V Simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica

Bogotá – Colombia, Agosto 4-6 de 2009

TABLA DE CONTENIDO – SICEL 2009

#	ARTÍCULO	PÁGINA
	Fuentes Alternas de Energía	
1	**Método para la selección de bombas como turbinas aplicadas a micro generación** *Ramiro Ortiz Flores/Colombia/Universidad del Valle*	6-12
2	**Desarrollo e implementación de un sistema de generación de energía eléctrica solar fotovoltaica** *Jhon Jairo Pérez/Colombia/Universidad de La Salle*	13-18
	Fenómenos de Interferencia Electromagnética	
3	**Reducción de IEM en convertidores electrónicos de potencia** *Fredy Edimer Hoyos/Colombia/Universidad Nacional De Colombia*	19-24
4	**Modelado de la transferencia de sobretensiones inducidas por descargas atmosféricas en los devanados de un transformador monofásico en el dominio de la frecuencia** *Juan C. Escamilla, Pablo Gómez, Pablo Moreno /Mexico/CINVESTAV*	25-30
5	**Computational tool to determine ground flash density and fuzzy ground flash density** *Diego Fernando Del Rio/Colombia/Universidad Nacional de Colombia*	31-36
6	**Multilinear regression technique for lightning performance of distribution networks assessment** *Edison Andrés Soto/Colombia/Universidad Nacional de Colombia*	37-40
	Desarrollos en Compatibilidad Electromagnética	
7	**Análisis de la monitorización de perturbaciones de tensión con base en el estándar iec 61000-4-30 de 2003** *Cesar António Duarte/Colombia/UIS*	41-46
8	**Modelado, simulación e implementación del flickermetro de la norma iec-61000-4-15 usando el software de programación labview 8.0** *Jhonathan Santacana/Venezuela*	47-52
9	**Simulador de generador de perturbaciones para verificar la conformidad con el**	53-58

	estándar iec 61000-4-30 *Cesar Antonio Duarte/Colombia/UIS*	
10	**Filtro resonante trifásico para la estimación en tiempo real de las componentes de secuencia de señales trifásicas desequilibradas y distorsionadas** *Johann Petit Suárez/Colombia/Uis*	59-64
11	**Control de corriente por banda adaptiva de histéresis en los filtros activos de potencia** *Jesser James Marulanda/Colombia/Utp*	65-70
12	**PFC pasivo para un rectificador trifásico controlado** *Gabriel Perilla Galindo/Colombia/Pontificia Universidad Javeriana*	71-76
13	**Control de velocidad de un motor dc mediante un prototipo rápido de control** *Fredy Edimer Hoyos/Colombia/Universidad Nacional De Colombia*	77-82
14	**Prácticas de calidad de la potencia eléctrica y perspectivas de investigación futuras** *Carmen Luisa Vásquez /Venezuela/Unexpo*	83-87
15	**Identificación y clasificación de perturbaciones en sistemas eléctricos usando una red neuronal** *Andrés Escobar Mejía/Colombia/Utp*	88-93
16	**Caracterización del campo EM radiado mediante rayo-receptores tipo software defined radio** *Luis Fernando Díaz/Colombia/Universidad Nacional De Colombia*	94-99
17	**Medición y análisis del efecto armónico en bancos de compensación reactiva en una planta cementera** *Oscar Peña/Peru/Uni-Fiee*	100-105
18	**Efecto de las bombillas fluorescentes compactas sobre la calidad de la potencia** *Ana María Blanco/Colombia/Universidad Nacional De Colombia*	106-110
19	**Aspectos a tener en cuenta en la selección de transformadores de medida para monitorizar la calidad de energía eléctrica** *Cesar Antonio Duarte/Colombia/Uis*	111-116
20	**Corrección activa del factor de potencia en un sistema conmutado: de la teoría a la práctica** *Patricia Prado/Colombia/Universidad Nacional De Colombia*	117-122
21	**Celda de conmutación suave para reducir pérdidas de energía en un convertidor boost cfp** *Patricia Prado/Colombia/Universidad Nacional De Colombia*	123-128

22	**Implementación de un rcp para un filtro activo en derivación – saf** *Sebastián Solís Chávez/Colombia/Universidad Nacional De Colombia*	129-137
	Diseño y Modelado de CEL	
23	**Metodología para el diagnóstico de la causa de huecos de tensión: análisis de fallas** *Liliana Patricia James/Colombia/UIS*	138-143
24	**Análisis de segmentación de hundimientos de tensión mediante la implementación de filtros kalman** *Gabriel Ordoñez Plata/Colombia/UIS*	144-149
25	**Evaluación, interpretación y visualización de la potencia instantánea en sistemas eléctricos** *Ustariz Farfán/Colombia/Universidad Nacional de Colombia*	150-156
26	**Estacionariedad e independencia, condiciones necesarias para evaluación probabilística de armónicos** *Luis Correa/Colombia/Universidad de La Salle*	157-162
27	**Metodología de modelamiento lineal de circuitos de corrección de factor de potencia activos (9614)** *Arturo Fajardo/Colombia/Pontificia Universidad Javeriana*	163-168
28	**Modelado y simulación de un medidor de calidad de suministro eléctrico usando el software labview** *José Antonio Benavides/Venezuela*	169-173
29	**Diseño de un prototipo para la monitorización de armónicos, interarmónicos y distorsión armónica total de tensión, considerando las normas IEC 61000-4-7 e IEEE** *Cristian Camilo Oliveros/Colombia/UIS*	174-178
30	**Implementación de un corrector activo de factor de potencia tipo boost con conmutación suave** *Patricia Prado/Colombia/Universidad Nacional de Colombia*	179-184
31	**A new sag source relative location algorithm based on the sequence current magnitude** *Víctor Augusto Barrera/España/Universidad de Girona*	185-190
32	**Localizador de fallas en sistemas eléctricos aplicando algoritmos evolutivos** *Wilingthon Guerra/Brasil/Universidad de Sao Pablo*	191-196
33	**Estudio y simulación de los filtros activos monofásicos de potencia para el mejoramiento de la calidad de energía** *Oscar Peña/Peru/UNI-FIEE*	197-203

34	**Análisis del desempeño del transformador de cinco columnas en la calidad de la potencia** *Mauricio Figueroa Carrillo/Colombia/Universidad Pontificia Bolivariana*	204-213
	Aspectos Económicos, Normativos y Regulatorios de la CEL	
35	**Sistema de gestión energético aplicado en la fundación universitaria tecnológico Comfenalco. Cartagena** *Hedier Humberto Lastra/Colombia/Fundación Universitaria Tecnológico Fenalco*	214-217
36	**Procesos de la calidad de potencia para un mercado eléctrico regulado** *Augusto Alfonso Abreou/Venezuela/ENELVEN*	218-223
37	**Registradores en el sistema de transmisión nacional colombiano para medir más allá de los indicadores CREG-024** *Jorge Enrique Gómez/Colombia/XM*	224-228
38	**Metodología para descontar el efecto de eventos excluidos por la regulación en el indicador PST** *Mauricio Figueroa Carrillo/Colombia/Universidad Pontificia Bolivariana*	229-234
39	**Interpretación y discusión del estándar IEC 61000-4-15 para el diseño de un medidor digital de flicker** *Cesar Antonio Duarte/Colombia/UIS*	235-240
40	**Estudio de incentivos para la generación eléctrica renovable usando dinámica de sistemas** *Sandra Ximena Carvajal/Colombia/Universidad Nacional de Colombia*	241-245
41	**Innovación tecnológica en gestión integral de calidad de potencia** *Oscar J Murillo/Colombia/Universidad Nacional de Colombia*	246-252
42	**Planificación del sistema eléctrico considerando criterios ambientales** *Edgar Muela/Colombia/Universidad de La Salle*	253-259
43	**Evaluación de una propuesta remunerativa para el servicio de arranque autónomo mediante dinámica de sistemas** *Sandra Ximena Carvajal/Colombia/UN*	260-265

Método para la selección de bombas como turbinas aplicadas a micro generación.

Prof. Ramiro Ortiz Flórez (PhD), Universidad del Valle – Cali – Colombia

Resumen — This paper present the results obtained in an research realized in the Small Central Hydroelectric Laboratory of the School of Electric and Electronic Engineering - EIEE (University of the Valle, Cali - Colombia), to validate differents methods to select pumps as turbines; however analytical results methods vary considerably.

By other side the author proposed an alternative method for selection of pump as turbine according to the diameter and the discharge of the pump drive from the flow and height available in the place.

Palabras clave - **Bombas centrifugas, turbinas hidráulicas, micro centrales hidroeléctricas.**

I. INTRODUCCIÓN.

El impacto social, económico y ambiental de la microgeneración hidroeléctrica (MicroCHE) en zonas rurales y zonas no interconectadas a la sistema energético nacional (ZNI) se ve afectado por los costos en sus equipos, ya que estos suelen ser importados; adicionalmente sus potencias no se ajustan a las condiciones de caudal y altura del lugar; esto hace que sean una solución costosa e ineficiente. Sin embargo a nivel de MicroCHE se pueden utilizar bombas centrifugas en modo turbina, esta solución tiene una producción industrial seriada, que permite disponer de una gran gama de equipos para diferentes caudales y alturas lo cual facilita seleccionar los equipos que más se ajustan a cada proyecto de MicroCHE. Esta solución de tecnología nacional, se caracteriza porque el costo por kilovatio instalado es menor que el equivalente con una solución convencional. No obstante, la aplicación de máquinas reversibles a nivel de MicroCHE requiere que se haga a través de métodos, fundamentados en la teoría de máquinas hidráulicas, corroborados en el laboratorio; los cuales culminan con datos experimentales que facilitan la aplicación de máquinas reversibles en MicroCHE.

En este sentido una investigación realizada previamente en el laboratorio de Pequeñas Centrales Hidroeléctricas de la Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica – EIEE (Universidad del Valle), aplicada al uso de bombas centrifugas en modo turbina, permitió validar experimentalmente los métodos propuestos por diferentes escuelas y autores. En ella los resultados obtenidos demostraron que el diámetro de descarga de la bomba es decisivo en la selección de una bomba como turbina [1]. Al continuar con esta investigación se halló que el método de selección de la bomba como turbina debe determinar el diámetro de descarga y del impeler de la bomba a partir de las condiciones de caudal y altura disponibles en el lugar. El procedimiento de selección de estos dos parámetros se entrara a explicar en el presente artículo.

II. ASPECTOS GENERALES DE LOS MÉTODOS.

Las máquinas hidráulicas reversibles de grandes tamaños tienen su aplicación en centrales hidroeléctricas acumuladoras, para las cuales los grandes fabricantes de maquinaria hidráulica han ensayado sus respectivos modelos, obteniendo las características de operación en modo turbina y en modo bomba. Con base en estas características se puede inferir el comportamiento que tendría una bomba en modo turbina aplicado a MicroCHE, tal como lo han hecho diferentes autores y escuelas; quienes han propuesto diferentes métodos para pronosticar el funcionamiento de estas, en el punto de mayor eficiencia a partir de datos hidrodinámicos, como: altura, caudal y velocidad específica; los cuales se pueden agrupar de la siguiente manera:

1) Funcionamiento de una bomba como turbina a partir de las características de caudal y altura en el modo bomba.

2) Funcionamiento de una bomba como turbina a partir de la velocidad específica en el modo bomba.

3) Funcionamiento de una bomba como turbina a partir de las condiciones del sitio.

***A.** Funcionamiento de una bomba como turbina a partir de las características hidráulicas en el modo bomba.*

Los autores de este método [2, 3 y 4], indican que las condiciones de caudal, altura y eficiencia entre el modo bomba y modo turbina, están relacionados a través de coeficientes, de la siguiente forma: $Q_T = K_Q Q_B$, $H_T = K_H H_B$ y $\eta_T = K_\eta \eta_B$

Donde: Q_T y Q_B son los caudales en el punto de óptima eficiencia como turbina y como bomba. H_T y H_B son las alturas en el punto de óptima eficiencia como turbina y como bomba. η_T y η_B son las eficiencias hidráulicas como turbina y como bomba. K_Q, K_H y K_η son los coeficientes de caudal, altura y eficiencia que relacionan los dos modos respectivamente. Tal como se indica en la Tabla I, estos coeficientes varían de un autor a otro.

TABLA I.
COEFICIENTES PARA CAUDAL, ALTURA Y EFICIENCIA EN FUNCIÓN DE EFICIENCIA DE LA BOMBA.

Referencia	K_Q	K_H	K_η
Stephanoff [2]	$\frac{1}{\sqrt{\eta_B}}$	$\frac{1}{\eta_B}$	1
Mc. Claskey [2]	$\frac{1}{\eta_B}$	$\frac{1}{\eta_B}$	1
Sharma-Williams [3]	$\frac{1}{\eta_B^{0.8}}$	$\frac{1}{\eta_B^{1.2}}$	1
BUTU [2]	$\frac{0.85\eta_B^5 + 0.385}{2\eta_B^{9.5} + 0.205}$	$\frac{1}{0.85\eta_B^5 + 0.385}$	$1 - \frac{0.03}{\eta_B}$
MICI [4]	0,9 - 1,0	1,56 - 1,78	0,75-0,80

B. Funcionamiento de una bomba como turbina a partir de la velocidad específica en el modo bomba.

Los investigadores Mijailov 0. Audicio y Augusto Nelson Carvalo [5, 6 y 7] han encontrado que las condiciones de caudal, altura y eficiencia entre el modo bomba y modo turbina, están relacionados a través de la velocidad específica n_{qB} (ver Tabla II). La cual se determinan prácticamente de igual forma, pero con diferentes unidades, de la siguiente forma:

1) *Mijailov*: $n_{qB} = \frac{n_B\sqrt{Q_B}}{H_B^{0.75}}$; donde n_B [rpm], Q_B [m³/s] y H_B [m].

2) *Audicio*: $n_{qB} = \frac{n_B\sqrt{Q_B}}{1673H_B^{0.75}}$; donde n_B [rpm], Q_B [l/s] y H_B [m].

3) *Carvalo*: $n_{qB} = \frac{10^3 n_B\sqrt{Q_B}}{(H_B g)^{0.75}}$; donde n_B [rps], Q_B [m³/s] y H_B [m].

En función del valor de la velocidad específica obtenida los investigadores proponen un rango de coeficientes para caudal y altura, tal como se indica en la Tabla II.

C. Funcionamiento de una Bomba en modo Turbina a partir de las condiciones del sitio.

Este método [8] es el producto de pruebas de laboratorio realizadas a más de 80 máquinas funcionando tanto en modo Bomba como en modo Turbina, con las cuales fue posible obtener varios diagramas característicos que relacionan parámetros que afectan el funcionamiento del modo turbina de una bomba tales como: velocidad específica, eficiencia, caudal y altura.

TABLA II
COEFICIENTES PARA CAUDAL, ALTURA Y EFICIENCIA EN FUNCIÓN DE LA VELOCIDAD ESPECÍFICA.

Referencia	K_Q	K_H	K_η
0. Audicio [5]	$1.21\eta_B^{-0.25}$	$1.21\eta_B^{-0.8}\left[1+\left(0.6+\ln n_{qB}\right)^2\right]^{0.3}$	$0.95\eta_B^{0.7}\left[1+\left(0.5+\ln n_{qB}\right)^2\right]^{-0.25}$
Mijailov [6]	$-0.078n_{qB} + 3.292$	$-0.078n_{qB} + 3.112$	$-0.0014n_{qB} + 0.96$
Carvalo [7]	$5*10^{-5}n_{qB}^2 - 0.0114n_{qB}^2 + 1.2246$	$-2*10^{-5}n_{qB}^2 + 0.0214n_{qB}^2 + 0.7688$	N.A.

Este método indica la bomba que más se ajusta para operar en modo turbina a partir de las condiciones de caudal y altura del sitio; posteriormente se selecciona en cartas de fabricantes la bomba que más se aproxima a estos valores y una vez elegida la bomba, se pueden obtener las curvas de funcionamiento en modo turbina. Este método se encuentra detallado en el libro "Manual on Pumps used as Turbines" [8].

D. Consideraciones técnicas

La bomba seleccionada para operar como turbina por cual quiera de estos métodos, trabajará fuera de su régimen normal de operación; por ello deben verificarse entre otras las siguientes condiciones de operación en modo turbina y elementos de diseño: velocidad de embalamiento, cavitación, sentido de las roscas del eje, límites de presión de la carcaza.

III. RELACIÓN ENTRE LOS DIÁMETROS DE SUCCIÓN Y DESCARGA EN FUNCIÓN DE LA VELOCIDAD ESPECÍFICA.

La ecuación fundamental de las máquinas hidráulicas rotativas aplicada al rodete (impeler en una bomba), indican que en función de la velocidad específica la relación entre los diámetros de succión y descarga varía [1]. Para observar este detalle nos basamos en la ecuación de las máquinas hidráulicas, fundamentada en la ecuación de Bernoulli para un tubo de corriente.

Aplicada al rotor de la bomba centrífuga, se debe considerar que el caudal que fluye entre los álabes del desde el punto 1 al 2 de la Fig 1 lo hace en un tubo de corriente, en el cual el fluido se desplaza entre ellos con una velocidad relativa que es función del caudal y de la sección $w_i = Q/S_i$ y a su vez el rotor tiene una velocidad circunferencial que depende del diámetro y de la velocidad del motor $u_i = \pi D_i n/60$. La suma vectorial de estas velocidades, corresponde a la velocidad absoluta c (ver Fig 1).

$$c = u + w$$

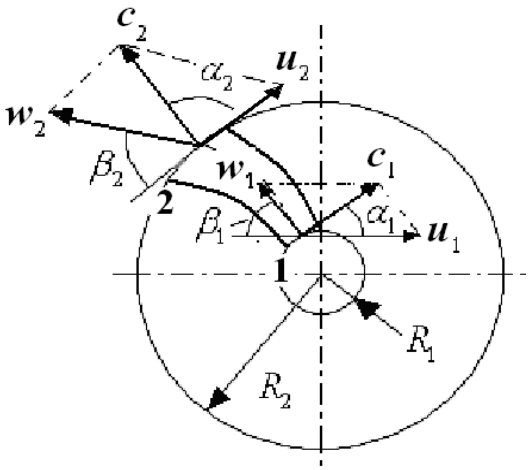


Fig 1. Impeler de una bomba centrifuga con sus respectivas velocidades vectoriales.

Con base en estas consideraciones, se obtiene que la energía específica en el rotor de la bomba es:

$$H_{RB} = \frac{c_2^2 - c_1^2}{2g} + \frac{w_1^2 - w_2^2}{2g} + \frac{u_2^2 - u_1^2}{2g} \quad (1)$$

Esta ecuación también llamada "ecuación fundamental de las bombas centrifugas" muestra que la forma del rodete de la máquina hidráulica establece una relación directa entre H_{RB} y el triangulo de velocidades a la entrada y salida del rodete, tal como se indica en la Fig 1. De esta forma las magnitudes de las velocidades, los ángulos, la geometría del rodete y la velocidad mecánica inciden en la energía específica de la bomba.

Al aplicar la ecuación fundamental a máquinas hidráulicas de flujo axial se encuentra que las velocidades u_1 y u_2, son iguales; por consiguiente, H_{RB} se determina con base en la diferencia de las otras velocidades, la cual no debe ser elevada, dado que aumentan las pérdidas. Esto con lleva a que este tipo de máquinas tenga una baja energía específica, cuya aplicación sea bajas caídas. No obstante las bombas hidráulicas de flujo diagonal y radial-axial, se caracterizan por tener mayores H_{RB}, en la medida en que aumentan la diferencia entre las velocidades u_1 y u_2. Esto último se debe a la relación entre los diámetros del rodete de salida y entrada D_2/D_1 (ver Fig 2) y a la velocidad mecánica, que suele ser 1800 ó 3600 rpm (60 Hz) para un motor eléctrico.

Cabe anotar que para facilitar la construcción de máquinas hidráulicas rotativas: bombas o turbinas, se ha aceptado que las dimensiones de ellas estén en función de la velocidad específica n_s; la cual en función de la potencia N, la velocidad n y la caída H, equivale a:

$$n_s = \frac{n}{H} * \sqrt{\frac{N}{\sqrt{H}}} \quad (2)$$

y en función del caudal Q, la velocidad n y la caída H, equivale a:

$$n_s = 3.65 \frac{n\sqrt{Q}}{H^{3/4}} \quad (3)$$

No obstante en el caso de una turbina se suele determinar a través de ecuaciones experimentales.

Es importante señalar que la velocidad mecánica de la bomba le permite tener velocidades específicas mayores frente a una turbina, este detalle se refleja en la relación entre los diámetros del rodete; tal como se indica en la Fig 2. A si mismo la ecuación fundamental de las bombas centrifugas corrobora que en función de la velocidad específica la relación entre los diámetros de succión y descarga varía. Esto indica que hay una incidencia directa en los diámetros de succión y descarga; por tal motivo es necesario para la selección de una bomba como turbina, determinar si el diámetro de descarga de la bomba permite el paso del caudal sin que se convierta en una válvula reguladora.

IV. SELECCIÓN DEL DIÁMETRO DE DESCARGA DE UNA BOMBA CENTRIFUGA PARA OPERAR EN MODO TURBINA.

El análisis anterior fue corroborado en el laboratorio de Pequeñas Centrales Hidroeléctricas de la EIEE, en el cual se observo que al seleccionar una bomba en modo turbina siguiendo los autores indicados en las Tablas I y II, se encontró para la condiciones del laboratorio que el diámetro

de descarga de la bomba no permite el manejo de esta caudal [1]. Esto origino que la selección de los parámetros de caudal y altura de la bomba para operar como turbina se proponga que se deba realizar a partir de la selección del diámetro de descarga y del diámetro del impeler respectivamente.

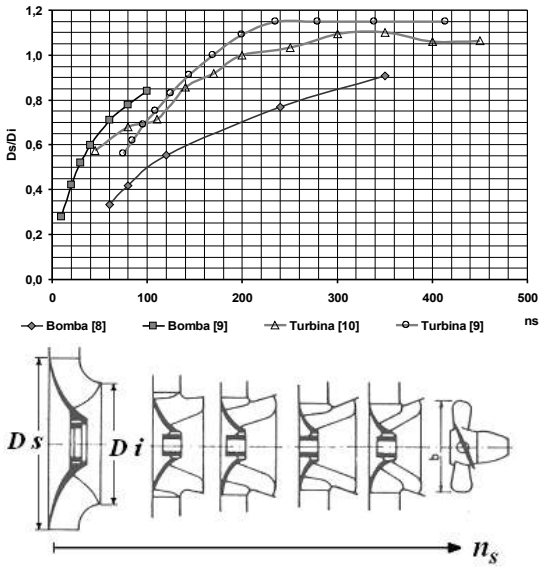


Fig 2. Relación entre los diámetros de superior e inferior Ds/Di en una bomba y en una turbina en función de la velocidad específica [1][1].

A. Selección del diámetro de descarga de la bomba centrifuga para operar en modo turbina.

En razón al análisis preliminar, la selección del diámetro mínimo de descarga de la bomba para unas condiciones de caudal y altura del sitio se propone que se debe realizar en función de las pérdidas hidráulicas de la tubería h por longitud ya que estas son sensiblemente superiores a la de los accesorios. Si se considera que estas equivalen a un porcentaje dh de la caída total, se tiene:

$$h = dh\,H = \lambda \frac{L}{D_T}\frac{v^2}{2g} = \lambda \frac{1}{D_T}\frac{H}{Sin\theta}\frac{1}{g}\frac{8\,Q^2}{\pi^2 D_T^4} \quad (4)$$

donde: λ es el término conocido como factor de fricción de Darcy o coeficiente de rozamiento, L es la longitud, D_T es el diámetro de la tubería, v es la velocidad del flujo y g es la aceleración de la gravedad.

En la ecuación (4) la velocidad media se reemplaza por la relación entre el caudal y la sección de la tubería $v = \frac{4*Q}{\pi * D_T^2}$ y la longitud por la relación entre la longitud y el ángulo formado con la horizontal $L = \frac{H}{Sin\theta}$.

De la ecuación (4) se deduce que el diámetro de la tubería que cumple con este nivel de pérdidas equivale a:

$$D_T = \left(\lambda \frac{8}{\pi^2 g\, K_H Sin\theta} Q^2\right)^{\frac{1}{5}} \quad (5)$$

El diámetro de la tubería D_T obtenido equivale al diámetro de descarga de la bomba, cabe anotar que es necesario aproximarlo a un valor superior y equivalente en pulgadas

B. Selección del diámetro del impeler de la bomba centrifuga para operar en modo turbina.

Como se menciono la energía específica en el rotor de la bomba esta directamente relacionado con triangulo de velocidades a la entrada y salida del rodete (ver Fig 1); de esta forma las magnitudes de las velocidades, los ángulos, la geometría del rodete y la velocidad mecánica inciden en la energía específica de la bomba; tal como sea indicado en la ecuación 1. Sin embargo la energía específica en el rotor también se puede obtener a través del teorema de la cantidad de movimiento, de la siguiente forma.

$$H = \frac{\left(c_1 * u_1 * \cos\alpha_1 - c_2 * u_2 * \cos\alpha_2\right)}{g} \quad (6)$$

En esta ecuación se muestra que la mayor energía específica en el rotor se obtiene para las siguientes condiciones: $\alpha_2 = 0^\circ$ y $\alpha_1 = 90^\circ$; bajo estas condiciones al observar el triangulo de velocidades (ver Fig 1) respectivamente se infiere, que a la salida del impeler las velocidades circunferencial y absoluta son iguales en dirección y magnitud y que a su vez el fluido no tiene velocidad relativa ($u_2 = c_2$ y $w_2 = 0$); además que la velocidad relativa a la entrada del impelerse puede determinar por Pitágoras ($w_1 = \left(u_1^2 + c_1^2\right)^{1/2}$)

Al reemplazar estos valores en la ecuación fundamental de las bombas centrifugas 1, se obtiene:

$$H_{RB} = \frac{u_2^2 - c_1^2}{2g} + \frac{0 - w_2^2}{2g} + \frac{u_2^2 - u_1^2}{2g} =$$

$$= \frac{u_2^2 - c_1^2 - \left(u_1^2 + c_1^2\right) + u_2^2 - u_1^2}{2g} = \frac{u_2^2}{g}$$

Es decir que la mayor energía específica en el rotor depende de la velocidad circunferencial a la salida del impeler, la cual a su vez es función de diámetro a la salida y de la velocidad del motor:

$$u_i = \pi\, D_i\, n/60 \quad (7)$$

En tal sentido la energía específica del rotor es función del cuadrado de la velocidad del motor y del diámetro a la salida:

$$H_{RB} = \left(\pi\, D_2 \frac{n}{60}\right)^2 \frac{1}{g} = \left(\frac{\pi\, n}{60}\right)^2 \frac{1}{g} D_2^2 \quad (8)$$

[1] Es importante señalar que la relación Ds/Di, corresponde a la relación D2/ D1 en una bomba y D1/D2 en una turbina.

No obstante la velocidad mecánica suele ser 1800 ó 3600 rpm (60 Hz) para un motor eléctrico, esto indica que respectivamente la energía específica equivale a:

$$H_{RB} = 905.58\, D_2^{\,2} \text{ para } n = 1800\ rpm \text{ y}$$

$$H_{RB} = 3621.84\, D_2^{\,2} \text{ para } n = 3600\ rpm$$

De esta forma el diámetro del impeler D_2 de acuerdo a la velocidad mecánica del motor equivale a:

$$D_2 = \frac{\sqrt{H_{RB}}}{30} \text{ para } n = 1800\ rpm \text{ y } D_2 = \frac{\sqrt{H_{RB}}}{60.2}$$

para $n = 3600\ rpm$

Para tener términos más precisos, se debe incluir la eficiencia de la bomba η_B, de esta forma el diámetro del impeler es igual a:

$$D_2 = \frac{\sqrt{H_{RB}/\eta_B}}{30} \text{ para } n = 1800\ rpm \text{ y}$$

$$D_2 = \frac{\sqrt{H_{RB}/\eta_B}}{60.2} \text{ para } n = 3600\ rpm \quad (9)$$

Para determinar en una forma más exacta diámetro de salida D_{2R}, se considera que el diámetro obtenido D_2 corresponde a la diferencia entre los cuadrados de las velocidades circunferenciales de los diámetros de salida y entrada, es decir:

$$u^2 = u_2^2 - u_1^2 \quad (10)$$

De esta forma al colocar en la ecuación (10) la ecuación (7) con los respectivos diámetros, se tiene:

$$\left(\pi \frac{n}{60}\right)^2 D_{2R}^{\,2} = \left(\pi \frac{n}{60}\right)^2 D_2^{\,2} - \left(\pi \frac{n}{60}\right)^2 D_1^{\,2} \ ,$$

y el diámetro del impeler D_{2R} equivale a:

$$D_{2R}^{\,2} = D_2^{\,2} - D_1^{\,2} = D_2^{\,2}\left(1 - \frac{1}{K_{DB}^{\,2}}\right)$$

donde: K_{DB} corresponde al coeficiente relaciona los diámetros de salida y entrada D_2/D_1 del impeler en función de la velocidad especifica n_s (ver Fig 2).

De esta forma el diámetro del impeler más cercano a la realidad D_{2R} equivale a:

$$D_{2R} = D_2\left(1 - \frac{1}{K_{DB}^{\,2}}\right)^{1/2} \quad (11)$$

V. APLICACIÓN Y VALIDACIÓN DE LOS MÉTODOS DE SELECCIÓN DE UNA BOMBA COMO TURBINA Y LA METODOLOGÍA PROPUESTA.

Como sea señalado previamente los métodos indicados en la Tabla I y II [1] se llevaron a las condiciones del laboratorio de Pequeñas Centrales Hidroeléctricas de la EIEE para su validación. El cual consistió en seleccionar una bomba para operar en modo turbina para las siguientes condiciones: 45 m de caída y 1100 l/min. Los resultados de los métodos [1] obtenidos (ver Tabla III) ordenados en orden ascendente, muestran que los parámetros de caudal y altura varían considerablemente de un autor a otro, esto con lleva incertidumbre a la hora de aplicarlos para escoger una bomba determinada. En el caso del laboratorio de pequeñas centrales hidroeléctricas un fabricante propone el tipo de bomba en función de caudal y altura, esto conlleva a ofrecer para cada uno de los métodos diferentes bombas, tal como se observa en la última columna de la Tabla III.

TABLA III.
CARACTERÍSTICAS DE CAUDAL Y ALTURA DE LA BOMBA A SELECCIONAR, EFICIENCIA Y POTENCIA EN EL MODO TURBINA.

Referencia	n_S	K_Q	K_H	K_η	Q_B ***[l/min]***	H_B ***[m]***	η_T ***[%]***	P_T ***[kW]***	**Tipo**
Mijailov [6]	13,64	4,36	4,18	0,98	253	11	0,71	5,8	1.5*1.5*5.5
BUTU [2]	N.A.	1,94	1,78	0,96	568	25	0,70	5,7	2.0*2.0*9.5
Mc. Claskey [2]	N.A.	1,37	1,37	1,0	803	33	0,73	5,9	2.0*2.0*9.5
0. Audicio [5]	1,65	1,31	1,97	0,64	840	23	0,47	3,8	2.0*2.0*9.5
Stephanoff [2]	N.A.	1,17	1,37	1,0	940	33	0,73	5,9	2.0*2.0*9.5
MICI [4]	N.A.	0,9	1,56	0,75	1222	29	0,55	4,4	3.0*3.0*11.0
Augusto Carvalo [7]	42,18	0,86	0,83	1	1279	54	0,73	5,9	*5*6*13.5*
Sharma- Williams [3]	*N.A.*	*0,78*	*0,69*	*1,0*	*1415*	*66*	*0,73*	*5,9*	*5*6*13.5*

De acuerdo con los métodos anteriores, finalmente se escogió una bomba de la marca Worthington, producida por Flow Server Colombia, tipo D – 814 3*2*8 para agua limpia, cuyas características se indican en la Tabla IV.

En las condiciones hidráulicas del laboratorio la potencia hidráulica desarrollada por la bomba como turbina debía oscilar entre 3 y 5.5 Kilovatios con una máxima eficiencia del 70 %. Sin embargo el resultado final, la potencia máxima obtenida fue de 2.4 kW; debido a que el diámetro de descarga y el caracol de la bomba en su conjunto se están comportando como una válvula reguladora de caudal [1].

TABLA IV.
CARACTERÍSTICAS DE LA BOMBA ENSAYADA EN CONDICIONES DEL LABORATORIO DE PEQUEÑAS CENTRALES HIDROELÉCTRICAS.

n (rpm)	Q		H		η_B
	(gpm)	(l/min)	(pies)	(m)	
1750	160	605,6	50	15	73
3550	300	1135,5	250	76	76

VI. SELECCIÓN DE UNA BOMBA COMO TURBINA A PARTIR DEL DIÁMETRO DE DESCARGA Y DEL IMPELER.

Como sea mencionado el diámetro de descarga para las condiciones del laboratorio (1100 l/min) se seleccionará en función de las pérdidas hidráulicas de la tubería, tal como se indica en la ecuación (5). Para ello se considerará un nivel de pérdidas equivalente al 10 % de la caída disponible en el laboratorio ($dh = 0.1$) y el coeficiente de fricción λ se determinará con la ecuación de Darcy [11]:

$$\lambda = 0.01\left(\frac{k}{D}\right)^{0.134} \qquad (11)$$

donde: k es le coeficiente de fricción, que para una tubería metálica lisa corresponde a 1.15 [12].

Al aplicar estas condiciones en la ecuación (5) se tiene el diámetro de descarga de la bomba debe ser de 3 pulgadas.

En el numeral IV.B las ecuaciones (8) y (9) indican como determinar el diámetro de impeler, en ellas se hace necesario conocer la eficiencia que tendría la bomba η_B en las condiciones del laboratorio (45 m de caída y 1100 l/m) y la relación entre los diámetros del impeler D_2/D_1. Es importante anotar que tanto la eficiencia η_B como la relación K_{DB} son función de la velocidad específica n_s; estos parámetros se indican en la Tabla 5. Al aplicar estas condiciones en las ecuaciones (8) y (9) se tiene el diámetro del impeler de la bomba debe ser de 8 y 15 pulgadas para una velocidad sincrónica del motor eléctrico de 3600 y de 1800 rpm respectivamente (ver Tabla V).

TABLA V.
PARÁMETROS PARA LA SELECCIÓN DEL DIÁMETRO DEL IMPELER.

H (m)	Q		n (rpm)	n_s	η_B [12]	D_2		K_{DB}		D_{2R}			
										(m)		(pulg)	
	(l/min)	(gpm)				(m)	(pulg)	[8]	[9]	[8]	[9]	[8]	[9]
40	1100	290,6	3600	982	0,6	0,14	5	1,9	1,07	0,38	0,38	8	8
40	1100	290,6	1800	347	0,5	0,15	6	2,9	1,49	0,20	0,20	15	15

De acuerdo con los resultados obtenidos la bomba que se debe utilizar en las condiciones del laboratorio debe tener un diámetro de descarga de 3 pulgadas y un diámetro del impeler de 8 pulgadas. Estas características corresponden a un bomba: 3*4*8, 3600 rpm, para agua limpia.

V. CONCLUSIONES.

La investigación realizada en el laboratorio de Pequeñas Centrales Hidroeléctricas, aplicada al uso de bombas centrifugas en modo turbina, además de que permitió validar experimentalmente los métodos propuestos por diferentes escuelas y autores, confirmó la importancia de la relación entre los diámetros de succión y descarga. Conjuntamente a esta demostración, los resultados de este trabajo indican la necesidad de abordar la selección de las bombas como turbinas en forma similar a la selección de una turbina; tal como se presenta en esta investigación. La cual se puede considerar como un método sencillo, el cual entrega unos valores aproximados de las dimensiones más relevantes de la bomba; no obstante es indiscutible la necesidad de validar experimentalmente estos resultados.

Es importante destacar que los resultados indican nuevas líneas para investigación; las cuales citamos a continuación:

- Determinar la potencia generada a partir de la metodología propuesta.
- Efectos en la potencia generada a partir de cambios en el perfil y la geometría del impeler.
- Análisis técnico económico de la eficiencia obtenida a través del presente método, frente a opciones convencionales.

VI. BIBLIOGRAFÍA.

[1] G. I. Krivchenko Máquinas Hidráulicas. Moscú. Energoatomizdat. 1978, 315 p.

[2] Hugo Gongora Chamorro y Luis E Lopez Botero. Comportamiento de una motobomba trabajando como turbogenerador. Universidad del Valle. Marzo de 1998. Tesis de pregrado.

[3] A. Willians. Pumps as turbines: user´s guide. 2nd Edition. Inglaterra: ITDG Pub, 2003, 70 p.

[4] G. I. Krivchenko. V.V. Berlin. O.A. Muraviob. E.M. Natarius. Recomendaciones para la utilización de bombas como turbinas (en ruso). Moscú. Ed Infoenergo. 1990, 21 p

[5] O Audisio, Bombas Utilizadas Como Turbinas. Laboratorio de Máquinas Hidráulicas (LA.M.HI.). Universidad Nacional del Comahue. Disponible en: http://fain.uncoma.edu.ar/centraleshidraulicas/archivos/PCH-BOMBAS%20COMO%20TURBINAS.PDF

[6] L. P. Mijailov. Pequeña Hidroenergía. Moscú. Ed Energoatomizdat 1989, 179 p.

[7] N.Carvalo. Bombas de fluxo operando como turbina. Por que usála?. Seção de Artigos Técnicos. PCH Notícias & SPH News. Disponible en: http://www.cerpch.unifei.edu.br/revista_online/ano4/n12/pdf/pag09a16.pdf

[8] J.-M. Chapallaz, P. Eichenberger, G. Fischer. Manual on Pumps Used as Turbines. GATE-GTZ. Vieweg. 1992.

Autores.

Ramiro Ortiz Flórez. PhD en evaluación de recursos hidroenergéticos del Instituto Energético de Moscú, Magister en Centrales Eléctricas y Subestaciones, profesor de la Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Universidad del Valle, Cali - Colombia. Autor del libro "Pequeñas Centrales Hidroeléctricas" Ed MacGraw Hill - 2002, galardonado con el Premio "Diodoro Sanchez – 2002" otorgado por la Sociedad Colombiana de Ingeniería. Su campo de investigación se centra en las Pequeñas Centrales Hidroeléctricas, desde la evaluación de los recursos hidroenergéticos hasta la aplicación de máquinas reversibles. ce: pamupo@univalle.edu.co; ramiro@emcali.net.co.

DESARROLLO E IMPLEMENTACION DE UN SISTEMA DE GENERACIÒN DE ENERGÌA ELÈCTRICA SOLAR FOTOVOLTAICA

J. Pérez, I. Simbaqueva

Resumen **– El presente artículo aplica la modelación matemática de Lambert Beer y determina los parámetros de irradiancia solar. También se presenta la implementación de una estación solar en la Universidad de La Salle. Mediante la modelación de la ecuación de Lambert Beer, se obtiene el valor de transferencia de la energía solar en su paso por la atmósfera. Los resultados obtenidos muestran un alto grado de correlación con medidas realizadas con dos pirheliómetros y dos piranómetros calibrados con la referencia mundial de radiación solar. Finalmente como resultado de la aplicación se obtiene energía eléctrica la cuál es conectada a la red para alumbrado mediante el sistema de energía solar fotovoltaica. Otro aspecto relevante es el desarrollo de una herramienta computacional en Labview y la generación de una base de datos, que permite almacenar los parámetros de radiación solar directa, global y difusa.**

Palabras clave **— DAQ, ecuación de Lambert Beer, Labview, radiación solar, directa, global, difusa, sistema fotovoltaico.**

I. INTRODUCCIÓN

EL sol es la estrella del sistema planetario en el cual se encuentra la tierra [1], por lo tanto es la estrella más cercana a la tierra y por ende la de más brillo aparente. La energía radiada por el sol es aprovechada por los seres fotosintéticos que constituyen la base de la cadena trófica siendo así la principal fuente de energía de la vida. La energía solar se crea en el interior del Sol. Es aquí donde la temperatura (15,000,000° C; 27,000,000° F) y la presión (340 millardos de veces la presión del aire en la Tierra al nivel del mar) son tan intensas, que se llevan a cabo reacciones nucleares. Estas reacciones causan núcleos de cuatro protones ó hidrógeno para fundirse juntos y formar una partícula alfa ó núcleo de helio. La partícula alfa tiene cerca del 7 por ciento menos masa que los cuatro protones. La diferencia en la masa es expulsada como energía y es llevada a la superficie del Sol, a través de un proceso conocido como convección [1], donde se liberan luz y calor.

La Energía emitida por el Sol se propaga en todas las direcciones a través del espacio mediante ondas electromagnéticas y partículas [2]. La medición de la radiación solar se realiza en forma instantánea como el cociente entre la cantidad de energía solar incidente en la unidad de área y de tiempo (energía / Área tiempo) W/m², o integrada durante un lapso de tiempo que normalmente es un día (Energía / Área) kWh/m^2 [2].

Como antecedentes para el aprovechamiento de la energía solar se tiene, cuando se presentó la primera crisis del petróleo a principios de la década del 70 y su interés se centró en buscar fuentes alternas de energía [3]. Una de las fuentes de generación de energía eléctrica alterna es el aprovechamiento de la energía solar para su transformación fotovoltaica a pequeña o gran escala.

El territorio colombiano presenta un escenario apropiado para la implementación de sistemas de generación eléctrica con el recurso solar en sistemas fotovoltaicos.

Los parámetros de interés para medir las características de la radiación solar son los siguientes:

1. radiación solar directa
2. radiación solar global
3. radiación solar difusa

El presente artículo describe la metodología para la medición de los parámetros de radiación solar, utilizando el método de calibración sugerido por la Organización Mundial de Meteorología (OMM) [4]. Posteriormente se muestra el diseño del software para la adquisición de datos de las componentes: directa, difusa y global, su instalación y adquisición de datos, además de la conformación de una base de datos horarios diarios. Finalmente en el artículo se presenta el método analítico para generar datos instantáneos de máxima irradiancia solar directa y global para días despejados (sin nubes), que son los requeridos para determinar la eficiencia de rendimiento de un sistema solar fotovoltaico.

El método analítico de Lambert Beer, es un método de cálculo para generar datos de irradiancia solar directa, global y difusa, en todo el ancho de banda del espectro solar y para días despejados. Los datos generados utilizando el modelo de Lambert Beer describen la ecuación de transferencia de la energía solar en su paso por la atmósfera [5].

Los diversos flujos de radiación solar recibidos o emitidos por la superficie terrestre son las variables más importantes para estudiar las transformaciones de la energía en el sistema tierra-atmósfera, estas aplicaciones son utilizadas en biología, medicina, agricultura, arquitectura y en la industria para diseño y caracterización de sistemas que aprovechen la energía solar, que es una de las fuentes alternas de energía.

J.J. Pèrez es profesor asistente del programa de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de La Salle. jjperez@unisalle.edu.co

I. Simbaqueva es Ingeniero Electricista de la Universidad de La Salle. ivansimba@gmail.com

Matemáticamente la atenuación de la radiación solar puede expresarse en términos de los efectos de absorción y dispersión de los componentes atmosféricos responsables a través de la ley de Bouguer, llamada también ley de Lambert-Beer. En esta ley, la atenuación de la radiación es directamente proporcional al camino recorrido por la radiación en su paso por la Atmósfera [5]. De esta forma la irradiancia solar (1), directa a una longitud de onda λ, que llega a la superficie terrestre es:

$$I_{n\lambda} = I_{on\lambda}\, e^{-k_\lambda m} \qquad (1)$$

Donde: $\boldsymbol{I_{n\lambda}}$ es la irradiancia solar directa que incide en la superficie después de atravesar la atmósfera, $\boldsymbol{I_{on\lambda}}$, es la irradiancia solar extraterrestre a la longitud de onda, λ $\boldsymbol{k_\lambda}$ es el coeficiente de atenuación o extinción de la radiación a la misma longitud de onda y $\boldsymbol{m}$ es el camino óptico o masa óptica atravesada por la radiación en su camino por la atmósfera.

Estimación teórica de la radiación solar global (2), (rg): la irradiancia solar global (RG) se determina por las componentes directa y difusa que inciden sobre una superficie horizontal así:

$$RG = I_n sen\, h + I_d \qquad (2)$$

Donde: I_n es la irradiancia directa, Sen h corresponde a la altura del sobre el horizonte a momento de la medida, I_d es la irradiancia difusa para todo el ancho de banda.

Se determina por tres contribuciones de dispersiones de la radiación solar en su paso por la atmósfera, la dispersión por aerosoles (I_{da}), dispersión de Rayleigh (I_{dr}) y la difusa debida a múltiple reflexiones entre la superficie de la tierra y la atmósfera (I_{dm}).

II. METODOLOGÍA

A. *Equipos utilizados para el sistema fotovoltaico implementado*

Los equipos necesarios para la medición de radiación solar, adquisición de datos y el montaje del sistema fotovoltaico planteado son:

i. Pirhanometro de precisión espectral: es un radiómetro designado por la organización mundial de meteorología para toma de medidas de radiación solar y reflexiones en el cielo, en su totalidad o en determinadas bandas de longitud de onda [6].

ii. Pirheliómetro de incidencia normal: el Pirheliómetro es un instrumento utilizado para la medición de la radiación solar de forma directa, esto quiere decir que siempre esta orientado en dirección al sol y recoge solo los datos de la radiación solar. Las radiaciones reflejadas por nubes o diferentes gases y que cambian su trayectoria no pueden ser medidas por este instrumento.

iii. Colector solar fotovoltaico: Los módulos fotovoltaicos utilizan células seudo cuadradas de silicio monócristalino de alta eficiencia para transformar la energía de la radiación solar en energía eléctrica de corriente continua. El circuito de células se lamina utilizando E.V.A. (acetato de etilen-vinilo) como encapsulante en un conjunto formado por un vidrio templado en su cara frontal y un polímero plástico (TEDLAR) en la cara posterior que proporciona resistencia a los agentes ambientales y aislamiento eléctrico.

iv. Banco de baterías: la capacidad de almacenar la energía eléctrica fotovoltaica convierte a la energía solar en una fuente de electricidad fiable de día y de noche, con lluvia o sol.

vi. Regulador: el regulador de tensión controla constantemente el estado de carga de las baterías y regula la intensidad de carga de las mismas para alargar su vida útil. También genera alarmas en función del estado de dicha carga. [7]

vi. Inversor: este elemento es el encargado de convertir la corriente DC de la instalación fotovoltaica en AC, para las aplicaciones en corriente alterna.

vii. Tarjeta PCI-MIO-16XE-50: esta es una tarjeta multifunciónal de entradas y salidas análogas y digitales, contadores y temporizadores, insertable en buses PCI, configurable con drivers descargados desde Labview, NI DAQ, MAX.

viii. Chasis NI PXI-1042 Series PXI: el chasis NI PXI-1042 Series PXI es una plataforma para instrumentación modular que ofrece características eléctricas, mecánicas y de software para aplicaciones de adquisición de datos y automatización industrial.

Finalmente se tiene la calibración de instrumentos de medidas radiométricas: de acuerdo con los estándares establecidas por la Organización Mundial de Meteorología (OMM), donde todos los instrumentos que midan radiación solar deben ser calibrados con la Referencia Mundial de Radicación solar (WRR por su sigla en ingles), que se obtiene en el centro mundial de Radiación Solar de Davoz Suiza. El pirheliómetro modelo NIP marca EPLEY, fue calibrado en el Centro Regional de Radiación Solar del instituto de Geofísica de La Universidad Autónoma de México en el mes de diciembre del año 2006.

B. *Topología de implementación*

En la tabla 1 se presentan los valores nominales de los paneles solares, el banco de baterías y la luminaria utilizada en el proyecto.

En la figura 1 se presenta la topología de montaje con los equipos descritos en el numeral anterior, para el sistema fotovoltaico. Es importante mencionar que el software desarrollado en Labview permite tener datos en tiempo real de lo que está sucediendo. Dependiendo de las medidas de radiación solar en cada instante del día y de las mediciones diarias de radiación solar global que indican la cantidad de energía solar que llega a la superficie terrestre, se determina el número de paneles solares necesarios para un sistema en particular.

En la figura 1 se presenta la topología de montaje con los equipos descritos en el numeral anterior, para el sistema fotovoltaico. Es importante mencionar que el software desarrollado en Labview permite tener datos en tiempo real de lo que está sucediendo.

TABLA I
CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DE LOS EQUIPOS UTILIZADOS EN EL MONTAJE

Características del SSFV	Ubicación	Cantidad	Potencia Corriente Unitaria	Carga consumida
Paneles solares	Terraza Bloque A	2	53 W	106 W Pp
Banco de baterías	Terraza Bloque A	2	150 A*h	300 A*h
Luminaria	Laboratorio de Química	1	50 W	50 W*h

Dependiendo de las medidas de radiación solar en cada instante del día y de las mediciones diarias de radiación solar global que indican la cantidad de energía solar que llega a la superficie terrestre, se determina el número de paneles solares necesarios para un sistema en particular.

En la figura 2 se muestran los equipos de medida piranometro y pirheliómetro, en la terraza de la Universidad de la Salle.

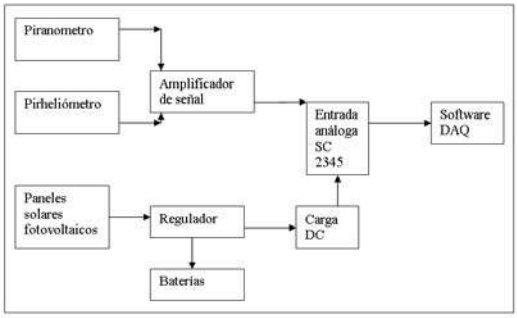


Fig. 1. Topología de montaje para el sistema de medición, fotovoltaico y de adquisición de datos.

Fig. 2. Vista de los equipos conectados en la terraza de la Universidad de La Salle sede centro.

C. Software desarrollado para la adquisición de datos (DAQ)

El software se desarrollo bajo el ambiente de instrumentación virtual de Labview. Esté adquiere los datos de radiación solar directa, y radiación solar global, posteriormente estos datos son almacenados en una base de datos, para su estudio.

Parámetros medidos mediante el software de adquisición de datos:

i. Tensión en piranometro: es la tensión generada por este instrumento, que multiplicada por el coeficiente de calibración del instrumento, nos da el valor de la potencia instantánea que llega a la superficie de la tierra por metro cuadrado, el instrumento mide la radiación que llega de todas las direcciones posibles a su posición.

ii. Tensión en el pirheliómetro: es la tensión que hay a la salida de este instrumento e indica la cantidad de energía solar máxima que está llegando a la superficie terrestre, puesto que este instrumento siempre está orientado directamente al sol. Hay que tener en cuenta que en tiempos de nubosidad el valor que entrega este instrumento es de cero ya que no esta llegando energía solar directamente sino que esta siendo reflejada por las nubes.

iii. Corriente en carga: es la cantidad de corriente consumida por la carga.

iv. Tensión en la carga: este parámetro es necesario para calcular la potencia promedio consumida por la carga, lo anterior multiplicando el valor de la corriente por tensión en carga.

Los anteriores parámetros mencionados se encuentran en el panel frontal del software desarrollado en Labview.

En la figura 3 se muestra el panel frontal del programa elaborado en Labview, los datos que se pueden observar en dicha ventana son la tensión que está suministrando cada instrumento de medida en milivoltios y su equivalente en voltios, a demás con la ecuación de calibración de cada instrumento se obtiene la constante por la que se multiplican estos milivoltios para hacer la conversión a Vatios. Hay que tener en cuanta que la potencia que muestra el programa es Instantánea y la acumulación de datos es para determinar la potencia en vatios / hora según la hora del día o en promedio diario.

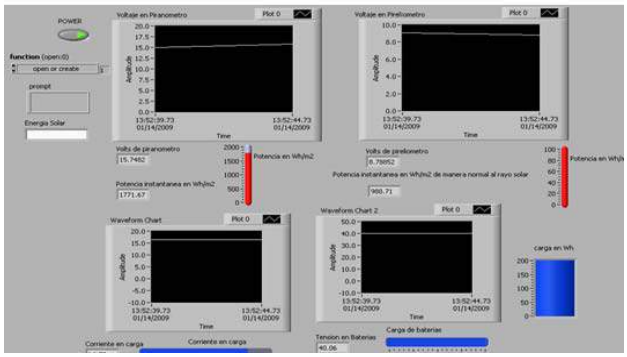


Fig 3. Panel frontal del programa desarrollado en Labview.

III. RESULTADOS

A. Generación de base de datos de las medidas de radiación solar

La base de datos generada en Labview a Excel, es una herramienta para la comprensión del comportamiento de la metodología planteada en este trabajo. Uno de los resultados

es la obtención de la energía solar incidente en la superficie terrestre, este parámetro es de gran importancia, para determinar el recurso energético disponible.

En la tabla 2 se presenta la base de datos obtenida que tiene: la fecha de la toma del dato, la hora de la toma del dato, la potencia de la radiación solar Global en Wmin/m², la potencia de la radiación solar Directa en Wh/m² y finalmente las medidas de tensión y corriente en la carga.

TABLA 2
BASE DE DATOS OBTENIDA, PARA EL 25 DE OCTUBRE DE 2008

Radiación solar directa y global medida en la Universidad de La Salle entre Octubre y Noviembre de 2008					
Fecha	**Hora**	**Directa Wh/m²**	**Global Wh/m²**	**Tensión (V)**	**Corriente (A)**
Octubre 25/08	11:00	904,4	883,1	13,4386	0
Octubre 25/08	13:21	847,3	851	13,7929	0
Octubre 25/08	13:22	846,4	850	13,7954	0
Octubre 25/08	13:23	845,5	854	13,7979	0

B. Resultados obtenidos de la base de datos

En la figura 4 se observa la comparación entre la radiación solar global y la radiación solar directa, para el día 25 de octubre de 2008 en la terraza de la Universidad de La Salle, es importante resaltar que la energía solar de forma directa tiene más potencial de aprovechamiento, debido a esto se pueden diseñar sistemas de rastreo solar para los paneles solares, para nuestro caso esté valor de radiación solar directa es de 930Wh/m². Este es el tipo de radiación que se utiliza para determinar la eficiencia de los sistemas que se construyen para la conversión de la radiación solar en energía eléctrica por medio de sistemas fotovoltaicos. El cambio en la radiación solar global se ve en el transcurso del día según la posición del sol que forma un ángulo con respecto al horizonte geográfico.

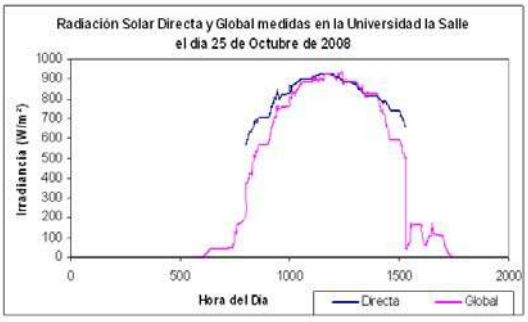


Fig 4. Radiación solar y global para el día 25 de Octubre de 2008.

La figura 5 muestra la forma en que influye la energía solar para la carga de la batería. La carga de la batería a las 6:00 a.m. es de 12.67 V llegando a un máximo de carga de 13.87 V a las 13:56 p.m., en donde la carga se mantiene constante mientras hay energía solar. En el momento que se oculta el sol la batería sigue cargada, y se descarga de acuerdo con el coeficiente de descarga del acumulador dado por el fabricante que no supera el 3%. En general en la figura 5 se muestra el comportamiento de la acumulación de carga con respecto a la radiación solar que está llegando a la superficie terrestre en este periodo de tiempo.

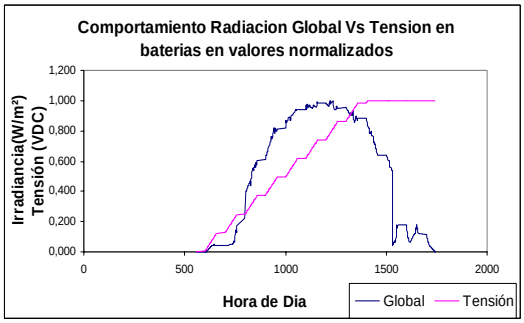


Fig 5. Comportamiento radiación global vs. tensión en las baterías

Se puede hacer un análisis comparativo con la figura 6, entre la radiación incidente y la tensión generada en la batería en dos periodos de tiempo. El primero es sin carga entre las 6:00 am y las 13:25 p.m., cuando se conecta la luminaria de 50W. En el momento de trabajo sin conectar la luminaria la batería tiene una tendencia creciente entre las 6:00 y las 13: 25 horas del día, la cuál es lineal como se observa en la figura 6. Que tiene una pendiente mayor que la de recta que representa la carga entre las 13:25 y las 17: 00 horas del día, debido a que esta recibiendo una mayor cantidad de energía producida por los paneles solares.

En la figura 6 se presenta los resultados de radiación solar global y la tensión en la batería. Se observa que en el segundo periodo de tiempo, es decir cuando se conecta la luminaria, la tensión se reduce, pero logra mantener la carga de la luminaria. Era de esperar este comportamiento puesto que los paneles solares están generando aproximadamente 100 W.

Para el análisis entre la tensión en baterías y corriente que fluye hacia la carga se hace en diferentes periodos del día, en tiempo de sol y también en ausencia de este para observar el comportamiento de la tensión en las baterías.

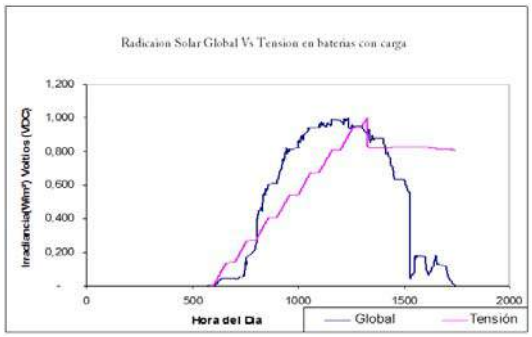


Fig 6. Radiación solar global vs. tensión en baterías

En la figura 7 se puede apreciar el comportamiento entre la corriente y la tensión en la batería en el momento en que trabaja sin carga y cuando entra en funcionamiento la carga. Mientras se encuentra el sistema sin carga, las baterías aumentan su tensión. En el momento en que se enciende la luminaria la corriente es de 3.5 A*h en promedio.

Posteriormente en las horas de la tarde, la tensión de la batería se ve afectada. Finalmente se observa que la carga consumida y la energía no es utilizada por la luminaria es aprovechada para la carga de las baterías. Cuando el sol se oculta las baterías asumen la totalidad de la alimentación de la carga, esto se ve reflejado en la pendiente negativa que tiene la grafica de tensión entre las 7:40 de la tarde hasta la 19:50 mientras estuvo encendida la bombilla.

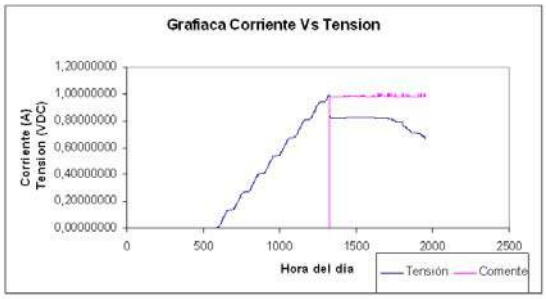


Fig. 7. Corriente vs. tensión

C. Eficiencia y eficacia del sistema solar fotovoltaico implementado

A continuación se presenta los cálculos para determinar la eficiencia del sistema fotovoltaico, de acuerdo con la tabla 3. La eficiencia del sistema de generación solar fotovoltaico es el porcentaje entre la energía utilizada por la carga (Pm) y la energía total incidente sobre el sistema (E*Ac) donde E es la potencia irradiada del sol por metro cuadrado y Ac es el área superficial del panel solar en m², lo anterior se encuentra en la ecuación (3).

$$\eta = \frac{Pm}{E * Ac} \qquad (3)$$

De a cuerdo con la tabla 3, se presentan los valores consignados de potencia irradiada por el sol y la potencia utilizada por la carga para el día 15 de octubre de 2008. En la columna de radiación solar global están consignados los datos de la suma de las potencias instantáneas que llegan a la superficie de los paneles solares durante el periodo de tiempo indicado, por ejemplo entre las 9:00 am y las 10:00 am la potencia que llego fue de 442 Wh/m² y en la columna de potencia de carga se consignan los datos de la potencia consumida por la carga en este lapso de tiempo. En la misma hora de el ejemplo anterior la potencia consumida por la carga es de 41.7 W.

Calculando a (1), para conocer la eficiencia del sistema a lo largo del día, se obtiene un valor de eficiencia de 46.3 %, este valor de eficiencia es muy bajo respecto a otras fuentes de generación de energía eléctrica, sin embargo se considera que es eficaz a la hora de su utilización, puesto que en ningún momento la carga esta desabastecida. Lo anterior muestra la importancia de la selección de equipos y un buen diseño a fin de que los sistemas solares fotovoltaicos cumplan apropiadamente los requerimientos de consumo de energía eléctrica.

La figura 8 muestra un análisis comparativo del comportamiento de la potencia consumida por la carga respecto a la potencia radiante incidente.

TABLA 3
POTENCIA IRRADIADA VS. POTENCIA CONSUMIDA PARA EL DÍA 15 DE NOVIEMBRE DE 2008

Fecha	Radiación solar global	Potencia / carga	Eficiencia η
	Potencia en W/m²	W	%
15/10/08 07:00	53	40,84	
15/10/08 08:00	268	41,59	
15/10/08 09:00	442	41,72	
15/10/08 10:00	536	44,57	
15/10/08 11:00	589	44,98	
15/10/08 12:00	421	44,92	
15/10/08 13:00	624	45,76	
15/10/08 14:00	166	43,75	
15/10/08 15:00	204	42,85	
15/10/08 16:00	163	42,48	
15/10/08 17:00	10	42,37	
15/10/08 17:00	3	40,14	
Total	3479	516,039	46,35

En la figura 8, se puede apreciar la influencia de la radiación solar sobre la potencia de la carga, siendo directamente proporcional la una de la otra, sin embargo en el periodo entre las 11:00 a.m. y las 12:00 m la carga consumida se mantiene gracias al banco de baterías que la mantiene. En horas de la tarde cuando el sol comienza a bajar la potencia consumida de la carga comienza a ser sostenida por el banco de baterías. Para el caso de la figura 8 se presentó un día nuboso, que hace que la incidencia de los rayos solares disminuya, obteniendo una menor energía eléctrica transformada que la consumida por la carga, entonces el banco de baterías entra a suplir la necesidad de la energía eléctrica restante.

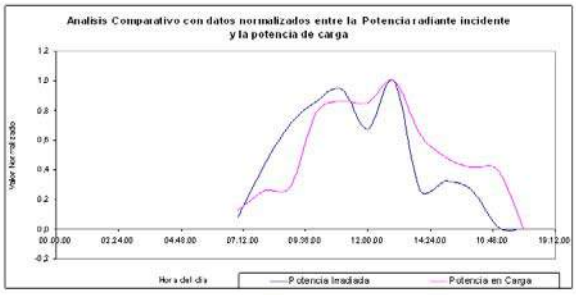


Fig. 8. Análisis comparativo entre la potencia radiante incidente y la potencia de carga.

D. Resultados obtenidos de la comparación de las medidas tomadas con instrumentos con el modelo matemático aplicado.

En la figura 9 se presenta los datos que correlacionan la radiación solar global en (W/m²) medidos con los instrumentos y los datos generados con el modelo de Lambert Beer, para el intervalo de tiempo de 6 horas de cada día entre las 9 a.m y 3 p.m. que corresponden a la mayor disponibilidad energética del día despejado y son los datos que se utilizan para caracterizar determinar la eficiencia de un sistema de aprovechamiento de la energía solar y los gráficos del

comportamiento del parámetro (β) durante el intervalo de tiempo mencionado, esta correlación muestra la buena respuesta del modelo utilizado.

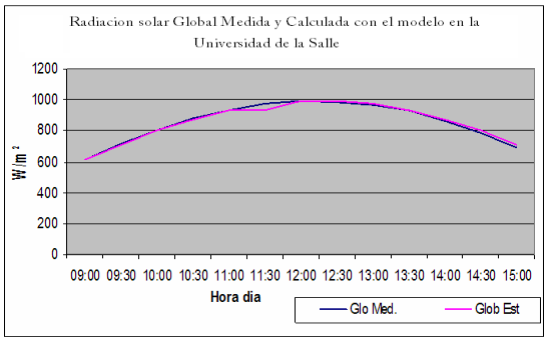


Fig. 9. Estación La Salle. Radiación solar global medida y calculada

E. Correlación

Se define como calibración de un piranometro [6], a la ínter comparación de la señal de salida de la termopila expuesta a la radiación solar medida en milivoltios de dicho piranómetro, con la potencia radiante en W/m² medida con el instrumento de referencia (Patrón) nacional. Las lecturas de los instrumentos se realizan en forma simultánea en condiciones de cielo despejado en el momento de la medida, para que la señal de la termopila permanezca constante por unos segundos.

En (2) se tiene que Rg es la radiación global expresada en Vatios/metro ², K es la pendiente de la recta y mV son los milivoltios que mide el piranometro, así que cada milivoltio que mide el piranometro representa a 114.7 W/m².

$$Rg = K * mV \qquad (2)$$

La figura 10 muestra la correlación de la calibración del piranómetro Eppley PSP con Pirheliómetro Eppley. Aquí se encuentra que la correlación R² es de 0.99, lo cuál indica una excelente correlación entre os milivoltios medidos con el piranometro y la radicación que esta llegando sobre la superficie terrestre. Lo anterior demuestra que las medidas tomadas y los resultados son correctos.

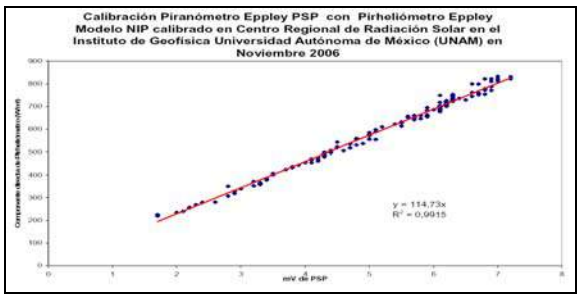


Fig. 10. Grafica de calibración de instrumentos.

IV. Discusión

La utilización de un instrumento virtual como Labview en la adquisición de datos de energía solar simplifica esta tarea, a demás de tomar los datos con gran precisión, tanto en la magnitud de la señal como en el tiempo de la toma de los datos, el software puede recolectar de manera organizada la información necesaria para las series de datos, evitando el proceso manual, lo anterior permitió el desarrollo de una base de datos de los parámetros de radiación solar.

El desarrollo metodológico del proyecto, permite dar lineamientos, los cuáles pueden ser aprovechados en investigaciones de la ingeniería eléctrica, no solo para generación fotovoltaica sino para todos los procesos térmicos que conduzcan a una fuente energética ya sea para calefacción o generación de energía eléctrica, con plantas de generación de energía eléctrica térmicas que cambien el carbón por el calentamiento de agua con sistemas solares térmicos.

Se obtuvo la ecuación de Lambert Beer, obteniéndose una correlación muy alta para el trabajo desarrollado, lo que muestra la validez de las medidas

Es importante que las entidades correspondientes incentiven la investigación en temas relacionados a las energías alternativas y los sistemas de generación distribuida, por sus beneficios ambientales y de mejora de calidad de vida en zonas no interconectadas e incluso en las zonas interconectadas.

V. AGRADECIMIENTOS

Los autores expresan su agradecimiento a la Universidad de La Salle, por los equipos y espacios suministrados para el desarrollo del proyecto. Al ingeniero Ovidio Simbaqueva por su asesoría en el desarrollo del proyecto.

VI. Referencias

[1] J. Calvin. “ El sol”: [en línea] [Citado el 28 de Agosto de 2008] disponible en internet en http://www.solarviews.com/span/sun.htm#intro.

[2] IDEAM. UPME Unidad de planeación minero energética. “Atlas de Radiación Solar de Colombia”. Bogota. Imprenta Nacional. 2005. Colombia.

[3] H. Quijano. “Energías limpias en zonas no interconectadas en: uso de energías limpias en proyectos de energización de zonas no interconectadas”. (2003: Bogotá) Memorias: Bogotá: IPSE, septiembre 4 y 5 de 2003. Colombia.

[4] WMO/TD-No 149, Revised Instruction Manual on radiation Instruments and Measurements. WCRP Publications series. No 7. 1986. USA.

[5] M. Iqbal. “An introduction to solar radiation”. Vancouver. Canada. Academic press, 377 p. 1983

[6] EPPLEY LAB. Laboratorio Eppley, [en línea] [Citado el 28 de Agosto de 2008] Disponible en Internet en: http://www.eppleylab.com.

[7] Energía solar fotovoltaica. Blog, [en línea] [Citado el 28 de Agosto de 2008] Disponible en Internet en http://energiasolarfotovoltaica.blogspot.com/2006/01/el-regulador-de-carga.html.

REDUCCIÓN DE IEM EN CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA

Fredy Edimer Hoyos Velasco
Universidad Nacional de
Colombia sede Manizales
Estudiante de Doctorado
en Ingeniería - Línea Automática
Telephone: (057-6) 8879400 Ext 55817
Email: fehoyosv@unal.edu.co

Eduardo Antonio Cano Plata
Profesor Asociado
Universidad Nacional
de Colombia sede Manizales
Telephone: (057-6) 8879400 Ext 55725
Email: eacanopl@unal.edu.co

Camilo Younes Velosa
Profesor Asociado
Universidad Nacional
de Colombia sede Manizales
Telephone: (057-6) 8879400 Ext 55442
Email: eacanopl@unal.edu.co

***Abstract*— Se presentan los resultados obtenidos de la aplicación de algunas técnicas para reducción de IEM en convertidores electrónicos de potencia. Entre las técnicas aplicadas están realizar un adecuado apantallamiento de las señales de control y de potencia, separar las referencias del sistema de potencia de las señales y medidas, implementar filt os análogos y configura un adecuado sistema de disparo de tal forma que se disminuyan al máximo las emisiones tipo IEM por conmutación. Se presentan los resultados antes y después de aplicar las técnicas y se comprueban los resultados obtenidos ejecutando dos técnica de control en tiempo real.**

Palabras Clave—CEM, convertidores, DSP, IEM, RCP.

I. Introducción

Debido al constante aumento de cargas electrónicas el problema de interferencias electromagnéticas (IEM) ha adquirido importancia y la situación se ha visto agravada al crecer la densidad de integración de los circuitos [1].

Con los avance agigantados en la electrónica digital y electrónica de potencia, muchos trabajos y procesos se pueden hacer con mas eficiencia seguridad y bajo costo. Estudios Recientes [2], [3], [4], [5] han demostrado que la rápida conmutación de convertidores es la responsable de la de la mayoría de emisiones conducidas. Los convertidores electrónicos trabajan en régimen transitorio, conmutando tensiones y corrientes entre diversas ramas del circuito, dando lugar a generación de armónicos, sobretensiones locales, picos de corriente, altos $\frac{dv}{dt}$ y $\frac{di}{dt}$ que, como consecuencia, generan interferencias (IEM) que afectan a la propia red de alimentación, a los receptores conectados a la misma, a los circuitos alimentados y a los circuitos que reciben las perturbaciones por radiación [1].

Se pueden generar IEM conducidas y radiadas, muchas conclusiones han sido sacadas y muchas clases de filtros han sido propuestos con el fin de minimizar su efecto, por ejemplo un filtro de modo diferencial a sido propuesto en [6] y uno de modo común ha sido propuesto en [7].

Aplicaciones industriales y tecnológicas a nivel mundial requieren que la energía eléctrica sea de buena calidad, pues de lo contrario los equipos sufrirán daños significativos en sus componentes internos, pérdidas de información y errores en los datos. Se estima que el 90 % de la energía eléctrica se procesa a través de convertidores de potencia [8]. Los sistemas electrónicos sensibles a las IEM consumen aproximadamente el 1 % de toda la energía producida, y el 99 % restante es gastado principalmente en alumbrado, motores eléctricos y calefacción [9], [10] En estos procesos es donde se produce la gran mayoría de IEM que afectan a los equipos y al medio que los rodea.

En este artículo se presentan fenómenos de IEM característicos de fuentes conmutadas, para este caso un ondulador monofásico es controlado desde el computador usando simulink mediante un RCP (Rapid Control Prototyping). Se implementan algunas técnicas de reducción IEM entre ellas: filtros análogos, manejo de tierras, apantallamiento y distribución de los componentes a interconectar. Además se muestran los resultados antes y después de aplicar las técnicas.

II. Convertidor en Estudio

El convertidor en estudio tiene la configuración mostrada en la figura (1). Está conformado por una llave que hace la conmutación, un filtro LC y la carga que alimenta que es una carga resistiva pura (R). Con esta configuración se parte de una tensión no regulada (E) a la entrada y mediante modulación de ancho de pulsos PWMC a frecuencias constante de hasta 20 kHz, se consigue tener una salida regulada, variable en frecuencia y en amplitud.

La llave estará ubicada en 1 ó 2 dependiendo de la señal de control como muestra la figura (2), en donde se aprecian las salidas: d, PWMC y PWMCinv. Estas señales de control son las encargadas de controlar el tiempo en que cada una de las fuentes estará conectada al filtro. La figura (3) muestra un esquema simplificado del convertidor, de el se toman las señales necesarias para efectuar alguna técnica de control, ellas

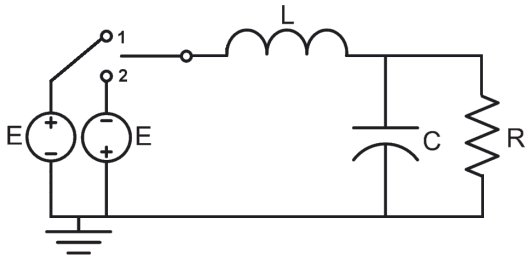


Fig. 1. Convertidor DC-DC y DC-AC

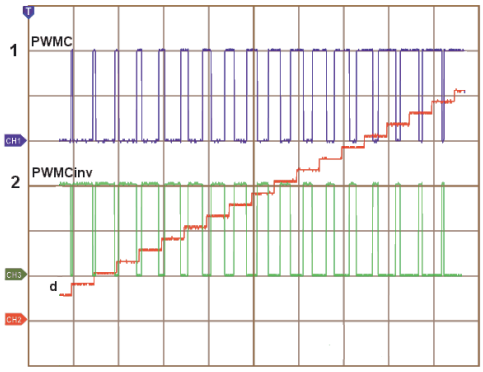


Fig. 2. Señales PWM y PWMinv controladas mediante d

son: la corriente en el inductor (i_L), la tensión en el capacitor (υ_c) y la corriente en la carga (i_R). Estas señales junto a la señal de referencia (υ_{ref}) se procesan digitalmente dentro de una plataforma adecuada, en este caso una tarjeta de control y desarrollo [12], [11], [13], [14], [15].

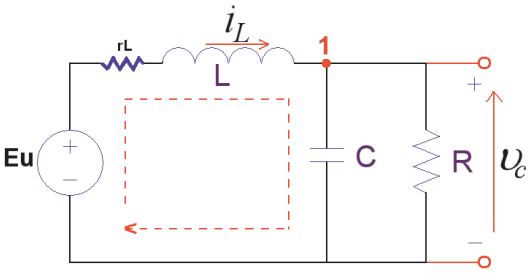


Fig. 3. Circuito eléctrico en estudio

Si la señal de referencia es de tipo sinusoidal el convertidor se comportará como uno DC-AC, si es continua será DC-DC. En la figura (2) se observan las señales de control las cuales indican cuanto tiempo estará conectada la alimentación $+E$ o $-E$ al filtro. A la fracción del periodo T en que la fuente $+E$ está conectada recibe el nombre de ciclo de trabajo (d). La presencia del PWM genera una señal de control que permite modelar el sistema como uno de estructura variable, ya que conmuta de una topología a otra, cada vez que cambia la señal de control. Luego se puede realimentar el sistema a través de pulsos de control en alta frecuencia, que activen $+E$ o $-E$ a la entrada para alimentar al convertidor, logrando disminuir cada vez más la diferencia entre la tensión real υ_c y la de referencia υ_{ref}.

III. Modelado del sistema

En la figura (3) haciendo sumatoria de corrientes en el nodo 1 e igualando la corriente que pasa por la inductancia, con la corriente que fluye por el condensador y por la carga se obtiene:

$$i_L = C\frac{d\upsilon_c}{dt} + \frac{\upsilon_c}{R} \tag{1}$$

Luego haciendo sumatoria de tensiones en la malla, se equilibran la tensión entregada por la fuente (E) con la tensión en la inductancia, en la resistencia interna de la inductancia y en el capacitor υ_c así:

$$Eu = L\frac{di_L}{dt} + \upsilon_c + r_L i_L \tag{2}$$

Con las ecuaciones anteriores se obtiene un modelo lineal en variables de estado del sistema como el siguiente:

$$\begin{bmatrix} \dot{\upsilon}_c \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{r_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \upsilon_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix} u \tag{3}$$

Donde las variables de estado son la tensión en el condensador (υ_c) y la corriente en la inductancia (i_L). La variable de control (u) toma valores discretos +1 y -1 y para un mejor manejo de las ecuaciones el sistema se representa como en (4).

$$\begin{bmatrix} \dot{\upsilon}_c \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & h \\ m & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \upsilon_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix} u \tag{4}$$

Donde $a = -\frac{1}{RC}$, $h = \frac{1}{C}$, $m = -\frac{1}{L}$, $p = -\frac{r_L}{L}$.

Este sistema se puede representar como $\dot{x} = Ax + Bu$.

Podemos notar que para controlar este sistema es necesario tener conocimiento real de algunas variables de estado del mismo que pueden ser la tensión en el condensador (υ_c), la corriente en el inductor (i_L) o la corriente en la carga (i_R) para el caso de conectar cargas complejas. Pero es necesario tener en cuenta que estas señales no deben estar contaminadas con IEM ya sea del mismo equipo o de su vecindad.

En la figura (4) se muestra el puente inversor que maneja la parte de potencia del circuito, es importante anotar que para poder controlar el interruptor desde la tarjeta DSP es necesario tener una tierra flotante con el objetivo de poder controlarlo.

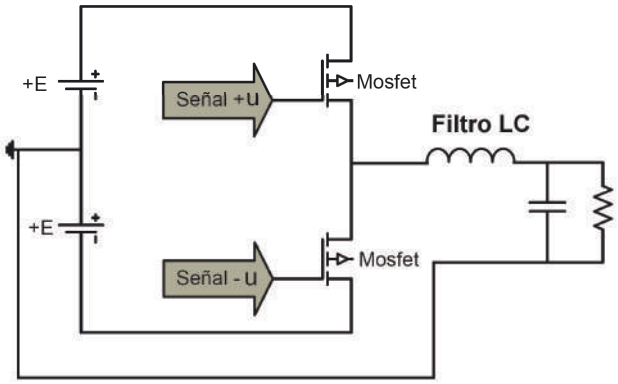


Fig. 4. Puente inversor implementado

IV. Técnicas de Reducción de IEM Aplicadas al Convertidor en Estudio

En esta sección se va a describir la correcta conexión de dispositivos y acondicionamiento de señales las cuales entran o salen de la tarjeta de control, con el objetivo de minimizar al máximo las IEM. Es importante comentar que estas notas se pueden aplicar a cualquier otro dispositivo digital inteligente tales como (FPGA, Microcontroladores, Microprocesadores, DSPs, Tarjetas de control y desarrollo, Tarjetas de adquisición y control entre otros).

Hay cuatro clases de señales que muchas veces son llamadas señales de tierra ellas son **señales de retorno**, **señales de potencia**, **apantallado** y **sistema de puesta a tierra** [11], [13], [14], [15]. Para mejorar los resultados con respecto a la calidad de la señal rechazo de ruido y al comportamiento electromagnético esas diferentes señales de tierra no deben ser mezcladas. La línea de señal de retorno que corresponde a la referencia de la señal que quiero llevar, conduce la misma corriente de la señal y por lo general es de bajo valor. La tierra de la señal de potencia es el camino de retorno de la fuente de potencia eléctrica, esta lleva gran cantidad de energía que por lo general es de forma alterna. El apantallamiento es una barrera para proteger las señales que estén dentro de ella, esta por lo general se conecta al un potencial del equipo y no es necesario que se conecte a la tierra del sistema y por último la tierra de protección se refiere al sistema de puesta a tierra diseñado para protección de los equipos y de los usuarios.

La correcta conexión de las señales externas (υ_c, i_L, i_R), provenientes del sistema real se realizó con base en la figura (5), en ella se resalta que cada señal debe ser llevada desde el mundo exterior a la tarjeta a través de un cable par trenzado apantallado y que esta pantalla debe estar puesta a tierra a través de la tarjeta. Además es necesario evitar conectar el apantallamiento con los pines GND de la tarjeta.

Se Recomienda usar una línea de retorno para cada señal y llevarla a la tarjeta con cable par trenzado apantallado, puesto que este protege la señal contra IEM, tiene baja inductancia y cancela los campos electromagnéticos parásitos.

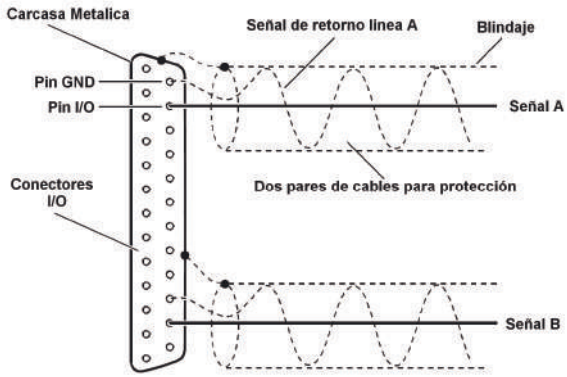


Fig. 5. Apantallado de señales (Cortesía de [11])

Para realizar un apantallamiento completo del sistema donde se protejan todas las señales y dispositivos hubo la necesidad de encerrar el sistema a una jaula de Faraday, la cual presenta baja resistencia y especialmente baja inductancia.

Se han implementado varios tipos de filtros análogos usando amplificadores operacionales y elementos pasivos como resistencia y capacitancias.

En las figuras (6) y (7) se muestran los montajes ejecutados con los operacionales a estos además se les agrego los circuitos necesarios para la protección contra sobretensiones y sobrecorrientes usando diodos zener de 9 Voltios y un fusible de 0.5 Amperios.

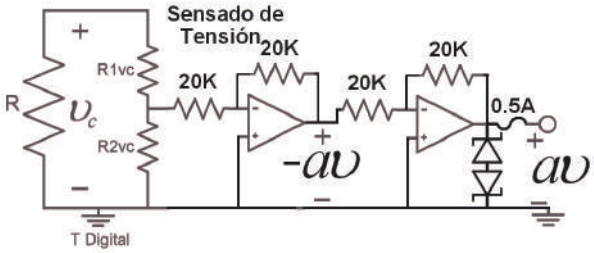


Fig. 6. Sensado, protección y filtrado de tensión a la salida

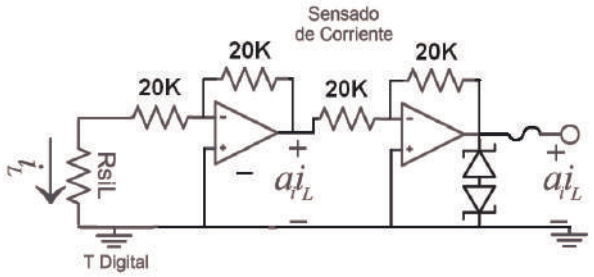


Fig. 7. Sensado, protección y filtrado de corriente a la salida

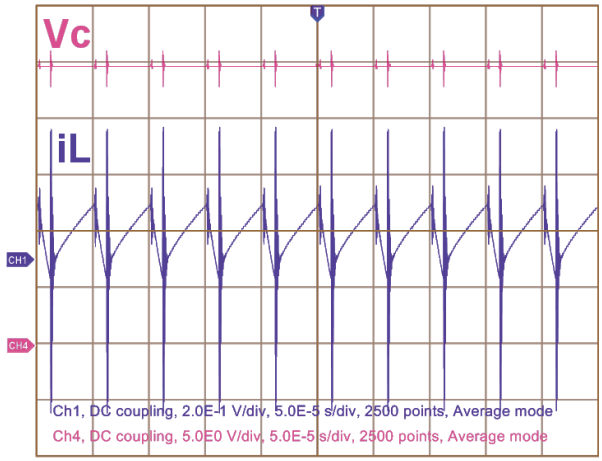


Fig. 9. Señales (v_c) y (i_L) afectadas por las IEM

V. Resultados

En esta sección se presentan los resultados obtenidos antes y después de aplicar las técnicas antes mencionadas.

En la figura 8 se muestran la señal de control PWM, la señal PWM de potencia y la señal de corriente (i_L) que en este caso es la afectada por la Interferencias Electromagnéticas producto de la conmutación de los transistores.

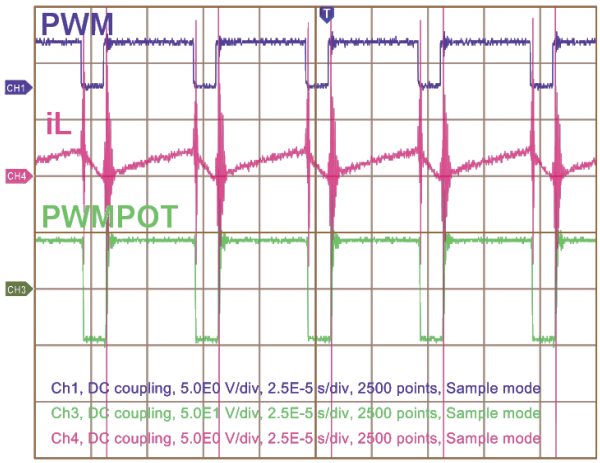


Fig. 8. Señal de corriente (i_L) afectadas por las IEM

En la gráfica 9 se muestran las señales de tensión en la carga (v_c) y corriente en el inductor (i_L). Se puede apreciar que debido a los altos (dv/dt) se presentan fenómenos de IEM los cuales se transmiten a estas variables. Si el control a ejecutar necesita estos estados del sistema en tiempo real seria necesario filtrar estas señales para poder aplicar la acción de control, pues de lo contrario no se tendrá un buen rendimiento de la técnica usada.

En la gráfica 10, se muestra una señal PWM de potencia de $\pm$ 130 Voltios conmutando a 5kHz, la corriente en el inductor (i_L) y la señal de ruido radiada, detectada con una sonda ubicada a 1 cm de las llaves de conmutación. Se comprobó experimentalmente que a medida que se aleja de la fuente de interferencia en este caso de los interruptores, el ruido radiado disminuye, que este ruido era el que interfería en las señales sensadas y en general en todo el circuito. Por lo tanto la señal radiada afecta el buen rendimiento de los controladores a implementar.

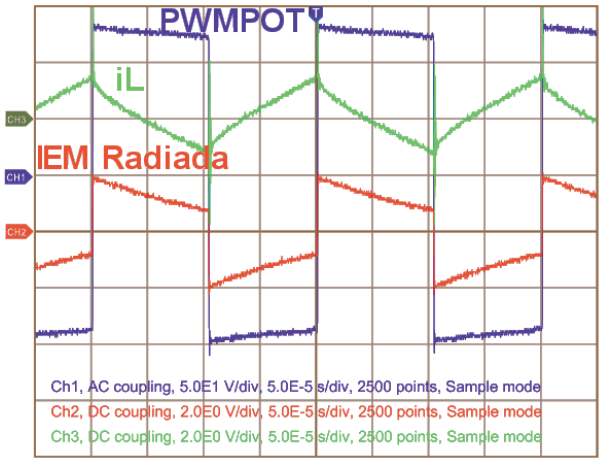


Fig. 10. Señal EMI radiada medida con una sonda

Después de haber aplicado las técnicas de supresión de ruido descritas en la sección (IV). En la gráfica 11 se muestra el mejoramiento en cuanto a reducción de este, en la parte superior se muestra la señal PWM de potencia, luego esta la salida de tensión en la carga (v_c), la corriente en el inductor (i_L) y la corriente en la carga (i_R); en todas ellas se puede ver que se ha reducido casi en su totalidad el ruido debido a la conmutación.

En las gráficas 12 y 13 se muestran estas mismas señales con bajo nivel de IEM radiado, la primera para el caso donde las señales son periódicas de periodo 6 y la segunda para cuando entran en zona de caos. Es de anotar que estas señales

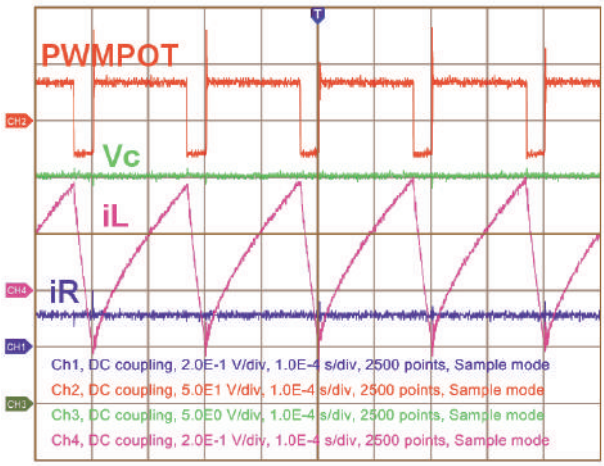


Fig. 11. Señales v_c, i_L y i_R sin IEM para estado estable

están libres de IEM y con ellas ya posible ejecutar mejor la acción de cualquier controlador en tiempo real.

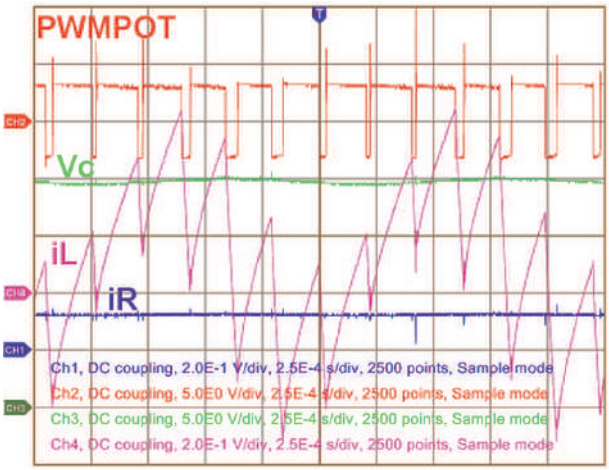


Fig. 12. Señales v_c, i_L y i_R sin IEM para señales periódicas

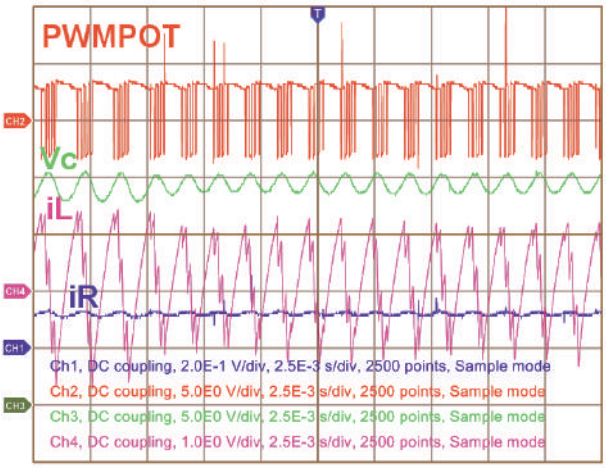


Fig. 13. Señales v_c, i_L y i_R sin IEM para zona caótica

En la figura 14 tomada de [16], se muestra el rendimiento de una técnica de control ZAD (Zero Average Dynamics) [19], [17], [18], trabajando en conjunto con la técnica de control FPIC (Control por Inducción al Punto Fijo) [20], [21] para una referencia $110sen(2\pi 20t)$. Estas dos técnicas de control para su correcto funcionamiento necesitan que las señales v_c, i_L y i_R tengan bajo nivel de IEM.

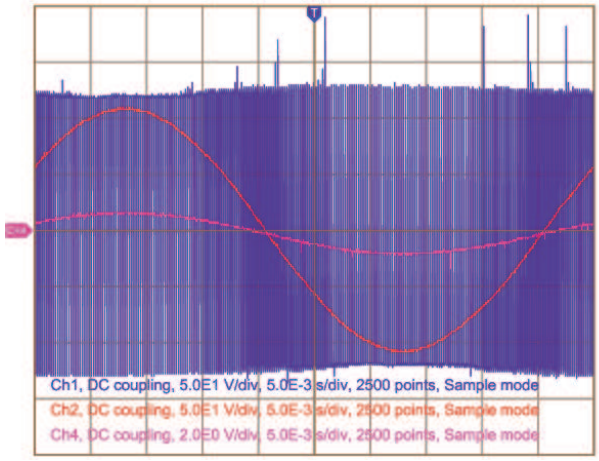


Fig. 14. Resultados con ZAD y FPIC con IEM corregida

Después de haber reducido la IEM al máximo se aplicó otra técnica de control (Control con histéresis) [26], [25], [24], [23], [22], donde es indispensable que las señales sensadas estén libre de IEM. En la figura 15 se presenta el rendimiento de este controlador trabajando en tiempo real desde una DSP, para una referencia $40sen(2\pi 10t)$.

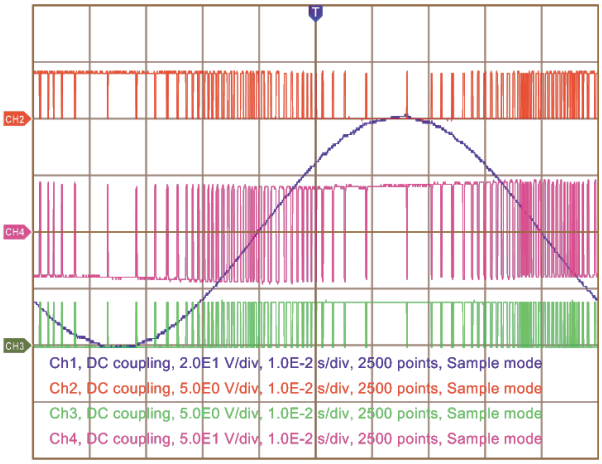


Fig. 15. Resultados con el controlador con histéresis con IEM corregida

VI. Conclusiones

- Con las técnicas aplicadas para la supresión de ruido se pudo reducir en gran medida la IEM producida por el convertidor en estudio.

- Después de haber eliminado la gran mayoría de las IEM, fue posible ejecutar bien las técnicas de control y se observo un gran aumento en el rendimiento de estas implementadas en tiempo real.

- Es importante separar las líneas análogas de las digitales.

- No usar conectores en paneles (correas) en áreas donde hay gran radiación electromagnética.

- Para llevar señales del exterior a la tarjeta es necesario usar cable par trensado apantallado con el fin llevar cada señal a un pin y devolverla por su señal de retorno y que estas estén apantalladas.

- En lo posible usar cables cortos entre el exterior y la tarjeta.

- No juntar líneas se señal con líneas de potencia de lo contrario se pueden llevar en paralelo pero con una cierta distancia entre ellas esto es con el fin de reducir acoples magnéticos entre líneas.

- Proteger las señales contra equipos que produzcan campos magnéticos tales como celulares, transformadores, bobinas, fuentes de poder, motores eléctricos, pantallas, etc.

VII. AGRADECIMIENTOS

Agradecidos infinitos a la profesora Fabiola Angulo García, por todo el apoyo brindado, de no ser así sería muy difícil haber podido continuar con estas investigaciones.

A la Dirección de Investigación de Manizales (DIMA), a la Universidad Nacional y al programa Jóvenes Investigadores he Innovadores, por su apoyo económico y financiero.

REFERENCES

[1] Josep Balcells and Francesc Daura and Rafael Esparza and Ramón Pallás, Interferencias Electromagnéticas en sistemas Electrónicos, Barcelona España, 1992.
[2] Huibin Zhu, J.S. Lai, Analysis of conducted IEM emissions from PWM inverter based on empirical models and comparative experiments, IEEE PESC 99, 1999, 2(27): 1727-1733.
[3] Chingchi Chen, Characterization of power electronics IEM emission, IEEE Electromagnetic Compatibility Conf, 2003, 553-557.
[4] C. R. Paul and K. B. Hardin, Diagnosis and the common mode and differential mode conducted IEM noise, IEEE Trans, Electromagnetic Compatibility, 1998, 553-560.
[5] L. Ran, S. Gokani, Conducted electromagnetic emission in induction motor drive systems part I: time domain analysis and requirement, should be met identification of dominant modes, IEEE Trans. Power Electron, 1998, 757-767.
[6] S. J. Kim, and S. K. Sul, A novel filter design for suppression of high also eliminate a small part ofCM noise. voltage gradient in voltage-fed PWM inverter, IEEE Proceeding Applied Power Electronics, 1997, 122-127.
[7] S. Ogasawara H Akagi, Suppression of common-mode voltaje in a PWM rectifier/inverter system, IEEE Industry Applications, Conference 2001, 2015-2021.
[8] F. G. Angulo, "Análisis de la dínámica de convertidores electrónicos de potencia usando pwm basado en promediado cero de la dinámica del error (zad)," Ph.D. dissertation, Universidad Politécnica de Cataluña, Cataluña, España, Mayo 2004.
[9] Francesc Daura Luna. El ruido en sistemas digitales I: Mundo Eléctrico n.º 175, 1987.
[10] IEEE Guide for the Installation of Electrical Equipment to Minimize Electrical Noise Inputs to Controllers from External Sources, IEEE Std 518-1982.
[11] DS1104 Controller Board, dSPACE, Hardware Installation and Configuration, For DS1104 and CP1104 CLP1104 Connector Panels, Release 5.0 – November 2005.
[12] http://www.dspace.com/ww/en/pub/start.cfm, Embedded Success dSPACE, Accelerating your success.
[13] DS1104 Controller Board, Features, dSPACE, Release 5.0 – November 2005.
[14] DS1104 Controller Board, RTI Reference, dSPACE, Release 5.0 – November 2005.
[15] DS1104 Controller Board, RTLib Reference, dSPACE, Release 5.0 – November 2005.
[16] Hoyos F.E, Desarrollo de Software y Hardware para Manejo de un Convertidor DC-DC y DC-AC Controlado con ZAD y FPIC, Tesis de Maestría, Universidad Nacional de Colombia - Sede Manizales, 2008.
[17] Taborda J. Hoyos F. Hoyos C. Perez E., Diseño e Implementación de un Inversor Monofásico Usando una Topología Buck, IV Simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica (Sicel 2007), 2007, Manizales.
[18] Angulo F., Olivar G., Taborda J., Hoyos F., Nonsmooth dynamics and FPIC chaos control in A DC-DC ZAD-strategy power converter, Sixth Euromech Nonlinear Dynamics Conference (Enoc 2008), 2008, Saint Petersburg.
[19] Angulo F., Análisis de la dínámica de convertidores electrónicos de potencia usando PWM basado en promediado cero de la dinámica del error (ZAD), Universidad Politécnica de Cataluña, 2004, Cataluña, España, Mayo.
[20] Angulo F., Desarrollo de una nueva técnica de control para sistemas discretos, Trabajo de promoción a profesora titular, Universidad Nacional de Colombia, 2004, Manizales, Colombia, Octubre.
[21] Olivar G. Ocampo C. Angulo F. Fossas E, Stabilization of chaos with fpic: Application to zad-strategy buck converters, 16th IFAC World Congress in Prague, 2005, Prague.
[22] Angulo F. Hoyos C. Olivar G, Dinámica de un Convertidor Buck Controlado en Tensión por banda de Histéresis Constante, Segundo Simposio Regional Electronica y Aplicaciones Industriales, 2007.
[23] Hoyos C. Olivar G. Avendaño L, Bifurcation analysis, instrumentation and voltage control in buck converter regulated by hysteresis band, CARS and FOF 2007, 2007, Bogota.
[24] Hoyos C. Osirio G, Control por modos deslizantes, diseño e implementación, aplicado a un convertidor Buck, Simposio internacional sobre calidad de la energía eléctrica , 2007, Manizales.
[25] Angulo F. Hoyos C. Olivar G, Caracterización estadística del convertidor BUCK en régimen caótico, 3 Congreso Internacional de Ingenierías Eléctrica y Electrónica, 2007, Bogota.
[26] Angulo F. Hoyos C. Olivar G, Dinámica de un Convertidor Buck Controlado en tensión por banda de Histéresis Constante, 2do Simposio regional de electrónica y aplicaciones industriales, 2006, Manizales.

Modelado de la Transferencia de sobretensiones inducidas por descargas atmosféricas en los devanados de un transformador monofásico en el dominio de la frecuencia

Juan C. Escamilla, Pablo Gómez, Pablo Moreno, *IEEE Member*

***Resumen*— En este artículo se presenta un modelo de líneas de trasmisión iluminadas por campos electromagnéticos externos, así como también un modelo de transformador con parámetros distribuidos. Ambos modelos se integran en un sistema que permite el análisis de la distribución de sobretensiones transitorias en devanados de transformadores y su transferencia al secundario, cuando ocurren descargas atmosféricas directas e indirectas. Para obtener los resultados en el dominio del tiempo se emplea la técnica de la Transformada Numérica de Laplace.**

***Palabras clave*— Modelado del transformador, Transformada Numérica de Laplace, Transitorios Electromagnéticos, Descarga atmosférica indirecta.**

I. Introducción

Las descargas atmosféricas son una de las causas más frecuentes de sobretensiones en los sistemas de distribución. En el caso de las líneas de distribución aéreas, no es necesario que un rayo incida directamente en ellas para producir sobretensiones peligrosas para el equipo. Esto se debe a que las tensiones inducidas por la caída cercana de un rayo (Línea iluminada) pueden alcanzar valores de hasta 500 kV, sin embargo, aproximadamente el 50 % de todas las corrientes producidas por los rayos son menores a 20 kA [1, 2, 3]. Las sobretensiones que se generan debido a este fenómeno, pueden transferirse al lado de baja tensión a través de un transformador y causar daños a equipos de baja tensión sensibles a las variaciones de tensión y de corriente.

Para el análisis de transitorios electromagnéticos existen técnicas tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia. Las técnicas en el dominio del tiempo son las más empleadas en la actualidad; sin embargo, considerar la dependencia frecuencial de los parámetros eléctricos de los elementos suele ser complicado y las aproximaciones utilizadas pueden producir errores. Por otro lado, el análisis en el dominio de la frecuencia es más eficiente en este sentido, debido a que es más sencillo considerar esta dependencia frecuencial.

En este trabajo se presenta un modelo de la línea iluminada que se basa en la formulación de Taylor [4]. La técnica se describe en el dominio de la frecuencia y permite la inclusión de los efectos de campos incidentes en redes eléctricas. Además, se presenta un modelo de parámetros distribuidos para transformadores monofásicos. Este modelo de transformador, a diferencia de otros generalmente usados, considera también la transferencia de sobretensiones transitorias al lado secundario. Finalmente ambos modelos se emplean en un sistema Línea-Transformador para analizar las sobretensiones transferidas al secundario del transformador cuando existen descargas atmosféricas cercanas a la línea de transmisión.

II. Modelo de la línea iluminada

Se considera que el campo electromagnético incide sobre una línea monofásica, tal como se muestra en la Fig. 1. Para incluir el efecto de este campo, las ecuaciones del telegrafista en el dominio de la frecuencia se pueden escribir de la siguiente manera:

$$\frac{d}{dz}\begin{bmatrix} V(z,s) \\ I(z,s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -Z \\ -Y & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V(z,s) \\ I(z,s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_F(z,s) \\ I_F(z,s) \end{bmatrix} \quad (1)$$

donde $V(z,s)$ e $I(z,s)$ son el voltaje y la corriente en cualquier punto z dentro de la línea; Z y Y son la impedancia serie y la admitancia transversal de la línea y la fuente de tensión V_F y la fuente de corriente I_F están dadas por

$$V_F(z,s) = s\int_0^h B_x dy\,, \quad I_F(z,s) = -Y\int_0^h E_Y dy \quad (2a)\,,\,(2b)$$

siendo h la altura del conductor, E_y el campo eléctrico incidente en la dirección y, y B_x es el campo magnético incidente en la dirección x, de acuerdo al sistema coordenado mostrado en la Fig. 1. La solución de (1) en términos de la matriz cadena de un segmento de línea Δz se puede escribir como [5]:

J. C. Escamilla y P. Moreno están en el CINVESTAV del IPN, Unidad Guadalajara, México (correo e: escamilla_14@hotmail.com, pmoreno@gdl.cinvestav.mx).

P. Gómez esta en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME Zacatenco, IPN, México. (correo e.: pgomezz@ipn.mx).

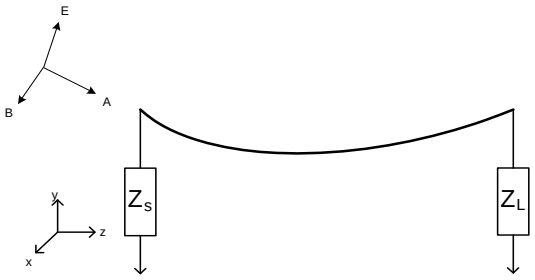


Fig. 1. Configuración de una Línea Iluminada monofásica

$$\begin{bmatrix} V(z,s) \\ I(z,s) \end{bmatrix} = \Phi(\Delta x, s) \begin{bmatrix} V(z-\Delta z,s) \\ I(z-\Delta z,s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_F(z,s)\Delta z \\ I_F(z,s)\Delta z \end{bmatrix} \quad (3)$$

El modelo representado por (3) se muestra en la Fig. 2. Conectando todos los segmentos de línea en cascada y aplicando condiciones de frontera se obtiene:

$$\begin{bmatrix} V(L,s) \\ I(L,s) \end{bmatrix} = \prod_{i=1}^{N} \Phi^{(N+1-i)} \begin{bmatrix} V(0,s) \\ I(0,s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{FT}(L,s) \\ I_{FT}(L,s) \end{bmatrix} \quad (4)$$

donde

$$\begin{bmatrix} V_{FT}(L,s) \\ I_{FT}(L,s) \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^{N-1} \left\{ \left[\prod_{n=1}^{N-i-1} \Phi^{(N-n)} \right] \begin{bmatrix} V_F(i\Delta z,s)\Delta z \\ I_F(i\Delta z,s)\Delta z \end{bmatrix} \right\} \quad (5)$$

De acuerdo con la ecuación (5), la excitación por campos incidentes de la línea puede aproximarse mediante la conexión de las fuentes concentradas $V_{FT}(L,s)$ e $I_{FT}(L,s)$ en el punto $z = L$ de la línea sin excitación, como se muestra en la Fig. 3.

Mediante la manipulación algebraica de (4) se obtiene la representación definida en (6), la cual describe un modelo de 2 puertos en forma nodal con los campos electromagnéticos incidentes denotados por fuentes de corriente conectadas en ambos extremos de la línea (Fig. 4):

$$\begin{bmatrix} I(0,s) \\ I(L,s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{SS} & -Y_{SR} \\ -Y_{SR} & Y_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V(0,s) \\ V(L,s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_{0S} \\ I_{LS} \end{bmatrix} \quad (6)$$

donde

$$Y_{SS} = -\Phi_{12}^{-1}\Phi_{11},\ Y_{RR} = \Phi_{22}\Phi_{12}^{-1} \quad (7a), (7b)$$

$$Y_{SR} = -\Phi_{12}^{-1} = \Phi_{22}\Phi_{12}^{-1}\Phi_{11} - \Phi_{21} \quad (7c)$$

$$I_{0S} = -\Phi_{12}^{-1} V_{FT}(L,s) \quad (7d)$$

$$I_{LS} = -\Phi_{22}\Phi_{12}^{-1} V_F T(L,s) + I_{FT}(L,s) \quad (7e)$$

siendo Φ_{11}, Φ_{12}, Φ_{21} y Φ_{22} los elementos que corresponden a la matriz cadena de la línea completa:

$$\left[\prod_{i=1}^{N} \Phi^{(N+1-i)} \right] = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Las expresiones (7d) y (7e) definen las fuentes de corriente nodales inyectadas en los extremos de la línea, como se muestra en el circuito equivalente de la Fig.4.

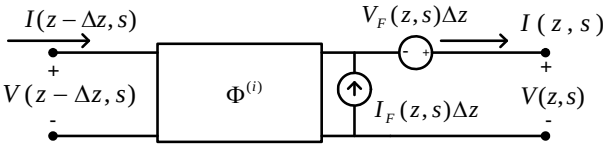


Fig. 2. Representación de la matriz cadena de un segmento de línea iluminada empleando fuentes distribuidas.

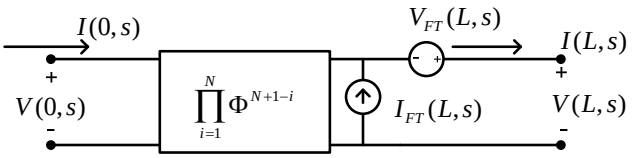


Fig. 3. Representación de la matriz cadena de línea completa empleando fuentes concentradas.

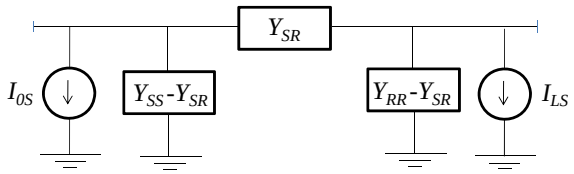


Fig. 4. Circuito equivalente nodal de la línea iluminada.

III. Modelo del Transformador

La representación circuital del transformador para una unidad de longitud se presenta en la Fig. 5 [6]. El modelo considera las siguientes aproximaciones:

1) Se asumen devanados distribuidos uniformemente.
2) Los parámetros del transformador se asumen constantes.
3) La operación es considerada en la región lineal de la curva de magnetización.
4) La inductancia mutua es considerada únicamente entre la vuelta del devanado primario que corresponde con la del secundario.

En la Fig. 5, $I_k(x, s)$ y $V_k(x,s)$ son la corriente y la tensión del *k*-ésimo devanado en el punto *x*, R_k y L_{sk} son la resistencia y la inductancia serie del *k*-ésimo devanado, R_{c1} representa las perdidas en el núcleo, L_m es la inductancia mutua entre devanados, C_{sk} es la capacitancia propia del *k*-ésimo devanado, C_{gk} es la capacitancia a tierra del *k*-ésimo devanado, y C_m es la capacitancia mutua entre devanados. Todos los parámetros se consideran por unidad de longitud (p.u.l.).

Del circuito de la Fig. 5 se puede obtener cuando $\Delta x \to 0$ para la caída de tensión longitudinal:

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_1(x,s)}{dx} \\ \frac{dV_2(x,s)}{dx} \end{bmatrix} = \frac{1}{D(s)} \begin{bmatrix} Z_1 + Z_1 Y_2 Z_2 - Z_m^2 Y_2 & Z_m \\ Z_m & Z_2 + Z_2 Y_1 Z_1 - Z_m^2 Y_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(x,s) \\ I_2(x,s) \end{bmatrix} \quad (9)$$

donde

$$Z_1(s) = R_1 + sL_1 \quad (10a)$$

$$Z_2(s) = R_2 + sL_2 \quad (10b)$$

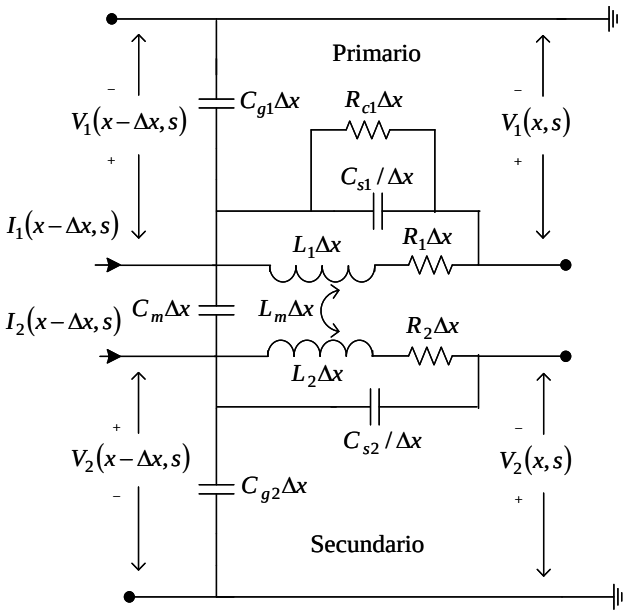


Fig. 5. Representación para un diferencial de longitud del transformador

$$Z_m(s) = sL_m \tag{10c}$$

$$D(s) = 1 + Z_1Y_1 + Z_2Y_2 + Z_1Z_2Y_1Y_2 - Z_m^1Y_1Y_2 \tag{10a}$$

$$Y_1(s) = sC_1 + 1/R_{c1} \tag{10b}$$

$$Y_2(s) = sC_2 \tag{10c}$$

y para el comportamiento transversal:

$$\begin{bmatrix} \dfrac{dI_1(x,s)}{dx} \\ \dfrac{dI_2(x,s)}{dx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{g1}+Y_m & -Y_m \\ -Y_m & Y_{g2}+Y_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(x,s) \\ V_2(x,s) \end{bmatrix} \tag{11}$$

donde:

$$Y_{g1}(s) = sC_{g1} \tag{12a}$$

$$Y_{g2}(s) = sC_{g2} \tag{12b}$$

$$Y_m(s) = sC_m \tag{12c}$$

Las ecuaciones (9) y (11) en forma compacta se pueden escribir como

$$\frac{d}{dx}\begin{bmatrix} \mathbf{V}(x,s) \\ \mathbf{I}(x,s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{Z} \\ \mathbf{Y} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(x,s) \\ \mathbf{I}(x,s) \end{bmatrix} \tag{13}$$

donde $\mathbf{V}(x,s)$ e $\mathbf{I}(x,s)$ son los vectores de tensión y de corriente en el dominio de Laplace en el punto x del devanado, mientras que $\mathbf{Z}$ y $\mathbf{Y}$ son las matrices de impedancias y admitancias descritas en (9) y (11).

La solución general del sistema definido en (13) se puede escribir como un modelo de dos puertos de admitancia cuyo circuito PI equivalente se muestra en la Fig.6:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}(0,s) \\ \mathbf{I}(L,s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & -\mathbf{B} \\ -\mathbf{B} & \mathbf{A} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(0,s) \\ \mathbf{V}(L,s) \end{bmatrix} \tag{14}$$

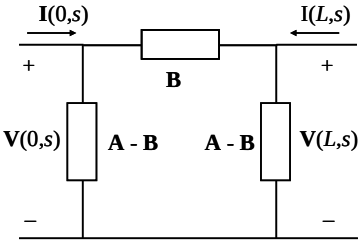


Fig. 6. Modelo de 2 puertos del transformador

donde

$$\mathbf{A} = \mathbf{Y}_0 \coth(\boldsymbol{\Psi} L) \tag{15a}$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{Y}_0 \operatorname{csch}(\boldsymbol{\Psi} L) \tag{15b}$$

$\boldsymbol{\Psi}$ es la matriz de constantes de propagación del devanado, definida como

$$\boldsymbol{\Psi} = \mathbf{M}\sqrt{\boldsymbol{\lambda}}\mathbf{M}^{-1} \tag{16}$$

$\mathbf{M}$ y $\boldsymbol{\lambda}$ son las matrices de vectores y valores propios del producto $\mathbf{Z}(s)\mathbf{Y}(s)$, respectivamente, y $\mathbf{Y}_0$ es la matriz de admitancias características del devanado, calculada como sigue:

$$\mathbf{Y}_0 = \mathbf{Z}(x, s)^{-1}\,\boldsymbol{\Psi} \tag{17}$$

Las matrices $\mathbf{Z}$ y $\mathbf{Y}$, pueden calcularse con métodos ya presentados en otros trabajos [7, 8].

IV. Transformada Numérica de Laplace.

Considerando un sistema causal y un rango de integración finito, las ecuaciones siguientes definen las transformadas directa e inversa de Laplace:

$$F(c + j\omega) = \int_0^T \left[f(t)e^{-ct}\right] e^{-j\omega t}\,dt \tag{18a}$$

$$f(t) = \frac{e^{ct}}{\pi}\,\mathrm{Re}\left(\int_0^{\Omega} F(c + j\omega)\, e^{j\omega t}\,d\omega\right) \tag{18b}$$

donde ω es frecuencia angular, c es un factor de amortiguamiento, T representa el tiempo de observación y Ω es la frecuencia máxima.

La evaluación numérica de (18) produce 2 tipos de errores: oscilaciones de *Gibbs* debidas al truncamiento del rango del espectro continúo de frecuencia y *aliasing* debido a la discretización [9]. El error por truncamiento puede reducirse mediante la inclusión de una función "ventana" $\sigma(\omega)$, mientras que el *aliasing* se reduce suavizando la respuesta en frecuencia del sistema mediante una elección adecuada del factor de amortiguamiento c. Además, la evaluación matemática de (18) puede presentar dificultades para $\omega = 0$, pues generalmente $F(j\omega)$ tiene singularidades en este punto [9]. Para evitar esto, el rango de integración se divide en intervalos de ancho $2\Delta\omega$ y se evalúa ω para frecuencias impares ($\Delta\omega$, $3\Delta\omega$,…).

V. Ejemplo de Aplicación

A partir los siguientes ejemplos se analiza la propagación y la transferencia de las sobretensiones generadas por una descarga atmosférica que impacta el terreno cercano a la línea.

El campo electromagnético de la descarga atmosférica se modela con las expresiones desarrolladas por Master y Uman

[10] con la corrección para suelo imperfecto de Cooray-Rubinstein [11]. La forma de onda empleada para representar la corriente en la base del canal de descarga, $i(0,t)$, es una superposición de 2 funciones tipo Heidler [12]. La forma de onda se muestra en la Fig. 7 y los parámetros correspondientes se dan en la Tabla I. La fuente de corriente doble exponencial de Heidler está definida por [12]:

$$i_H(0,t) = \frac{I_b (t/\tau_1)^n}{\eta + \eta (t/\tau_1)^n} \exp(-t/\tau_2) \qquad (19)$$

donde

$$\eta = \exp\left[-(\tau_1/\tau_2)(n\tau_2/\tau_1)^{\frac{1}{n+1}}\right] \qquad (20)$$

I_b es la amplitud de la corriente en la base del canal, τ_1 es la constante de tiempo de frente de onda, τ_2 es la constante de tiempo de cola de la onda, η es el factor de corrección de la amplitud y n es un exponente del orden 2 al 10.

Los datos de la línea son los presentados en la Tabla II y la configuración del circuito se muestra en la Fig. 8. Se conectó una resistencia de 452 Ω en el extremo emisor. El campo electromagnético producido por la descarga atmosférica se distribuye de manera no uniforme.

Se presentan tres casos de análisis, los cuales se describen a continuación.

A. Caso I.

En este caso la distancia horizontal del canal de descarga a el punto A de la línea es z_{pm} = 50 m, como se muestra en la Fig. 8, y la distancia vertical x_p toma los valores de 30, 50 y 100 m. Las sobretensiones registradas en el extremo A de la línea y en los nodos B a F de los devanados primario y secundario del transformador para x_p = *50* se muestran en las Figs. 9 y 10.

B. Caso II.

La distancia horizontal es de 250 m y. x_p toma los mismos valores que en el caso 1. Los resultados para x_p = *50*m para los dos devanados se muestran en las Figs. 11 y 12.

C. Caso III.

La distancia z_{pm} es 450 m y x_p toma los mismos valores que en los casos 1 y 2. Los resultados para los devanados primario y secundario se muestran en las Figs. 13 y 14.

En la Fig. 9 y 10 se puede observar que las tensiones transitorias en los devanados del transformador presentan un retardo de tiempo mayor que para la tensión en el extremo izquierdo de la línea, el cual está directamente relacionado con la posición en la que la descarga se presenta.

En cuanto a la Fig. 11 y 12, el comportamiento de la línea iluminada es simétrico: las tensiones transitorias que se presentan en el extremo izquierdo y en el derecho que está conectado al inicio del devanado primario del transformador tienen el mismo retardo de tiempo, lo cual se debe a la posición del impacto de la descarga. En este caso se presentan las tensiones de mayor magnitud en los devanados del transformador.

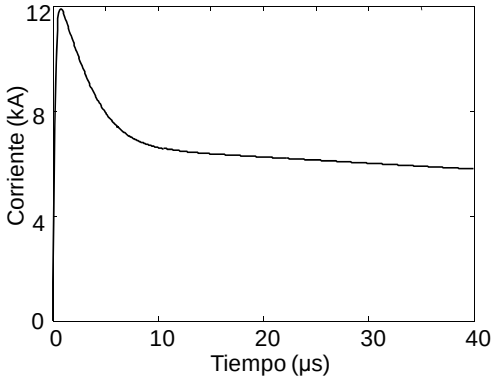


Fig. 7. Forma de onda de la corriente en la base del canal.

Tabla I
Parámetros de la forma de onda en la base del canal

	Heidler 1	Heidler 2
I_b (kA)	10.7	6.5
τ_1 (μs)	0.25	2.1
τ_2 (μs)	2.5	230
	2	2

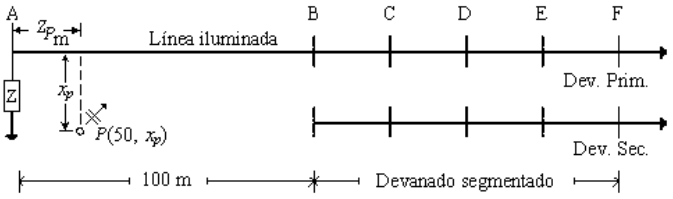


Fig. 8. Configuración de modelo completo

Tabla II
Datos de la línea de distribución

Radio del conductor	0.0075 m
Longitud la línea	500 m
Altura de la línea	7 m
Permeabilidad del terreno	1.2566×10^{-6}H/m
Permeabilidad del conductor	1.2566×10^{-6} H/m
Resistividad del suelo	100 Ω-m
Resistividad del conductor	$3.21e^{-8}$ Ω-m

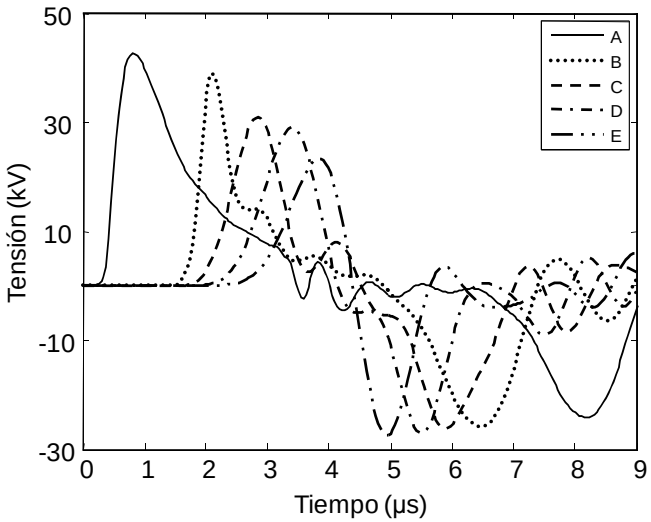


Fig. 9. Tensión transitoria a lo largo del devanado primario para el caso I con x_p = 50 m.

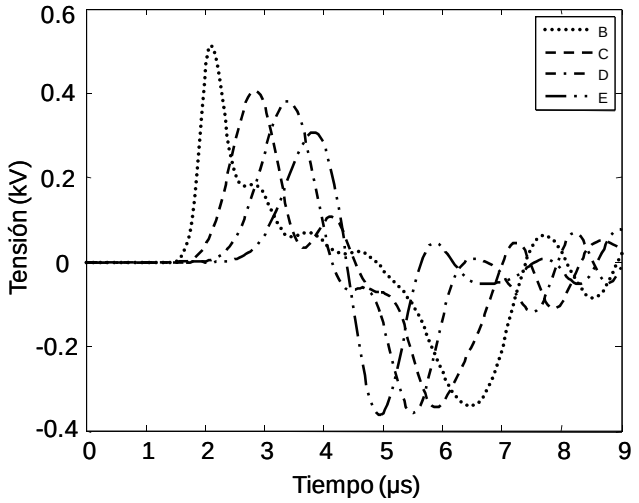


Fig. 10. Tensión transitoria a lo largo del devanado secundario para el caso A con x_p = 50 m.

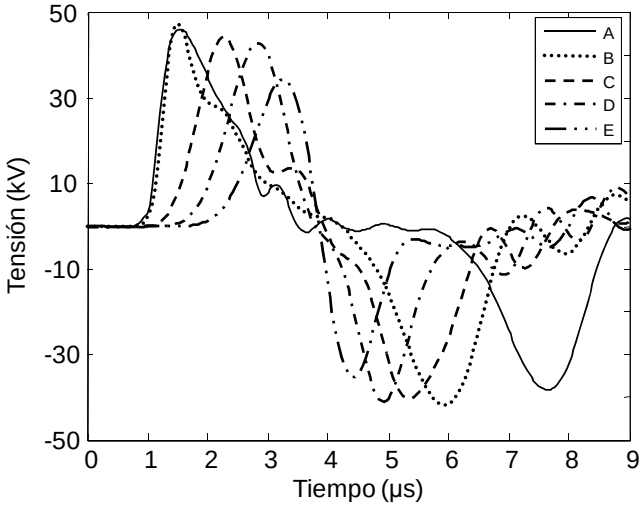


Fig. 11. Tensión transitoria a lo largo del devanado primario para el caso B con x_p = 50 m

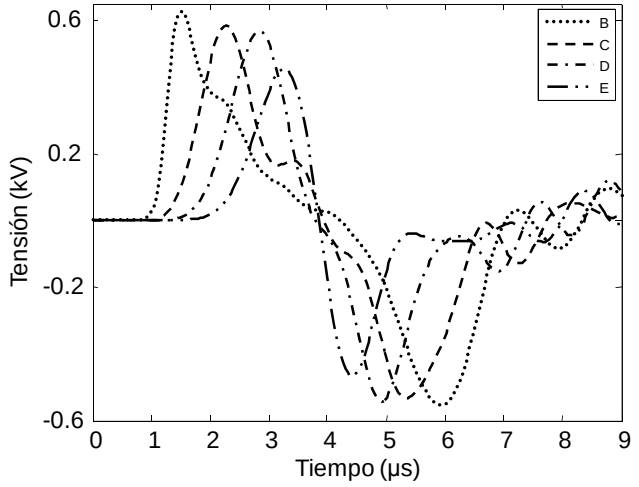


Fig. 12. Tensión transitoria a lo largo del devanado secundario para el caso B con x_p = 50 m.

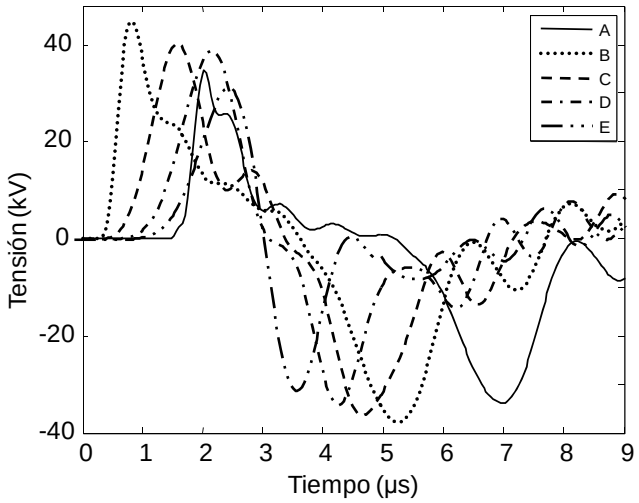


Fig. 13. Tensión transitoria a lo largo del devanado primario para el caso C con x_p = 50 m.

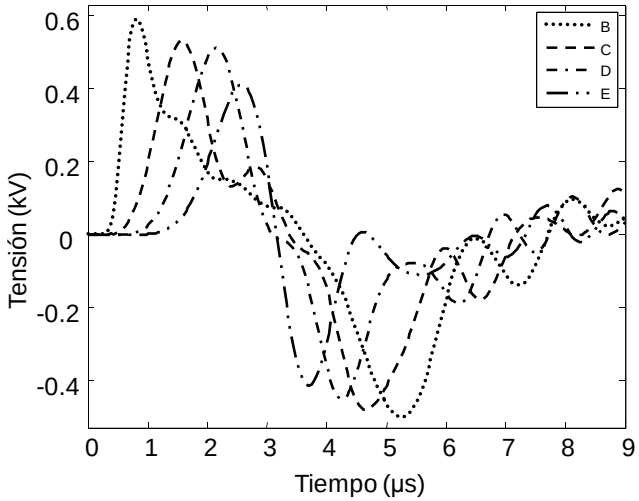


Fig. 14. Tensión transitoria a lo largo del devanado secundario para el caso 3 con x_p = 50 m.

Finalmente, en la Fig. 13 y 14 correspondientes al caso C, se muestran las tensiones que se presentan cuando la descarga está más cerca al transformador. El retardo de tiempo de las tensiones que se propagan a lo largo de los devanados del transformador es menor al que se presenta en el extremo izquierdo de la línea. A pesar de que la descarga incide en un punto más cercano al transformador, las magnitudes de las tensiones no son las mayores de los 3 casos como podría esperarse.

En la Tabla III se presenta un resumen de los resultados obtenidos en los tres distintos casos analizados con sus variaciones de distancia vertical. Se presentan las magnitudes de las máximas sobretensiones obtenidas en los devanados primario y secundario del transformador, así como los nodos respectivos.

Tabla III
Magnitud de la máxima tensión presente en los tres casos

Distancia en el eje *z* (m)	Distancia en el eje *x* (m)	Tensión máxima (kV)			
		Devanado Primario	Nodo	Devanado Secundario	Nodo
50 (Caso I)	30 50 100	64.222 38.871 17.200	(B) (B) (B)	0.8475 0.5134 0.2272	(B) (B) (B)
250 (Caso II)	30 50 100	72.755 47.341 24.739	(B) (B) (C)	0.9619 0.6263 0.3270	(B) (B) (C)
450 (Caso III)	30 50 100	70.614 44.727 22.030	(B) (B) (C)	0.9351 0.5911 0.2191	(B) (B) (C)

VI. Conclusiones

En este artículo se describió un modelo de la línea monofásica en el dominio de la frecuencia que permite la inclusión de campos incidentes por medio de fuentes concentradas de corriente en los extremos de la línea. Se presentó también una técnica para el cálculo de los campos electromagnéticos que se generan a partir de una descarga atmosférica indirecta.

Adicionalmente, se implementó un modelo de parámetros distribuidos del transformador monofásico en el dominio de la frecuencia que permite al análisis de la propagación y la transferencia de sobretensiones transitorias de alta frecuencia al devanado secundario.

Es interesante observar en la Tabla III que las magnitudes mayores de tensión se presentaron siempre para el caso B (descarga a la mitad de la línea). Pudiera pensarse que los casos A y C, al tratarse de descargas más cercanas a los extremos izquierdo y derecho provocarían mayores magnitudes de tensión en los extremos respectivos. Sin embargo, el fenómeno de la descarga indirecta es más complejo e impredecible que la descarga directa. Pruebas experimentales han mostrado que, en ocasiones, un transformador de distribución conectado en un extremo remoto de una línea expuesta a una descarga indirecta puede llegar a dañarse mientras que uno más cercano no se ve afectado [13].

Referencias

[1] L. A. Siegert C., "Alta Tensión y Sistemas de Transmisión". LIMUSA. México D. F. 1989.

[2] D. G. Fink and H. W. Beaty, "Manual de Ingeniería Eléctrica" Decimotercera edición. Ed. Mc Graw Hill. Méx. 1995.

[3] P. Chowdhuri, "Electromagnetic transient in power system" Research studies press: institute of physics, 2nd ed, 2004.

[4] C. D. Taylor, "On Electromagnetic-Field Excitation of Unshielded Multiconductor Cables", IEEE. Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC-20, no. 4, November 1978.

[5] P. Gomez, P. Moreno and J. L. Naredo, "Frequency-Domain Transient Analysis of Nonuniform Lines With Incident Field Excitation", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20 no. 3, July 2005.

[6] A. S. Al-fuhaid. "Frequency Characteristics of Single Phase Two Winding Transformer Using Distributed Parameter Modeling", IEEE Trans. Power Delivery, vol. 16, No. 4, pp.637-642. October 2001.

[7] S. V Kulkarni, S. A Khaparde, *Transformer Engineering: Design and Practice*, Marcel Dekker, 2004.

[8] J. L. Guardado, K. J. Cornick, "*A Computer Model for Calculating Steep-Fronted Surge Distribution in Machine Windings*", IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 4, no. 1, pp. 95-101, 1989.

[9] P. Gómez, F. A. Uribe, "On the Application of the Numerical Laplace Transform For Accurate Electromagnetic Transient Analysis", Rev. Mex. Fis., vol. 53, no. 3, pp. 198-204, Junio 2007.

[10] MASTER M.J., UMAN M.A.; Transient electric and magnetic fields associated with establishing a finite electrostatic dipole, Amer. J. Phys., no. 51, pp. 118–126, 1983.

[11] V. Cooray, "Some Considerations on the Cooray–Rubinstein Formulation Used in Deriving the Horizontal Electric Field of Lightning Return Strokes Over Finitely Conducting Ground", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 44, no. 4, November 2002.

[12] F. Heidler, J. M. Cvetic, and B. V. Stanic, "Calculation of lightning current parameters," IEEE Trans. Power Delivery, vol. 14, pp. 399–404, Apr. 1999.

[13] B. Vahidi, J. Beiza, "Using Pspice in Teaching Impulse Voltage Testing of Power Transformer to Senior Undergraduate Students", IEEE Transactions on Education, Vol. 48, N0. 2, May 2005.

Juan Carlos Escamilla Sánchez. Ingeniero Electricista con especialidad en Potencia, por la ESIME Zacatenco del Instituto Politécnico Nacional, México, 2004. y su título de Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica de la SEPI-ESIME Zacatenco del Instituto Politécnico Nacional, México, en 2008. Actualmente es estudiante de Doctorado en Ciencias en Ingeniería Eléctrica del CINVESTAV del IPN, Unidad Guadalajara. Su área de interés principal es el estudio de transitorios electromagnéticos en sistemas eléctricos de potencia.

Pablo Gómez Zamorano.- Nació en Zapopan, México en 1978. Recibió su título de Ingeniero Mecánico Electricista de la Universidad Autónoma de Coahuila, México, en 1999, y sus títulos de Maestro y Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica del CINVESTAV del IPN, Unidad Guadalajara, México, en 2002 y 2005, respectivamente. Es Profesor Investigador en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME Zacatenco del Instituto Politécnico Nacional, México. Actualmente, realiza una estancia de investigación posdoctoral en el Polytechnic Institute of NYU, Brooklyn, New York, USA. Sus áreas de interés principal son el modelado y la simulación de equipo eléctrico para el análisis de transitorios electromagnéticos y compatibilidad electromagnética

Pablo Moreno Villalobos.- Recibió el título de Ingeniero Mecánico Electricista de la Universidad Nacional Autónoma de México (UNAM), México, en 1985, el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica del ITESM (Campus Monterrey), México, en 1989 y el grado de Doctor en Filosofía en Ingeniería Eléctrica y Ciencias de la Computación de la Universidad Estatal de Washington, Pullman, EE.UU. en 1997. Fue investigador del Instituto de Investigaciones Eléctricas (IIE), México, de 1985 a 1994. Desde 1998 es Profesor Titular del CINVESTAV, Unidad Guadalajara, México. Sus áreas de interés comprenden propagación de ondas y transitorios electromagnéticos en sistemas eléctricos y electrónicos.

Computational tool to determine Ground Flash Density and Fuzzy Ground Flash Density

D.F. Del Río-Trujillo dfdelriot@unal.edu.co, C. Younes-Velosa cyounesv@unal.edu.co, L. Aguirre-González

***Abstract*—The aim of this article is to present a computational tool that facilitates the calculation of ground flash density (GFD) and fuzzy ground flash density (FGFD). The tool was developed for the purpose of being used in different operating systems. The data obtained can be used to assess performance of distribution lines, lightning risk assessment.**

***Index Terms*—Lightning parameters, fuzzy sets, fuzzy ground flash density, database.**

I. Introduction

THE phenomenon of lightning discharge is the cause of the vast majority of outages of transmission lines of 230kV and 500kV. In Colombia, the outages of transmission lines were about 46 % and 69 % for 1996 and 1997 respectively, as reported by Interconección Eléctrica S.A (ISA) [1].

In the case of distribution lines most of the interruptions are caused by the lightning discharge, either by direct or indirect strikes, the latter being the cause of most failures. Furthermore, it is estimated that 50% of electromagnetic disturbances are caused by lightning and that 70% and 80% of all the problems of power quality [2].

One of the most important paramenter of lightning phenomena is Ground Flash Density (GFD), especially fot engineering purposes such as design of protection, performance of distribution lines and risk assesment. The present article presents a software tool that facilitates the calculation of GFD and Fuzzy Ground Flash Density (FGFD) and allows to diffuse density maps in 3D.

II. Lightning parameters

About fifteen are the lightning parameters that have been measurement around the world, these parameters have been established for different purposes, but in engineering only seven are studied. The lightning parameters used in engineering were classified in three groups:

1. Incidence Parameters
   a) Keraunic Level
   b) Ground Flash Density (GFD)
   c) Flash Polarity
   d) Multiple Stroke Flashes
   e) Duration of the storm
2. Lightning Peak Current Amplitude
3. Stroke Current Impulse Shape

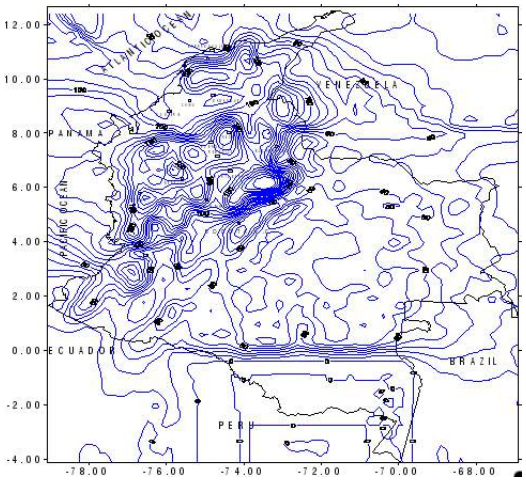


Fig. 1. Keraunic levels

In this paper the parameter Ground Flash Density (GFD) or crisp density will be studied. This parameter has been traditionally defined by two methods. The first method is using empirical equations that take the keraunic level to determinate the GFD. The second method is using lightning recorders such as lightning counters or Lightning Location Systems.

Keraunic level is defined as the number of thunderstom days in a year, in other words the number of days in a year where a thunder is heard, however is a weak concept to give information about an area that is prone to flashes. For this reason Ground Flash Density was defined. The Figure1 shows a Colombian keraunic level map of 2001. On bases on the contuor, GFD parameter is calculated using empirical equations, in [1] can be found several equations to calculated the ground flash density as a function of keraunic level.

Lightning Location Networks have been in the last years the main data source to determine with more precision the location where a flash strikes. With the data

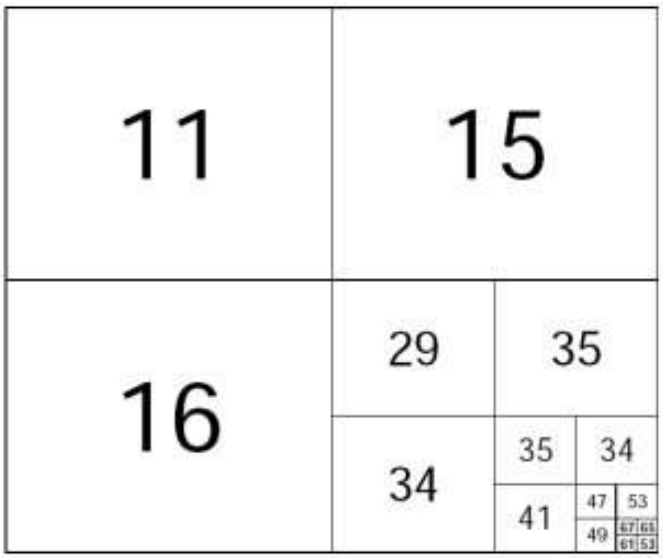


Fig. 2. GFD in diferent areas for Nechi-Colombia

network it can be determined the ground flash density as the number of flashes that strikes the earth for square kilometer in a period of a year.

III. Ground Flash Density (GFD)

The Ground Flash Density determines the instensity of the storms in certain region. There are two ways to determine GFD, with empirical equations using the keraunic level or direct measures using ligthning recorders. These lightning recorders are based on the change electric field. Ground Flash density can be determined based on these registers using equation [1].

$$\rho = \frac{N}{A} \tag{1}$$

Where:
N = is the number of strokes and,
A = is the area where lightning impacts.

Nowadays, GFD is calculated using mainly LLS data. This calculation has some of the following problems:

1. Area Dependence: GFD depends strongly on the area or region selected. The Figure 2 shows an analisys of the GFD make for diferent areas, the bigger is 46km X 46 km, and the smaller is 3km X 3km. The figure [2] shows that for small areas the GFD increases and for big areas the GFD reduces.
2. Hard Variation: GFD calculated for two points geographically adjacent can have values extremely different.
3. Low descriptive capability: Due to past two items, GFD can hardly describe the phenomena that pretend represent.

In the next section we explain the new concept Fuzzy Ground Flash Density GFD.

IV. Fuzzy Ground Flash density (FGFD)

A. Fuzzy sets

In the 1960's leading researchers, among them Zadeh, addressed the problem of the classic theory of sets, introducing a concept that allow to assign to each element of a subset a membership value, namely that the elements of a set can belong "in part" to several sets and are assigned degrees of belonging to fuzzy in a joint closed interval [0,1].

To make the introduction to the theory of fuzzy sets it is necessary to mention some aspects of conventional theory of sets and apart from it contruct a more complete information from the fuzzy sets [3].

A conventional set or concrete set is a collection of elements that exist within a University, for example consider a universe that consists of the letters 'a' to 'j', as follows:

$$U = \{a, b, c, d, e, f, g, h, i, j\}$$

From 'U' can be defined some subsets, such as:

$$A = \{a, e, g, i\} \quad B = \{b, d, f, h, j\} \quad C = \{b, e, h\}$$

With the above states that each element of the Universe belongs or does not belong to a particular set. Therefore, each set can be defined by a function of membership on the elements of the universe, and is assigned a value of 1 if the element belongs to the set, and 0 if not belong. Taking as an example the joint C listed above, depending on their membership $U_C(x)$ would be as follows:

$$U_C(a) = 0, \quad U_C(b) = 1, \quad U_C(c) = 0, \quad U_C(d) = 0,$$
$$U_C(e) = 1, \quad U_C(f) = 0, \quad U_C(g) = 0, \quad U_C(h) = 1,$$
$$U_C(i) = 0, \quad U_C(j) = 0.$$

A set diffuse defined similarly, with a big difference: an element may belong 'in part' to a set. Thus, a set diffuse B defined on the same universe U may be as follows:

$$B = \{b - 20\%, e - 50\%, h - 100\%\}$$

Now, we can say that the element $'b'$ belongs by 20% to set B (and therefore belongs in a 80% to complement B), while the element 'e' owned by 50%, and element 'h' by 100%. An alternative way of expressing the membership function $U_B(x)$ set B is as follows:

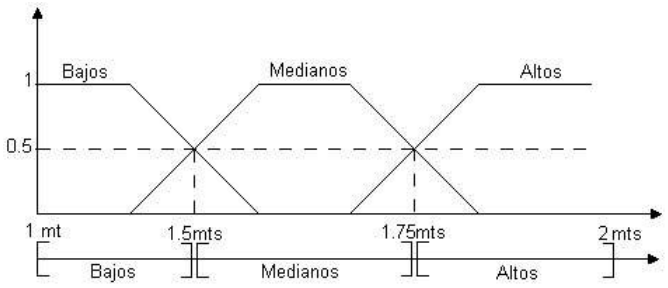


Fig. 3. Membership fuction

$U_B(a) = 0.0$, $U_B(b) = 0.2$, $U_B(c) = 0.0$, $U_B(d) = 0.0$, $U_B(e) = 0.5$, $U_B(f) = 0.0$, $U_B(g) = 0.0$, $U_B(h) = 1.0$, $U_B(i) = 0.0$, $U_B(j) = 0.0$.

The fuzzy sets can be represented graphically through its membership functions; a simple example of this is the set of Heights of a basketball team, in Figure 3. At the bottom of this figure can be seen three sets "concretes or crisp" (shorts, medium and senior) of the universe of stature with defined borders for all three groups, shorts between 1 and 1.5 meters, medium between 1,5 mts and 1.75 meters and senior between 1.75 mts and 2 meters. On top of this figure will now show the same sets but without defined borders and with their degrees of membership of each set, this is the essence of the fuzzy sets, because someone measuring 1.51 meters is not much difference with someone measuring 1.5 meters and is assigned a membership of 50% to all low and another 50% to all the middle.

B. *Fuzzy Ground Flash Density (FGFD)*

In this study we called Fuzzy Ground Flash Density (FGFD) to the ground flash density that includes in its calculation fuzzy sets techniques. The Fuzzy Ground Flash Density was proposed by Younes in [4].To find the FGFD it is necessary to define a fuzzy region M around the point where you want to get the ground stroke density. The membership function of a point (x, y) in the region will mean for $MM\mu(x, y)$. Now we find the number of lightnings that impact on the region M, for this we assume a total of N- lightnings and pi i-th lightning has struck at coordinates (x_i, y_i), with these assumptions can count the number of lightnings, as follows:

$$N_M = \sum_{i=1}^{N} \mu_M(x_i, y_i) \tag{2}$$

As it is known for finding the ground stroke density is essential to know the area in the region assessment,

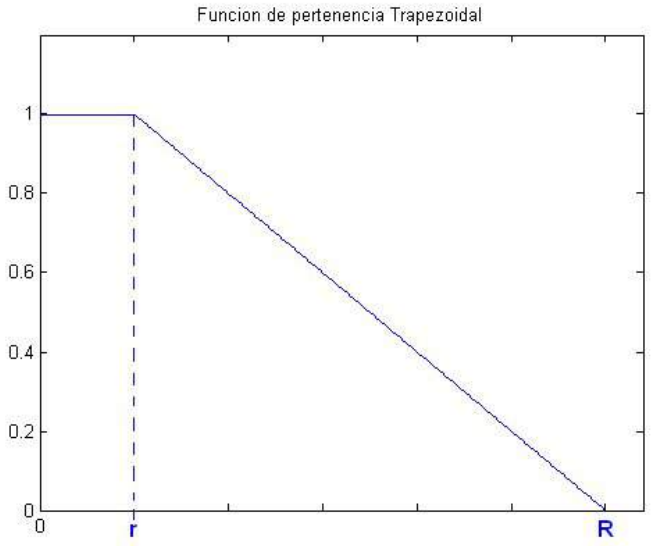


Fig. 4. Trapezoidal function

thus it is necessary to define an infinitesimal surface dS centered (xi, yi) and a total area S, then the area A_M of the region is being diffused:

$$A_M = \int_S \mu_M(x_i, y_i) \tag{3}$$

With these data we obtain the Fuzzy Ground Flash Density in the point c as the number crisp ρ. This density is called fuzzy because its calculation techniques use fuzzy sets concepts as is specified later.

$$\rho = \frac{N_M}{A_M} \tag{4}$$

1) Fuzzy Cirle: We can define M as a circle with center in the point c and a diffuse boundary. A trapezoidal membership function μ_{rR} is used (See figure [4]) for the fuzzy radio determined by a smaller radius r and bigger radius R, when this fuzzy radius rotate, it generates a truncated cone, as shown in the figure [5].

$$\mu_{rR}(Z) = \begin{cases} 1 & z \leq 1 \\ \dfrac{R-x}{R-r} & r < z < Z \\ 0 & z > R \end{cases}$$

As the value of membership to ground stroke within the cone depends on the distance to the center which is the point c, it is necessary to find that distance. The area AM is:

$$A_M = \pi r^2 + \left(\frac{2\pi}{R-r} + \frac{r^3}{3} - \frac{Rr^2}{2} \right) \tag{5}$$

The reason which we are adopting this membership function is related with the research done about accuracy

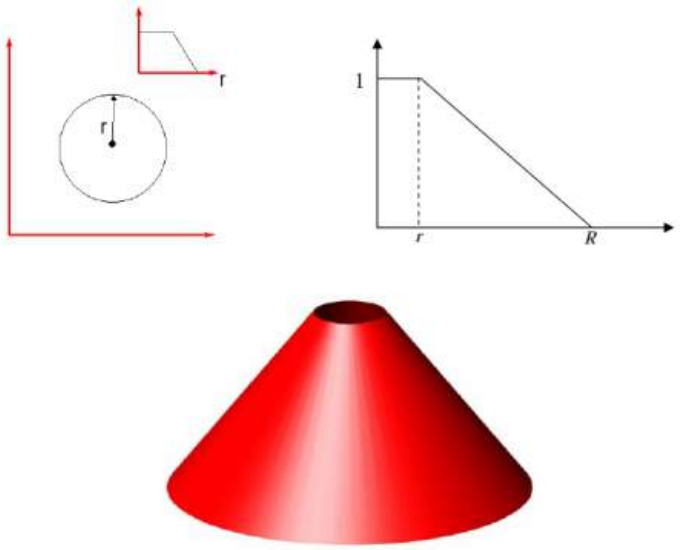


Fig. 5. Truncated cone

parameters flash, which yielded results close to 3 km and 15 km radius of action, the latter because it is unlikely that a thunder can be hear further than 15 km.

V. Computational tool for GFD and FGFD calculation

Development of the tool requires the following:

1) That may be available online
2) Very easy to use
3) Easy data acces and interpretation
4) GFD and FGFD 3D maps
5) Available for Linux and Windows operating systems

For development, we are using software that is available in both operating systems, for these reason it was used Mysql, Apache and PHP.

Mysql is responsible for managing the database, Apache is a web server, PHP is responsible to connect with database and calculated to GFD and FGFD. Furthermore, we use an interface for user interaction developed in HTML. Figure 6 shows a flowchart of a software, the user has to enter geographical coordinates of the point where GFD and FGFD must be calculated, smaller radio and bigger radio. Furthermore, the user must specify the year of the database. This information is stored for PHP. The PHP try to connection with database, if the connection is not established, the software shows a message "The connection is not established". If the connection is established, the query to the database is done and the data extracted from the query are used for calculating the densities and for the generation of maps. Then, the tool shows in a HTML page the densities values, each one with its respective latitude and longitude. These data are stored and export in plain file for generated maps in Octave, Scilab or Matlab.

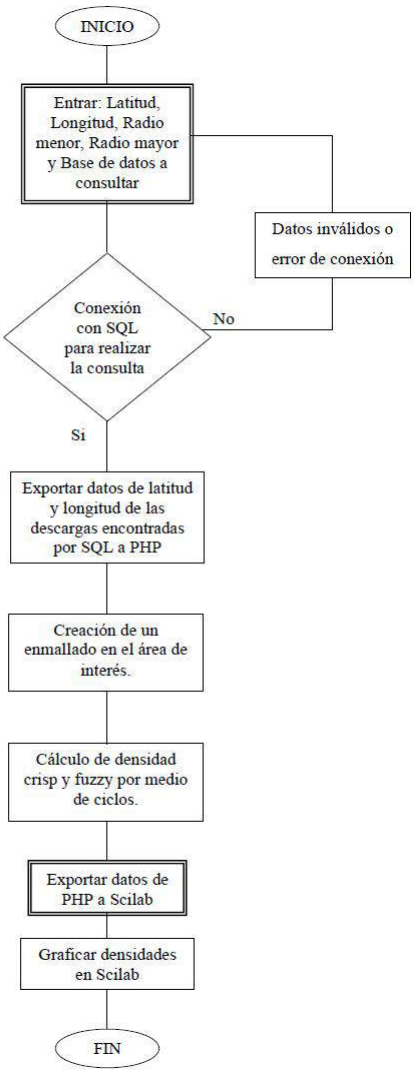


Fig. 6. Flowchart

VI. Results

Using LAMP (Linux, Apache, Mysql and PHP), we obtain the following results: the Figure 7 shows an interface between user and database. This interface was developed in HTML and it permit that the user enters a geographical coordinates (latitude and longitude, where user want to know the density), smaller radio, bigger radio and select the year on the database, whit this interface we respond two requirements, that may be online and for user is very easy to use. In the Figure 8, we show the form to present a results. This is a page developed in HTML, which delivers results of the densities in a table. The table presents four columns, the first column is the latitude and the second column is the

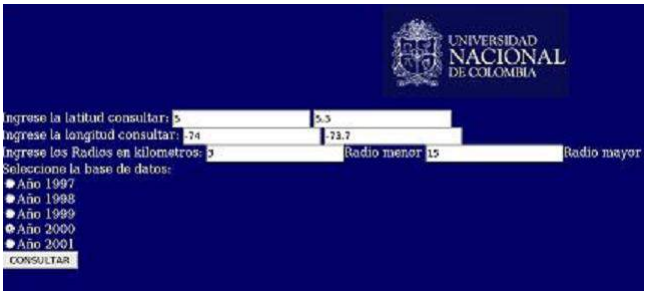


Fig. 7. interface

Latitud	Longitud	Den crisp	Den trap
5.013500135	-73.986499865	0.495148711841	0.269739852554
5.040500405	-73.986499865	0.707355302631	0.344617273443
5.06750067501	-73.986499865	1.06103295395	0.387103466311
5.09450094501	-73.986499865	0.778090832894	0.423815836079
5.12150121501	-73.986499865	1.09640071908	0.453745025533
5.14850148501	-73.986499865	0.954929658551	0.477768625269
5.17550175502	-73.986499865	0.530516476973	0.483552356463
5.20250202502	-73.986499865	0.884194128288	0.453824833572
5.22950229502	-73.986499865	0.884194128288	0.390622413333
5.25650256503	-73.986499865	0.247574355921	0.292887333397
5.28350283503	-73.986499865	0	0.199303665282
5.013500135	-73.959499595	0.353677651315	0.343735235015
5.040500405	-73.959499595	0.530516476973	0.422499297496
5.06750067501	-73.959499595	0.565884242105	0.468127880024
5.09450094501	-73.959499595	0.495148711841	0.513235414893
5.12150121501	-73.959499595	1.45007837039	0.564834701486
5.14850148501	-73.959499595	1.41471060526	0.605544853293
5.17550175502	-73.959499595	0.530516476973	0.622667080121
5.20250202502	-73.959499595	1.02566518881	0.591545952256

Fig. 8. Page of results

longitude. The last two columns are GFD and FGFD respectively.

The Figures 9 and 10 present a maps in 3D, that were obtained using Scilab, in both is the same area where we obtain the densities. The first figure is describing the traditional form of calculated the ground flash density, on it we show the problems mentioned in previous sections.

The second figure describes Fuzzy Ground Flash Density. As it can be observed, FGFD describes in a much better way the phenomena, avoiding unexplainable hard variations in adjacent points [5].

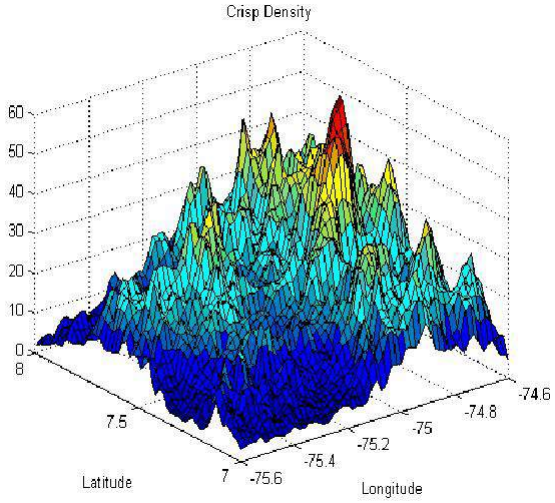


Fig. 9. Ground Flash Density

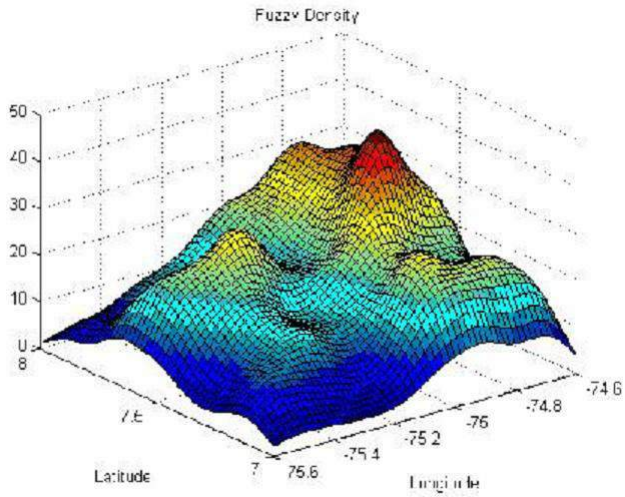


Fig. 10. Fuzzy Ground Flash Density

VII. Conclusions

The advantage of having a tool to determine the GFD online, allows all the people to do a risk assessment by lightning in the area where they live.

The development of tools like this help to have a knowledge of the behavior of the phenomenon of lightning in the national territory.

The novel concept of Fuzzy Ground Flash Density seems to be more adequately to describe the GFD phenomena. The use of the free software permit a versatility in different operative systems.

References

[1] C. Younes-Velosa, "Evaluación de parámetros del rayo con mediciones terrestres y satelitales en colombia," Master's thesis, Universiad Nacional de Colombia, 2006.

[2] E. Perez, “Avances en el modelamiento y experimentación en tensiones inducidas en redes de distribución,” Ph.D. dissertation, Universiad Nacional de Colombia, 2006.
[3] O. G. Duarte, *Sistemas de lógica difusa - fundamentos*. Ingeniería e Investigación, 1999.
[4] C. Younes-Velosa, “Metodologías para la correlacíon parámetros del rayo con características geográficas y meteorológicas. caso colombiano,” Ph.D. dissertation.
[5] C. Younes-Velosa and O. Duarte, “Finding rekations between ground flash density and geographical relief using data minig tools,” SIPDA 2007.
[6] H. D. Aranguren, “Estudio de las tormentas eléctricas a través del campo eléctrico ambiental,” Master’s thesis.
[7] W. Briceño and D. Rondón, “Modelos de la corriente de retorno del rayo a partir del campo eléctrico,” Master’s thesis, Universidad Nacional de Colombia.
[8] V. Cooray, *The Lightning Flash*, IEE, Ed., 2003.
[9] J. Herrera, “Nuevas aproximaciones en el cálculo de tensiones inducidas por descargas eléctricas atmosféricas,” Ph.D. dissertation, Universiad Nacional de Colombia, 2006.
[10] V. A. Rakov and M. A. Uman, *Lightning physics and effects*. Cambrigde, 2005.
[11] F. Santamaria, “Caracterización de las descargas eléctricas en bogotá y comparación con registros tomados en otros lugares del mundo,” Master’s thesis.
[12] M. A. Uman, *Lightning discharge*. Academic Press, INC.
[13] M. Vargas, “Nuevo modelo integral del canal de la descarga eléctrica atmosférica y su enlace con estructuras en tierra,” Ph.D. dissertation, Universidad Nacional de Colombia, 2006.

VIII. Acknowledgments

The Colombian Lightning Data used in this research have been provided by Interconexión Eléctrica S.A, E.S.P. ISA (Power Utility). This work has been supported by the Colombian Science Council -COLCIENCIAS, Research Program PAAS, Research group GREDyP, and National University of Colombia.

MULTILINEAR REGRESSION TECHNIQUE FOR LIGHTNING PERFORMANCE OF DISTRIBUTION NETWORKS ASSESSMENT

Edison Soto, Member *IEEE* and Ernesto Pérez, *Member IEEE*

***Abstract*— We present a multilinear regression technique to reduce the computational effort of the statistical MonteCarlo method used to obtain the flashover rate in distribution networks. It will be presented the influence of the variation of the technique parameters and some possible improvements to it.**

***Index Terms*—Multilinear Regression Technique (MRT), distribution network, lightning performance, flashover rate, YALUK –ATP, LIOV-EMTP**

I. INTRODUCTION

LIGHTNING is the cause of almost the 50% of the electromagnetic disturbances and between the 70 and 80% of the power quality problems in electrical networks [1]. An electrical system can present outage due to direct or indirect impacts. Both cause insulation flashover, but due to the low insulation level, the low height of the distribution lines and the high frequency of the indirect strikes, it can affect more the performance of distribution network, for this reason the literature focuses in this type of lightning event. [2].

The lightning performance of a distribution network is the number of the events per year that exceeds determined insulation level for each CFO value. The first methodology was presented by the IEEE STD 1410 that use the simplified Rusck Formula to calculate the induced overvoltage on the distribution line [3]. Because it applies only to a step lightning current waveform and to an infinitely single line above a perfectly conducting ground is not very realistic. The methodology proposed by Borghetti et al [4] let use a MonteCarlo statistical method to calculate the flashover rate by means of a lightning induced overvoltages simulation program called LIOV linked with EMTP (LIOV -EMTP) [10]..

Other programs have been developed with the aim of calculate the induced overvoltages on overhead lines. This is the case of Yaluk program linked with ATP [5], which solves the equations of the Agrawal coupling model with the same procedure as it is done in LIOV-EMTP [5] and has been done thanks to the collaboration of the research group of Power Systems of the University of Bologna. The Yaluk-ATP will be used along this paper to find the indirect lightning performance of an overhead line.

This work was supported in part by the National University of Colombia

Edison Soto (easotor@unal.edu.co) are master electrical engineering student of the National University of Colombia - Manizales

Ernesto Pérez (eperezg@unal.edu.co) are professor of the National University of Colombia – Manizales.

II. PROCEDURE FOR THE EVALUATION OF LIGHTNING PERFORMANCE

The flashover rate will be obtained by means of the same procedure done by Borghetti et al [4], based on the Monte Carlo Method and using Yaluk –ATP to calculate the induced overvoltages. It is defined by the following steps:

1. A large numbers n_{tot} of strokes are generated randomly, each event is characterized for three parameters: the peak current Ip, the front time t_f and the distance from the line y. The parameters I_p and t_f follow the lognormal distribution adopted by Cigré [6][7]. The Yaluk-ATP uses a heidler current to describe the base channel current (Eq. 1), this formula is composed by the sum of three functions, nevertheless only the first component will be considered. To find the front time constant of the first heidler function by means of the front time t_f obtained randomly, it is necessary the modification described in [8] . The distance y follows a uniformly probability from 0 up $y_{\max}$. This value of $y_{\max}$ is chosen carefully to take into account all the indirect lightning that can exceed the CFO of the distribution network.

$$i(0,t)=\frac{I_0}{\eta}\frac{\left(t/\tau_1\right)^n}{1+\left(t/\tau_1\right)^n}e^{\left(-t/\tau_2\right)} \quad (1)$$

Where:

$\eta = e^{\left[-\left(\frac{\tau_1}{\tau_2}\right)\left(n\frac{\tau_1}{\tau_2}\right)^{1/n}\right]}$, is the amplitude correction factor.

I_0 = is the amplitude of the channel-base current

τ_1 is the front-time constant

τ_2 is the decay-time constant

n is an exponent (2-10).

2. The strokes that impact since 0 and y_{min} are eliminated because are direct impacts. The distance y_{min} are calculated by the electrogeometrical lightning incident model of Whitehead :

$$y_{\min} = \sqrt{r_s^{\,2} - (r_g - h)^2} \quad (3)$$

$$r_s = 10I^{0.65} \quad (4)$$

$$r_g = 0.9 r_s \quad (5)$$

3. For each indirect lightning the maximum induced overvoltage are calculated by means of the Yaluk-ATP program.
4. With n the number of events generating induced overvoltages larger than the insulation level (the CFO multiplied by a factor of 1.5), Ng is the annual lightning ground flash density, A is the striking distance and l is the length of the line, the flashover rate per 100 km of distribution line F_p is given by:

$$Fp = 100 * \frac{n}{n_{tot}} A * l * Ng \quad (6)$$

III. MULTILINEAR REGRESSION TECHNIQUE (MRT) TO CALCULATE THE FLASHOVER RATE SIMULATION CASE

Due to the flashover rate calculus implies a large number of simulations and in order to reduce the calculation time, it is recommended to use a technique which allows neglecting some events on the lightning induced voltages calculation without affecting the statistical analysis. For example, we can eliminate a number of cases using a criterion derived of the Rusck formula where all the events with a voltage calculated for this equation less than determined value are eliminated. Other authors have developed a heuristic procedure using a graphical method that considers the distances between the impacts and poles of the distribution lines to establish areas where the flashes doesn't need to be calculated and progressively discards events by comparing their characteristics with those of the previously calculated ones [9].

Here we propose a multilinear regression technique that let to calculate the induced flashover voltage on the line using the previous values of induced voltages calculated of impacts near to it. For this we divide the simulation area in squares of length L. The events generated randomly in the simulation area are progressively filling the squares until it reaches a number of events namely n_f, for all the further events that impacts this area, the induced voltage will be calculated using the coefficients of the multilinear regression model obtained with the previous n_f events characterized for its peak current, front time, coordinates x and y, and induced voltage. Both, the minimum number of events to initiate the regression: n_f and the length of the square L need to be chosen carefully to obtain a good result.

IV. MATHEMATICAL DESCRIPTION OF MULTILINEAR REGRESSION TECHNIQUE (MRT)

The proposed multilinear regression model uses least squares to obtain the linear dependence of several independent variables with one dependent variable. (eq. 7)

$$Y = aX_1 + bX_2 + cX_3 + dX_4 \quad (7)$$

We use logarithms to approximate the induced voltage to a multilinear dependence as it is shown in eq. (8)

$$V_{ind} = I_p^{\,a} t_f^{\,b} X_0^{\,c} Y_0^{\,d}$$
$$\ln(V_{ind}) = a\ln(I_p) + b\ln(t_f) + c\ln(X_0) + d\ln(Y_0) \quad (8)$$

Where:
I_p = Peak Current
t_f = Front Time
X_0 = Coordinate X
Y_0 = Coordinate Y
V_{ind} = Induced Voltage

The work is related to find the coefficients a, b, c and d. It is achieved by means of an adequate function of multilinear Regression in Fortran 90.

V. SIMULATION CASES

To evaluate the proposed technique we use a distribution line of 1.2 km, 8.4 m high, with a single conductor over a lossy ground with a conductivity of 0.001 S/m, matched at both terminations. The total number of simulated cases is 6000. Due to the symmetry of the line, the striking area will be a quarter of the total area. For this reason the equivalent number of simulations is 24000. The striking distance is 1.6 km^2, corresponding to a distance of 1 km in front of the line and 1 km lateral to the line. The minimum number of events to initiate the regression n_f will be 15 or 20 and the length of the square take values 100, 200 and 300. We have chosen a return-stroke velocity of 120 m/μs and a MTL model to describe de return stroke current with a constant decay of 2000.

First we take n_f equal to 15 varying the length of the square such as is shown in the Table I.

TABLE I
CASES CONSIDERED ADJUSTING NF = 15

Case	L	Discarded	MSE
1	100	59%	10%
2	200	90%	7%
3	300	94%	10%

When is varied the length of the squares, it is possible to

discard more events due to with the same value of n_f is possible to calculate more events in a greater area. When the length of the squares is greater, the mean square error (MSE) increases, nevertheless in the case 1 it is equal to the case 3. It is due to that the squares near to the line are affected for the dispersion in the data produced by the direct impacts eliminated and the high values of induced voltages of the near impacts.

The case 2 shows that is possible to eliminate almost the 90% of the total of events in the simulation with a square mean error of the 7% alone. The flashover rate for this case is shown in the Fig 1.

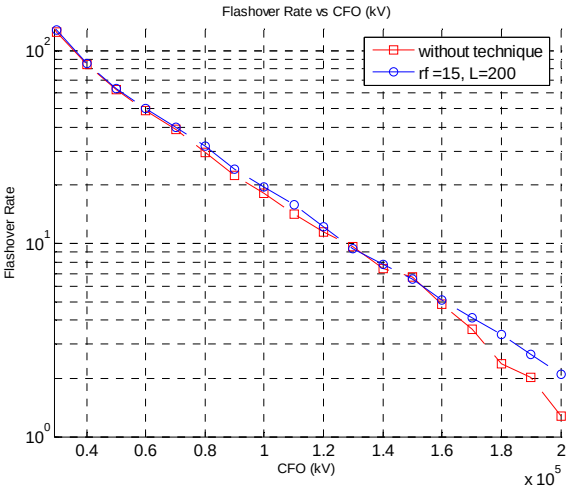


Fig. 1 Flashover Rate of the line to the case 2 (table I)

The agreement between the two curves is reasonably good until 160 kV due to the impacts near to the line can affect the statistical due to its high parameters. To avoid this problems it is important to choose a smaller areas near to the line, in order to consider the large variability of the induced voltages here, and consider larger areas far from the line.

Now we choose nf = 20 (TABLE II).

TABLE II
CASES CONSIDERED ADJUSTING NF = 20

Case	L	Discarded	MSE
4	100	45%	7%
5	200	86%	8%
6	300	92%	11%

The Flashover rate of the case 5 is shown in the Fig 2. It is evident newly the differences for values of CFO greater than 160 kV.

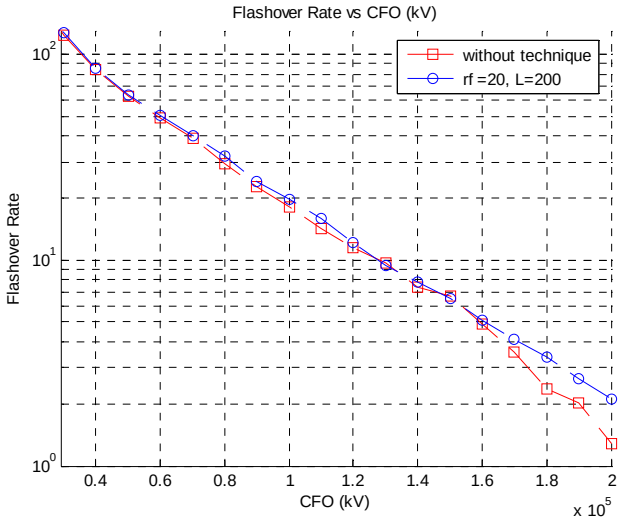


Fig. 2. Flashover Rate of the line to the case 5 (table II)

Although, it is possible to reduce the value of $n_{f,}$ some simulations done with values smaller than 15 show numerical errors that affects significantly the flashover rate. The previous simulation shows that there are not significant differences to choose n_f 15 or 20. For this reason 15 is the best option. On the other hand, to choose small areas can lead to errors as we have shown in the case 1 of TABLE I. and bigger areas as 300 don't present a good agreement with the real case.

VI. CONCLUSIONS

The proposed method let to reduce the number of simulations almost the 90%, with a no appreciable error of the total cases, with an reasonably agreement, nevertheless it is important to improve the statistical to high level of CFO, for example if it is chosen areas smaller (L small) near to the line to avoid the great variability of the induced voltages for the impacts within a length of approximately 100 m near to the line.

The multilinear regression method has an important capacity to reduce the large number of simulations that it is necessary to calculate the lightning performance of a distribution network. It is very useful when we need to vary the configuration line, for example when we are optimizing the lightning performance placing surge arresters at different nodes [16], and to calculate newly the statistical, the time can be reduced considerably.

VII. References

Periodicals:

[1] J.C.Gomez and M.M.Morcos, "Voltage Sag and Recovery Time in Repetitive Events," IEEE Transaction on Power

[2] A. Borghetti, C. A. Nucci and M. Paolone. “An Improved Procedure for the Assessment of Overhead Line Indirect Lightning Performance and Its Comparison with the IEEE Std. 1410 Method”. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, no. 1, January 2007

[3] IEEE Guide for Improving the Lightning Performance of Electric Power Overhead Distribution Lines. IEEE Std 1410-2004.

[4] A. Borghetti, C. A. Nucci and M. Paolone. “An Improved Procedure for the Assessment of Overhead Line Indirect Lightning Performance and Its Comparison with the IEEE Std. 1410 Method”. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, no. 1, January 2007

[5] E.Perez, "Advances on modeling and experimentation of lightning induced voltages on distribution lines." PhD Thesis, Nacional University of Colombia, 2006

[6] R. B. Anderson and A. J. Eriksson, “Lightning parameters for engineering application,” Electra, vol. 69, pp. 65–102, 1980.

[7] CigréWorking Group 01 of SC 33, Guide to Procedures for Estimating the Lightning Performance of Transmission Lines Cigré, ref. no. 63, Oct. 1991.

[8] F. Heidler, J. M Cvetic, B. V. Stanic. “Calculation of Lightning Current Parameters. IEEE Transactions on Power Delivery” Vol 14, No. 2, April 1999

[9] A. Borghetti, C.A. Nucci, M. Paolone “A Method for The Assessment Of The Indirect Lightning Performance Of Distribution Networks”. 21, rue d’Artois, F-75008 PARIS. CIGRÉ. ZAGREB 2007

[10] NUCCI, C. et al. “A Code for the Calculation of Lightning Induced Overvoltages and its Interface with the Electromagnetic Transient Program” 22nd International Conference on Lightning Protection – ICLP22. Budapest 1994.

[11] M.Paolone, J.Schoene, M.Uman, V.Rakov, D.Jordan, K.Rambo, J.Jerauld, C.A.Nucci, A.Borghetti, F.Rachidi, and E.Petrache, "Testing of the LIOV-EMTP96 Code for Computing Lightning Induced Currents on Real Distribution Lines: triggered-Lightning Experiments," in Proceedings of the 27th International Conference on Lightning Protection (ICLP2004), 1 ed Avignon, France: 2004.

[12] C. A. Nucci and F. Rachidi, “Interaction of electromagnetic fields with electrical networks generated by lightning,” in *The Lightning Flash: Physical and Engineering Aspects*, ser. Inst. Elect. Eng. Power Energy ser. 34. London, U.K.: IEE Press, 2003, ch. 8.

[13] S. Rusck. “Induced Lightning Over-voltages on Power Transmission Lines with Special Reference to the Over-voltage Protection of Low-voltage Networks”. Transactions of the Royal Institute of Technology. No. 120. Stockholm, Suecia. 1958

[14] A. K Agrawal, H. J. Price, and S. H Gurbaxani,.. “Transient Response of Multiconductor Transmission Lines Excited by a Nonuniform Electromagnetic Field” IEEE, Transactions On Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-22, No 2. May 1980.

[15] A.R.Delgadillo, J.S.Madrid, and J.M.Velez, "Ampliación de UN Genético: Una Librería En C++ De Algoritmos Genéticos Con Codificación Híbrida" Undergraduate Thesis, 2004.

[16] E. Pérez, A. Delgadillo, D. Urrutia, H. Torres. “Optimizing the Surge Arresters Location for Improving Lightning Induced Voltage Performance of Distribution Network”.

[17] A.Borghetti, C.A.Nucci, M.Paolone, M.Bernardi, S.Malgarotti, and I.Mastandrea, "Influence of Surge Arresters on the Statistical Evaluation of Lightning Performance of Distribution Lines," in *Proceedings of the 8th International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power Systems* Iowa, USA: 2004.

[18] M.Paolone, "Modeling of Lightning-Induced-Induced Voltages on Distribution Networks for the Solution of Power Quality Problems, and Relevant Implementation in a Transient Program." PhD Thesis, University of Bologna, 2001.

[19] M.Paolone, C.A.Nucci, E.Petrache, and F.Rachidi, "Mitigation of Lightning-Induced Overvoltages in Medium Voltage Distribution Lines by Means of Periodical Grounding of ShieldingWires and of Surge Arresters: Modeling and Experimental Validation," *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 19, no. 1, pp. 423-431, Jan.2004.

[20] A.Borghetti, C.A.Nucci, M.Paolone, M.Bernardi, S.Malgarotti, and I.Mastandrea, "Influence of Surge Arresters on the Statistical Evaluation of Lightning Performance of Distribution Lines," in *Proceedings of the 8th International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power Systems* Iowa, USA: 2004.

[21] A.Piantini and J.M.Janiszewski, "An experimental study of lightning induced voltages by means of scale model," in *Proccedings of 21st International Conference on Lightning Protection* Berlin, Germany: 1992.

[22] S. P. W. T. P. J. T.Thanasaksiri, "Improving the Lightning Performance of Overhead Distribution Lines in Thailand using Lightning Protection Design Woekstation," in *Proceddings of PowerCON 2003* New York: 2003.

[23] A.R.Delgadillo, J.S.Madrid, and J.M.Velez, "Ampliación de UN Genético: Una Librería En C++ De Algoritmos Genéticos Con Codificación Híbrida" Undergraduate Thesis, 2004.

[24] E. Soto, E. Perez, D. Del Río, C. Younes. “Lightning performance of overhead distribution network assessment using fuzzy ground flash density concept”. T&D (Transmisión and Distribution Conference and Exposition: Latin America 2008). Bogotá. August 2008.

VIII. Biographies

Edison Andrés Soto Ríos: was born in Manizales, Colombia, South America on April 29th, 1986.Electrical Engineering Student of National University of Colombia – Manizales. Areas of interest: lightning protection, induced overvoltages.

Ernesto Pérez: was born in Bogotá, Colombia, South America on November 21st, 1976. He received the BS (1999), MSc (2002) and PhD (2006) degrees from the National University of Colombia in Electrical Engineer and High Voltage. He stayed one year with the power system research group of the University of Bologna – Italy, working on lightning induced voltage subject. He has been working on the research group PAAS-UN in Colombia since 1998. He is Assistant Professor since 2006 in the National University of Colombia at Manizales. His special fields of interest included high voltage, induced overvoltages and lightning protection. He has authored or co-authored more than 30 papers on international events in the area of Lightning and Power Quality related topics

Análisis de la monitorización de perturbaciones de tensión con base en la norma IEC 61000-4-30

A. Salinas, * O. Corredor*, C. A. Duarte** G. Ordóñez***- *Senior Member IEEE*.

***Resumen*—En este trabajo se examinan las exigencias establecidas en las resoluciones de la CREG sobre monitorización de la calidad de la energía eléctrica y como éstas deben tenerse en cuenta en la medición de perturbaciones de tensión tanto de estado estacionario (desbalance, regulación de tensión, subtensiones y sobretensión), como de estado transitorio (huecos de tensión, sobretensión temporal e interrupciones). El análisis incluye las exigencias establecidas en la norma IEC 61000-4-30 y se realiza un estudio detallado de la norma para considerar la información necesaria en procesos de monitorización como son: la medida básica de tensión, la detección de un transitorio de tensión y la evaluación e incertidumbre de la medida. A partir del análisis realizado se diseñan los algoritmos de estimación de la tensión y se simulan diferentes escenarios para verificar el cumplimiento de las especificaciones de la norma.**

***Palabras claves*—calidad de potencia, desbalance, hueco de tensión, interrupción de tensión, regulación de tensión, sobretensión temporal, valor alto, valor bajo.**

***Abstract*—In this paper the requirements established by CREG resolutions on electric power quality monitoring are analyzed. Likewise, it is also discussed how these requirements have to be taken into account in voltage disturbances measurement of stationary events (unbalance, voltage regulation, under-voltage over-voltage), and transient events (sags, swells and interruptions). The analysis includes those demands established in the standard IEC 61000-4-30 and this standard is analyzed in depth in order to consider the necessary information for monitoring processes like: basic measurement, transient voltage detection, measure evaluation and uncertainty. Based on this analysis the algorithms were designed and several scenarios were simulated to verify the compliance with the standard specifications.**

***Index Terms*— power quality, unbalance, voltage dip, voltage regulation, interruption, swell, high value, low value.**

* Andrés Salinas y Óscar Corredor son estudiantes de Ingeniería Electrónica y Eléctrica respectivamente de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia. (e-mail: andrewsalis4@hotmail.com; jaos522@hotmail.com)

** César A. Duarte Gualdrón es Profesor Asistente de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia (e-mail: cedagua@uis.edu.co)

*** Gabriel Ordóñez Plata es Profesor Titular de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia (e-mail: gaby@uis.edu.co).

I. Nomenclatura

Componente Homopolar, U_0.
Componente Inversa, U_2.
Tensión de entrada declarada, U_{din}.
Tensión eficaz de un ciclo refrescada cada semiciclo $U_{ef(1/2)}$.
Tensión eficaz cada 12 ciclos, U_{ef}.
Tensión de referencia deslizante, U_{rd}.
Tensión alta (Valor alto), U_{alta}.
Tensión baja (Valor Bajo), U_{baja}.
Tensión Promedio de la señal de la red U_{avg}

II. Introducción

ESTE artículo trata sobre el diseño de los algoritmos para la medición de las perturbaciones de la señal de tensión tanto de estado estacionario como de estado transitorio considerando las exigencias de las resoluciones 024 de 2005 [1] y 016 de 2007 [2]. Estos documentos adoptan la norma IEC 61000-4-30 para la monitorización de la tensión. Como eventos de estado transitorio se consideran: huecos de tensión, sobretensión temporal e interrupción de tensión y como eventos de estado estacionario: el desbalance de la tensión eficaz en sistemas trifásicos y la regulación del valor eficaz de la tensión que incluye valores nominales, altos bajos.

III. Análisis de de la regulación y la normatividad para la monitorización de perturbaciones de tensión

A. Resoluciones CREG

A finales de la década de los 90, la Comisión de Regulación de Energía y Gas (CREG) establece en el reglamento de distribución de energía eléctrica [3] algunas pautas con el fin de mejorar la calidad de la potencia suministrada a los usuarios a través de cinco indicadores:
-Frecuencia y tensión.
-Contenido de armónicos de las ondas de tensión y corriente.
-Flícker.
-Factor de potencia.
-Transitorios electromagnéticos rápidos y fluctuaciones de tensión.

Posteriormente en la resolución 024 de 2005 se establecen las pautas que debe cumplir la unidad constructiva en cuanto a medición y almacenamiento de eventos. En la resolución 016 de 2007, la CREG establece que la monitorización de

perturbaciones de tensión de estado estacionario realizada por parte de los equipos de calidad deben incluir los siguientes parámetros:

"Medir la relación de voltaje de secuencia negativa y el voltaje de secuencia positiva (V_2/V_1) para el barraje, con desempeño clase A."

"Medir la desviación estacionaria de la tensión r.m.s (duración superior a un minuto) por debajo del 90% y por encima del 110% de la tensión nominal."

Comparando las definiciones presentadas en las resoluciones 024 de 2005 y 016 de 2007 de la CREG con lo establecido en la norma IEC 61000-4-30 [4], se encuentran algunas inconsistencias a saber:

La resolución 016 de 2007 indica que el equipo de Calidad con desempeño clase A debe medir únicamente la relación entre la componente se secuencia negativa y la de secuencia positiva (definida en [4] como componente inversa) mientras que el estándar IEC 61000-4-30, expresa que se debe realizar la medición de la componentes inversa y homopolar para verificar la conformidad con la norma y así certificar la exigencia de la clase A.

Por otro lado, la definición de sobretensión y subtensión (valor alto, valor bajo) queda abierta a interpretación, debido a que no se especifica la medida básica para el valor eficaz de estado estacionario, ni el método de medida a utilizar. Por lo tanto, se deja a criterio del diseñador de la unidad constructiva la forma de medida del evento y la clase de exactitud de la misma, ya que ésta no se establece en la resolución.

Con respecto a las perturbaciones de estado transitorio, el artículo 2º de la resolución 024 de 2005 establece los parámetros que deberá medir la unidad constructiva:

-Medir hundimientos y picos de acuerdo con el Estándar IEC 61000-4-30 (2003-02) con desempeño clase A.

-Medir la continuidad del suministro (frecuencia y duración de las interrupciones superiores a un minuto).

Además en el literal c) del artículo 4º se expresa el almacenamiento y medición de interrupciones así:

"Las discontinuidades en la prestación del servicio superiores a un minuto y con tensión menor al 10% de la tensión nominal, se deberán almacenar en forma separada. Se dejará constancia de la existencia de éstas en los registros de Pst.".

Queda claro como se debe realizar la medición de hundimientos y picos y la clase de exactitud de la medida. Sin embargo, la interrupción se deja abierta a cualquier método de medida (se puede hablar de $U_{ef(1/2)}$ U_{avg} o U_{ef} entre otros,) ya que no especifican si toman una interrupción como un caso especial de un hueco o es un caso aparte, además no se establece la precisión de la medida (Clase A o B).

En un futuro se puede registrar inconformidad por parte de los operadores de red al determinar que ocurrió, un hueco o una interrupción o los dos eventos al mismo tiempo.

Dos parámetros importantes para la detección de los eventos de estado transitorio son los umbrales y la histéresis. En la resolución 024 de 2005 no se establecen dichas cantidades. Los umbrales encontrados son asignados a la detección de la desviación estacionaria de la tensión eficaz (numeral 6.2.1 del anexo 1 de la resolución 024 de 2005). A pesar de la confusión entre el significado de eventos transitorios y estacionarios, se adoptaron los umbrales para la detección de la desviación estacionaria en la detección de los eventos transitorios (huecos, sobretensiones temporales e interrupciones de tensión).

El único evento con umbral asignado es la interrupción de tensión. Sin embargo, no está asignado con base en IEC 610004-30 [4], el umbral es del 10% de la tensión nominal.

En el caso de la histéresis, la CREG no hace ningún comentario al respecto por tanto se asume como 0%.

B. Norma IEC 61000-4-30(2003)

Este documento fue aprobado por CENELEC con el fin adoptar los métodos de medida de la calidad de suministro para todos los países miembros de esta organización. La CREG decidió aplicar una parte de esta norma en Colombia para controlar y mejorar la calidad de energía a los usuarios. Los eventos de estado estacionario estudiados en este documento son: valor eficaz de la tensión (regulación de tensión), desbalance de tensiones en sistemas trifásicos, sobretensión y subtensión, cuya unidad básica de medida es el valor eficaz de la tensión cada doce ciclos (U_{ef}), mientras que la evaluación de la medida se efectúa a partir de los intervalos de agregación de 180 periodos, 10 minutos, y 2 horas.

El valor eficaz de la tensión cada doce ciclos, según [4], debe estimarse en intervalos que deben ser contiguos y no deben solaparse. Sin embargo, no se especifica si el inicio de las medidas debe ser en el instante de encender el equipo de medida o al primer cruce por cero de la señal de tensión. Para el diseño del algoritmo de monitorización propuesto en este trabajo se ha optado por definir el comienzo de los intervalos una vez sea encendido el equipo con el fin de considerar la información de la mayor cantidad de muestras durante el proceso.

De acuerdo con [4], la agregación de 180 periodos se realiza a partir de quince intervalos de doce ciclos. Se puede presentar una confusión en la agregación de medida de 180 periodos denominada igualmente como agregación de 3 segundos. Sin embargo, el término "3 segundos" es inadecuado ya que dependiendo del valor de la frecuencia del sistema, la duración del intervalo de 180 periodos puede ser superior o inferior a 3 segundos. En [5] se explica con mayor detalle esta ambigüedad. Por consiguiente, en este documento se adopta el uso del término agregación de 180 periodos.

Además, en [4] no se establece una relación clara entre la agregación de 180 periodos y la agregación de medidas de 10 minutos y 2 horas, ya que la agregación de 10 minutos se realiza a partir de intervalos de doce ciclos, y la de dos horas con valores de 10 minutos. También es importante señalar que en [4] no se asigna una referencia de tiempo para cada una de las medidas de

180 periodos, lo que dificulta definir el instante de inicio y final de la primera ventana de doce ciclos para la agregación. Por lo tanto, en este trabajo se ha establecido que el inicio de la primera ventana de doce ciclos para la agregación coincida con el encendido del equipo de medida para la monitorización de los eventos, mientras que el final se obtiene a partir de un número constante de muestras que se encuentran comprendidas en la ventana de observación, considerando una correcta sincronización de la frecuencia de muestreo con la frecuencia fundamental del sistema.
El inicio y final de los intervalos de 10 minutos se encuentra determinado por el reloj de tiempo absoluto (Por ejemplo: 12:00, 12:10, 12:20). Si la última ventana de doce ciclos se solapa con el reloj de tiempo absoluto, esta ventana se debe incluir para la agregación de 10 minutos, por lo cual el número de intervalos de doce ciclos comprendidos en la ventana de agregación no es un valor fijo. Además, se debe tener en cuenta que los valores de doce ciclos son diferentes para la agregación de 180 ciclos y 10 minutos, ya que las ventanas de doce ciclos comprendidas entre el encendido del equipo de medida y el primer intervalo del reloj de tiempo no deben incluirse en la agregación de 10 minutos. Por consiguiente, se requiere que el algoritmo básico de perturbaciones de tensión de estado estacionario sea ejecutado simultáneamente dos veces.

Los eventos de estado transitorio estudiados en este documento son interrupciones, huecos de tensión (*sags* o *dips*) y sobretensiones temporales (swell). La medida básica para su detección es la tensión eficaz de un ciclo refrescada cada medio ciclo. A continuación se plantean algunas ambigüedades surgidas al interpretar la norma IEC 61000-4-30.

La norma deja abierta las opciones de generación de las señales para comprobar las incertidumbres planteadas en el documento. Por lo tanto, se diseñaron señales sintéticas con los datos suministrados por la tabla 3 del capítulo 6 de la norma [4] con el fin de determinar si el algoritmo cumple o no con las incertidumbres establecidas. Al generar estas señales no se tiene la certeza de que las características de la señal estuvieran en ella, por ejemplo, si la amplitud de los armónicos es de una cantidad determinada, al igual que los interarmónicos y Flicker ¿se tiene la seguridad de que dichas características se encuentren en la señal sin que se perturben entre sí? No se logró una solución a este problema porque no se logró determinar la influencia de los diferentes eventos en la señal de prueba manteniendo las características especificadas en la tabla 3 del capítulo seis de la norma [4].

¿Cómo se debe medir un hueco de tensión cuando la señal es de cero voltios? Esta inquietud generó inconvenientes en el diseño del algoritmo, debido a que la medida básica es dependiente de la detección de los cruces por cero de la señal fundamental. Si la tensión de la red es cero volts, entonces ¿cómo se detectan los cruces por cero? En este sentido la norma no hace referencia a esta situación, para corregir este problema se decidió refrescar la medida básica medio periodo de forma arbitraria mientras se mantenga la tensión de la red a cero volts, puesto que no puede detectar el cruce por cero.

IV. ALGORITMO DE MONITORIZACIÓN DE PERTURBACIONES DE TENSIÓN

A. Monitorización de eventos de estado estacionario

La medida básica para la monitorización del desbalance es la tensión eficaz de doce ciclos de la componente fundamental de la señal de la red. En [4], se proponen dos métodos para esto: con un filtro pasabajas o mediante el algoritmo de la transformada discreta de Fourier (DFT). Debido a la respuesta natural del filtro se produce un error en la primera medida de doce ciclos y además, éste permite el paso de subarmónicos (ondas con una frecuencia inferior a 60 Hz); por lo tanto, se ha seleccionado el algoritmo de la DFT.
Además, de acuerdo con [4] la estimación del desbalance se efectúa a partir de las componentes inversa (U2), y componente homopolar (U0). Sin embargo, la implementación directa a partir de las componentes simétricas involucra algunos inconvenientes debido a que la transformación de *Fortescue* emplea operaciones entre números reales y complejos e introduce la necesidad de realizar desfases de las ondas de tensión, lo cual puede llegar a generar errores y dificultades para la monitorización de los eventos.
Por las razones mencionadas anteriormente, se ha optado para la componente inversa implementar un algoritmo presentado así mismo en [4] sección 5.71, como se aprecia en (1) y (2):

$$\beta = \frac{U_{12fund}^{\ 4} + U_{23fund}^{\ 4} + U_{31fund}^{\ 4}}{(U_{12fund}^{\ 2} + U_{23fund}^{\ 2} + U_{31fund}^{\ 4})^2} \quad (1)$$

$$U_2 = \sqrt{\frac{1-\sqrt{3-6\beta}}{1+\sqrt{3-6\beta}}} * 100\% \quad (2)$$

Donde las tensiones u_{ijfund} corresponden a la componente fundamental de la tensión entre la fase i y la fase j.

Para la estimación de la componente homopolar, la norma IEC 61000-4-30 [4], no expone alguna forma auxiliar para realizar dicho proceso; para solucionar dicho inconveniente, se ha propuesto un algoritmo de monitorización alternativo que consiste en el cálculo de la tensión homopolar y la tensión directa mediante (3) y (4):

Tensión homopolar (th):

$$th = Ueffund\left(\frac{1}{\sqrt{3}} \times (U_{an} + U_{bn} + U_{cn})\right) \quad (3)$$

Donde U_{an}, U_{bn}, U_{cn} corresponden a los valores muestra a muestra de las tensiones de fase.

Tensión directa (td):

$$td = \sqrt{\frac{1}{12}\left[\left(\frac{U_{ab}^{\ 2} - U_{ac}^{\ 2}}{U_{ab}}\right)^2 + \left(\sqrt{3}U_{ab} + \sqrt{4U_{bc}^{\ 2} + \left(U_{ab} - \left(\frac{U_{ab}^{\ 2} - U_{ac}^{\ 2}}{U_{ab}}\right)\right)^2}\right)^2\right]} \quad (4)$$

Donde las tensiones U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} corresponden a la componente fundamental de las tensiones de línea.

Finalmente, la componente homopolar es la relación porcentual entre la tensión homopolar y la tensión directa. [4]

La medida del valor eficaz de la tensión de alimentación se realiza cada doce ciclos incluyendo todas las perturbaciones que pueden afectar a las señales trifásicas, como los armónicos, interarmónicos y flícker.
El cálculo del valor eficaz se realiza obteniendo la raíz cuadrada del promedio del cuadrado las muestras en un intervalo de doce ciclos. Se ha considerado que el número de muestras para cada intervalo de doce ciclos es un valor fijo igual a 2048 muestras, considerando una adecuada sincronización entre la frecuencia de muestreo y la frecuencia del sistema.
Los valores de sobretensión y subtensión así:
Si la Uef es menor o igual que Udin, entonces:

$$U_{baja} = \frac{U_{din} - U_{ef}}{U_{din}} \times 100 \quad (5)$$

$$U_{alta} = 0 \quad (6)$$

De lo contrario (Uef mayor que Udin):

$$U_{alta} = \frac{U_{ef} - U_{din}}{U_{din}} \times 100 \quad (7)$$

$$U_{baja} = 0 \quad (8)$$

B. Monitorización de eventos de estado transitorio

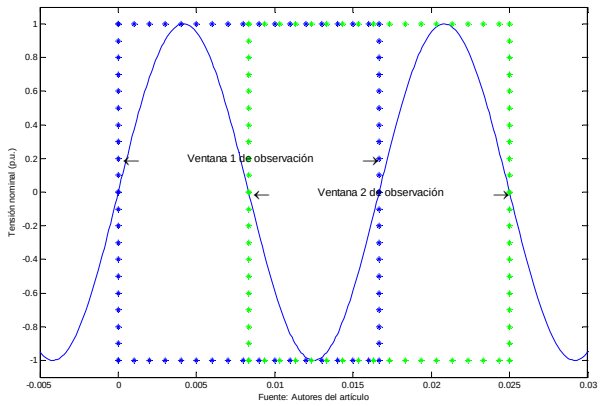


Figura 1 Representación de la medida básica para la medición de eventos transitorios
Fuente: Autores

La norma [4] contempla como medida básica para los tres eventos la tensión eficaz de un ciclo refrescada cada medio ciclo $U_{ef(1/2)}$, la cual se compara con los umbrales de detección. Esta tensión es medida comenzando en un cruce por cero de la componente fundamental como se muestra en la Figura 1.

La medida básica del valor eficaz se puede realizar de dos formas, con muestras fijas o muestras variables en una ventana de observación. El primer método consiste en determinar la tensión eficaz tomando N muestras después del cruce por cero, esto se puede utilizar siempre y cuando el proceso de muestreo del convertidor analógico-digital se sincronice cada vez que la frecuencia de la señal de la red varíe. El segundo método consiste en determinar el primero y último cruce por cero del periodo de la señal, y realizar la estimación del valor eficaz de la tensión con estas muestras. De esta forma se evita el problema de la falta de sincronización.

La norma IEC 61000-4-30 establece tres etapas para la medición de los eventos transitorios: Detección, Evaluación e incertidumbre.

La detección hace referencia a los umbrales que indican si ha ocurrido un evento o no. Existen dos umbrales, el inicial y el final, cada uno está en función de un porcentaje de U_{din} o U_{rd} más un valor de histéresis. Para analizar mejor los resultados se registran la fecha y hora en que la tensión $U_{ef(1/2)}$ traspasa un umbral.

La evaluación se refiere a las características de cada evento y que permiten analizarlo sin necesidad de observar la señal en todo el tiempo en que ocurrió, puesto que la duración de los mismos puede ser de varias horas. El hueco de tensión se evalúa con la tensión residual y su duración; la sobretensión temporal con la amplitud máxima de la sobretensión y su duración y finalmente la interrupción de tensión se evalúa con la duración, ya que una interrupción de tensión es un caso especial del hueco de tensión, por tanto no se requiere otro parámetro de evaluación diferente.

La incertidumbre de una medida es una forma de cuantificar la precisión del instrumento. En este sentido, la IEC 61000-4-30 propone un valor de incertidumbre para cada evaluación de la medida. Para establecer el cumplimiento de los requisitos de la norma con relación a la incertidumbre, se realizaron pruebas con señales sintéticas construidas a partir de los requerimientos exigidos por la norma.

V. VERIFICACIÓN DE LA CONFORMIDAD CON EL ESTÁNDAR IEC 61000-4-30 DE 2003

A. *Eventos de estado estacionario*

La verificación de la conformidad con el estándar IEC 61000-4-30 establece unos procedimientos para la generación de las señales sintéticas para la medida de desbalance, y la amplitud de la tensión de alimentación. Sin embargo, no se especifican pruebas para los valores de sobretensión y subtensión. Por consiguiente, se ha adoptado aplicar las mismas señales que en el caso de la regulación de tensión de alimentación, ya que la unidad de medida básica es la misma (U_{ef}).

Las señales sintéticas se encuentran divididas en tres condiciones de ensayo (1, 2 y 3), para las cuales se tienen diferentes valores de armónicos, interarmónicos, frecuencia, regulación de tensión y desbalance. En las condiciones de ensayo 1, se establecen los márgenes para las amplitudes de los armónicos, interarmónicos, y la componente fundamental de la señal trifásica, pero no se especifica el ángulo de fase, y tampoco se indica el orden máximo de armónicos e interarmónicos que se deben utilizar. De otra parte, las condiciones de ensayo 2 y 3 son más precisas, ya que especifican la amplitud, el ángulo de fase y el orden de los armónicos e interarmónicos. El fenómeno flicker no fue incluido en las señales de prueba, porque no se cuenta aún para este trabajo con un algoritmo que permita obtener a partir del Pst las características de la señal de entrada, ni se conoce el efecto de los armónicos de la señal de la red sobre este parámetro.

De otra parte, los errores encontrados al realizar las pruebas para eventos de estado estacionario no variaban de forma considerable al modificar las condiciones de ensayo (1,2 y 3) propuestas en IEC 6100-4-30, manteniéndose dentro del margen de incertidumbre permisible para la Clase A.

En el caso del desbalance, el error máximo presentado para la componente inversa fue de 1,051e-06%, mientras que para la componente homopolar fue de 6,20e-012%, cuando el error permisible por el estándar es de 0,15%.

Para la amplitud de la tensión el error máximo fue igual a 5,684-e-011%, y para los valores de sobretensión y subtensión fue de 5,898e-011%, siendo el error de incertidumbre permisible de 0,1%.

B. *Eventos de estado transitorio*

La norma IEC 61000-4-30 no contempla condiciones para la generación de las señales sintéticas de prueba para eventos de estado transitorio. Para crearlas se tomaron en cuenta las condiciones de ensayo establecidas en la tabla 3 del capítulo 6 de esta norma [4]. Los resultados obtenidos con el algoritmo de medición de eventos de estado transitorio fueron satisfactorios, están dentro del margen de incertidumbre establecido en [4]. La tabla I presenta los errores registrados en la medición de los eventos de dos formas: medida básica con muestras fijas y con muestras variables para una señal sin sincronización donde la frecuencia de muestreo varia de 7488 hasta 7872 [Hz] con pasos de 64 [Hz] cuando la señal de la red tiene una frecuencia de 60 [Hz]. Los valores numéricos en la segunda y tercera columna de la tabla I corresponden a la diferencia entre el resultado del algoritmo y el resultado temporal de la medición del valor eficaz refrescado cada medio ciclo.

TABLA I
ERRORES PRESENTADOS POR EL ALGORITMO DE MEDICIÓN DE EVENTOS TRANSITORIOS CON MUESTRAS VARIABLE Y FIJA.

Frecuencia [Hz]	Algoritmo muestra variable	Algoritmo muestra fija
7616	0,0074276875514	0,1180852230114
7648	0,0590038701945	0,0590038701945
7712	0,0512225044731	-0,0587433814351
7744	0,1017208296160	-0,1170808314110
7488	0,0226456619133	0,3522095869002
7520	0,0749323388327	0,2943808706293
7552	0,0149752109982	0,2358678622594
7584	0,0669099953576	0,1769987253651
7616	0,0074276875514	0,1180852230114
7744	0,1017208296160	-0,1170808314110
7776	0,0435600828331	-0,1747272882578
7808	0,0937255409358	-0,2319610705110
7840	0,0360203440070	-0,2879121015272
7872	0,0858480600268	-0,3431219808904

Los resultados de la tabla I son claros en expresar que el algoritmo con muestra variable permite mantener el error en niveles menores o iguales a 0,101720V, sin importar si el sistema se encuentra sincronizado o no. Además, los resultados son menores a la incertidumbre establecida en la norma IEC 61000-4-30 de ±0,2 % de U_{din}, es decir ±0,179605V para una señal con una tensión eficaz de 127 [Vrms]. En el caso de muestra fija se observa que el sistema tiene un rango en la frecuencia de muestreo, entre 7584 y 7776 [Hz], en el cual se mantiene en el rango de incertidumbre.

VI. CONCLUSIONES

Para la estimación del desbalance se ha efectuado un análisis de las implicaciones que puede tener la implementación de las componentes inversa y homopolar a partir de los métodos contemplados en el estándar IEC 61000-4-30, encontrándose que puede ser ventajoso el uso de expresiones de medida que no involucren el uso de cálculos con números complejos o desfases de las ondas de tensión. También, se exploran las alternativas propuestas en el estándar para la atenuación de

armónicos con el fin de obtener el valor eficaz de la componente fundamental de las señales de tensión, observando que mediante el algoritmo de la DFT (transformada discreta de Fourier), se realiza el proceso introduciendo menores errores en la medida.

El algoritmo de medida para la amplitud de la tensión, y los valores sobretensión y subtensión cuya medida básica es la tensión eficaz de doce ciclos, parte de la idea de tener siempre un número constante de muestras en cada una de las ventanas de doce ciclos (2048), mediante una sincronización adecuada de la frecuencia del sistema con la frecuencia de muestreo. En caso de no cumplirse esa condición, el algoritmo presentará errores que dependiendo del nivel de desincronización estarán por fuera de la incertidumbre permisible para cumplir con la exigencia de la clase de la medida.

Además, para el algoritmo de monitorización de eventos de estado estacionario se han realizado las pruebas de conformidad con la norma IEC 61000-4-30, encontrándose que los errores máximos obtenidos en las condiciones de ensayo (1,2 y 3) para desbalance , regulación de tensión, sobretensión y subtensión están dentro del margen de incertidumbre tolerable para certificar el desempeño de la clase A.

Los algoritmos de medición de eventos transitorios son medidos de dos formas, con muestras constantes comenzando en un cruce por cero de la señal fundamental o con muestras variables, es decir, tomando las muestras en un periodo comenzando en un cruce por cero y terminando en el cruce por cero donde se completa un periodo de la señal fundamental.

El primero es utilizado para cuando la sincronización del convertidor analógico-digital con la frecuencia de la señal de la red es estable, si esto no ocurre, el algoritmo no tomará la cantidad de muestras necesarias en la ventana de observación y el error crecerá a medida que la falta de sincronización aumente. El segundo caso es útil exista o no sincronización del convertidor analógico digital con la señal de la red. Los errores presentados en esta situación son pequeños, debido a que el algoritmo toma la cantidad de muestras contenida en un periodo de la señal desde el primer cruce por cero del periodo hasta el último cruce por cero al final del periodo y de esta manera mantiene el error reducido.

REFERENCIAS

[1] *CREG 024 de 2005 "Por la cual se modifican las normas de calidad de la potencia eléctrica aplicables a los servicios de Distribución de Energía Eléctrica"*, Resolución 024, CREG, Colombia, abr. 2005.

[2] *CREG 016 de 2007 "Por la cual se modifica parcialmente la resolución CREG 024 de 2005 que establece las normas de calidad de la potencia eléctrica aplicables a la Distribución de Energía Eléctrica en el Sistema Interconectado Nacional"*, Resolución 016, CREG, Colombia, feb. 2007.

[3] *CREG 070 de 1998 "Reglamento de Distribución de Energía Eléctrica,* Resolución 070, CREG, Colombia, may. 1998.

[4] IEC 61000-4-30 "*Técnicas de ensayo y de medida Métodos de medida de la calidad de suministro"*, IEC 61000-4-30(2003), CENELEC, Bélgica, abr. 2003.

[5] M.H. Bollen y G. Irene, Signal *Processing of Power Quality Disturbances*, Willey IEEE press,*2006*, 861p.

AUTORES

Andrés Mauricio Salinas Cala Estudiante de pregrado en Ingeniería Electrónica en la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia. Es miembro activo del Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL) de la UIS, con el cual se encuentra desarrollando su proyecto de grado sobre medición de perturbaciones de tensión.

Oscar Javier Corredor Montero. Estudiante de pregrado en Ingeniería Eléctrica en la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia. Es miembro activo del Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL) de la UIS, con el cual se encuentra desarrollando su proyecto de grado sobre medición de perturbaciones de tensión.

César Antonio Duarte Gualdrón. Ingeniero Electricista UIS, Distinción Summa Cum Laude, Magíster en Potencia Eléctrica UIS. Profesor Asistente de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia. Investigador del grupo GISEL. Áreas de Trabajo: Tratamiento de señales, calidad del servicio de energía eléctrica y formación basada en competencias.

Gabriel Ordóñez Plata. Ingeniero Electricista UIS 1985, Distinción Cum Laude; Especialista Universitario en Técnicas de Investigación Tecnológica UPCO 1993, Doctor Ingeniero Industrial UPCO 1993, Madrid (España) 1993. Profesor Titular de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia. Investigador del Grupo de Investigación en Sistemas de Energía - GISEL. Miembro IEEE. Áreas de trabajo: Tratamiento de señales, mediciones eléctricas, calidad del servicio, gestión tecnológica y formación basada en competencias.

Modelado, simulación e implementación del Flickermetro de la norma IEC-61000-4-15 usando el software de programación Labview 8.0

Ing. Jhonathan C. Santacana R, Prof. Dan El Montoya, Ing. José Antonio T. Benavides R.

***Resumen*. Este trabajo comprende el modelado, simulación e implementación del flickermetro de la norma 61000-4-15:1997+A1:2003 en LabView 8.0 para una tensión nominal de entrada de 120 Vrms a 60 Hz. El dispositivo presenta como respuesta los valores Pst y Plt. La validación del modelo se realizó comparando las respuestas del flickermetro con las pruebas sugeridas en la norma. Adicionalmente, se diseño e implementó un módulo adaptador para adecuar la señal contaminada por el flicker a la tarjeta de audio del computador. Los resultados demostraron que el modelo del flickermetro satisface las pruebas sugeridas en la norma 61000-4-15:1997+A1:2003. Las pruebas realizadas a través de la tarjeta de audio sugieren que la misma como dispositivo de entrada, presenta una precisión adecuada. Se compararon mediciones realizadas con el instrumento creado y el instrumento de medición profesional Dranetz-BMI Power Platform® PP1 y se encontró que existe un error relativo menor al 10% entre ambas.**

I. INTRODUCCIÓN

En este trabajo, se plantea la implementación de un instrumento capaz de medir las fluctuaciones de tensión causantes del fenómeno flicker. Como base del trabajo se tomó la norma 61000-4-15:1997+A1:2003 para las especificaciones técnicas de dicho instrumento, así como Las Normas de Calidad del Servicio de Distribución de Electricidad Venezolanas para definir los limites aceptables de los parámetros a medir.

En las disposiciones generales de este trabajo se definen los objetivos y la metodología a utilizar. Adicionalmente se presenta una revisión de la teoría del flickermetro, se desglosa el instrumento por bloques, y se explican las características de cada uno de estos según la norma.

En la sección de implementación se muestra el modelado del flickermetro de la norma 61000-4-15:1997+A1:2003.

En el análisis de los resultados se presentan los ensayos contenidos en la norma 61000-4-15:1997+A1:2003 que clasifican al instrumento como apto para su operación, se verifica de forma cuantitativa la calidad de medida comparándola con instrumentos de medición profesionales, de alto desempeño.

Por último, se presentan las conclusiones y recomendaciones a partir de los resultados obtenidos y las observaciones tomadas durante la implementación del instrumento, evaluando no solo la funcionalidad del flickermetro sino el potencial para otras aplicaciones.

II. DISPOSICIONES GENERALES

La calidad del producto técnico se define como el grado de cumplimiento de los valores admisibles establecidos en las Normas de Calidad del Servicio de Distribución de Electricidad Nacional Venezolanas, la cual toma en consideración los niveles de tensión y perturbaciones de la onda de tensión. Entre las mediciones para obtener las perturbaciones de la onda de tensión se encuentra las fluctuaciones rápidas de tensión (flicker).

Aun cuando este proyecto se enfoca solo en la medición del fenómeno flicker, se tiene presente en todo momento el concepto global de calidad del producto técnico y se definen parámetros y características que permitirán, en futuros trabajos, la medición de otros aspectos contenidos en la norma.

El objetivo de este proyecto es el modelado, simulación (en el paquete de simulación LabView 8.0) e implementación del flickermetro de la norma CEI/IEC 61000-4-15:1997+A1:2003, donde se trabajará con sistemas de tensión nominal 120 Vrms a 60Hz y se presentaran los valores Pst y Plt.

A. EL FENÓMENO FLICKER

El flicker, también conocido como parpadeo, consiste en fluctuaciones del flujo luminoso en lámparas de tungsteno que dan una impresión de inestabilidad en la sensación visual, es un fenómeno fisiológico que tiene su origen en las fluctuaciones bruscas de tensión en la red. Según las Normas de Calidad del Servicio de Distribución de Electricidad aplicadas en la Republica Bolivariana de Venezuela, este fenómeno está definido como “cambios de pequeña amplitud en los niveles de tensión ocurridos a una frecuencia menor de los 25 Hertz, originados por variaciones rápidas de carga que causan fluctuación de la luminancia”.

La evaluación estadística de la severidad del flicker según la norma IEC-61000-4-15 se expresa con los parámetros Pst y Plt, unidades de medida sin magnitudes físicas, por lo que se definen como parámetros. El Pst se calcula usando una curva de distribución acumulativa de la sensación del flicker, esta curva se obtiene mediante un muestreo del flicker instantáneo, las muestras se organizan por clases en función de su valor, con estos valores se genera la función de probabilidad acumulativa, sobre la curva se leen los valores instantáneos de flicker sobrepasados en un 0.1%, 1%, 3%, 10% y 50% del tiempo de observación y estos valores obtenidos se

utilizan en el algoritmo multipunto mostrado en la ecuación 1.

$$Pst = \sqrt{K_{0,1} * P_{0,1} + K_1 * P_{1S} + K_3 * P_{3S} + K_{10} * P_{10S} + K_{50} * P_{50S}} \quad (1)$$

Donde:

P_n , se obtiene de la curva FPC

P_{nS} , se refiere a valores alisados de la curva FPC:

$$P_{50S} = \frac{P_{80} + P_{30} + P_{30}}{3} \qquad P_{10S} = \frac{P_6 + P_8 + P_{10} + P_{13} + P_{15}}{5}$$

$$P_{3S} = \frac{P_{2,2} + P_3 + P_4}{3} \qquad P_{1S} = \frac{P_{0,7} + P_1 + P_{1,5}}{3}$$

K_n , son los coeficientes de ponderación dados por la norma IEC 61000-4-15

$K_{0,1}$ =0,0314 K_1 =0,0525 K_3 =0,0657

K_{10} =0,28 K_{50} =0,08

El parámetro Plt (parámetro de larga duración) se consigue usando la ecuación 2.

$$Plt = \sqrt[3]{\frac{\sum_{i=1}^{N} Pst_i^3}{N}} \quad (2)$$

B. ESPECIFICACIONES TECNICAS DEL FLICKERMETRO

La norma presenta cinco bloques funciones como se muestra en la figura 1 que realizan las siguientes funciones:

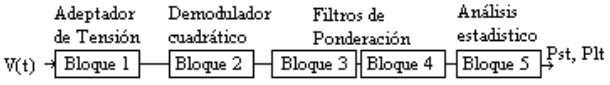


Fig. 1. Diagrama funcional del flickermetro

Bloque 1, adaptador de tensión de entrada y circuito para comprobación de calibración. Contiene un generador de señal para comprobar la calibración del medidor de flicker en servicio y un circuito adaptador de tensión que escala el valor eficaz medio de la tensión de frecuencia de red a la entrada a un nivel de referencia interno. De esta manera las medidas de flicker pueden hacerse independientes del nivel real de la tensión de entrada y expresarse en relación porcentual.

Bloque 2, demodulador cuadrático. Este bloque tiene la función de recuperar la fluctuación de tensión elevando al cuadrado la tensión de entrada escalada al nivel de referencia y, por tanto, simulando el comportamiento de una lámpara.

Bloques 3 y 4, filtros de ponderación, cuadrático y de alisado. El bloque 3 se compone de 2 filtros selectivos dispuestos en cascada y un selector de margen para la medida y está basado en la curva de perceptibilidad límite para fluctuaciones de tensión sinusoidales.

El primer filtro del bloque 3 elimina las componentes de corriente continua y de rizado a frecuencia doble de la red de la salida del demodulador cuadrático (bloque 2).

El segundo filtro es en realidad un bloque de filtros de ponderación que simulan la respuesta en frecuencia a las fluctuaciones sinusoidales de tensión de una lámpara de gas con filamento enrollado, puede ser de (60W-230V) o (100W-130V), en combinación con el sistema de visón humano. La función respuesta está basada en el umbral de perceptibilidad encontrado a cada frecuencia por el 50% de las personas sometidas a prueba para la elaboración de la norma IEC-61000-4-15.La función de trasferencia del filtro ponderador está dada por la ecuación 3 y los parámetros usados en dicha ecuación son los correspondientes al sistema 120V – 60Hz.

$$F(s) = \frac{kw_1 s}{s^2 + 2\lambda s + w_1^2} * \frac{1 + \frac{s}{w_2}}{\left(1 + \frac{s}{w_3}\right)\left(1 + \frac{s}{w_4}\right)} \quad (3)$$

Con los valores:

K=1,6357 λ=2*π*4,167375

w1=2*π*9,077169 w2=2*π*2,939902

w3=2*π*1,394468 w4=2*π*17,31512

El Bloque 4 está compuesto por un multiplicador cuadrático y un filtro de primer orden pasa bajo. La sensación de flicker humana vía lámpara, ojo cerebro está simulada por la respuesta no lineal combinada de los bloques 2, 3 y 4.

Bloque 5, análisis estadístico. Este bloque realiza un análisis del nivel de flicker, permitiendo así el cálculo directo de parámetros de evaluación significativos. Uno o varios puertos de salida sirven de interfaz adecuado para permitir la presentación de los datos y sus registros. El uso de este bloque está relacionado con el método de medida de la severidad de flicker por análisis estadístico presentado previamente. De esta función se obtienen los parámetros de corta duración (Pst) y de éstos los de larga duración (Plt)

Para verificar el funcionamiento del flickermetro, la norma presenta dos ensayos, el primero para la verificación del flicker instantáneo y el segundo para la comprobación del valor del Pst, en ambos casos se utiliza una señal de red ideal (120Vrms a 60Hz) con variaciones de tensión bien definidas en amplitud y frecuencia.

D. METODOLOGÍA

La metodología usada se describe en los siguientes pasos:

1. Creación de un programa para generación de ondas de prueba, este generador permite verificar el funcionamiento del instrumento y su calibración.
2. Modelado en Labview 8.0 de los bloques funcionales del flickermetro de la norma.
3 Validación del modelo del flickermetro haciendo la simulación en Labview y comparación de las respuestas con las pruebas sugeridas en la norma.
4. Realización del montaje que comprende el módulo transformador de entrada, el cual adecua la señal de entrada a la tarjeta de audio de un computador.

5. Implementación de mediciones de severidad del flicker a corto y largo plazo (Pst y Plt) y observación de los resultados en el PC a través de la tarjeta de audio del PC.

III. IMPLEMENTACIÓN DEL FLICKERMETRO

Previo a la implementación del flickermetro se crearon dos componentes necesarios para el correcto funcionamiento del mismo. El primero es un programa capaz de simular una señal que representa a la red eléctrica con una perturbación o flicker, esto permite verificar el correcto funcionamiento del flickermetro y su validación. El segundo consiste en la implementación del hardware y software necesario para la adquisición de la señal de voltaje presente en la red a través de la tarjeta de audio del computador. A continuación se presentará la implementación de dichos componentes.

A. GENERACIÓN DE SEÑAL DE PRUEBA

El programa para generación de ondas de prueba crea archivos sin extensión con el nombre y dirección que defina el usuario y con valores de tres dígitos significativos separados por un tabulado que representa a una señal muestreada con una frecuencia de muestreo de 3KHz. Los parámetros que se pueden manipular en la señal a generar son la frecuencia de la red, el valor eficaz de tensión, la frecuencia de la perturbación, la fluctuación de tensión relativa de la perturbación y el tipo de onda de la perturbación. La figura 2 muestra el despliegue de dicho instrumento.

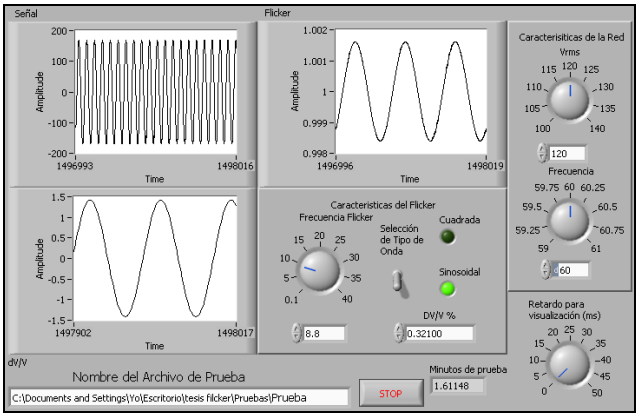


Fig. 2. Despliegue programa generador de señal de red con flicker

B. SISTEMA DE ADQUISICIÓN DE LAS SEÑALES DE TENSIÓN Y CORRIENTE

El hardware del sistema adaptador de tensión y de adquisición de voltaje consiste en un circuito que permite adecuar la tensión de la red a la entrada de una tarjeta de audio. Adicionalmente se diseñó este circuito con la capacidad para conectarse a una pinza amperimétrica e introducir en la tarjeta de audio la señal de tensión y corriente simultáneamente. Para disminuir el voltaje de la red se utiliza, como primera etapa, un transformador comercial embobinado de cobre con núcleo laminado ferromagnético no encapsulado. La segunda etapa usa un divisor de tensión que representa la entrada a un amplificador operacional, el cual sirve como desacople de impedancia para entrar a la tarjeta de audio. Adicionalmente se utiliza un par de diodos que funcionan como limitadores de tensión en la entrada y un condensador para eliminar componentes DC presentes en la tarjeta de audio. La figura 3 representa el sistema implementado para la adaptación de tensión, donde la señal Ent I es la salida de una pinza amperimétrica (Tektronix A622, F:DC-100Khz 100 mV/A o 10 mV/A), la señal V1 representa la red y las señales Vo1 y Vo2 son las entradas a la tarjeta de audio que se conectan usando un mini Jack de 3,5mm.

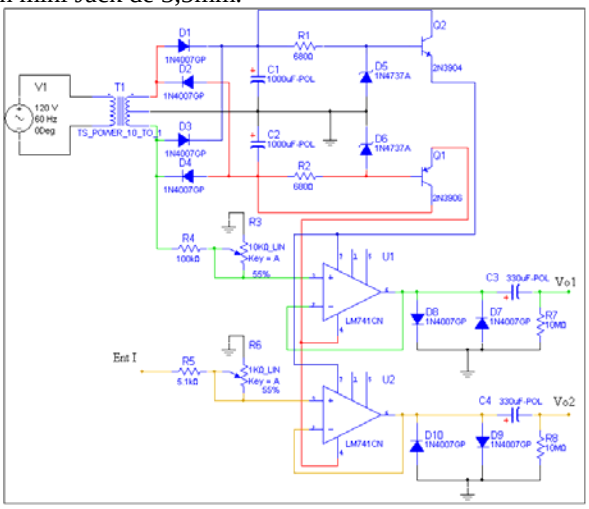


Fig. 3. Diagrama circuital adaptador de tensión.

La conexión en la tarjeta de audio se hace usando la entrada de línea estéreo o micrófono de la misma, esta entrada debe ser estéreo para poder procesar las señales tanto de corriente como de voltaje, de lo contrario solo se podría procesar la señal de voltaje. El software del sistema para adquisición de la señal de red lo conforma un programa que permite la lectura de las señales de voltaje y corriente, realizando un muestreo de las señales a 3KHz. Se ha tomado esta frecuencia de muestreo para permitir que dicha medición sirva también para apreciar otros parámetros de calidad de producto técnico como es el estudio de distorsión armónica en el que es necesario procesar hasta el armónico de orden 25

La figura 4 muestra el despliegue del programa de adquisición.

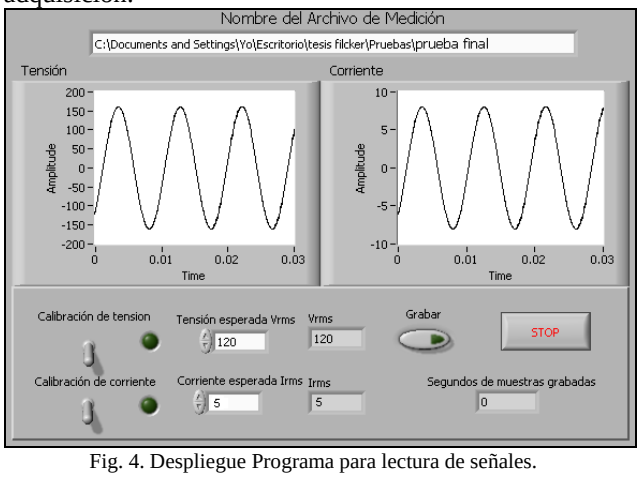


Fig. 4. Despliegue Programa para lectura de señales.

C. FLICKERMETRO DE LA NORMA IEC-61000-4-15

La lectura y procesamiento de la señal se realiza en el programa Flickermetro.vi. El primer paso consiste en escalar el valor eficaz medio de la tensión a un nivel de referencia. Para la medición del valor rms se desplaza una ventana de tamaño igual a 50 muestras (3Khz/60Hz) a lo largo de la señal. Con el objetivo de independizar las medidas del flicker del nivel real de la tensión de entrada se divide la entrada por el valor eficaz promediado a lo largo de 60 seg., representado este valor la salida del bloque 1.

En el bloque 2 se eleva al cuadrado la tensión de entrada escalada con el fin de simular el proceso de demodulación de la variación de voltaje flicker.

Para la implementación del filtro de ponderación del bloque 3 se diseñó del filtro en tiempo discreto usando el método de invarianza al impulso con un muestreo de 0,3ms obteniéndose la función de transferencia mostrada en la ecuación 4.

$$F(z) = \frac{93{,}29 \cdot z^2 - 93{,}27 \cdot z}{z^2 - 1{,}98 \cdot z + 0{,}98} \cdot \frac{51.603 \cdot z \cdot (z - 0.993)}{(z - 0.997) \cdot (z - 0.964)} \quad (4)$$

La figura 5 muestra como el comportamiento del filtro discreto es congruente con el filtro en tiempo continuo, tanto en magnitud como en fase.

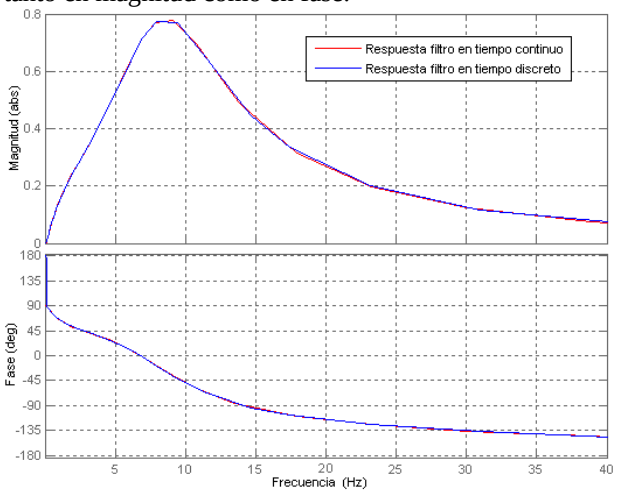


Fig. 5. Comparativa Filtro de ponderación en tiempo continuo-discreto.

La implementación del filtro del bloque 4 utiliza el mismo procedimiento de invarianza al impulso, teniendo el filtro la expresión de la ecuación 5 en tiempo discreto.

$$F(z) = \frac{3.33 \cdot z}{z - 0.9989} \quad (5)$$

El análisis estadístico, realizado por el bloque 5, se hace subdividiendo la amplitud de la señal de nivel de flicker en un número adecuado de clases. Los valores mínimos de resolución, frecuencia de muestreo y número de clases expresados en la norma son respectivamente 6 bits, 50Hz y 64 clases. Según la norma IEC 61000-4-15 el tiempo para el cálculo de Pst puede ser de 1 min., 5 min., 10 min. o 15 min. Sin embargo Las Normas de Calidad del Servicio de Distribución de Electricidad Venezolanas especifica que se debe hacer la medición tomando un lapso de 10min para el cálculo de fluctuaciones rápidas de tensión.

Se realiza un remuestreo de la señal de flicker de 3 KHz. a 50Hz para el análisis estadístico y se utilizan 128 clases para la hallar la curva de distribución acumulativa de flicker instantáneo. El cálculo del valor Pst y Plt se obtiene aplicando las ecuaciones 1 y 2.

Adicionalmente y acorde con lo indicado en La Norma de Calidad del Servicio de Distribución de Electricidad Venezolana se evalúa el porcentaje de valores de Pst que sobrepasan el valor Pst=1 en un periodo de medición, informando si este porcentaje sobrepasa el 5% que es el valor permitido por la norma. [3]

Por ultimo, estas mediciones son presentadas en una ventana como salida del instrumento.

IV. EXPERIMENTACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

La siguiente sección muestra la experimentación y el análisis de los resultados obtenidos usando el instrumento diseñado. Consta de tres etapas: la primera consiste en la comprobación del funcionamiento usando las especificaciones de la norma IEC 61000-4-15 y realizando los ensayos planteados en ésta, la segunda verifica la calidad de medida del dispositivo adaptador de tensión y adquisición de señal y la última etapa consiste en la comparación de mediciones de flicker con un dispositivo comercial.

A. ENSAYOS SEGUN IEC 61000-4-15

Se realizaron dos ensayos, el primero para la comprobación del valor del flicker instantáneo y el segundo para el valor del Pst.

1. Ensayo para verificación de flicker instantáneo:

Para la realización de este ensayo se utilizó el generador de señales explicado en la sección II, ajustando los valores de fluctuación relativa de tensión, frecuencia de fluctuación y tipo de onda según lo indicado en la norma IEC 61000-4-15 [1]. Generando dicha onda por un lapso correspondiente a una medición de 5 minutos de duración. La respuesta del instrumento se tomó como el máximo valor de flicker instantáneo presente en los 5 minutos de medición. Los resultados de este experimento presentaron una sensación de flicker instantáneo igual a 1,00±0,03, obteniendo un error porcentual menor al 3% en todos las mediciones, el error se calculo usando la formula presentada en la ecuación 6.

$$Error = \left(\frac{|Valor_Teorico - Valor_Medido|}{Valor_Teorico} \right) \cdot 100\% \quad (6)$$

Donde, Valor_teórico corresponde al flicker instantáneo indicado por la norma y Valor_medido al

máximo flicker instantáneo obtenido en 5 minutos de medición.

2. Ensayo para valoración de Pst:

Análogo al ensayo anterior, la señal de prueba se creó usando el programa generador de señales y se tomaron los valores sugeridos por la norma [2]. Se midió el margen de la magnitud de las variaciones de tensión obteniendo los resultados mostrados en las tablas I y II.

Tabla I. Respuesta del flickermetro para ensayo Pst.

Frecuencia	Cambios por minuto	ΔV/V [%]	Error %
0.008	1	3.166	3.71
0.017	2	2.568	3.81
0.058	7	1.695	0.88
0.325	39	1.044	0.02
0.917	110	0.841	0.13
13.500	1620	0.547	0.38
40.000	4800	4.834	1.00

Tabla II. Margen de la magnitud de las variaciones de tensión

Frecuencia (Hz)	Variaciones por minuto	Aumento de variación de tensión	Máxima variación de tensión, ΔV/V [%]	Error %
0.008	1	3	9.498	4.43
0.017	2	8	20.544	3.88
0.058	7	12	20.340	1.24
0.325	39	20	20.880	0.34
0.917	110	20	16.820	0.22
13.500	1620	20	10.940	0.47
40.000	4800	4	19.336	1.74

A partir de los resultados obtenidos se puede observar que para todos los casos se logro un error menor a 4% con la mínima disminución de las variaciones de tensión iniciales lo cual indica que se cumple con las especificaciones de la norma. Los errores se calcularon usando la ecuación 6, donde valor teórico corresponde a Pst=1.

B. CALIDAD DE MEDIDA

Para verifica la calidad de medida del dispositivo adaptador de tensión y de adquisición de señal, se hace un estudio sobre la onda de voltaje almacenada usando la tarjeta de audio como entrada y se compara con una señal medida usando un osciloscopio digital (Marca Tektronix, modelo TDS3012, 100 MHz), la diferencia entre las dos medidas representa el error cometido por el instrumento. Obteniendo los resultados mostrados en la tabla III la figura 7.

Tabla III. Error en medición con referencia en el osciloscopio

	Error Relativo [%]	Error Absoluto [V]
Máximo	296.02	14.53
Promedio	8.38	3.55
Mínimo	0.02	0.01

C. COMPARACIÓN DE MEDICIONES DE FLICKER

Para la comparación de mediciones se trabajó con el instrumento Power Platform PP1 (Modelo PP1/N, marca Dranetz-BMI) utilizando la tarjeta para mediciones de flicker Versión 1.0 @1998. Se realizo el montaje presentado en la figura 8 que permite generar una variación de tensión de forma manual, en el punto de medición, mediante el cambio de estado del interruptor S2, simulando el fenómeno flicker.

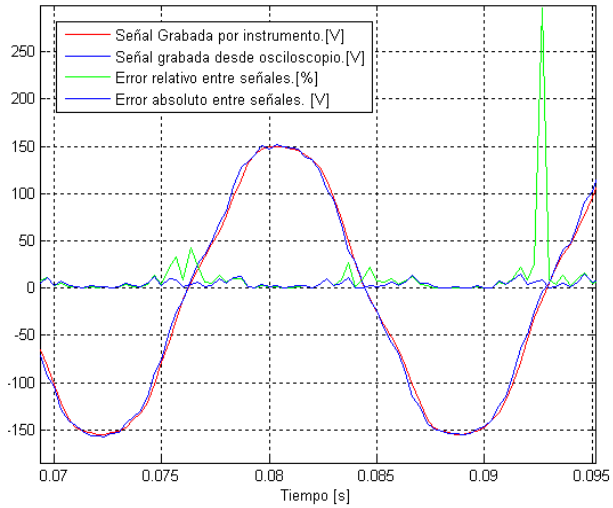


Fig. 7. Error entre medición osciloscopio y computadora

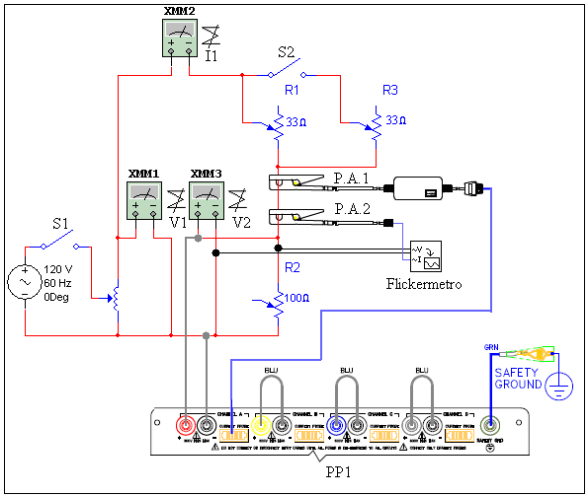


Fig. 8. Diagrama circuital para prueba con PP1

Los resultados obtenidos de este experimento se presentan en la tabla IV. De estos resultados se puede observar que el error obtenido en las mediciones es menor a 9,11%. Sin embargo, es importante resaltar que este resultado no necesariamente indica que se tenga este error con respecto al valor del Pst presente en la red, esto debido a que no se sabe con exactitud si la medición realizada por el PP1 se hace con los mismos parámetros que la del flickermetro implementado. El PP1 utiliza un software basado en la norma IEC-60868 que es una versión anterior a la norma IEC-61000-4-15. Ésta puede ser la razón del 9% de diferencia relativa entre las mediciones realizadas.

Tabla IV. Resultados medición para comparación flickermetro con PP1

Minutos de medición	Pst (PP1)	Pst (Flickermetro)	Error [%]
10	1.142	1.057	7.44
20	1.127	1.055	6.39
30	1.079	0.985	8.71
40	1.009	0.986	2.28
50	1.182	1.113	5.84
60	1.157	1.115	3.63
70	1.1	1.043	5.18
80	1.065	0.968	9.11
90	1.133	1.073	5.3
100	1.064	1.046	1.69
110	1.029	0.999	2.92
120	1.064	0.982	7.71

V. CONCLUSIONES

La implementación del flickermetro se completo de forma satisfactoria. Se logró modelar los bloques funcionales del instrumento utilizando el software de programación Labview 8.0, y se lograron mediciones de flicker instantáneo, Pst y Plt para las señales de pruebas recomendadas por la norma IEC 61000-4-15:1997+A1:2003, obteniendo resultados ajustados al error permitida por la misma.

Los valores Pst obtenidos para las señales de prueba generadas sintéticamente presentan un error menor al 3,81% inferior al 5% permitido por la norma para el instrumento. Esto representa la implementación de un dispositivo eficiente, de fácil manejo y con capacidad de modificación para actualizaciones y mejoras.

El sistema para la adquisición de la señal demostró poseer una buena precisión puesto que tomando las mediciones y comparándolas con las obtenidas en el osciloscopio, presentan un error relativo promedio de 8.38%.

Los resultados obtenidos comparando con el Dranetz-BMI Power Platform® PP1 presentan un error relativo menor al 9,11%, lo cual indica que se encuentra cerca del valor de flicker presente en la red en al menos ese porcentaje.

De forma general se puede concluir que el proyecto cumple con las expectativas esperadas y representa un primer paso en la búsqueda de instrumento de bajo costo que posea la capacidad de competir con instrumentos profesionales.

VI. RECOMENDACIONES

. Este proyecto presenta la posibilidad de ampliación para medir otros aspectos de la calidad del producto técnico, incluso aquellos donde se necesite tener acceso a la forma de onda de la corriente, como son medición de potencia, factor de potencia o energía, pues esta señal se encuentra también disponible si el dispositivo de entrada de audio es estéreo.

Para una comparación más exhaustiva sobre la precisión en la medición del flickermetro se debe diseñar un dispositivo capaz de generar de forma real todas las variaciones tensión presentes en los ensayos de la norma IEC 61000-4-15:1997+A1:2003, para poder hacer las mediciones correspondientes con el instrumento diseñado, el PP1 e incluso un instrumento que trabaje formalmente con la norma IEC 61000-4-15:1997+A1:2003, asegurando que los cálculos se realicen bajo los mismos parámetros.

Se recomienda investigar otro software de programación como puede ser Matlab o incluso software libre como Scilab para la implementación del instrumento. También el conseguir un PC que posea una configuración de tarjeta de audio con altos recursos que permitan una mejor adquisición de la señal de entrada.

VII. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICA

[1] CEI/IEC 61000-4-15:1997+A1:2003. Fickermeter - Functional and design specifications. Sección 4.1.

[2] CEI/IEC 61000-4-15:1997+A1:2003. Fickermeter - Functional and design specifications. Sección 5.

[3] Normas de Calidad del Servicio de Distribución de Electricidad, Gaceta Oficial N° 5.730 Extraordinario del 23 de septiembre de 2004. Artículos 15,19.

Simulador de un generador de perturbaciones para verificar la conformidad con las normas IEC de calidad de la energía eléctrica

J. E. Cobos*, J. C. Vargas*, C. A. Duarte** y G. Ordóñez***, *Senior Member, IEEE*.

Resumen **-- Este artículo presenta el diseño y elaboración de un simulador de perturbaciones de los parámetros de calidad teniendo en cuenta las señales de prueba que propone la norma 61000-4-30 para establecer si un equipo de monitorización de la calidad de la energía eléctrica cumple con las especificaciones de clase tipo A ó tipo B. En el documento se muestra el diagrama de flujo de los algoritmos programados dando una breve descripción del funcionamiento de cada uno, así como la presentación final de la interfaz gráfica (simulador–usuario) programada, explicando cómo se debe usar y configurar cada uno de los parámetros del simulador para obtener resultados adecuados.**

Palabras claves **-- Armónicos, Calidad de potencia, Desbalances, *Flicker*, Fluctuaciones de Tensión, Generador, Guide, Interarmónicos, Interfaz Gráfica, Matlab, Perturbaciones, Programación, Señales Sintéticas, Simulación.**

Abstract **-- This document contains the report of the work done by the authors in developing a disturbance simulator of power quality parameters according to the standard 61000-4-30. The paper shows the flow chart of algorithms programmed to give a brief description of each operation, and the final presentation of the program graphical interface (simulator-user), explaining how to properly use and configure each parameters of the simulator to obtain correct results.**

K*eywords* – Harmonics, Power quality, Unbalanced, Flicker, Voltage fluctuations, Generator, Guide, Interharmonics, GUI, Matlab, Disturbances, Programming, Synthetic Signal simulation.

I. Introducción

La verificación del adecuado funcionamiento de un equipo de medida requiere de comparaciones, las cuales se pueden realizar ya sea con otro instrumento de medida de mejores prestaciones en procesos de calibración o mediante intercomparación o con un sistema capaz de generar las diferentes perturbaciones de la calidad de la energía eléctrica que estima el equipo de monitorización.

Las dos opciones sirven de referencia para establecer características del instrumento de medida. Sin embargo, la comparación con otro instrumento de medida requiere que se disponga de un proceso metrológico que garantice la trazabilidad del patrón de medición a otros patrones de referencia, el cual, para los parámetros de calidad de la energía está hasta ahora en construcción.

Para tener un adecuado proceso metrológico es necesario disponer de un generador de las perturbaciones de la calidad de la energía eléctrica, con el cual se puedan comparar las estimaciones de los equipos sometidos a procesos de calibración. A raíz de esto, en este documento se presenta un simulador de las perturbaciones de calidad de la energía eléctrica, que permite simular todas las perturbaciones que se pueden presentar en un sistema eléctrico y que afecta la calidad de la energía eléctrica. El diseño realizado ha tenido en cuenta las señales de prueba establecidas en las normas IEC relacionadas con la monitorización de la calidad de la energía eléctrica (IEC 61000-4-30 [1], IEC 61000-4-15 [2], IEC 61000-4-7 [3]), lo cual permitirá contrastar los parámetros programados en el simulador con los resultados obtenidos con los algoritmos que se implementarán para el diseño de un equipo de monitorización de la calidad de la energía eléctrica.

II. Simulador del Generador de Perturbaciones

El simulador es una herramienta útil para el análisis de las perturbaciones de la calidad de la energía eléctrica en las redes de media y baja tensión. Las perturbaciones que se pueden programar en el simulador son las siguientes:

- Huecos de tensión (sags o dips), especificando su duración y profundidad.
- Interrupciones de tensión.
- Sobretensiones (swells), especificando su duración y valor máximo.
- Armónicos hasta de orden cincuenta y los interarmónicos múltiplos de 5 Hz principalmente.
- Fenómeno de flicker.
- Variaciones de frecuencia.
- Cambios en la amplitud de la tensión de alimentación.
- Desbalances en la tensión de sistemas trifásicos.
- Cambios rápidos de tensión.

La programación del simulador se realizó en el programa computacional Matlab, debido a la posibilidad que se tiene en esta herramienta de programar operaciones matriciales, además de a la sencillez para la elaboración de interfaces gráficas.

* Jorge Enrique Cobos Suárez y Juan Carlos Vargas Parra son estudiantes de Ingeniería Eléctrica de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, Colombia. (e-mail: joenco05@hotmail.com, juankvarpa@hotmail.com)

** César A. Duarte Gualdrón es Profesor Asistente de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia (e-mail: cedagua@uis.edu.co)

*** Gabriel Ordóñez Plata es Profesor Titular de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia (e-mail: gaby@uis.edu.co).

Con el propósito de hacer flexible la programación y el ingreso de datos al generador de perturbaciones, éste se diseñó a partir de subprogramas. A continuación se muestra un diagrama de flujo simplificado de cada uno de ellos y una breve explicación de cada algoritmo.

A. *Diagrama de flujo del programa Configuraciones.* Este primer programa es el núcleo del simulador, en él se establecen las configuraciones generales de toda la simulación y se configuran los parámetros para generar señales con las perturbaciones de huecos de tensión, sobretensiones, interrupciones y desbalances de tensión en sistemas trifásicos. El usuario define la forma de transición de un valor a otro en un tiempo dado, ya sea en forma instantánea (escalón de tensión), o como una rampa o parábola de tensión. En la Fig. 1 se muestra el diagrama de flujo.

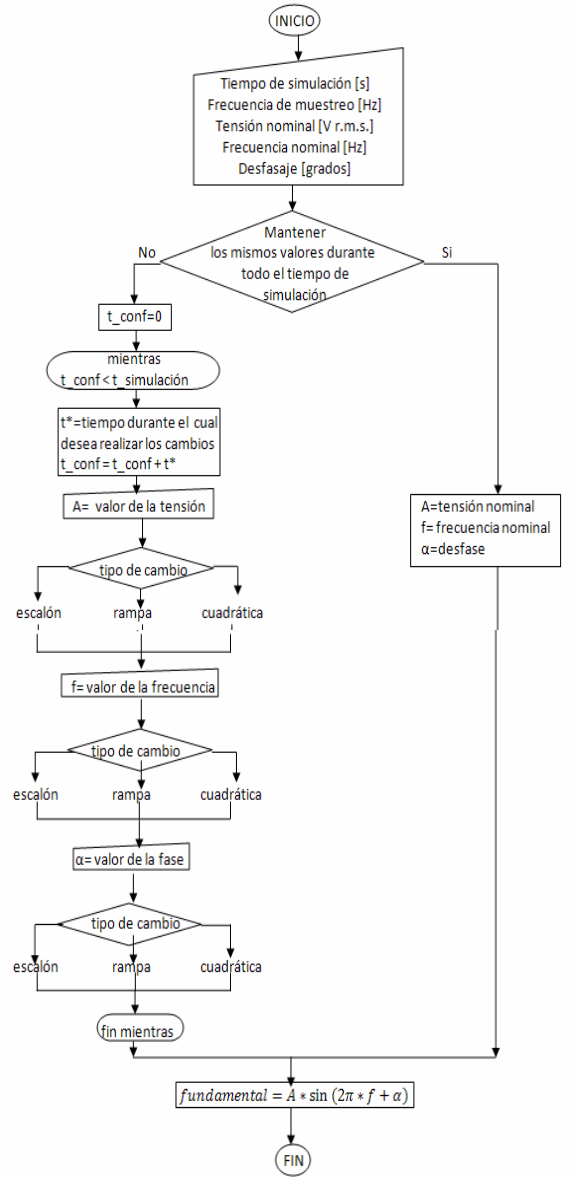


Fig. 1. Diagrama de flujo del algoritmo configuraciones.

B. *Diagrama de flujo del programa Armónicos.* Las configuraciones de las componentes armónicas se establecen en este programa. Si no se desean incluir componentes armónicas a la señal no es necesario ejecutarlo. Los valores de las componentes armónicas se pueden introducir manualmente. Sin embargo, por defecto el programa genera los valores propuestos por las norma IEC 61000-4-2 (clase1, clase 2 y clase 3) [4] y la norma EN 50160 [5]. En la Fig. 2 se muestra el diagrama de bloques de este subprograma.

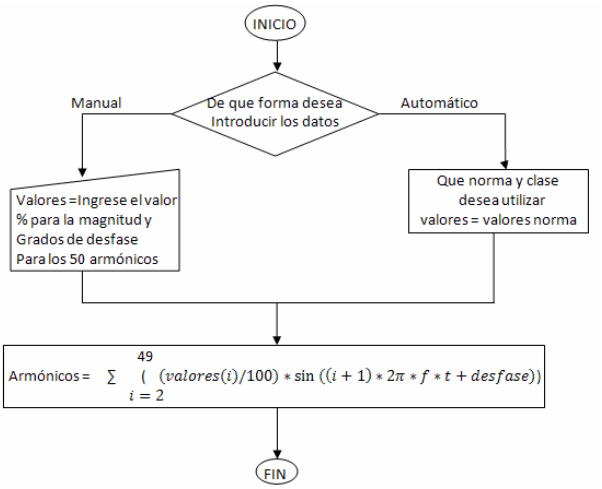


Fig. 2. Diagrama de flujo del algoritmo de componentes armónicas.

C. Diagrama de flujo del programa Interarmónicos. Este subprograma permite la configuración de las componentes interarmónicas. Si no se desean incluir interarmónicos a la señal no es necesario ejecutarlo. Los valores de las componentes interarmónicas se pueden introducir manualmente; por defecto el programa genera los valores propuestos por las norma IEC 61000-4-2 (clase1, clase 2 y clase 3) [4]. En la Fig. 3 se muestra el diagrama de bloques de este subprograma.

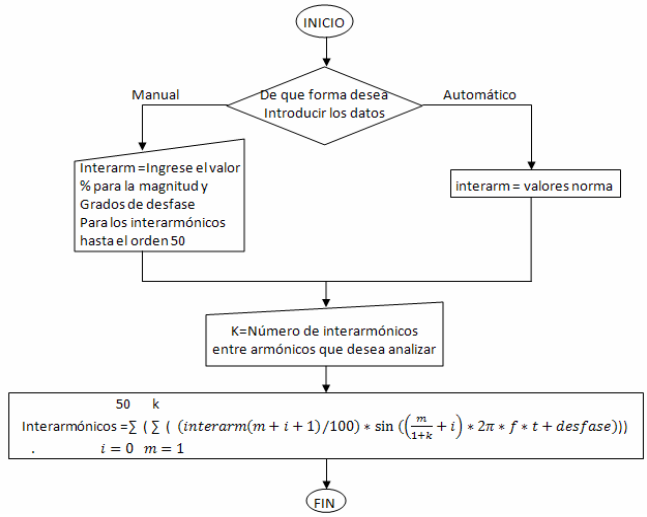


Fig. 3. Diagrama de flujo del algoritmo de componentes interarmónicas.

D. Digrama de flujo del programa Salida. Este programa configura las señales de ruido y los tipos de errores que se deseen introducir a la señal y se genera el vector de salida, el cual está conformado por la suma de los vectores que contienen la información de la señal fundamental, los armónicos, los interarmónicos y los ruidos previamente configurados. En la Fig. 4. se muestra el diagrama de bloques de este algoritmo.

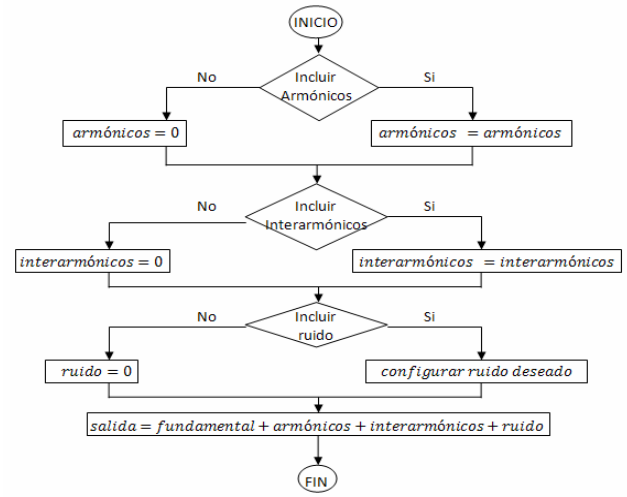


Fig. 4. Diagrama de flujo del algoritmo salida.

E. Diagrama de flujo del programa Flicker. Con este programa se finaliza la simulación y éste se ejecuta si se desea incluir el efecto de *flicker* a la señal. La modulación para el flicker se puede seleccionar entre una onda cuadrada o una senoidal. Luego de generar el vector de modulacion se multiplica por el el vector de salida y se genera el vector flicker, el cual contiene la información de todas las perturbaciones que fueron configuradas e introducidas a la señal fundamental. En la Fig 5. se muestra el diagrama de flujo de este algoritmo.

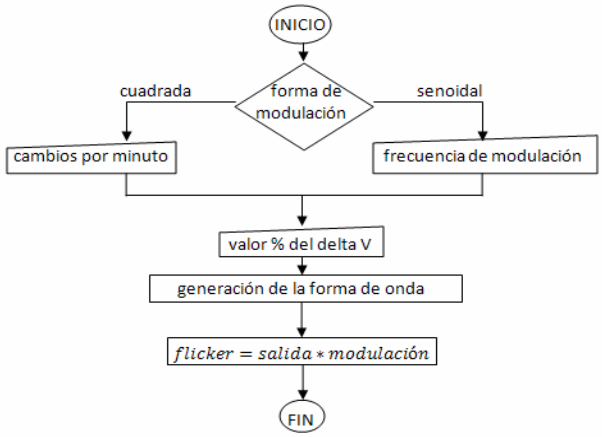


Fig. 5. Diagrama de flujo del algoritmo *flicker*.

III. Interfaz Gráfica

La interfaz grafica se diseñó para permitir al usuario construir una señal sintética con los parámetros que requiera (perturbaciones), de esta forma se facilita el ingreso de datos al programa.

La interfaz se realizó con el programa GUI de MATLAB, el cual permite crear cada pantalla o interfaz por medio de elementos básicos como ejes gráficos, *push-bottons*, textos editables, entre otros. Inicialmente los algoritmos fueron programados en modo texto y luego de depurarlos, se realizó la programación del simulador utilizando la GUI de MATLAB. El generador de perturbaciones de los parámetros de calidad de la energía eléctrica consta de una interfaz gráfica principal en donde aparece un cuadro de diálogo con los parámetros básicos de la simulación tales como tiempo de simulación, tensión eficaz, frecuencia de muestreo y frecuencia de la red. En la interfaz principal (ver Fig. 6) se asignan unos valores por defecto los cuales pueden ser modificados según lo requiera el usuario; estos valores se utilizan durante toda la simulación y no se pueden modificar.

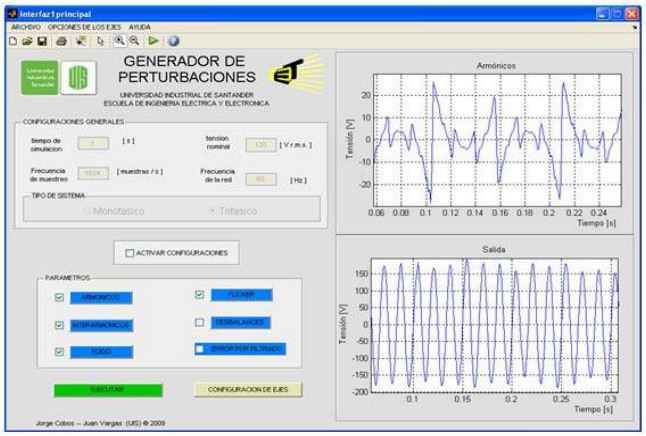


Fig. 6 Interfaz principal del simulador de perturbaciones.

En esta interfaz se muestran la señal que se está generando de acuerdo con los efectos originados por las perturbaciones consideradas (armónicos, interarmonicos, flicker, ruido y desbalances). Pulsando el botón correspondiente, se configura cada una de las perturbaciones, accediendo a una interfaz secundaria.

El simulador de perturbaciones está diseñado de tal forma que desde el comienzo se puede configurar en modo trifásico o monofásico, esto influye directamente en cada interfaz secundaria en donde si se elige desde el principio el modo monofásico sólo una fase puede ser modificada deshabilitando las otras dos fases.

En la Fig. 7 se muestra a modo de ejemplo la interfaz respectiva de las componentes armónicas, en donde se puede digitar uno a uno hasta 50 armónicos con su respectiva magnitud (valor porcentual) y fase (en grados) o si se prefiere utilizar los valores ya incluidos de la norma IEC 61000-2-4 (clase I, II, III) [4] y de la norma 50160 [5]

para cada una de las fases, una vez aplicados y aceptados los cambios realizados, por defecto se grafica en la interfaz principal los armónicos configurados para la fase A en el eje superior de la interfaz gráfica principal.

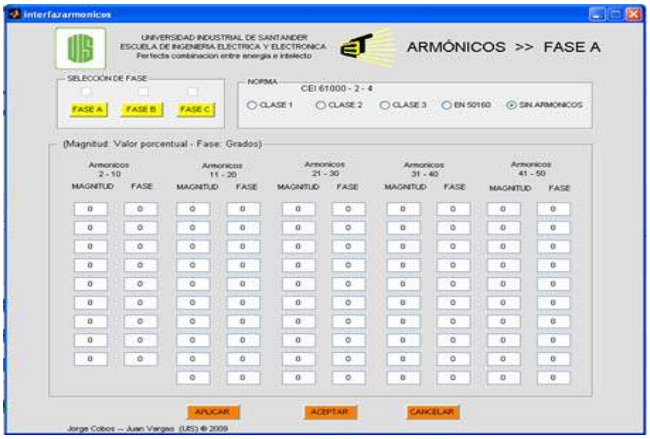


Fig. 7 Interfaz de componentes armónicas tomada del generador de perturbaciones.

De forma similar se configuran las componentes interarmónicas. Teniendo en cuenta los aspectos básicos de la norma IEC 61000-2-4 [4]; el programa pregunta cuántas componentes interarmónicas se quieren introducir entre dos componentes armónicas. Para este caso se permite configurar individualmente cada componente interarmónica, para lo cual el usuario debe incluir la frecuencia, el valor porcentual de la magnitud y los grados de desfase de cada una de las componentes interarmónicas.

La configuración de los cambios que se pueden presentar en las señales de tensión tiene en cuenta posibles cambios que se puedan presentar de las variables: frecuencia, magnitud de la tensión y ángulo de fase. Esto permite establecer perturbaciones de tensión lentas, rápidas y de estado estacionario que se requieren para generar señales que permitan comparar sus parámetros con los resultados que estimen los algoritmos de estimación de los parámetros de calidad de la energía eléctrica. El tiempo de simulación, se puede subdividir en N- intervalos y en cada uno de ellos se puede cambiar la magnitud, la fase y la frecuencia en forma de escalón, rampa o cuadrática, (adicional a esto está la forma exponencial que permite simular cambios de magnitud transitorios). Adicionalmente, se tienen tres ejes auxiliares que permiten ver la evolución de la simulación teniendo en cuenta los cambios que se hayan programado de los parámetros (tensión, fase, frecuencia). También se cuenta con un cuadro de los datos de los parámetros del intervalo anterior de simulación; todo esto se puede hacer para cada una de las tres fases. En la Fig. 8 se muestra la interfaz gráfica de este subprograma.

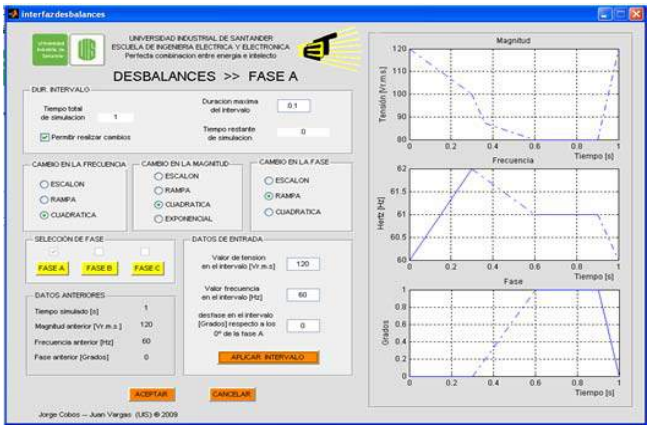


Fig. 8 Interfaz de desbalances tomada del simulador de perturbaciones.

El simulador también permite evaluar las implicaciones que tiene el efecto de *flicker* en una onda de tensión, para esto el usuario tiene la posibilidad de definir el valor porcentual del cambio en la magnitud de tensión ΔV (entre 0 y 20% según la norma [1]), así como la forma de modulación con la cual desea realizar la simulación. La modulación puede realizarse con señales de onda cuadrada o senoidal, para el caso de modulación con una onda cuadrada, el usuario define el número de cambios por minuto y para la modulación senoidal el dato de entrada es la frecuencia de modulación en Hz (8,8 Hz valor recomendado por la norma [2]). Una vez configurados y validados los datos de entrada se visualiza un esbozo del efecto de flicker configurado; en la figura 9 se muestra un ejemplo.

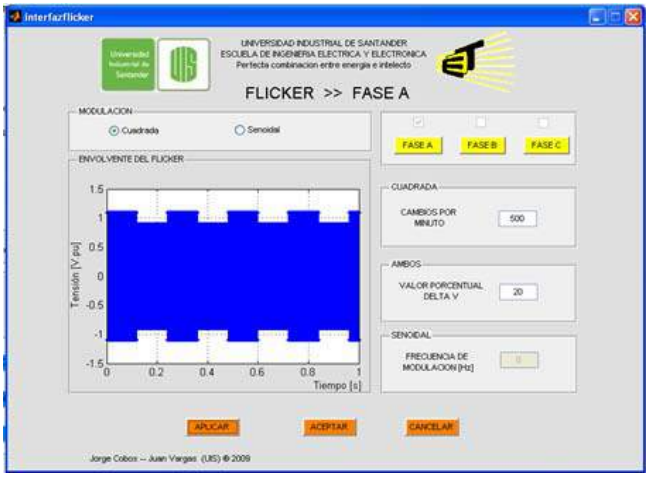


Fig. 9 Interfaz de flicker tomada del simulador de perturbaciones.

El simulador también permite configurar señales de ruido. El usuario tiene la opción de ingresar la magnitud del ruido para cada una de las fases en decibeles o en volts, esto con el fin de proporcionarle versatilidad al simulador, tratando que las señales del simulador sean similares a las que se pueden presentar en un sistema eléctrico.

Cuando se han validado los valores respectivos de cada una de las perturbaciones y se desee ver la señal de salida resultante, en la interfaz principal se encuentra el botón *ejecutar*, al pulsarlo muestra la señal final que es la suma de la componente fundamental con las componentes armónicas e interarmónicas, el ruido, el flicker y el desbalance de tensión que se haya configurado (ver Fig. 9). Esto se puede ver en cada una de las fases por separado o en dos de ellas o en las tres a la vez, siempre y cuando se haya configurado el sistema como trifásico, de lo contrario sólo se mostrará la señal de la fase A.

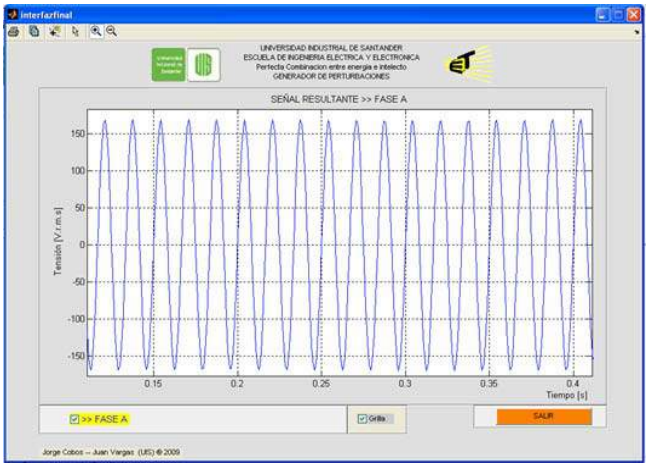


Fig. 9 Señal resultante de la simulación tomada del generador de perturbaciones.

IV. Resultados Obtenidos

Concluida la programación se puede presentar como resultado una interfaz gráfica, la cual tiene como objetivo principal generar de forma sintética las señales necesarias para verificar conformidad de los algoritmos de medida con los estándares internacionales. Su fácil manejo permite que la interfaz pueda ser utilizada para analizar y comprender los efectos que tienen las perturbaciones en la calidad de la energía eléctrica y cómo alteran la forma de onda.

A continuación a modo de ejemplo se presenta la forma de onda de la señal de entrada para un algoritmo encargado de medir el efecto de flicker, bajo condiciones de ensayo 1 según la norma IEC 6100-4-30 [1], para el cual se deben mantener uno valores fijos de las demás magnitudes y se ensaya para 5 valores equidistantes dentro del margen de de la magnitud de influencia, por ejemplo Pst = (0, 5, 10, 15, 20). [1]. En la tabla I se muestran los valores permitidos para las condiciones del ensayo 1, y los valores utilizados para generar la señal.

Tensión nominal de la red = 120 [V r.m.s.]
Frecuencia nominal de la red = 60 [Hz]

Se obtiene como resultado la señal que se ilustra en la Fig. 10. Donde la fase A está en azul, la fase B en rojo, y la fase C en verde.

TABLA I
VALORES DE LAS MAGNITUDES DE INFLUENCIA PARA CONDICIONES DE ENSAYO 1 [4]

Magnitudes de influencia	**Condiciones de ensayo**	**Valores aplicados a la señal**
Frecuencia	*fnom ± 0,5Hz*	60,5 Hz
Amplitud de tensión	U_{din} ± 1 %	118,8 V r.m.s.
Flicker	Pst < 0.1	Pst = 0
Desequilibrio	0% a 0,5% de U_{din}	0,2 % de U_{din}
Armónicos	0% a 3% de U_{din}	CEI 61000-2-4 Clase 1
Interarmónicos	0% a 0,5% de U_{din}	CEI 61000-2-4 Clase 1

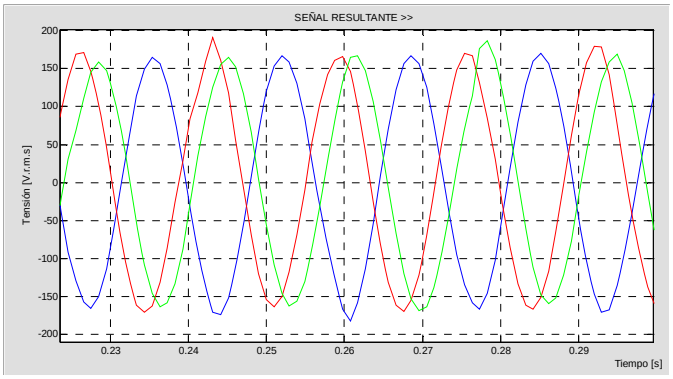


Fig. 10 Señal resultante de la simulación tomada del generador de perturbaciones.

V. Conclusiones

Con el desarrollo de este trabajo, se suministra un programa que permite reproducir las diferentes perturbaciones que afectan la calidad de la energía eléctrica en las redes de distribución, teniendo en cuenta los parámetros establecidos por la normativa internacional, lo cual es una referencia para la realización de futuros desarrollos e investigaciones en calidad de la energía eléctrica en sus diferentes áreas de aplicación: comportamiento, diagnóstico, monitorización, compensación de sistemas eléctricos.

Un sistema generador de señales sintéticas basado en el programa computacional MATLAB fue diseñado e implementado. Éste permite generar señales de tensión con el contenido de armónicos, interarmonicos, ruido, señales con *flicker*, desbalance y perturbaciones de tensión tales como huecos, sobretensiones, interrupciones, cambios de frecuencia y cambios rápidos de tensión deseado, a los cuales es posible ajustarles su magnitud y ángulo de fase, para un sistema monofásico y trifásico de tensión según lo requiera el usuario.

La interfaz gráfica permite realizar cambios en los parámetros de forma sencilla, facilitando de esta forma el análisis en el dominio del tiempo de cada una de las perturbaciones que afectan la calidad de la energía eléctrica.

Con el propósito de hacer del generador de perturbaciones una herramienta lo más real posible, se introdujo la interfaz de ruido en donde el usuario puede agregar ruido a cualquier señal y ver los efectos que esto conlleva; al finalizar cualquier simulación se pueden obtener los vectores y matrices utilizados para la creación de las señales según los parámetros dados previamente por el usuario; de esta forma se puede hacer un análisis detallado de cada perturbación y pueden servir como entrada a otros procesos de simulación como por ejemplo un flujo de potencia con armónicos.

VI. Referencias

[1] Norma IEC 61000- 4- 30 (Draft); EMC. Part 4. Testing and measurement techniques: Power Quality measurement methods. CENELEC , distribuye en España AENOR

[2] Norma IEC 61000- 4- 15; EMC. Part 4. Testing and measurement techniques. Sect. 15. Flickermeter. CENELEC, distribuye en España AENOR.

[3] Norma IEC 61000- 4- 7; EMC. Part 4. Testing and measurement techniques. Sect.7 General guide on harmonics and interharmonics measurements and Instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto CENELEC, distribuye en España AENOR.

[4] Norma IEC 61000-4-2; EMC - Part 4-2: Testing and measurement techniques - Electrostatic discharge immunity test, CENELEC, distribuye en España AENOR.

[5] Norma EN 50160; Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems.

VII. Autores

Jorge Enrique Cobos Suárez. Nacido en Bucaramanga, Santander, Colombia. El 05 de Enero de 1987. Estudiante de último nivel de ingeniería eléctrica de la escuela de eléctrica electrónica y telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander-UIS. Bucaramanga – Colombia. Trabajo de investigación en calidad de la potencia eléctrica y su conformidad con el estándar internacional IEC 61000 – 4 – 30.Convenio ESSA – UIS – COLCIENCIAS.

Juan Carlos Vargas Parra. Nacido en Bucaramanga, Santander, Colombia. El 13 de Septiembre de 1985. Estudiante de ingeniería eléctrica, de la escuela de eléctrica electrónica y telecomunicaciones en la Universidad Industrial de Santander UIS, Bucaramanga – Colombia. Trabajo de investigación en calidad de la potencia eléctrica y su conformidad con el estándar internacional IEC 61000 – 4 – 30.Convenio ESSA – UIS – COLCIENCIAS.

César Antonio Duarte Gualdrón. Ingeniero Electricista UIS, Magíster en Potencia Eléctrica UIS. Profesor Asistente de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones Universidad Industrial de Santander. Investigador del grupo GISEL. Áreas de Trabajo: Tratamiento de señales, calidad del servicio de energía eléctrica y formación basada en competencias.

Gabriel Ordóñez Plata. Ingeniero Electricista UIS 1985, Distinción Cum Laude; Especialista Universitario en Técnicas de Investigación Tecnológica UPCO 1993, Doctor Ingeniero Industrial UPCO 1993, Madrid (España) 1993. Profesor Titular de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS). Investigador del Grupo de Investigación en Sistemas de Energía - GISEL. Miembro IEEE. Áreas de trabajo: Tratamiento de señales, mediciones eléctricas, calidad del servicio, gestión tecnológica y formación basada en competencias.

SICEL 2009 V Simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica

Filtro resonante para la estimación en el dominio del tiempo de las componentes de secuencia de señales trifásicas desequilibradas y distorsionadas.

Johann F. Petit Suárez, María A. Mantilla Villalobos
Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones (E^3T)
Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL)
Universidad Industrial de Santander (UIS)

***Resumen*— En este trabajo se propone un filtro resonante que permite extraer en el dominio del tiempo (D.T) las componentes de secuencia positiva, negativa y cero (+,-,0) de señales de tensión y/o corrientes trifásicas desequilibradas y distorsionadas. El trabajo se encuentra justificado en la necesidad de disponer de nuevos algoritmos que puedan ser utilizados en la medición de parámetros que afectan a la calidad de la energía eléctrica con el fin de diagnosticar y compensar las perturbaciones presentes en las señales de tensión y/o corriente. El desempeño del filtro es evaluado mediante simulaciones en *Matlab/Simulink* y por medio de su implementación en tiempo real en la tarjeta de desarrollo *dSPACE* 1104.**

Palabras clave: Estimación de armónicos, componentes simétricas, Calidad de la energía eléctrica.

I. Introduccion

De acuerdo con [1], el término calidad de suministro eléctrico se refiere a las características de la electricidad en un punto dado de una red eléctrica, evaluadas con relación a un conjunto de parámetros técnicos de referencia. En ese sentido, cualquier desviación de las señales de tensión y de corriente con respecto a una forma de onda ideal será considerada como una perturbación. Este tema toma especial importancia por que permite encontrar la causa de fallos en los equipos, obtener información estadística sobre los eventos, mitigar los problemas, entre otros [2]. Para el caso de señales trifásicas las carasterísticas de especial interés son la amplitud, la frecuencia, la forma de onda y la simetría [3]. En cuanto a la estimación de parámetros, como la amplitud y ángulo de fase de los armónicos de una señal distorsionada, la técnica de la Transformada de Fourier Discreta (*DFT-Discrete Fourier Transform* en inglés) es una de las más utilizada y es recomendada en normativas como la UNE-ES 61000-4-7 [4]. Cuando la frecuencia de la señal no es conocida, la DFT requiere de un estimador de frecuencia y en ese caso se suele utilizar un lazo de seguimiento de fase, o PLL (*Phase-Locked Loops* en inglés) [5]. En el caso de la simetría de la onda de señales trifásicas, normalmente se recurre a técnicas de estimación que son basadas en un análisis por componentes simétricas [6]–[8] , en donde se obtenien las componentes de secuencia positiva o directa, negativa o inversa y cero u homopolar (+,-,0).

Como resultado de aplicar las técnicas anteriores se obtienen unos fasores de tensión y/o corriente que son muy útiles en estudios que impliquen un análisis en el dominio de la frecuencia. Sin embargo, en el caso de aplicaciones basadas en el dominio del tiempo (D.T), éstas técnicas deben ir acompañadas de una herramienta de sincronización que reconstruya la señal a partir de la amplitud y el ángulo de fase, y la sincronice con las otras señales. Lo anterior implica una cantidad de operaciones y de transformaciones matemáticas que en algunos casos hace inviable su uso en aplicaciones que van en tiempo real, como es el caso de los dispositivos de compensación tipo *Custom Power* [9]–[12]: *D-STACOM*, *DVR*, *UPQC*, Filtros Activos, etc,. Ante el problema expuesto, los filtros analógicos, digitales y adaptativos se convierten en una excelente opción para realizar una estimación de parámetros directamente en el D.T. Los filtros permiten eliminar las componentes indeseadas de una señal distorsionada y son muy útiles para estimar los armónicos que están presentes en una señal. Un ejemplo de este tipo de filtrado y de sus aplicaciones puede encontrarse en [9], [13]–[16]. Justamente este trabajo se enmarca dentro de esta tendencia proponiendo el uso de un filtro resonante trifásico que estima en el D.T las componentes de secuencia de señales trifásicas desequilibradas y distorsionadas para cualquier armónico.

II. Filtro resonante trifásico

El filtro propuesto se diseña para que sea capaz de estimar en el dominio del tiempo las componentes de secuencia (+), (-) y (0) de una señal trifásica desequilibrada y distorsionada para un frecuencia dada, w_f. La propuesta toma en cuenta las ventajas de usar un filtro analógico resonante de segundo orden [17], [18] y se complementa con la teoría de las componentes simétricas [6], [7]. En el filtro, la señal trifásica de entrada, llamada $u(t)$, sigue la siguiente expresión para cada fase.

$$u_{a,b,c}(t) = \sum_{h=1}^{M} U_{h_{a,b,c}} \cos(\omega_h t + \phi_{h_{a,b,c}}) \qquad (1)$$

donde U_h, w_h and ϕ_h son la amplitud, la frecuencia y la fase de la h-ésima sinusoide, respectivamente.

La señal de salida, llamada $u_f(t)$, debe ser una señal con una forma de onda sinusoidal pura y filtrada a la frecuencia a la cual ha sido sintonizado el filtro. En el caso de filtrado

de secuencia, las expresiones para cada componente a una frecuencia w_f corresponden a:

- Secuencia positiva (abc)

$$\begin{aligned} u^+_{f(a)}(t) &= U^+_f \cos(\omega_f t + \phi^+_f) \\ u^+_{f(b)}(t) &= U^+_f \cos(\omega_f t + \phi^+_f - 120^o) \\ u^+_{f(c)}(t) &= U^+_f \cos(\omega_f t + \phi^+_f + 120^o) \end{aligned} \quad (2)$$

- Secuencia negativa (acb)

$$\begin{aligned} u^-_{f(a)}(t) &= U^-_f \cos(\omega_f t + \phi^-_f) \\ u^-_{f(b)}(t) &= U^-_f \cos(\omega_f t + \phi^-_f + 120^o) \\ u^-_{f(c)}(t) &= U^-_f \cos(\omega_f t + \phi^-_f - 120^o) \end{aligned} \quad (3)$$

- Secuencia cero

$$\begin{aligned} u^0_{f(a)}(t) &= U^0_f \cos(\omega_f t + \phi^0_f) \\ u^0_{f(b)}(t) &= U^0_f \cos(\omega_f t + \phi^0_f) \\ u^0_{f(c)}(t) &= U^0_f \cos(\omega_f t + \phi^0_f) \end{aligned} \quad (4)$$

En la Figura 1 se muestra un esquema en donde se visualizan los resultados de usar este filtro cuando se extrae la componente de secuencia positiva a una frecuencia w_f de una señal trifásica distorsionada y desequilibrada.

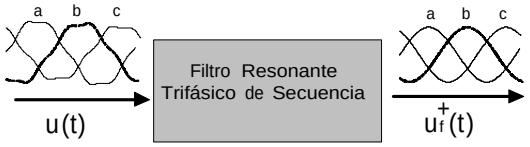


Figura 1. Esquema general del filtro propuesto.

A continuación, se analiza cada componente del filtro, empezando por la base matemática de un filtro monofásico y terminando con el filtro propuesto.

A. Filtro resonante monofásico

El filtro resonante monofásico se basa en la ecuación diferencial obtenida al analizar un circuito RLC-serie, esto es:

$$u(t) = R\,i(t) + L\frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i(t)\,dt \quad (5)$$

donde u e i corresponden a la tensión y la corriente respectivamente.

Cambiando la variable i por la señal de interés u_f y transformando (5) en el dominio de la frecuencia se obtiene la función de transferencia que relaciona la entrada del circuito con la salida, esto es:

$$\frac{\mathbf{U}_f(s)}{\mathbf{U}(s)} = \mathbf{Y}(s) = \frac{1}{R + sL + \frac{1}{sC}} \quad (6)$$

La respuesta en frecuencia del filtro resonante se obtiene al reemplazar, en la ecuación (6), la variable s por $j \cdot \omega$. Al variar w se puede observar que cuando toma el valor de la frecuencia de resonancia, $\omega_f = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 1$ p.u, el módulo de la admitancia toma su valor máximo, $Y = \frac{1}{R} = 1$ p.u y su fase es igual a 0, véase Figura 2. Lo anterior implica que el filtro resonante tendrá como salida aquella componente de la señal de entrada que esté a la frecuencia w_f, ésto sin modificar su ángulo de fase. Si $R = 1$ no se modificará la amplitud.

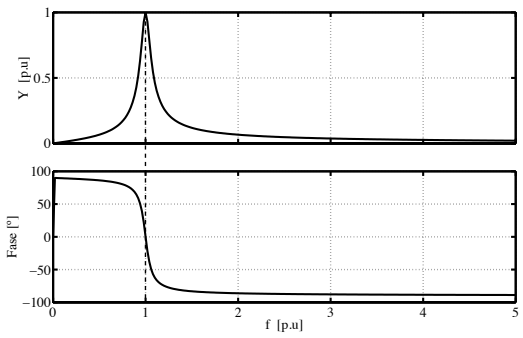


Figura 2. Respuesta en frecuencia de un filtro resonante de segundo orden.

La capacidad de supresión del resto de las componentes armónicas dependerá del llamado factor de calidad Q, dado por la ecuación (7). Entre más alto sea el valor del factor de calidad más selectiva será la respuesta del filtro resonante. Sin embargo, una mayor selectividad implica más tiempo en alcanzar el estado estable.

$$Q = \frac{\omega_f L}{R} \quad (7)$$

B. Filtro resonante trifásico de secuencia

De acuerdo con la teoría de las componentes simétricas [6], [7], una señal trifásica desequilibrada se puede descomponer en tres componentes de secuencia: positiva (+), negativa (-) y cero (0). En el caso de señales de tensión, se obtiene en el D.T un modelo que es dado por (8), (9) y 10 para las tensiones de fase, u_a, u_b, u_c.

$$u_a(t) = u^0_a(t) + u^+_a(t) + u^-_a(t) \quad (8)$$

$$u_b(t) = u^0_b(t) + u^+_b(t) + u^-_b(t) \quad (9)$$

$$u_c(t) = \underbrace{u^0_c(t)}_{Sec\ 0} + \underbrace{u^+_c(t)}_{Sec\ +} + \underbrace{u^-_c(t)}_{Sec\ -} \quad (10)$$

A continuación se detalla como obtener cada componente de secuencia.

1) Secuencia positiva: Operando (8), (9) y (10) se obtienen las siguientes expresiones para las tensiones de línea:

$$u_{ab}(t) = u^+_{ab}(t) + u^-_{ab}(t) \quad (11)$$

$$u_{bc}(t) = u^+_{bc}(t) + u^-_{bc}(t) \quad (12)$$

$$u_{ca}(t) = u^+_{ca}(t) + u^-_{cb}(t) \quad (13)$$

Las ecuaciones (11), (12) y (13) demuestran que la información de las secuencias positiva y negativa está en las tensiones de línea. Además si se tiene en cuenta que la suma de éstas tensiones siempre es igual a cero ($u_{ab}+u_{bc}+u_{ca} = 0$),

solo será necesario, para el cálculo de las secuencias positiva y negativa, el uso de dos tensiones de línea.

En este orden de ideas, y retomando el filtro resonante dado en (5), se plantean las siguientes ecuaciones para las tensiones de línea u_{ab} y u_{bc}:

$$\frac{du_{f(ab)}}{dt} = \frac{u_{ab}}{L} - \frac{R}{L}u_{f(ab)} - \frac{1}{LC}\int_{-\infty}^{t} u_{f(ab)}\,dt \qquad (14)$$

$$\frac{du_{f(bc)}}{dt} = \frac{u_{bc}}{L} - \frac{R}{L}u_{f(bc)} - \frac{1}{LC}\int_{-\infty}^{t} u_{f(bc)}\,dt \qquad (15)$$

Las ecuaciones (14) y (15) sólo filtran la componente de frecuencia igual a $w_f = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, pero no consideran la secuencia. Para filtrar la componente de secuencia se debe establecer una relación que condicione a las dos ecuaciones, haciendo cumplir las propiedades que rigen a cada componente de secuencia. Para el caso de la secuencia positiva (abc), éste vínculo se puede lograr forzando a que se cumplan las siguientes ecuaciones[1]:

$$\int_{-\infty}^{t} u_{f(ab)}\,dt = \frac{1}{w_f}\left[\frac{2u_{f(bc)} + u_{f(ab)}}{\sqrt{3}}\right] \qquad (16)$$

$$\int_{-\infty}^{t} u_{f(bc)}\,dt = \frac{1}{w_f}\left[\frac{-u_{f(bc)} - 2u_{f(ab)}}{\sqrt{3}}\right] \qquad (17)$$

Reemplanzando (16) en (14) y (17) en (15) y realizando algunas operaciones matemáticas, se obtiene el siguiente modelo en variables de estado.

$$\begin{pmatrix} \dot{u}^{+}_{f(ab)} \\ \dot{u}^{+}_{f(bc)} \end{pmatrix} = \mathbf{A}^{+}\begin{pmatrix} u^{+}_{f(ab)} \\ u^{+}_{f(bc)} \end{pmatrix} + \mathbf{B}^{+}\begin{pmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \end{pmatrix} \qquad (18)$$

donde,

$$\mathbf{A}^{+} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} - \frac{w_f}{\sqrt{3}} & -\frac{2w_f}{\sqrt{3}} \\ \frac{2w_f}{\sqrt{3}} & -\frac{R}{L} + \frac{w_f}{\sqrt{3}} \end{pmatrix};\ \mathbf{B}^{+} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{pmatrix} \qquad (19)$$

Con el modelo dado en (18) se obtienen las componentes de secuencia positiva[2] a la frecuencia w_f de las tensiones de línea ab y bc. Para hallar la componente de secuencia positiva de la tensión de línea entre las fases ca se considera que la suma de las tensiones de línea es siempre igual a cero, esto implica:

$$u^{+}_{f(ca)} = -(u^{+}_{f(ab)} + u^{+}_{f(bc)}) \qquad (20)$$

Finalmente, para obtener las tensiones de fase en función de las tensiones de línea ab y bc se recurre a las siguientes ecuaciones:

$$u^{+}_{f(a)} = \frac{2u^{+}_{f(ab)} + u^{+}_{f(bc)}}{3} \qquad (21)$$

$$u^{+}_{f(b)} = \frac{-u^{+}_{f(ab)} + u^{+}_{f(bc)}}{3} \qquad (22)$$

$$u^{+}_{f(c)} = \frac{-u^{+}_{f(ab)} - 2u^{+}_{f(bc)}}{3} \qquad (23)$$

2) Secuencia negativa: Para calcular las componentes de secuencia negativa se recurre al mismo modelo establecido en (18) y (19) pero cambiando w_f por $-w_f$. Para obtener las tensiones de fase en función de las tensiones de línea se recurre a las ecuaciones (21), (22) y (23) que son válidas tanto para la secuencia positiva como la negativa. En el caso de que no exista distorsión, se puede recurrir a un cálculo que involucra menos esfuerzos computacionales y éste corresponde a:

$$u^{-}_{f(ab)}(t) = u_{ab}(t) - u^{+}_{f(ab)}(t) \qquad (24)$$

$$u^{-}_{f(bc)}(t) = u_{bc}(t) - u^{+}_{f(bc)}(t) \qquad (25)$$

$$u^{-}_{f(ca)}(t) = u_{ca}(t) - u^{+}_{f(ca)}(t) \qquad (26)$$

3) Secuencia cero: La información de la secuencia cero se encuentra en las tensiones de fase. En ese sentido, ésta componente puede calcularse como sigue:

$$u^{0}_{f(a)}(t) = u_{f(a)}(t) - u^{+}_{f(a)}(t) - u^{-}_{f(a)}(t) \qquad (27)$$

$$u^{0}_{f(b)}(t) = u^{0}_{f(a)} \qquad (28)$$

$$u^{0}_{f(c)}(t) = u^{0}_{f(a)} \qquad (29)$$

La ecuación (27) muestra la necesidad de realizar un filtrado en la tensión de la fase a, el cual se hace recuriendo al filtro monofásico dado en (5). En el caso de que no exista distorsión, se puede recurrir a un cálculo que involucra menos cálculos matemáticos y éste corresponde a:

$$u^{0}_{f} = \frac{u_a + u_b + u_c}{3} \qquad (30)$$

III. Resultados simulados

Con el fin de verificar el funcionamiento del filtro propuesto se han realizado una gran cantidad de simulaciones en *Matlab/Simulink*. De las simulaciones se ha encontrado que con valores de $Q \geq 50$ se obtiene un buen grado de selectividad. A continuación se muestran los resultados obtenidos para diferentes señales de entrada, considerando unos valores de los parámetros del filtro de $Q = 50$ y $R = 1$.

A. Señal trifásica desequilibrada y sin distorsión

En este caso se considera una señal trifásica desequilibrada y sin distorsión como la mostrada en la Figura 3. La expresión matemática para éstas señales está dada por (31), en donde $f = 60$ Hz y $w_f = 120\pi$ rad/s.

[1] Asumiendo que la señal filtrada, u_f, sigue una forma de onda sinusoidal, se tiene que: $\int \cos(wt+\theta)\,dt = \frac{1}{w}\cos(wt+\theta-90^o) = \frac{1}{\sqrt{3}w}[2\cos(wt+\theta-120^o)+\cos(wt+\theta)]$.

[2] Se coloca el superíndice $(+)$ para indicar que el modelo es válido para la componente de secuencia positiva.

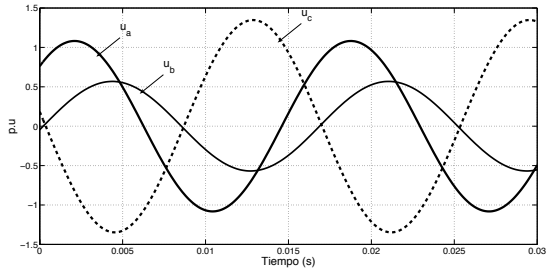


Figura 3. Señales trifásicas desequilibradas y sin distorsión.

La ecuación (31) incluye tres partes: una componente de secuencia positiva a la frecuencia w_f, una componente de secuencia negativa a la frecuencia w_f y una componente de secuencia cero a la frecuencia w_f. Esta información también puede observarse, de manera fasorial, en la Tabla I.

$$\begin{aligned} u_a(t) &= 0.9\cos(w_f t - 30^o) - 0.45\cos(w_f t + 45^o) \\ &\quad +0.3\cos(w_f t) \\ &= 1.0815\cos(w_f t - 45.2612^o) \\ u_b(t) &= 0.9\cos(w_f t - 150^o) - 0.45\cos(w_f t + 165^o) \\ &\quad +0.3\cos(w_f t) \\ &= 0.5682\cos(w_f t - 94.5175^o) \\ u_c(t) &= 0.9\cos(w_f t + 90^o) - 0.45\cos(w_f t - 75^o) \\ &\quad +0.3\cos(w_f t) \\ &= 1.3472\cos(w_f t + 82.1703^o) \end{aligned} \tag{31}$$

TABLA I

FASORES DE LAS COMPONENTES DE SECUENCIA PARA $f = 60$ HZ.

Fase	Sec (+)	Sec (-)	Sec (0)	Total
a	0,9 / -30	0.45 / -135	0.3 / 0	1.0815 / -45.2612
b	0,9 / -150	0.45 / -15	0.3 / 0	0.5682 / -94.5175
c	0,9 / 90	0.45 / 105	0.3 / 0	1.3472 / 82.1703

Los resultados al usar el filtro propuesto se muestran en las Figuras 4 y 5. En la Figura 4 se muestra la respuesta transitoria para el filtro de Sec (+) y en la Figura 5 se muestra la respuesta de estado estable para las tres secuencias.

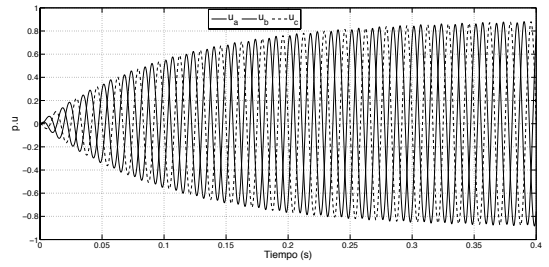


Figura 4. Respuesta transitoria para la Sec (+).

En la Figura 5 se puede observar que, una vez que se alcanza el estado estable, el filtro propuesto extrae en el dominio del tiempo las componentes de secuencia de la señal de entrada. En esta Figura se observa claramente que las amplitudes corresponden a $0.9, 0.45$ y 0.3 p.u para las secuencias positiva, negativa y cero respectivamente. Además las señales de la secuencia (+) están atrasadas 30^o con respecto a la secuencia (0) y las de secuencia negativa están atrasadas 135^o con respecto a la secuencia (0). Los anteriores resultados corresponden con lo mostrado en la Tabla I, confirmando la efectividad de filtro propuesto.

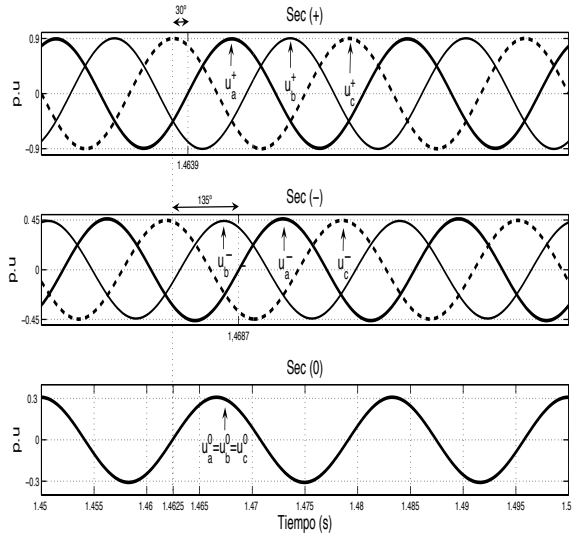


Figura 5. Respuesta de estado estable para las secuencias +,-,0.

B. Señal trifásica distorsionada y equilibrada

En este caso se considera una señal trifásica distorsionada y equilibrada como la mostrada en la Figura 6. La expresión matemática para éstas señales está dada por (32), en donde $f = 60$ Hz y $w_f = 120\pi$ rad/s.

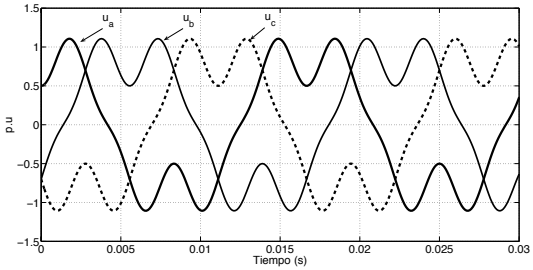


Figura 6. Señal trifásica distorsionada y equilibrada.

$$\begin{aligned} u_a(t) &= \cos(w_f t) - 0.3\cos(3w_f t) - 0.2\cos(5w_f t) \\ u_b(t) &= \cos(w_f t - 120^o) - 0.3\cos(3w_f t) \\ &\quad -0.2\cos(5w_f t + 120^o) \\ u_c(t) &= \cos(w_f t + 120^o) - 0.3\cos(3w_f t) \\ &\quad -0.2\cos(5w_f t - 120^o) \end{aligned} \tag{32}$$

La ecuación (32) muestra tres partes: una componente de secuencia positiva a la frecuencia w_f, una componente de secuencia cero a la frecuencia $3w_f$ y una componente de secuencia negativa a la frecuencia $5w_f$. Esta información también puede observarse, de manera fasorial, en la Tabla II. Nótese que a pesar de que la señal contiene las tres componentes de secuencia, la onda resultante es distorsionada pero equilibrada. La razón para esto es que los armónicos tienen su propia secuencia dominante y siguen la siguiente regla: $+, -, 0, +, -, 0, .$ para los armónicos $1, 2, 3, 4, 5, 6, .$ respectivamente.

TABLA II

COMPONENTES DE SECUENCIA POR FRECUENCIA: FASORES

$h = \frac{w}{w_f}$	fase	Sec (+)	Sec (-)	Sec (0)
1	*a*	1 $\angle$ 0	0	0
	b	1 $\angle$ -120	0	0
	c	1 $\angle$ 120	0	0
3	*a*	0	0	0.3 $\angle$ 180
	b	0	0	0.3 $\angle$ 180
	c	0	0	0.3 $\angle$ 180
5	*a*	0	0.2 $\angle$ 180	0
	b	0	0.2 $\angle$ -60	0
	c	0	0.2 $\angle$ 60	0

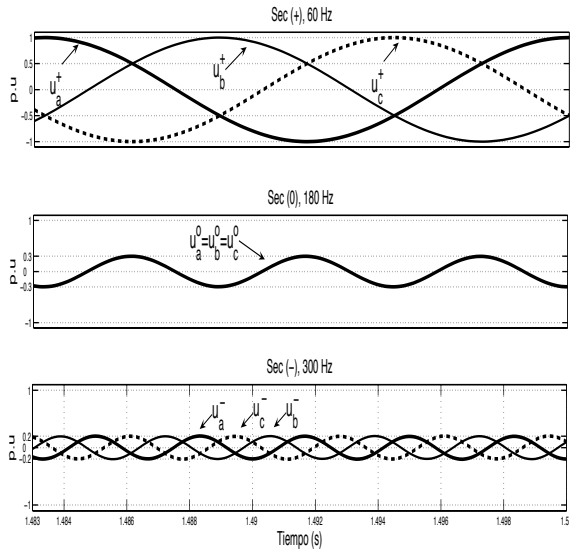


Figura 7. Respuesta de estado estable para la secuencia positiva a 60 Hz, cero a 180 Hz y negativa a 500 Hz.

En la Figura 7 se resumen los resultados obtenidos para las frecuencias de 60, 180 y 300 Hz respectivamente. Se nota claramente que en la componente de secuencia positiva a 60 Hz las señales tienen una amplitud de 1 p.u y están atrasadas 120^o entre sí. En la componente de secuencia cero a 180 Hz las señales tienen una amplitud de 0.3 p.u y están en fase. Finalmente, en la componente de secuencia negativa a 300 Hz las señales tienen una amplitud de 0.2 p.u y están adelantadas 120^o entre sí. Estos resultados, nuevamente, son congruentes con lo especificado en la ecuación (32) y en la Tabla II.

C. Señal trifásica distorsionada y desequilibrada

En este caso se considera una señal trifásica distorsionada y desequilibrada como la mostrada en la figura 8.

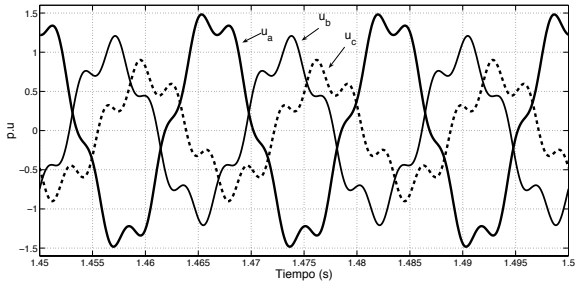


Figura 8. Señal trifásicas distorsionada y desequilibrada.

La expresión matemática para éstas señales está dada por (33), en donde $f = 60$ Hz y $w_f = 120\pi$ rad/s.

$$\begin{aligned} u_a(t) &= \cos(w_f t) + 0.45\cos(w_f t + 20^o) \\ &\quad -0.2\cos(5w_f) \\ u_b(t) &= \cos(w_f t - 120^o) + 0.45\cos(w_f t + 140^o) \\ &\quad -0.2\cos(5w_f t + 120^o) \\ u_c(t) &= \cos(w_f t + 120^o) + 0.45\cos(w_f t - 100^o) \\ &\quad -0.2\cos(5w_f t - 120^o) \end{aligned} \tag{33}$$

La ecuación (33) muestra tres partes: una componente de secuencia positiva a la frecuencia w_f, una componente de secuencia negativa a la frecuencia w_f y una componente de secuencia negativa a la frecuencia $5w_f$.

La informacin de (33) puede verse de manera fasorial, para 60 Hz y 300 Hz, en la tabla III.

TABLA III

COMPONENTES DE SECUENCIA POR FRECUENCIA: FASORES

$h = \frac{w}{w_f}$	fase	Sec (+)	Sec (-)	Sec (0)
1	*a*	1 $\angle$ 0	0.45 $\angle$ 20	0
	b	1 $\angle$ -120	0.45 $\angle$ 140	0
	c	1 $\angle$ 120	0.45 $\angle$ -100	0
5	*a*	0	0.2 $\angle$ 180	0
	b	0	0.2 $\angle$ -60	0
	c	0	0.2 $\angle$ 60	0

En cuanto a los resultados, en la Figura 9 se muestra la respuesta de salida del filtro resonante trifásico para una frecuencia de 60 Hz. En esta figura se puede observar que los valores de amplitud y de ángulo de fase tanto para la secuencia positiva como negativa corresponden a los especificados en la ecuación (33) y Tabla III.

Los resultados demuestran claramente la eficacia del filtro propuesto, tanto para extraer armónicos como sus componentes de secuencia.

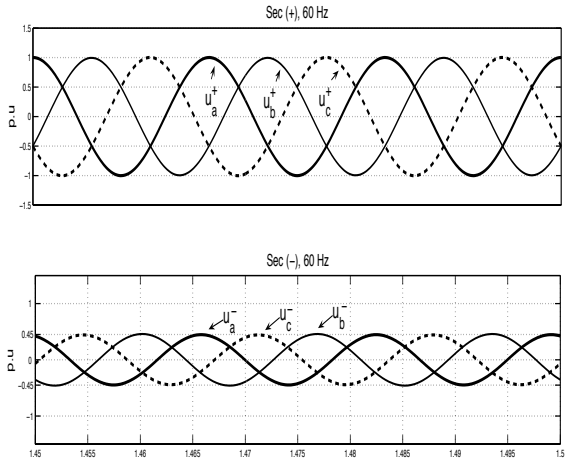


Figura 9. Respuesta de estado estable para las secuencias positiva y negativa, para una frecuencia, $f = 60$ Hz.

IV. Resultados experimentales

A continuación se presentan los resultados obtenidos al implementar en tiempo real el filtro resonante trifásico propuesto. Las ecuaciones del filtro fueron discretizadas utilizando la transformación bilineal [19]. La implementación es realizada en la tarjeta de desarrollo *dSPACE* 1104 [20]. En la Figura 10, se muestran parte de los resultados obtenidos en la implemetación en tiempo real. En este caso se ha tomado como señal de entrada la dada en la ecuación (33) y se muestra como señal de salida la componente de secuencia positiva a 60 Hz. El tiempo de ejecución de las operaciones matemáticas fué de 30 us, lo cual implica que la implementación en tiempo real es viable sólo para aplicaciones que se ejecuten a frecuencias menores de 33 kHz.

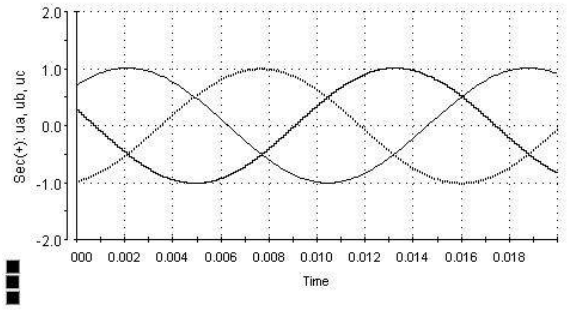


Figura 10. Resultados obtenidos en tiempo real: obtención de la secuencia positiva, $f = 60$ Hz.

V. Conclusiones

En este artículo se ha presentado un filtro resonante trifásico que permite extraer las componentes instantáneas de secuencia positiva, negativa y cero de una señal desequilibrada y distorsionada. El filtro presenta como ventajas que trabaja en el dominio del tiempo, que sólo necesita de dos tensiones de línea para estimar las sec(+) y sec (-) y su sólida base conceptual. Como punto débil se identifica la relación inversa entre selectividad y rapidez para alcanzar la respuesta de estado estable, no obstante eso es una característica que es inherente a la dinámica de cualquier filtro pasivo. Finalmente, los resultados obtenidos tanto simulados como experimentales validan la efectividad del filtro propuesto.

Agradecimientos

Los autores agradecen a la Universidad Industrial de Santander por su apoyo a este trabajo mediante el proyecto VIE-DIEF-5538: Estudio e implementación en tiempo real de algoritmos de estimación de magnitudes eléctricas para el control de dispositivos *Custom Power*.

Referencias

[1] AENOR, *Compatibilidad Electromágnetica (CEM) - Parte 4-30: Técnicas de ensayo y de medida - Métodos de medida de la calidad de suministro*. UNE-EN 61000-4-30, 2004.

[2] M. Bollen and I. Gu, *Signal processing of power quality disturbances*, 1st ed., J. W. . Sons, Ed., 2006.

[3] AENOR, *Características de la tensión suministrada por las redes de distribución*. UNE-EN 50160, 2001.

[4] ——, *Compatibilidad Electromágnetica (CEM) - Parte 4-7: Técnicas de ensayo y de medida - Guía general relativa a las medidas de armónicos e interarmónicos, as como a los aparatos de medida, aplicable a redes de suministro y a los aparatos conectados a éstas*. UNE-EN 61000-4-7, 2004.

[5] G.-C. Hsieh and J. Hung, "Phase-locked loop techniques: A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, no. 6, pp. 609–615, Dec. 1996.

[6] C. Fortescue, "Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks," in *Proc. 34th Annual convention of American Institute of Electrical Engineers*, Jun. 1918, pp. 1027–1134.

[7] J. Grainger and W. Stevenson, *Análisis de Sistemas de Potencia*, 1st ed. Mc Graw Hill, 1996.

[8] L. Mohan, *Symmetrical Components*. Pergamon Press, 1968.

[9] J. Petit, "Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados (in spanish)," Ph.D. dissertation, Universidad Carlos III de Madrid, Oct 2007.

[10] A. Ghosh and G. Ledwich, *Power quality enhancement using custom power devices*, 1st ed. Kluwer's power electronics and power systems series, 2002.

[11] N. Hingorani and G. Narain, *Understanding FACTS : concepts and technology of flexible AC transmission systems*, 1st ed. IEEE Pres, 2000.

[12] J. Petit, G. Robles, and H. Amarís, "Current reference control for shunt active power filters under non-sinusoidal voltage conditions," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, pp. 2254–2261, Oct. 2007.

[13] M. Karimi-Ghartemani, H. Mokhtari, M. Iravani, and M. Sedighy, "A signal processing system for extraction of harmonics and reactive current of single-phase systems," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 19, no. 3, pp. 979–986, Jul. 2004.

[14] M. Rastogi, N. Mohan, and A.-A. Edris, "Filtering of harmonic currents and damping of resonances in power systems with a hybrid-active filter," in *Proc. Tenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'95)*, vol. 0, no. 2, Mar. 1995, pp. 607–612.

[15] V. Moreno, A. López, and R. Garcías, "Reference current estimation under distorted line voltage for control of shunt active power filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 190, no. 4, pp. 988–994, Jul. 2004.

[16] J. Barros and E. Pérez, "An adaptive method for determining the reference compensating current in single-phase shunt active power filters," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 18, no. 4, pp. 1578–1580, Oct. 2003.

[17] W. Hayt, J. Kemmerly, and S. Durbin, *Análisis de circuitos en ingeniería*, 6th ed. Mc Graw Hill, 2003.

[18] A. Oppenheim, *Signals and systems*, 2nd ed. Prentice-Hall International, 1993.

[19] A. Oppenheim and R. Schafer, *Discrete-time signal processing*, 2nd ed., P. Hall, Ed., 1999.

[20] http://www.dspace.com/ww/en/pub/home.cfm.

Control de Corriente por Banda Adaptiva de Histéresis en los Filtros Activos de Potencia.

Alfonso Alzate G., Andrés Escobar M., Jesser J. Marulanda

Abstract—This paper describes a methodology for harmonics compensation and current and voltages balance in a four-wire-three phase system based in synchronous dq0 reference frame compensation theory. Furthermore using an adaptive hysteresis band current control, the modulation frequency of semiconductor device is kept nearly constant.

***Index Terms*— Adaptive band, modulation frequency.**

I. INTRODUCCIÓN

Un problema presente en los sistemas eléctricos de distribución, es el aumento progresivo de cargas no lineales incrementando las corrientes y tensiones armónicas. La presencia de armónicos en las redes origina problemas que pueden ser graves cuando su contenido es elevado, como son: Sobrecargas en el conductor de neutro, calentamiento de equipos, vibraciones en maquinas eléctricas conectadas a la red, aumento de potencia reactiva circulante y disminución del factor de potencia entre otros [1]. Estos problemas han adquirido tal importancia, que algunos organismos han establecido normas, como IEEE 519 que limitan el THD de las señales de corriente y tensión al 5%.

Convencionalmente, filtros pasivos LC y bancos de condensadores se utilizan para reducir la circulación de corrientes armónicas y corregir el factor de potencia inyectando reactivos al sistema. Esta metodología de compensación presenta varias desventajas, ya que no es posible modificar sus parámetros para ajustarse a cargas fluctuantes, no pueden lograrse objetivos de compensación complejos y pueden aparecer problemas de resonancia entre el capacitor shunt y la inductancia de la red [2].

Otras técnicas como los filtros activos de potencia para mitigar armónicos y compensar potencia reactiva han sido analizadas en los últimos años. Presenta varias ventajas frente a los filtros pasivos ya que pueden adaptarse a cambios en la carga, son aptos para formas de onda compleja, minimizan la posibilidad de aparición de resonancias y además de efectuar la compensación, puede realizar otras funciones como equilibrar las corrientes de línea y reducir la corriente por el neutro.

Este trabajo fue realizado gracias al apoyo de COLCIENCIAS dentro del proyecto 1110-08-17738. Alfonso Alzate es Profesor Titular y Andrés Escobar es profesor auxiliar del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Tecnológica de Pereira (email: alalzate@utp.edu.co).

Jesser J. Marulanda trabaja en el Grupo de Investigación en Electrónica de Potencia de la Universidad Tecnológica de Pereira

Entre las técnicas para controlar la corriente de los filtros activos de potencia, el control por histéresis es el más utilizado por su excelente comportamiento dinámico y sencilla estructura, respecto a otros métodos como el controlador predictivo y el PWM lineal [3]. La principal desventaja es que da lugar a una frecuencia de conmutación variable en el inversor lo cual complica el diseño del filtro activo requiriendo de dispositivos semiconductores con un amplio rango de operación y aumentando las pérdidas en la conmutación. Se han propuesto varias soluciones para controlar la variación de la frecuencia de conmutación en el control por histéresis, como la modulación vectorial [4] y algoritmos digitales [5], pero debido a sus características de operación se requiere de dispositivos de procesado muy rápidos y con gran capacidad de cálculo como DSP y FPGAs. Una alternativa que presenta un menor esfuerzo computacional es el control por banda adaptiva de histéresis [6], el cual utiliza la relación entre la banda de histéresis y la frecuencia de conmutación para mantener esta última idealmente constante.

El control de corriente por banda adaptiva de histéresis es aplicada en este trabajo a un filtro activo de potencia, para mitigar las perturbaciones producidas por una carga desbalanceada conformada con cargas no lineales monofásicas.

II. GENERALIDADES SOBRE LOS FILTROS ACTIVOS

Dependiendo de cómo se conecta el filtro respecto a la carga, se puede distinguir entre filtro serie, filtro paralelo y filtro mixto. La conexión paralela es la más usada [1] y es la que se utiliza en este documento. Con esta conexión, los filtros se comportan como una fuente de corriente, inyectan en el punto de conexión y en contrafase las corrientes armónicas generadas por la carga de modo que estas quedan anuladas por suma de corrientes en el nodo de conexión y en consecuencia se elimina la distorsión de la corriente de alimentación.

Los filtros activos paralelo están conformados por un inversor el cual se conecta a la red a través de inductancias de acople, un elemento almacenador de energía conectado en el lado de continua del inversor para intercambiar energía con la red, dispositivos de acondicionamiento de las señales de potencia y un circuito de control que se encarga mediante algoritmos de compensación del cálculo de las corrientes de referencia del controlador de corriente.

Con el objetivo de anular las corrientes de alta frecuencia que se producen por los diferentes estados de conmutación que

atraviesa el inversor, en la salida del filtro activo se conecta una etapa de filtrado pasivo. La frecuencia de sintonización del filtro pasivo debe ser superior a la máxima frecuencia que presentan las corrientes de compensación para no afectar la forma original de estas señales. La figura 1 muestra la estructura de un filtro activo de potencia.

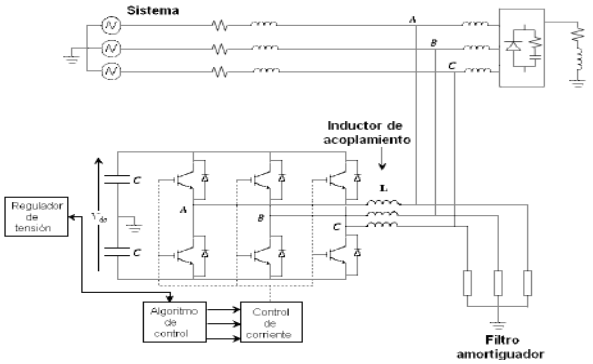


Fig. 1. Estructura de un filtro activo de potencia.

El inversor mostrado en la figura, recibe el nombre de convertidor de tres ramas con condensador repartido. En esta topología, al estar el neutro de la carga conectado con el punto medio de la barra de tensión continua, hace que las tres ramas del inversor trabajen de manera independiente, es decir, la tensión de salida de cada rama depende únicamente del estado de conmutación de sus dos inversores. Esta característica facilita el control de la tensión de salida y es su principal ventaja, siendo utilizado por fabricantes de filtros activos para redes de cuatro hilos de media y baja potencia, alcanzando los 120A de corriente de compensación por fase en redes de 400V [7].

III. SISTEMA DE CONTROL, CÁLCULO DE LAS CORRIENTES DE REFERENCIA

Dentro de los métodos de control que se utilizan para determinar las corrientes de compensación, existen dos grupos, caracterizados en el dominio de la frecuencia y en el dominio del tiempo. Los métodos en el dominio de la frecuencia realizan el análisis de las señales de tensión y/o corriente mediante la transformación de Fourier. Estos métodos son computacionalmente complejos y requieren de un tiempo grande para la respuesta [8].

Las estrategias de compensación en el dominio del tiempo están basadas en la derivación instantánea de las señales de compensación en forma de señales de tensión o de corriente. Entre las teorías en el dominio del tiempo se encuentra el marco de referencia sincrónico, que es utilizado en este documento.

A. Sistema de referencia sincrónico.

Este método se basa en la representación del sistema trifásico de corrientes en un sistema de ejes en movimiento denominado dq0, y su posterior aplicación en la discriminación de las componentes de corriente que interesan para la compensación [6].

La conversión entre el sistema trifásico convencional en ejes abc, al sistema de ejes en movimiento dq0, se realiza mediante la transformación de Park, muy utilizada en el estudio de las máquinas eléctricas.

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) \\ -sen(\theta) & -sen(\theta-\frac{2\pi}{3}) & -sen(\theta+\frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (1)$$

Las potencias instantáneas en el sistema de referencia dq0 permanecen invariantes respecto al sistema trifásico abc, debido a la condición de ortonormalidad y ortogonalidad de la matriz de Park [1]. La transformación de Park, al referir el sistema trifásico a un sistema de ejes en movimiento cuya posición en el tiempo queda establecida mediante el conocimiento del ángulo θ, permite discriminar las componentes de corriente que interesan para la compensación sincronizando el sistema de ejes móviles. El proceso de sincronización consiste en alinear el eje d con la tensión de red como referencia, a la frecuencia fundamental y con sentido de giro correspondiente a la secuencia positiva de tensiones. El sistema de corrientes trifásico queda simplificado considerablemente, puesto que las componentes de corriente que giren a la misma velocidad y con igual sentido de giro que los ejes en movimiento dq se percibirán como valores constantes, mientras que todas las demás componentes, incluyendo armónicos y la fundamental de la componente inversa, aparecen como componentes alternas lo cual facilita su discriminación mediante filtrado. Lo anterior se expresa por medio de las siguientes ecuaciones:

$$i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \quad (2)$$

$$i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \quad (3)$$

$$i_0 = \tilde{i}_0 \quad (4)$$

Haciendo referencia a los sistemas de compensación basados en el cálculo de las potencias, la componente continua de corriente según el eje d es la activa, la componente de corriente según el eje q es la reactiva y la componente según el eje *0* es la homopolar [9]. Para determinar las corrientes de compensación, se parte de que la red suministre la componente activa de corriente, sumada a la corriente representativa de pérdidas del filtro activo y el sistema de compensación suministrará a la carga las corrientes restantes. La determinación de la corriente de pérdidas se realiza a través de un controlador de voltaje tipo proporcional. Las corrientes de referencia para la compensación en el sistema de ejes dq0 son:

$$\begin{pmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{i}_d - \bar{i}_{perd} \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} \quad (5)$$

A partir de esta ecuación, se obtienen las corrientes de referencia para la compensación en el sistema de ejes abc:

$$\begin{pmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -sen(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -sen(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -sen(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \\ i_{c0} \end{pmatrix} \quad (6)$$

El sistema de sincronización para el seguimiento de la frecuencia fundamental de la tensión de red puede hacerse, por ejemplo, con un sistema de seguimiento tipo PLL.

B. Control de la tensión de continua.

La tensión de continua es regulada con un controlador tipo proporcional, el cual al detectar las descargas del condensador conectado en el lado de continua del inversor incrementa el valor de la corriente de pérdidas con el objeto de recuperar la tensión prevista en el condensador. En efecto, la energía almacenada por el condensador en el instante de tiempo *t* se puede expresar como:

$$E_{dc} = \frac{1}{2} c v_{dc}^2(t) \quad (7)$$

Siendo *c* la capacidad del condensador de compensación y $v_{dc}(t)$ la tensión entre placas del condensador. Si $v^*_{dc}(t)$ es la tensión de referencia para el condensador, la variación de energía por el condensador a lo largo de un ciclo de la componente fundamental de la red es:

$$\Delta E_{dc} = \frac{1}{2} c v_{dc}^{*2} - \frac{1}{2} c v_{dc}^2(t) \quad (8)$$

$$\Delta E_{dc} = \frac{c}{2} (v_{dc}^* + v_{dc}(t))(v_{dc}^* - v_{dc}(t)) \quad (9)$$

Teniendo en cuenta que la variación de la tensión en el condensador durante un ciclo de la frecuencia fundamental es pequeña, la ecuación (9) puede aproximarse a:

$$\Delta E_{dc} = c v_{dc}^* (v_{dc}^* - v_{dc}(t)) \quad (10)$$

Esta variación de carga en el condensador debe ser compensada mediante el consumo de corriente a la frecuencia fundamental de la red y en fase con la onda de tensión para no introducir consumo de potencia reactiva. Por lo tanto, la variación de energía del condensador debe ser compensada mediante:

$$\Delta E_{dc} = \int_0^T 3 v_p sen(wt) I_c sen(wt) dt \quad (11)$$

$$\Delta E_{dc} = \frac{3}{2} v_p I_c T \quad (12)$$

Siendo v_p la tensión de fase pico en el punto de conexión de la carga e I_c la amplitud de la corriente que circula por el filtro que coincide con la corriente de compensación. Sustituyendo la ecuación (10) en (12), se tiene:

$$c v_{dc}^* (v_{dc}^* - v_{dc}(t)) = \frac{3}{2} v_p I_c T \quad (13)$$

Donde la señal de entrada al controlador proporcional es:

$$e_v(t) = (v_{dc}^* - v_{dc}(t)) \quad (14)$$

Reemplazando (14) en (13), se tiene:

$$c v_{dc}^* e_v(t) = \frac{3}{2} v_p I_c T \quad (15)$$

Usando el marco de referencia sincrónico, el valor de la constante proporcional es:

$$k_p = \frac{2 c v_{dc}^*}{3 T v_p} \quad (16)$$

IV. CONTROL DE CORRIENTE, BANDA ADAPTIVA DE HISTÉRESIS.

Entre los métodos de control de corriente que han demostrado mayor efectividad en aplicaciones de filtrado activo se destaca el control por histéresis de corriente [10]. Su principal característica es que la generación de la señal de referencia y su modulación se realiza simultáneamente, haciendo que este método de control sea capaz de suministrar la respuesta dinámica más rápida posible. La principal desventaja que presenta en su versión convencional, es que la frecuencia de conmutación varía durante un periodo de la fundamental, resultando a veces en una operación irregular del inversor y aumentando las pérdidas por conmutación.

En la versión convencional, las corrientes inyectadas por el filtro al sistema de potencia son sensadas y comparadas de forma instantánea con las corrientes de referencia. La señal de error resultante *e(t)*, es aplicada a un circuito comparador de histéresis de amplitud fija que dependiendo del ancho de banda de histéresis y del valor instantáneo de la señal de error, genera los pulsos de activación de los dispositivos semiconductores del inversor. Una representación esquemática se muestra en la figura 2.

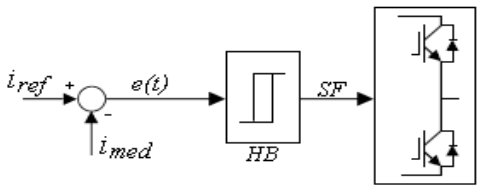


Fig. 2. Control de corriente por banda fija de histéresis.

Así, mientras que la desviación de la corriente inyectada en el sistema respecto a la corriente de referencia no supere el

ancho de la banda de histéresis, el inversor mantiene el estado de conmutación. La lógica de control es dada de la siguiente manera:

Si: $i_{medida} < (i_{ref} - HB)$ el interruptor superior se activa y simultáneamente es desconectado el interruptor inferior.

Si: $i_{medida} > (i_{ref} + HB)$ el interruptor inferior se activa y simultáneamente es desconectado el interruptor superior.

Para mantener la frecuencia de conmutación constante, se han propuesto varias modificaciones en la versión convencional del control de histéresis, entre ellas el control de corriente por banda adaptiva de histéresis. Esta técnica fue establecida inicialmente para las máquinas eléctricas [11] y posteriormente aplicada en los filtros activos de potencia. El control por banda adaptiva, cambia el ancho de banda HB para mantener constante la frecuencia de conmutación de los semiconductores del inversor, mejorando de esta manera la desventaja que presenta la versión convencional.

El valor de HB determinado en cada instante por el control de corriente ingresa al comparador de histéresis, que dependiendo de su valor y del valor instantáneo de la señal de error, genera los pulsos de activación de los dispositivos semiconductores del inversor. La figura 3 muestra las señales de corriente y voltaje moduladas por ancho de pulso para la inductancia de acople de la fase a.

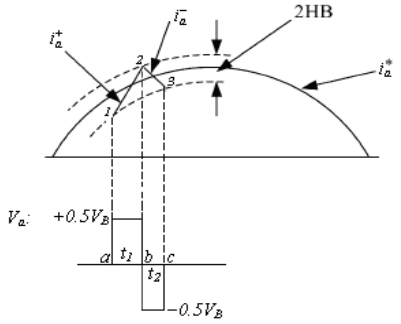


Fig. 3. Ondas de corriente y voltaje para el control por histéresis de corriente.

La corriente i^-_a tiende a cruzar la banda inferior de histéresis en el punto 1 donde el transistor superior de la rama *a* es activado. La corriente lineal ascendente i^+_a luego toca la banda superior en el punto 2, donde el transistor inferior de la rama *a* es activado.

Considerando que en el período de modulación la magnitud del voltaje de la red se mantiene constante y que la corriente de referencia es lineal, se pueden escribir las siguientes ecuaciones en los respectivos intervalos de conmutación t_1 y t_2:

$$\frac{d}{dt} i_a^+ = \frac{1}{L}(0.5v_B - v_s) \tag{17}$$

$$\frac{d}{dt} i_a^- = -\frac{1}{L}(0.5v_B + v_s) \tag{18}$$

Donde L es el valor de la inductancia de enlace, i^+_a es la corriente lineal ascendente y i^-_a es la corriente lineal descendente.

De la geometría de la figura 3:

$$t_1 \frac{d}{dt} i_a^+ - t_1 \frac{d}{dt} i_a^* = 2HB \tag{19}$$

$$t_2 \frac{d}{dt} i_a^- - t_2 \frac{d}{dt} i_a^* = -2HB \tag{20}$$

$$t_1 + t_2 = T_c = \frac{1}{f_c} \tag{21}$$

Donde f_c es la frecuencia de conmutación. Sumando (19) y (20) y reemplazando (21):

$$t_1 \frac{d}{dt} i_a^+ + t_2 \frac{d}{dt} i_a^- - \frac{1}{f_c} \frac{d}{dt} i_a^* = 0 \tag{22}$$

Restando (20) de (19)

$$t_1 \frac{d}{dt} i_a^+ - t_2 \frac{d}{dt} i_a^- - (t_1 - t_2) \frac{d}{dt} i_a^* = 4HB \tag{23}$$

Sustituyendo (17) y (18) en (22):

$$\frac{t_1}{L}(0.5v_B - v_s) - \frac{t_2}{L}(0.5v_B + v_s) - \frac{1}{f_c} \frac{d}{dt} i_a^* = 0 \tag{24}$$

$$-0.5\frac{v_B}{L}(t_2 - t_1) - \frac{1}{f_c}\left(\frac{v_s}{L} + \frac{d}{dt} i_a^*\right) = 0 \tag{25}$$

$$t_2 - t_1 = -\frac{2L}{v_B f_c}\left(\frac{v_s}{L} + \frac{d}{dt} i_a^*\right) \tag{26}$$

Se sustituye (17), (18) y (26) en (23), para obtener la ecuación de HB:

$$HB = \frac{v_B}{8Lf_c}\left[1 - \frac{4L^2}{v_B^2}\left(\frac{v_s}{L} + \frac{d}{dt} i_a^*\right)^2\right] \tag{27}$$

La ecuación (27) muestra el ancho de banda de histéresis HB como una función de la frecuencia de conmutación, el voltaje *dc* del inversor, el voltaje del punto de conexión de la carga v_s y la derivada de la corriente de compensación. Para una frecuencia de conmutación constante, el ancho de banda es modulado en función de la corriente de compensación y el voltaje *dc* del inversor. En una operación simétrica de las tres fases, los anchos de banda HBa, HBb y HBc son de igual magnitud y diferente fase.

V. MODELO DEL SISTEMA DE POTENCIA

Se considera un sistema de potencia de distribución en el nivel de baja tensión, con características cercanas a las reales para tener un modelo aproximado. La red de alimentación es modelada por una fuente de voltaje trifásica ideal con una rama RL serie que representa la impedancia de la línea. La carga consiste en tres rectificadores monofásicos no controlados, los cuales alimentan en el lado de continua una

resistencia en serie con una inductancia, con valores distintos para cada rectificador. Las especificaciones de diseño y los parámetros del circuito se especifican en la tabla 1.

TABLA I
ESPECIFICACIONES DE DISEÑO Y PARÁMETROS DEL CIRCUITO

Frecuencia de Conmutación	20KHz
Frecuencia de la red	60Hz
Voltaje de alimentación	127V
Voltaje de referencia *dc*	450V
Resistencia de la fuente	1Ω
Inductancia de la fuente	0.1mH
Inductancia de acople	1mH
Condensador conectado en el barraje *dc*	1500μF
Condensador del filtro pasivo	20 μF
Inductancia serie con la carga	1mH

VI. RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN

Se observan los resultados generados implementando el sistema de filtrado activo de potencia en el ambiente de Simulink de Matlab. Las señales de corriente de la red antes de la compensación se observan en la figura 4.

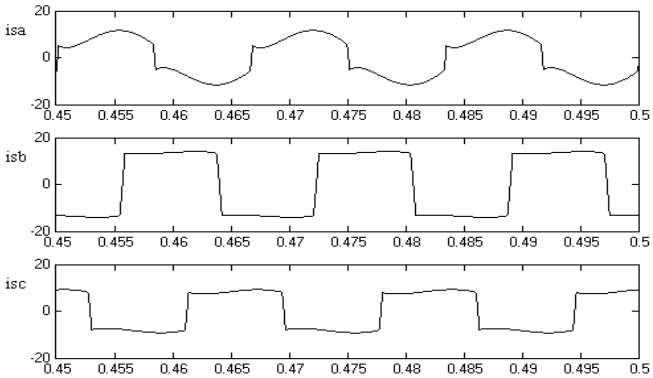


Fig. 4. Señales de corriente de la red de alimentación.

El contenido armónico de las corrientes de línea se ha cuantificado y se representa en la figura 5.

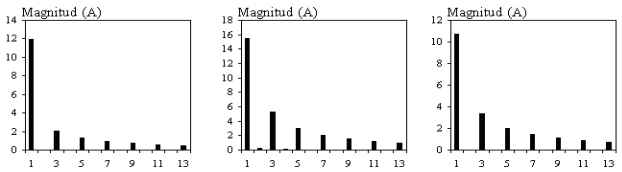


Fig. 5. Análisis de armónicos de las corrientes de línea.

Debido al desequilibrio de la carga circula una corriente por el conductor del neutro de la red.

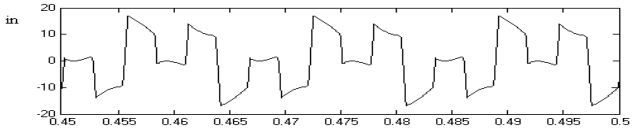


Fig. 6. Corriente por el neutro de la red de alimentación antes de la compensación.

Se ha considerado el caso más general donde las señales de corriente de la carga son desequilibrados y con gran contenido armónico. Las corrientes presentan un elevado THD, el valor máximo es de 43.62% en la fase *b* y el valor mínimo es de 24.73% en la fase *a*. Considerando como referencia la componente fundamental de corriente de la fase *a*, la corriente de la fase *b* está desbalanceada en un 30.39% y la corriente de la fase *c* presenta un desbalance de 10.08%.

Una vez realizada la compensación, se obtuvieron los siguientes resultados:

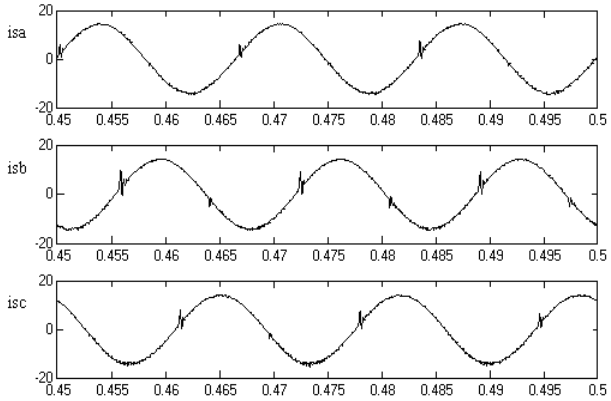


Fig. 7. Señales de corriente de la red de alimentación después de la compensación.

Luego de realizar la compensación, se aprecia como las corrientes de red anteriormente distorsionadas y desbalanceadas resultan prácticamente sinusoidales balanceadas.

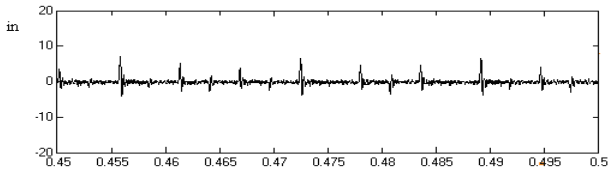


Fig. 8. Corriente por el neutro de la red de alimentación una vez realizada la compensación.

En la figura 8 se observa la reducción de la corriente en el conductor del neutro de la fuente. La corriente que circulaba anteriormente por el neutro de la red continuara circulando después de la compensación por el barraje de continua del inversor y la carga.

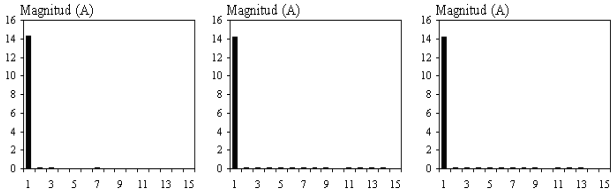


Fig. 9. Contenido armónico en las corrientes de línea compensadas.

El THD de la corriente de la fase *a* se ha reducido de 24.73% a 1.3%, el de la fase *b* se redujo de 43.62% a 2.77% y el de la fase *c* paso de 41.77% a 2.02%. El máximo desbalance en las

señales de corriente es ahora de 0.64%.

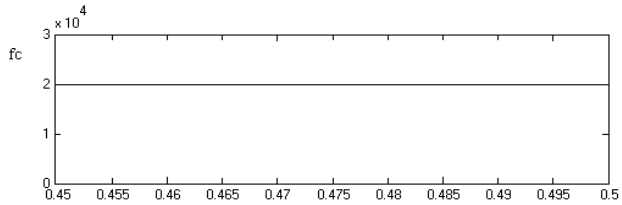


Fig. 10. Frecuencia de conmutación de los semiconductores del inversor

La frecuencia de conmutación se mantiene constante en el valor seleccionado de 20*KHz* en todo instante de conmutación del inversor, mejorando de esta forma los inconvenientes que presenta la técnica convencional de histéresis. El valor instantáneo del ancho de banda de histéresis HB que mantiene la frecuencia de conmutación en el valor seleccionado se muestra en la figura 11.

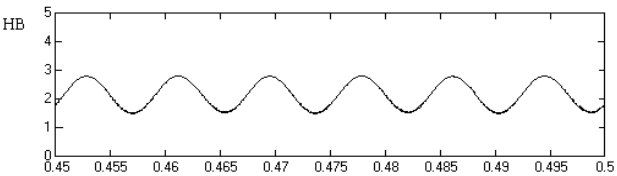


Fig. 11. Banda adaptiva de histéresis.

VII. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Se comprueban las ventajas de la compensación activa frente a la pasiva, al considerar la complejidad de las señales de corriente de la carga a compensar y al equilibrar las corrientes de línea y reducir la corriente por el neutro.

La técnica de control de corriente por banda adaptiva de histéresis aplicada a los filtros activos de potencia demostró ser una valiosa herramienta para obtener una frecuencia de conmutación constante, permitiendo minimizar las pérdidas de conmutación, realizar una fácil elección de los dispositivos semiconductores de potencia necesaria para una implementación práctica y reducir la distorsión armónica total de la corriente de la red eléctrica de acuerdo con los estándares establecidos.

REFERENCIAS

[1] M. Lumbreras, " Filtros activos de potencia para la compensación instantánea de armónicos y energía reactiva," Tesis doctoral, Univ. Politécnica de Cataluña, 2006.

[2] J. Vázquez, J. L. Flores, and S. Litrán, "Diseño de filtros pasivos, activos e híbridos para la compensación instantánea de armónicos y energía reactiva," Dpto. de Ingeniería Eléctrica y Térmica, Escuela Politécnica Superior, Universidad de Huelva.

[3] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli, "Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications," IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 45, pp. 722-729, Oct. 1988

[4] J. Jiang, C. Yu, S. Chen, "A novel hysteresis current control for active power filter with constant frequency," Electric power systems research, vol. 68, pp. 75-82, May. 2003

[5] S. Buso, S. Fasolo, and L. Malesani, "A Dead-Beat Adaptive Hysteresis Current Control," IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 36, pp. 1174-1180, Aug. 2000

[6] M. Kale, E. Ozdemir, "An adaptive hysteresis band current controller for shunt active power filter," Electric power systems research, vol. 73, pp. 113-119, Sep. 2004

[7] A. Pigazo, "Método de control de filtros activos de potencia paralelo tolerante a perturbaciones de la tensión de red," Tesis doctoral, Univ. de Cantabria, 2004

[8] A. Alzate, H. Ríos, Electrónica de Potencia, vol. I. Universidad Tecnológica de Pereira, 1998.

[9] M. Ucar, E. Ozdemir, "Control of a 3-phase 4-leg active power filter under non-ideal mains voltage condition," Electric power systems research, vol. 78, pp. 58-73, Jan. 2007

[10] M. KAZMIERKOWSKI, M. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage source PWM converters," IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 45, No. 5, pp. 691-703, Oct. 1998

[11] [BK. Bose, "An adaptive hysteresis band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive system," IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 37, No. 5, pp. 402-408, Oct. 1990

Alfonso Alzate Gómez Es Ingeniero Electricista por la Universidad Tecnológica de Pereira, Magister en sistemas de generación de energía eléctrica por la Universidad del Valle. Actualmente es Profesor Titular en el programa de Ingeniería Eléctrica en la Universidad Tecnológica de Pereira. Es el director del grupo de investigación en Electrónica de Potencia.

Andrés Escobar Es Ingeniero Electricista y Magister en Ingeniería Eléctrica de la Universidad Tecnológica de Pereira. Es Profesor en el programa de Ingeniería Eléctrica en la Universidad Tecnológica de Pereira Actualmente es estudiante de Doctorado en la Universidad de Arkansas

Jesser James Marulanda Recibió el titulo de Ingeniero Electricista de la Universidad Tecnológica de Pereira en 2008. Actualmente trabaja en el Grupo de Investigación de Electrónica de Potencia de dicha universidad.

PFC pasivo para un Rectificador Trifásico Controlado

G. Perilla, Universidad Nacional de Colombia, y A. Fajardo, Pontificia Universidad Javeriana

***Resumen*-- En este artículo se analiza el comportamiento de la corriente de entrada a un rectificador trifásico controlado, carga no lineal, y se propone una solución para lograr una baja distorsión armónica de la corriente y minimizar el ángulo de fase entre la componente fundamental de la corriente y el voltaje, mejorando el factor de potencia, en todo el rango de tensión de alimentación, sin afectar a los demás usuarios que comparten la misma acometida eléctrica.**

Palabras claves-- Harmonic distortion, Power conversion harmonics, Power electronics, Power factor, Power filters, Power system harmonics.

I. Introducción

El continuo y acelerado desarrollo de nuevos equipos electrónicos, usados en la actualidad, ha producido un gran impacto en la calidad de la energía eléctrica suministrada a los usuarios finales del servicio.

Una de las principales causas de distorsión armónica de la tensión en el punto de conexión común (PCC) es la conexión de cargas no lineales a las redes de alimentación; y entre estas cargas, no lineales, se pueden citar los rectificadores simples, los dobladores de tensión y los rectificadores controlados. Estas cargas no lineales consumen una corriente, I_S, con alto contenido armónico, y con una componente fundamental, I_{S1}, que no está en fase con el voltaje. Esto hace que el factor de potencia sea bajo, como se puede observar en las ecuaciones (1) a (4).

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_S * I_{S1} * \cos(\emptyset_1)}{V_S * I_S} \quad (1)$$

$$PF = \frac{I_{S1}}{\sqrt{{I_{S1}}^2 + {I_{DIST}}^2}} \cos\emptyset_1 = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} cos(\emptyset_1) \quad (2)$$

$$dist.F = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} \quad (3)$$

$$dPF = cos(\emptyset_1) \quad (4)$$

La ecuación (3) define la componente del factor de potencia que es dependiente de la distorsión armónica de la corriente, y que se conoce como factor de distorsión; y la ecuación (4) define la segunda componente del factor de potencia, llamada factor de desplazamiento, la cual depende del ángulo de fase, $\emptyset_1$, entre la componente fundamental de la corriente y el voltaje.

En este artículo se propone diseñar la etapa de entrada de un rectificador trifásico controlado, agregando un filtro pasivo para disminuir la distorsión armónica de la corriente (*THD*), y mejorar el factor de desplazamiento (*dPF*).

II. Preliminares

Se desarrollará paso a paso el diseño del rectificador y el filtro para lograr un *PF* cercano a la unidad, trabajando sobre un ejemplo. La configuración del rectificador se muestra en la figura 1, y las especificaciones que debe cumplir se listan a continuación:

$$V_a = V_p \sin(\omega t)$$
$$V_b = V_p \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$
$$V_c = V_p \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$
$$V_p = 170\ V \pm 20\%$$
$$\omega = 2\pi \times f$$
$$f = 60\ Hz$$
$$L_s = 100\ \mu H$$
$$V_o = 330\ V$$
$$I_o = 15\ A$$
$$P_o = 4950\ W$$

L_s es un valor típico de la inductancia propia de la línea de alimentación, y se puede considerar igual en las tres fases (V_a,V_b,V_c), debido a que normalmente provienen del mismo transformador de distribución, y están alambradas con un conductor de igual calibre.

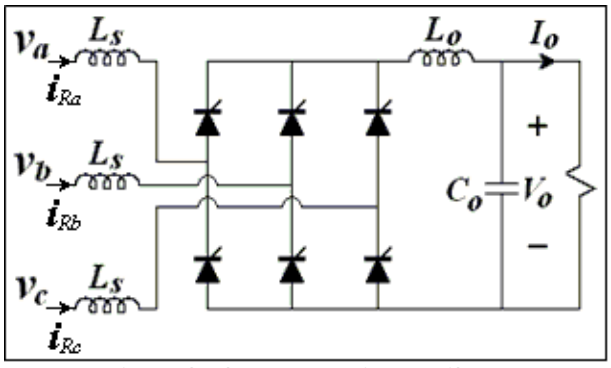


Fig. 1. Configuración básica de un rectificador trifásico controlado

Para lograr la regulación de V_O cuando varía V_p, se debe cambiar el ángulo de disparo, α, de los *SCR*, según la siguiente expresión:

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_p \cos(\alpha) \quad (5)$$

Estas variaciones del ángulo de disparo las determina un circuito de control que continuamente está comparando el

G. Perilla es profesor asistente del Departamento de Electrónica de la Pontificia Universidad Javeriana, profesor asistente del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Universidad Nacional de Colombia y profesor especial de la Escuela Colombiana de Ingeniería Julio Garavito (e-mail: gabriel.perilla@javeriana.edu.co).

A. Fajardo es profesor asistente del Departamento de Electrónica de la Pontificia Universidad Javeriana (e-mail: fajardoa@javeriana.edu.co).

voltaje V_O de salida con una señal de referencia. L_O y C_O son los componentes del filtro de salida, los cuales se seleccionan para obtener una tensión de salida con bajo rizado y respuesta rápida del circuito ante variaciones de carga. Cuando la inductancia L_O es suficientemente grande, la corriente de entrada i_R que consume el rectificador en cada una de las fases, es una señal de pulsos rectangulares con amplitud igual a I_O y descansos de $\frac{\pi}{3}$ en cada semiciclo, como se puede observar en la figura 2.

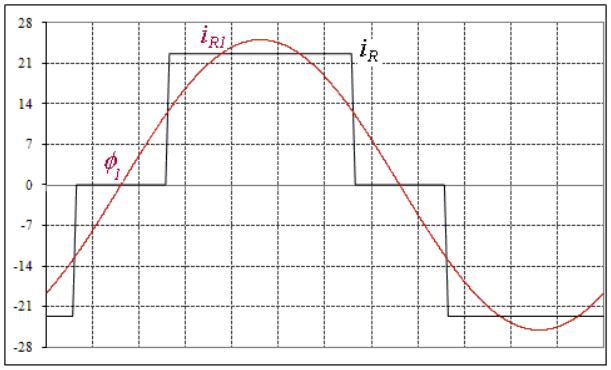


Fig. 2. Corriente de entrada y componente fundamental de la corriente de entrada a un rectificador trifásico controlado

Esta corriente se puede expresar como una sumatoria de corrientes de frecuencias múltiplo de la fundamental, cada una con amplitud (C_{Rh}), y ángulo de fase (ϕ_h).

$$i_R(t) = C_{R1}\sin(\omega t + \emptyset_1) + \sum_{n=1}^{\infty} C_{Rh}\, sin(h\omega t + \emptyset_h) \qquad (6)$$

Expresión en la cual solamente aparecen las armónicas impares h no múltiplos de tres.

$$h = 6n \pm 1 \qquad (n = 1,2,\ldots.) \qquad (7)$$

Y por medio de las siguientes expresiones, se pueden encontrar las constantes C_{R1}, C_{Rh}, ϕ_1 y ϕ_h en función de la corriente de salida I_O, y el ángulo de encendido, α, de los *SCR*.

$$C_{R1} = \frac{2\sqrt{3}I_o}{\pi} \qquad (8)$$

$$C_{Rh} = \frac{I_{R1}}{h} \qquad (9)$$

$$\emptyset_1 = -\alpha \qquad (10)$$

$$\emptyset_h = h\emptyset_1 + n\pi \qquad (11)$$

III. Procedimiento de Diseño

En los diagramas fasoriales mostrados en la figura 3, los subíndices "*M*" y "*m*" de los fasores y de los ángulos, denotan que cada uno representa el comportamiento de la corriente fundamental que consume el rectificador cuando está trabajando con los valores máximo o mínimo de tensión respectivamente. En estos diagramas se puede observar que la componente fundamental de la corriente C_{R1} está atrasada con respecto a la tensión, y por lo tanto el factor de potencia por desplazamiento (*dPF*), definido en (4) como el coseno del ángulo ϕ_1 es menor de 1; para compensarlo se debe colocar en paralelo al rectificador una impedancia tal que en la frecuencia fundamental consuma una corriente igual a $-C_{R1}\sin(\emptyset_1)$.

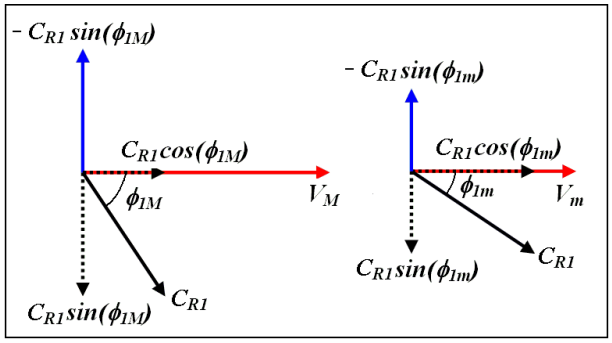


Fig. 3. Diagrama fasorial de la corriente fundamental de entrada al rectificador, para valores máximo y mínimo de la tensión de alimentación

También, a consecuencia de los cambios bruscos que tiene la corriente de entrada en cada conmutación de los *SCR*, y la presencia de la inductancia de la línea L_S, se generan *spikes* y *notches* en la forma de onda de tensión en el punto de conexión común (*PCC*) donde se alimentan los demás usuarios que comparten el mismo generador, como se ilustra en la figura 4.

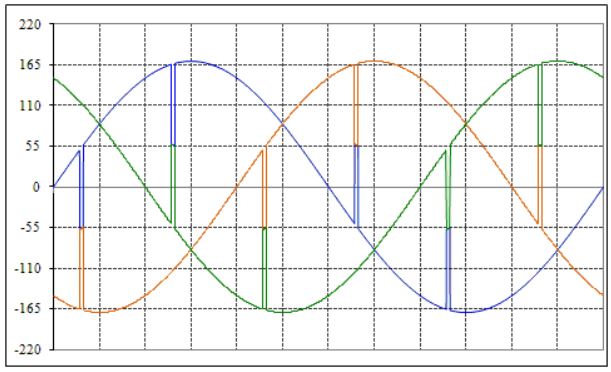


Fig. 4. Formas de onda de las tensiones de fase en el *PCC*

Para disminuir la amplitud de los *spikes* y *notches* generados por las conmutaciones de corriente, se debe adicionar a la entrada de cada fase del rectificador una inductancia en serie L_i, y con esto se mejora la forma de onda de tensión en el PCC como se puede observar en la figura 5.

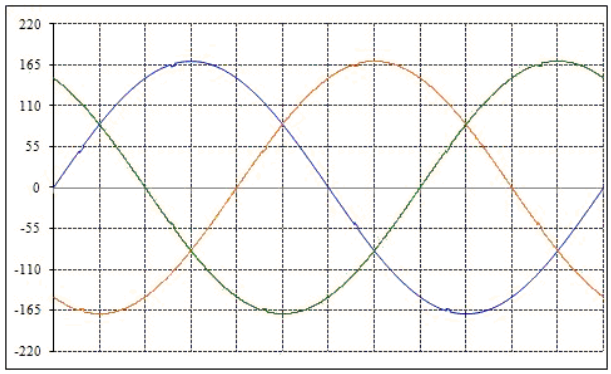


Fig. 5. Formas de onda de las tensiones de fase en el *PCC* al adicionar L_i

Las normas VDE recomiendan que el valor de esta inductancia debe ser tal que:

$$\omega L_i \geq 0{,}05\frac{V_j}{I_{ij1}} \qquad (j = a, b, c) \qquad (12)$$

Expresión en la cual V_j e I_{ij1} son los valores *RMS* de las tensiones de alimentación, y las componentes fundamentales de las corrientes en cada fase respectivamente.

El circuito que se muestra en la figura 6 puede corregir el *dPF* si a la frecuencia fundamental, la serie formada por L_S, L_i, L_p y C_p, se comporta como una impedancia capacitiva, Z_t, tal que consume una corriente igual a:

$$\frac{V_j}{Z_t} = -C_{Rj1}\frac{Z_p}{Z_t}\sin(\emptyset_1) \qquad (13)$$

Expresión en la cual Z_p, que es la impedancia formada por L_p y C_p, también a la frecuencia fundamental se comporta capacitivamente; y por lo tanto el divisor de corriente $\frac{Z_p}{Z_t}$ no modifica el ángulo de fase $\emptyset_1$. Al aplicar superposición, la corriente fundamental que entrega cada una de las fases del generador se puede expresar así:

$$i_{ij1} = \frac{v_j}{Z_t} + i_{Rj1}\frac{Z_p}{Z_t} \qquad (j = a, b, c) \qquad (14)$$

Los valores de L_p y C_p se seleccionan para que tengan una frecuencia de resonancia cercana a las armónicas 5 y 7 de la frecuencia de línea, y con esto se logra atenuar las armónicas de la corriente i_R que tienen mayor amplitud, disminuyendo así la *THD* de la corriente de entrada; esta configuración es conocida como una trampa de armónicos.

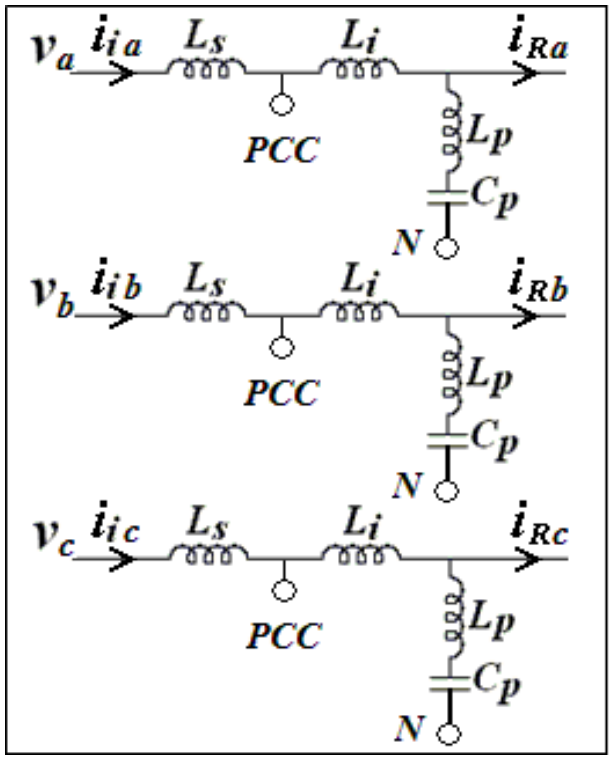


Fig. 6. Filtro propuesto para compensar el dPF y disminuir los *spikes* y *notches*

De la ecuación (13), y observando la figura 3 se puede deducir que si:

$$\frac{V_{jM}}{Z_t} = -I_{Rj1}\frac{Z_p}{Z_t}\sin(\emptyset_{1M}) \qquad (15)$$

La corriente i_{ij1} estará en fase con el voltaje v_{jM} y por tanto el *dPF* será 1 cuando la tensión de alimentación esté en su valor máximo. Del mismo modo, si se quiere tener *dPF* igual a 1 cuando la tensión de alimentación esté en su valor mínimo, se debe cumplir que:

$$\frac{V_{jm}}{Z_t} = -I_{Rj1}\frac{Z_p}{Z_t}\sin(\emptyset_{1m}) \qquad (16)$$

Combinando las expresiones (15) y (16) se obtiene:

$$\frac{\sin\emptyset_{1M}}{\sin\emptyset_{1m}} = \frac{V_{jM}}{V_{jm}} = K \qquad (17)$$

Por otro lado la potencia que debe entregar cada una de las fases corresponde a una tercera parte de la potencia de salida del rectificador como se expresa en la siguiente ecuación:

$$\frac{P_o}{3} = V_j I_{Rj1}\frac{Z_p}{Z_t}\cos(\emptyset_1) \qquad (18)$$

Como la potencia de salida del rectificador es igual para cualquier valor de la tensión de alimentación se puede afirmar que:

$$\frac{P_o}{3} = V_{jM} I_{Rj1}\frac{Z_p}{Z_t}\cos(\emptyset_{1M}) = V_{jm} I_{Rj1}\frac{Z_p}{Z_t}\cos(\emptyset_{1m}) \qquad (19)$$

Y por tanto:

$$\frac{\cos(\emptyset_{1m})}{\cos(\emptyset_{1M})} = \frac{V_{jM}}{V_{jm}} = K \qquad (20)$$

A partir de las ecuaciones (17) y (20) se puede encontrar el valor de los ángulos $\emptyset_{1M}$ y $\emptyset_{1m}$.

$$\emptyset_{1M} = \tan^{-1}(K) \qquad (21)$$

$$\emptyset_{1m} = \tan^{-1}\left(\frac{1}{K}\right) \qquad (22)$$

Para el ejemplo propuesto, como la variación máxima de la tensión de alimentación es $\pm 20\%$, el valor de *K* será:

$$K = \frac{V_{jM}}{V_{jm}} = \frac{1{,}2}{0{,}8} = 1{,}5 \qquad (23)$$

$$V_{jM} = 170\ V \times 1{,}2 \div \sqrt{2} = 144{,}2498\ V \qquad (24)$$

$$\emptyset_{1M} = \tan^{-1}(1{,}5) = 0{,}9828\ rad. \qquad (25)$$

$$\frac{P_o}{3} = 330\ V \times 15\ A \div 3 = 1650\ W \qquad (26)$$

Remplazando (24), (25) y (26) en (19) se obtiene:

$$I_{Rj1}\frac{Z_p}{Z_t} = \frac{11{,}4385\ A}{\cos(\emptyset_{1M})} \qquad (27)$$

Remplazando (27) en (15) se llega a:

$$11{,}4385\ A\tan(\emptyset_{1M}) = \frac{144{,}2498\ V}{|Z_t|} \qquad (28)$$

$$|Z_t| = 8{,}4073\ \Omega \qquad (29)$$

Como:

$$|Z_t| = \left|\omega\left(L_S + L_i + L_p\right) - \frac{1}{\omega C_p}\right| \qquad (30)$$

Y además para evitar que la distorsión de la tensión de alimentación en el *PCC*, causada por otros usuarios, genere corrientes en el filtro que se está diseñando, se debe asegurar que la impedancia formada por L_i, L_p y C_p no resuene en ninguna armónica de la frecuencia de línea. Por esta razón se deben seleccionar estos componentes para que tengan una frecuencia de resonancia que no sea múltiplo entero de la frecuencia de alimentación. En este ejemplo se escogió $\omega_R = 2{,}5\omega$, pero puede hacerse el cálculo con otro valor, y después verificar que se cumpla la ecuación (12).

$$2{,}5\omega\left(L_i + L_p\right) = \frac{1}{2{,}5\omega C_p} \quad (31)$$

Por lo tanto:

$$\omega\left(L_i + L_p\right) = \frac{1}{6{,}25\omega C_p} \quad (32)$$

Ahora, como se conoce el valor de L_S, se pueden remplazar (29) y (32) en (27) para hallar el valor de C_p.

$$8{,}4073\ \Omega = \left|\omega \times 100\ \mu H + \frac{1 - 6{,}25}{6{,}25\omega C_p}\right| \quad (33)$$

$$8{,}4073\ \Omega + 2\pi \times 60\ \times 100\ \mu H = \frac{5{,}25}{6{,}25\omega C_p} \quad (34)$$

$$C_p = 263{,}8457\ \mu F \quad (35)$$

Si se escoge la frecuencia de resonancia de L_p y C_p se puede calcular L_p usando la siguiente ecuación:

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}} = f_p \quad (36)$$

Y remplazando los valores de L_p y C_p en (32) se calcula L_i.

Con los resultados obtenidos se evalúa el funcionamiento del filtro para cuando la tensión de alimentación está en los valores mínimo, nominal y máximo; y con base en esta verificación hecha para diferentes valores de f_p se encontró que la distorsión armónica de la corriente se minimiza al hacer $f_p = 5{,}88f$. Para este caso,

$$L_p = 770{,}3345\ \ \mu H \quad (37)$$

$$L_i = 3{,}4965\ mH \quad (38)$$

Para verificar que este valor cumple con la ecuación (12), se calcula el valor de la corriente I_{ij1} para cuando la tensión de alimentación está en su valor máximo:

$$I_{ij1M} = \frac{P_o}{3V_{jM}} = 11.4385\ A \quad (39)$$

Y con este valor se calcula el valor mínimo de L_i:

$$L_{im} = 0{,}05\frac{V_{iM}}{\omega I_{i1M}} = 1.6716\ mH \quad (40)$$

Por tanto se concluye que el valor calculado en (38) es adecuado para construir el filtro.

$$\left|Z_p\right| = \left|\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p}\right| \quad (41)$$

$$\left|Z_p\right| = 9{,}7631\ \Omega \quad (42)$$

La corriente fundamental I_{Rj1} se puede hallar a partir de (8), en función de I_o:

$$I_{Rj1} = \frac{C_{Rj1}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{3}I_o}{\pi\sqrt{2}} \quad (43)$$

Y remplazando (43) en (27) se obtiene:

$$11{,}4385\ A = \frac{2\sqrt{3}I_O}{\pi\sqrt{2}}\frac{Z_p}{Z_t}\ \cos(\emptyset_{1M}) \quad (44)$$

Expresión que permite calcular I_O

$$I_O = 22{,}7746\ A \quad (45)$$

Con este valor de I_O y sabiendo P_O se puede calcular el valor de V_O que entrega el rectificador:

$$V_O = \frac{P_O}{I_O} = 217{,}3474\ V \quad (46)$$

Como el diseño requiere que V_O sea de 330 *V*, es necesario conectar un transformador entre la línea de alimentación y el rectificador. La relación de espiras de este transformador será:

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{330}{217{,}3474} = 1{,}5183 \quad (47)$$

Dado que cada una de las fases debe entregar la tercera parte de la potencia, y que el rectificador se comporta de igual forma en las tres entradas, el filtro queda configurado como se muestra en la figura 6 (conexión en estrella). Ahora bien, como las corrientes de entrada al rectificador solamente tienen contenido armónico en las frecuencias armónicas impares *h* no múltiplos de tres, se puede afirmar que por el conductor marcado como *N* en la figura 6 no circula corriente, y por tanto el filtro se puede convertir a una conexión Δ. De este modo los componentes del filtro serán:

$$L_{p\Delta} = L_p \times 3 = 2{,}3110\ mH \quad (48)$$

$$C_{p\Delta} = C_p \div 3 = 87{,}9485\ \mu F \quad (49)$$

Además, para que el transformador no tenga que manejar el contenido armónico de las corrientes de entrada al rectificador, es conveniente reflejar los componentes L_i, $L_{p\Delta}$ y $C_{p\Delta}$ al secundario del transformador. Al hacer estos cambios, los componentes definitivos del filtro serán:

$$L_{ps} = L_{p\Delta} \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 = 5{,}3274\ mH \quad (50)$$

$$C_{ps} = C_{p\Delta} \div \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 = 38{,}1513\ \mu F \quad (51)$$

$$L_{is} = L_i \times \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 = 8{,}0604\ mH \quad (52)$$

Con estos valores se construye el filtro, que se muestra en la figura 7.

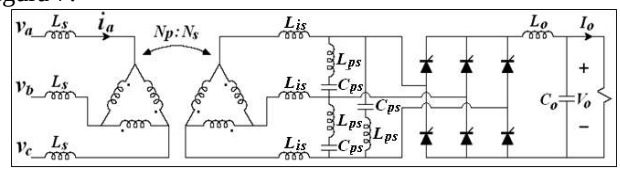


Fig. 7. Configuración final del filtro

IV. Resultados Obtenidos

Con los valores calculados para el filtro se hizo el análisis de funcionamiento para cuando la tensión de alimentación está en sus valores máxima, nominal y mínima.

En las figuras 8, 9 y 10 se muestran las gráficas correspondientes a la tensión de entrada al circuito V_i y la corriente consumida cuando la tensión de alimentación es máxima, nominal y mínima, y en las tablas I, II y III se registran los resultados obtenidos.

TABLA I
Resultados obtenidos con tensión de alimentación máxima

Vi. =	144,24978	*Vrms.*
P_i =	1650,00000	*W*
α =	0,96680	*rad.*
β =	0,03191	*rad.*
S_i =	1652,25554	*VA*
PF =	0,99863	
ϕ_1 =	0,00009	*rad.*
dPF =	1,00000	
distF =	0,99863	
THD =	5,23053	*%*

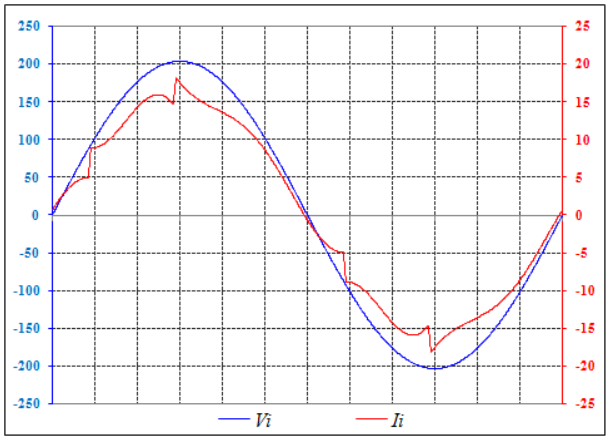


Fig. 8. Tensión de alimentación y corriente consumida con V_i máxima

TABLA II
RESULTADOS OBTENIDOS CON TENSIÓN DE ALIMENTACIÓN NOMINAL

Vi. =	120,20815	*Vrms.*
P_i =	1650,00000	*W*
α =	0,82103	*rad.*
β =	0,04270	*rad.*
S_i =	1656,67514	*VA*
PF =	0,99597	
ϕ_1 =	-0,07915	*rad.*
dPF =	0,99687	
distF =	0,99910	
THD =	4,24865	*%*

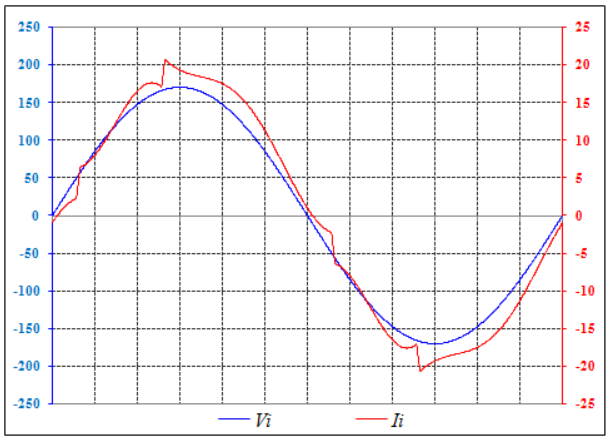


Fig. 9. Tensión de alimentación y corriente consumida con V_i nominal

TABLA III
RESULTADOS OBTENIDOS CON TENSIÓN DE ALIMENTACIÓN MÍNIMA

Vi. =	96,16652	*Vrms.*
P_i =	1650,00000	*W*
α =	0,55175	*rad.*
β =	0,07185	*rad.*
S_i =	1650,85031	*VA*
PF =	0,99948	
ϕ_1 =	0,00047	*rad.*
dPF =	1,00000	
distF =	0,99949	
THD =	3,21049	*%*

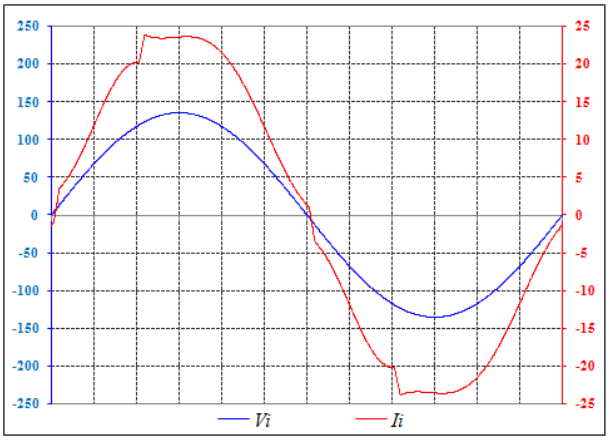


Fig. 10. Tensión de alimentación y corriente consumida con V_i mínima

Para analizar los resultados que se muestran en las tablas se debe tener en cuenta que: P_i es la potencia real que entrega cada fase, α es el ángulo de encendido de los *SCR*, β es el ángulo durante el cual se produce la conmutación entre dos *SCR*, S_i es la potencia aparente en cada fase, *PF* el factor de potencia, *dPF* el factor de desplazamiento, *distF* el factor de distorsión, y *THD* la distorsión armónica de la corriente de entrada.

De estos resultados se puede concluir que el filtro diseñado corrige bastante bien el factor de potencia en todo el rango de operación del circuito, debido a que el *dPF* se hace prácticamente igual a 1 en todo el rango de operación, y la distorsión armónica de la corriente se mantiene entre 5.23053% para tensión de alimentación máxima, y 3.21049% para tensión de alimentación mínima.

V. AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen a la Pontificia Universidad Javeriana, a la Universidad Nacional de Colombia y a la Escuela Colombiana de Ingeniería Julio Garavito porque gran parte de este artículo es el resultado del trabajo desarrollado en los cursos de Electrónica de Potencia.

VI. REFERENCIAS

[1] N. Mohan, T. Undeland and W. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications and Design, 2nd Ed. 1995,

[2] R. Erickson and D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics Second Edition. 2001,

[3] M. Rastogi, R. Naik and N. Mohan, "A comparative evaluation of harmonic reduction techniques in three-phase utility interface of power electronic loads," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 1149-1155, 1994.

VII. BIOGRAFÍAS

Gabriel Perilla Galindo Es Ingeniero Electrónico y Magíster en Ingeniería Electrónica de la Pontificia Universidad Javeriana. Ha recibido distinciones como el mejor alumno de su promoción en el pregrado, y grado *CUM LAUDE* en la Maestría. Se ha desempeñado como diseñador de equipos electrónicos en Ingeniería Electrónica Omega, U y G Ingeniería, y como profesor desde 1977 en el Departamento de Electrónica de la Facultad de Ingeniería de la Pontificia Universidad Javeriana, profesor del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de La Universidad Nacional de Colombia, y profesor de la Facultad de Ingeniería Electrónica de la Escuela Colombiana de Ingeniería Julio Garavito. Actualmente es Jefe de La Sección de Circuitos Electrónicos, y profesor de planta del Departamento de Electrónica de la Facultad de Ingeniería de la Pontificia Universidad Javeriana, donde imparte cursos de Diseño y Electrónica de Potencia. Como investigador está vinculado al grupo de Control, Electrónica de Potencia e Innovación Tecnológica (CEPIT) y ha participado en el desarrollo de varios proyectos en el área de Calidad de la Energía.

Arturo Fajardo Jaimes Ingeniero Electrónico Javeriano, recibió el título de Magíster en Ingeniería Electrónica en abril de 2008 titulo otorgado por la Pontificia Universidad Javeriana. Su trayectoria como investigador empezó con su trabajo de grado de pregrado el cual obtuvo el premio al mejor trabajo de grado de su promoción; posteriormente, como docente investigador, participó en varios proyectos de investigación del grupo de control, electrónica de potencia e innovación tecnológica (CEPIT). Finalmente, por el desarrollo de su trabajo de maestría recibió mención de honor. Actualmente es profesor de planta del Departamento de Electrónica, encargado de las asignaturas de maestría y pregrado en el área de RF y se encuentra vinculado como docente investigador a los grupos de investigación CEPIT y SISCOM (Grupo de investigación en Sistemas Telecomunicaciones) del Departamento de Electrónica de la Pontificia Universidad Javeriana.

CONTROL DE VELOCIDAD DE UN MOTOR DC MEDIANTE UN PROTOTIPO RÁPIDO DE CONTROL

Fredy Edimer Hoyos Velasco, fehoyosv@unal.edu.co
Camilo Younes Velosa, cyounesv@unal.edu.co
Eduardo Antonio Cano Plata, eacanopl@unal.edu.co
Sebastián Sánchez Aristizábal, sebassanchez00@yahoo.es
UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA SEDE MANIZALES.
Grupos de Trabajo GREDyP y PAAS
Agosto de 2009

***Resumen*—Se presenta el diseño y análisis de un sistema de control para un convertidor buck. Se implementa el sistema con un motor dc de imán permanente conectado como carga el cual es controlado mediante una tarjeta DSP (Digital Signal Processing) usando un algoritmo de control con histéresis cero.**

***Palabras Claves*—Control, convertidor buck, DSP, histéresis cero, motor dc de imán permanente.**

I. Introducción

Las máquinas eléctricas se diseñan de manera tal que aprovechan diferentes propiedades electromagnéticas para que realicen conversión de energía de una manera que sea útil para el hombre. Estas máquinas, como cualquier otro sistema dinámico, presentan un comportamiento que se puede modelar con el fi de inferir información teórica de su conducta sin necesidad de que el sistema opere físicamente [1].

Comúnmente vemos cómo en las industrias y en la vida cotidiana es necesario utilizar diferentes máquinas eléctricas para lograr ciertos objetivos, para automatizar procesos y simplifi ar tareas. El motor de corriente continua, específicament el motor DC de imán permanente, es un motor que frecuentemente es utilizado para realizar este tipo de tareas, donde se puede citar como ejemplo específic el creciente interés en automóviles eléctricos con motores de corriente directa que no necesitan hidrocarburos contaminantes para operar, pero que requieren un manejo óptimo de la energía [2], objetivo que se puede lograr con el ejercicio de la ingeniería y la investigación. Por esto, es pertinente analizar y estudiar el comportamiento de esta máquina eléctrica para lograr un mejor entendimiento de operación y poderlo controlar de acuerdo a nuestras necesidades.

Entre las variables claves a controlar en el motor DC de imán permanente y en general en cualquier motor, están la velocidad y el torque inducido. El control de estas variables físicas en el motor DC de imán permanente puede ser llevado a cabo eficientem nte mediante el uso de convertidores de potencia, de manera que se varíen los niveles de tensión dc de alimentación del motor.

Es por esto que en el presente artículo se desarrolla el control de velocidad de un motor DC de imán permanente aplicando un convertidor de potencia tipo buck a manera de regulador y el que es también controlado con una tarjeta DSP. Resaltamos aquí los interesantes comportamientos y dinámicas que presenta este tipo de convertidor por el hecho de ser un sistema de estructura variable donde se conmutan de una topología a otra dependiendo de la señal de control que se aplica en el interruptor. Se dice que los sistemas de estructura variable tienen dinámicas no lineales [3], [4] que añaden una mayor complejidad a la hora de ejecutar la acción de control. La implementación de un controlador con histéresis cero en un DSP, aproximará nuestras necesidades de control al éxito.

En síntesis, en este trabajo el convertidor buck actúa como la planta principal que se controla y a la que se le aplica una carga que es el motor DC de imán permanente. La naturaleza de esta carga, que es mucho más compleja que las resistivas propuestas en [5], [6], [7], [8], [9], [10], [11], [3], [12] y demás trabajos, por lo tanto se necesitara mayor esfuerzo para el control.

Es posible encontrar en la literatura científic trabajos inherentes al convertidor buck, a su diseño y su análisis. Es así como en [5] se diseña e implementa un inversor monofásico usando un convertidor buck DC-AC. El sistema diseñado ofrece robustez ante perturbaciones en la carga y brinda la posibilidad de generar tensiones de salida regulada para diferentes tipos de señales tanto DC como AC, variables en frecuencia, en amplitud y que es útil para alimentar diversas cargas con la ventaja de suministrar potencia considerable. En [12], [13], [14], [4], [15] se analiza la dinámica no lineal de un convertidor buck controlado por banda de histéresis, en [6] se controla un convertidor buck con PWMC usando modos deslizantes y en [16], [17], [18], [19], [20], [21], [8] y [9] se hace un análisis en los convertidores electrónicos que usan PWM basados en promediado cero de la dinámica del error.

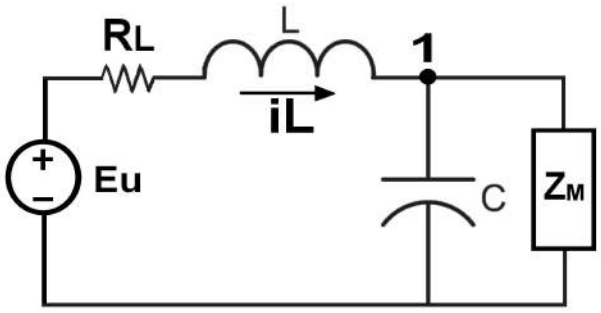


Figura 1. Convertidor buck

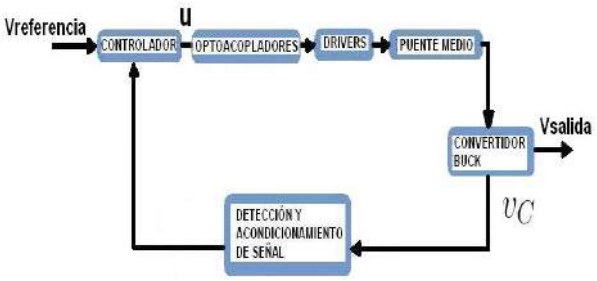


Figura 2. Diagrama esquemático implementado

II. Modelado del sistema

Básicamente, para modelar el convertidor buck se considera la estructura que se muestra en la f gura 1 donde la fuente de alimentación puede tomar un valor positivo o negativo dado por u y con valor E, ésto dependiendo de la acción de control que indique el controlador. Aquí es posible observar que se tiene un sistema de estructura variable donde lo que cambia es la polaridad de la fuente de alimentación. Este sistema se comporta de manera lineal a tramos.

En primera instancia se aplica la ley de corrientes de Kirchhoff en el nodo etiquetado con 1 ver (figur 1) arroja la siguiente ecuación:

$$i_L = C\frac{dv_c}{dt} + \frac{v_c}{Z_m} \tag{1}$$

Ahora se aplica la ley de tensión de Kirchhoff en la malla compuesta por la capacitancia C, La inductancia L, la resistencia R_L y la fuente Eu, lo que se puede apreciar a continuación:

$$Eu = L\frac{di_L}{dt} + v_c + R_L i_L \tag{2}$$

Tomando la tensión en la capacitancia y la corriente que pasa a través de la inductancia como las variables de estado, se encuentra la representación en el espacio de estados a partir de las ecuaciones (1) y (2) como se evidencia en la siguiente ecuación:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_C \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{Z_m C} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_C \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix} u \tag{3}$$

Este sistema se puede representar de una manera resumida como:

$$\dot{x} = Ax + Bu \tag{4}$$

Dado que la señal de control u toma dos valores $+1$ y -1, se presentan dos topologías diferentes en cada periodo de muestreo.

III. Descripción del montaje

A continuación se describe el montaje llevado a la práctica para el control de velocidad del motor DC:

El sistema está compuesto por el controlador que recibe dos señales, una señal de referencia y otra señal que da información acerca del estado en que se encuentra el convertidor buck. Se observa claramente el lazo de realimentación que va al controlador.

El sistema de control se implementó con una tarjeta DSP, la cual ofrece multitud de ventajas como son una respuesta rápida, facilidad de programación, versatilidad en sus funciones entre otras características.

Se puede observar cómo el controlador transfier su salida a una red de optoacopladores con fin s de protección. Esto se realiza para proteger la tarjeta, donde se aíslan los modos de funcionamiento de control y de potencia. A continuación, los optoacopladores pasan su señal a los drivers que sirven para polarizar los transistores de potencia Mosfet. Asimismo, los drivers pasan la señal al puente medio.

El puente medio es el mecanismo usado para alimentar al convertidor buck, puede tomar dos valores, $+E$ o $-E$, dependiendo de la señal de control u.

Finalmente se tiene el convertidor buck que recibe uno de los dos valores de alimentación. El convertidor buck se puede ver como un filtr que suaviza la señal proveniente del puente medio y que disminuye al mínimo el rizado producto de la constante conmutación. Este convertidor transmite su tensión regulada a la carga que en este caso es un motor DC de imán permanente, para de esta manera, controlar su velocidad variando la tensión de armadura.

De la salida del convertidor buck se toma la tensión en la carga para llevar a cabo la tarea de la realimentación, esta señal debe ser acondicionada de tal forma que pueda ser leída por la tarjeta DSP, ya que si sus rangos de operación son superados, existe la posibilidad de deteriorarla. Consecuentemente, se debe hacer toda la instrumentación necesaria para realizar la aquisición de las señal. A continuación se describirá detalladamente los diferentes bloques del diagrama de flujo

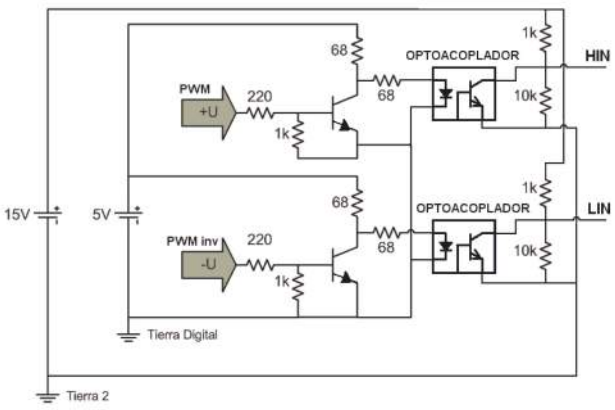


Figura 3. Red de optoacopladores

III-A. Protección con optoacopladores

Dado que las salidas que se obtienen con el DSP están referenciadas con el PC, es necesario desacoplar esta parte digital de la parte de potencia. Para ello se usa una red con optoacopladores J312 como se muestra en la figur 3.

El funcionamiento de este circuito es el siguiente: la tarjeta DS1104 brinda por sus salidas digitales dos señales con la acción de control que debe ser ejecutada, estas señales polarizan los transistores 2N2222 del esquema. Cuando los transistores son alimentados con un nivel de tensión alto (5V) entran en estado de saturación, lo que implica conducción de corriente a través de ellos, ésto hace que la corriente se desvíe de la fuente a tierra sin que pase por el optoacoplador. Cuando los transistores son alimentados con niveles de tensión bajo (0V) entran en estado de corte, aquí el transistor no conduce y la corriente alimenta el optoacoplador.

Estas redes de transistores se comportan como negadoras lógicas, es así que para niveles de entrada altos se tienen niveles de salida bajos y viceversa, por esto se etiqueta la salida con $+\overline{U}$ y $-\overline{U}$. Las salidas de los optoacopladores tienen niveles lógicos altos y bajos dados por las tensiones 13.6V y 0V respectivamente.

III-B. Drivers

Después de aislar los dispositivos digitales de los de potencia , el siguiente paso es operar el driver IR2110. Este driver acondiciona la señal para ser entregada finalment a los elementos conmutadores del puente medio que son los transistores de potencia Mosfet. Este integrado es el adecuado para esta aplicación de control que requiere rápida velocidad de conmutación y además es capaz de aislar las dos señales provenientes de los optoacopladores de tal forma que se puedan conmutar los transistores de potencia.

III-C. Puente medio

El puente medio es el hardware que permite cambiar la polaridad de alimentación de acuerdo a una señal de control. La figur 4 muestra un convertidor buck al que se le cambia la polaridad de alimentación. Este tipo de estructura con puente medio, que difier de estructuras buck convencionales donde se utiliza un diodo para retorno de corriente, evita que la corriente del inductor sea cero en algún instante por lo que se evita el modo de conducción discontinuo. En [5] se propone un puente H para realizar esta tarea. En nuestro caso se implementa un puente medio con transistores de potencia Mosfet canal N de la figur 5.

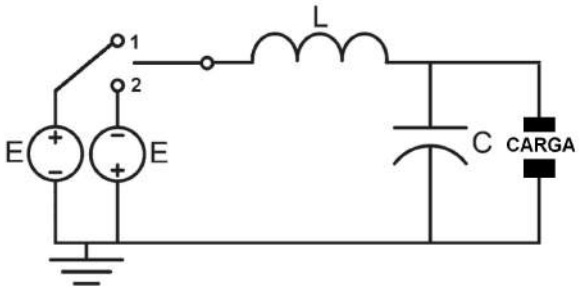


Figura 4. Topologías del convertidor buck

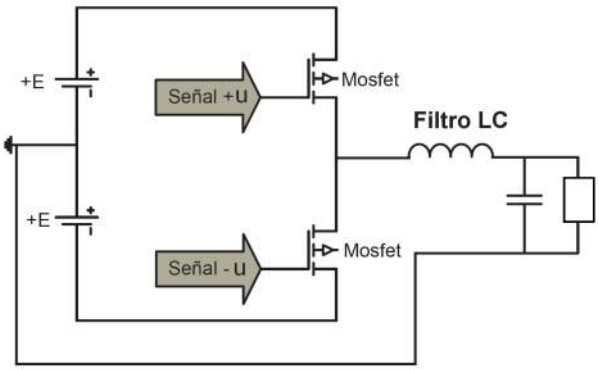


Figura 5. Esquema del puente medio

III-D. Convertidor buck

En la figur 6 se muestra el modelo usado, el cual es un filtr LC. En esta etapa se obtiene la señal demodulada que es la señal que el usuario desea a la salida para su carga. Como sabemos, a este filtr le llegan señales moduladas en PWM de alta frecuencia y gracias a la combinación LC se pueden obtener señales AC y DC reguladas a la salida.

En este caso se utiliza un puente medio para alimentar el convertidor buck con las tensiones +E y -E. En una polaridad, la corriente fluy en un sentido, en la otra polaridad, la corriente fluy en el sentido opuesto.

La tensión de salida del convertidor es la misma tensión del condensador y de la carga que para este caso es un motor DC como se muestra en la fig ra 6.

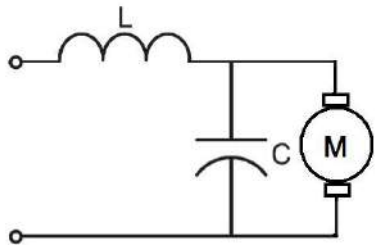


Figura 6. Filtro LC

III-E. *Sensado y acondicionamiento de señal*

El acondicionamiento de las señales se hizo como se muestra en la figur 7. En esta se puede apreciar que para el sensado de tensión se usó un sensor resistivo con resistores de valor grande para no perturbar la señal real y para la corriente se usó un resistor de valor 1 Ohm para leer su caída de tensión.

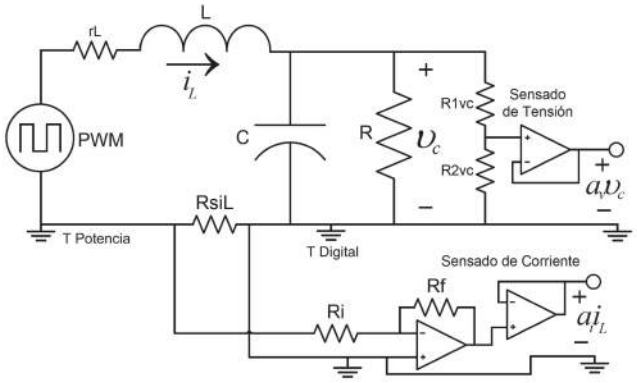


Figura 7. Sensado de las señales de corriente y tensión del convertidor

Con el fi de suprimir el ruido presente debido a la conmutación, se ajustó la señal de manera adecuada. La señal de corriente también se amplifi ó con un factor dado por la ecuación 5, puesto que es muy pequeña. Las señales de tensión y corriente son llevadas mediante cable apantallado a las entrada ADCHx de la tarjeta.

$$a_i = \frac{R_f}{R_i} \tag{5}$$

III-F. *Controlador*

Se implementó con la tarjeta DSP1104, esta tarjeta mejora el PC para desarrollar sistemas para un prototipo rápido de control. Sus interfaces de entrada y salida hacen esta tarjeta ideal para desarrollos de control muy variados.

La tarjeta internamente está dividida en bloques funcionales que interconectados dan la caracterización del dispositivo. Al ser una tarjeta que usa tecnología digital, necesita trabajar con información digitalizada. La tarjeta tiene integrada conversores análogos-digitales y digitales-análogos para facilitar la comunicación con el exterior, lo que también permite la adquisición de datos en tiempo real. Estos conversores internos facilitan la tarea de instrumentación del circuito ya que no es necesario implementar esta etapa. Debe procurarse nunca exceder los valores máximos de tensión permitidos en los terminales de entrada de la tarjeta.

La figur 8 muestra, en diagrama de bloques el algoritmo implemntado.

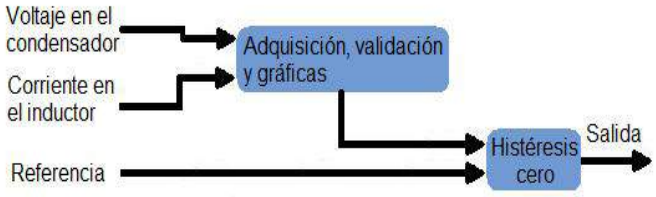


Figura 8. Algoritmo de control

En primera medida se adquieren las variables de estado, que son la tensión en el condensador (tensión en el motor v_c) y corriente en la bobina (i_L). En esta misma etapa se procesan estas señales de manera tal que coincidan las unidades de medida, además se adecuan para que las señales se puedan visualizar en gráficas

Luego de la validación de las entradas, se procede a calcular la acción de control con histéresis cero. Para esto es necesario tener información del estado de la salida de la planta que se controla y de la referencia que el usuario ha determinado.

III-F1. Control con histéresis: El control con histéresis tiene la principal ventaja de ser un control simple y extremadamente rápido. Funciona correctamente en sistemas simples que admiten pequeñas oscilaciones. El control con histéresis parte de la necesidad de disminuir las frecuencias de conmutación de elementos electromecánicos para evitar su deterioro y alargar la vida útil de estos elementos.

IV. Resultados

Los datos que caracterizan el motor de imán permanente usado en este experimento son: Inductancia de $L = 2{,}076mH$, resistencia de armadura $R_a = 8{,}4\Omega$ y Capacitancia de $C = 28{,}56\mu F$. Téngase en cuenta que la velocidad del motor DC de imán permanente es directamente proporcional a la tensión de armadura aplicado así como lo muestra la siguiente ecuación:

$$\omega = \frac{e_{ind}}{k\varphi}$$

Fue necesario amplifica el valor real de la corriente para efectos de la visualización por un factor ganancia de 10, esto debido a que las corrientes no eran lo suficientement grandes como para apreciarlas en la gráfica Por esto es necesario aclarar que los valores de corriente graficado son 10 veces mayores a los reales

El tiempo de las gráfica se da en segundos [s], la tensión se da en voltios [V] y la corriente en amperios [A].

En la gráfic 9 se varía instantáneamente el valor de la tensión de armadura (rojo) a la salida del convertidor desde un valor de 5V hasta otro valor de 10V y se mide la respuesta en corriente (azul). En primera medida se observa el ruido presente, que en el caso de la corriente, no permite leer el valor con claridad. Este ruido se puede explicar principalmente por: errores en la medición, ruido introducido en los acoples imperfectos en el hardware del sistema, ruido debido a la conmutación de los transistores y cuantiosa sensibilidad en los instrumentos de medición.

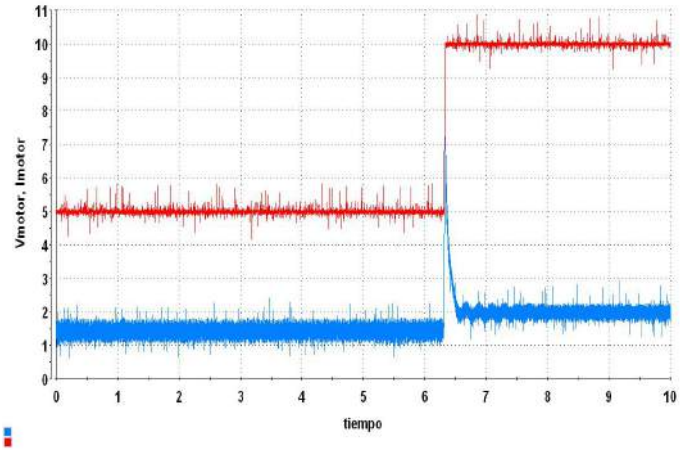


Figura 9. Tensión de armadura y corriente vs tiempo.

En la figur 10 se realizan cambios instantáneos de tensión de alimentación de a 2 Voltios entre el rango de -10V hasta 10 V.

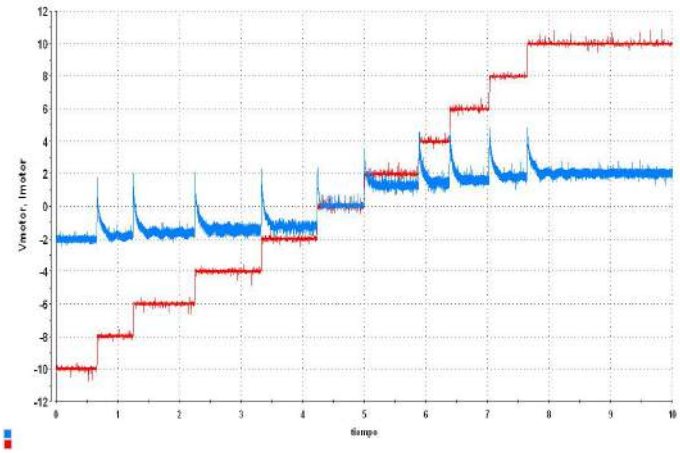


Figura 10. Variación de 2V en 2V, desde -10V hasta $+10$V.

En la gráfic 11 se hace la variación de tensión de manera más abrupta, cambiando de -10V a 10V. Por consiguiente, el pico de corriente tiene un valor mucho más pronunciado hasta el punto de producir la saturación en los componentes de alimentación que no pueden suplir la corriente que exige el sistema. Esta saturación se puede observar en la gráfic como el recorte que tiene el pico de corriente. A medida que pasa el tiempo el valor de corriente se va amortiguando rápidamente hasta alcanzar un valor estable y proporcional a la tensión, todo esto sucede aproximadamente en 1 segundo.

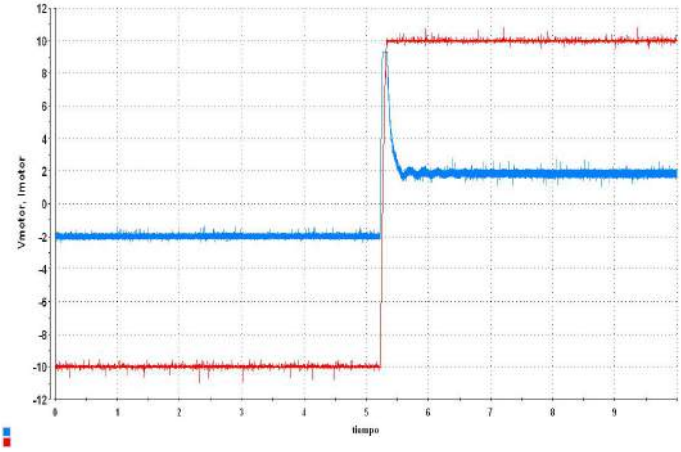


Figura 11. Conmutación de 20V.

En la figur 12 se presentan cambios abruptos en la tensión de alimentación, variando cerca a los limites de la tensión de alimentación . Se infier de la gráfic el hecho que la respuesta en la tensión tarda más tiempo en alcanzar la referencia 30V. También se observa la saturación prolongada en la corriente. Al fina ambas señales, de tensión y de corriente, se estabilizan. Como las señales son de mayor magnitud que las primeras que se analizaron, los efectos del ruido son menos notorios.

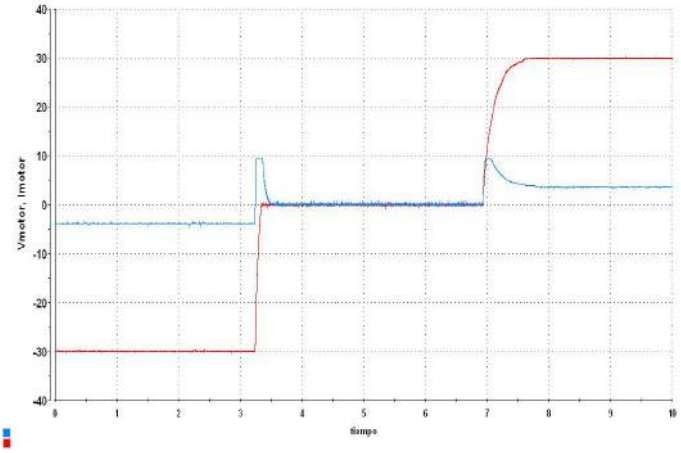


Figura 12. Dos conmutaciones de 30V, desde $-30V$ hasta $+30V$.

Finalmente se varía la tensión de a 10V desde -30V hasta $+30$V. No se exhiben comportamientos distintos a los ya observados excepto al fina cuando las señales de tensión y corriente se corrompen un poco. Esta dinámica se puede

apreciar en la figur 13. Obsérvese en las gráfica que el valor de la corriente nunca llega al valor 10V en la gráfica la saturación llega hasta un valor cercano pero nunca llega a ser 10V. Es decir, el valor real de la corriente no llega a tener 1A de magnitud, se satura por debajo de este valor.

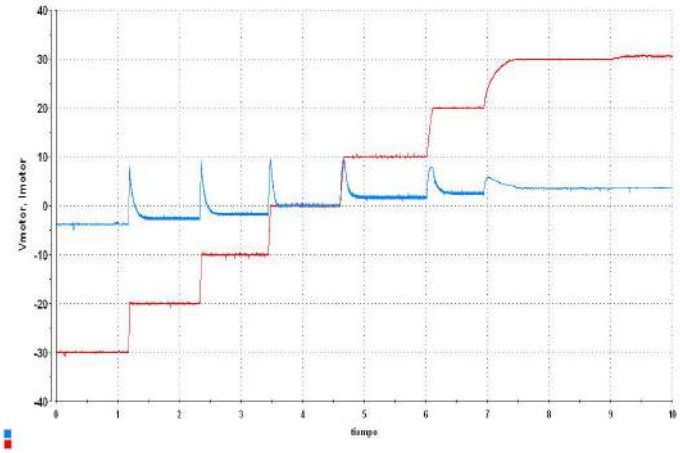


Figura 13. Cambio en la tensión de a 10V, desde $-30V$ hasta $+30V$.

V. Conclusiones

- El controlador con histeresis para controlar el motor DC implementado en la tarjeta DSP presenta robustez y buen rendimiento.
- El prototipo hardware y software implementado esta diseñado para realizar el estudio y análisis de esta y otro tipo de cargas.
- Con el uso de la tarjeta de control y desarrollo DS1104 ha demostrado gran versatilidad en la implementación de esta y otras técnicas de control pues la interfaz gráfic con simulink acelera los procesos de investigación.
- Realizando una comparación de esta misma técnica de control implementada de forma analógica y digital la última ha mostrado mejores resultados a la hora de controlar sistemas físicos reales.
- El sistema de control implementado responde con rapidez considerablemente buena y tiene una precisión casi perfecta para las pruebas realizadas.
- La salida de tensión que ofrece el sistema no tiene rizado apreciable, lo que se traduce en una mejor calidad de la energía entregada para alimentar los diferentes dispositivos eléctricos y electrónicos.
- Se ha controlado la velocidad del motor de imán permanente a través de la tensión de inducido, lo cual evita realizar un sensado de la velocidad del mismo.

Referencias

[1] Robbins W. MohanÑ., Undeland T. *Power Electronics*. Converters, Applications and Design, United States, 1995.

[2] Gerardo Morichetti, Germán Oggier, Guillermo Bossio, Cristian de Angelo, and Guillermo García. Implementación de un convertidor reductor-elevador bidireccional para vehículos eléctricos. *Congresso Brasileiro de Automática*, 2002.

[3] Olivar G. Taborda J., Angulo F. Bifurcations in annulus-like parameter space of delayed-pwm switched converter. *6th EUROMECH Conference ENOC 2008*, 2008, Saint Petersburg.

[4] Olivar G. Angulo F., Hoyos C. Caracterización estadística del convertidor buck en régimen caótico. *3 Congreso Internacional de Ingenierías Eléctrica y Electrónica*, 2007, Bogota.

[5] F.E.Hoyos, E.Pérez, J.A.Taborda, and C.I.Hoyos. Diseño e implementación de un inversor monofásico usando una topología buck. *Simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica SICEL*, 2007. Manizales, Colombia.

[6] Carlos Augusto Ocampo. Control de un conversor de potencia con modulador de ancho de pulso centrado usando modos deslizantes. Master's thesis, Universidad Nacional de Colombia - Sede Manizales, Julio 2003.

[7] Olivar G. Fossas E. Study of chaos in the buck converter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 43(1):13–25, 1996.

[8] Olivar G. Taborda J., Angulo F. Detección de bandas caóticas en un convertidor de potencia dc-dc. *EITI 2006 - ENCUENTRO DE INVESTIGACIÓN SOBRE TECNOLOGIAS DE INFORMACIÓN APLICADAS A LA SOLUCION DE PROBLEMAS*, 2006, Medellin.

[9] Olivar G. Taborda J., Angulo F. Sucesivos doblamientos de periodo en un convertidor de potencia buck con estrategia zad. *CWCAS 2006- IEEE Colombian Workshop on Circuits and Systems*, 2006, Cartagena.

[10] Taborda J. Hoyos F. Angulo F., Olivar G. Nonsmooth dynamics and fpic chaos control in a dc-dc zad-strategy power converter. *Sixth EUROMECH Nonlinear Dynamics Conference (ENOC 2008)*, 2008, Saint Petersburg.

[11] Angulo F. Taborda J. Investigación sobre controladores pwm-digitales para convertidores de potencia. *Encuentro Nacional de Investigación en Posgrados*, 2008, Bogotá.

[12] Olivar G. Angulo F., Hoyos C. Dinámica de un convertidor buck controlado en tensión por banda de histéresis constante. *Segundo Simposio Regional Electronica y Aplicaciones Industriales*, 2007.

[13] Avendaño L Hoyos C., Olivar G. Bifurcation analysis, instrumentation and voltage control in buck converter regulated by hysteresis band. *CARS and FOF 2007*, 2007, Bogota.

[14] Osirio G. Hoyos C. Control por modos deslizantes, diseño e implementación, aplicado a un convertidor buck. *SIMPOSIO INTERNACIONAL SOBRE CALIDAD DE LA ENERGIA ELECTRICA*, 2007, Manizales.

[15] Olivar G. Angulo F., Hoyos C. Dinámica de un convertidor buck controlado en tensión por banda de histéresis constante. *2do simposio regional de electrónica y aplicaciones industriales*, 2006, Manizales.

[16] Fabiola G. Angulo. *Análisis de la dínámica de convertidores electrónicos de potencia usando PWM basado en promediado cero de la dinámica del error (ZAD)*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Cataluña, Cataluña, España, Mayo 2004.

[17] Olivar G. Taborda J., Angulo F. Análisis de estabilidad multiparamétrico en un convertidor de potencia buck. *VII Congreso de la Asociación Colombiana de Automática ACA-2007*, 2007, Cali.

[18] Olivar G. Taborda J., Angulo F. Análisis de bifurcaciones y optimización de controladores basados en estrategias de promediado cero e inducción al punto fij en sistemas conmutados vía pwm. *Tercer Congreso Internacional de Ingenierías Eléctrica y Electrónica - 3CIIEE*, 2007, Bogotá.

[19] Olivar G. Taborda J., Angulo F. Nuevas técnicas de control pwm-digital en convertidores de potencia. *I Congreso Tecnológico de Automatización ISA SHOW ANDINO 2007*, 2007, Bogotá.

[20] Olivar G. Taborda J., Angulo F. On roles of dissipation and delays in pwm switched converters. *23rD ISPE INTERNATIONAL CONFERENCE ON CAD/CAM*, 2007, Bogotá.

[21] Olivar G. Taborda J., Angulo F. Optimizing transient response in dc-dc converters with zad strategy. *23rD ISPE INTERNATIONAL CONFERENCE ON CAD/CAM*, 2007, Bogotá.

Prácticas de Calidad de la Potencia Eléctrica y Perspectivas de investigación futuras

C. Vásquez, A. Sudriá, W. Osal, J. Velásquez, P. Lloret, R. Pérez y C. Blanco

***Resumen* – El presente trabajo muestra el diseño de las actividades prácticas desarrolladas para impartir la asignatura Calidad de la Potencia Eléctrica de la Maestría de Ingeniería Eléctrica de la UNEXPO. Estas actividades son realizadas en función de simulaciones en el programa PSCAD/EMTDC y a base la monitorización de perturbaciones en una plataforma de comunicación remota desarrollada por la UPC. Como valor agregado al trabajo se incluyen las líneas de investigación futuras a desarrollar en esta área. Se concluye la importancia de incluir este diseño en el curriculum de programas para postgraduados y que la implementación de esta plataforma permite crear comunidades de aprendizaje online, con aplicaciones a la Educación a Distancia, optimizando el uso de los recursos disponibles entre Universidades.**

***Palabras claves* –** Calidad de la Potencia Eléctrica, Prácticas, Investigaciones en Calidad de la Potencia Eléctrica.

I. INTRODUCCIÓN

Cuando un sistema está expuesto a las deformaciones de las ondas producto de los transitorios electromagnéticos, las perturbaciones armónicas, los huecos y las fluctuaciones de tensión, entre otras, se produce un incremento de las pérdidas por el mal funcionamiento de los equipos sensibles, falsas operaciones de las protecciones y paradas de plantas. Por estas razones el estudio de estos fenómenos se ha intensificado en los últimos años, debido a los costos involucrados [1,2], sobre todo en los sistemas industriales donde las pérdidas debidas a estas perturbaciones son elevadas. Conocer las causas de estas deformaciones, sus efectos y las posibles medidas de mitigación es el primer paso para mejorar la operación de los sistemas eléctricos y disminuir las pérdidas.

C. Vásquez. Doctora en Ciencias Técnicas. Ingeniero Electricista. Profesora Asociado del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la UNEXPO. cvasquez@unexpo.edu.ve
A. Sudriá. Doctor por la Universidad Politécnica de Cataluña. Ingeniero Industrial con especialidad eléctrica. Director/Fundador del CITCEA. España. sudria@citcea.upc.edu
W. Osal. Doctor en Ciencias Técnicas. Ingeniero Electricista. Profesor Asociado del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la UNEXPO. wosal@unexpo.edu.ve
J. Velásquez. Ingeniero Electricista. Investigador del CITCEA. JuanLorenzo.VelasquezContreras@omicron.at
P. Lloret. Ingeniero Electricista. Investigador del CITCEA. lloret@citcea.upc.edu
R. Pérez. Ingeniero Electricista. Investigador del CITCEA.
C.Blanco. Doctora en Ciencias Técnicas. Ingeniero Electricista. Profesora Asociado del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la UNEXPO. Cblanco458@gmail.com

Las alternativas de mitigación de las perturbaciones van desde la reconfiguración de los circuitos, selección de los equipos con criterios de compatibilidad, adecuar los sistemas de puesta a tierra [3,4] hasta la incorporación de las nuevas tecnologías de protección como los supresores de transitorios, de filtros, compensadores, restablecedores de tensión y otras. La selección e implementación inadecuada de las alternativas de mitigación incrementaría los problemas presentes por las perturbaciones y sus pérdidas. El conocimiento sobre estos fenómenos tiene gran importancia debida a la existencia de un mayor número de cargas sensibles a sus variaciones. Se estima que para el año 1996 estas cargas sensibles eran del 15% y para el 2000 representaría un 50% de la carga total a nivel mundial [5].

El currículo de los programas para postgraduados deben considerar los temas relacionados con las perturbaciones de las ondas, sus causas, efectos y soluciones, incluyendo para ello actividades prácticas [6-11]. Originalmente éstas se realizaban en base a simuladores, por ejemplo, el *Transient Network Analyser* (TNA) [12,13] desarrollado para el análisis de los transitorios electromagnéticos. Con el desarrollo de la simulación digital se han implementados programas que permiten analizar el comportamiento ante las perturbaciones. Entre éstos los más conocidos son el *Electromagnetic Transients Program* (EMTP) y el *Electromagnetic Trasients Program for DC* (EMTDC) [14] permiten reproducir los resultados obtenidos en condiciones reales equivalente.

Desde al año 2004 [15] la Maestría de Ingeniería Eléctrica de la UNEXPO Vicerrectorado Barquisimeto ha incluido, dentro de su plan de estudios, una asignatura que contiene los temas tratados en el área de la calidad de la potencia eléctrica. Ésta tiene como objeto dar a conocer las herramientas que permitan identificar las causas, los efectos y la selección adecuada de las medidas de mitigación de las perturbaciones que ocasionan las deformaciones de las ondas. Aunque la modalidad del programa es presencial, los estudiantes comparten sus actividades académicas y laborales ya que los horarios los permiten, incluyendo trabajadores de las empresas del sector eléctrico e industrial. Para impartir los temas tratados en la asignatura se han utilizado las técnicas de análisis a través de programas de computación que permiten realizar la simulación [12,13] y otros que se han desarrollados especialmente para tratar los mismos [16,17]. Sin embargo éstas medidas tienen la desventaja que

no consideran, por ejemplo, la interacción con los equipos de medición, registro y monitoreo.

La necesidad de implementar horas prácticas en el tema de calidad de la potencia eléctrica ha motivado el desarrollo de un nuevo campo de investigación como es el diseño e implementación de plataformas de comunicación remota con aplicaciones a la Enseñanza a Distancia en esta área [16,17]. Estas plataformas permiten accionar los equipos y lograr la interacción del estudiante con los mismos y los sistemas de medición, logrando una relación bidireccional, de forma tal que pueda encenderlos, realizar las actividades diseñadas por el instructor de la asignatura, visualizar los resultados e, incluso, imprimir el reporte con los mismos. Ejemplo de estas plataformas existen para aplicaciones en diversas áreas como la mecatrónica y la robótica [18], pero su mayor desarrollo es hacia el área de la automatización y el control. Incluso se han desarrollado redes entre universidades que permiten compartir sus experticias y desarrollar laboratorios polivalentes que puedan ayudar a los estudiantes a integrarse en diversos campos, optimizando los recursos disponibles entre universidades.

Desde el año 2007, a través de un proyecto financiado por el Programa de Cooperación Interuniversitaria promovido por la *Centro de Cooperación al Desarrollo (CCD)* de la Universidad Politécnica de Cataluña (UPC), Barcelona, España, y la Dirección de Investigación y Postgrado (DIP) de la UNEXPO, en torno a un sistema de Formación Académica en Calidad de la Potencia Eléctrica se ha posibilitado el acceso a la plataforma desarrollada por la UPC. Ésta contiene simuladores dedicados al análisis de las deformaciones debidas a las armónicas y a los huecos de tensión, sin embargo, no considera otras deformaciones. Sin embargo ha sido una herramienta de uso importante para los estudiantes del programa.

El presente trabajo muestra el diseño de las actividades prácticas realizadas para impartir la asignatura Calidad de la Potencia Eléctrica en la Maestría de Ingeniería Eléctrica a bases del uso del PSCAD/EMTDC [14] y de la monitorización con una plataforma de comunicación remota desarrollada para tal fin por la UPC [16,17]. Finalmente se incluye como valor agregado al trabajo las líneas de investigación futuras a desarrollar en el área [19].

II. METODOLOGÍA

Como se muestra en la Figura 1 la metodología seguida consiste en, base al conocimiento existe y los temas tratados en la asignatura de Calidad de la Potencia Eléctrica, realizar el diseño de las actividades prácticas. Para este diseño se incluyen actividades de simulación de transitorios con el programa PSCAD/EMTDC [14] y las fuentes, efectos y soluciones de las perturbaciones a través de una plataforma de comunicación remota desarrollada para UPC [16,17]. Para la implementación de estas actividades se desarrollo un sistema de Formación en el área impartido a los docentes del programa, como se muestra en la Figura 2, y a un público en general interesado, en el área.

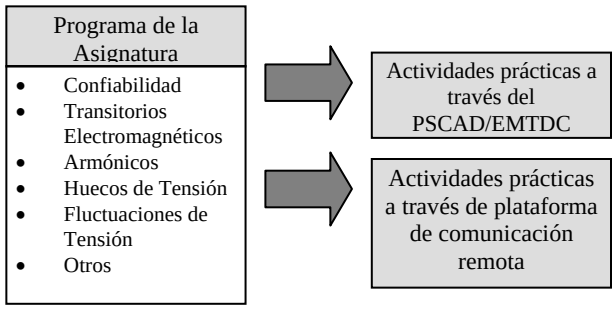


Figura 1. Metodología para el desarrollo de las actividades prácticas.

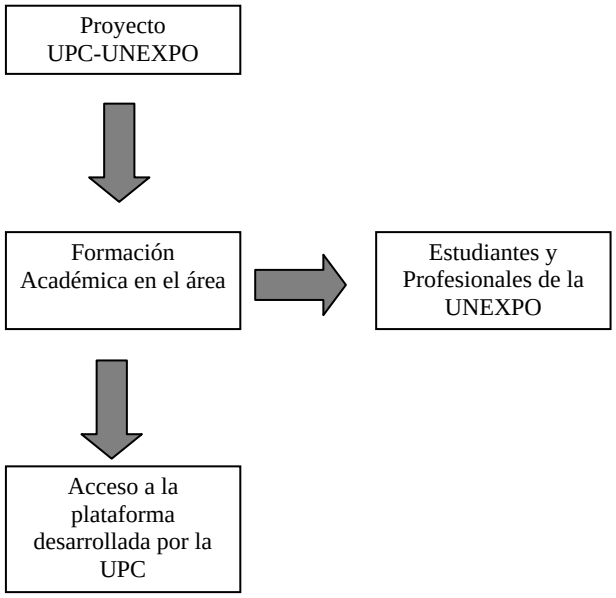


Figura 2. Desarrollo del proyecto

III. RESULTADOS

En el área de formación académica se impartieron un total de tres (3) sobre los temas de: La calidad del suministro, la Norma IEC61850 y, finalmente, el Diagnóstico y Monitoreo de Transformadores de Potencia. La asistencia a los cursos fue de 34, 28 y 27 profesionales, respectivamente, para un total de 89, dentro de los que se cuentan docentes, estudiantes de la Maestría de Ingeniería Eléctrica y representantes de las empresas de servicio eléctrico. La Figura 3, muestra el porcentaje de asistentes a estos cursos clasificados entre docentes, estudiantes de la Maestría y representantes de las empresas.

Se desarrollaron inicialmente cuatro (4) actividades: Práctica ***No. 1*** sobre simulación de transitorios en sistemas eléctricos de potencia, en base a la aplicación del programa PSCAD/EMTDC [14]. ***Prácticas No. 2, 3 y 4*** referida a fuentes de perturbación de la onda fundamental, efectos y métodos de solución, respectivamente, a través del monitoreo con la plataforma de comunicación remota desarrollada por la UPC [16,17].

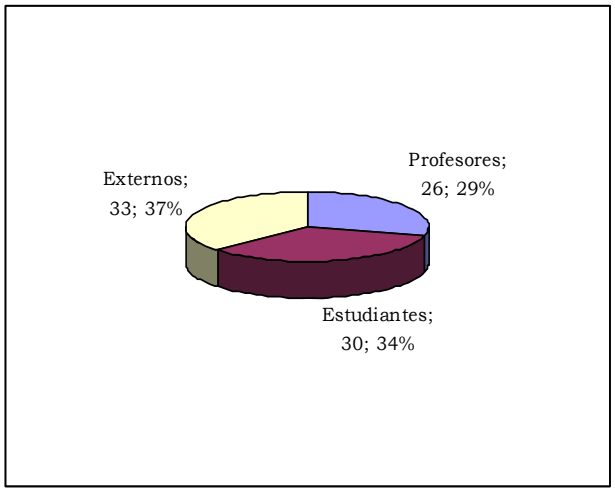


Figura 3. Características de los asistentes a los cursos

IV. PLATAFORMA DE MONITOREO REMOTO

Las plataformas de comunicación remota son diseñadas con un conjunto de simuladores y equipos de medición, registro, monitoreo y visualización destinados para ser utilizados en la Enseñanza a Distancia. Su finalidad es de disponer de un modelo compacto, simple y visual que permita al estudiante trabajar con diferentes estaciones preparadas en función de los objetivos que se persiguen lograr en las mismas. Los requerimientos para el estudiante son la disponibilidad de un computador que permita descargar e instalar el software, generalmente de libre acceso y bajo una misma programación, y una conexión a Internet para poder controlar, supervisar y monitorear el funcionamiento de los equipos de accionamiento y medición, generalmente a través de una cámara IP. Cada una de estas plataformas se desarrolla en entorno Moodle (*Modular Object-Oriented Dynamic Learning Environment*), que es un software libre y abierto orientado a gestionar el material de cursos que se imparten por Internet y crear comunidades de aprendizaje online, éste permite a los docentes incluir adicionalmente material didáctico para los estudiantes.

El sistema que se emplea en el presente proyecto puede dividirse en hardware y software de supervisión, y está formado por los siguientes elementos que se listan en la Tabla 1 y la Figura 4 muestra la constitución de los equipos del sistema de supervisión y control. Las Figuras 5, 6 y 7 muestran la plataforma desarrollada por la UPC y la visualización que tiene el laboratorio a través del software SMS 1550 y del Power Meter 850 a través de una cámara IP, respectivamente.

V. ACTIVIDADES PRÁCTICAS

La Tabla 5 muestra las prácticas desarrolladas, sus objetivos y las actividades propuestas en cada una. Con el auge que ha tomado la investigación en el área, adicionalmente, la Tabla 6 muestra los avances que se esperan los estudios en cuanto a la Calidad en los próximos 10 años [19].

Hardware	Analizador de red Circuit Monitor 4000. Central de medida Power Meter 850. Tarjeta de comunicación Ethernet ECC21.
Software	Software de análisis SMS1500 PowerLogic® System Web

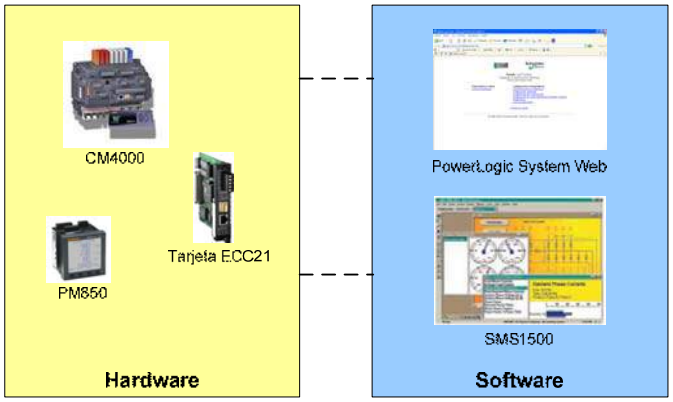


Figura 4. Elementos del sistema de supervisión y control

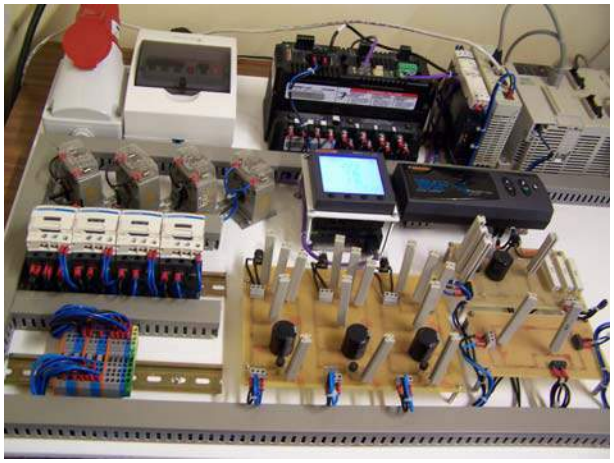


Figura 5. Plataforma desarrollada por la UPC.

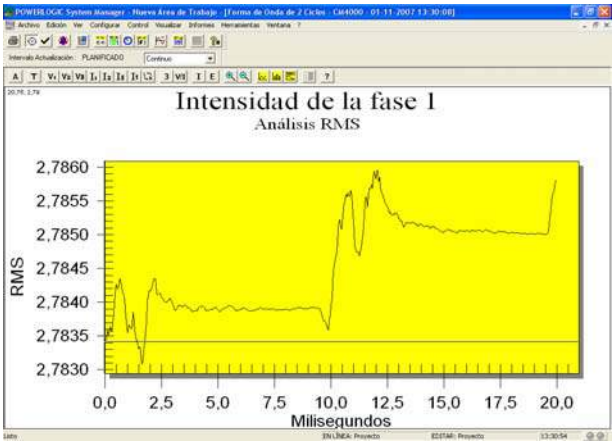


Figura 6. Programa SMS1500.

Tabla I. Requerimientos de hardware y software

Figura 6. Power Meter 850.

Tabla II. Descripción de las prácticas

PRÁCTICA	OBJETIVO	ACTIVIDADES
Práctica 1: Solución de Transitorios Electromagnéticos	Introducir a los estudiantes en los efectos que producen los transitorios electromagnéticos en los sistemas eléctricos y en las técnicas de simulación para su análisis	Desarrollo del marco teórico alrededor del tema, de actividades prácticas en torno a su simulación y de trabajos futuros
Práctica 2: Fuentes de perturbación de la onda fundamental	Dar a conocer las fuentes de perturbación de la onda fundamental que afectan la calidad de la potencia	Desarrollo del marco teórico alrededor del tema, de actividades prácticas en torno a el monitoreo remoto y de trabajos futuros
Práctica 3: Efectos de la perturbación de la onda fundamental	Dar a conocer los efectos de la perturbación de la onda fundamental sobre los elementos integrantes de los sistemas eléctricos	Desarrollo del marco teórico alrededor del tema, de actividades prácticas en torno a el monitoreo remoto y de trabajos futuros
Práctica 4: Soluciones a los problemas de la perturbación	Dar las soluciones existentes a implementar para mitigar los efectos de las fuentes de perturbación	Desarrollo del marco teórico alrededor del tema, de actividades prácticas en torno a el monitoreo remoto y de trabajos futuros

VI. DISCUSIÓN DE RESULTADOS

Como se observa existe un creciente interés por conocer las causas, efectos y métodos de mitigación de las perturbaciones de las ondas fundamentales, situación que ha incentivado el desarrollo de programas para postgraduados en el área. La necesidad de implementar actividades de laboratorio para un importante número de estudiantes ha motivado la formación de redes académicas que permitan optimizar el uso de los recursos que se disponen.

El presente trabajo muestra el desarrollo de las actividades prácticas implementadas en el área de la calidad de la potencia eléctrica en base a el uso de programas para el análisis transitorios y el uso de una plataforma de monitoreo remoto. Adicionalmente los resultados del plan de formación académica en torno al tema.

Las actividades desarrolladas en torno a la enseñanza de la calidad de la potencia han incrementado el nivel de conocimiento en el área de los estudiantes de la Maestría de la Ingeniería Eléctrica y los ha incentivado a desarrollar sus trabajos de grado en el tema.

Tabla II. Investigación en los próximos 10 años en el área de la Calidad [19]

No	**Mejoras en la PQ y la confiabilidad con en la planificación, mantenimiento y diseño de la T&D**
1	Beneficios económicos asociados a mejorar la PQ y la confiabilidad.
2	El benchmarking dentro de los índices de gestión.
3	Modelos de registros de datos dinámicos y en tiempo real.
4	Sistemas robustos que permitan estimar con mayor precisión las características y comportamiento de las cargas futuras.
No	**Integración del monitoreo de la PQ y las aplicaciones de la inteligencia artificial para maximizar el desarrollo de los sistemas**
5	Sistemas de monitoreo de los equipos, de la PQ y de los datos para obtener el 100% de la compatibilidad.
6	Dispositivos de sistemas integrales de sensores/monitores de la PQ.
7	Sistemas que permitan anticipar y prevenir las fallas de los equipos eléctricos.
8	Sistemas que permitan anticipar y prevenir todas las fallas.
9	Sistemas de monitoreo que puedan identificar y señalar con gran precisión todos los fenómenos que ocasionen.
10	Mapas de fallas elaborados con el monitoreo de la PQ.
11	Sistemas automatizados de gestión para el análisis, reporte y uso de la minería de datos.
No	**Compatibilidad de la PQ entre los sistemas eléctricos y las cargas efectivas a costos acordes.**
12	Normas de inmunidad equipos y de métodos de certificación.
13	Guía que incluyan el diseño y manufactura industrial de equipos.
14	Conocimiento de índices, necesidad y mejores prácticas para disminuir el número de clientes afectados por la PQ.
15	Niveles comparables estandarizados de compatibilidad e índices de PQ para CC.
No	**Transferencia de tecnología PQ y desarrollo de conocimiento**
16	Sistemas automatizados de los principales clientes e investigadores en el área que permitan transmitir la información relativa al tema: artículos, website y material, entre otros.

VII. CONCLUSIONES

Se concluye la importancia de incluir el diseño de actividades prácticas en el curso de Calidad de la Potencia Eléctrica de la Maestría de Ingeniería Eléctrica. La implementación del monitoreo a través de la plataforma de comunicación remota permite crear comunidades de aprendizaje online con aplicaciones a la Educación a Distancia, optimizando el uso de los recursos disponibles entre Universidades.

VIII. AGRADECIMIENTO

Los autores quieren expresar sus agradecimientos a las instituciones CITCEA y CCD de la UPC, a la DIP de la UNEXPO y a la Acción de Coordinación EFESOS del CYTED, por el apoyo prestado para llevar a término el presente trabajo.

IX. REFERENCIAS

[1] Zhezhelenko I, Sayenko Y, Gorpinich. *Economical Damage due to Low Power Quality. 9th. International Conference Electrical Power Quality and utilisation EPQU2007*. Barcelona, España. Octubre 2007.

[2] Howe B. A new vision of PQ research for the next 10 years. *9th Internacional Conference Electrical Power Quality and Utilisation.* Barcelona, Spanih, 9-11 october 2007.

[3] Vásquez C, Blanco M, González R. Evaluación del sistema de puesta a tierra del circuito de distribución de energía eléctrica Palenque de la ciudad de Barquisimeto. Energética. No. 3/2001. ISSN 0534-2608 Vol. XXI. La Habana. Cuba. Pp: 72-76.
[4] Vásquez C, Blanco M, González R. Influencia del diseño del sistema de puesta a tierra en las interrupciones del servicio de una red de distribución de energía eléctrica. Revista Universidad, Ciencia y Tecnología (UCT). No. 20, Diciembre 2000. Pp: 155-158.
[5] *Jerome F.*, Septiembre/Octubre 1997. Origin, Development, and Design of K-Factor Transformers. IEEE lndustry Applications Magazine, pp. 67-69.
[6] Alexander Dormijan and E. Embriz-Santander. A novel electric power laboratory for power quality and energy studies: training aspects. *IEEE Transactions on Power Systems*. Vol. 7. No. 4. November, 1992. 1571-1578.
[7] Nesimi Ertugrul. Towards virtual laboratories: a survey of LabVIEW-based Teaching/learning tools and future trends. *Int. J. Engnn Ed*. Vol. 16. No. 3. pp 171-180, 2000.
[8] Efraín O´Neill-Carrillo, Tania Martínez-Navedo, José Ramos, Miguel Vélez-Reyes, Eddie Marrero. Ungraduate reserch and new laboratory practices in power engineering. ASEE/IEEE Frontiers in Education Conference. Boston, November 6-9, 2002.
[9] Hsiung Cheng. An Internet-based graphical programming tool for teaching power systems harmonic measurement. *IEEE Transactios on Education*. Vol. 49. No. 3. August 2006. pp 404-414.
[10] Alex McEachern. A free simulator program for teaching power quality concepts. *9th Internacional Conference Electrical Power Quality and Utilisation*. Barcelona, Spanih, 9-11 october 2007.
[11] Timothy Browne and Gerald Heydt. Power Quality as an Educational Opportunity. *IEEE Transactiosn on Power Systems*. Vol. 23. No. 2. May 2008. pp 814-815.
[12] Arriga, J., Watson, N. "*Computer Modelling of Electrical Power Systems*". IEE Power and Energy Series 39. Inglaterra. 2.001.
[13] Watson, N., Arrillaga, J. "Power Systems Electromagnetic Transients Simulation". IEE Power and Energy Series 39. Inglaterra. 2.003. Pp: 419.
[14] EMTDC/PSACAD. User's Guide on the use of PSCAD. The professional's Tool for Power Systems Simulation. Manitoba, Canadá, 2003. PP 227-247.
[15] Vásquez C, Osal W, Blanco M. Rediseño de la Maestría de Ingeniería Eléctrica de la UNEXPO. VIII Jornadas Latinoamericanas y V Iberoamericanas en Alta Tensión y Aislamiento Eléctrico ALTAE 2007. Cuernavaca, México. Noviembre, 2007.
[16] Lluís Molas, Coia Ferrater, Oriol Gomis, Antoni Sudriá, Oriol Boix, Israel Benítez, Ruben Sicchar, Marivan Gomes, Féliz Roldán, Ksenia Arias and Luisa Villafruela. Integración internacional de plataformas de enseñanza a distancia de automatización con PLCs. *IEEE RITA*. Vol. 1. Núm. 1. Nov. 2006, pp 1-10.
[17] Andreas Sumper, Roberto Villafafila-Robles, Lluís Molas-Balaba, Orial Gomis-Bellmunt and Sergio Lopez-Botella. Power Quality education using a remote monitoring laboratory. *9th Internacional Conference Electrical Power Quality and Utilisation*. Barcelona, Spanih, 9-11 october 2007.
[18] Molas L, Ferrater C, Gomis O, Sudriá A, Boix O, Benítez I, Sicchar R, Gomes M, Roldán F, Arias K, Villafruela L. Integración internacional de plataformas de enseñanza a distancia de automatización con PLC. *IEEE RITA*. Vol. 1. Núm. 1. Nov. 2006, pp 1-10.
[19] Bill Howe. A new vision of PQ research for the next 10 years. *9th Internacional Conference Electrical Power Quality and Utilisation*. Barcelona, Spanih, 9-11 october 2007.

Identificación y Clasificación de algunas perturbaciones en el Sistema Eléctrico usando una Red Neuronal Artificial.

Alfonso Alzate G., Miguel Vera C.

***Abstract*—This paper presents the classification of seven common disturbances that affect the quality of electrical energy among which are: Harmonics, Sags, Swells, Flicker, Notch, Transient and Impulsive Transient. This classification will be implemented through a Arficial Neural Network (*ANN*) combined with Wavelet transform and Fourier transform, by means of simulations created in PSCAD 4.2.1 and algorithms in Matlab.**

***Index Terms*—Artificial Neural Network, Classification, Disturbance, Quality, Fourier Transform, Wavelet Transform.**

I. INTRODUCCIÓN

La energía eléctrica es un producto, y como cualquier otro producto debe satisfacer unos requisitos de calidad adecuados. Para que un equipo funcione correctamente, es preciso que se le suministre energía eléctrica a una tensión que esté dentro de un determinado intervalo alrededor de un valor nominal considerando los siguientes parámetros (voltaje, corriente y frecuencia). Estos equipos que se utilizan actualmente, especialmente los dispositivos electrónicos y ordenadores, requieren una buena calidad de energía, sin embargo con frecuencia estos mismos equipos causan una distorsión en la tensión que alimenta a la instalación, además de las perturbaciones que se presentan por otras circunstancias como: descargas atmosféricas, conmutación de grandes cargas, operaciones de suicheo de las cargas de los usuarios, entre otros.

Estas perturbaciones generan problemas en los equipos de los usuarios y en general en el sistema eléctrico de potencia, algunos de los problemas causados por la mala calidad de potencia son:

- Fallas intermitentes de equipos de cómputo;
- Fallas permanentes de equipos de cómputo;
- Pérdidas de información;
- Para indeseada de la producción;
- Interferencia con equipos de comunicaciones;
- Mal funcionamiento de controladores de procesos;
- Reducción de la vida útil de capacitores, transformadores y protecciones;
- Daño de motores durante el arranque;
- Sobrecarga de cables, equipos de interrupción, transformadores;
- Medida inexacta de la potencia;
- Operación insatisfactoria de generadores de stand-by;
- Disparos indeseados de interruptores y circuitos residuales en algunos dispositivos.

Por ello es importante la clasificación de las perturbaciones para una buena monitorización de la calidad de la energía, ya que esta comprende: detectar, identificar, caracterizar y clasificar fenómenos que causan desviaciones en las señales de tensión y corriente.

II. ANÁLISIS WAVELET

El análisis Wavelet tiene como fin descomponer la señal en versiones escalonadas y desplazadas de la Wavelet original o madre, permite modelar mejor los procesos que dependen fuertemente del tiempo y para los cuales su comportamiento no tiene que ser suave. Una Wavelet es una forma de onda de duración limitada que tiene un valor promedio cero y suelen ser irregulares y asimétricas [1].

Este análisis se realiza a través de la transformada Wavelet, el cual comprende la transformada Wavelet continua (CWT) y la transformada Wavelet discreta (DTW).

A. Transformada Wavelet Continua (CWT).

La transformada Wavelet continua (CWT) presenta una dificultad de manejo al tener que evaluar un gran número de integrales y tener en consecuencia una redundancia de información, pero permiten la flexibilidad de poder adaptarse a situaciones en las que la discreta no dan resultado satisfactorio, permite observar aspectos sutiles no estacionarios que pueden ser obviados en la transformada Wavelet discreta.

La transformada Wavelet continua es conocida también como la integral Wavelet y esta definida mediante la expresión [2]:

$$(W_\psi x)_{(ab)} = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t)\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)dt = \langle x(t), \psi_{ab}(t) \rangle \qquad (1)$$

Donde ‹,› denota la operación de producto interno.

$\psi(t)$ es la "función Wavelet madre" o Wavelet de análisis de la transformada integral Wavelet. Esta Wavelet madre es una función ventana de longitud finita y de naturaleza oscilatoria, lo que significa que su promedio es cero y decae rápidamente en ambos extremos.

Alfonso Alzate es Profesor Titular del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Tecnológica de Pereira (email: alalzate@utp.edu.co).

La localización de la "Wavelet madre $\psi(t)$" en el tiempo t (cualquier instante t) está definida mediante [2], [3]:

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}}\psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad con\ a,b \in \Re\ \ y\ \ a \neq 0 \tag{2}$$

Siendo a y b los factores de escalamiento y desplazamiento en el dominio del tiempo respectivamente.

B. *Transformada Wavelet Discreta (DTW).*

La transformada Wavelet discreta (DWT) es capaz de estregar suficiente información tanto como para la reconstrucción como para el análisis de una señal determinada, además se deriva a partir de la transformada Wavelet continua (CWT) considerando que los parámetros de escalamiento a y de desplazamiento b toman valores discretos: $a=a_0^j$, $b = k$ con $j, k \in Z$ y $a_0 > 1$, $b_0 > 0$ [2].

$$(W_\psi x)_{(j,k)} = \frac{1}{\sqrt{a_0^j}}\int_{-\infty}^{\infty} x(t)\psi(a_0^{-j}t - kb_0)dt = \left\langle x(t), \psi_{j,k}(t)\right\rangle \tag{3}$$

Donde el conjunto de funciones Wavelet $\psi_{j,k}(t)$ está dado por:

$$\psi_{jk}(t) = \frac{1}{\sqrt{a_0^j}}\psi(a_0^{-j}t - kb_0) \tag{4}$$

C. *Análisis Multi-Resolución.*

Sea una señal en tiempo discreto $X(n)$ de tamaño 2^N muestras. Al aplicar la transformada Wavelet discreta sobre la señal en estudio, ésta se hace pasar por un banco de filtros digitales, obteniéndose a la salida dos componentes. Una primera componente, conocida como coeficientes de aproximación, que contiene las componentes de baja frecuencia de la señal de entrada y no es más que una aproximación de la señal en estudio. La segunda componente es conocida como coeficientes de detalles, que contiene las componentes de alta frecuencia de la señal en estudio, es decir, los detalles (transitorios) que caracterizan a la señal de entrada.

La descomposición de la señal $X(n)$ en las componentes de baja y alta frecuencias se consigue al pasar $X(n)$ por un filtro paso bajo y paso alto [3]:

$$c(n) = \sum_k h(k-2n)\,X(k) \tag{5}$$

$$d(n) = \sum_k g(k-2n)\,X(k) \tag{6}$$

Donde $h(i)$ y $g(i)$ son los coeficientes del filtro paso bajo y paso alto relacionados con las funciones escalar y Wavelet. A la salida de la descomposición Wavelet se obtiene los coeficientes de aproximación, $c(n)$, y de detalles, $d(n)$, de tamaño igual a la mitad del tamaño de la secuencia de entrada, es decir 2^{N-1}.

Al aplicar progresivamente las operaciones de filtrado sobre la señal (niveles sucesivos de descomposición) se obtiene [3]:

$$c_{j+1}(n) = \sum_k h(k-2n)\,c_j(k) \tag{7}$$

$$d_{j+1}(n) = \sum_k g(k-2n)\,d_j(k) \tag{8}$$

Donde c_j y d_j representa los coeficientes de aproximación y de detalles respectivamente en la *j-ésima* escala.

En forma más general, la señal en la *j-ésima* resolución puede reconstruirse a partir de los coeficientes de detalles y de aproximación de la resolución *j-ésima +1* de la siguiente manera [3]:

$$c_j(n) = \sum_k d_{j+1}(k)\,\hat{g}(n-2k) + c_{j+1}(k)\,\hat{h}(n-2k) \tag{9}$$

Donde $\hat{h}(i)$ y $\hat{g}(i)$ son los coeficientes de los filtros de reconstrucción paso bajo y paso alto respectivamente. El procedimiento anterior se denomina codificación de sub-bandas y puede repetirse para conseguir una mayor descomposición, una forma mas grafica se tiene:

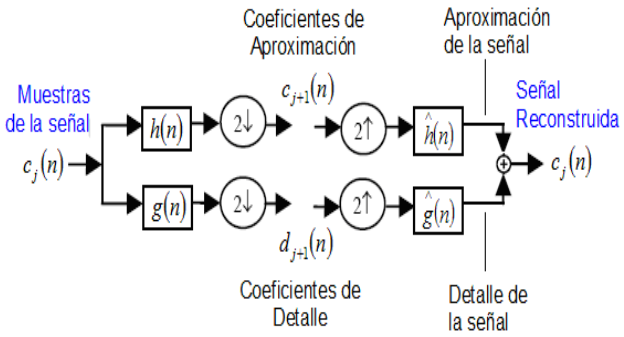


Fig. 1. Conjunto de banco de filtros para la descomposición y reconstrucción de una señal [2], [3], [4].

Para conseguir la reconstrucción perfecta de la señal los filtros deben ser de banda media ideal. Los filtros que cumplen la condición anterior se conocen como filtros espejo en cuadratura (QMF).

El filtro de descomposición y de reconstrucción Wavelet a utilizar es obtenido a partir de la función Wavelet daubechies 4 "*db4*", esta base no dispone de una expresión explícita, pero sus principales características son [4]:

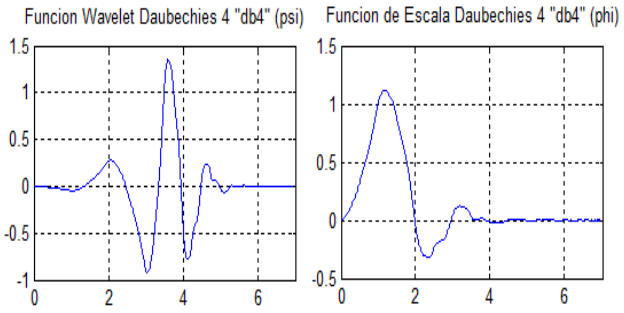


Fig. 2. Funciones Wavelet y de escala empleadas para el análisis de las señales.

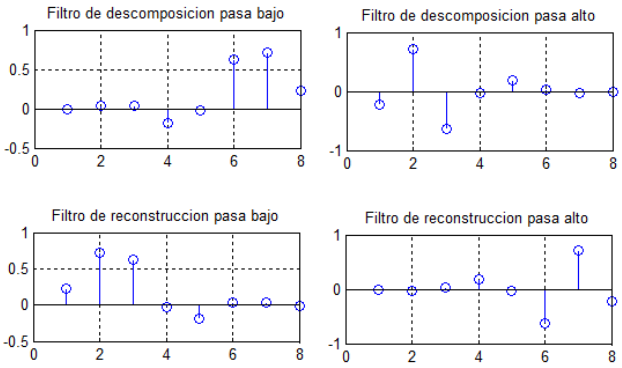


Fig. 3. Filtros de descomposición y reconstrucción para la función Wavelet daubechies4 "*db4*".

III. RED NEURONAL ARTIFICIAL (RNA O ANN)

Las redes neuronales artificiales son simulaciones de estructuras cognitivas de procesamiento de información, basadas en modelos de las funciones cerebrales. En un contexto más de ingeniería, son modelos matemáticos multiparamétricos no lineales, capaces de inducir una correspondencia entre conjuntos de patrones de información o reconocimiento de formas, predicción, codificación, control y optimización (relación estímulo). El procesamiento de la información se realiza de manera similar a los sistemas neuronales biológicos [5].

IV. CARACTERIZACIÓN DE LOS EVENTOS

La información que se obtiene a través de los niveles de descomposición de la transformada Wavelet discreta (DWT) se puede utilizar para detectar, localizar y clasificar los diferentes tipos de perturbaciones que se presentan en el sistema eléctrico de potencia. Para la caracterización de las siete perturbaciones, en este proyecto se realiza con el método de la desviación de la energía de los coeficientes de detalle Wavelet, este se calcula con los siguientes pasos [8]:

Paso 1: Evaluación de los coeficientes Wavelet (coeficientes de detalle) de la señal con perturbación.

Paso 2: Evaluación del cuadrado $[(dj)^2]$ de los coeficientes Wavelet encontrados en el paso 1 en cada nivel de detalle.

Paso 3: Sumatoria de cada uno de los niveles de detalle ya elevados al cuadrado en cada nivel de descomposición, generando así un vector de la siguiente manera:

$$\left[\sum(d_1)^2, \sum(d_2)^2, ..., \sum(d_j)^2\right] \tag{10}$$

La energía de los coeficientes de detalle está basada en el teorema de Parseval: "La energía total de una señal en función en el dominio del tiempo es igual a la sumatoria de toda la energía concentrada en los diferentes niveles de descomposición Wavelet", matemáticamente se puede expresar como [8]:

$$\sum_{n=1}^{N}|x(n)|^2 = \sum_{n=1}^{N}|c_j(n)|^2 + \sum_{j=1}^{J}\sum_{n=1}^{N}|d_j(n)|^2 \tag{11}$$

Donde:

x(n): Es la señal de estudio en el dominio del tiempo.
N: Es el número total de muestras de la señal.
$\sum_{n=1}^{N}|x(n)|^2$: Energía total de la señal *x(n)*.
$\sum_{n=1}^{N}|c(n)_j|^2$: Energía total concentrada en el nivel *j* de los coeficientes de aproximación.
$\sum_{j=1}^{J}\sum_{n=1}^{N}|d(n)_j|^2$: Energía total de los coeficientes de detalle del nivel 1 al nivel *j*.

Paso 4: En este paso se procede a repetir el cálculo de los pasos 1, 2 y 3 para la señal sin perturbación.

Paso 5: Calculo de la desviación de la energía de los coeficientes de detalle (patrones característicos de las perturbaciones) a través de la siguiente ecuación [2], [8]:

$$dp\ \ j\ \ \% = \left[\frac{En_per(j) - En_ref(j)}{En_ref(m)}\right] \times 100 \tag{12}$$

Donde:

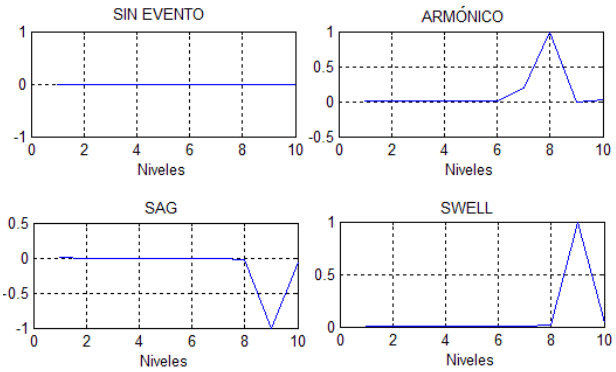
dp(j)(%): Es la desviación de la energía de la perturbación con respecto a la energía de referencia (señal sin perturbación) en cada nivel *j*.

En_per(j): Es la energía de la señal con presencia de perturbación concentrada en cada nivel *j* de descomposición Wavelet.

En_ref(j): Es la energía de la señal sin perturbación concentrada en cada nivel *j* de descomposición Wavelet.

En_ref(m): Es la energía de la señal de referencia en el nivel de mayor energía (*m*) tomado de *En_ref(j).*

Esta desviación se expresa como un porcentaje de la energía concentrada en el nivel de mayor elegía (*m*) de la señal de referencia. A partir de este método de la desviación de la energía se obtienen los siguientes patrones característicos de los eventos:



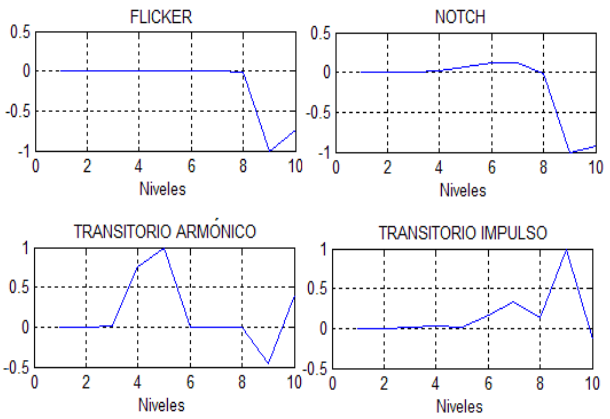


Fig. 4. Patrones característicos de las perturbaciones y el patrón de la señal sin evento (10 coeficientes).

Como las señales en presencias de perturbaciones fueron simuladas con una frecuencia de muestreo de 60 khz (1000 muestras por ciclo), y los coeficientes de detalle (*cD*) se calculan a través de un filtro pasa alto de descomposición, entonces los anchos de banda para los niveles son:

TABLA I
ANCHOS DE BANDA DE FRECUENCIA [HZ] IDEALES PARA 60KHZ (1000[M/C])

cD	Ancho de Banda Ideal (khz)
1	30-60
2	15-30
3	7.5-15
4	3.750-7.5
5	1.875-3.750
6	0.938-1.875
7	0.469-0.938
8	0.235-0.469
9	0.118-0.235
10	0.059-0.118

V. CLASIFICACIÓN DE LOS EVENTOS (DISEÑO DE LA RNA)

Para identificar las diferentes perturbaciones es necesario un esquema de clasificación de estas perturbaciones, en este proyecto se utiliza una red neuronal artificial (RNA) como elemento clasificador de tipo *Backpropagation* a través del algoritmo *newff* que crea una red de propagación hacia atrás (*feed-forward*).
Para el diseño de la red se debe seleccionar el número de capas, número de neuronas por capa, las funciones de activación para cada capa y algoritmo de entrenamiento.
Primero se entreno un conjunto de redes entrenadas llamado conjunto 1 con las siguientes combinaciones de funciones de activación y de dos capas ocultas:

TABLA II
DIFERENTES COMBINACIONES DE FUNCIONES DE ACTIVACIÓN DEL CONJUNTO 1 DE ENTRENAMIENTO

Conjunto 1	
Subconjunto	Funciones de activación
Subconjunto 1	[logsig logsig logsig]

TABLA II (CONTINUACIÓN)
DIFERENTES COMBINACIONES DE FUNCIONES DE ACTIVACIÓN DEL CONJUNTO 1 DE ENTRENAMIENTO

Conjunto 1	
Subconjunto	Funciones de activación
Subconjunto 2	[tansig tansig purelin]
Subconjunto 3	[tansig tansig logsig]
Subconjunto 4	[tansig tansig tansig]
Subconjunto 5	[logsig logsig purelin]
Subconjunto 6	[purelin purelin purelin]
Subconjunto 7	[purelin logsig logsig]

El número de neuronas por capa oculta se basan en el número de entradas (patrón de las perturbaciones, 10 coeficientes) con diferentes combinaciones, en el cual se toman cuatro valores por encima y un mínimo de cuatro valores por debajo del número de entradas, en intervalos de dos en dos:

Número de neuronas máximo: 10+4=14
Número de neuronas mínimo: 10-4=6

De esta forma el número de neurona en la capa oculta serian en combinaciones así: 6, 8, 10, 12 y 14. El número de neuronas en la capa de salida son siete porque son siete perturbaciones a clasificar, así la matriz de objetivos es:

TABLA III
MATRIZ DE RELACIÓN ENTRADA-SALIDA PARA SIETE NEURONAS EN LA CAPA DE SALIDA

Matriz de Objetivos							
Armónico	1	0	0	0	0	0	0
Sag	0	1	0	0	0	0	0
Swell	0	0	1	0	0	0	0
Flicker	0	0	0	1	0	0	0
Notch	0	0	0	0	1	0	0
T. Armónico	0	0	0	0	0	1	0
T. Impulso	0	0	0	0	0	0	1

Para los dos conjuntos (conjunto 1 y conjunto 2) de entrenamiento solo se entrenó con el algoritmo de entrenamiento *trainlm* ya que este es el algoritmo más rápido para este tipo de redes.
El entrenamiento del conjunto 2 se basó en el entrenamiento del conjunto 1, el cual se escogió como combinación de funciones de activación del subconjunto que presentó mejor porcentaje de acierto en el grupo de entrenamiento.
En los dos conjuntos de entrenamiento se considera un buen porcentaje de acierto, aquellos que presenten porcentajes mayores o iguales al 95%.

VI. RESULTADOS OBTENIDOS

Para la realización de los entrenamientos se obtuvieron 400 señales de cada evento (7 eventos) para un total de 2800 señales, con un grupo de entrenamiento de 300 señales por evento para un total de 2100 señales y con un grupo de validación de 100 señales por evento para un total de 700 señales.

TABLA IV
SUBCONJUNTO 1, REDES DE DOS CAPAS OCULTAS [LOGSIG LOGSIG LOGSIG]

Subconjunto 1			
Red	Número de Neuronas	% de acierto en los grupos	
		Entrenamiento	Validación
1	[6 6 7]	83.19	82.28
2	[7 7 7]	97.52	96.43
3	[8 8 7]	84.19	82
4	[10 10 7]	80.86	79
5	[12 12 7]	98.71	95.85
6	[14 14 7]	70.24	66.57
7	[10 12 7]	69.67	67.57
8	[12 10 7]	84.90	83.29
9	[10 7 7]	97.38	93.71
10	[10 4 7]	81.67	80.71
11	[7 10 7]	84.14	83.86
12	[7 10 7]	95.81	94.29
13	[12 7 7]	54.38	53.57
14	[6 4 7]	70	68.57
15	[12 8 7]	84.86	82.71

Con cada entrenamiento de cada subconjunto se van eliminando combinaciones de neuronas en las capas ocultas que presenten malos porcentajes de aciertos.

TABLA V
SUBCONJUNTO 2, REDES DE DOS CAPAS OCULTAS [TANSIG TANSIG PURELIN]

Subconjunto 2			
Red	Número de Neuronas	% de acierto en los grupos	
		Entrenamiento	Validación
16	[7 7 7]	96.57	95.57
17	[8 8 7]	95.38	93.28
18	[10 10 7]	96.62	95
19	[12 12 7]	99	97.85
20	[14 14 7]	98.71	96.71
21	[10 7 7]	88.29	87.14
22	[7 10 7]	95.05	93
23	[10 8 7]	91.28	89.85
24	[6 4 7]	56.90	55.43
25	[12 8 7]	97.24	94.43

TABLA VI
SUBCONJUNTO 3, REDES DE DOS CAPAS OCULTAS [TANSIG TANSIG LOGSIG]

Subconjunto 3			
Red	Número de Neuronas	% de acierto en los grupos	
		Entrenamiento	Validación
26	[7 7 7]	98.09	96.57
27	[8 8 7]	90.05	86.86
28	[10 10 7]	97.14	95
29	[12 12 7]	77.14	74.71
30	[14 14 7]	98.43	94.57
31	[10 7 7]	3.43	2.86
32	[7 10 7]	86.62	84.71
33	[12 8 7]	57.29	55
34	[6 4 7]	63.05	62.29

TABLA VII
SUBCONJUNTO 4, REDES DE DOS CAPAS OCULTAS [TANSIG TANSIG TANSIG]

Subconjunto 4			
Red	Número de Neuronas	% de acierto en los grupos	
		Entrenamiento	Validación
35	[7 7 7]	14.09	13.86
36	[10 10 7]	97.62	96
37	[12 12 7]	97.86	95.86
38	[14 14 7]	98.76	94.86
39	[10 7 7]	36.19	37.43
40	[7 10 7]	97.29	94.43

TABLA VIII
SUBCONJUNTO 5, REDES DE DOS CAPAS OCULTAS [LOGSIG LOGSIG PURELIN]

Subconjunto 5			
Red	Número de Neuronas	% de acierto en los grupos	
		Entrenamiento	Validación
41	[7 7 7]	93.43	92.29
42	[10 10 7]	96.86	95.29
43	[12 12 7]	95.86	98.05
44	[14 14 7]	98.90	98.29
45	[7 10 7]	96	94.27

TABLA IX
SUBCONJUNTO 6, REDES DE DOS CAPAS OCULTAS [PURELIN PURELIN PURELIN]

Subconjunto 6			
Red	Número de Neuronas	% de acierto en los grupos	
		Entrenamiento	Validación
46	[7 7 7]	39	38
47	[10 10 7]	39	38
48	[12 12 7]	39	38

TABLA X
SUBCONJUNTO 7, REDES DE DOS CAPAS OCULTAS [PURELIN LOGSIG LOGSIG]

Subconjunto 7			
Red	Número de Neuronas	% de acierto en los grupos	
		Entrenamiento	Validación
49	[7 7 7]	71.14	70.57
50	[10 10 7]	94	91.86
51	[12 12 7]	83.81	82.86

No se realizaron más combinaciones de funciones de transfencia *purelin* en las capas ocultas ya que en los subconjuntos 6 y 7 no se presentan muy buenos porcentajes de acierto, además algunas de estas redes rompen el mínimo de gradiente.

Como el subconjunto 2 del conjunto 1 presenta mejor desempeño de porcentaje de acierto en el grupo de entrenamiento, entonces solo con esta combinación de funciones de activación: *tansig* en las capas ocultas y *purelin* en la capa de salida se realizó el entrenamiento del conjunto 2 (conjunto de 3 capas ocultas).

TABLA XIII
CONJUNTO 2, REDES DE TRES CAPAS OCULTAS [TANSIG TANSIG TANSIG PURELIN]

Conjunto 2			
Red	Número de Neuronas	% de acierto en los grupos	
		Entrenamiento	Validación
52	[7 7 7 7]	70.76	70.14
53	[8 8 8 7]	97.86	96.29
54	[10 10 10 7]	97.76	95
55	[12 12 12 7]	97.95	95.71
56	[14 14 14 7]	98.38	95.86
57	[7 10 10 7]	97.76	95
58	[12 10 8 7]	97.52	95.85
59	[10 4 6 7]	98.76	97.14
60	[10 7 7 7]	99.09	97
61	[10 10 7 7]	96.29	95
62	[10 6 4 7]	70.76	69.57
63	[10 12 7 7]	96.24	94.71

VII. CONCLUSIONES

Se comprueba que la estrategia de clasificación de fallos con la Transformada Wavelet en combinación con las redes neuronales artificiales entrega buenos resultados en los porcentajes de acierto tanto en el grupo de entrenamiento como en el grupo de validación, en el cual se presenta redes con porcentajes de acierto mayor o igual al 95%.

Se observa que a pesar de tener dos eventos que presentan patrones muy similares y en algunos casos iguales a simple vista (figura 4), como lo fueron los eventos huecos de tensión (*Sags*) y las fluctuaciones de tensión (*Flickers*), las redes neuronales artificiales pudieron clasificar estos dos eventos.

En este trabajo los mejores desempeños de las redes se obtienen con la función de activación *tansig* en las capas ocultas y con la función de activación *purelin* en la capa de salida de igual manera como el trabajo realizado en [2].

El empleo de la transformada Wavelet permite ventajas en cuanto a la detección de los parámetros temporales de los eventos como la variación de la amplitud tanto en la señal de tensión como en la señal de corriente, empleando para ello los coeficientes de detalle de diferentes niveles.

Igualmente la transformada de Fourier es de gran importancia en este trabajo especialmente en las señales con presencia de armónicos ya que ella presenta una gran similitud tanto en señales estacionarias como en señales no estacionarias; a partir de esta trasformada se pudo encontrar la señal sin perturbación (señal senoidal) a partir de la señal con perturbación.

Con el entrenamiento de las redes neuronales artificiales se observa un mejor desempeño con redes de tres capas ocultas que con dos capas ocultas a pesar de que la red con mayor porcentaje de acierto es una red con dos capas ocultas.

REFERENCIAS

[1] J. Cortes, J. Chávez, and F. Medina, "Del Análisis de Fourier a las Wavelets," Univ. Tecnológica de Pereira, Revista Scientia Et Technica, vol. 13, núm 034, May. 2007.

[2] G. Vega, C. Duarte and G. Ordóñez "Detección e identificación de eventos de la calidad de la energía eléctrica utilizando la transformada Wavelet discreta y redes neuronales artificiales," Univ. Industrial de Santander, Nov. 2005.

[3] J. Paredes, E. Luzardo, and H. Briceno, "A Wavelet based method to characterize electrical insulators under partial discharges," Univ. Zulia, Rev. Téc. Ing., vol. 28, núm 2, pp. 128-136 Aug. 2005.

[4] J. Jiang, C. Yu, S. Chen, "A novel hysteresis current control for active power filter with constant frequency," Electric power systems research, vol. 68, pp. 75-82, May. 2003

[5] Clases de postgrado, Redes neuronales de Ingeniería Eléctrica, Univ. Tecnológica de Pereira

[6] M. G. Martínez, "Teoría y Simulación de Redes Neuronales Artificiales," Documento de clases de postgrado de Redes Neuronales de Ingeniería Eléctrica, Univ. Tecnológica de Pereira, 1997-1999.

[7] M. Buitrago and C. Zuluaga, "Tutorial sobre redes neuronales aplicadas en Ingeniería Eléctrica y su Implementación en un sitio Web," Tesis pregrado, Univ. Tecnológica de Pereira, 2000.

[8] J. W. Chávez, and M.L. Penna, "Identification of power quality disturbances using the MATLAB Wavelet transform toolbox," Univ. Federal de Uberlandia, año 2001.

Caracterización del campo EM radiado mediante Rayo-receptores tipo Software Defined Radio

L. F. Diaz C. *Estudent member IEEE*, E.A. Cano P. *Member IEEE*, C. Younes V. *Member IEEE*

Resumen **-- En el presente trabajo se modela el rayo como antena monopolo vertical, se definen los parámetros necesarios para la caracterización de sus campos eléctrico y magnético radiado, y se propone la arquitectura SDR (Software-Defined Radio) para el diseño de un receptor de onda EM generada por un rayo (Rayo-receptor) que permita su caracterización basada en los parámetros definidos.**

Keywords: Lightning, Electromagnetic transient propagation, Software Defined Radio, vertical monopole antenna.

I. INTRODUCCIÓN

EL mantenimiento de altos índices de calidad en la Red de Distribución Eléctrica, obliga entre otras medidas a instalar sistemas de protección contra transitorios generados por descargas atmosféricas (rayos), los cuales al generar interferencias electromagnéticas (EMI) afectan el funcionamiento de una elevada cantidad de equipos electrónicos conectados actualmente a la red.

Bajo este punto de vista, el diseño de dichos sistemas requiere la implementación de filtros correspondientes a la componente frecuencial de la corriente pulsar EM inducida y generada por los rayos en su propagación a través de la superficie terrestre, así como en el aire, y por supuesto en los elementos de puesta a tierra. Se plantea entonces la necesidad de caracterizar apropiadamente el rayo, con el fin de determinarlo no solamente como generador de EMI, sino para lograr niveles de certeza en el cálculo de las potencias promedio emitidas por cada componente frecuencial, con el fin de establecer prioridades en los filtros a utilizar en el diseño.

Pudiéramos pensar entonces, que dado el Estado del Arte en el estudio de los rayos, estos se encuentran suficientemente definidos en su componente frecuencial, pero no olvidemos que muchos expertos [1]-[2] corroboran que: ... *El rayo es un fenómeno atmosférico muy complejo que depende de un sinnúmero de parámetros que varían según la región geográfica, variables físicas y punto de impacto. Y que el proceso que crea una célula de tormenta, no ha sido definido completamente, aunque hay una aceptación generalizada como en todos los procesos.* De ahí que si se quiere proteger adecuadamente un sector geográfico determinado contra los mencionados transitorios, es preciso caracterizar su rayo concerniente, con el fin de obtener unos parámetros más ajustados y así facilitar la implementación apropiada de filtros que garanticen verdaderamente dicha protección, tarea que entre otras, ha decidido acometer un "Equipo de investigación interdisciplinario" de la Universidad Nacional de Colombia sede Manizales, conformado desde hace varios meses por los grupos PAAS (Programa de investigación sobre adquisición y análisis de señales), GREDyP (Grupo de Redes de distribución y Potencia) y GTT (Grupo de investigación en Telemática y Telecomunicaciones).

Entre los objetivos de este equipo se encuentran:

- El diseño e implementación de un radio sensor de pulso Electromagnético (EMP) generado por el rayo en su canal de descarga (Rayo-receptor), que permita la caracterización de las descargas atmosféricas del denominado Eje Cafetero (Rayo-Cafetero) y entregue datos de fase para labores de DF (Direction Finding).
- La implementación de un sistema MDF (Magnetic Direction Finding) de localización de sitio de impacto de descargas atmosféricas delimitado para la zona del Eje Cafetero (ver fig. 1).

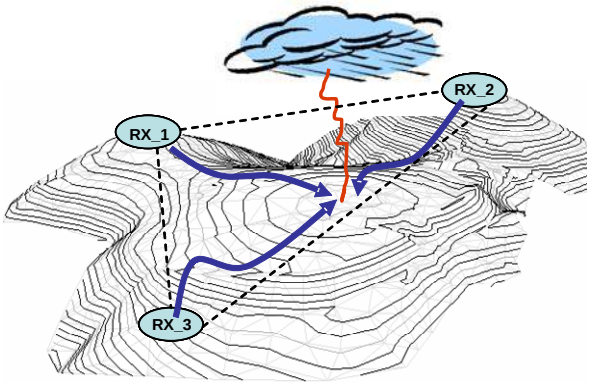


Figura 1. Sistema MDF de localización impacto rayos

A continuación se expone como, mediante un modelo apropiado de propagación del EMP, se obtienen las ecuaciones del campo magnético y eléctrico radiado, definiendo así las variables (parámetros) necesarias para su cálculo, como son: La I_{mx} – corriente máxima del EMP, la D – distancia entre el punto de medición y sitio de impacto del rayo, etc.

Después se plantea el diseño de un Rayo-receptor con

1- Luis Fernando Díaz C. es Msc. Ingeniería Telecomunicaciones, Docente Universidad Nacional de Colombia Sede Manizales.

2- Eduardo A. Cano Plata es Ph.D. Ingeniería Eléctrica, Docente Universidad Nacional de Colombia Sede Manizales.

3- Camilo Younes Velosa es Ph.D. Ingeniería Eléctrica, Docente Universidad Nacional de Colombia Sede Manizales.

tecnología SDR cuya función principal será la de: medir con exactitud la I_{mx} , definir su componente frecuencial (dato que facilitará la implementación de filtros contra transitorios tipo EMP) y establecer la dirección del sitio de procedencia del rayo. Dirección con la cual y gracias a un futuro sistema MDF de localización de rayos, podremos obtener la variable *D*.

II. MODELADO DEL RAYO PARA SU CARACTERIZACIÓN

A. Modelado del Rayo como antena monopolo vertical

Una simulación del rayo como antena monopolo vertical excitada en su base por un generador de EMP, es frecuentemente usada para los cálculos de los campos magnético y eléctrico radiados por el rayo, y generalmente se toma como modelo de canal de descarga del rayo en su golpe de retorno [3]-[4].

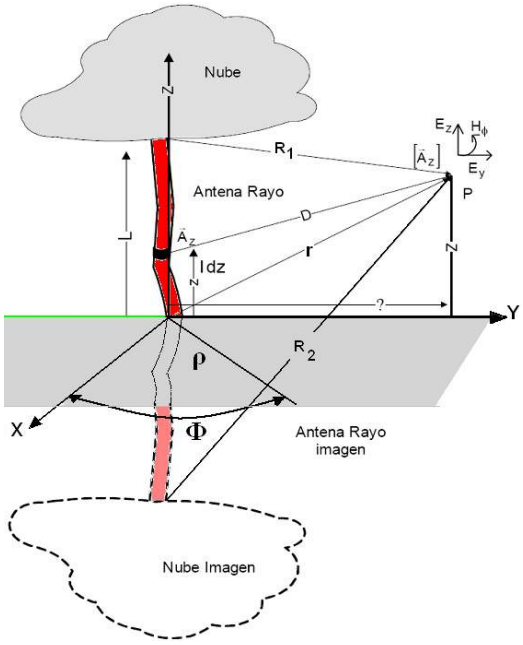


Figura 2. Modelo del rayo como antena monopolo vertical

En la figura 2, se plantea gráficamente el modelo de esta antena con longitud L igual a la altura de la nube tormenta, y excitada por un generador de EMP.

Si se calcula el potencial magnético en el punto P (ρ,Φ,z), podemos conocer los campos eléctricos y el campo magnético en ese punto.

En [5]-[6]-[7] se encuentran desarrollos completos de estos campos, con resultados en coordenadas cilíndricas referidas a la figura 2. Veamos:

Dado el vector potencial magnético (retardado) en el punto P:

$$[A_z] = \frac{\mu I_{mx}}{4\pi}\left[\int_0^L \frac{sen(\beta(L-z))e^{-j\beta D}}{D}dz + \int_{-L}^0 \frac{sen(\beta(L+z))e^{-j\beta D}}{D}dz + \right] \quad (1)$$

En donde:

$I = I_{mx}\, sen\,(L - z)$ para z > 0

$I = I_{mx}\, sen\,(L + z)$ para z < 0

L = Longitud del monopolo en metros.

λ = Longitud de onda

$\mu_0 = 4\pi x10^{-7}$ [Henrios/metro] = Permeabilidad en el vacío.

$\beta = 2\pi/\lambda$ [rad/m] = Constante de propagación

$$r = \sqrt{Z^2 + Y^2}$$

$$D = \sqrt{(Z - z)^2 + Y^2}$$

$$R_1 = \sqrt{(Z - L)^2 + Y^2}$$

$$R_2 = \sqrt{(Z + L)^2 + Y^2}$$

Y dado que el elemento de corriente en la antena tiene dirección Z y el campo magnético tiene dirección Φ, entonces resolviendo el rotor de $\vec{A}_Z$ queda una sola componente, y es:

$$H_\Phi = \frac{1}{\mu}(\nabla x A_Z)_\Phi = -\frac{1}{\mu}\frac{\partial A_Z}{\partial \rho} \quad (2)$$

Como el campo magnético es ortogonal a la antena (fuente de corriente), se puede tomar el punto P sin pérdida de generalidad en el plano Z-Y (plano X = 0), así por lo tanto:

$$H_\Phi = -\frac{1}{\mu}\frac{\partial A_Z}{\partial Y} \quad (3)$$

Procediendo, se obtiene:

$$H_\Phi = \frac{j30I_{mx}}{\eta Y}\left(e^{-j\beta R_1} + e^{-j\beta R_2} - 2\cos(\beta L)e^{-j\beta r}\right) \quad (4)$$

La expresión (4), representa el campo magnético que se puede calcular en todo punto del espacio: campo cercano y lejano.

Resolviendo el rotor del campo H_Φ, se obtienen los dos campos eléctricos, E_Z y E_Y:

$$E_Z = -j30I_{mx}\left(\frac{e^{-j\beta R_1}}{R_1} + \frac{e^{-j\beta R_2}}{R_2} - 2\cos(\beta L)\frac{e^{-j\beta r}}{r}\right) \quad (5)$$

$$E_Y = j30I_{mx}\left(\frac{z-L}{Y}\frac{e^{-j\beta R_1}}{R_1} + \frac{z+L}{Y}\frac{e^{-j\beta R_2}}{R_2} - 2\frac{z}{Y}\cos(\beta L)\frac{e^{-j\beta r}}{r}\right) \quad (6)$$

Al igual que el campo magnético de la ecuación (4), las expresiones (5) y (6) permiten calcular los campos eléctricos en toda región del espacio, dada una I_{mx} (valor máximo de distribución de corriente) bien sea simulada o real, obtenida mediante el equipo adecuado.

Los datos de las variables *r, R_1 y R_2* se pueden obtener midiendo el parámetro *D*, siendo conocida la ubicación geográfica del sitio de medición.

Por otro lado, no debemos olvidar que la constante β depende de una λ relacionada con una sola frecuencia, y como veremos más adelante, la corriente I_{mx} tiene una componente frecuencial que es importante caracterizar para efectuar el ajuste respectivo a los cálculos de cada campo.

B. Representación de la fuente de corriente

Para el presente trabajo, la descarga atmosférica se representa como una fuente de corriente generadora de EMP que se inyecta en el punto del sistema donde incide el rayo. Programas como el ATP disponen de varios modelos de fuentes para la simulación de transitorios. Para el caso de la simulación de la corriente del rayo (I_{mx}) se utiliza habitualmente una fuente de corriente Heidler tipo 15, pues es la que se ajusta con mayor exactitud a la forma de onda de

corriente propuesta por las normas IEC 60060-1 [8] y ANSI/IEEE Standard 4-1995 [9] (ver figura 3).

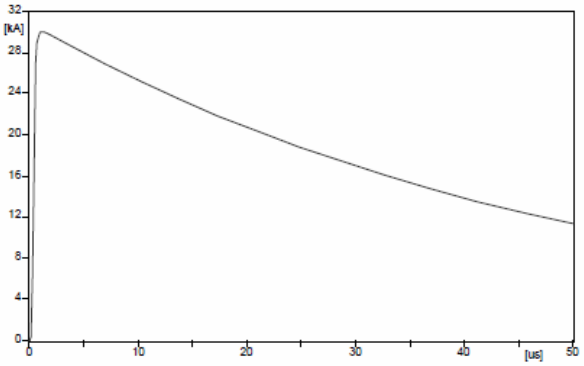


Figura 3. Representación de la corriente del rayo generador de EMP

Analizada la figura 3 se desprende la importancia de diseñar el equipo rayo-receptor de tal forma que brinde en detalle medidas exactas que permitan reproducir la forma de corriente en el tramo del frente de onda, es decir en un período de tiempo de 0 a 3 µS.

C. Caracterización de la componente frecuencial

Si se puede medir la curva de intensidad de descarga (curva corriente- tiempo), y mejor aún grabarla mediante un equipo como el rayo-receptor propuesto, esto nos permitirá realizar un muestreo en el tiempo, para luego aplicarle la Transformada Rápida de Fourier (FFT) y así obtener el espectro discreto de frecuencias.
En la figura 4, se muestra una curva de intensidad de descarga para un rayo negativo de mediana intensidad, con valores promedios estadísticos de: Intensidad máxima en KA
y Pendiente di/dt.

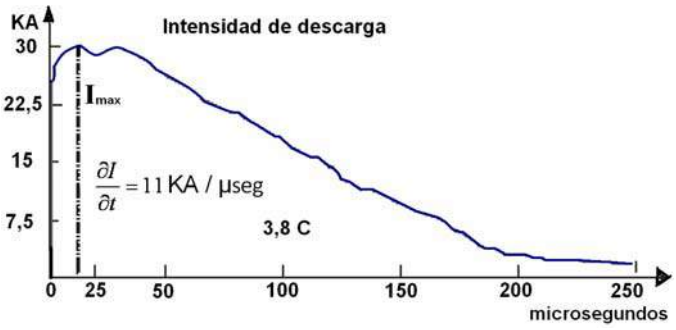


Figura 4. Pendiente *di/dt* de un rayo negativo promedio

En la figura 5 se puede apreciar el espectro de frecuencias obtenido mediante MatLab con la FFT. Allí se observa la presencia de frecuencias muy bajas (KHz) con altas intensidades de corrientes, y frecuencias altas, con bajas intensidades de corrientes.

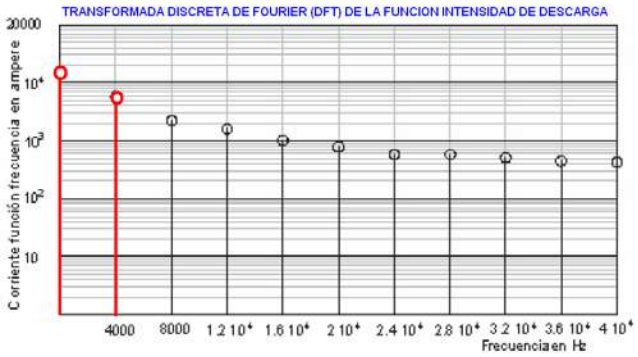


Figura 5. Espectro promedio del componente frecuencial del rayo

III. RAYO RECEPTOR ARQUITECTURA SDR

Dado que el objetivo principal del Rayo-receptor consiste en el sensado del rayo para su caracterización y ubicación, queda ampliamente justificada la aplicación de la tecnología SDR (Software-Defined Radio) en su diseño, considerando que:

- Se economizan costos en la implementación del hardware correspondiente a los módulos ADC (Analog Digital Converter), máxime teniendo en cuenta que de la misma caracterización debe surgir la parametrización para su diseño.
- Por su propia naturaleza el SDR ofrece las prestaciones necesarias para la caracterización del propio rayo.
- *Existe software gratuito en el mercado con el cual se puede comenzar la experimentación.*

Un sistema de Radio Definido por Software (Software Defined Radio, SDR) puede estar conformado por una computadora (PC) equipada con un convertidor analógico-digital (ADC), precedido de algún adaptador de radio frecuencia (RF) al que se le denomina Equipo Frontal (Front End). Una gran parte del procesamiento de las señales se realiza en procesadores de propósito general, en lugar de utilizar hardware de propósito específico. Esta configuración permite cambiar los protocolos y formas de onda simplemente cambiando el software (ver figura 6).

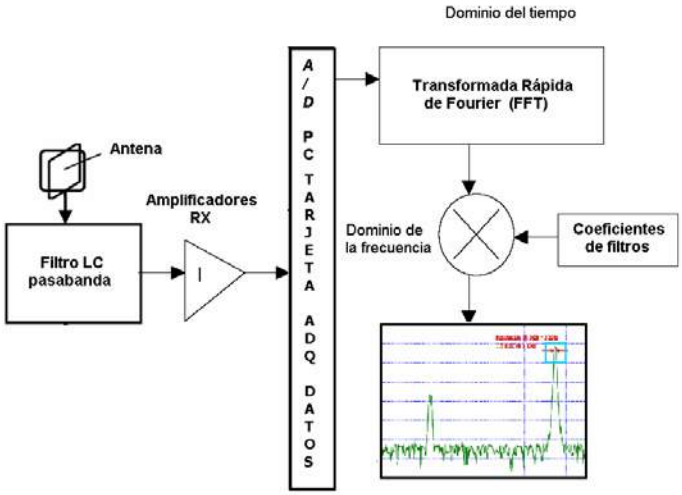


Figura 6. Diagrama en bloques del SDR

En la figura 6, se encuentra resumido el funcionamiento del rayo receptor, el cual se puede describir así:

La señal sensada entregada por el equipo frontal a la entrada del ADC es muestreada, digitalizada y sometida a un proceso de Transformada Rápida de Fourier FFT complejo de n bins, por lo que es convertida al dominio de las frecuencias. Un generador calcula unos coeficientes de filtro pasabanda (BPF) y mediante otro proceso FFT son convertidos también al dominio de frecuencias. Ambas señales, en el dominio de frecuencias (señal útil y señal de filtrado) son multiplicadas digitalmente (mediante una función de mezcla digital) para proporcionar el ancho de banda del filtrado máximo de la señal útil y procesarla adecuadamente.
Es importante anotar que aunque el concepto de SDR no es nuevo, Mitola lo propuso en 1.991 [10], la reciente evolución de la circuitería digital ha hecho posible desde el punto de vista práctico muchos de los procesos que tiempo atrás eran solamente posibles desde el punto de vista teórico.

A. Recepción de la señal (Equipo frontal)

En la etapa frontal del Rayo-receptor se debe instalar un sistema doble de antenas que permita obtener datos de fase para DF. Así mismo con el fin de evitar el *Aliasing*, mediante un filtro pasa banda abrupto BPF, la señal sensada deberá ser bajada a un rango de frecuencias que va desde 0 hasta una frecuencia máxima F_m, siendo F_m = 10 MHz, el ancho de banda estimado para la fuente de corriente generada por el rayo (Grcev [11]). El siguiente paso será digitalizar la señal, y para ello se hace uso de un PC con tarjeta de adquisición de datos y el programa adecuado.

B. Procesado digital de la señal

El objetivo principal de la digitalización de la señal, será su discretización para poder aplicarle la DFT y así obtener el espectro de su componente frecuencial.

1) Discretización del transitorio

Dado que la señal del transitorio generado por el rayo que llamaremos $x(t)$ es una función pulsar, aperiódica, no lineal y no estacionaria, su discretización se obtiene al multiplicarla por una función delta de muestreo $\delta(t)$ consistente en una serie de impulsos unitarios espaciados con un intervalo $Ts = 1/f_S$ (período de muestreo), de tal forma que la señal muestreada resultante $y(t)$ producto de la multiplicación será:

$$y(t) = x(t).\ \delta(t) \qquad (7)$$

Siendo esta también una señal discreta, pues al ser $\delta(t)$ una serie uniforme de pulsos, puede ser representada como una serie exponencial de Fourier, así:

$$y(t) = x(t).\delta(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta_n x(t) e^{j2\pi.nf_s t} \qquad (8)$$

2) Importancia de la tarjeta de Adquisición de Datos

El convertidor A/D (ADC) utilizado por estas tarjetas suele ser del tipo delta-sigma y puede ser interesante ajustar la velocidad de muestreo a la mínima posible con el fin de aprovechar la capacidad de filtrado y diezmado interno del ADC ya que esto permite reducir el umbral de ruido.

Las prestaciones de un receptor SDR dependen totalmente de las prestaciones del chip DSP (Digital Signal Processor) que procesa las señales, y en consecuencia, de que la tarjeta de adquisición de datos empleada en el PC contenga un chip DSP de mejores o peores prestaciones.

La calidad del chip DSP, y por tanto, de la tarjeta de adquisición de datos, depende fundamentalmente de dos parámetros:

P1. Resolución del chip DSP (Rango dinámico):

La resolución del chip DSP (o de la tarjeta de adquisición de datos que lo soporta) indica el número de bits por muestra de señal analógica digitalizada. Cuanto mayor sea esta resolución, mayor será el rango dinámico del equipo SDR.

Elevar el número de bits de codificación por nivel de cuantificación, permite que la tarjeta pueda muestrear eficazmente señales mucho más débiles, aumentando la sensibilidad del SDR.

Un chip DSP con 16 bits de resolución, permite diferenciar 2^{16} = 65.536 niveles de señal, mientras que una tarjeta de 24 bits puede diferenciar 2^{24} = 16.777.217 niveles.

En términos más técnicos, la resolución está ligada al *"Error de cuantificación del convertidor A/D"*, este error se produce por la incapacidad de los convertidores de resolver señales cercanas en amplitud al mínimo paso de cuantificación, y este, además de ser común a todos los convertidores, se extiende en todo el ancho de banda de la señal sensada. La potencia de este ruido es igual a:

$$P_{qn} = V^2_{pico} / 3R2^{2b} \text{ [Vatios]} \qquad (9)$$

Así que la densidad del ruido de cuantificación será:

$$ND_{qn} = P_{qn}/(f_S/2) = 2V^2_{pico}/3f_S R2^{2b} \text{ [Vatios/Hertz]} \qquad (10)$$

Donde $\boldsymbol{V_{pico}}$ corresponde a la mitad del voltaje pico a pico de la señal sensada, $\boldsymbol{R}$ es la resistencia de entrada del ADC y $\boldsymbol{b}$ es el número de bits de resolución.
Y como la máxima onda senoidal que un convertidor puede manejar produce una potencia igual a:

$$P_{seno} = \frac{\left(\frac{V_{pico}}{\sqrt{2}}\right)^2}{2} = \frac{V_{pico}{}^2}{2R} \qquad (11)$$

La máxima SNR estará dada por:

$$P_{seno}/P_{qn} = 3(2^{2b}) / 2 = (6{,}02b + 1{,}76)\ \text{dB} \qquad (12)$$

Siendo esta la fórmula para calcular el ***rango dinámico*** de los dispositivos DSP.
Efectuados los cálculos, obtenemos 74 dB para tarjetas de 12 bits, 98 dB para resoluciones de 16 bits, y 144 dB para resoluciones de 24 bits.

P2. La frecuencia de muestreo (parámetro de diseño)

De acuerdo con Shannon-Nyquist, la frecuencia de muestreo f_S estará dada por $f_S = 2*F_m$, sin embargo, se sabe que si se quiere obtener una forma detallada de la onda, la f_S mínima estará dada por:

$$f_S = 8*F_m \quad (13)$$

Grcev en [11], afirma que la F_m es usualmente determinada como la frecuencia por encima de la cual las amplitudes en el espectro grabado son imperceptibles. Por ejemplo, la máxima frecuencia F_m puede ser especificada por el requerimiento de que el 99% de energía de la onda esté contenida en un ancho de banda por debajo de F_m. El mismo Grcev calcula que dada esta condición, la F_m para la onda de energía del transitorio en función de la corriente *I (jw)* es de 600 KHz y de 1 MHz si es en función de la tensión *V (jw)*, sin embargo recomienda un F_m= 10 MHz si se quiere evaluar con cierta precisión la impedancia del impulso.

Por otro lado, Las normas IEC-61083 e IEEE-1122 [12], establecen los criterios de medida de transitorios tipo rayo y similares, así:

- Resolución del ADC ≥ 9 bits
- Frecuencia de muestreo $f_S \geq 8* F_m$.

De tal forma que si adoptamos F_m = 10 Mhz, obtenemos como parámetro de diseño del SDR una frecuencia de muestreo:

f_S = 8*10 MHz = 80 MHz

Usualmente para los equipos receptores con tecnología SDR se utilizan los ADC soportados por las Tarjetas de sonido de los PC, sin embargo, aunque las tarjetas de sonido actuales pueden llegar a los 192 KHz de velocidad de muestreo con resoluciones por muestra de 24 bits, estos indicadores no son suficientes si tenemos en cuenta los cálculos mostrados.

Felizmente, este problema ha quedado resuelto con las nuevas tarjetas comerciales de adquisición de datos, las cuales nos ofrecen ADC con tasas de muestreo por encima de los 100 MHz y resoluciones de 12 bits (rango dinámico de 74 dB) suficientes para nuestro propósito.

3) Etapa de filtrado/diezmado

Una segunda etapa de filtrado/diezmado permite ajustar la velocidad de muestreo a la velocidad/resolución a la cual se desea realizar la FFT, y de nuevo, incrementar en lo posible el nivel de S/N.

C. Transformada de Fourier

A la señal digitalizada se le realiza una Transformada Discreta de Fourier (DFT), esta transformada teóricamente estaría dada por:

$$X_S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t).e^{-j2\pi ft}dt \quad (14)$$

Sustituyendo (8) en (14) tenemos:

$$X_S(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta_n \int_{-\infty}^{+\infty} x(t).e^{-j2\pi(f-nf_s)t}dt \quad (15)$$

Donde el coeficiente δ_n representa la amplitud de cada enésimo componente frecuencial, siendo este el valor a calcular si queremos obtener la componente frecuencial del rayo.

La transformada Discreta de Fourier se calcula de modo muy eficiente mediante el algoritmo FFT (Fast Fourier Transform), sin embargo este pone algunas limitaciones en la señal y en el espectro resultante. Por ejemplo: la señal de la que se tomaron muestras y que se va a transformar debe consistir de un número de muestras igual a una potencia de dos ($N = 2^n$).

El resultado de analizar una señal mediante la FFT equivale a hacer pasar la señal analógica original a través de un banco de filtros de paso de banda muy estrechos y en paralelo, los cuales cubren toda la banda de paso, y entregan a su salida y por separado las distintas componentes espectrales de la señal. Los distintos filtros tienen el mismo ancho de banda, y este proceso se denomina Filtrado digital.

A cada uno de estos filtros estrechos de paso de banda, se les denomina "Bin", y en realidad su banda se solapa algo con la del bin anterior y posterior, tal como se muestra en la Figura 7, donde se muestran los Bins solapados. Si el solapamiento entre bins consecutivos es en puntos a -3 dB, la respuesta de la FFT es lineal y aceptable.

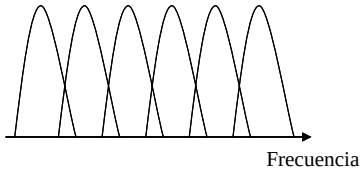


Figura 7. Comportamiento FFT como conjunto de filtros PB (Bin)

Como al realizar la FFT de una señal se obtiene la composición espectral de esta, si una componente está en el centro de uno de los bins, se tomará solamente el valor de amplitud de señal en ese bin, pero si no coincide con el centro del bin, se asigna parte de la amplitud de la componente al bin donde está ubicada, y algo de amplitud en el bin vecino más próximo. Así, si la componente espectral está justamente ubicada en el punto medio entre los centros de dos bins consecutivos, se asignará la mitad de la amplitud de la componente espectral a cada uno de los dos bins.

Del análisis matemático de las FFT se obtiene la composición espectral de una señal cualquiera, y además se determina cómo se reparte la energía (amplitud) de cada componente (frecuencia) de la señal en los distintos bins. Por ejemplo si queremos efectuar un análisis espectral mediante FFT de una señal sensada, estos serian los cálculos:

Dada una FFT que emplea N bins (N es el "tamaño" de la FFT), y una señal digitalizada con una frecuencia de muestreo f_S , el ancho de banda de cada bin, BWbin, será:

$$\text{BWbin} = f_S / N \quad \text{donde} \quad N = 2^n$$

y la frecuencia central $\boldsymbol{f_n}$ del bin número $\boldsymbol{n}$:

$$f_n = \frac{n * f_S}{N}$$

Como nuestro rayo-receptor SDR se basa en el uso de tarjetas de adquisición de datos, asumimos que la velocidad de muestreo del digitalizador de la tarjeta será de 100 MHz (100.000.000 muestras por segundo) y si se emplea una FFT de 131.072 bins, se tendrá que:
BWbin = 100.000.000 / 131.072 = 763 Hz

Entonces: f_n = n * 763 Hz

Es decir, la FFT introduce en el equipo receptor SDR, 131.072 filtros de paso de banda de 763 Hz de ancho de banda. Esto permite crear filtros digitales de señal con anchos de banda desde 763 Hz hasta aproximadamente 100 MHz, en pasos de 763 Hz.

1) Filtrado frecuencial y Ventanas

Al módulo de la salida de cada bin se le realiza un filtrado pasabajos y un diezmado para disminuir la variabilidad de la amplitud. La amplitud resultante promediada es la que al final se visualiza. El número de espectros utilizados para promediar dependerá del nivel de la señal de interés y de su velocidad.

La respuesta en frecuencia de un filtro digital es periódica de ahí que pueda expresarse como una combinación lineal de exponentes complejas (análisis de las series de Fourier), por otro lado desde el punto de vista frecuencial se producen una serie de deformaciones en el espectro del filtro obtenido que nos llevarían a considerables errores, a no ser por el uso de unas funciones llamadas VENTANAS pensadas para este uso. Esas ventanas no son más que secuencias de longitud finita que tienen una respuesta frecuencial que permite que al ser multiplicadas por la función de transferencia utilizada, el error no sea muy grande. El truncamiento de las series infinitas de Fourier es equivalente a la multiplicación de los coeficientes con la función ventana.

2) Consideración sobre los TRANSITORIOS

Cuando se hace el análisis de espectro a transitorios de corta duración, generalmente no generan series de armónicos, pero generan un espectro continuo en el que la energía está distribuida sobre el rango de frecuencias. Cuando se analizan este tipo de transitorios con un analizador FFT, debe procurarse que el transitorio esté incluido en la grabación en tiempo del analizador y que se use una ventana *rectangular (Boxcar)* en lugar de una ventana de *Hanning* [13].

3) Presentación gráfica (Ploteo)

Finalmente, sobre la amplitud de cada bin se aplicará un escalado logarítmico para su presentación. Existen tres formas de presentación de la señal procesada:

- En el tiempo, como en un osciloscopio.
- Frecuencia versus Amplitud (Analizador de espectros).
- En una gráfica bidimensional (Frecuencia Vs. Tiempo)

Este último método de presentación permitirá al investigador caracterizar la intensidad de descarga del rayo.

IV. Conclusiones

Se mostró en el artículo que dadas las prestaciones funcionales de un rayo-receptor tipo SDR, estas serán suficientes para una adecuada caracterización del rayo.
De manera similar, el elemento funcional mas importante en la tecnología SDR es el convertidor A/D (chip DSP) soportado por la "Tarjeta de adquisición de datos" conectada o instalada en el PC.
Si consideramos las tarjetas de adquisición de datos modernas (f_S >100 MHz con resoluciones superiores a 12 bits), un simple cálculo del intervalo de muestreo *Ts*, nos dará un número de muestras m = 300, para un *Ts* = 10 nS y un período de observación de T = 3 µS, que corresponde al promedio del frente de onda de la corriente generada por el rayo, siendo este número suficiente para obtener la forma de onda en un detalle ajustado.
El uso del SDR en los sistemas de localización de rayos MDF promete una optimización en la evaluación del mapa de riesgo.

Referencias

[1] Lightning and insulator subcommittee of the T&D Committee, "Parameters of Lightning Strokes: A Review", IEEE Trans. Power delivery, vol. 20, no. 1, pp. 346-358, enero 2005.

[2] R.B. Anderson, "Lightning performance criteria for electric power systems", IEE Proceedings, vol. 132, pt. c, no. 6, pp. 298-306, nov. 1985.

[3] M.A. Uman, E.P. Krider,"A Review of Natural Lightning: Experiment Data and Modeling", IEEE Transaction on EMC, May 1982, p. 79-112.

[4] V.A. Rakov, M.A. Uman: *Review and Evaluation of Lightning Return Stroke Models Including Some Aspects of Their Application*, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 40, No. 4, Nov. 1998, pp. 403-426.

[5] S. A. Schelkunoff, H. T. Friis, *Antennas Theory and Practice*, John Wiley & Sons, 1952.

[6] E. C. Jordan and K. G. Balmain, *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*, Second Edition,Prentice Hall, Inc., 1968.

[7] W. L. Weeks, *Antenna Engineering, McGraw-Hill, Nueva York, 1968.*

[8] IEC 60060-1:1989 "High Voltage Test Techniques" – Part 1 "General definitions and test requirement" published by the International Electrotechnical Commission

[9] ANSI/IEEE Standard 4-U.S.A, "IEEE Standard Techniques For High Voltage Testing",1995.

[10] J. Mitola, "The Software Radio", *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 17, no. 4, pp. 514-538, abril 1999.

[11] L. Grcev, F. Dawalibi, "*An electromagnetic model for transients in grounding systems*", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 5. No. 4. pp. 1773-1781, November 1990.

[12] ANSl/IEEE Standard 1122, "IEEE Standard for Digital Recorders for Measurements in High-Voltage Impulse Tests", 1987.

[13] S. Gade,H. Herlufsen: *Use of Weighting Functions in DFT/FFT Analysis*, Technical Review, Nro.3, Brüel & Kjaer, Dinamarca,1987. Disponible en: http://www.bksv.fr/doc/bo0436.pdf

Medición y Análisis del Efecto Armónico en los Bancos de Compensación Reactiva en una Planta Cementera

Oscar J. Peña Huaringa

***Resumen*- Este articulo muestra los resultados del estudio y la simulación del efecto de los armónicos en los bancos de compensación reactiva en una planta cementera, teniendo como base el registro de mediciones de calidad de energía y parámetros eléctricos en bancos de capacitores, transformadores y cargas asociadas. Las mediciones se realizaron tanto en media como en baja tensión. Se analiza además la compensación individual que presenta la planta en sus motores en media tensión considerando la verificación del dimensionamiento, el grado de contaminación armónica, la probabilidad de resonancia y el transitorio originado por la energización del banco, utilizando para ello el software PSCAD/EMTDC. Se realiza un análisis similar para los bancos en baja tensión considerando la multiplicidad de frecuencias de resonancia debido a la entrada de los pasos. También se dan recomendaciones para la protección de los bancos de compensación reactiva y minimización del contenido armónico en este tipo de sistemas.**

Palabras claves — Armónicos, Compensación Reactiva, Resonancia.

I. Introduction

En la industria y en los diferentes procesos de extracción se busca optimizar los recursos a través de diferentes sistemas, incorporando de esta manera diversos dispositivos y equipos basados en electrónica de potencia como: variadores de velocidad, arrancadores de estado sólido, rectificadores controlados, cicloconvertidores, etc. La incorporación de estos equipos permite tener mayor eficiencia en los procesos pero presentan la desventaja de inyectar armónicos al sistema.

Todos los equipos basados en electrónica de potencia producen armónicos sin importar la marca o modelo, ya que los elementos constitutivos son básicamente los mismos. La diferencia radica en la disposición de sus componentes, la versatilidad de su instalación y en los requerimientos del cliente (6, 12,18 ó 24 pulsos). No obstante con el control adecuado y la utilización de métodos de mitigación de armónicos, se pueden atenuar éstos hasta llevarlos a un nivel permitido por las normas y recomendaciones.

Por otro lado la incorporación de bancos de compensación reactiva en un sistema eléctrico provee importantes beneficios como mejora del factor de potencia, reducción de pagos por concepto de energía reactiva, mejora de los niveles de tensión, aumento de la capacidad de transmisión de potencia activa, reducción de las perdidas de potencia en las líneas, cables, barras y transformadores.

Como la mayoría de las cargas en los sistemas industriales son del tipo inductivo, la incorporación de bancos de compensación reactiva se justifica plenamente. Sin embargo la impedancia de los bancos de compensación reactiva presenta un comportamiento dependiente de la frecuencia (con el aumento de la frecuencia disminuye el valor de su impedancia), lo cual trae como consecuencia la amplificación de los armónicos existentes y en el peor de los casos la ocurrencia del fenómeno de resonancia, deteriorando al banco y a las cargas del sistema.

Las frecuencias de resonancia en el sistema dependen de la potencia de cortocircuito y de la potencia del banco de compensación reactiva.

En este artículo se muestran los resultados del estudio y la simulación del efecto de los armónicos en los bancos de compensación reactiva en una planta cementera ubicada en el departamento de Arequipa – Perú, teniendo como base el registro de las mediciones de calidad de energía y parámetros eléctricos, de los bancos, los transformadores y las cargas asociadas. Analizando el comportamiento transitorio de la energización de los bancos de compensación reactiva en media tensión mediante la utilización del software PSCAD/EMTDC.

También se analiza las diferentes frecuencias de resonancia que se presentan en los bancos de baja tensión. Dando recomendaciones para minimizar el contenido armónico del sistema.

II. Objetivo

- Analizar el comportamiento de los bancos de compensación reactiva en presencia de armónicos.
- Analizar el sistema eléctrico a partir de las mediciones realizadas
- Analizar el comportamiento transitorio en la energización de los bancos de media tensión.
- Dar las recomendaciones para la solución al problema contaminación armónica en redes que tengan sistemas de compensación reactiva existentes.

III. Descripción Del Sistema

La fig. 1 muestra el diagrama unifilar del sistema eléctrico de la Planta Cementera a analizar. Cuenta con:

- Tres motores de 2.4MW, 0,37MW y 0.74MW en 6kV.
- Tres transformadores de 1.25MVA, 0.5MVA y 2.5MVA con relación de transformación (6/0.46kV).
- Un transformador de 12MVA con relación de transformación (33/6kV).
- Tres bancos de compensación reactiva en 6kV de 575kVAr, 135kVAr y 185kVAr.
- Tres bancos de compensación reactiva en 0.46kV, de 345, 290 y 575kVAr.

- Dos motores que incluyen variadores de velocidad de 0.280MW y 0.065MW.

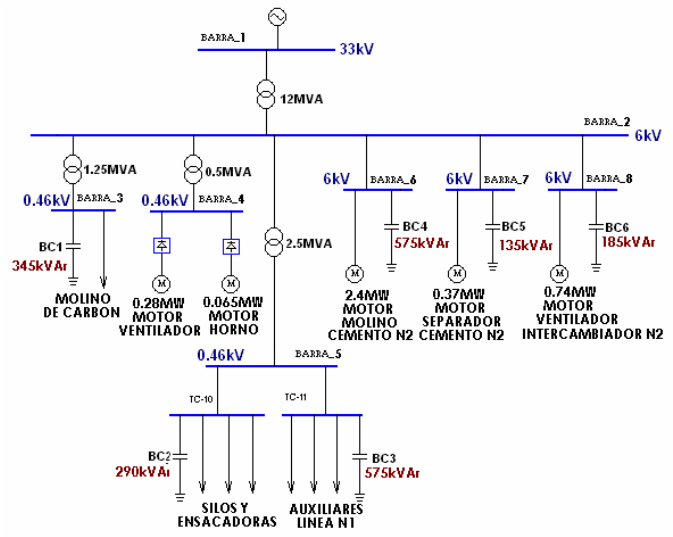


Fig. 1. Diagrama Unifilar del Sistema Eléctrico

La planta cementera trabaja por línea de producción, tiene un proceso continuado, es decir si alguna parte del proceso dejara de trabajar, entonces se para la producción. En tal sentido la continuidad del servicio es un factor que influye directamente sobre los ingresos de la empresa.

El horno es giratorio y para su funcionamiento cuenta con un variador de velocidad que acciona un motor de 0.065MW, para el control de la temperatura externa del horno se requiere del uso de ventiladores accionados por variadores cuya potencia es de 0.28MW. Dentro de los procesos internos de la planta se utilizan variadores (en su mayoría de 6 y 12 pulsos) tanto para las ensacadoras, fajas transportadoras y auxiliares de línea. Por lo tanto la principal carga generadora de armónicos son los variadores de velocidad.

Cabe mencionar que en el diseño e implementación inicial de la planta no se consideró la incorporación de equipos y/o dispositivos que minimicen el contenido armónico del sistema, ya que el objetivo principal era corregir el factor de potencia y no se contaban con dispositivos electrónicos de potencia.

Con la incorporación de los variadores de velocidad se incrementaron los problemas. Encontrando dificultades para el control armónico debido a la variedad de marcas, las cuales presentan diferentes impedancias (los armónicos producidos por un variador sobrecargaban a otro variador).

Otro aspecto a considerar es que los transformadores asociados a los variadores de velocidad que operan sobre los motores de gran potencia son convencionales, es decir no se consideró factores de derrateo ni el efecto de sobrecalentamiento en el devanado delta de los mismos.

Como utiliza motores de gran potencia estos son colocados en 6kV, evitando así el sobredimensionamiento de cables y optimizando los costos de implementación, estos motores presentan compensación individual.

La planta cuenta con compensación local en 0.46kV utilizando 1 paso fijo y 10 pasos variables.

IV. Mediciones De Parámetros Eléctricos Y Calidad De Energía En La Planta

A. Mediciones de Parámetros Eléctricos

El siguiente cuadro nos muestra los resultados obtenidos de la medición de parámetros eléctricos.

TABLA I
MEDICIÓN DE PARÁMETROS ELÉCTRICOS EN LOS TRANSFORMADORES, BANCOS DE COMPENSACIÓN REACTIVA Y MOTORES CON COMPENSACIÓN INDIVIDUAL

Parámetros		Transformadores (MVA)			
		12	1.25	0.5	2.5
Tensión (V)	Máx.	33450	470	471	468
	Prom.	32600	462	463	462
	Min.	31800	455	458	456
Corriente (A)	Máx.	85	732	364	1045
	Prom.	69	467	308	824
	Min.	53	69	155	281
Potencia (kW)	Máx.	4825	538	298	798
	Prom.	3820	346	245	647
	Min.	2832	62	120	221
Potencia (kVAr)	Máx.	920	188	98	196
	Prom.	812	95	94	133
	Min.	471	0	86	29
Parámetros		Bancos de Compensación Reactiva (kVAr)			
		345	**BC-10** 290		**BC-11** 575
Tensión (V)	Máx.	471	465		466
	Prom.	462	460		462
	Min.	454	455		458
Corriente (A)	Máx.	255	113		507
	Prom.	222	49		411
	Min.	135	1		326
Potencia (kW)	Máx.	1.54	3.08		1.5
	Prom.	1.33	2.92		1.6
	Min.	0.70	2.08		1.7
Potencia (kVAr)	Máx.	192	86.8		397
	Prom.	168	36.8		320
	Min.	102	0		231
Parámetros		Motores con compensación individual (kW)			
		2400	370		740
Tensión (V)	Máx.	6240	6244		6242
	Prom.	6130	6127		6125
	Min.	6070	6068		6065
Corriente (A)	Máx.	193	33		73
	Prom.	186	31		58
	Min.	182	6		0
Potencia (kW)	Máx.	1998	366		753
	Prom.	1941	350		604
	Min.	1902	332		0
Potencia (kVAr)	Máx.	327	71		173
	Prom.	306	64		129
	Min.	287	57		0

En las tablas se pueden observar los valores máximos, promedio y mínimo de los parámetros de tensión, corriente,

potencia activa y potencia reactiva. Cabe mencionar que las tablas no indican el instante en que se producen los máximos y mínimos. Se aprecia que la planta no trabaja con magnitudes cercanas a los valores nominales por ejemplo el transformador de 2.5MVA trabaja como máximo con 0.814MVA con un factor de utilización y factor de carga de 32.58% y 81.07% respectivamente. Esto no es eficiente para el sistema si consideramos que el consumo permanente de potencia reactiva del transformador es 45kVAr y se incrementa a medida que se incrementa la corriente**.** [1]

El transformador de 12MVA tiene reserva disponible puesto que la planta a plena carga necesitaría una potencia de 8.8MVA. Considerando las mediciones realizadas la planta consume 4.8MVA.

Se observa también el sobredimensionamiento de los bancos de compensación reactiva para la condición de trabajo en la que se realizó las mediciones.

B. Mediciones de Calidad de Energía

Los siguientes cuadros nos muestran los resultados obtenidos de la medición de calidad de energía.

TABLA II
MEDICIÓN DE CALIDAD DE ENERGÍA EN LOS TRANSFORMADORES Y BANCOS DE COMPENSACIÓN REACTIVA

Parámetros		Transformadores (MVA)			
		12	1.25	0.5	2.5
Tensión	THD v	3.0%	3.3%	4.6%	4.4%
	3th	0.1%	0.3%	0.3%	0.3%
	5th	2.6%	2.8%	4.1%	4.2%
	7th	0.3%	1.2%	2.1%	0.2%
	11th	0.1%	0.2%	1.0%	0.1%
Corriente	THD i	7.6%	46.2%	24.1%	15.2%
	3th	0.2%	4.1%	0.3%	2.2%
	5th	6.1%	33.5%	15.2%	13.1%
	7th	2.1%	22.1%	12.3%	5.1%
	11th	1.3%	23.1%	10.1%	3.2%
Flicker (pst)	Máx.	0.80	1.80	1.45	0.80
	Prom.	0.65	1.05	0.78	0.48
	Min.	0.23	0.28	0.56	0.42
Parámetros		Banco de Compensación Reactiva (kVAr)			
		345	**BC-10** 290		**BC-11** 575
Tensión	THD v	3.3%	4.4%		4.4%
	3th	0.3%	0.3%		0.3%
	5th	2.8%	4.2%		4.2%
	7th	1.2%	0.2%		0.2%
	11th	0.2%	0.1%		0.1%
Corriente	THD i	38.1%	20%		23.8%
	3th	2.1%	3%		0.5%
	5th	20.1%	19%		22.3%
	7th	9.8%	5.2%		3.8%
	11th	31.1%	4.1%		7.1%
Flicker (pst)	Máx.	1.80	0.80		0.80
	Prom.	1.05	0.48		0.48
	Min.	0.28	0.42		0.42

TABLA III
MEDICIÓN DE CALIDAD DE ENERGÍA EN LOS MOTORES CON COMPENSACIÓN REACTIVA INDIVIDUAL

Parámetros		Motores con compensación individual (kW)		
		2400	370	740
Tensión	THD v	3.2%	3.2%	3.3%
	3th	0.2%	0.2%	0.2%
	5th	2.8%	2.8%	2.9%
	7th	0.1%	0.1%	0.1%
	11th	0.0%	0.0%	0.0%
Corriente	THD i	6.1%	6.5%	5.5%
	3th	0.2%	0.2%	0.2%
	5th	4.8%	5.8%	5.0%
	7th	1.8%	2.1%	1.1%
	11th	1.2%	1.8%	0.2%
Flicker (pst)	Máx.	0.81	0.80	0.80
	Prom.	0.49	0.45	0.42
	Min.	0.24	0.25	0.27

V. ANÁLISIS DE CALIDAD DE ENERGÍA

A. Tensión

En ninguno de los casos el nivel de tensión excede los límites recomendados por el estándar IEEE 519-1992 [2].

Respecto al contenido armónico del sistema en la medición realizada a los transformadores observamos que el THD v no excede el limite establecido (5%). Sin embargo en el transformador de 2.5MVA la 5th excede los límites establecidos (3%), para armónicas individuales. El caso de los Bancos de compensación reactiva es similar no se excede en el THD v pero si en la 5th. (BC-10 y BC-11).

Los motores con compensación no exceden los límites establecidos.

B. Corriente

La potencia de cortocircuito en la barra de 33kV es 120MVA Luego calculando la corriente y potencia de corto circuito en cada barra tenemos los resultados mostrados en la tabla IV.

TABLA IV
CORRIENTE Y POTENCIA DE CORTO CIRCUITO TRIFÁSICA EN LAS BARRAS DEL SISTEMA.

	Tensión	Icc Trifásico	Scc Trifásico
Barra 1	33kV	2.099kA	120MVA
Barra 2	6kV	5.773kA	60MVA
Barra 3	0.46kV	23.821kA	18.98MVA
Barra 4	0.46kV	14.484kA	11.54MVA
Barra 5	0.46kV	28.102kA	22.39MVA
Barra 6	6kV	5.773kA	60MVA
Barra 7	6kV	5.773kA	60MVA
Barra 8	6kV	5.773kA	60MVA

Considerando las corrientes de las cargas mostradas en las tablas I y las corrientes de cortocircuito de la tabla IV tenemos que la relación Isc / I_L para todos los casos se encuentra entre

20 y 50. Según lo calculado para armónicas menores a la 11th el límite es 7% y el límite del THD i es 8%. [2]

Observado las tablas II y III, las corrientes armónicas los transformadores de 1.25, 0.5 y 2.5MVA exceden los límites.

Los bancos de compensación reactiva son amplificadores de los armónicos existentes, los motores con compensación individual no exceden los límites.

C. Flicker

El límite establecido para el flicker solo es excedido en las mediciones realizadas al transformador de 0.5kVA y al banco de compensación reactiva de 345kVAr.

VI. Análisis De La Compensación Individual En Los Motores En 6kV De La Planta

A. Verificación del nivel de compensación reactiva requerido

Cuando se tienen motores de gran potencia (en este caso tres) es necesario compensar la potencia reactiva que requieren, sin un calculo adecuado se puede caer el la subcompensación o en la sobrecompensación. [1]

Considerando los datos tomados en campo los valores a compensar serían los mostrados en la tabla V.

TABLA V
Potencia Reactiva Necesaria Para La Compensación Individual De Los Motores En 6kV

Potencia	Tensión	Eficiencia	F.D.P	Qc
2400Kw	6Kv	86%	0.89	570.26 kVAr
370Kw	6kV	86%	0.88	88.91 kVAr
740kW	6kV	86%	0.87	179.87 kVAr

Comparando estos resultados con los valores nominales del sistema, observamos que el banco de compensación reactiva colocado para compensar al motor de 370kW es de 135kVAr, lo cual puede traer problemas de sobrecompensación al motor, dependiendo del régimen de trabajo. Por otro lado observando las mediciones de potencia realizada al motor compensado vemos que en promedio muestra un consumo adicional de 64kVAr y el conjunto (motor – banco) presenta un factor de potencia superior a 0.98. De igual manera para los motores de 740kW y 2400kW nos muestran factores de potencia de 0.98 y 0.99 respectivamente.

B. Evaluación del grado de contaminación armónica

En este caso se evaluará el grado de contaminación armónica considerando las mediciones realizadas la barra 8.

La fig. 2 muestra las tensiones y corrientes armónicas medidas. Colocando las graficas en una misma escala podremos observar que el comportamiento de la 5th en tensión y corriente es semejante. También se aprecia la amplificación de los armónicos de corriente. Revisando las graficas de potencia vemos que en los mismos periodos en que se produce la amplificación armónica la potencia en la carga ha disminuido notablemente. En tal sentido esta amplificación armónica no obedece a un efecto de resonancia para la 5th.

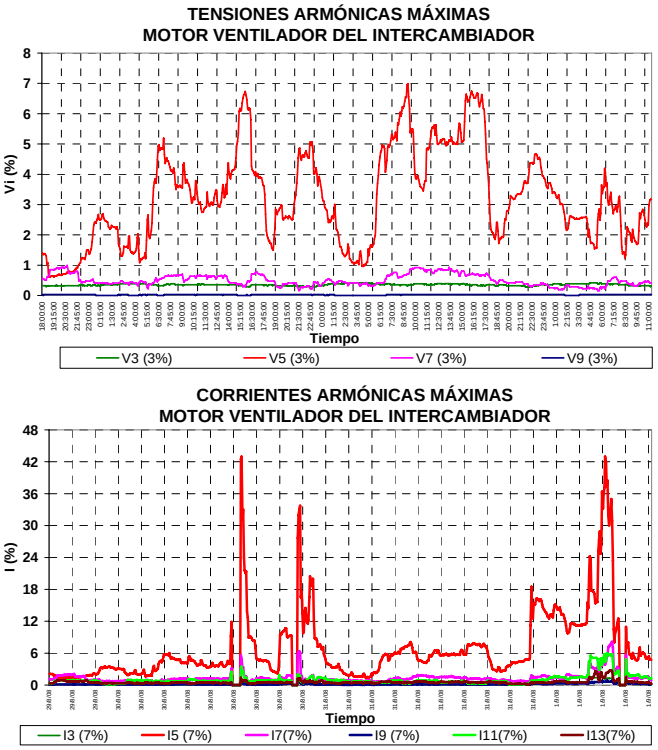


Fig. 2. Grafica de las Tensiones y Corrientes Armónicas Medidas

C. Evaluación de la probabilidad de resonancia

Tomando los valores de las potencias de cortocircuito mostradas en la tabla IV podemos calcular la frecuencia de resonancia del los bancos de compensación reactiva empleando la ecuación (1):

$$hr = \sqrt{\frac{Scc}{Sc}} \qquad (1)$$

Donde:

hr : Orden armónico de resonancia,

Scc : Potencia de cortocircuito

Sc : Potencia del banco de compensación reactiva.

Entonces los valores de hr son 10.21, 21.08 y 18 para los bancos de 575, 135 y 185kVAr.

D. Evaluación del efecto del transitorio producido por la energización del banco.

La maniobra de energización de los bancos de compensación reactiva produce transitorios de tensión del tipo oscilante, es importante realizar este tipo de análisis debido a la propagación de las ondas de tensión, que pueden ocasionar sobretensiones de consideración en otros puntos del sistema. [3]

Para un banco determinado la amplitud y frecuencia de la corriente de conexión dependen de la potencia de corto circuito y pueden ser determinadas por las ecuaciones (2) y (3) [4].

$$i_C = I_n x \sqrt{\frac{2Scc}{Qc}} \qquad (2)$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{CxLcc}} \qquad (3)$$

Donde:

i_C : Corriente cresta de energización del banco.

I_n : Corriente nominal del banco.

Lcc : Inductancia equivalente de la red.

C : Capacitancia del banco

La corriente de cresta de energización en los bancos de 575,135 y 185 kVAr son respectivamente 799.16A, 387.28A y 453.34A. Estas corrientes de energización son limitadas por la impedancia del sistema.

La fig. 3 muestra los resultados de la simulación de la energización de un banco de compensación reactiva modelado con el software PSCAD/EMTDC.

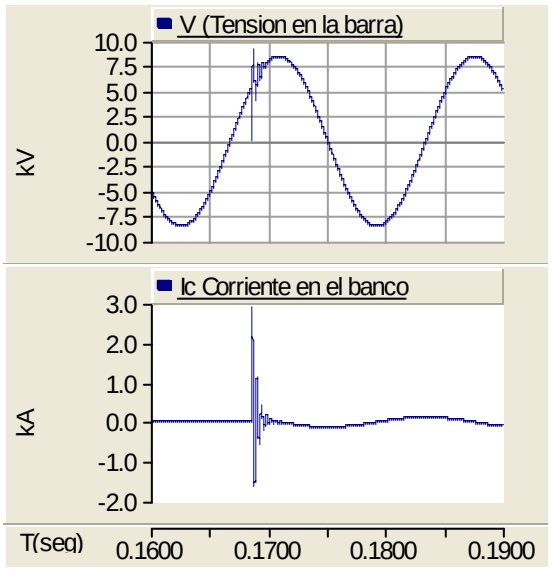


Fig. 3. Energización de un Banco de Compensación Reactiva

VII. Análisis De La Compensación Local En El Sistema Eléctrico

A. Verificación del nivel de compensación reactiva requerido

En este caso la compensación local se realizó en 0.46kV, de las mediciones realizadas podemos concluir que los bancos no están trabajando a su máxima capacidad.

El banco de 290kVAr entrega como máximo 86.8kVAr, sin embargo la interacción del banco y el conjunto de cargas que compensa dan como resultado un factor de potencia superior a 0.96. Lo mismo sucede para el banco de 575kVAr donde como máximo entrega 397kVAr y de su interacción con las cargas se obtiene un factor de potencia superior a 0.97.

El caso del banco de 345kVAr este entrega como máximo 192kVAr, esta asociado a una carga mucho más variable que los otros bancos y el factor de potencia que se obtiene de su interacción con las cargas varía entre 0.91 y 0.99.

La fig. 4 muestra la potencia reactiva que entrega el banco de 375kVAr y el diagrama de carga resultado de la interacción del banco con las cargas asociadas. Podemos observar que la máxima potencia reactiva que demanda la carga es 375kVAr por lo que el banco esta correctamente dimensionado.

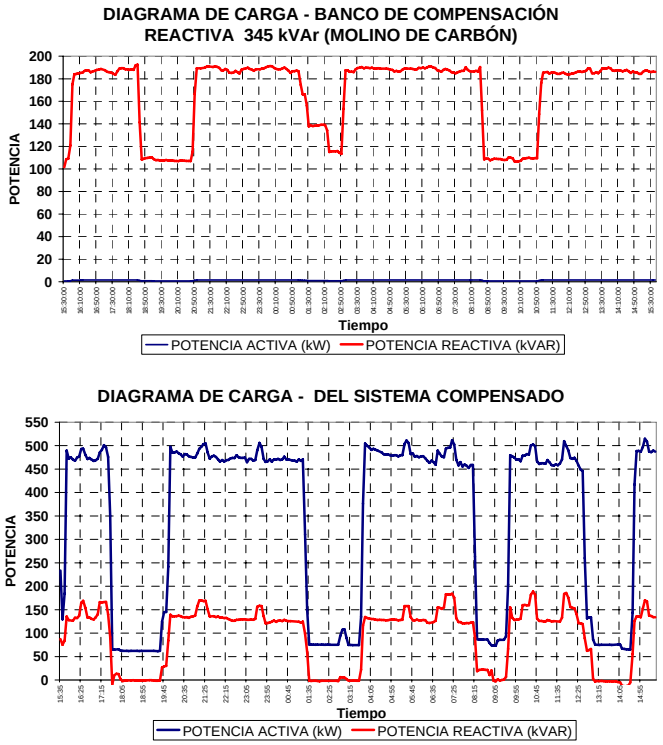


Fig. 4. Compensación Local en el Conjunto de Cargas del Molino de Carbón

El factor de potencia es oscilante y en muchos casos es inferior a 0.957, a pesar de tener las unidades completas. Lo que ocurre es que algunas unidades del banco no ingresan, el banco esta formado por un paso fijo de 45kVAr y 10pasos variables de 30kVAr. Solo funcionaban el paso fijo y 5 pasos variables.

Respecto al ancho de cada paso, este esta acorde con la forma de trabajo de la planta.

B. Evaluación del grado de contaminación armónica

Se evaluará el grado de contaminación armónica considerando las mediciones realizadas la barra 3.

Como regla general se tiene que en instalaciones donde el THD v supere el 8% no se deben instalar bancos de compensación reactiva, en este caso el THD v no supera este valor.

La fig. 5 muestra las tensiones y corrientes armónicas medidas, colocando las graficas en una misma escala podremos observar que el comportamiento de la 5th en tensión y corriente es semejante. También se aprecia la amplificación de la 3th que llega hasta un valor de 37% en corriente. Esto ocurre cuando se incrementa la carga, lo cual sugiere que existen cargas con alto contenido de 3th armónico que ingresan al sistema.

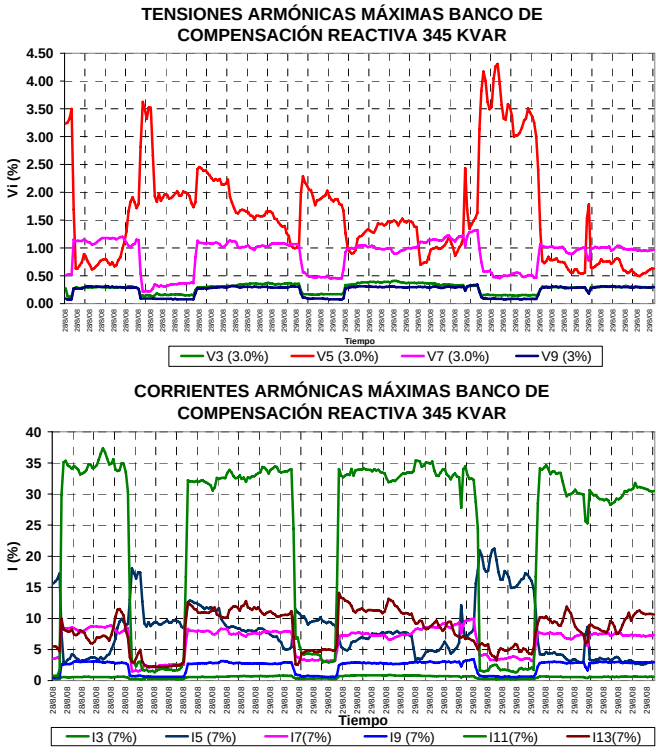


Fig. 5. Grafica de las Tensiones y Corrientes Armónicas Medidas

C. Evaluación de la probabilidad de resonancia

Tomando el valor de la potencia de cortocircuito mostrada en la tabla IV y la ecuación (1), podemos calcular las frecuencias de resonancia para los distintos modos de operación del banco.

TABLA VI
FRECUENCIA DE RESONANCIA CONSIDERANDO LOS PASOS DEL BANCO DE COMPENSACIÓN REACTIVA DE 345KVAR

Composición	Potencia	hr
Paso fijo	45kVAr	20.53
1Paso + fijo	75kVAr	15.91
2Pasos + fijo	105kVAr	13.44
3Pasos + fijo	135kVAr	11.86
4Pasos + fijo	165kVAr	10.72
5Pasos + fijo	195kVAr	9.87
6Pasos + fijo	225kVAr	9.18
7Pasos + fijo	255kVAr	8.63
8Pasos + fijo	285kVAr	8.16
9Pasos + fijo	315kVAr	7.76
10Pasos + fijo	345kVAr	7.41

VIII. CONCLUSIONES

- Los bancos de compensación reactiva no son generadores de armónicos pero por presentar baja impedancia a mayores frecuencias pueden amplificarlos originando resonancia en el sistema.
- Es importante el cálculo de la potencia de cortocircuito en los sistemas eléctricos ya que nos permite obtener los límites para armónicos de corriente y la frecuencia de resonancia en los puntos donde se requiera colocar un banco de compensación reactiva, siendo útil para el dimensionando adecuado de los equipos de protección.
- La compensación reactiva individual es recomendable cuando se tienen motores de gran potencia, sin embargo compensar individualmente varios motores asociados a una misma barra puede ser perjudicial para el sistema ya que en la energización de los bancos se producen transitorios del tipo oscilante.
- En una planta cementera la principal fuente de armónicos son los variadores de velocidad siendo los predominantes la 5th, 7th, 11th y 13th en este tipo de sistema.
- El sobre dimensionamiento de los transformadores en las plantas trae consigo un exceso en el consumo de potencia reactiva de manera permanente.
- El uso de cargas no lineales aumenta día a día, tratar de diseñarlas de manera que no contaminen la red no resulta rentable, lo que se hace entonces es minimizar sus efectos sobre el sistema.

IX. RECOMENDACIONES

Para la protección de los bancos de compensación reactiva y minimización del contenido armónico en este tipo de sistemas se recomienda:

- Uso de inductancias antiresonantes
- Implementación de filtros activos en el sistema.
- Utilización de inductancia de choque o filtros LCL en los VFD. Estas reducen el contenido armónico (alrededor del 40% del valor inicial). Su valor está comprendido entre un 3 y 7% del valor de la impedancia del motor. Algunos fabricantes incluyen esta inductancia de choque en el enlace DC del VFD. [5]
- Utilización de transformadores con factor K
- Evitar la proliferación de marcas de variadores de velocidad en la planta.

X. REFERENCIAS

[1] Schneider Electric “Manual teórico practico la compensación reactiva”.
[2] Standard IEEE 519-1992 “Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems”.
[3] Raul E. Bianchi, Maria Barbieri, Patricia Arnera “Conexión de bancos de capacitores en redes de AT. Metodología de estudio, diseño y verificación del equipamiento” 2005.
[4] Norma IEC 62271-100 “High voltage alternating-current circuit breakers”
[5] Mark F. McGranaghan, Dave Mueller members IEEE “Designing harmonic filters for adjustable speed drives to comply whit new IEEE 519 harmonic limits”.

XI. BIOGRAFÍA

Oscar J. Peña Huaringa. Ingeniero electricista de la Universidad Nacional de Ingeniería (UNI) - PERU. Tesis calificada con grado de Excelencia.
Estudiante de Maestría en Sistemas de Potencia en la Universidad Nacional de Ingeniería (UNI) – PERU.
Áreas de interés: Calidad de Energía, Electrónica de Potencia, y Energía Renovables.
oscarpenah@gmail.com
oscar.penah@cip.org.pe

Efecto de las bombillas fluorescentes compactas sobre la calidad de la potencia

A. M. Blanco y D. F. Pinzón

***Abstract*—En este artículo se realiza una comparación de algunos de los parámetros eléctricos entre las tres tecnologías de iluminación residencial más importantes (BFC, incandescentes y Bombillas Fluorescentes Tubulares), y se muestra el impacto del uso de las Bombillas Fluorescentes Compactas relacionado con la calidad de la potencia.**

***Índice de Términos*--Bombillas fluorescentes compactas, Bombillas incandescentes, Bombillas tubulares, Calidad de la potencia**

I. Nomenclatura

BFC: Bombilla Fluorescente Compacta
FT: Lámpara Fluorescente Tubular
I: Bombilla Incandescente
THD: Distorsión Armónica Total

II. Introducción

LAS políticas internacionales sobre cuidado y preservación del medio ambiente han promovido la creación de diversos programas de uso racional de la energía. Estos programas buscan concientizar al consumidor sobre el uso de las fuentes energéticas y establecer algunas normas para que los aparatos eléctricos que se fabriquen y se usen tengan tecnologías que sean amigables con el medio ambiente. En Colombia se iniciaron dichos programas a partir de la Ley 697 del 2001 mediante la cual se fomenta el uso racional y eficiente de la energía y se promueve el uso de energías alternativas.

Uno de los planes para mejorar el uso de la energía consiste en el cambio de las comunes bombillas incandescentes por bombillas ahorradoras que consuman menor potencia eléctrica y generen un mayor flujo luminoso. Adicionalmente, se promueve el uso de bombillas fluorescentes tubulares en las residencias y en los locales comerciales, y el uso de bombillas de sodio y mercurio en industrias. El objetivo es usar tecnologías con una alta eficiencia energética, donde el flujo luminoso sea alto en comparación con la potencia eléctrica consumida por la bombilla.

Son pocos los estudios que se han realizado sobre el efecto de las bombillas fluorescentes compactas sobre la calidad de la potencia, pero ya se ha vislumbrado que esta tecnología en iluminación es altamente contaminante de armónicos en la red. Brugnoni [1] halló en su estudio que este tipo de bombillas aumentaba las corrientes por el neutro y aumenta la distorsión armónica, y Villalta [2] encontró que los valores de factor de potencia de dichas bombillas son bajos (menor a 0.6); infortunadamente no existe un estudio completo de los efectos de las BFCs sobre la calidad de la potencia, ni una comparación con los otros tipos de tecnologías presentes en el mercado (incandescentes y fluorescentes tubulares)

Con base en lo anterior, se vio la necesidad de estudiar el impacto que tiene la implementación de bombillas incandescentes, fluorescentes compactas y fluorescentes tubulares sobre la calidad de la potencia. Para cumplir con este objetivo, se realizaron varias pruebas trifásicas y monofásicas para diferentes configuraciones de los tres tipos de bombillas y se midieron, mediante analizadores de potencia los valores de tensiones, corrientes, potencias, factor de potencia, armónicos y THD.

En la primera sección de este documento se encuentra una descripción de las pruebas realizadas y luego se encuentran las comparaciones y conclusiones de los resultados obtenidos.

III. Descripción de las pruebas

Las pruebas consistieron en montajes monofásicos y trifásicos en diversas configuraciones, para determinar el efecto que tenía cada una de las tecnologías por separado y el comportamiento combinado de los tres tipos de tecnologías. Todas las bombillas incandescentes usadas fueron de 100W, las bombillas fluorescentes tubulares fueron T8 de 32W y las bombillas fluorescentes compactas tenían potencias entre 23W y 45W. Las bombillas fluorescentes tubulares requirieron de un balasto electrónico adicional para su funcionamiento.

En la tabla I se muestra la cantidad de bombillas usadas, la potencia nominal y la potencia medida durante cada una de las cuatro pruebas monofásicas realizadas. Se observa que la potencia real consumida es diferente a la potencia nominal (potencia esperada), lo que indica que en algunas de las muestras la potencia nominal indicada por el fabricante está alejada del valor real. Adicionalmente, en esta tabla se establece la nomenclatura de cada una de las pruebas, la cual se usará más adelante.

A. M. Blanco, estudiante de Maestría Eléctrica Universidad Nacional de Colombia (e-mail: amblancoc@unal.edu.co).
D. F. Pinzón, estudiante de Maestría Eléctrica Universidad Nacional de Colombia (e-mail: dfpinzons@unal.edu.co).

TABLA I
DESCRIPCIÓN PRUEBAS MONOFÁSICAS.

Prueba (Nomenclatura)	Número de bombillas			Potencia nominal por tecnología [W]				Potencia real consumida [W]
	I	FT	BFC	I	FT	BFC	Total	
5I	5	0	0	500	0	0	500	387.1
5FT	0	5	0	0	160	0	160	171.7
5BFC	0	0	5	0	0	148	148	140.7
5BFC+5FT +5I	5	5	5	500	160	148	808	679.5

En las pruebas trifásicas se usaron cantidades iguales de bombillas por fase. En la tabla II se muestra la distribución de bombillas en cada una de las pruebas y la nomenclatura correspondiente, y en la tabla III se encuentran los valores de potencias.

TABLA II
CONFIGURACIONES DE LAS PRUEBAS TRIFÁSICAS.

Prueba (Nomenclatura)	Numero de bombillas								
	Fase A			Fase B			Fase C		
	I	BFC	FT	I	BFC	FT	I	BFC	FT
5I	5	0	0	5	0	0	5	0	0
5FT	0	0	5	0	0	5	0	0	5
5BFC	0	5	0	0	5	0	0	5	0
5I+5FT	5	0	5	5	0	5	5	0	5
5I+5BFC	5	5	0	5	5	0	5	5	0
5FT+5BFC	0	5	5	0	5	5	0	5	5
5BFC+5FT+5I	5	5	5	5	5	5	5	5	5

TABLA III
POTENCIA ESPERADA Y POTENCIA MEDIDA

Prueba	Potencia nominal total por cada tecnología (potencia total por las tres fases) [W]				Potencia real consumida [W]
	Incandescentes	BFC	FT	Total	Total
5I	1500	0	0	1500	1344.26
5FT	0	0	480	480	475.61
5BFC	0	447	0	447	406.72
5I+5FT	1500	0	480	1980	1893.18
5I+5BFC	1500	447	0	1947	1793.80
5FT+5BFC	0	447	480	927	873.34
5BFC+5FT+5I	1500	447	480	2427	2242.95

IV. RESULTADOS PRUEBAS MONOFÁSICAS

Los resultados de las cuatro pruebas se describen a continuación:

A. *THD de tensión:*

EL THD de tensión varía entre 2.6 y 3%, es decir que el THD de tensión no se vio seriamente afectado por las bombillas.

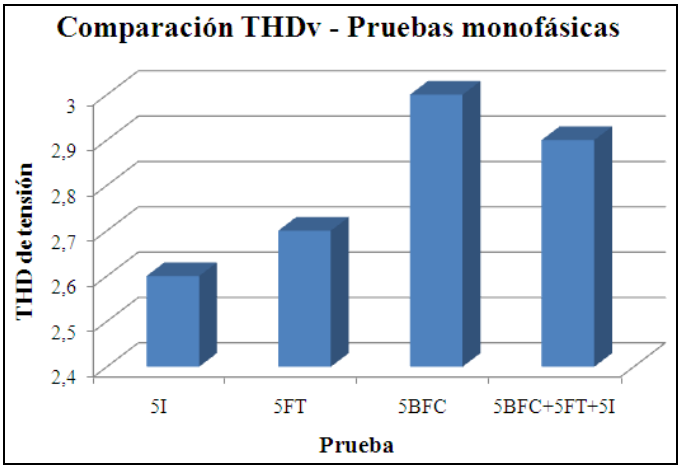


Fig. 1. THD de tensión en las pruebas monofásicas.

B. *THD de corriente:*

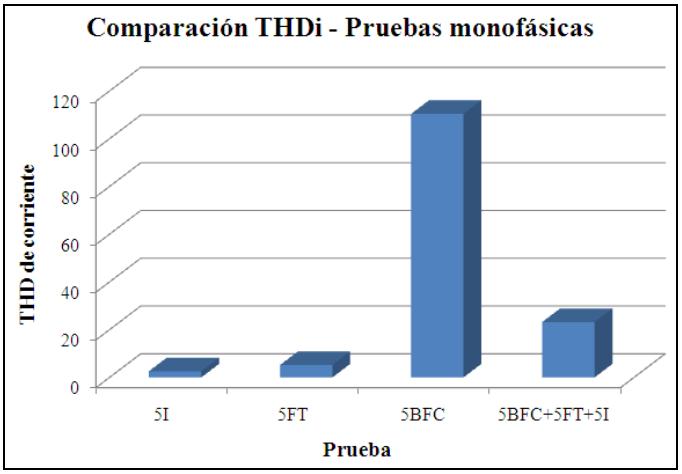


Fig. 2. Comparación del THD de corriente para las pruebas monofásicas.

De la Fig. 2 se observa que el máximo valor de THD de corriente (110.4%) se obtiene al conectar solo BFC, demostrando de esta forma que estas bombillas contaminan gravemente la red. También se encuentra que el mejor comportamiento se obtiene al conectar únicamente bombillas incandescentes (2.6%) o bombillas fluorescentes tubulares (5.2%)

Al combinar los tres tipos de bombillas se encuentra que el THDi disminuye al 23.2%. Sin embargo, este valor de THDi es alto, si se tiene en cuenta que la potencia de las BFCs es menor que la potencia de las otras bombillas, es decir que la presencia de bombillas incandescentes y fluorescentes tubulares no contrarrestan totalmente el efecto negativo de las BFCs.

C. *Factor de Potencia:*

Los resultados de la comparación de los diferentes factores

de potencia de las pruebas realizadas se encuentran en la Fig. 3, donde se puede observar cómo dicho parámetro es el más bajo en el caso de BFC solas (0.63). Una vez más se encuentra que al combinar las BFCs con bombillas incandescentes y FT, el efecto negativo de las BFCs disminuye, aumentando el factor de potencia (0.97).

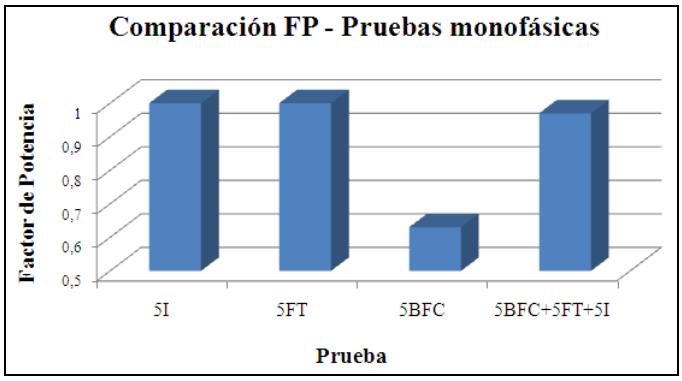


Fig. 3. Comparación del factor de potencia para las pruebas monofásicas.

D. Armónicos:

Se midieron los primeros 25 armónicos para cada una de las pruebas, pero solo se muestran en la Fig. 4 los valores de los armónicos impares, ya son estos los que presentaron valores significativos en el análisis. En la figura se aprecia que las BFC son las bombillas con mayor distorsión armónica, teniendo armónicos de alta magnitud en comparación con los otros tipos de bombillas. Este resultado es coherente con los resultados de THD de corriente y factor de potencia analizados anteriormente.

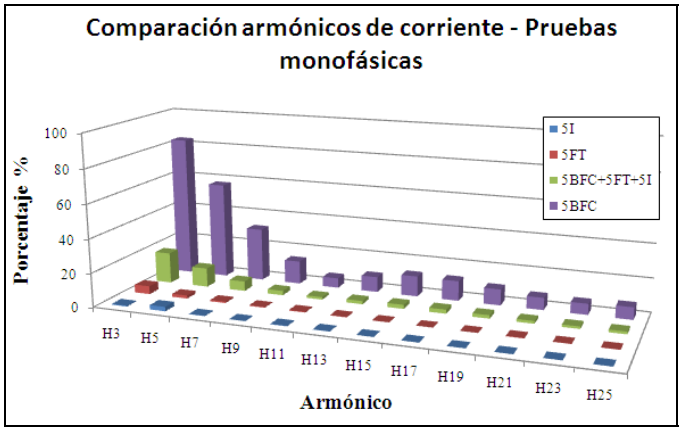


Fig. 4. THD de tensión en las pruebas monofásicas.

Es importante resaltar la presencia de armónicos superiores (armónicos del 13 en adelante) que son difíciles de encontrar en los sistemas de distribución. También se observa una atenuación de dichos armónicos al combinar la carga contaminante (BFC), con cargas con valores de THDi menores (Incandescentes y FT).

V. Pruebas Trifásicas

En las siguientes figuras se muestran los resultados obtenidos de las siete pruebas trifásicas realizadas. Estos resultados son similares a los resultados hallados en las pruebas monofásicas, pero en este caso aparecen altas corrientes por el neutro que se deben considerar.

A. THD de tensión

En la Fig. 5 se muestra la comparación entre los valores de THD de tensión obtenidos en cada una de las pruebas trifásicas y para cada una de las fases. Según estos datos, el THD de tensión varía entre 2,4% y 2,8%, es decir que la onda de tensión no se ve seriamente afectada al conectarle los diversos tipos de bombillas.

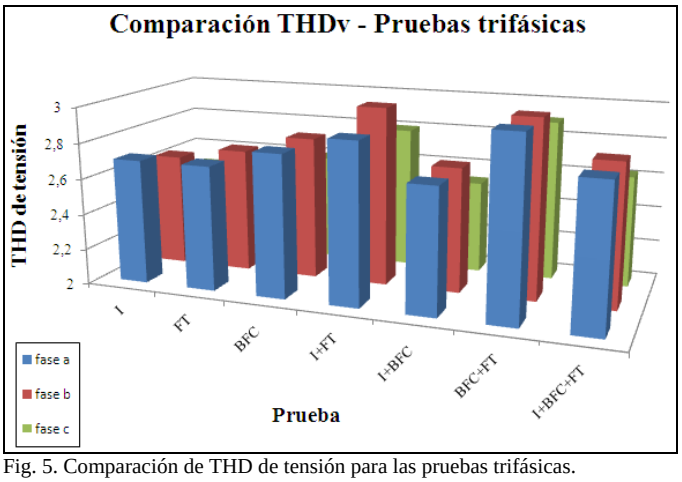


Fig. 5. Comparación de THD de tensión para las pruebas trifásicas.

B. THD de corriente

En la Fig. 6 se comparan los valores de THD de corriente para cada una de las pruebas. Como se puede apreciar, al conectar únicamente BFC se presenta el valor de THDi más alto (117%), pero al combinarlas con los otros tipos de bombillas el valor de THDi disminuye considerablemente. Los valores más bajos de THDi se obtienen en las pruebas que solo incluyen bombillas incandescentes (2.6%) y bombillas fluorescentes tubulares (4.9%).

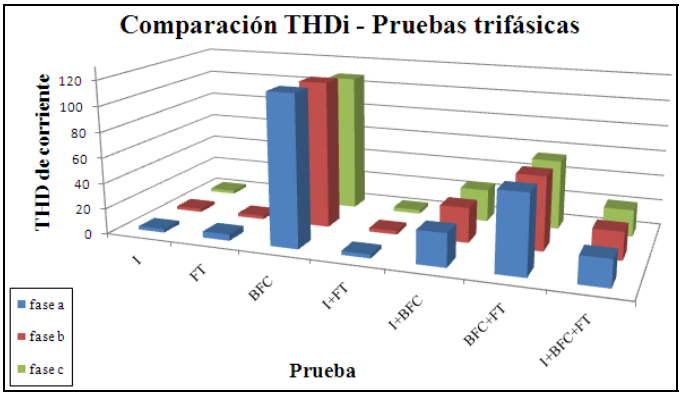


Fig. 6. Comparación de THD de corriente para las pruebas trifásicas.

C. Factor de potencia

De las pruebas trifásicas realizadas se comprobó que las bombillas incandescentes y las bombillas fluorescentes tubulares mantienen el factor de potencia entre 0.997 y 1. Se debe aclarar que este resultado es válido para las bombillas

fluorescentes tubulares, únicamente sí estas operan con un balasto electrónico que corrija la distorsión creada por la bombilla.

Por otro lado, cuando operan solas las bombillas BFC, el factor de potencia se reduce notablemente y toma un valor de 0.61, siendo este caso el que presenta el menor valor de factor de potencia. Sin embargo, al añadir bombillas incandescentes y fluorescentes tubulares el FP aumenta, convirtiéndose estas bombillas en "correctoras" del factor de potencia. En la Fig. 7 se muestra la comparación entre los resultados obtenidos para las diferentes pruebas.

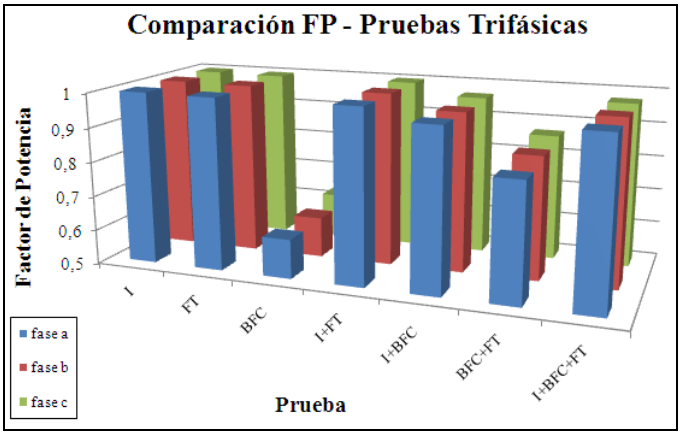


Fig. 7. Comparación del factor de potencia para las pruebas trifásicas.

D. *Corriente por el neutro*

En algunas de las pruebas trifásicas se encontró que la corriente que circulaba por el neutro tenía un valor muy elevado, razón por la cual se decidió compararlas. En la Fig. 8 se muestran los valores de las corrientes por las tres fases y por el neutro.

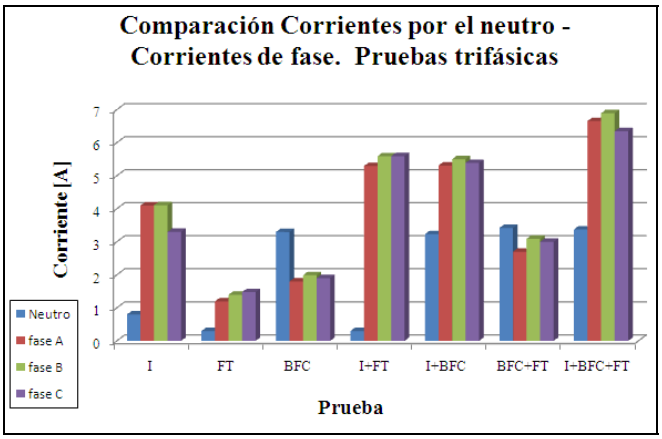


Fig. 8. Comparación de la corriente por el neutro para las pruebas trifásicas

TABLA IV
CORRIENTE POR LA FASE Y POR EL NEUTRO.

Prueba	Corriente promedio por las fases [A]	Corriente por el neutro [A]	Corriente por el neutro [%]
I	3.84	0.80	20.86
FT	1.36	0.30	22.10
BFC	1.90	3.30	173.87
I+FT	5.49	0.30	5.46
I+BFC	5.40	3.23	59.85
BFC+FT	2.93	3.42	116.72
I+BFC+FT	6.63	3.37	50.86

Para realizar una mejor comparación, en la tabla IV se muestran los valores de corrientes y el porcentaje de la corriente por el neutro en comparación con la corriente de fase. Se aprecia que en las pruebas donde había únicamente muestras de BFC el valor de la corriente por el neutro aumenta drásticamente, llegando esta a ser 74% más alta que la corriente por las fases.

Cuando las BFCs se combinan con las otras bombillas, la corriente por el neutro tiene un valor menor a la corriente por las fases. Sin embargo, en el caso donde se combinan los tres tipos de tecnología, la corriente por el neutro es la mitad de la corriente de fase, siendo este valor aún muy elevado.

E. *Armónicos*

En este caso se analizaron los armónicos impares, ya que la magnitud de los armónicos pares es muy pequeña y por lo tanto se pueden despreciar. En la Fig. 9 se muestran los armónicos impares de corriente para las diversas pruebas realizadas

De esta figura no sólo se puede observar como en las BFC la magnitud de la distorsión armónica es mayor, sino que también se presenta mayor variedad de armónicos, presentándose armónicos mayores a 13 que no son comunes. En general, los armónicos superiores a 13 son despreciables, a excepción de los casos que incluyen BFCs.

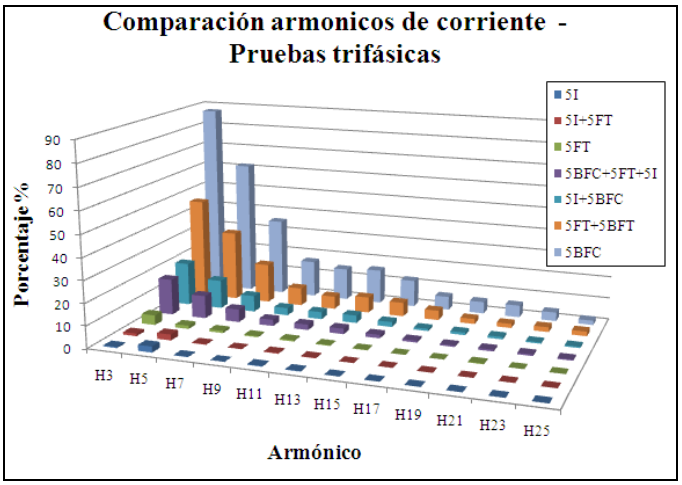


Fig. 9. Comparación de los armónicos de corriente para las pruebas trifásicas.

VI. CONCLUSIONES

Las BFC tienen el comportamiento más deficiente de todas las bombillas analizadas en este estudio, ya que tienen niveles de THDi superiores al 100 % y su factor de potencia es inferior a 0,63. Al combinar estas bombillas con incandescentes y fluorescentes tubulares, los índices de calidad mejoran, pero se requiere de alta carga resistiva para contrarrestar los efectos negativos de las BFCs

Adicional a los problemas mencionados de los índices de calidad en las BFCs, también se encontró como estas bombillas generan grandes corrientes por el neutro. Esta situación representa un problema si se tiene en cuenta que en la mayoría de las instalaciones eléctricas colombianas no se cumplen las disposiciones del RETIE, es decir que usan conductores de neutro con calibre inferior al de las fases y bajo este nuevo escenario los conductores del neutro estarán subdimensionados, lo cual puede llevar al deterioro de la instalación eléctrica.

En las bombillas fluorescentes tubulares, se encontró que a pesar de ser bombillas de descarga, la presencia del balasto electrónico logra que sus índices de calidad de potencia tengan valores aceptables, donde el factor de potencia permanece cercano a la unidad y los armónicos de corriente tienen valores pequeños. La presencia de estas bombillas también logra mejorar los índices de calidad cuando hay BFCs.

La tecnología de las BFC es relativamente reciente (1973) comparada con la de las FT (1920), lo cual puede justificar las ventajas de una con respecto a la otra. Se recomienda el diseñó y la implementación de balastos electrónicos que mejoren el desempeño de las BFCs, y que permitan el uso de estas bombillas sin afectar la calidad de la potencia en las redes de distribución colombianas.

VII. Agradecimientos

Agradecemos al Ing. Horacio Torres quien planteó el tema y posteriormente brindó su asesoría durante el presente estudió como parte de la materia ‘Calidad de la energía’, ofrecida dentro del programa de Maestría en Ingeniería Eléctrica en la Universidad Nacional de Colombia.

VIII. Referencias

[1] M.S.F. Brugnoni, “Efecto de las cargas distorsivas en las redes de distribución eléctrica”, Decimo Segundo encuentro Regional Ibero – americano del CIGRÉ, Foz do Iguazú-Pr, Brasil, Mayo 2007

[2] H. Villalta Maietta, “Comparación de parámetros Fotométricos y Eléctricos para Iluminación Residencial”, Universidad de Costa Rica, Facultad de Ingeniería, Costa Rica, Julio 2005.

IX. Biografías

Ana María Blanco C. 17 de enero de 1985 en Villavicencio, Colombia. Ingeniera Electricista de la Universidad Nacional de Colombia. Actualmente realiza sus estudios de Maestria en Ingeniería Eléctrica en la misma institución. Asistente de investigación del grupo de Adquisición y Análisis de Señales – PAAS de la Universidad Nacional de Colombia y auxiliar de docencia de la misma universidad.

David Fernando Pinzón. 1 de marzo de 1985 en Bogotá, Colombia. Ingeniero Eléctricista en la Universidad Nacional de Colombia. Actualmente se desempeña como docente en el gimnasio Fidel Cano y como Ingeniero del Laboratorio de Ensayos Eléctricos Industriales Fabio Chaparro de la Universidad Nacional de Colombia.

Aspectos a tener en cuenta en la selección de transformadores de medida para monitorizar la calidad de energía eléctrica.

D. Méndez*, J. Socha*, C. Duarte**, y G. Ordoñez***, *Senior Member, IEEE*.

***Resumen* -- En este artículo se exponen las características y parámetros que deben tener los transformadores de medida como parte de un sistema de monitorización de los parámetros de calidad de energía eléctrica, realizando un análisis tanto de las exigencias establecidas por las resoluciones 024 de 2005 y 017 de 2007 de la comisión de regulación de energía y gas (CREG), como de los requisitos generales de las normas técnicas colombianas vigentes y de las normas internacionales correspondientes.**

***Índice de Términos* -- Burden, Clase de Exactitud, Respuesta en frecuencia, Transformador de Corriente CT, Transformador de Potencial PT.**

***Abstract* -- This article describes the characteristics and parameters that Measuring transformers should have as part of a power quality parameter monitoring system, doing an analysis of both the requirements set by resolutions 024 of 2005 [11] and 017, 2007 [13] of the commission for regulation of energy and gas (CREG) and the general requirements of technical rules in use in Colombia as well as the relevant international standards.**

***Index Terms* — Accuracy Class, Burden, Current Transform, Frequency Responses, Inductive Voltage Transform.**

I. TRANSFORMADORES DE MEDIDA Y SU IMPACTO EN LA MONITORIZACIÓN DE LA CALIDAD DE LA ENERGÍA ELÉCTRICA.

CON las leyes 142 [7] y 143 [6] de 1994, la CREG tomó el papel de regulador, emitiendo desde entonces las especificaciones que deben cumplir todos los agentes, equipos y usuarios del sistema interconectado nacional.

Mediante la resolución **CREG 070 de 1998** [9], se estableció el reglamento de distribución de energía eléctrica, en la cual se adoptaron algunas exigencias respecto a la calidad del servicio del sistema de transmisión regional y/o de distribución local. Se definieron indicadores de calidad del servicio y el término correspondiente a calidad de la potencia suministrada, de igual forma se establecieron los criterios que intervienen en la medición y evaluación de la calidad de potencia suministrada por el operador de red.

Las características que deben cumplir los equipos que conforman la unidad constructiva se han adoptado de la resolución CREG 070 de 1998, es decir, no se han realizado modificaciones de las normas que deben cumplir los transformadores de medida, este aspecto incide en la correcta implementación de un sistema de monitorización de parámetros de calidad de potencia eléctrica, ya que no se incorporan normas, artículos o procedimientos de selección de estos equipos.

Los parámetros establecidos para valorar la calidad de la energía eléctrica, se han establecido en las resoluciones 024 del 2005 [11] y 016 del 2007 [13]. En ellas se mencionan la importancia de procesar estos indicadores y la forma en que deben las empresas centralizar los datos para su posterior envío a la CREG. Adicionalmente se establecen exigencias en la clase de exactitud de algunos de los parámetros, considerando las especificaciones de clase A de la norma IEC 61000-4-30 [15]; sin embargo, no se establece ninguna exigencia de los equipos acondicionadores de la señal como son los transformadores de medición de corriente y tensión.

Por lo tanto, las exigencias quedan sin norma específica que puntualice todos los aspectos relacionados con la selección e instalación de todos los dispositivos requeridos en los sistemas de monitorización.

En este sentido, la regulación actual permite que sean los operadores de red (OR) quienes establezcan las normas a utilizar para la selección del sistema de monitorización, sin prever en algunos casos las implicaciones metrológicas que implican estas decisiones, de hecho en la actualidad un problema importante es la ausencia en el país de laboratorios

*Dilio Méndez Abad y Javier Socha Páez son estudiantes de Ingeniería Eléctrica de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia. (e-mail: dilio_mendez@hotmail.com, jesp86@gmail.com).

** César A. Duarte Gualdrón es Profesor Asistente de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia (e-mail: cedagua@uis.edu.co).

*** Gabriel Ordóñez Plata es Profesor Titular de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia (e-mail: gaby@uis.edu.co).

acreditados para realizar calibración de los parámetros utilizados para valorar la calidad del servicio de energía eléctrica.

Se requieren laboratorios acreditados que permitan verificar y certificar el cumplimiento de los transformadores de medida con las características técnicas exigidas por la comisión de regulación de energía y gas (CREG) en cuanto a calidad de la energía eléctrica.

Con relación a los transformadores de medición, en el país, las normas que se aplican para su selección han sido derivadas de normas internacionales. La CREG establece en la resolución 070 de 1998 [9] que los transformadores de medida deberán usar valores normalizados de corriente y tensión y deberán cumplir con las especificaciones de las normas NTC 2205 [3] para los transformadores de Corriente y la NTC 2207 para los transformadores de tensión. Estas normas son la traducción de las normas IEC 60044-1 [1] e IEC 60044-2 [2] para transformadores de corriente y potencial respectivamente.

La CREG establece que los transformadores para utilizarlos con instrumentos de medida deben cumplir con las disposiciones enmarcadas en las normas NTC 2205 y NTC 2207, pero al revisar dichas normas, se encuentra que las exigencias de respuesta en frecuencia, procedimientos de instalación, funcionamiento del equipo y calibración de los mismos no permite el cumplimiento de las exigencias de clase de los parámetros de valoración de la calidad de la energía eléctrica.

En la normativa colombiana el cumplimiento de estos parámetros y procedimientos de los transformadores de medida están contenidos en la Norma Técnica colombiana NTC 5019 [5] a excepción de los requerimientos de calibración para la cual no existe una resolución o norma de especificación. Lo anterior explica la problemática colombiana en términos de calidad de potencia eléctrica, producto de las exigencias establecidas por la Comisión de Regulación de Energía y Gas – CREG, las cuales no describen las características técnicas a cumplir por parte de los transformadores de medida (CTs y PTs) al referirse y definirlos como instrumentos utilizados para medición de energía y no como parte de un sistema de monitorización de parámetros de calidad de energía eléctrica.

En la última década se han modificado los métodos de medida y los límites de emisión de las perturbaciones e indicadores que miden la calidad de la potencia, sin embargo, las características técnicas adoptadas y que han sido exigibles para los transformadores de corriente y potencial, no se han actualizado aún.

Desde esta perspectiva, es claro que en la actualidad no existe en Colombia una resolución o norma que defina adecuadamente las características, condiciones, parámetros y procedimientos que deben cumplir los transformadores de corriente y de potencial para ser utilizados como acondicionadores de señal en sistemas de monitorización de los parámetros de calidad de energía eléctrica.

II. CLASE DE EXACTITUD PARA CT'-S Y PT'-S SEGÚN LOS REQUERIMIENTOS CREG.

La característica de la clase de exactitud y respuesta en frecuencia de los transformadores de medida tanto de corriente como de tensión, constituye uno de los vacíos existentes en las resoluciones CREG vigentes. Respecto a estos parámetros, es necesario que la Comisión de Regulación de Energía y Gas – CREG especifique cuál debe ser la clase de exactitud y el ancho de banda de estos transformadores ya que ellos son dispositivos necesarios en la monitorización y medición de la calidad de la energía eléctrica.

Actualmente, sólo se cuenta con información de estos parámetros para transformadores de medida utilizados en la medición de energía consumida por una carga. La norma de referencia para la clase de exactitud es la NTC 5019, la cual ha sido especificada para la medición de energía eléctrica en sistemas donde no existan componentes armónicas.

La designación de la clase de exactitud para CTs se debe seleccionar según los requerimientos de las respectivas normas técnicas colombianas:

A. NTC 5019

La clase de exactitud de los CTs será establecida a partir del nivel de tensión del punto de conexión en el sistema eléctrico y de la magnitud de la carga a la cual se desea efectuar *medición de potencia y/o energía consumida*, conforme a la tabla 1 (NTC 5019) [5].

TABLA I.
SELECCIÓN DE TRANSFORMADORES DE MEDIDA

Tipo de med.	Tipo de servicio	Nivel de tensión	Relación del CT	Transformadores de Medida		
				Tipo	Cant.	Clase
Semi-Directa	Trifásico tetrafilar	BT	RTC≤400/5 A	CT	2 Ó 3	0,5 Ó 0,6
			RTC>400/5 A			0,5S

Fuente: [5] NTC 5019 (segunda actualización).

Las clases de exactitud normalizadas son (NTC 5019): 0,2; 0,2S; 0,5 y 0,5S para transformadores de corriente fabricados bajo NTC 2205 (IEC 60044-1).

B. NTC 2205

La clase de exactitud se designa tomando como referencia el mayor porcentaje de error de corriente permitido a la corriente nominal establecida para la clase de exactitud implicada. Las clases de exactitud normalizadas para CTs de medida son: 0,1 – 0,2 – 0,5 – 1 – 3 - 5 [3].

La NTC 5019, es una guía de selección de transformadores para medición de energía eléctrica, la clase de exactitud máxima permitida según esta norma es 0,6, para transformadores que serán instalados en baja tensión y con relación de transformación RTC≤400 A y 0,5S CTs con RTC≥400 A. Respecto al mismo tema, la NTC 2205 es más flexible y permite una clase de exactitud en un rango extendido, el cual comprende desde la clase 0,2 hasta clase 5, sin especificar los requerimientos de selección.

Ante esto surgen una serie de preguntas: ¿Cuál de las normas será aceptada como base para seleccionar la clase de exactitud de los CTs? ¿Qué método se debe emplear para determinar la clase de exactitud? ¿Cuáles son los argumentos planteados por la CREG para considerar que los CTs deben cumplir con los valores y requisitos de la norma NTC 2205, si en esta norma no hay descripción ni especificación de los métodos de selección de los parámetros de los CTs?

Después de 11 años de entrada en vigencia de la resolución CREG 070 de 1998, se ha mantenido como criterio para el cumplimiento de la clase de exactitud de los CTs y PTs, las utilizadas para la medición de energía eléctrica, en cuanto a la respuesta en frecuencia de los transformadores de medición no ha habido aún ninguna regulación al respecto.

La no existencia de criterios y requisitos técnicos para establecer la clase de exactitud y la respuesta en frecuencia de los transformadores de medida hace que, en la actualidad no se tenga la capacidad técnica para establecer la incertidumbre del sistema de monitorización de los parámetros de calidad de la energía eléctrica y que en los niveles de tensión diferentes al uno, es imposible cumplir con las exigencias de clase A en los parámetros de calidad de la energía eléctrica, por la incertidumbre introducida por los transformadores de medición.

III. PROCEDIMIENTO PROPUESTO PARA SELECCIONAR LA CLASE DE EXACTITUD.

Debido a que no existe una metodología para definir la clase de exactitud de los transformadores de corriente y de potencial y que permita evaluar el funcionamiento de los mismos en el sistema de medida de calidad de la energía eléctrica, se proponen los aspectos a evaluar para tener un adecuado funcionamiento de estos equipos, lo cual permitirá una adecuada selección e instalación de los transformadores que garantice la obtención de datos con la incertidumbre requerida en el proceso de medición de los parámetros de calidad de la energía eléctrica.

Los aspectos a tener en cuenta para realizar la evaluación del desempeño de los transformadores de medición en cuanto a la clase de exactitud son los siguientes:

a) Describir los métodos de medida para cada tipo de parámetro de calidad del suministro.

b) Obtener los ensayos de incertidumbre en el margen de variación de las magnitudes de influencia, para conocer los valores del sistema de medida.

c) Analizar los resultados de las medidas de los parámetros, y de esta forma establecer el grado de exactitud de la medida.

d) Con el fin de garantizar la obtención de resultados fiables del sistema en general, se procede a designar la clase de exactitud de los transformadores de medida, esta selección se realiza teniendo en cuenta los resultados del numeral anterior, es decir, la precisión de los transformadores debe estar muy cercana del margen de incertidumbre del sistema de medida de parámetros del suministro.

e) Seleccionada la clase de exactitud, se procede a determinar los errores para cada transformador mediante ensayos tipo y de rutina para la exactitud, para revisar la conformidad de los mismos con los requerimientos del sistema de medida.

f) Finalmente, se somete a ensayo todo el sistema, incluido los transductores de corriente y tensión, y **se comparan los valores** que arroja el sistema general, el sistema de medida de los parámetros y la precisión de los transformadores de corriente y de potencial, los cuales deberían ser muy aproximados con el fin de poder establecer un funcionamiento adecuado del sistema de medida y de los transformadores de corriente (CT) y Potencial (PT).

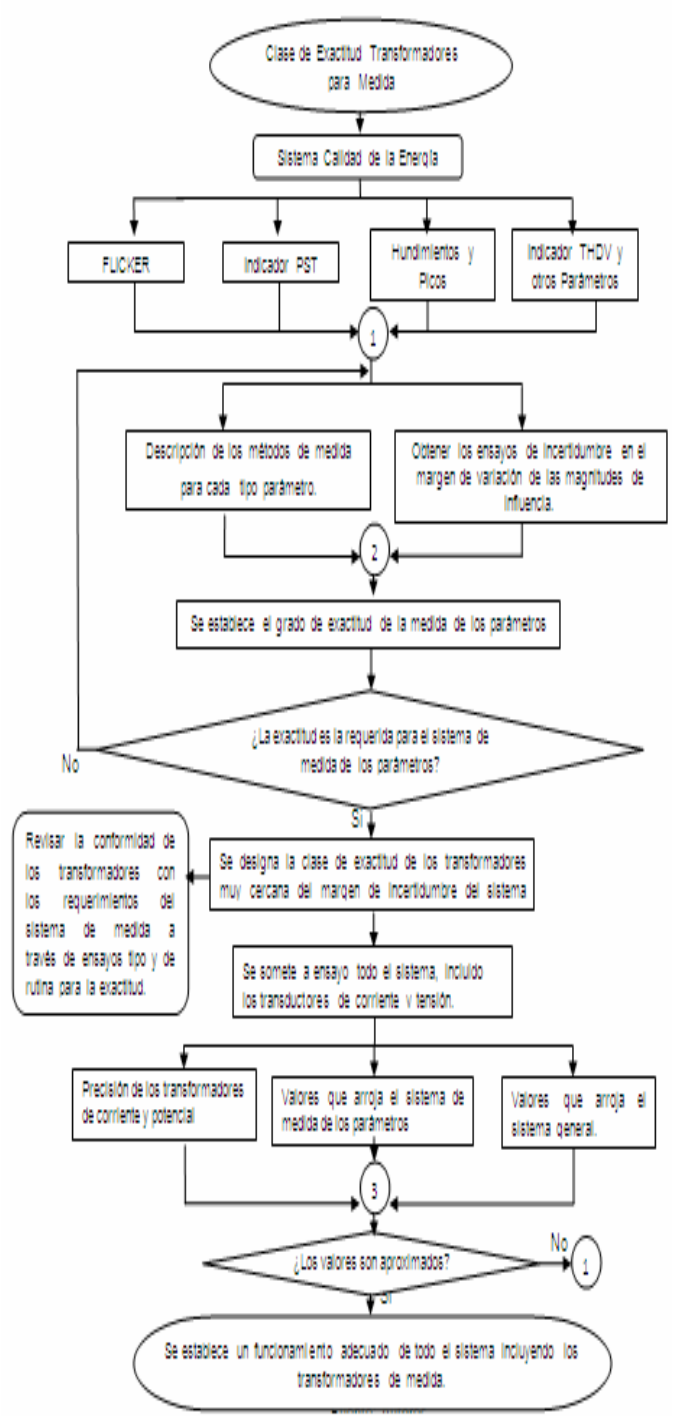


Fig. 1. Esquema propuesto para designar la clase de exactitud en CT'-s y PT'-s.

IV. PROPUESTAS DE MODIFICACIÓN DE LA REGULACIÓN VIGENTE COLOMBIANA

Los últimos esfuerzos de la comisión de regulación de energía y gas – CREG, se han concentrado en revisar y/o modificar las resoluciones CREG 025 de 1995 y la resolución CREG 070 de 1998, con el único objetivo de garantizar la veracidad de la información suministrada en las transacciones de energía que tienen lugar en el Sistema Interconectado Nacional (SIN) [14].

Con base a lo anterior y revisando el ámbito de aplicación de la propuesta de modificación al código de medida, en el documento no se precisan disposiciones que regulen eficientemente los requerimientos técnicos y procedimientos para la medida de estándares de calidad de potencia eléctrica entre el usuario final y las empresas prestadoras del servicio. Analizando la propuesta en cuanto a normas técnicas exigibles para transformadores de corriente y potencial, se encuentra que ésta demanda la aplicación de la Norma Técnica Colombiana NTC 5019, lo cual se constituye en un avance importante en unificación de criterios técnicos para la adecuada selección de transformadores de medida, pero no soluciona el problema actual con relación a las normas técnicas requeridas para transformadores de medida a considerar en la monitorización de la calidad de la energía eléctrica, debido a que la Norma Técnica Colombiana 5019, establece las condiciones de los equipos para la medición de energía eléctrica en las fronteras comerciales del SIN.

Las exigencias vigentes en cuanto a la precisión de los equipos basan sus criterios en el nivel de tensión, en las transferencias promedio horarias y en la energía anual por punto de medida [8] [9]. Analizando el esquema actual y la propuesta de modificación al código de medida, se ha encontrado que no es fácil la determinación y selección de la clase de precisión para transformadores de medida exigidos por la regulación de monitorización de la calidad de la energía eléctrica, ya que se proyecta establecer dicho nivel para cada equipo por tipo de punto de medida, es decir, la propuesta de precisión de cada punto de medición mantiene la orientación de las resoluciones actuales (Res. CREG 025 de 1995 y Res. CREG 070 de 1998), lo cual adolece de los requerimientos técnicos aplicables a la medida de parámetros de calidad de potencia eléctrica en el país.

En conclusión, no se está garantizando la adecuada selección, funcionamiento y operación de los transformadores de medida, al igual que las instrucciones para su instalación y las del resto de componentes de las unidades constructivas que requiere la CREG para monitorización de la calidad de la energía y la potencia suministrada.

V. CONCLUSIÓN

Actualmente Colombia no cuenta con normas que especifiquen y definan los requerimientos y parámetros que deben cumplir los transformadores de medida utilizados como instrumentos de monitorización de parámetros de calidad de potencia, sólo se cuenta con normas que permiten verificar el cumplimiento de fabricación de estos equipos, por tanto, se hace necesario establecer los lineamientos a cumplir por los equipos de medida en cuanto a su instalación, calibración, funcionamiento, selección, precisión y ensayos, para una

adecuada implementación y funcionamiento en un sistema de medida de calidad de potencia.

Toda la información proveniente de bases de datos, visitas técnicas, Internet, consultas en revistas especializadas, entre otras, proporcionan una débil guía acerca de la selección de transformadores de medida utilizados con instrumentos de medición de parámetros de calidad de potencia eléctrica. Éstas se limitan a describir algunos conceptos y definiciones relacionados con el tema.

La normativa Colombiana debe realimentarse para definir de forma adecuada las exigencias a cumplir por los transformadores de corriente y potencial. Desde esta perspectiva, es claro que en la actualidad no existe en Colombia una resolución o norma que defina adecuadamente las características, condiciones, parámetros y procedimientos que deben cumplir los transformadores de corriente y de potencial para ser utilizados como instrumentos de medida pertenecientes a un sistema de monitorización de parámetros de calidad de potencia eléctrica.

Debido a que no existe un método para definir la clase de exactitud para transformadores de corriente y de potencial y que permita evaluar el funcionamiento de los mismos en el sistema de medida de calidad de potencia, se ha suministrado a manera de propuesta un procedimiento con una serie de pasos para establecer el adecuado funcionamiento de estos equipos, que permita una adecuada selección e instalación de los transformadores para garantizar la obtención de datos con la clase de exactitud requerida en el proceso de monitorización de la calidad de la energía eléctrica.

En cuanto a las normas técnicas exigibles por la CREG, la norma NTC 5019 no tiene todas las especificaciones técnicas que deben cumplir los transformadores de medida para la monitorización de parámetros de calidad de la energía eléctrica, sin embargo, este documento presenta varios criterios técnicos adecuados para la selección de transformadores de medida.

Parámetros como la saturación, la respuesta en frecuencia y de fase y los niveles de las señales, los cuales se deben tener en cuenta cuidadosamente con el objetivo de obtener medidas adecuadas a través de los transformadores de medida, no se han contemplado en las norma técnicas colombianas y en las respectivas resoluciones CREG. A nivel internacional existe poca información acerca de éstos parámetros como parte de la selección de transformadores de corriente y de potencial, sólo se mencionan algunos aspectos técnicos en la norma IEC 61000-4-30, pero al igual que las resoluciones CREG, esta norma se limita en su contenido y remite cualquier aspecto y requerimiento a las respectivas normas IEC 60044-1 (Current Transformers) e IEC 60044-2 (Inductive Voltage Transformers).

La estimación de componentes armónicas en sistemas de monitorización de energía eléctrica, depende de la exactitud de los transformadores de medida, los cuales constituyen el primer elemento en el sistema de medida. La caracterización en frecuencia de transformadores de corriente y tensión se debe llevar a cabo para determinar los efectos de los CTs y PTs en la incertidumbre de los parámetros de calidad de energía eléctrica y de esta forma medir con la exactitud requerida el contenido armónico y evaluar los niveles de distorsión armónica de las señales de tensión y corriente.

La ausencia en el país de laboratorios acreditados para realizar calibración de los parámetros utilizados para valorar la calidad del servicio de energía eléctrica, es otro problema importante ya que no es posible verificar los parámetros de los equipos de medida en el lugar de la instalación.

VI. REFERENCIAS

[1] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSIO (IEC). “Standard International 60044-1 Part 1: Current Transformers”.

[2] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSIO (IEC). “Standard International 60044-2 Instrument Transformers-Part 2: Inductive Voltage Transformers”.

[3] Norma Técnica Colombiana NTC 2205, “Transformadores de Medida. Transformadores de Corriente” Cuarta Actualización, Icontec, Colombia, 2004.

[4] Norma Técnica Colombiana NTC 2207, “Transformadores de Medida. Transformadores de Tensión Inductivos” Tercera Actualización, Icontec, Colombia, 2004.

[5] Norma Técnica Colombiana NTC 5019, “Selección de Equipos de Medición de Energía Eléctrica” Segunda Actualización, Icontec, Colombia, 2007.

[6] Ley 143 de 1994 Congreso de la República de Colombia. Colombia.

[7] Ley 142 de 1994 Congreso de la República de Colombia. Colombia.

[8] Resolución 025 de 1995 Comisión de Regulación de Energía y Gas CREG. Colombia.

[9] Resolución 070 de 1998 Comisión de Regulación de Energía y Gas CREG. Colombia.

[10] Resolución 082 de 2002 Comisión de Regulación de Energía y Gas CREG. Colombia.

[11] Resolución 024 de 2005 Comisión de Regulación de Energía y Gas CREG. Colombia.

[12] Resolución 049 de 2006 Comisión de Regulación de Energía y Gas CREG. Colombia.

[13] Resolución 016 de 2007 Comisión de Regulación de Energía y Gas CREG. Colombia.

[14] Documento CREG-104 de 2007, Modificación al Código de Medida (Propuesta para discusión). Comisión de Regulación de Energía y Gas CREG. Colombia.

[15] IEC 61000-4-30 “Técnicas de ensayo y de medida Métodos de medida de la calidad de suministro”, IEC 61000-4-30(2003), CENELEC, Bélgica, abr. 2003.

VII. AUTORES

Dilio José Méndez Abad. Nació en Corozal, Sucre, Colombia. El 15 de Agosto de 1982. Estudiante de último nivel de Ingeniería Eléctrica de la escuela de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander y está vinculado al Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL) de la UIS, con el cual se encuentra desarrollando su proyecto de grado sobre *Caracterización y Parametrización de Transformadores para Medida en Sistemas de Monitorización de Calidad de la Energía Eléctrica*. Convenio ESSA – UIS – COLCIENCIAS.

Javier Leonardo Socha Páez. Nació en Bucaramanga, Santander, Colombia. El 2 de Febrero de 1986. Estudiante de noveno nivel de Ingeniería Eléctrica de la escuela de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander y está vinculado al Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL) de la UIS, con el cual se encuentra desarrollando su proyecto de grado sobre *Caracterización y Parametrización de Transformadores para Medida en Sistemas de Monitorización de Calidad de la Energía Eléctrica*. Convenio ESSA – UIS – COLCIENCIAS.

César Antonio Duarte Gualdrón. Ingeniero Electricista UIS, Magíster en Potencia Eléctrica UIS. Profesor Asistente de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones Universidad Industrial de Santander. Investigador del grupo GISEL. Áreas de Trabajo: Tratamiento de señales, calidad del servicio de energía eléctrica y formación basada en competencias.

Gabriel Ordóñez Plata. Ingeniero Electricista UIS 1985, Distinción Cum Laude; Especialista Universitario en Técnicas de Investigación Tecnológica UPCO 1993, Doctor Ingeniero Industrial UPCO 1993, Madrid (España) 1993. Profesor Titular de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS). Investigador del Grupo de Investigación en Sistemas de Energía - GISEL. Miembro IEEE. Áreas de trabajo: Tratamiento de señales, mediciones eléctricas, calidad del servicio, gestión tecnológica y formación basada en competencias.

Corrección Activa del Factor de Potencia en un Sistema Conmutado: De la Teoría a la Práctica

Elcy Patricia Prado Fajardo*, John Alexander Taborda Giraldo**, Eduardo Antonio Cano Plata***

***Abstract*— En este artículo se presentan consideraciones teóricas y prácticas sobre corrección del factor de potencia de sistemas conmutados que están conectados a la red de alimentación eléctrica. La eficiencia en el manejo de la energía eléctrica puede mejorarse mediante la disminución de los armónicos de baja frecuencia de la señal de corriente, generados por la carga y descarga del condensador en el puente de diodos de la etapa de rectificación. Una configuración conocida como *emulador resistivo* puede diseñarse para reemplazar dicho condensador por un convertidor cd-cd, al cual se le aplica una ley de disparo o de control que hace ver al puente rectificador (que es una carga no lineal) como si fuese una carga lineal. En simulación, un *emulador resistivo* de tipo *Boost* controlado por un PWM de corriente promedio permite una reducción de armónicos de baja frecuencia de aproximadamente un $60\,\%$, mejorando notablemente el factor de potencia del sistema conmutado de $0{,}6$ a $0{,}99$. En el Laboratorio LACEP de la Universidad Nacional de Colombia sede Manizales, se ha diseñado y construído una estación de trabajo pedagógica y de investigación que permite diseñar y validar experimentalmente diferentes tipos de soluciones para corregir el factor de potencia en sistemas conmutados, de una forma rápida y sencilla.**

***Index Terms*— Conversión de potencia ca-cd, Conversión de potencia cd-cd, factor de potencia, tasa de distorsión armónica, calidad de la energía.**

I. Introducción

Actualmente existe una problemática asociada al uso inadecuado de la energía eléctrica en los sistemas de alimentación. El aumento vertiginoso de equipos electrónicos conectados a la red eléctrica ha puesto en evidencia los problemas de diseño que presentan muchos dispositivos electrónicos en relación al manejo de la calidad de la energía.

Las tendencias tecnológicas actuales demandan equipos electrónicos portables, económicos, de alto desempeño y que se ajusten a los estándares internacionales. En esta medida, resulta crucial la incorporación de fuentes de alimentación de corriente directa de alto rendimiento y pequeño tamaño, características propias de las fuentes de tipo conmutado, conocidas también por sus iniciales *SMPS*, derivadas de su denominación en inglés *Switched Mode Power Supply*.

Las *SMPS* están sujetas a corrientes de entrada con una elevada tasa de distorsión armónica (THD_i) de baja frecuencia, en especial, debida a armónicos de orden impar. Una alta distorsión armónica se ve reflejada en un pobre factor de potencia, ocasionando múltiples problemas a los usuarios conectados a la red, como interrupciones o fallos de operación.

En general, existen dos tipos de soluciones para la *corrección del factor de potencia* (*CFP*) mediante la disminución de THD_i: la pasiva y la activa. Como su nombre lo indica, la solución pasiva utiliza solamente elementos pasivos tales como: capacitancias e inductancias. Una aplicación común de la configuración pasiva se encuentra en la conversión de corriente alterna a corriente directa ca-cd, sin embargo, existen desventajas en cuanto a tamaño y peso.

La solución activa nace gracias a la evolución de la electrónica de potencia, y consiste en adicionar elementos activos a la solución pasiva, tales como llaves o interruptores. Estos elementos se encargan de interrumpir de forma controlada el flujo de potencia en el circuito, por medio de comandos que se pueden realizar de forma digital o análoga. La evolución de los materiales semiconductores ha hecho posible la creación de una nueva generación de transistores, como los MOSFET y los IGBT, los cuales pueden conmutar a altas frecuencias (cientos de MHz), logrando un menor tamaño y peso de los convertidores de potencia.

Dentro de las soluciones activas para la corrección del factor de potencia se encuentra el *Emulador Resistivo* (*ER*). El circuito *ER*, cuyo esquema general se presenta en la figura 1, se controla de tal forma que la red de alimentación observe una carga altamente no lineal, como una carga lineal resistiva que cumpla la expresión (1).

$$R_{emulada} = \frac{v}{i} \tag{1}$$

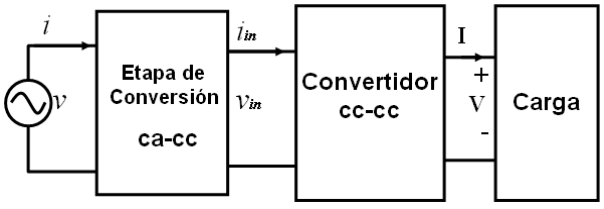


Fig. 1. Esquema general del emulador resistivo ER

Como se observa en la figura 1, un *ER* está dividido en dos etapas, en la primera etapa se realiza la conversión ca-cc; mientras que la segunda etapa está conformada por la conversión cc-cc y la carga (resistencia), encargada de la CFP. Para la aplicación que se propone en este artículo, el convertidor se denomina *prerregulador del factor de potencia (PFP)*. Su nombre se debe a que corrige el factor de potencia,

*Magister en Ingeniería con énfasis en Automatización Industrial, integrante del Grupo de trabajo académico GREDyP de la Universidad Nacional de Colombia, eppradof@unal.edu.co, **Candidato a Doctor de Ingeniería-Automatización e integrante del grupo académico PCI de la Universidad Nacional de Colombia-yatabordag@unal.edu.co, ***Director del GREDyP y Doctor de la Universidad de Buenos Aires, eacano@ieee.org

pero no garantiza una tensión regulada a la salida. Para lograr una tensión regulada a la salida se debe adicionar otra etapa de conversión de corriente continua en corriente continua, con su respectivo control de regulación, como se observa en la figura 2. Así se obtiene otra configuración conocida como *corrector del factor de potencia de dos etapas*.

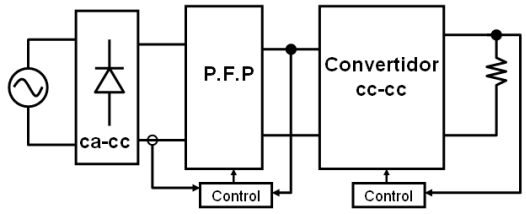


Fig. 2. Corrector del factor de potencia de dos etapas.

De acuerdo con lo anterior, el convertidor y su ley de control juegan un papel muy importante en la *CFP* [1]–[3]. Entre los convertidores más comúnmente utilizados en CFP sin aislamiento entrada-salida, ha sido el convertidor elevador o *boost* [4]–[7] y el reductor-elevador o *buck-boost*. El primero es de mayor preferencia, por su fácil implementación y por requerir menos filtrado en la entrada [8]. En las próximas secciones, se explican los conceptos de factor de potencia y de distorsión armónica y posteriormente se detalla su aplicación al convertidor boost.

II. Definición del factor de potencia

Factor de potencia (FP) es la relación que existe entre la potencia activa y la potencia aparente, tal como se expresa en al ecuación (2).

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{I_{rms} V_{rms}} \tag{2}$$

Donde:
$P(W)$: Potencia activa.
$S(VA)$: Potencia aparente.

Asumiendo que la carga no lineal a analizar tiene una forma de onda en la tensión sinusoidal pura y una señal de corriente deformada y además que ambas ondas se encuentran en fase, la ecuación (2) puede reescribirse como (3).

$$FP = \frac{V_1 I_1 \cos\left(\phi_{V_1} - \phi_{I_1}\right)}{I_{rms} V_1} \tag{3}$$

Donde:
V_1: Tensión fundamental.
I_1: Corriente fundamental.
$fd = \cos\left(\phi_{V_1} - \phi_{I_1}\right)$: Factor de desplazamiento entre las componentes fundamentales de la corriente y de la tensión.

La ecuación (3) se puede interpretar más fácilmente, agrupando la relación $\frac{I_1}{I_{rms}}$ por el término FD que equivale al factor de deformación de la señal. Por lo tanto, el factor de potencia es equivalente al producto entre el factor de deformación FD y el factor de desplazamiento fd como se expresa en la ecuación (4). Sí las señales no presentan desfase entre ellas ($fd = 1$) se puede decir que el factor de potencia es igual al factor de deformación $FP = FD$.

$$FP = FD \cdot fd \tag{4}$$

III. Definición de Tasa de distorsión armónica THD_i

La *tasa de distorsión armónica de corriente* (THD_i) está definida como la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las magnitudes de las componentes armónicas de corriente individuales; dividido por la magnitud de la componente fundamental, como en (5). Para el cálculo de este parámetro es necesario analizar el espectro en frecuencia o la descomposición en series de Fourier de la señal deformada para conocer la magnitud de los armónicos que se presentan en ella.

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n \neq 1} I_n^2}}{I_1} \tag{5}$$

Donde:
I_n: Componente armónica
n: Número del armónico
I_1: Componente fundamental.

El factor de deformación es la relación entre la componente fundamental de la corriente con respecto a la corriente eficaz total. Esta expresión puede relacionarse con la ecuación (5). Al combinar ambas ecuaciones se obtiene la expresión (6).

$$FD = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(THD_i\right)^2}} \tag{6}$$

Al reemplazar la ecuación (6) en (4), se tiene que el factor de potencia en función de la tasa armónica total de corriente, considerando la señal de tensión sinusoidal pura se tiene que:

$$FP = \underbrace{\sqrt{\frac{1}{1 + \left(THD_i\right)^2}}}_{FD} \cdot \underbrace{\cos\varphi_1}_{fd} \tag{7}$$

La ecuación (7) muestra que el factor de potencia tiene una relación directa con el factor de desplazamiento e inversa con la tasa de distorsión armónica. Este hecho implica que, cuando se tiene un factor de desplazamiento igual a uno ($fd = 1$), el factor de potencia aumenta ($\uparrow FP$) a medida que la tasa de distorsión ($\downarrow THD_i$) disminuye.

IV. Principio de operación del convertidor Boost CFP

El convertidor Boost CFP mostrado por la figura 3 es la topología más usada en aplicaciones de corrección del factor de potencia [5]. Dentro de las ventajas del convertidor *boost* como CFP están los pocos requerimientos en etapa de filtrado en la corriente de entrada y la menor interferencia electromagnética [9]. Un convertidor Boost se compone de un interruptor S (en esta aplicación se seleccionó un interruptor tipo MOSFET), un diodo, un inductor L_f y un filtro a la salida C_f. El MOSFET es controlado por un modulador de ancho de pulso PWM (pulse-width-modulating) a una frecuencia constante, la corriente i_{Lf} que pasa a través de la inductancia L_f debe tener forma de onda sinusoidal rectificada, similar a V_{in}, como se muestra en la figura 4. Asegurando la forma de la señal de corriente en la inductancia i_{Lf}, se garantiza una forma de onda sinusoidal para la corriente de entrada i_{in}.

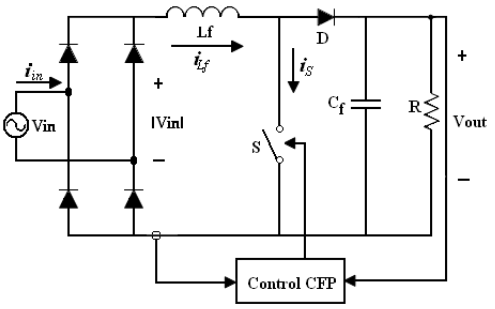


Fig. 3. Esquema circuital del convertidor boost CFP

Un convertidor boost es esencialmente un elevador de tensión, en el cual la tensión de salida V_{out} es mayor que la tensión en la entrada V_{in}. Esta elevación depende directamente del ciclo de trabajo (en inglés *duty cycle* $d(t)$) aplicado a S (ver figura 3).

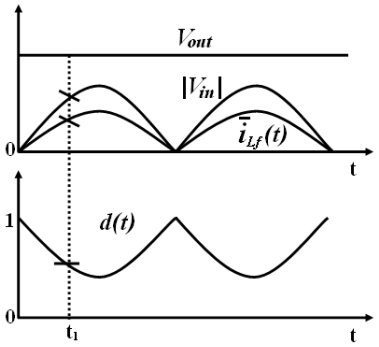


Fig. 4. Formas de onda de un típico CFP

Para el análisis circuital de la figura 3, se desprecia la caída de tensión en el inductor y se asume que la tensión en C_f es constante. La ganancia de tensión se muestra en la ecuación(8):

$$\frac{V_{out}}{|v_{in}|} = \frac{1}{1-d\left(t\right)} \tag{8}$$

Al despejar la variable del ciclo de trabajo $d(t)$ se tiene que:

$$d\left(t\right) = 1 - \frac{\hat{V}_{in}\sin\omega t}{V_{out}} \tag{9}$$

Donde V_{in} es el valor máximo de la onda sinusoidal.

El ciclo de trabajo $d(t)$ del circuito promedio se observa en la figura 4. La corriente de salida $\bar{i}_{out}$ se puede calcular con la relación de tensión de la ecuación (9), pero ahora relacionando corrientes de entrada y salida, este resultado se muestra en la ecuación (10).

$$\begin{aligned} |v_{in}| &= \hat{V}_{in}\left|\sin\omega t\right|, \bar{i}_L\left(t\right) = \hat{I}_{Lf}\left|\sin\omega t\right| \\ \bar{i}_{out} &= \left(1-d\right)\bar{i}_L\left(t\right) = \frac{\hat{V}_{in}}{V_{out}}\hat{I}_{Lf}\left|\sin\omega t\right|^2 \end{aligned} \tag{10}$$

Reemplazando $\left|\sin\omega t\right|^2 = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos 2\omega t$. La nueva $\bar{i}_{out}$ es:

$$\bar{i}_{out} = \underbrace{\frac{1}{2}\frac{\hat{V}_{in}}{V_{out}}\hat{I}_{Lf}}_{i_{cd}} - \underbrace{\frac{1}{2}\frac{\hat{V}_{in}}{V_{out}}\hat{I}_{Lf}\cos 2\omega t}_{i_2} \tag{11}$$

El primer término de la ecuación (11) representa la componente de corriente continua, el segundo término representa la componente de segundo armónico. Al ser el condensador de gran valor se puede asumir que el segundo armónico fluye por el capacitor C_f. Esto se garantiza sí $C_f \geq \frac{I}{\omega_i \Delta V}$, por lo tanto la corriente continua fluye por la carga R. En la figura 5 se presenta la división de corrientes en la etapa de salida.

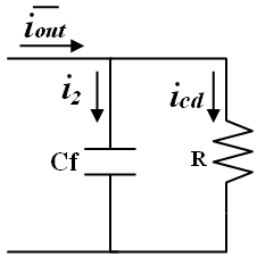


Fig. 5. División de la corriente en la salida

Al asumir que toda la corriente del segundo armónico fluye por el capacitor C_f se puede calcular la tensión v_{out2}, la cual se expresa en la ecuación (12) y, para calcular el valor máximo que puede soportar el capacitor C_f se utiliza la ecuación (14) de [10].

$$v_{out2} = \frac{1}{\omega C}\int i_2 d\left(\omega t\right) \tag{12}$$

Al reemplazar i_2 de la ecuación (11) se tiene que v_{out2} es:

$$\begin{aligned} v_{out2} &= -\tfrac{1}{C_f}\tfrac{\hat{I}_{Lf}}{2}\tfrac{\hat{V}_{in}}{V_{out}}\int\cos\left(2\omega t\right)\cdot d\left(\omega t\right) \\ v_{out2} &= -\underbrace{\left(\frac{\hat{I}_{Lf}\hat{V}_{in}}{4\omega C_f V_{out}}\right)}_{\hat{V}_{out2}} sin\left(2\omega t\right) \end{aligned} \tag{13}$$

Donde $\hat{I}_{Lf} = \hat{I}_{in}$

Se tiene que el valor máximo de la componente de segundo armónico es:

$$\hat{V}_{out2} = \frac{\hat{I}_{Lf}\hat{V}_{in}}{4\omega C_f V_{out}} \tag{14}$$

V. Resultados de simulación

A continuación se presenta el efecto de la carga no lineal sobre la forma de onda de corriente antes y después de aplicar la ley de comando por corriente promedio sobre el transistor. Los parámetros de simulación se presentan en la tabla I.

TABLE I

Parámetros y valores de operación

Tensión eficaz de la fuente	12V
Frecuencia de línea	60Hz
Tensión de salida	30V
Máxima potencia de salida	20W
Frecuencia de conmutación	100kHz
Filtro de salida C_f	697uF
ESR del condensador a la salida	100mΩ
Inductor L_f	100μH
Resistencia a máxima	45Ω

V-A. *Sin corrección del factor de potencia CFP*

El efecto de la carga no lineal sobre la señal de corriente del lado de la fuente es equivalente al circuito más simple de conversión ca-cc (ver figura 6). La carga y descarga del condensador genera la deformación en la señal de corriente con un alto contenido de armónicos impares de baja frecuencia causando un deterioro en el factor de potencia. Cuando se tiene un circuito como el de la figura 7 sucede lo mismo, solo que el convertidor de potencia cc-cc genera armónicos tanto de baja como de alta frecuencia.

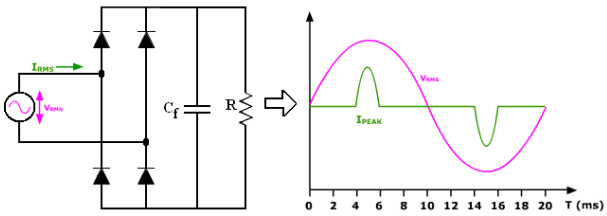


Fig. 6. Circuito convencional ca-cc

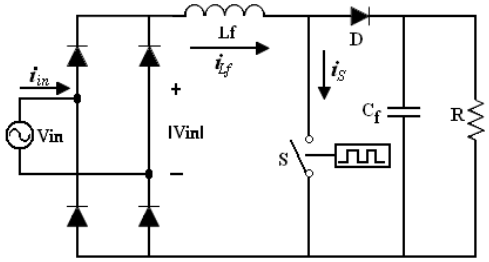


Fig. 7. Convertidor boost en lazo abierto

La figura 8 presenta la tensión y la corriente de entrada sin CFP. Se observa que ambas señales están en fase debido a que el convertidor tiene un factor de desplazamiento igual a uno. Lo anterior se debe a que la carga para este análisis siempre será de tipo resistivo. Por otro lado, el factor de deformación es menor a uno por la presencia de armónicos sumados a la señal de corriente.

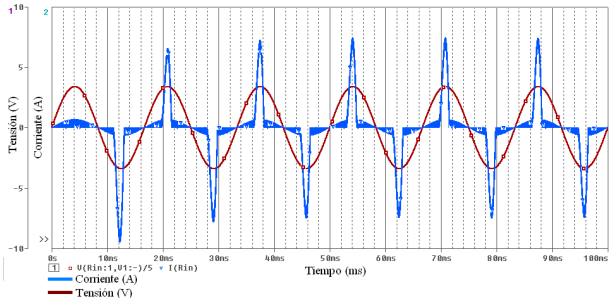


Fig. 8. Corriente y tensión de entrada sin CFP

La señal de corriente de la figura 8 tiene una alta deformación debido a que el circuito es de naturaleza no lineal. Los espectros tanto de baja frecuencia como de alta frecuencia se presentan en las figuras 9 y 10 respectivamente.

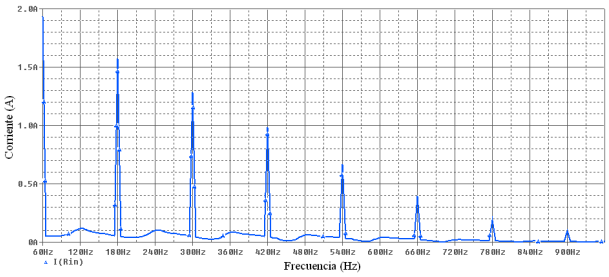


Fig. 9. Espectro en baja frecuencia de la corriente sin CFP

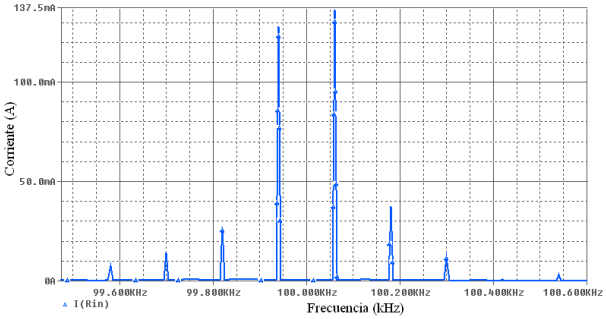


Fig. 10. Espectro en alta frecuencia de la corriente sin CFP

V-B. *Con corrección del factor de potencia CFP*

Al simular el circuito de la figura 3 y obtener las señales de tensión y de corriente se puede apreciar claramente en la figura 11 como la magnitud de la corriente disminuye y presenta una forma de onda similar a la onda de tensión, con la diferencia de poseer una banda de alta frecuencia por la conmutación del transistor.

Los espectros en frecuencia de la corriente se muestran en las figuras 12 y 13. La figura 12 comparada con la figura 9 muestra una reducción de armónicos de baja frecuencia casi del 100 %, pero los armónicos de alta frecuencia se reducen solamente en un 30 % aproximadamente. En la siguiente sección se presenta el cálculo del factor de potencia con base en el cálculo de la tasa de distorsión armónica.

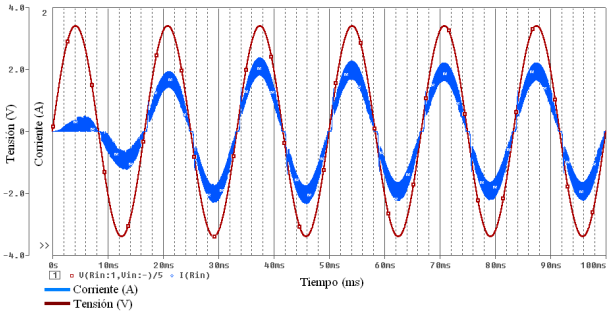


Fig. 11. Corriente y tensión de entrada con CFP

VI. Cálculo de FP y THD_i

Una vez obtenida la descomposición por serie de Fourier de la señal de corriente antes y después de aplicar la ley de control se procede a calcular la tasa de distorsión armónica total de corriente THD_i y luego el factor de potencia.

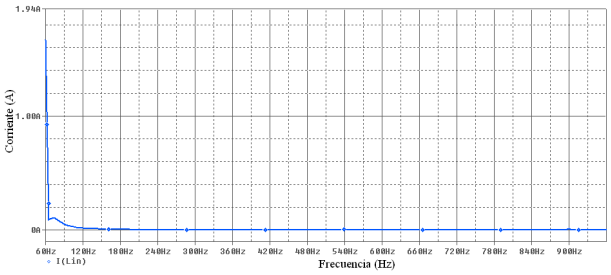


Fig. 12. Espectro en baja frecuencia de la corriente con CFP

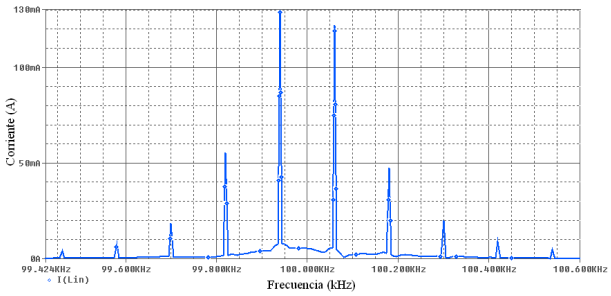


Fig. 13. Espectro en alta frecuencia de la corriente con CFP

TABLE II
COMPARACIÓN DE LOS RESULTADOS SIMULADOS

Item	Unidades	**Sin CFP**	**Con CFP**
I_{rms}	(A)	2.17	1.23
V_{rms}	(V)	12	12
FP	(pu)	**0.64**	**0.993**
THD_i	(pu)	**1.21**	**0.117**

VI-A. Cálculo de THD_i

Con base en la ecuación (5) se procede a calcular el THD_i, teniendo en cuenta que está relacionado con el factor de deformación de acuerdo a la ecuación (6) y este a su vez con el factor de potencia (4). El factor de desplazamiento, para este caso, es igual al factor de potencia.

1. **Sin corrección del factor de potencia**: Para este cálculo se tuvo en cuenta la ecuación (5), y la corriente I_{rms} en la fuente obteniendo el siguiente resultado.

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n\neq 1} I_n^2}}{I_1} = 1{,}21 \tag{15}$$

Expresado en porcentaje es:

$$THD_i(\%) = 1{,}21 \cdot 100 = 121\,\%$$

2. **Con corrección del factor de potencia**:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n\neq 1} I_n^2}}{I_1} = 0{,}117 \tag{16}$$

Expresado en porcentaje es:

$$THD_i(\%) = 0{,}115 \cdot 100 = 11{,}7\,\%$$

VI-B. Cálculo de FP

Con los datos de la tabla I se procede a calcular el factor de potencia así:

1. **Sin corrección del factor de potencia**: Haciendo uso de la ecuación (18), en primera instancia se calcula el valor eficaz de la corriente I_{rms}:

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1} I_n^2} = 2{,}14A \tag{17}$$

$$FP = FD = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{1+(THD_i)^2}} = 0{,}64 \tag{18}$$

2. **Con corrección del factor de potencia**:

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1} I_n^2} = 1{,}23A \tag{19}$$

$$FP = FD = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{1+(THD_i)^2}} = 0{,}993 \tag{20}$$

Además del factor de potencia y la tasa de distorsión armónica, existen otros parámetros de eficiencia que pueden ser calculados como son: el factor de distorsión y el factor de utilidad. Los resultados antes y después de la CFP se resumen en la tabla II

Los resultados anteriores confirman el buen funcionamiento de la ley de disparo, para aumentar el factor de potencia de los sistemas que alimenten cargas no lineales, mediante la disminución de armónicos de baja frecuencia. El valor de THD_i disminuyó, por consiguiente, el factor de potencia aumentó.

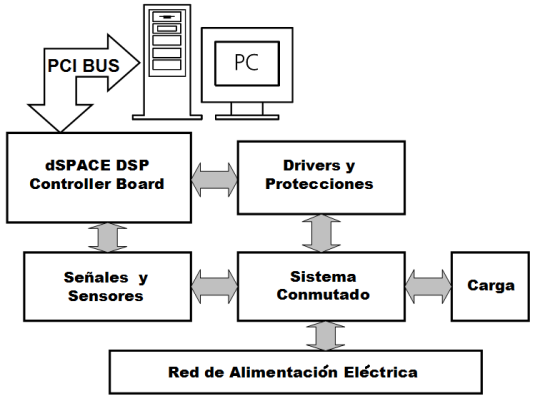


Fig. 14. Diagrama de Bloques de la estación de trabajo.

VII. ESTACIÓN DE TRABAJO DE PROPÓSITO GENERAL EN SISTEMAS CONMUTADOS

Los conceptos teóricos presentados en las secciones iniciales fueron corroborados posteriormente mediante la simulación del convertidor boost CFP, sin embargo, es importante visualizar lo que sucede en una aplicación física real. Para tal

fin, se ha diseñado y construido una estación de trabajo de propósito general en sistemas conmutados, la cual tiene fines pedagógicos y de investigación.

En la figura 14 se presenta el diagrama de bloques general de la estación de trabajo. Siete son los módulos principales de la estación de trabajo: Módulo de encendido y protección de la estación, Módulo de sensado y adquisición de señales, Módulo de control, Módulo de alimentación ca variable, Módulo de rectificación ca-cd, Módulo de convertidores de potencia y Módulo de cargas. La interacción de los siete módulos permite analizar y controlar escenarios donde cargas no lineales estén conectadas a la red de alimentación de energía eléctrica.

La estación de trabajo presentada en la figura 15 está equipada e instrumentada con diversos equipos electrónicos entre los que se destacan:

- 1 computador con la plataforma de desarrollo DS1104 y sus respectivas licencias para los software: dSpace Release 5.0, Matlab 7.1 y Pspice 9.0.
- 1 generador de señales de 10MHz, 10V.
- 1 osciloscopio digital: cuatro canales, ancho de banda 100MHz, con conexión al computador.
- 2 fuentes reguladas de corriente continua de 0-35V.
- 2 multímetros digitales.

La columna vertebral de la estación de trabajo son la tarjeta de configuración flexible de fuentes conmutadas cuyo nombre comercial es Power Pole Board (PPB) y la plataforma de desarrollo digital con tecnología DSP cuya referencia comercial es DS1104.

Fig. 15. Vista frontal estación de trabajo fuentes conmutadas

La tarjeta PPB desarrollada por la Universidad de Minnesota se caracteriza por presentar un alto rendimiento, alta velocidad de conmutación, manejo de tensiones adecuadas para el trabajo en laboratorio y protección de los dispositivos. Cuenta con la posibilidad de una configuración flexible de diversas topologías de convertidores cc-cc, tanto las no aisladas (como Buck, Boost y Buck-boost) como las aisladas (como Flyback y Forward).

La plataforma de desarrollo DS1104 cuenta con la herramienta RCP (Rapid Control Prototyping) que permite programar el DSP usando el modelo diseñado en Simulink. Esta tarjeta es ideal para validar diseños de controladores, tanto en la industria como en las universidades, gracias a la interfaz múltiple de entradas y salidas (I/O) análogas y digitales; y a su procesador funcionando a 250MHz.

Diversos experimentos se han podido desarrollar y validar con la estación de trabajo, entre los que se encuentra, el corrector de potencia tipo boost controlado por corriente promedio. Los resultados experimental concuerdan en un alto porcentaje con los resultados de simulación. No obstante, se están diseñando y validando nuevos controladores que presenten un mejor desempeño experimental que el controlador PWM por corriente promedio.

VIII. Conclusiones

Al aplicar el control en lazo cerrado en el convertidor, hubo un cambio notorio en las amplitudes de los armónicos de baja frecuencia comparadas con las de lazo abierto, esto generó un incremento en el factor de potencia del $63{,}4\,\%$, que confirma la relación inversa entre estos dos parámetros, tal como se resalta en la ecuación (21).

$$\uparrow FP = \sqrt{\frac{1}{1+\left(\downarrow THD_i\right)^2}} \cdot fd \tag{21}$$

La conversión de energía de corriente alterna en corriente directa ca-cd es muy utilizada en el mercado, esto se debe a que la red entrega una tensión alterna y es necesario convertirla para alimentar cargas que requieran tensión continua, las cuales aumentan cada día.

La transición entre la teoría y la práctica es un paso que debe ser planificado cuidadosamente, sin embargo, las herramientas de desarrollo actuales permiten acelerar este proceso considerablemente.

References

[1] Phillip C. Todd. *UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design*. Unitrode Application Note U-134.

[2] M. R; Azli N. A Sahid and MuhainmadÑ. D. A comparative study on the performances of the boost pfc circuit. *IEEE National Power & Energy Conference (PECon) Proceedings,*, 1:143–147, 2004.

[3] Hariharan Krishnaswami Ranjan K. Gupta and Ned Mohan. A unified analysis of ccm boost pfc for various current control strategies. *Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2006. PEDES '06. International Conference on*, pages 1–5, 2006.

[4] C. Qiao and K. M. Smedley. A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper. *IEEE Transactions on Power Electronic*, 16(3), 2001.

[5] R. Prieto P. Alou O. Garcia, J.A. Cobos and J. Uceda. Power factor correction: A survey. *Proc. IEEE PESC'01*, pages 8–13, 2001.

[6] R. Prieto P. Alou O. Garcia, J.A. Cobos and J. Uceda. Single phase power factor correction: A survey. *IEEE Transactions on Power Electronics*, pages 749–755, 2003.

[7] M. M. Jovanovic and Y. Jang. State-of-the-art, single-phase, active power-factor-correction techniques for high-power applications–an overview. *IEEE Transactions on Power Electronic*, 52(3), 2005.

[8] José A. Cobos Domingos Simonetti, Javier Sebastian and Javier Uceda. Analysis of the conduction boundary of a boost pfp fed by universal input. *IEEE Trans. Power Electron*, pages 1204–1208, 1996.

[9] Lloy Dixon. High power factor preregulators for off-line power supplies. *SEM-600*, 1988.

[10] Ned Mohan. *First course on POWER ELECTRONICS*. MNPERE, 0-9715292-4-8, 2005.

Celda de Conmutación Suave para Reducir Pérdidas de Energía en un Convertidor Boost CFP

Elcy Patricia Prado Fajardo*,John Alexander Taborda Giraldo**, Eduardo Antonio Cano Plata***

***Abstract*— En este artículo se estudian los efectos de introducir una celda de conmutación suave en un convertidor de potencia tipo *Boost* que funciona como corrector del factor de potencia (*CFP*). Los esquemas de control por *modulación de ancho de pulso* (PWM) con conmutación suave permiten suavizar las transiciones en la conmutación sin un incremento excesivo de la corriente circulante, lo cual permite reducir las pérdidas por conmutación en los interruptores de potencia sin aumentar significativamente las pérdidas por conducción del circuito de potencia. Los dispositivos semiconductores accionados por señales PWM de alta frecuencia ($> 20kHz$) experimentan aumentos de temperatura cuando no se consideran esquemas de conmutación suave. Las técnicas de conmutación suave más conocidas son ZVS (*Zero-Voltage-Switching*) y ZCS (*Zero-Current-Switching*), las cuales hacen conmutar los dispositivos de potencia cuando la corriente o la tensión pasan naturalmente por cero. En este artículo, se incluye una celda de conmutación suave al interruptor principal de un convertidor *Boost CFP*, logrando un encendido suave del transistor en configuración ZCS y un apagado suave del transistor en configuración ZVS. Comparando el desempeño del convertidor *Boost CFP* con y sin conmutación suave, se concluye que la celda de conmutación suave reduce las pérdidas por conmutación del interruptor de potencia en aproximadamente $98\,\%$.**

***Index Terms*— Convertidor cd-cd, pérdidas de conmutación, ZVS, ZCS, Celda de conmutación suave.**

I. Introducción

De acuerdo con las tendencias tecnológicas actuales, todo diseño de un equipo electrónico debe incorporar criterios de eficiencia, tamaño y costo. Por ejemplo, en aplicaciones portátiles como *gadgets*, *laptops* o teléfonos móviles, los convertidores de potencia deben tener un tamaño mínimo con una máxima eficiencia de conversión de energía y además deben funcionar a frecuencias de conmutación que cumplan con los estándares de compatibilidad electromagnética.

Una forma de reducir el tamaño y el peso de un convertidor de potencia es aumentando la frecuencia de conmutación del interruptor de potencia, lo cual permite reducir el peso y el volumen de los componentes magnéticos y de los condensadores involucrados en el diseño. Sin embargo, un aumento de frecuencia origina un aumento en las pérdidas de energía debidas a la conmutación y un aumento en la emisión de radio-interferencias que podrían superar los límites definidos en los estándares de compatibilidad electromagnética actuales.

Una manera de reducir tanto las pérdidas de energía como la emisión de radio-interferencias es usando convertidores de potencia con conmutación suave, en los cuales se hacen conmutar los dispositivos de potencia cuando la corriente o la tensión pasan naturalmente por cero. Para lograr conmutación suave es necesario asociar al dispositivo de conmutación un circuito resonante cuya operación implica una alta circulación de energía, que a su vez repercute en un aumento substancial de las pérdidas de energía debidas a la conducción. Las técnicas de control PWM con conmutación suave permiten suavizar las transiciones en la conmutación sin un incremento excesivo de la corriente circulante.

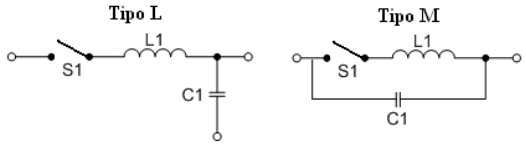
Las técnicas de conmutación suave más conocidas son: *Conmutación por Voltaje Cero* o *ZVS* (de su sigla en inglés *Zero-Voltage-Switching*) y *Conmutación por Corriente Cero* o ZCS (*Zero-Current-Switching*). Por otro lado, dependiendo del tipo de implementación, la conmutación suave se considera *activa* [1], [2] o *pasiva* [3], [4]. La conmutación suave pasiva se implementa únicamente con elementos pasivos como resistencias, inductancias, capacitancias y diodos, mientras que la conmutación suave activa incorpora interruptores de potencia adicionales en el circuito resonante. Ambos métodos se han utilizado con un buen desempeño, sin embargo, con conmutación suave pasiva se puede lograr una mejor relación eficiencia/costo [5].

En este artículo, se incluye una celda de conmutación suave pasiva al interruptor principal de un convertidor *Boost CFP*, logrando un encendido suave del transistor en configuración ZCS y un apagado suave del transistor en configuración ZVS. Comparando el desempeño del convertidor *Boost CFP* con y sin conmutación suave, se concluye que la celda de conmutación suave reduce las pérdidas por conmutación del interruptor de potencia en aproximadamente $98\,\%$.

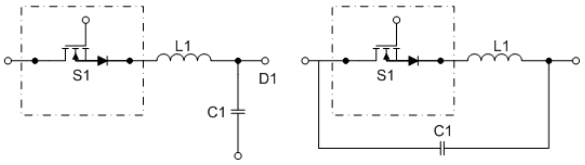
II. Tipos de conmutación suave pasiva

Desde 1987 se vienen proponiendo soluciones que mejoren la vida útil de los elementos activos del convertidor [6], mitigando las pérdidas por conmutación e incrementando el buen manejo de la energía sobre él. A continuación se exponen brevemente las principales soluciones de tipo pasivo para realizar conmutación suave.

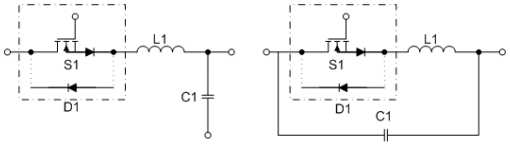
*Magister en Ingeniería con énfasis en Automatización Industrial, integrante del Grupo de trabajo académico GREDyP de la Universidad Nacional de Colombia, eppradof@unal.edu.co, jssolisc@unal.edu.co. **Candidato a Doctor de Ingeniería-Automatización e integrante del grupo académico PCI de la Universidad Nacional de Colombia-yatabordag@unal.edu.co, ***Director del GREDyP y Doctor de la Universidad de Buenos Aires, eacano@ieee.org



(a) Topologías generales



(b) Configuración Media onda



(c) Configuración Onda completa

Fig. 1. Topologías convencionales de los interruptores resonantes

II-A. Convertidores Resonantes

Las técnicas ZCS y ZVS se pueden implementar por medio de un circuito resonante conectado al interruptor de potencia, formando una configuración conocida como *interruptor resonante*. Existen dos configuraciones básicas de interruptores resonantes: *tipo L* y *tipo M*, como se muestra en la figura 1(a). En ambos casos, el interruptor resonante está formado por el interruptor activo S_1, un inductor L_1, y un condensador C_1. El inductor L_1 está conectado en serie con el interruptor para limitar el di/dt de la corriente del interruptor. El capacitor C_1 es adicionado como un elemento de almacenamiento y transferencia de energía. En las figuras 1(b) y 1(c) se presentan las celdas de conmutación para las topologías de media onda y onda completa. En esencia el

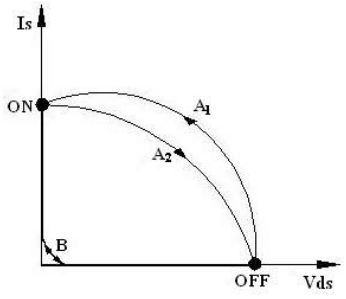
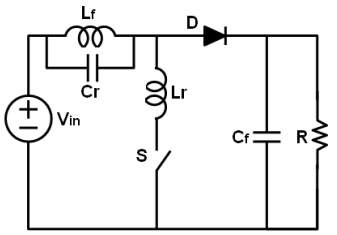


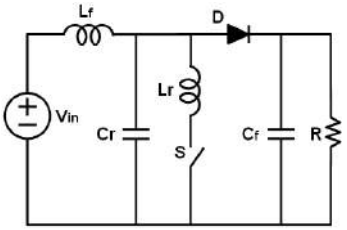
Fig. 2. Diagrama de fase. A: Conmutación dura. B: Interruptor Resonante

circuito resonante L_1C_1 forma la onda de corriente a través de S_1. Cuando se activa S_1 la tensión *colector-emisor* o *drain-source* (V_{ce} o V_{ds}) del transistor puede ser llevada a saturación, y la corriente incrementa con una forma quasi-sinusoidal. La resonancia entre C_1 y L_1 produce una oscilación de la corriente sobre el transistor haciendo que conmute naturalmente.

En la figura 2 se comparan los diagramas de fase (V_{ds}, I_s) cuando el interruptor se acciona empleando conmutación convencional o conmutación dura y cuando se utiliza el interruptor resonante. Las trayectorias A_1 y A_2 son típicas de una interrupción inductiva de la conmutación dura. Estas trayectorias atraviesan altas corrientes y altas tensiones simultáneamente en el instante de conmutación. Cuando se implementa el interruptor resonante, las trayectorias son del tipo B, en las cuales la tensión y la corriente se encuentran sobre los ejes del diagram de fase. Este hecho significa que se presenta una disminución en las magnitudes de la corriente y la tensión en el interruptor en el instante de la conmutación.



(a)



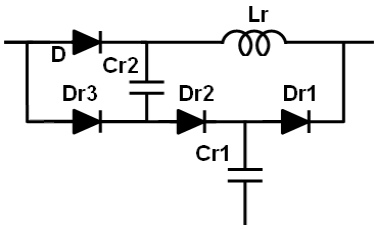
(b)

Fig. 3. Boost Cuasi-Resonante (a) Tipo L, (b) Tipo M

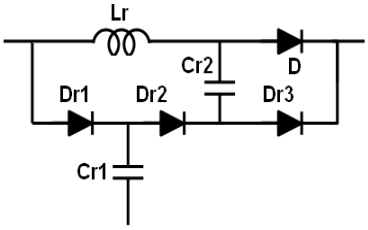
II-B. Convertidores Cuasi-Resonantes

El concepto de convertidor cuasi-resonante puede ser aplicado a un gran número de convertidores conmutados vía *modulación por ancho de pulso* (PWM). Basta con reemplazar el interruptor del convertidor de potencia por un interruptor resonante, formandose una nueva familia de convertidores, los *convertidores cuasi-resonantes*. En la figura 3 se presentan los esquemas de un convertidor elevador (tipo *Boost*) cuasi-resonante, en las configuraciones *tipo L* y *tipo M*.
Además de las celdas de conmutación básicas *tipo L* y *tipo M*, en los últimos años se han diseñados otras celdas pasivas para realizar conmutado suave. En dos categorías principales se han clasificado las celdas pasivas de conmutación suave: *Celdas de Mínima Sobretensión* o *MVS* (*Minimum Voltage Stress*) y *Celdas sin Mínima Sobretensión* o *Non-MVS* (*Non-Minimum Voltage Stress*). Las celdas *MVS* se caracterizan por mantener la misma tensión a través del interruptor como en la conmutación convencional, y las celdas *Non-MVS* presentan un pequeño sobre-voltage en el interruptor. En la figura 4(b) se presentan dos tipos de celdas *MVS*. En este artículo se trabajó con la técnica de conmutación suave pasiva propuesta en [7]. En particular, se presenta la aplicación de una celda *MVS*

tipo II en un convertidor *Boost CFP*.El conjunto de diodos y condensadores de esta celda están ubicados de forma tal que el interruptor activo presente encendido ZCS y un apagado ZVS.



(a) Celda tipo I



(b) Celda tipo II

Fig. 4. Tipos de Celdas MVS [7]

III. Pérdidas por conmutación

Las pérdidas por conmutación de un dispositivo de potencia obedecen a la expresión (1) [8]:

$$Pc = k \cdot f \cdot \mathrm{I}_{max} \cdot V_{\mathrm{máx}} \cdot t_c \tag{1}$$

Donde:
k: es una contante que depende del tipo de conmutación.
t_c: es el tiempo que dura la transición.
f: es la frecuencia de conmutación.
V_{max} y I_{max}: son los valores máximos de la tensión y la corriente durante la conmutación.

La ecuación (1) es una forma simple de calcular las pérdidas debidas a la conmutación. Existe otra forma de expresar estas pérdidas [9] en función de todos los tiempos que se presentan en el intervalo de conmutación, como se expresa en (2).

$$P_c = \frac{(V_{ds\,\mathrm{máx}} - V_{ds\,\mathrm{mín}}) f_s}{k} \cdot A \tag{2}$$

La expresión de A es la ecuación (3):

$$A = [(I + I_{RRM}) \cdot (t_{ri} + t_{rr}) + I \cdot t_{fv} + I\,(t_{fi} + t_{rv})] \tag{3}$$

Donde:
$V_{ds\,\mathrm{máx}}$: Tensión máxima del transistor antes de ser activado.
$V_{ds\,\mathrm{mín}}$: Tensión mínima del transistor después de ser activado.
k: Constante que depende de la carga, para carga resistiva $k = 6$ y para carga inductiva $k = 2$.
f_s: Frecuencia de conmutación.
I: Corriente constante del circuito ya sea de la fuente o de la carga.
I_{RRM}: Corriente de recuperación inversa.Es el sobre pico de la corriente del transistor.
t_{ri}: Tiempo de subida de la corriente del transistor. Tiempo que demora la corriente del transistor en subir hasta igualar la corriente I.
t_{rr}: Tiempo de recuperación inversa. Tiempo que tarda la corriente del transistor en igualar de nuevo la corriente I.
t_{fv}: Tiempo de caída de tensión del transistor. Tiempo en el cual la tensión del transistor pasa de máximo a mínimo.
t_{fi}: Tiempo de caída de la corriente del transistor. Tiempo en que la corriente del transistor cae a cero.
t_{trv}: Tiempo de recuperación de la tensión del transistor. Tiempo que tarda la tensión del transistor en pasar de mínimo a la máxima.

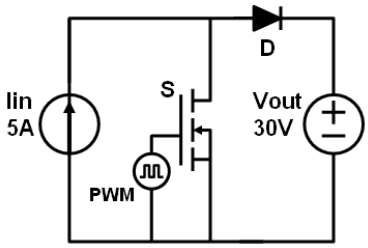


Fig. 5. Circuito simplificado tipo Boost sin conmutación suave

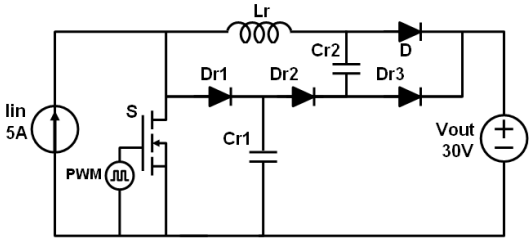


Fig. 6. Circuito simplificado tipo Boost con conmutación suave

III-A. *Resultados de Simulación*

Con el objetivo de determinar el desempeño de la celda de conmutación suave en cuanto a la disminución de las pérdidas por conmutación en un convertidor *Boost CFP*, se realiza la simulación del convertidor con conmutación *dura* y con conmutación *suave*. Se calculan las pérdidas de acuerdo con la ecuación (2) y se concluye al respecto.

III-B. *Formas de onda en el periodo de conmutación*

Los circuitos a simular del convertidor *Boost* con conmutación dura y suave del elemento conmutado, se presentan en las figuras 5 y 6 respectivamente. El esquema del Boost está en forma simplificada, tal que la fuente de tensión y la inductancia fueron reemplazadas por una fuente de corriente constante y el condensador con la resistencia a la salida por una fuente de tensión constante, con el fin de apreciar mejor los efectos de la conmutación suave sobre el interruptor. En las figuras 7 y 8 se observan todas las

TABLE I

CÁLCULO DE PÉRDIDAS POR CONMUTACIÓN

Conmutación	Unidades	Dura	Suave
I_{carga}	A	5	5
t_{ri}	ns	11	17
t_{fv}	ns	215	71
t_{rr}	ns	192	29
t_{rv}	ns	148	353
t_{fi}	ns	93	85
I_{RRM}	A	9.321	0.963
V_{dsmax}	V	31	6
V_{dsmin}	V	0.68	0.68
P_c	W	3.91	0.09

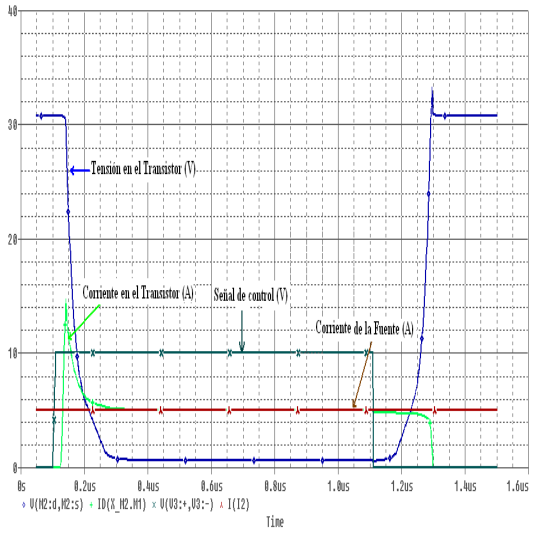


Fig. 7. Formas de onda típicas en el periodo de conmutación dura

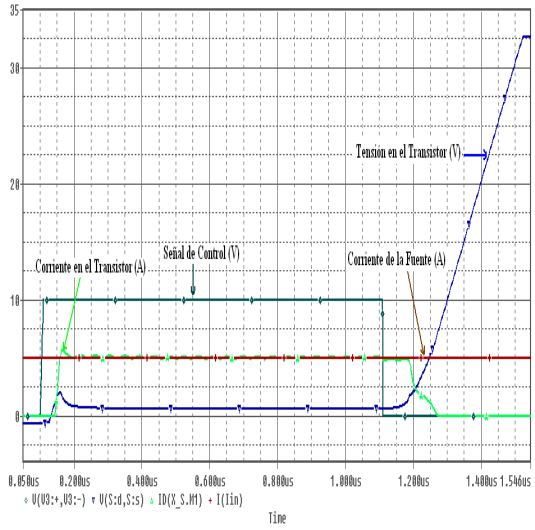


Fig. 8. Formas de onda de un periodo de conmutación suave

formas de onda involucradas en el periodo de conmutación del transistor, como el transitorio de la corriente del transistor I_s y de la tensión del transistor V_{ds}.

III-C. Convertidor Boost CFP con conmutación suave

La figura 9 presenta al convertidor Boost con la celda de conmutación suave, al cual se le aplica control PWM para corrección del factor de potencia (CFP). El circuito del sistema se presenta en la figura 9. El diseño del control PWM es independiente del diseño de la celda de conmutación dado que la frecuencia de resonancia de la celda de conmutación es mucho mayor a la frecuencia de conmutación.

En las figuras 10 y 11 se exponen las ondas de tensión y de corriente en la entrada del circuito con conmutación dura y con conmutación suave.

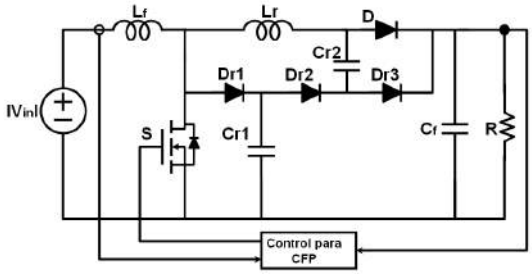


Fig. 9. Convertidor Boost CFP con conmutación suave

Comparando las señales de corriente de las figuras 10 y 11 se aprecia que la conmutación suave disminuye la banda de conmutación, haciendo que la señal sea mucho más fina. Este hecho se ve reflejado en la disminución de armónicos de alta frecuencia como se aprecia al comparar los espectros de alta frecuencia de la señal de corriente sin y con conmutación suave en las figuras 14 y 15.

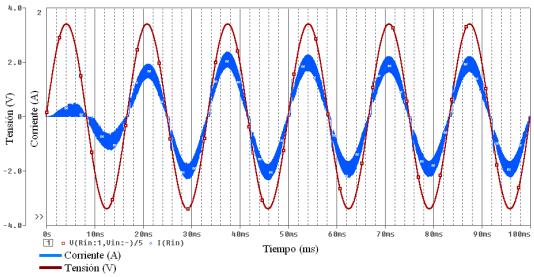


Fig. 10. Señal de corriente, Boost CFP con conmutación dura

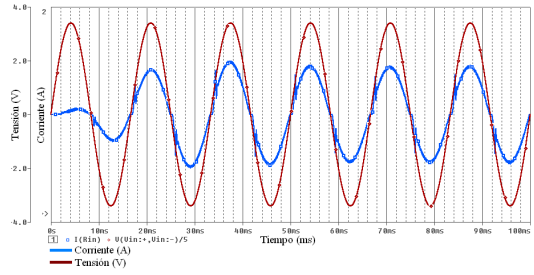


Fig. 11. Señales de corriente Boost CFP con conmutación suave

III-D. Comparación de espectros conmutación suave vs. *dura*

Los espectros en frecuencia de la señal de corriente brindan mucha información para el análisis del desempeño de la celda de conmutación suave. En esta sección, se compara es espectro donde se produjo un cambio importante, esto corresponde al espectro de alta frecuencia de la señal de corriente como se muestra a continuación.

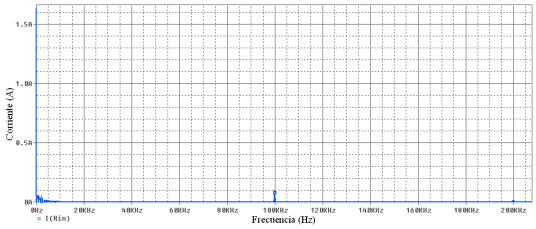


Fig. 12. Espectro en frecuencia total de la corriente con conmutación dura

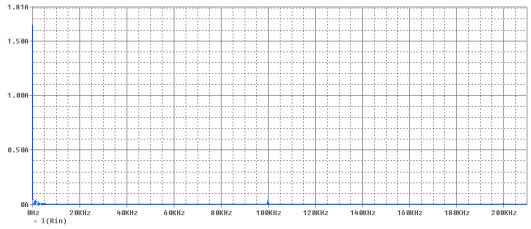


Fig. 13. Espectro en frecuencia total de la corriente con conmutación suave

- **Espectros de alta frecuencia (**$99{,}6kHz - 100{,}8kHz$**)**: Los cambios de las magnitudes de los armónicos son evidentes en la zona de altas frecuencias, logrando una reducción del $58\,\%$ cuando se incorpora la celda de conmutación suave, tal como se observa en las figuras 14 y 15. Por lo tanto, la conmutación suave ayuda a disminuir los armónicos de alta frecuencia típicos de cargas conmutadas y esto a su vez tiene implicaciones en el factor de potencia del convertidor *Boost*. En la próxima sección se analiza este aspecto.

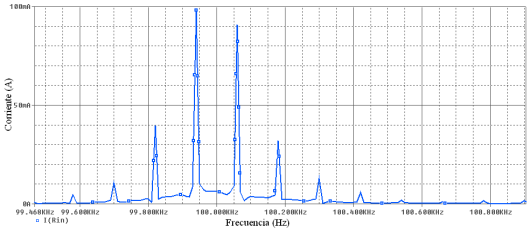


Fig. 14. Ampliación Zona de frecuencias altas con conmutación dura

III-E. Cálculo de las pérdidas por conmutación

El cálculo de las pérdidas por conmutación se realizó con la ecuación (2) antes y después de implementar la conmutación suave. Los datos tanto de magnitudes en corriente, en tensión, tiempos de subida y tiempos bajada de las señales

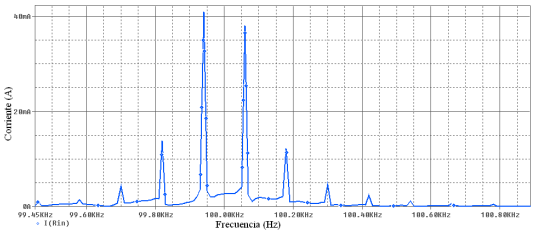


Fig. 15. Ampliación Zona de frecuencias altas con conmutación suave

de corriente y de tensión, entre otros, fueron tomados de las ondas mostradas en las figuras 7 y 8. Los datos se exponen en la tabla I, para un $k = 2$.

III-F. Cálculo del factor de potencia conmutación dura vs suave

El factor de potencia depende de la tasa de distorsión armónica y del factor del desplazamiento. El factor de desplazamiento no tiene efecto sobre el cálculo del factor de potencia si la carga es resistiva. Primero se calcula la tasa de distorsión armónica total de la corriente con la ecuación 4 y luego se halla el factor de potencia con la expresión 5.

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n\neq 1} I_n^2}}{I_1} \tag{4}$$

$$FP = \underbrace{\sqrt{\frac{1}{1+(THD_i)^2}}}_{FD} \cdot \underbrace{\cos\varphi_1}_{fd} \tag{5}$$

III-G. Cálculo de THD_i

1. **CFP con conmutación dura**:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n\neq 1} I_n^2}}{I_1} = 0{,}117 \tag{6}$$

Expresado en porcentaje es:

$$THD_i(\,\%) = 0{,}117 \cdot 100 = 11{,}7\,\%$$

2. **CFP con conmutación suave**:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n\neq 1} I_n^2}}{I_1} = 0{,}089 \tag{7}$$

Expresado en porcentaje es:

$$THD_i(\,\%) = 0{,}117 \cdot 100 = 8{,}9\,\%$$

TABLE II
COMPARACIÓN DE LOS RESULTADOS

Item	Unidades	**CFP dura**	**CFP suave**
I_{rms}	(A)	1.23	1.17
FP	(p.u)	**0.993**	**0.996**
THD_i	(p.u)	**0.117**	**0.089**

III-H. Cálculo de FP

1. **CFP con conmutación dura**:

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1} I_n^2} = 1{,}23A \tag{8}$$

$$FP = FD = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{1 + (THD_i)^2}} = 0{,}993 \tag{9}$$

2. **CFP con conmutación suave**:

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1} I_n^2} = 1{,}17A \tag{10}$$

$$FP = FD = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{1 + (THD_i)^2}} = 0{,}996 \tag{11}$$

Los cálculos anteriores se resumen en la tabla II, allí se puede apreciar que la celda de conmutación aumenta el factor de potencia.

IV. CONCLUSIÓN

La celda de conmutación suave disminuyó en un 98 % la potencia disipada en el transistor, por lo tanto la celda de conmutación mejora las condiciones de funcionamiento del convertidor *Boost CFP*, disminuyendo el calentamiento del interruptor de potencia y aumentando la vida útil del mismo. Como se comprueba con los datos mostrados en la tabla I.

La conmutación suave mejoró el factor de potencia en un 0.3 % lo que implica que este tipo de técnicas de conmutación en conjunto con el control para la corrección del factor de potencia ayudan a disminuir los armónicos de alta frecuencia generados por la conmutación a alta frecuencia que su vez mejora el factor de potencia en la red, como se aprecia en la tabla II.

El convertidor Boost CFP diseñado satisface los criterios de eficiencia, tamaño y costo. El convertidor Boost puede funcionar a frecuencias muy cercanas a la frecuencia maxima del transistor, ya que debido a la reducción en el calentamiento del interruptor, el dispositivo no tuvo que ser sobredimensionado en la etapa de diseño.

REFERENCES

[1] J. Bassett. New, zero voltage switching, high frequency boost converter topology for power factor correction. *Proc. INTELEC'95*, pages 813–820, 1995.

[2] Hua Guichao Maset Enrique, Dede Enrique and Lee C. Fred. 100khz, 2kw boost zvt-pwm conveter for power factor correction. *IEEE Trans. Power Electron.*, 1993.

[3] K. Mark Smith and K. M. Smedley. Engineering design of lossless passive soft switching methods for pwm converters. *IEEE APEC Conf. Rec. 1998.*, pages 94–100, 1998.

[4] K. Mark Smith and Keyue Ma Smedley. Properties ans synthesis of passive lossless soft-switching pwm converters. *IEEE Trans. Power Electron.*, 14(5):890–899, 1999.

[5] K. Mark Smith Isao Matsura and K. M. Smedley. A comparison of active and passive soft switching methods for pwm converters. *IEEE PESC Conf. Rec.*, 1998.

[6] R. Oruganti K.H. Liu and F. C. Lee. Quasiresonant converters -topologies and characteristics. *IEEE Trans. Power Electron*, 2:62–74, 1987.

[7] K. Mark Smith and Keyue Ma Smedley. Engineering design of lossless passive soft switching methods for pwm converters-part i: With minimum voltage stress circuit cells. *IEEE Trans. Power Electron.*, 16(3):336–344, 2001.

[8] H. E. Tacca. *Introducción al Estudio de los Convertidores Cuasi-Resonantes*. Universidad de Buenos Aires, 2003.

[9] Ned Mohan. *First course on POWER ELECTRONICS*. MNPERE, 0-9715292-4-8, 2005.

IMPLEMENTACIÓN DE UN RCP PARA UN FILTRO ACTIVO EN DERIVACIÓN – SAF–

J. S. Solís Chaves, E. A. Cano Plata, C. Arango Lemoine.

Abstract: For a short time more than ten years, the study and the application of the active filters have had a vertiginous growth. The development of the systems of acquisition and digital control, has done that the process of measurement and the programming of the control algorithm are simplified enormously. In this work a Rapid Control Prototype for an Shunt Active Filter appears, using an integrated cirrcuit card of three-phase power source (conceived originally like an Adjust Speed Driver - ASD-), and an acquisition and digital control system - DSP-. In order to demonstrate the advantages of this methodology of work with RCP's, Simulink its the chosen tool of execution in real time - RTW-, this work proposes an algorithm of control in loopback under the strategy of constant power source based on the pq theory, to compensate a nonlinear load – One six pulses rectifier in natural commutation is used –.

Palabras claves: Calidad de la Energía Eléctrica, Control digital, DSP, electrónica de potencia, Filtros Activos, Prototipos rápidos de control, Teoría pq.

I. INTRODUCCIÓN

Los primeros desarrollos sobre los filtros activos de potencia se presentaron hacia finales de la década del 70, con los primeros artículos sobre la inyección de corriente **[1]**: A comienzos de los 80 en Japón Akagi [2] formalizó la teoría de potencia instantánea (pq), necesaria para abordar el tema de la compensación de corriente en forma práctica, desde un punto de vista genérico y aplicable al marco experimental. Hacia los 90, Aredes [3] extiende la teoría pq a sistemas de cuatro hilos (sistemas trifásicos con hilo de neutro) y realiza los algoritmos de control para mitigar los dos tipos de distorsión (corriente y tensión) y extender la utilización de los acondicionadores activos de potencia al control del flujo de potencia en un sistema eléctrico (Dispositivos FACTS).

Al implementar un filtro activo en derivación, se ejerce una acción de control sobre la corriente. Su función consiste básicamente en la inyección (en el punto de conexión de la carga) de una componente de potencia de compensación, además de una componente activa, para contrarrestar las pérdidas en el sistema compensador.

Un SAF busca mitigar, por medio de una inyección de corriente en derivación, las distorsiones armónicas provocadas por una carga no lineal (un rectificador de seis pulsos no controlado, por ejemplo).

Para este trabajo, se usa una tarjeta inversora de potencia diseñada originalmente como variador de velocidad ASD [19] – de sus siglas en inglés Adjust Speed Driver– y que se controla por medio de una tarjeta de adquisición y control digital, permitiendo interactuar con el circuito de potencia en tiempo real, mediante un lenguaje de programación de alto nivel como *Matlab/Simulink* y una interfaz gráfica de fácil manejo *(Controldesk)* que permite monitorear el sistema en el momento de realizar las modificaciones a que halla lugar sobre él [18].

II. EL FILTRO ACTIVO SHUNT

II. A. El filtro activo Shunt

Los filtros activos en derivación ó Shunt Active Filters – SAF–, generalmente se componen de cinco elementos distintivos **[5]**:

a). El convertidor PWM (convertidor de potencia).

b). El enlace de corriente entre el convertidor y el punto de conexión a la red.

c). El elemento almacenador de energía del APF.

d). Los elementos de acondicionamiento de señal.

e). El controlador del filtro activo (algoritmo de control).

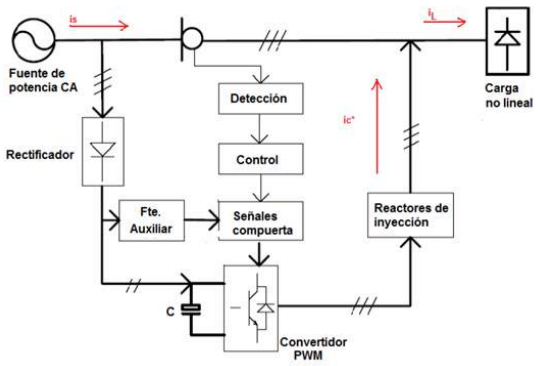


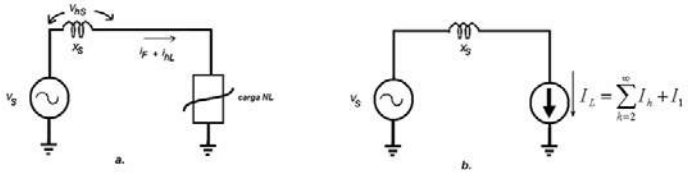
Fig. 1. Diagrama esquemático del sistema Fuente de CA, Carga No Lineal y Filtro Activo Shunt.

En la figura 1 se muestran estos componentes. Los cuatro primeros elementos son *hardware*, mientras el controlador del filtro es *software* que se puede ejecutar desde un computador personal.

Para el circuito de potencia, se utilizan normalmente inversores PWM del tipo fuente de tensión (***VSI***), o del tipo fuente de corriente (***CSI***), que son similares a los usados en el control de máquinas de CA. El inversor PWM para un SAF debe comportarse como una fuente de corriente no sinusoidal. En la actualidad, la mayoría de los SAF en operación utilizan inversores PWM tipo fuente de tensión **[4]**.

II. B. Principio de Compensación de Corriente.

La Fig. 2 *a.* muestra el circuito monofásico equivalente de una carga no lineal con una fuente de suministro distorsionada en tensión (V_{hS}) y una carga no lineal –CNL– productora de armónicos de corriente (I_{hL}). En la Fig. 2 *b.* se muestra la fuente de corriente equivalente a la CNL, esta incluye la componente fundamental I_F y todas las componentes armónicas. En la Fig. *c.* puede observarse el principio de compensación de corriente, este está representado por la fuente de corriente con tensión V_T, la cual inyecta en el punto de conexión común, las corrientes de compensación i_C* de tal forma que ahora la fuente vea al conjunto CNL y SAF como una carga lineal de naturaleza resistiva, lo que equivale a tener señales de tensión y corriente perfectamente sinusoidales, esto se muestra en el circuito de la Fig. 2 *d*.



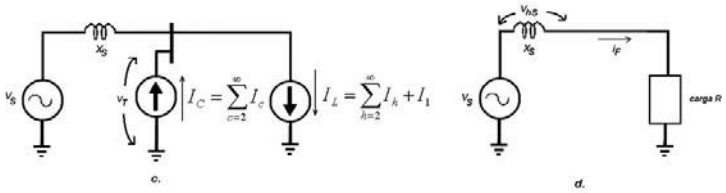


Fig. 2 Principio de compensación de corriente.

El primer factor es representado en la Fig. 2*b.* por I_{hL}, que es la corriente armónica de la carga no lineal. El segundo factor se representa por I_{hS}, que es la corriente armónica producida por el sistema de potencia de suministro. El SAF puede compensar ambas perturbaciones armónicas, tanto las que produce la carga no lineal, como las que produce la fuente, pero si el sistema presenta una alta capacidad de cortocircuito (o una baja impedancia equivalente de red), o si se tiene una tensión de fuente altamente distorsionada, la corriente I_{hS} será consecuentemente también elevada, lo que hace que el SAF resulte inoficioso para tal propósito. Normalmente se utiliza el APF en serie para compensar las distorsiones producidas por la fuente de potencia. El uso más extendido es utilizar el SAF para compensar la corriente de la carga no lineal **[4]**.

II. C. La teoría de la potencia instantánea.

También llamada *teoría pq*, propuesta por Akagi **[2]**. Esta teoría acerca de la potencia eléctrica, presenta una nueva definición válida para condiciones de distorsión y desbalance, pues hace uso de valores instantáneos de corriente y tensión. Fue diseñada originalmente para filtros activos *Shunt* y extendida después a sistemas trifásicos de cuatro hilos, **[3].**

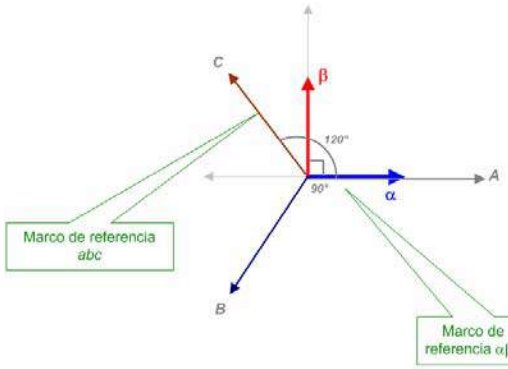


Fig. 3. Transformación al marco de referencia estacionario.

La redefinición de la potencia eléctrica utiliza la transformación αβ0 (o de Clarke **[8]**). Es una transformación algebraica de tensiones y corrientes trifásicas dadas en el marco *abc* (que presenta un desfase de 120°), a un nuevo marco de referencia estacionario. El desfase luego de aplicar la transformación es de 90°, entre las componentes α, β y 0 (si el sistema presenta hilo de

neutro). A continuación se presenta la transformación directa e inversa para las tensiones:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

Ecuaciones similares resultan para las corrientes. Vectorialmente la potencia real (*activa*) es el producto punto de la corriente con la tensión en el eje alfa más el producto punto de corriente y tensión en el eje beta, la potencia imaginaria (*reactiva*) es el producto cruz de la tensión en el eje beta con la corriente en el eje alfa más el producto cruz de la tensión del eje beta con la corriente en alfa. La potencia de secuencia cero queda definida en el eje de la componente cero y es independiente de las otras dos componentes, esto se ilustra en la Fig. 4.

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 = p + p_0 \quad (4)$$

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha = \frac{-1}{\sqrt{3}}\left[(v_a - v_b)i_c + (v_b - v_c)i_a + (v_c - v_a)i_b\right] \quad (5)$$

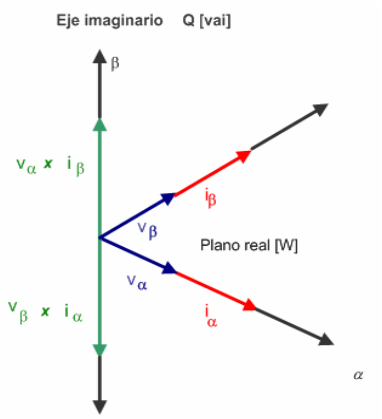


Fig. 4. Plano de la potencia real instantánea y eje de la potencia imaginaria instantánea.

III. DISEÑO DEL CONTROLADOR

III. A. La estrategia de control con la restricción de fuente de potencia constante

Para desarrollar el algoritmo de control del SAF, se hace uso de las corrientes activas instantáneas. A partir de la ecuación (3) o (5) se calcula la potencia imaginaria ***q***. Entonces las corrientes reactivas, que se ubican en el plano *α–β*, son funciones que dependen de ***q***, v_α y v_β (con p = 0, $v_0 = 0$, $p_0 = 0$) como lo indica (10):

$$\begin{bmatrix} i_{q\alpha} \\ i_{q\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (6)$$

Al aplicar la transformación inversa de *Clarke* (2.2), sobre $i_{q\alpha}$ e $i_{q\beta}$ resulta:

$$\begin{bmatrix} i^*_{ca} \\ i^*_{cb} \\ i^*_{cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_0 \\ i^*_{c\alpha} \\ i^*_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (7)$$

En el caso de sistemas trifásicos de 4 hilos, los algoritmos de compensación que se derivan, tienen dos diferentes soluciones, es decir, ninguna i_{qk} produce potencia activa:

$$p_{3\phi} = v_a i_{qa} + v_b i_{qb} + v_c i_{qc} = 0 \quad (8)$$

Una de las ventajas en la usanza de las definiciones en el marco de referencia αβ0, es la posibilidad de compensar

separadamente las potencias ***p, q*** y ***p₀***. Es además la razón por la cual el algoritmo de control puede compensar las corrientes de la carga, para suministrar potencia instantánea constante a la fuente.

Si se tiene un sistema desbalanceado y distorsionado en tensión y corriente, es posible compensar la potencia imaginaria ***q*** junto con la parte oscilante de la potencia real ***p***. En este caso, basta con reemplazar (6) por:

$$\begin{bmatrix} i_{q\alpha} \\ i_{q\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ q \end{bmatrix} \quad (9)$$

Se calcula las corrientes $i_{wk} = i_k - i_{qk};\ k = (a,b,c)$, usando (7).

El algoritmo de control que se implementa para el filtro activo en paralelo, determina su característica de compensación. Si las corrientes de referencia i_{CA}^*, i_{CB}^*, i_{CC}^* se calculan de acuerdo a la compensación definida por (6), el SAF compensará la potencia imaginaria de la carga. Será como un SVC (compensador estático de reactivos). Teóricamente, esta compensación puede hacerse sin necesidad de elementos almacenadores de energía. Normalmente, el SAF se diseña para que compense la potencia oscilatoria real de la carga $\tilde{p}$ que es la porción de los armónicos presentes en el sistema debido a la presencia de la CNL. Para este propósito sí son necesarios los capacitores o los inductores.

Las corrientes de compensación bajo la estrategia de control seleccionada se calculan de acuerdo a (10):

$$\begin{bmatrix} i^*_{c\alpha} \\ i^*_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\tilde{p} \\ -q \end{bmatrix} \quad (10)$$

Nótese el signo negativo de las potencias real oscilante e imaginaria necesario para la inyección en contra fase de las corrientes armónicas y de la energía reactiva que debe eliminar el SAF.

IV. MODELO EN SIMULINK

El modelo en *Simulink* para simulación en tiempo real se ilustra en la figura 5. Para la simulación completa del sistema es necesario utilizar la librería de sistemas de potencia. Usando los elementos de estas librerías se modelan los elementos de hardware del filtro activo, mientras que mediante la utilización de funciones embebidas y pseudocódigo de *Matlab*, se desarrollaron cada una de las ecuaciones del controlador descrito en las secciones II y III.

El algoritmo de control con la restricción de fuente de potencia constante, se condensa en un bloque submodelo. En el modelo en tiempo real, los elementos del sistema fuente de Corriente alterna y con la carga no lineal se reemplazan por las entradas análogo digitales, las señales de compensación en secuencia *abc*, sirven como entradas al bloque de control PWM digital de la tarjeta DSP, en él es necesario ajustar la frecuencia de la señal portadora, el índice de modulación para aplicaciones trifásicas debe ser superior a treinta $(m_f > 30)$ **[6].**

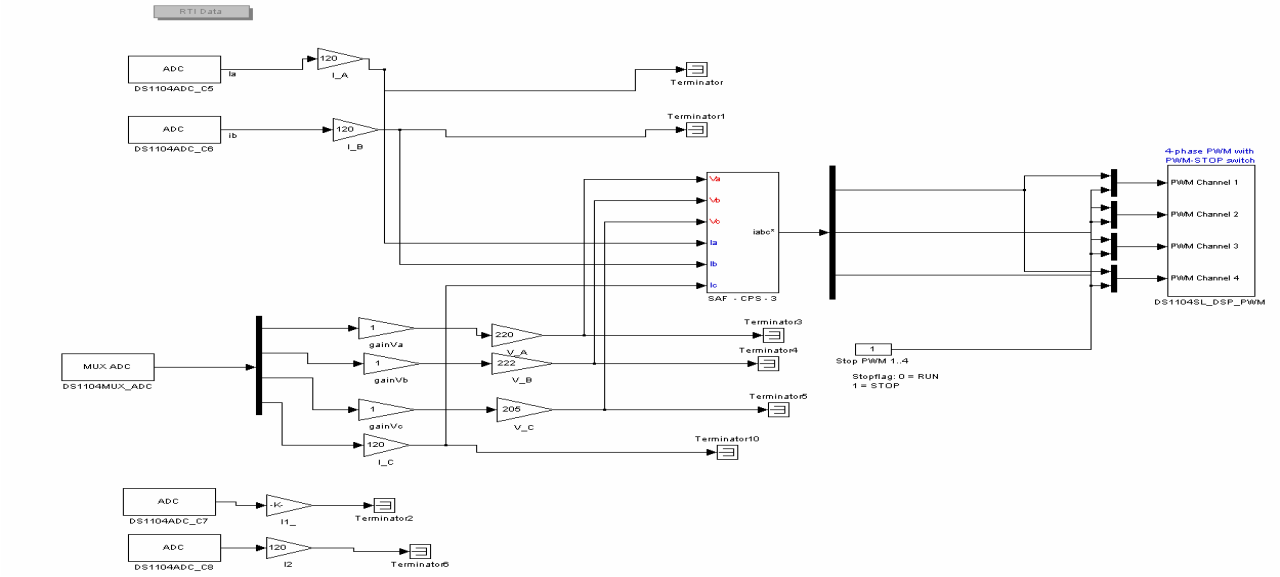


Fig. 5. Modelo en Simulink usando RTW.

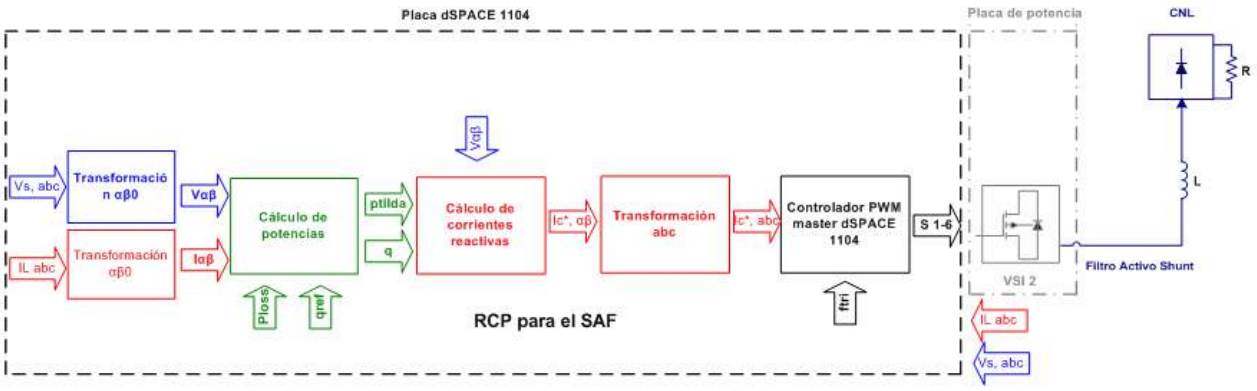


Fig. 6. Diagrama de bloques del RCP para el Filtro Activo en Derivación

V. IMPLEMENTACIÓN DEL RCP

Un RCP consta de dos componentes principales, los algoritmos de control y los circuitos de medida.

El algoritmo del SAF requiere que se midan las tensiones y las corrientes de fase de la carga no lineal (en este caso el puente rectificador) Se utilizan para este fin dos circuitos de medida hechos con transformadores monofásicos y con una relación de transformación adecuada para adquirir las señales del prototipo experimental. La figura 6 presenta ambas topologías, tanto para la tensión como para la corriente del puente rectificador.

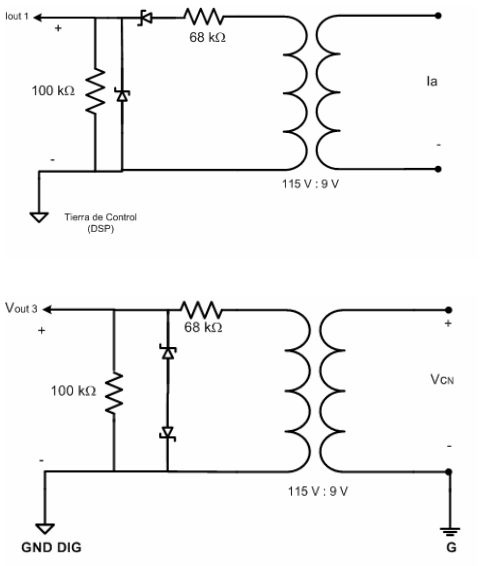


Fig.7.Circuitos de medida para tensiones y corrientes del RCP.

Una ventaja adicional al usar los transformadores es el aislamiento galvánico lo que permite separar las tierras del circuito de potencia de la tierra del circuito de potencia con lo que se garantiza una salvaguarda tanto al DSP (GND DIG) como al inversor y a la fuente de CA variable (GND). El subsistema con el controlador es el mismo que el del modelo de simulación, el bloque PWM de la tarjeta DSP envía seis señales de disparo que son aislados ópticamente y reconstruidos por medio de disparadores de Smith para servir como entrada de un excitador trifásico que entrega las seis señales de compuerta para el inversor de tensión VSI, hecho con MOSFET de potencia. El puente inversor presenta una topología de descarga activa, la que por medio de un transistor auxiliar de descarga conectado entre base y emisor que permite la descarga rápida de la capacitancia parásita que aparece en aplicaciones con altas frecuencias de conmutación. La rama de la fase A de este puente se detalla en la figura 8. Puesto que el bloque de control PWM contiene las opciones de banda de tiempo muerto y del estado inicial del pulso de control, no se requieren algoritmos adicionales para el RCP.

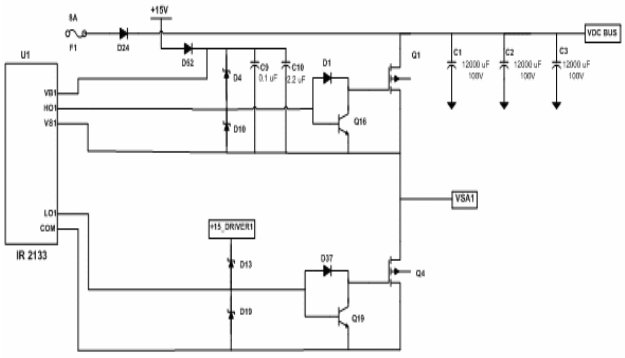


Fig.8. Rama de la fase A del puente inversor trifásico.

VI. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se presentan a continuación los resultados obtenidos tanto a nivel de simulación, así como los conseguidos con la implementación del RCP para el filtro activo. En ambos casos la carga no lineal es un rectificador de seis pulsos en conmutación natural con una carga RL del lado de corriente continua. Se resumen además los índices de calidad de la energía THDi y fp antes y después de efectuarse la compensación

IV A. Resultados de Simulación

La señal de corriente de la figura 9 corresponde a una forma de onda típica de un rectificador trifásico en puente completo no controlado, es decir, presenta simetría de media onda y una contaminación armónica impar, con componentes que no son múltiplos del tercer armónico, la señal de tensión en la entrada de la carga no lineal, Al evaluar la señal de corriente de la figura 9. se encuentra que su distorsión armónica total es del 23.8%. Esto se resume en la tabla 1 junto con la distorsión individual.

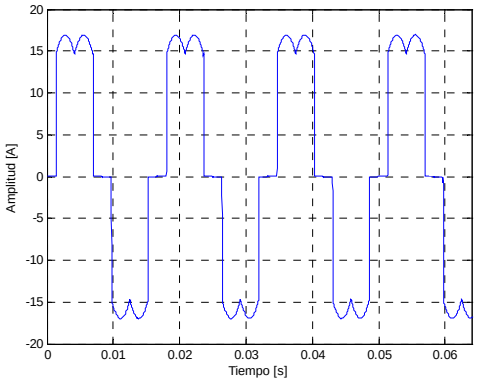


Fig.9. Señal simulada de corriente de la fase A de la CNL.

Tabla 1. Distorsión armónica individual para la corriente simulada de la CNL, fase A.

Componente Armónica (h)	***Distorsión armónica individual (% I_1)***	***Máxima distorsión armónica de corriente en porcentaje de I_L (%I_L)*****
Quinta	23.2	4
Séptima	8.4	4
Novena	2.7	4
Decimoprimera	9.9	2
Decimotercera	4.1	2
THDi	22.78	5

*** IEEE 519 – 1992*

La figura 10 presenta la corriente de compensación también para la fase A, esta es el resultado del algoritmo descrito en la sección III, la señal de la corriente en la fase A del sistema se muestra en la figura 11. La compensación de armónicos a nivel de simulación es perfecta, lográndose obtener con la conexión del SAF al sistema una señal de corriente completamente sinusoidal.

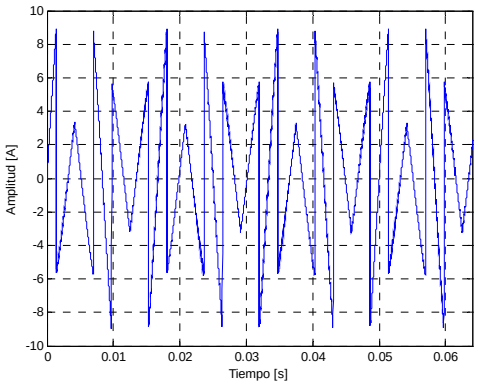


Fig.10. Señal simulada de corriente de compensación, fase A.

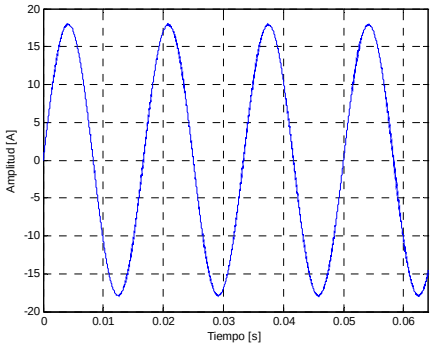


Fig.11. Señal simulada de corriente de la fase A luego de la compensación

IV B. Resultados experimentales

Una vez se han obtenido los resultados de simulación, es necesario cotejarlos con un experimento en tiempo real, para ello se utiliza el RCP descrito anteriormente y se miden y comparan los parámetros de distorsión armónica y factor de potencia, así como las formas de onda de la corriente del sistema antes y después de la compensación.

Se utiliza un reóstato variable de 100Ω y un inductor de 402.5 mH para el montaje experimental, la señal de corriente de la fase A para la CNL es la que se muestra en la figura 12.

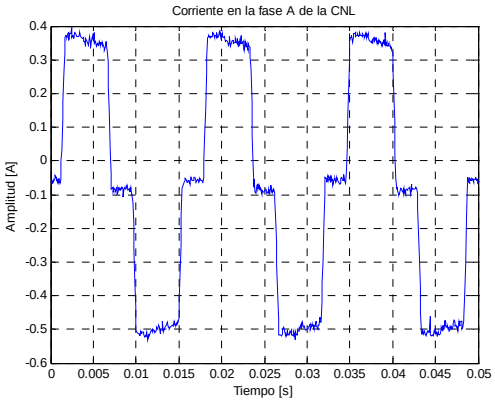


Fig.12. Señal real de la corriente de la CNL, fase A.

Esta señal tiene semejanza con la obtenida mediante simulación, las crestas en ambos semiciclos difieren en la señal real, siendo asimétricos y menos pronunciados en esta última. El espectro en frecuencia presenta una gama de armónicos similares, estos se muestran en la figura13 y resumidos en la tabla 2. El THDi es ahora del 26.93%. Al comparar tanto las señal simulada como real de corriente en la CNL y compararlas con lo estipulado en la normativa vigente **[10-13]** ambas se hallan por fuera de los limites máximos recomendados, tanto individual, como de manera total.

Tabla 2. Distorsión armónica individual para la corriente real de la CNL, fase A, antes de la compensación

La señal de la corriente de compensación para esta misma fase se ilustra en la figura 14, puede notarse cierta semejanza con la señal de la figura 10. Finalmente la señal de corriente obtenida después de efectuar la compensación es la que se ilustra en la figura 15

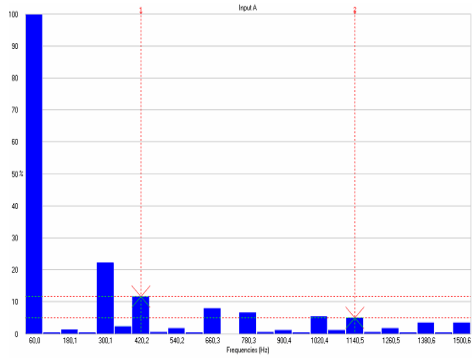


Fig.13. Espectro en frecuencia para la corriente experimental de la fase A de la CNL antes de la compensación.

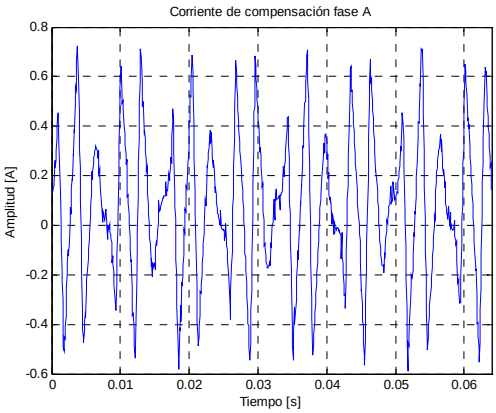
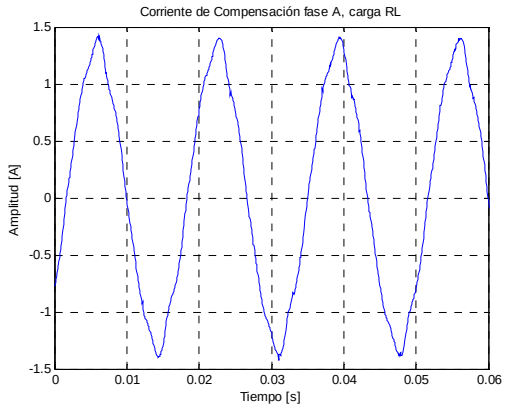


Fig.14. Señal de la corriente de compensación real, fase A.



Antes de la Compensación		
Orden del armónico	**frecuencia**	**% de distorsión**
1	60	–
3	180	2.4
5	300	18.7
7	420	9.7
9	540	1.4
11	660	4.7
13	780	2.5

Fig.15. Corriente real de la fase A después de la compensación.

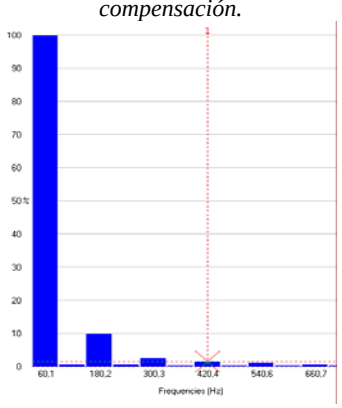


Fig.16. Espectro en frecuencia para la corriente experimental de la fase A de la CNL después de la compensación

Tabla 3. Distorsión armónica individual para la corriente real de la CNL, fase A después de la compensación.

Después de la Compensación		
Orden del armónico	**frecuencia**	**% de distorsión**
1	60	–
3	180	9.8
5	300	2.3
7	420	1.5
9	540	1
11	660	0.3
13	780	0.1

Los índices de CEL trifásicos se resumen en la tabla 4, considerando al sistema en un estado anterior y uno posterior a la compensación.

Tabla 4. Índices de la CEL del sistema, antes y después de la compensación

Experimento	**Antes de la compensación**	
	THDi (3 Φ) (%)	**fp (3 Φ) (p.u)**
Puente rectificador con carga RL	20.94	0.83
	Después de la compensación	
	THDi (3 Φ) (%)	**fp (3 Φ) (p.u)**
	10.63	0.93

Puede notarse como la disminución en la distorsión se reduce a la mitad, pero no es suficiente para llevar al sistema a los valores recomendados en la normativa. La razón de este fenómeno se explica en la sección de conclusiones.

VII. CONCLUSIONES

- Fue posible implementar el prototipo experimental del filtro activo en derivación y evaluar el comportamiento del RCP bajo diferentes escenarios en los que se consideró variar la naturaleza de la carga.

- Existe una oscilación en el sistema, debida al ruido de modo común, lo cual se manifiesta en la presencia del tercer armónico luego de efectuar la compensación, por tal motivo la compensación de corriente no es perfecta en ninguno de los experimentos llevados a cabo.

- El ruido de modo común es provocado por la interacción de los diferentes módulos que conforman la mesa de ensayos de máquinas y filtros activos del laboratorio de calidad de la energía y electrónica de potencia. Se hace necesario revisar la compatibilidad electromagnética de la misma para mejorar los resultados obtenidos hasta el momento.

- Puesto que existen problemas de modo común en la mesa de ensayos de máquinas y filtros activos, una de las investigaciones que se deben considerar es la concerniente a la reducción de la IEM conducida y radiada que se presenta en los diferentes módulos de la mesa didáctica.

- Se logró utilizar un variador de velocidad como filtro activo en derivación.

BIBLIOGRAFÍA

[1] Akagi H., "Active Harmonic Filters", Proceedings of the IEEE, vol. 93, no. 12, December 2005.

[2] Akagi H., et al., "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 1A, N° 3, May / June 1984, páginas 625-630.

[3] Aredes, M. "Power Line Conditioners", Tesis de Doctorado, Universidad Técnica de Berlín, capítulo 2, páginas 20 – 28, capítulo 3, páginas 31 – 35, Berlín, 1996.

[4] Cano Eduardo., Ramírez S., "Calidad de la Energía Eléctrica", Universidad Nacional de Colombia sede Manizales, Departamento de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Computación, Ed. Unibiblos, 2006, capitulo 7.

[5] López A., "Método de control de Filtros Activos de Potencia en Paralelo Tolerante a Perturbaciones de la Tensión de Red", Universidad de Cantabria, Facultad de Ciencias, Departamento de Electrónica y Computadores, Santander, Junio 2004, Capítulo 3.

[6] Bruno Marcelo A., "Control Continuo de Velocidad por Flujo Orientado, de un Motor de Inducción, Utilizando Metodología RCP", Tesis de Maestría, Facultad de Ingeniería, Universidad de Buenos Aires, 2003. Cap 5, páginas 53 – 55, 60 – 63.

[7] Milanés M., et al., "Comparison of Control Strategies for Shunt Active Power filtres in Three Phase Tour Wire Systems" , IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 22, Nº 1, Enero 2007, páginas 229 – 236.

[8] Clarke, Edith, Circuit analysis of A-C power systems Vol. 1 y Vol. 2. New York 1943.

[9] Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions" (equipment input current ≤16 A per phase), IEC 61000 - 3- 2, IEC 2004.

[10] IEEE Trial-Use Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Non sinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions, IEEE standard 1459 – 2000.

[11] IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality IEEE Standard 1159-1995.

[12] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems IEEE Standard 519-1992.

[13] Guide for Applying Harmonic Limits on Power Systems P519A/D5 May 4, 1996 Prepared by the P519A Task Force of the Harmonics Working Group (IEEE PES T&D Committee) and SCC22 - Power Quality, May 1996.

[14] Watanabe E., Aredes M. , "Teoría de Potencia Activa y Reactiva Instantánea y Aplicaciones -Filtros Activos y FACTS"-, UFRJ, Rio de Janeiro, Brasil, 1998.

[15] PIGASO A., "Método de Control de Filtros Activos de Potencia Paralelo Tolerante a Perturbaciones de la Tensión de Red", Universidad de Cantabria., Cap. 3.

[16]Real Time Workshop manual del usuario On line, http://www.mathworks.es/products/rtw/description1.html Mathworks, descripciones 1 a 6. Mathworks, Mayo de 2009.

[17] Mohan, Ned. "Electric Drives, an integrative approach", Department of Electrical and Computer Engineering University of Minnesota, Minneapolis, USA, MNPERE, 2003. Cap 4, Section 4.6.2, páginas 4-17 a 4-22.

[18] dSPACE user manuals: "First Works Steps", "Hardware installation and Configuration", "dSPACE Software installation and Management Guide", "DS 1104 Hardware Installation and Configuration", "Controldesk Automation Guide", "Controldesk Experiment Guide", dSPACE Manufactures, for release 5.0, 2005, http://dspace.de.

[19] "DSP Based Electric Drives Laboratory USER MANUAL", Department of Electrical and Computer Engineering University of Minnesota, 2005. Experiment # 7 Charaterization of Induction Motor, páginas 65 – 69.

[20] Hincapié Jaime L., "Construcción de un control RCP para ser utilizado como herramienta Pedagógica y de Investigación" Manual de prácticas de laboratorio, práctica 2, "Construcción de un modelo en tiempo real".

[21] Mohan Ned, Robins W., Imberston P., Tore M., Undeland, Razvan, Kumar A. and Philip J. "Restructuring of First Courses in Power Electronics and Electric Drives That Integrates Digital Control". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, No 1, 2003.

Metodología para el Diagnóstico de la Causa de Hundimientos de Tensión: Análisis de Fallas

J. Blanco S., J. Jagua G., L. Jaimes R., V. Barrera N., J. Meléndez F.

Abstract— **Este artículo tiene como propósito brindar nuevas herramientas de fácil implementación para el análisis de fallas. Se describe una metodología que, mediante el uso de algunos descriptores, permite el diagnóstico de la causa del hundimiento de tensión. La validación de la metodología se realiza en MATLAB tomando como señales de entrada los registros de tensión y de corriente, suministrados por la empresa de distribución de energía eléctrica de Barcelona-España (ENDESA). La metodología permite determinar si la falla fue ocasionada por perturbaciones en la red, arranque de motores de inducción, saturación de transformadores, o por la energización de un banco de capacitores.**

***Index Terms*—Análisis multivariante, calidad de energía, descriptores, hundimientos de tensión.**

I. Introducción

La calidad de la energía constituye en la actualidad un factor crucial para la competitividad de prácticamente todos los sectores industriales. El creciente avance de la tecnología, así como el elevado grado de interacción de los equipos y procesos, han sido algunas de las razones por las que se ha agravado el problema de la calidad de la energía, generando grandes perjuicios económicos en diferentes áreas productivas de la sociedad.

La creciente instalación de cargas no lineales y el actual interés por el uso racional de la energía, han aumentado el uso de equipos que aumentan los niveles de distorsiones armónicas, llevando al sistema a condiciones de resonancia y presentando un alto grado de sensibilidad ante la aparición de alguna perturbación electromagnética en el sistema (hundimiento de tensión, subida de tensión, picos de tensión, armónicos, etcétera).

Debido al impacto económico causado por la presencia de las perturbaciones anteriormente mencionadas, se ha hecho evidente la importancia del análisis y diagnóstico de la calidad de la energía, con el objeto de determinar las causas y consecuencias de las perturbaciones en el sistema, así como presentar medidas viables para solucionar tales problemas. Debido a su frecuencia de aparición y con el objetivo de acotar los alcances de la investigación, este artículo se centra en el análisis de la causa de hundimientos de tensión.

La monitorización de la calidad de la energía eléctrica, es una manera de detectar y diagnosticar posibles problemas en sistemas de energía eléctrica. Debido al alto costo de los equipos analizadores, el presente artículo pretende brindar una solución de bajo costo y fácil implementación, para el diagnóstico de la causa de perturbaciones electromagnéticas correspondientes a hundimientos de tensión, la cual puede ser acoplada a futuros sistemas inteligentes que de forma automática, identifiquen la fuente generadora de perturbaciones electromagnéticas.

Con este tipo de información, las empresas pueden tomar decisiones con el propósito de mejorar los índices de continuidad referentes a la duración y frecuencia de las interrupciones. Lo anterior, como consecuencia de que la metodología permite estimar fuentes recurrentes de hundimientos de tensión, que al ser identificadas pueden ser intervenidas dentro de las labores de mantenimiento, evitando que las mismas generen una avería que conlleve a una interrupción del servicio.

II. Generalidades de los Hundimientos de Tensión

La continua presencia de perturbaciones en los sistemas eléctricos provoca reducción de la calidad del suministro de energía eléctrica. Impulsos de tensión, sobretensiones oscilatorias, interrupciones, hundimientos de tensión, sobretensiones de corta y larga duración, armónicos, distorsiones de forma de onda y desbalance de tensiones son algunas de estas perturbaciones [1].

Los hundimientos de tensión cobran gran importancia debido a la alta frecuencia con que se dan en comparación con otros eventos. Según IEEE, los hundimientos de tensión son definidos como variaciones de corta duración con reducciones en el valor de la tensión eficaz entre el 90% y el 1%. Básicamente se pueden caracterizar, según su forma, como rectangular o no rectangular.

En la literatura se identifican técnicas y/o metodologías para la caracterización y clasificación de hundimientos de tensión y algoritmos que permiten estimar tanto su localización relativa como exacta con respecto al punto de medida de la fuente que lo generó.

Bollen en [2][3] presenta una metodología que permite caracterizar los hundimientos de tensión según diferentes tipos de acuerdo a su magnitud y grado de desbalance.

Las metodologías existentes para la clasificación de los

Este artículo corresponde a los resultados preliminares de un trabajo de pregrado asociado a un proyecto interinstitucional financiado por el gobierno de Colombia y España a través de las siguientes entidades, proyectos y becas: COLCIENCIAS (1110-467-21786), UIS, MEC (BES-2007-14942, DPI2006-09370).

J. Blanco y J. Jagua son estudiantes de pregrado en Ingeniería Eléctrica de la Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, Colombia. Pertenecen al Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica – GISEL.

L. Jaimes es Profesor de la Universidad Industrial de Santander, Bucaramanga, Colombia. Pertenece a GISEL. Correo electrónico: lipajai@uis.edu.co. Sitio web: http://gavilan.uis.edu.co/~lipajai .

V. Barrera y J. Meléndez pertenecen al Grupo de Investigación en el Instituto de Informática y Aplicaciones (eXiT-IIiA) de la Universitat de Girona, España, Campus Montilivi, 17071, correo electrónico: [victor.barrera, joaquim.melendez,]@udg.edu. Sitio web: http://eia.udg.edu/~[vbarrera, quimmel].

hundimientos de tensión, se han implementado utilizando clasificadores estadísticos (RNA[11], técnica LAMDA [10], SVM [12]) y sistemas expertos basados en lógica difusa [13]. En algunos trabajos [4], [5] y [6], se hace énfasis en el problema de la localización relativa del hundimiento de tensión respecto al punto de registro. En tales estudios, aunque el objetivo principal no es diagnosticar la causa del hundimiento de tensión, se ha tenido en cuenta eventos como las fallas de red, el arranque de motores de inducción, la energización de transformadores y bancos de capacitores [13].

Es posible notar que el avance a nivel de estudios de causología no es significativo, y por lo tanto se hace importante el planteamiento de metodologías capaces de identificar la causa de hundimientos de tensión, a partir de la caracterización de las señales eléctricas generadas por cada uno de los elementos responsables de la generación de dicha perturbación electromagnética.

III. Metodología e Implementación

Como se había señalado, la implementación de un sistema de monitorización inteligente de la calidad de la energía eléctrica, se presenta como la alternativa ideal para mejorar la eficiencia de la red. La solución propuesta en este artículo está orientada a incrementar la confiabilidad de un sistema de energía, a partir de la caracterización e identificación automática de cada una de las formas de onda generadas por cada uno de las fuentes de hundimientos de tensión.

El análisis de los hundimientos de tensión es realizado en MATLAB, los cuales corresponden a perturbaciones registradas en subestaciones de distribución de ENDESA, algunas simulaciones adicionales utilizando ATP-EMPT [7] y el análisis estadístico fue realizado utilizando la herramienta estadística SPSS. Las perturbaciones simuladas corresponden a hundimientos originados por el arranque de motores de inducción y a la energización de bancos de capacitores. Los hundimientos de tensión reales son los suministrados por ENDESA y cuyas causas asociadas son las fallas de red y la energización de transformadores.

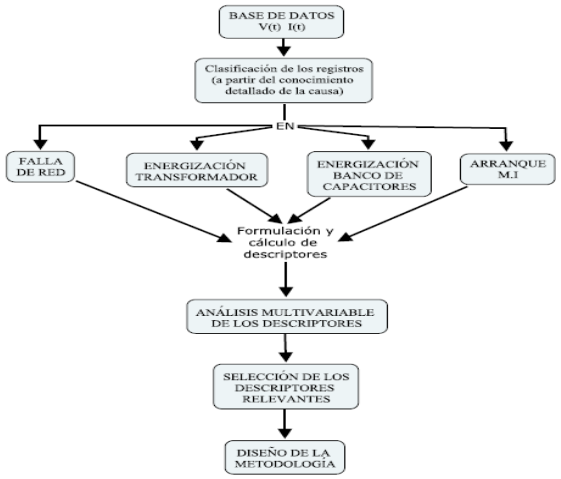


Fig. 1. Desarrollo previo de la metodología

En las siguientes subsecciones se describen aspectos de interés de cada una de las etapas planteadas en el diagrama presentado en Fig. 1.

A. Clasificación Inicial

Básicamente se seleccionaron los registros de la base de datos suministrada por ENDESA, para organizar e identificar plenamente la causa de cada hundimiento de tensión (Fig. 1).

ENDESA suministró un conjunto de hundimientos de tensión registrados en 10 subestaciones (25kV). Cada perturbación contiene 128 muestras por periodo (50Hz) y 40 ciclos.

Para el cálculo de la secuencia de valores eficaces de tensión y corriente a frecuencia nominal (50 Hz) se utilizó la Transformada Corta de Fourier - SFT con una ventana deslizante de un ciclo y 128 muestras de longitud.

B. Formulación de Descriptores

En esta etapa fueron identificados los descriptores asociados con cada una de las causas. Algunos fueron identificados a partir del análisis de cada causa y otros a partir de algunos artículos.

En general, en la literatura se proponen descriptores que contienen información sobre la magnitud, duración y grado de desbalance del hundimiento. En la Tabla I se presentan los descriptores utilizados para realizar el análisis y están acompañados de una breve descripción. En la tercera columna se especifica la causa con la cual fue asociado inicialmente el descriptor en esta etapa, por su naturaleza, pero algunos descriptores no fue posible asociarlos con una causa conocida. La cuarta columna corresponde al índice $0 \leq R^2\text{-}corregida \leq 1$, el cual es utilizado para evaluar el grado de relevancia de cada descriptor con la causa que generó la perturbación. El índice R^2-*corregida* será explicado más adelante.

Tabla I
Descriptores Formulados y su Relevancia según el Análisis Estadístico

Descriptor	Definición	Causa asociada	R^2
RCV	Tensión compleja remanente	Desconocida	0.951
PNF	Factor de desbalance	Falla de red	0.972
GVo	Ganancia de secuencia cero	Falla de red, capacitor	0.556
$\lvert I_2 \rvert$	Segunda componente armónica de corriente.	Transformador	0.771
S_FASE	Salto de fase	Falla de red	0.154
$Max\ Vo$	Amplitud máxima de la tensión de secuencia cero	Falla de red	0.72
LV	Pérdida de tensión a partir del RCV	Falla de red, motor	0.443
$LV3$	Pérdida de tensión a partir de las tensiones trifásicas	Falla de red, motor	0.354
PV^-	Pendiente de caída de la tensión	Desconocida	0.826
PI^+	Pendiente de subida o recuperación de la corriente	Desconocida	0.372
PV^+	Pendiente de subida o recuperación de la tensión	Motor, transformador	0.697
PI^-	Pendiente de bajada o recuperación de la corriente	Motor, transformador	0.337
σPV^-	Desv. estándar entre las tres pendientes de caída (tensión).	Desconocida	0.741
σPI^-	Desv. estándar entre las tres pendientes de caída (corriente).	Desconocida	0.437
σPV^+	Desv. estándar de pendientes de recuperación (tensión).	Motor, transformador	0.63
σPI^+	Desv. estándar entre las tres	Motor,	

	pendientes de recuperación (corriente).	transformador	0.346
P_{RATIO}	Cociente entre la potencia postfalla y prefalla	Motor	0.934
FP_{RATIO}	Cociente entre el factor de potencia postfalla y prefalla.	Capacitor	0.999
$\sigma_{max}V$	Desv. estándar máxima de las señales de tensión rms.	Fallas de red, motor y transformador	0.794
$\sigma_{max}I$	Desv. estándar máxima de las señales de corriente rms.	Fallas de red, motor y transformador	0.466
I_{RATIO}	Cociente entre la corriente rms prefalla y postfalla	Motor, falla de red	0.978
V_{RATIO}	Cociente entre la tensión rms prefalla y postfalla	Capacitor	0.65

Los descriptores propuestos por Bollen en [2] y [3] para caracterizar hundimientos de tensión son el *RCV*, *PNF* y el salto de fase, los cuales miden respectivamente la magnitud de hundimiento, su desbalance y variación del ángulo de fase. Otro descriptor que permite valorar el grado de desbalance del hundimiento es la ganancia de tensión de secuencia cero (G_{V0}) [8], el cual se define como la integral de la secuencia de valores eficaces de la tensión V_0. De manera similar, en este artículo se propone como descriptor la máxima tensión de secuencia cero [*max* (V_0)] presente durante la evolución del hundimiento de tensión. Estos dos descriptores son asociados a las fallas de red desbalanceadas valorando la presencia de la tensión de secuencia cero durante la perturbación.

Lv y *Lv3* son estimaciones de la pérdida de tensión calculadas a partir de la tensión RCV y las tres tensiones trifásicas respectivamente [8].

$$L_V = \sum_{sag}(1 - RCV(t)) \qquad L_{V3} = \sum_{sag}(1 - V_{a,b,c}(t))$$

El descriptor $|I_2|$ es definido como la proporción de la segunda componente armónica de corriente con respecto a la componente de corriente de frecuencia fundamental. En [7] se demuestra el crecimiento que sufre la magnitud del segundo armónico durante la energización de un transformador.

El descriptor P_{RATIO}, el cual se define como el cociente entre la potencia activa postfalla y prefalla, permite determinar el incremento en la potencia activa del sistema después de la perturbación. La utilidad de este descriptor se evidencia en la identificación de los efectos de los arranques en los motores de inducción [4][5]. La potencia es calculada dos ciclos antes y dos ciclos después del hundimiento de tensión.

De forma adicional, se proponen otros descriptores obtenidos a partir de la combinación de los descriptores mencionados. Una medida simple del grado de desbalance del hundimiento de tensión es posible llevarla a cabo a través del cálculo de la desviación estándar de la magnitud de las tensiones y corrientes eficaces de las tres fases ($\sigma_{max}V$, $\sigma_{max}I$). Estos descriptores corresponden a la máxima desviación estándar durante estado estable del hundimiento tanto para la señal de tensión ($\sigma_{max}V$,) como para la de corriente ($\sigma_{max}I$). Ambos son útiles para valorar el grado de desbalance existente en las señales de tensión y corriente. Por ejemplo $\sigma_{max}V$ y $\sigma_{max}I$ tomarán valores altos para hundimientos de tensión causados por fallas de red las cuales son de naturaleza desbalanceada, y valores bajos para hundimientos causados por fallas de naturaleza equilibrada (arranque de motores).

Del estado transitorio de la perturbación se pretende extraer algún tipo de información valiosa, para lo cual se propone el cálculo de las pendientes de caída y de recuperación de las señales de tensión y corriente. Los descriptores PV^-, PV^+, PI^+, PI^-, σPV^-, σPV^+, σPI^+, σPI^- fueron utilizados con este propósito. Se tomaron las pendientes máximas y la desviación estándar entre las tres pendientes.

Las magnitudes de la corriente y de la tensión antes y después de la perturbación son tenidas en cuenta como descriptores adicionales [6]. El aumento de la tensión postfalla se asocia a la conexión de bancos de capacitores, efecto característico de este tipo de dispositivos.

FP_{RATIO} corresponde al cociente entre el factor de potencia postfalla y prefalla del hundimiento de tensión donde este es mayor a la unidad después de la energización de un banco de capacitores. Los cálculos del factor de potencia son realizados en el primer periodo del estado prefalla y en el último periodo del estado postfalla.

A este grupo inicial de descriptores se le aplica en la siguiente etapa el análisis estadístico multivariable con la intención de determinar aquellos que son relevantes y/o significativos con respecto a la causa que originó un hundimiento de tensión.

C. Análisis Estadístico Multivariable

En este análisis inicialmente se realiza una prueba para verificar estadísticamente la existencia de grupos o clases en los datos, es decir, si en el espacio de descriptores (variables) existen nubes correspondientes a grupos de hundimientos de tensión causados por energización de transformador, capacitor, fallas de red, etcétera. De ser esto cierto, los descriptores relevantes serán identificados aplicando el Análisis Multivariante de la Varianza (MANOVA). De lo contrario, si no existen grupos o clases en los datos no será posible realizar un análisis MANOVA.

La primera prueba consiste en los Contrastes Multivariados, la cual a través de estadísticos de contraste, como la *Lambda de Wilks*, verifica si existen diferencias significativas entre los centroides de los grupos, es decir, si se puede contemplar la existencia de diferentes grupos dependiendo del tipo de causa. Dicho contraste tiene como hipótesis nula H_0:"La centros de los grupos son iguales a la media global", por tanto aceptar H_0 implica la no existencia de grupos o clases en los datos.

El valor de significancia de la *Lambda de Wilks* para los datos de entrada corresponde a *0*. Realizando un contraste de hipótesis y tomando un nivel de significancia del 5% (0,05) se puede notar que la hipótesis nula es rechazada porque el nivel de significancia 0,05 es mayor que *0*, y este hecho es importante porque indica la existencia de grupos en el espacio de n-dimensional de los descriptores formulados, y por tanto un análisis MANOVA puede ser realizado.

El propósito de MANOVA es explorar como las *variables independientes* influyen en el comportamiento de las *variables dependientes* [9].

Para este caso, la causa del hundimiento de tensión es la *variable independiente*, mientras que los descriptores

formulados son las *variables dependientes*. MANOVA permite responder esta pregunta: ¿Cuál es la importancia de cada descriptor con respecto al origen del hundimiento de tensión? Por tanto, es posible conocer el grado de influencia (R^2-*corregida*, *ver Tabla I 4ta columna*) de la causa de hundimientos de tensión sobre cada uno de los descriptores que se han planteado [14]. Valores de R^2-*corregida* cercanos a la unidad indican mayor relevancia del descriptor con respecto a la causa del hundimiento de tensión. Finalmente, fueron seleccionados los descriptores con mayor grado de influencia. Según este criterio se seleccionan los descriptores $|I_2|$, P_{RATIO}, FP_{RATIO}, I_{RATIO}, PV^-, *RCV y PNF* y cuyos estadísticos descriptivos se presentan en la Tabla II.

TABLA II
ESTIMADORES ESTADÍSTICOS DE LOS DESCRIPTORES RELEVANTES

Descriptor	μ	σ
RCV		
F. Red	0.853	0.183
Transformador	0.744	0.248
Motor	0.55	0.165
Capacitor	0.969	0.006
PNF		
F. Red	0.916	0.134
Transformador	0.816	0.214
Motor	0.555	0.167
Capacitor	0.976	0.0086
P_{RATIO}		
F. Red	0.891	0.121
Transformador	0.973	0.131
Motor	3.715	1.428
Capacitor	1.017	0.006
FP_{RATIO}		
F. Red	1.000	0.011
Transformador	1.007	0.028
Motor	0.957	0.072
Capacitor	1.054	0.028
$\|I_2\|$		
F. Red	2.9450	2.365
Transformador	33.553	18.01
Motor	4.243	0.889
Capacitor	3.547	2.304
PV^-		
F. Red	-15.28	7.470
Transformador	-21.1	8.427
Motor	-12.02	5.885
Capacitor	0.0878	0.125
I_{RATIO}		
F. Red	1.1467	0.1833
Transformador	1.0476	0.1434
Motor	0.2605	0.1230
Capacitor	1.0436	0.0262

De esta tabla es importante resaltar que los centros de los grupos están bien definidos y no se traslapan entre sí. Por ejemplo, el centro y desviación de los grupos obtenidos para el descriptor P_{RATIO} en cada una de las causas de hundimientos de tensión no presentan traslape, lo anterior se puede verificar analizando la media y desviación de cada grupo de causa.

Un comportamiento con tendencia similar lo presentan los demás descriptores. Sin embargo descriptores como $|I_2|$, PV^- I_{RATIO}, presentan solo algunos grupos con centros bien definidos. Estos grupos son los tenidos en cuenta para la elaboración del algoritmo.

D.Diseño de la metodología

El proceso seguido para la detección automática de la causa de hundimientos de tensión es mostrado en Fig. 2. Como señales de entrada se tienen la tensión y la corriente en el tiempo adquiridas del proceso de monitorización. A continuación se calculan los descriptores seleccionados como prioritarios y estos resultados son utilizados para evaluar el esquema de decisión presentado en Fig. 2. Los umbrales utilizados en el esquema fueron estimados analizando los estadísticos descriptivos presentados en la Tabla II.

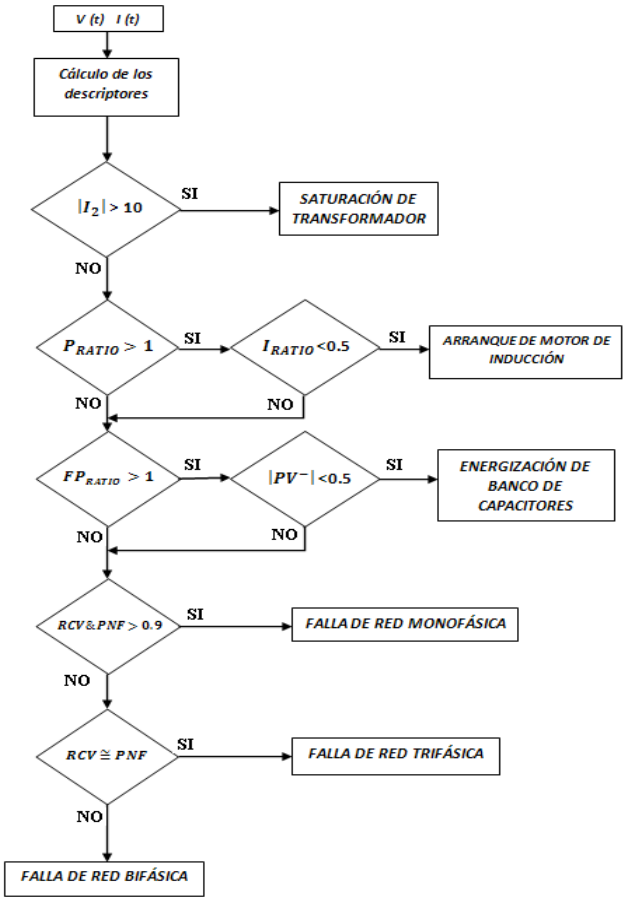


Fig. 2. Algoritmo para determinar la causa que generó un hundimiento de tensión.

E. Casos de prueba y análisis de resultados

A continuación se presenta en detalle dos hundimientos, el primero causado por una falla de red, y el segundo por la energización de un transformador.

La metodología fue evaluada con un total de 27 hundimientos de tensión, de los cuales el 89% fueron clasificados correctamente. Sólo tres (11%) perturbaciones fueron mal clasificadas a raíz de que los umbrales de decisión utilizados en metodología no son los óptimos. Actualmente, se están

aplicando algoritmos para estimar adecuadamente tales umbrales de decisión.

E.1 Falla de red monofásica

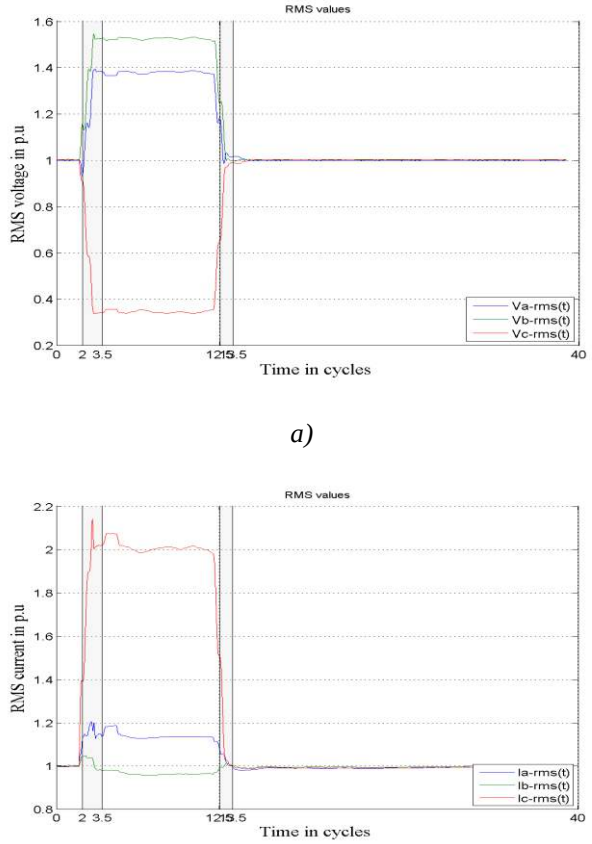


Fig. 3. *Hundimiento de tensión causado por falla de red monofásica a) Tensión RMS. b) Corriente RMS.*

TABLA III
DESCRIPTORES DE UN HUNDIMIENTO DE TENSIÓN ORIGINADO POR UNA FALLA DE RED MONOFÁSICA

Descriptor	$\|I_2\|$	P_{RATIO}	I_{RATIO}	FP_{RATIO}	PV^-	*RCV*	*PNF*
Valor	*4.91*	*0.997*	*1.005*	*1.0001*	*-23*	*0.9728*	*0.9778*

El contenido de armónicos presentado $|I_2|$ es menor al límite establecido como criterio de decisión. De igual manera sucede con los descriptores P_{RATIO} FP_{RATIO}y. Según los umbrales de decisión utilizados por la metodología, se puede concluir que el hundimiento de tensión es originado por una falla de red monofásica. Este tipo de causa no presenta un contenido significativo del segundo armónico y el cambio de potencia activa no es apreciable. El *RCV* y el *PNF* son característicos de este tipo de falla.

El próximo registro corresponde a un hundimiento de tensión provocado por la energización de un transformador. Es apreciable la distorsión en las señales por la presencia de armónicos.

E. 2 Energización de un transformador

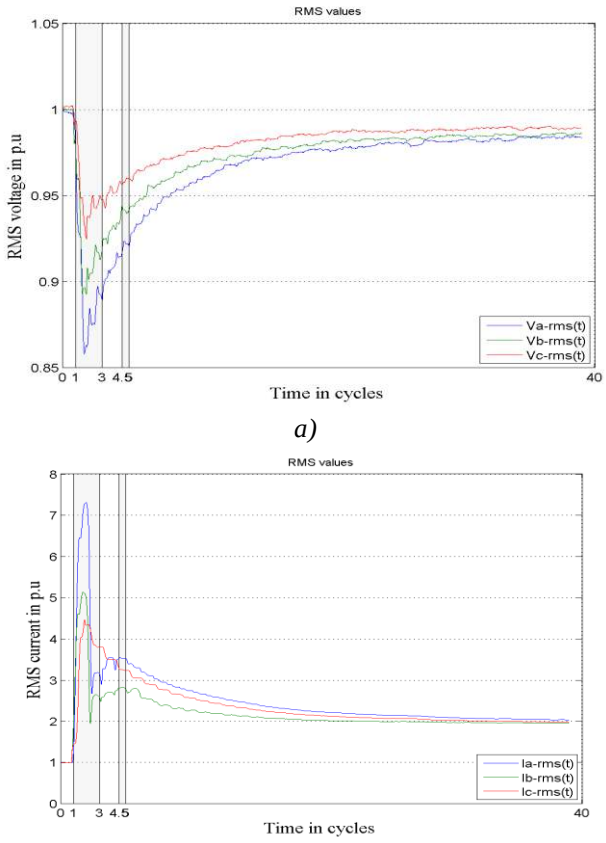


Fig. 4. Hundimiento de tensión causado por energización de transformador a) Tensión RMS. b) Corriente RMS

TABLA V
DESCRIPTORES DE UN HUNDIMIENTO DE TENSIÓN ORIGINADO POR ENERGIZACIÓN DE UN TRANSFORMADOR

Descriptor	$\|I_2\|$	P_{RATIO}	I_{RATIO}	FP_{RATIO}	PV^-	*RCV*	*PNF*
Valor	*30.5*	*1.91*	*0.45*	*0.9775*	*-1.3*	*0.86*	*0.8612*

Debido a que el valor de $|I_2|$ es superior al criterio de decisión, se puede verificar que es una falla originada por la energización de un transformador. Los demás descriptores para este tipo de falla no son relevantes.

IV. CONCLUSIONES

Se ha presentado una nueva metodología para la detección automática de la causa de hundimientos de tensión. Se le dá atención especial a los hundimientos de tensión debidos a fallas de red, arranque de motores de inducción, saturación de transformadores y a la energización de un banco de capacitores. El proceso de caracterización está basado en la

selección de unos descriptores que determinen la causa de la perturbación, mediante la combinación de herramientas de tipo estadístico con el análisis previo de los registros de entrada. Los resultados de la simulación confirman la precisión de la metodología. Esta herramienta pretende ser una opción útil y confiable para aquellas empresas que abordan el tema de la calidad de la energía desde el punto de vista de optimización de los recursos.

V. Trabajos Futuros

Actualmente se continúa trabajando en la obtención de descriptores con mayor contenido de información referente a la causa del hundimiento de tensión. Igualmente, el algoritmo de decisión busca ser planteado a partir de la utilización de técnicas de aprendizaje automático como lo son los árboles de decisión basados en la teoría de conglomerados y el algoritmo CN2 para la extracción de reglas de decisión.

REFERENCIAS

[1] K. J. Cornick y H. Q. Li. "*Power Quality and Voltage Dips". IEEE, Development Department Singapore Power Systems Lt, vol. 1, pp. 149-156, Oct/Nov 2000.*

[2] M.H.J. Bollen y L. Zhan. "Characteristic of Voltage Dips (Sags) in Power System". IEEE Trans. Power Del.,vol. 15, no. 2, pp. 827-832, Apr. 2000.

[3] *ZHANG, Lidong y BOLLEN, Math H. J. "A Method for Characterisation of Three-Phase Unbalanced Dips from Recorded Voltage Waveshapes".IEEE.Telecommunications Energy Conference, Chalmers of Electric of Technology,1999.*

[4] Seon-Ju Ahn , Dong-Jun Won, D-Yop Chung y Seung-U Moon. "Determination of the Relative Location of Voltage Sag Source According to Event Cause".IEEE, Power Engineering Society G.M, vol.1, pp. 620-625, June 2004.

[5] *K. Kim, J. Park, J. Lee, S. Ahn y S. Moon. "A Method to Determine the Relative Location of Voltage Sag Source for PQ Diagnosis". IEEE.Seoul National University, Korea. Págs. 2192-2197.*

[6] K. Hur, S. Santoso. "On Two Fundamental Signatures for Determining the Relative Location of Switched Capacitor Banks". IEEE Trans. Power Del., vol. 23, no. 2, pp. 1105-1112, Apr 2008.

[7] C.J. Santos, D. Courvy, M. Tavares y M. Oleskoviccz. "An ATP Simulation of Shunt Capacitor Switching in an Electrical Distribution System". Dept. of Electrical Engineering, University of São Paulo.2001.

[8] V. Barrera, J. Melendez, S. Herraiz y J. Sanchez. "Unusual Voltage Sag Event Detection in Power Systems". Transmission and Distribution Conference and Exposition: IEEE/PES, pp. 1-5, Aug. 2008.

[9] Barker, H.R. and Barker B.M. "Multivariante Analysis of Variance (Manova) a Practical Guide to its use in Scientific Decision Making ". Alabama, 1984.

[10] J. Mora, V. Barrera, G. Carrillo, "Fault Location in Power Distribution Systems Using a Learning Algorithm for Multivariable Data Analysis". IEEE Transactions on power delivery, vol. 22, no. 3, July 2007, pp. 1715-1721.

[11] S. Mishra, C. Behende, B, Panigrahi. "Detection and clssification of power quality disturbances using S-Transforms and Probabilistic neural networks", IEEE Transactions on power delivery, vol. 3, no. 1, January 2008, pp. 280-287.

[12] S. Poyhonena,□, A. Arkkiob, P. Joverb, H. Hyotyniemia, "Coupling pairwise support vector machines for fault classification", Control Engineering Practice, 13 (2005) 759–769, ELSEVIER.

[13] M. Bollen, I. Gu, P. Axelberg, E. Styvaktakis, "Classification of Underlying Causes of Power Quality disturbances: Deterministic Versus Statistical Methods", Research article, EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol 2007, article ID 79747, 17 pages.

[14] V. Barrera, X. Berjaga, J. Melendez, S. Herraiz, J. Sánchez and M. Castro, "Two New Methods for Voltage Sag Source Location", ICHQP 2008 - 13th International Conference on Harmonics & Quality of Power, 28th September – 1st October, Australia.

VII. BIOGRAPHIES

V. Núñez Barrera recibió su Licenciatura en ingeniería eléctrica de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Colombia en 2003, M.Sc. en energía eléctrica del IEU en 2006, Ph.D. de la Universidad de Girona, España en 2006. Actualmente es estudiante de doctorado en la Universidad de Girona, España y miembro del grupo de control de salida y la Inteligencia Artificial (España) y Gisel grupo de investigación sobre calidad de potencia y la estabilidad del sistema (Col). Áreas de interés: calidad de potencia, voltaje hunda, la culpa la ubicación y la inteligencia artificial.

J. Meléndez obtuvo su Licenciatura en Ingeniería de Telecomunicación de la Universitat Politècnica de Catalunya (UPC, España) en 1991 y el doctorado Licenciado en Ingeniería por la Universitat de Girona (UdG) en 1998. Profesor titular UdG. Áreas de interés: calidad de la energía, basada en el conocimiento de técnicas de detección de errores, el diagnóstico y la supervisión de los procesos industriales y su aplicación al proceso real.

L. Jaimes es ingeniera electricista de la Universidad Industrial de Santander. M.Sc en ingeniería eléctrica en la Universidad de San Paulo. Actualmente es profesora auxiliar en la Universidad Industrial de Santander. Pertenece al grupo de investigación sobre calidad de potencia y la estabilidad del sistema Gisel.

J. Blanco es estudiante de pregrado en ingeniería eléctrica de la Universidad Industrial de Santander. Pertenece al grupo de investigación en sistemas de energía eléctrica Gisel. Actualmente realiza su proyecto en grado en el tema de calidad de energía eléctrica.

J. Jagua es estudiante de pregrado en ingeniería eléctrica de la Universidad Industrial de Santander. Pertenece al grupo de investigación en sistemas de energía eléctrica Gisel. Actualmente realiza su proyecto en grado en el tema de calidad de energía eléctrica.

Análisis de Segmentación de Hundimientos de Tensión mediante la Implementación de Filtros Kalman

S. Ortiz L.[*], H. Torres S.[*], V. Barrera[***], C. Duarte[**], G. Ordóñez[**], S. Herraiz[***]

***Resumen*—En este trabajo se evalúa el uso del filtro *Kalman* como alternativa para la segmentación de hundimientos de tensión. Teniendo en cuenta que para caracterizar estos hundimientos es necesario dividir las perturbaciones en segmentos y extraer las características más relevantes en las zonas donde se presenta un comportamiento estacionario, se propone el estudio y la aplicación del algoritmo de filtrado *Kalman* a un conjunto de perturbaciones de un sistema real, que han sido previamente segmentadas con la técnica basada en la derivada de los valores eficaces de las señales.**

El propósito de este trabajo consiste en analizar los resultados obtenidos con el filtro *Kalman*, para realizar la segmentación de las perturbaciones utilizando la componente fundamental, así como el tercer y cuarto estado del filtro, que puede ser útil en la detección del hundimiento de tensión. Finalmente se presenta una comparación de los resultados de la segmentación utilizando las técnicas mencionadas.

***Términos claves*—calidad de potencia, componente fundamental, covarianza, filtro *Kalman*, hundimiento de tensión, segmentación.**

I. Introducción

Las empresas de generación y distribución de energía eléctrica deben garantizar la creciente demanda de energía, así como la calidad del suministro de la misma. Por tal razón, el estudio de perturbaciones, como los hundimientos de tensión, que afectan la calidad, es de especial atención.

Son muchas las perturbaciones que se presentan en los sistemas eléctricos entre las que sobresalen las relacionadas con la energización de transformadores, el arranque de motores y las fallas de líneas, entre otras. Es por esto que surge un interés en determinar las causas, la ubicación y las consecuencias de éstas.

Para determinar la causa de una perturbación o la localización geográfica de la fuente que la produjo, es necesario extraer las características (descriptores) relevantes, que contengan información asociada con el objetivo del análisis (causa o localización). Para extraer las características de la perturbación, es necesario determinar el inicio y culminación de los estados estacionarios y transitorios dentro de la perturbación, esto permitirá determinar la técnica apropiada a utilizar en cada estado (FFT, Wavelet, Filtros *Kalman*, etc.).

En este trabajo se estudian las ventajas y desventajas del filtro *Kalman* como técnica utilizada para la segmentación de hundimientos de tensión, teniendo en cuenta la información del primer y segundo estado del filtro, que corresponden a la componente fundamental, así como el tercer y cuarto estado, que podría comportarse como un segundo armónico. Por otra parte, es conveniente aclarar que la segmentación juega un papel muy importante en la monitorización de la energía eléctrica, por tanto, es necesario reducir el margen de error cometido en esta etapa, y así mismo evitar que se generen errores en las etapas posteriores del diagnóstico automático de perturbaciones electromagnéticas [1].

El algoritmo de filtrado *Kalman* es utilizado para estimar la amplitud de la componente fundamental y la medida del error en la estimación de la señal; por esto, deben ajustarse los valores correspondientes a la incertidumbre en el modelo y la varianza del ruido en la medición, de tal forma que se obtenga la mejor estimación. Estos valores deben ajustarse experimentalmente a partir de mediciones reales.

II. Filtro *Kalman*

El filtro *Kalman*, está formado por un conjunto de ecuaciones matemáticas que proporcionan un método eficiente para estimar el comportamiento de los estados de un proceso, minimizando el error medio cuadrático. El filtro se diseña para realizar la estimación del estado en sistemas lineales, dinámicos y discretos en el tiempo, partiendo de la observación de la señal (con ruido) y de un modelo de evolución de la señal [2]. De esta forma se pueden obtener estimaciones del pasado, presente y futuro, aún en aquellos casos en los que se desconoce la naturaleza del sistema de forma precisa.

Este artículo corresponde a los resultados preliminares de un trabajo de pregrado asociado a un proyecto interinstitucional financiado por el gobierno de Colombia y España a través de las siguientes entidades, proyectos y becas: COLCIENCIAS (1110-467-21786), UIS, MEC (BES-2007-14942, DPI 2006-09370)

* Sandra Ortiz y Haaron Torres son estudiantes de pregrado en Ingeniería Electrónica y Eléctrica de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia. Pertenecen al Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica – GISEL.

** Gabriel Ordoñez y César Duarte son profesores de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia. Pertenecen a GISEL. Correo electrónico: [gaby, cedagua]@uis.edu.co. Sitio web: http://gavilan.uis.edu.co/~[gaby, cedagua] .

*** Víctor Barrera y Sergio Herraiz pertenecen al Grupo de Investigación en el Instituto de Informática y Aplicaciones (eXiT-IIiA) de la Universitat de Girona, Girona, España, correo electrónico: [victor.barrera, sergio.herraiz]@udg.edu. Sitio web: http://eia.udg.edu/~ [vbarrera, sherraiz].

El sistema físico se modela mediante un vector de estados $x \in R^N$ que describe la evolución del estado del sistema con el tiempo. El principal objetivo del filtro es obtener una estimación óptima de las variables de estado a partir de las medidas, que pueden estar mezcladas con ruido; esto se logra minimizando el error esperado entre los valores de las medidas y las variables de estado estimadas. Suponiendo que el intervalo de muestreo es pequeño y para valores de k=0, 1,2,…, se puede utilizar un modelo de sistema lineal como:

$$x_k = \Phi_{k-1} x_{k-1} + w_{k-1} \quad (1)$$

Donde,

x_k= *N*-vector de estados. Donde *N* es el máximo número de armónicos considerados y determina el orden del filtro.

Φ_k = matriz *NxN* de transición de estados, relaciona el estado previo y el estado actual.

w_k = *N*-vector que modela el ruido asociado al sistema.

En cada instante se obtendrá una medida $z_k \in R^M$, de forma que:

$$z_k = H_k x_k + v_k \quad (2)$$

Donde,

z_k= *M*-vector de medida.

H_k = matriz M*xN* de medidas, que da una relación ideal entre la medida y el vector de estado.

v_k = *M*-vector que modela el error en la medida.

Cada componente de los vectores w_k y v_k se considera ruido blanco. Las matrices de covarianza asociadas a estos vectores son Q y R respectivamente, asumiendo que son matrices diagonales de términos constantes.

El filtro *Kalman* trata de calcular el mejor estimador del sistema x_k, en el instante k, teniendo en cuenta el estado anterior x_{k-1} y la medida tomada en el instante k, z_k.

A. Algoritmo del filtro *Kalman*

Se tiene un proceso con realimentación de la siguiente forma:

1) El filtro estima el estado en el instante k con las ecuaciones de actualización, proyectando el estado actual x_k^- y la covarianza del error estimado P_k^- para obtener las estimaciones a priori.

Ecuación de predicción:

$$x_k^- = \Phi_{k-1} x_{k-1} \quad (3)$$

Estimación de la covarianza del error:

$$P_k^- = \Phi_{k-1} P_{k-1} \Phi_{k-1}^t + Q_{k-1} \quad (4)$$

2) El filtro realiza la realimentación de la medida incorporando la nueva medida para obtener la estimación a posteriori.

Cálculo de la ganancia:

$$K_k = P_k^- H_k^t (H_k P_k^- H_k^t + R_k)^{-1} \quad (5)$$

Corrección de la estimación:

$$x_k = \Phi_{k-1} x_{k-1} + K_{k-1}(z_k - H_k \Phi_{k-1} x_{k-1}) \quad (6)$$

Corrección de la covarianza del error:

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (7)$$

Como puede verse, es un proceso del tipo predicción-corrección. El diseño del filtro se fundamenta en las propiedades estadísticas de las muestras a procesar. La ganancia se determina de forma que sea mínimo el error cuadrático medio esperado entre los valores actuales de las variables de estado y los valores estimados.

B. Inicio del algoritmo

El filtro requiere como valores de inicialización una estimación de las variables de estado, la covarianza del error P y la covarianza del ruido Q y R. Si se ajustan Q y R el rendimiento del filtro mejora. Los valores de estas covarianzas actúan como parámetros que permiten hacer un balance entre la respuesta dinámica del filtro frente a la sensibilidad al ruido. Para este trabajo se recomiendan valores pequeños para R, puesto que no se esperan grandes errores en la medida.

Generalmente Q y R son constantes y se eligen de forma que el filtro converja lo más rápidamente posible [3]. De esta forma las matrices P y K se estabilizan rápidamente y permanecen constantes, independientemente de las medidas.

III. Aplicación del filtro *Kalman* en la segmentación de perturbaciones eléctricas

Teniendo en cuenta que el filtro *Kalman* se puede modelar de dos formas, en este trabajo se utiliza el modelo en el que los estados de transición y las matrices de medida son constantes, es decir, se asume una referencia estacionaria [4]. De esta forma las variables de estado pueden ser expresadas como:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2N-1} \\ x_{2N} \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} M_1 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & \cdots & M_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2N-1} \\ x_{2N} \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \propto_1 \\ \propto_2 \\ \vdots \\ \propto_{2N-1} \\ \propto_{2N} \end{bmatrix} w_k \quad (8)$$

Donde el *2N*-vector $\propto$ corresponde a la componente de ruido blanco en la señal, que son términos constantes.

Y la sub-matriz M_i se puede representar como:

$$M_i = \begin{bmatrix} \cos(i\omega\Delta t) & -\sin(i\omega\Delta t) \\ \sin(i\omega\Delta t) & \cos(i\omega\Delta t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

Donde $i = 1,2,3,\ldots,N$

La ecuación de medida puede expresarse como:

$$z_k = [1 \quad 0 \quad \cdots \quad 1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{2N-1} \\ x_{2N} \end{bmatrix} + v_k \quad (10)$$

La estimación de un solo armónico para N=1, implica el siguiente vector de estados:

$$x_k = [x_R \quad x_I]^t$$

Donde x_R y x_I son las componentes real e imaginaria. Para la componente fundamental la matriz de medidas puede ser escrita:

$$H = [1 \quad 0]$$

La covarianza del error en la señal en este caso es una matriz *2x2:*

$$Q = \begin{bmatrix} \propto_1 \\ \propto_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \propto I$$

A. Segmentación de hundimientos de tensión utilizando el algoritmo del filtro *Kalman*

El modelo anterior para el filtro *Kalman* ha sido probado usando una onda de tensión correspondiente a un hundimiento de tensión producido por una falla monofásica ocurrida en un circuito de distribución (25 kV, 50 Hz) de ENDESA. (Fig. 1). El registro contiene 40 ciclos, con 128 muestras por ciclo, con frecuencia fundamental de 50 Hz.

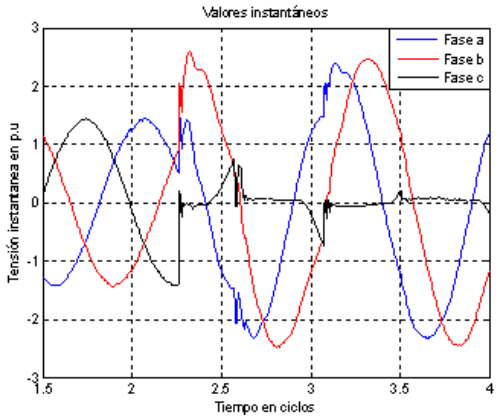


Fig. 1. Valores instantáneos del hundimiento de tensión causado por falla monofásica. La fase fallada corresponde a la fase 'c'.

Bajo las mismas condiciones a cada señal de fase se le realiza un filtrado *Kalman*, obteniendo una estimación del valor eficaz de la componente fundamental de cada tensión de fase. De esta forma, se utilizan las tres ondas estimadas para realizar el proceso de segmentación.

El procedimiento para realizar la segmentación utilizando el filtrado *Kalman* es:

1) Selección de los parámetros del filtro *Kalman*:

(i) Vector de estimación inicial ($\hat{x}_0^-$): Teniendo en cuenta que por cada armónico se tienen dos variables de estado, este vector tendrá 2N posiciones, de las cuales las dos primeras posiciones inician en cero.

(ii) Matriz inicial de covarianza (P_k): Esta matriz es seleccionada de tal manera que sus elementos de la diagonal sean iguales a 0,05 pu^2. Este valor es propuesto en [5] y experimentalmente se ha comprobado que se obtienen mejores resultados en la respuesta del filtro de orden N=50.

(iii) Covarianza del ruido de medición (R): Se selecciona para ser constante y de valor 10^{-5} pu^2. Para seleccionar un valor adecuado se requiere un conocimiento del ruido que se espera en la medición. En este caso se propone un valor pequeño, ya que se considera que la medición es buena.

(iv) Matriz de covarianza del ruido (Q): Se selecciona con un valor de 0,05 pu^2 propuesto en [5], teniendo en cuenta que las posiciones correspondientes a la componente fundamental en esta matriz deben ser menores (0,01 $p.u^2$) que las del resto de armónicos, con lo cual el filtro presenta un mejor desempeño para órdenes mayores (N=50).

2) Implementación del filtro:

Filtro de orden N=1

A partir de los parámetros especificados se implementa el filtro *Kalman* de orden N=1 para cada fase del hundimiento de tensión mostrado en la Fig. 1. El resultado para la fase faltada se muestra a continuación:

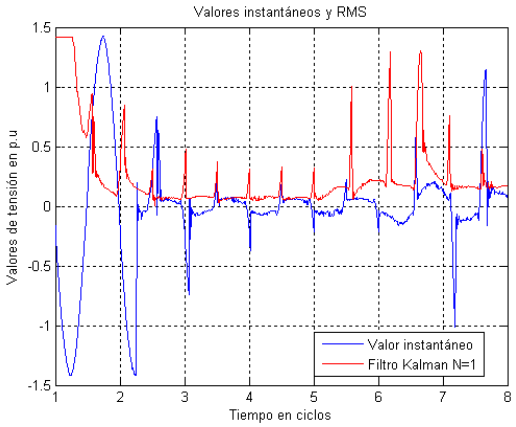


Fig. 2. Amplitud de tensión de la fase fallada del hundimiento de la Fig. 1 y 1er armónico para filtro de orden N=1.

Aunque el proceso de cálculo y la detección del cambio en la amplitud de la onda de tensión, son rápidos para el filtro de orden N=1, se observa que la componente fundamental que se obtiene presenta mucho ruido. Esto se muestra en Fig. 2.

En la Fig. 3. se muestra la ganancia de *Kalman* y se observa que es constante (1 p.u.). Esta ganancia es útil para implementar el filtro *Kalman* mediante ecuaciones en diferencia y obtener resultados de forma más rápida.

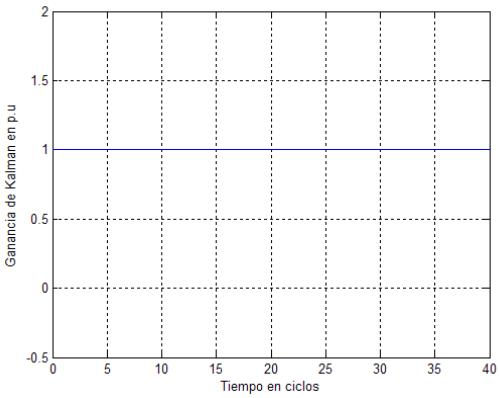


Fig. 3. Ganancia de *Kalman* para filtro de orden N=1.

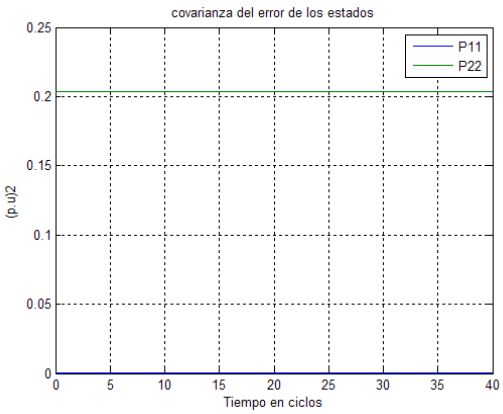


Fig. 4. Covarianzas del error para cada estado del filtro *Kalman* de orden N=1.

La covarianza del error también es constante para la primera y segunda diagonal de la matriz P_k como se muestra en Fig. 4.

Filtro de orden N=50

El resultado que se obtiene utilizando un filtro de orden 50 es el que se muestra a continuación:

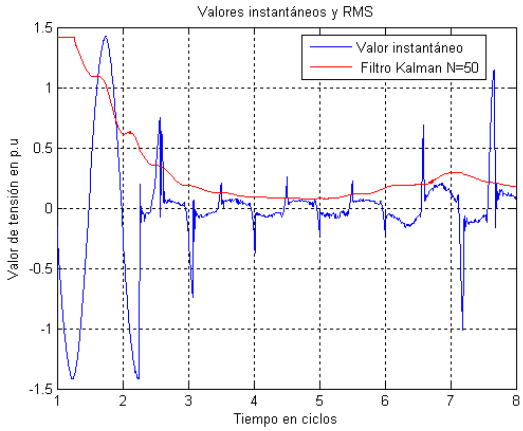


Fig. 5. Valores instantáneos del hundimiento de tensión de la fase fallada de la Fig.1. y 1er armónico para el filtro de orden N=50.

En la Fig. 5 se observa que el filtro *Kalman* de orden N=50 es más lento en el cálculo y en la detección del cambio de amplitud comparado con el filtro de orden N=1 (Fig. 2.). Con el filtro de orden N=50 se obtiene una curva suave y sin componentes de ruido, debido a que el filtro elimina los armónicos, hasta el de orden 50, para la estimación de la componente fundamental.

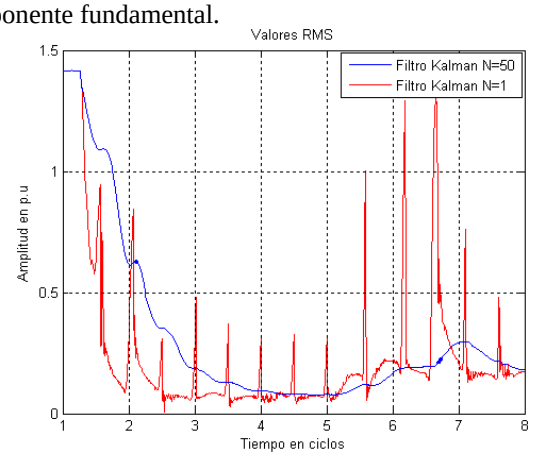


Fig. 6. Comparación de resultados para filtros con N=1 y N=50 para el hundimiento de tensión en Fig.1.

En la Fig. 6. se muestran los resultados obtenidos para el algoritmo utilizando N=1 y N=50. Hasta este momento se ha trabajado con una matriz de incertidumbre (Q) que tiene las posiciones correspondientes a la componente fundamental menores (0,01 pu^2) a las de los demás armónicos (0,05 pu^2).

Cuando los elementos que componen la diagonal de la matriz de incertidumbre son iguales para todos los armónicos (0,05 pu^2) se obtiene un comportamiento diferente para el filtro de orden N=50 el cual se muestra en Fig. 7.

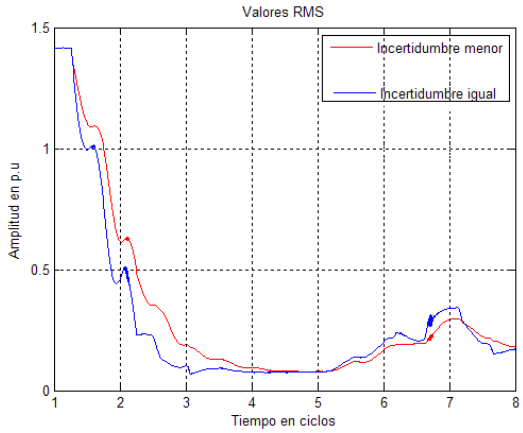


Fig. 7. Comparación del comportamiento del filtro N=50 para incertidumbre del fundamental menor e igual a los demás armónicos.

La velocidad de detección del filtro disminuye cuando se tiene menor incertidumbre para el primer armónico, que cuando es igual a los demás. Se observa que cuando las incertidumbres son iguales para todos los armónicos, se introduce más ruido en la estimación de la componente fundamental. Cuanto mayor sean los valores de las posiciones correspondientes al fundamental en la matriz de incertidumbre, mayor será la velocidad de detección de la falta. Sin embargo, la señal estimada presentará más componente de ruido, que afectará la segmentación.

Para un filtro de orden N=50 la ganancia de la componente fundamental es constante ($9.6 \times 10^{-3} p.u$) y menor a la ganancia para N=1. Este valor no cambia con la señal que se filtra, ya que depende únicamente de los parámetros que se definen para el filtro (Q, R y P).

Las covarianzas del error para la componente fundamental con el filtro de orden N=50 son constantes, al igual que para el filtro de orden N=1.

3) Análisis del tercer y cuarto estado del filtro.

En la implementación del algoritmo con un filtro de orden mayor, se observa que tanto la componente fundamental como la magnitud obtenida con el tercer y cuarto estado son relevantes para detectar un cambio brusco en la amplitud de la onda de tensión. Es por esta razón que en este trabajo se propone validar el uso de esta magnitud considerándola como un posible tercer armónico que sirva de índice de detección.

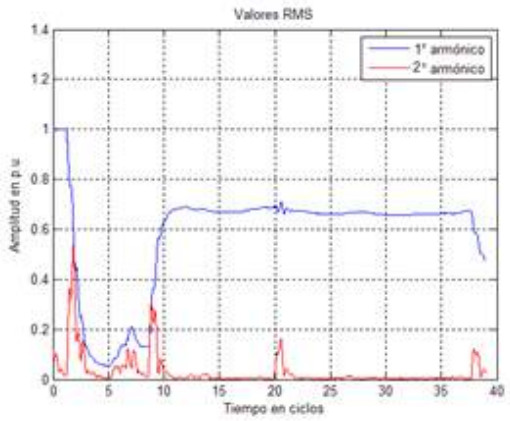


Fig. 8. Tensión eficaz en p.u del fundamental y el 2° armónico del hundimiento de tensión en Fig. 1.

En Fig. 8 se muestra el resultado del filtro de orden N=50 para la magnitud del primer y segundo estado (fundamental) y tercer y cuarto estado (posible segundo armónico) simultáneamente. Se puede notar que durante los estados transitorios, cuando se presenta un cambio en la amplitud del fundamental, la amplitud del tercer y cuarto estado del filtro aumenta y presenta picos, que sirven para identificar los cambios bruscos en la falta. Tal comportamiento puede ser utilizado para proponer una técnica de segmentación basada en esta relación. Actualmente, el grupo GISEL (UIS) y eXiT (UdG) se encuentran realizando pruebas para aprovechar este comportamiento.

4) Segmentación de la secuencia Valor eficaz (RMS)

Los parámetros que se definen para segmentar son la tasa de sub-muestreo (m) y el valor umbral (δ).

Cada fase se segmenta utilizando los valores eficaces de la estimación del fundamental que se obtiene con el filtro *Kalman* de orden N=50. Para ilustrar el método, se analizan dos hundimientos de tensión, uno de ellos corresponde al mostrado en Fig. 1 y el otro es el que se muestra en Fig. 11. Ambos han sido previamente segmentados a partir del valor eficaz, sin aplicar filtrado a la señal.

Se realiza una comparación de los resultados observando el desempeño de ambas técnicas. La segmentación es adecuada cuando resulta un número par de segmentos, puesto que cada estado transitorio debe terminar en un estado cuasi-estable (cuando se alcanza un valor constante en el valor eficaz).

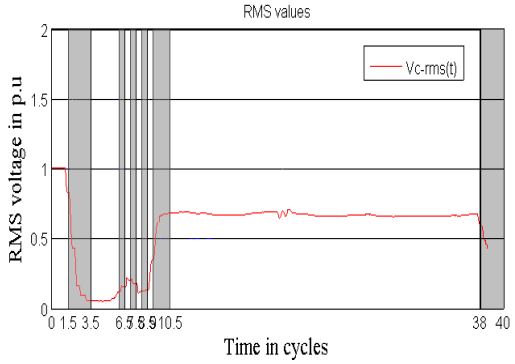


Fig. 9. Resultado de la segmentación del hundimiento en Fig. 1. La segmentación fue realizada a partir del valor eficaz (m=64 y δ=10%). Las señales no fueron filtradas previamente con el filtro *Kalman.*

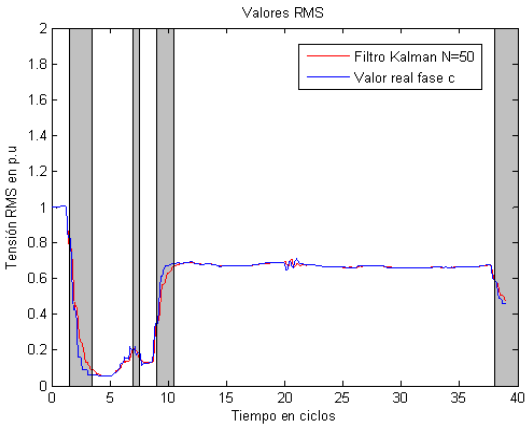


Fig. 10. Resultado de la segmentación del hundimiento de tensión en Fig. 1. La segmentación fue realizada con el método RMS (m=64 y δ=15%). Las señales fueron filtradas utilizando un filtro *Kalman* N=50.

En Fig. 9 se observa que el segundo, tercer y cuarto segmento corresponde a falsos estados transitorios obtenidos a partir del valor eficaz sin utilizar filtrado *Kalman* en el hundimiento de tensión de la Fig.1. Por el contrario en Fig. 10 se presentan los resultados de segmentación de la misma señal pero filtrada con el filtro *Kalman* con N=50. En este caso los estados transitorios son detectados adecuadamente.

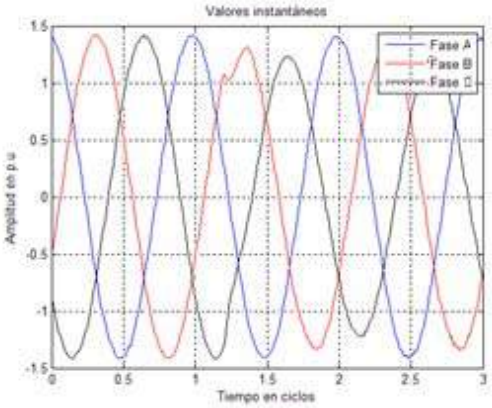


Fig. 11. Valores instantáneos de un hundimiento de tensión causado por una falla monofásica en la fase c (color negro).

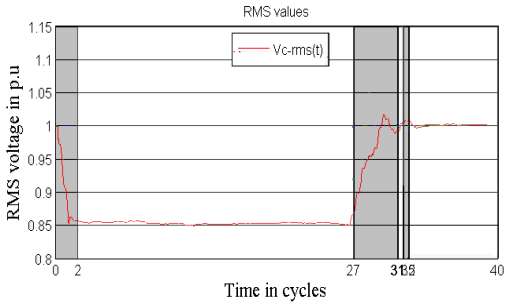


Fig.12. Resultado de la segmentación del hundimiento en Fig. 13. La segmentación fue realizada a partir del valor eficaz (m=64 y δ=10%). Las señales no fueron filtradas previamente con filtro *Kalman*.

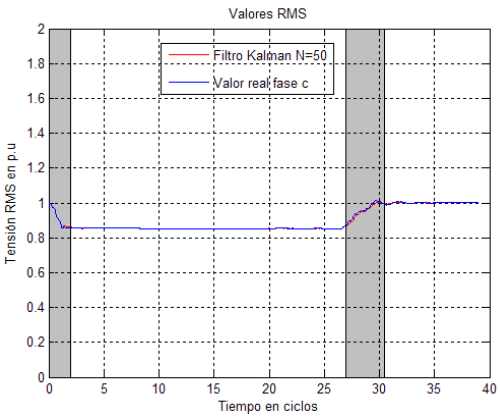


Fig. 13. Resultado de la segmentación del hundimiento de tensión en Fig. 13. La segmentación fue realizada a partir del valor eficaz (m=64 y δ=15%). Las señales fueron filtradas utilizando un filtro *Kalman* N=50..

En Fig.12 se muestra la segmentación a partir del valor eficaz sin utilizar filtro *Kalman* para la señal de la Fig.11. Los resultados de segmentación sugieren la presencia de 3 estados estacionarios cuando en realidad existen sólo 2. Los resultados de segmentación filtrando inicialmente la señal se presentan en Fig. 13, donde se evidencia la presencia de sólo 2 estados transitorios.

IV. CONCLUSIONES

La aplicación del algoritmo de filtrado *Kalman* resulta adecuada para segmentar perturbaciones electromagnéticas, dado que trata de estimar el mejor valor eficaz para la onda de tensión aislando la componente fundamental del ruido y demás armónicos. De esta forma se evita la introducción de error en el cálculo de descriptores, como consecuencia de la mala estimación de los estados estables y transitorios en la evolución de la perturbación.

La salida para un filtro *Kalman* de orden N=1 detecta los cambios de tensión de forma más rápida que un filtro *Kalman* de orden superior, mientras que los filtros de orden mayor introducen menos ruido que los de orden menor. Los de mayor orden, en este caso N=50, resultaron adecuados para tareas de segmentación.

La amplitud del tercer y cuarto estado estimada por el filtro *Kalman* en todos los casos analizados durante la realización de este trabajo, proporciona información acerca del cambio de amplitud en la onda de tensión. Cuanto mayor es el cambio en la amplitud de la componente fundamental estimada por el filtro, mayor es la amplitud de dichos estados.

Este artículo corresponde a los resultados preliminares de un trabajo de investigación de pregrado para optar al título de ingeniero electrónico y electricista respectivamente.

Actualmente el equipo de trabajo se encuentra mejorando y validando la utilización de la magnitud del tercer y cuarto estado del filtro como apoyo al proceso de segmentación de perturbaciones eléctricas. Para tal propósito, se está realizando un análisis de resultados con 400 hundimientos de tensión registrados en circuitos de distribución de ENDESA Barcelona-España.

Al finalizar este trabajo se busca establecer un algoritmo capaz de reducir la mala estimación de segmentos en perturbaciones eléctricas de tensión.

V. BIBLIOGRAFÍA

[1] M. Bollen, I. Gu, P. Axe and E. Styvaktakis, "Classification of Underlying Causes of Power Quality Disturbances: Deterministic vs Statical Methods" IEEE Transaction, vol 2007, April 2006.

[2] E. Pérez, "Nuevo Método de Detección y Análisis en Tiempo Real de Eventos en la Tensión de Suministro de Energía Eléctrica empleando un Modelo Combinado Wavelets- Filtro de *Kalman* Extendido", D. Tesis, Universidad de Cantabria, España, Santander, 2006.

[3] G. Benmouyal, A.A. Girgis, R.G. Brown, "Frequency-Domain Characterization of *Kalman* Filters as applied to Power-System Protection," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.7, No. 3, pp. 1129-1138, July 1992.

[4] A. A. Girgis, W. B. Chang, and E. B. Makram, "A digital recursive measurement scheme for on-line tracking of power system harmonics," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 6, no. 3, pp. 1153–1160, Jul. 1991.

[5] C. A. Duarte, "Técnicas de Procesamiento de Señales para la Monitorización de la Calidad de la Energía Eléctrica" Mpe. Tesis, Universidad Industrial de Santander, Colombia, Bucaramanga, 2004.

Sandra Milena Ortiz Lizcano. Estudiante de noveno semestre de Ingeniería Electrónica de la Universidad Industrial de Santander (UIS) y está vinculada al Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL) de la UIS, con el cual se encuentra desarrollando su proyecto de grado sobre Estrategias para la Segmentación de Hundimientos de Tensión con Componentes de Alta Frecuencia.

Haaron Torres Salazar. Estudiante de noveno semestre de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Industrial de Santander (UIS) y está vinculado al Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL) de la UIS, con el cual se encuentra desarrollando su proyecto de grado sobre Estrategias para la Segmentación de Hundimientos de Tensión con Componentes de Alta Frecuencia.

César Antonio Duarte Gualdrón. Ingeniero Electricista UIS, Magíster en Potencia Eléctrica UIS. Profesor Asistente de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones Universidad Industrial de Santander. Investigador del grupo GISEL. Áreas de Trabajo: Tratamiento de señales, calidad del servicio de energía eléctrica y formación basada en competencias.

Gabriel Ordóñez Plata Ingeniero Electricista UIS 1985, Distinción Cum Laude; Especialista Universitario en Técnicas de Investigación Tecnológica UPCO 1993, Doctor Ingeniero Industrial UPCO 1993, Madrid (España) 1993. Profesor Titular de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS). Investigador del Grupo de Investigación en Sistemas de Energía - GISEL. Miembro IEEE. Áreas de trabajo: Tratamiento de señales, mediciones eléctricas, calidad del servicio, gestión tecnológica y formación basada en competencias.

Víctor Augusto Barrera Núñez. Ingeniero Electricista UIS 2003, Magíster en Potencia Eléctrica UIS 2006. Actualmente es estudiante de doctorado en la Universidad de Girona, España y miembro del grupo de control e Inteligencia Artificial (España) y del grupo de Investigación en Sistemas de Energía - GISEL. Áreas de Trabajo: Calidad de la energía, hundimientos de tensión, localización de fallas e inteligencia artificial.

Sergio Herraiz. Nació en Barcelona, España en 1972. Ingeniero Industrial Universidad Politécnica de Cataluña Barcelona, España 1997, Doctor Ingeniero Industrial Universidad politécnica de Cataluña Barcelona, España 2002. Actualmente, es profesor en el Departamento de Ingeniería Eléctrica en la Universidad Politécnica de Cataluña. Areas de trabajo: Armónicos en los sistemas eléctricos.

Evaluación, Interpretación y Visualización de la Potencia Instantánea en Sistemas Eléctricos

A. J. Ustariz,[1] *Student Member, IEEE,* E. A. Cano,[2] *Member, IEEE* y H. E. Tacca,[3] *Member, IEEE*

***Abstract*– This paper proposes an alternative of evaluation, interpretation and visualization of the instantaneous power in electrical systems. The power theory proposed uses the tensor analysis as a mathematical tool to define the concept of instantaneous power tensor. The new alternative of evaluation is presented in order to geometrically interpret the dynamic behaviour of the electrical phenomena, analogous to the studies of deformation in the mechanics of solid. Additionally, the relation between the vector approach existing in Literature and the tensor approach proposed is determined.**

***Index Terms*– Instantaneous Power, Tensor analysis, Tensor Product, Vector analysis.**

I. Introducción

COMPONENTES de la potencia tales como potencia activa, potencia reactiva y potencia aparente proveen información necesaria para diseñar, evaluar, controlar y compensar sistemas eléctricos. Estas potencias son luego utilizadas para definir características propias de los sistemas tales como: factor de potencia, capacidad de potencia instalada, o potencia demandada. En la actualidad, las componentes de la potencia están bien definidas bajo condiciones de operación sinusoidal en sistemas monofásicos lineales o en sistemas trifásicos balanceados lineales. Sin embargo, debido al creciente uso de variadores de velocidad, hornos de arco eléctrico y cargas monofásicas no lineales, se distorsionan las formas de onda de la tensión y la corriente [1]. En este caso, la definición de esas componentes es controversial admitiendo múltiples enfoques, de tal forma que mientras algunos autores restringen sus análisis al dominio de la frecuencia o del tiempo, otros formulan teorías más amplias y generales utilizando el dominio tiempo-frecuencia. En la Fig. 1, se muestran las teorías que dieron origen a esta división [2]-[4].

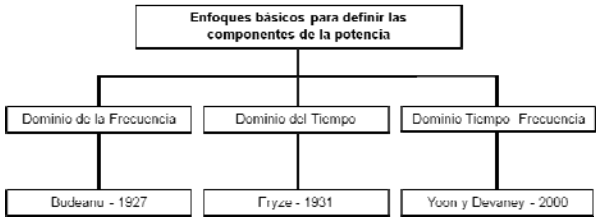


Fig. 1. Enfoque básico de las definiciones de la potencia en régimen no sinusoidal.

Por otra parte, desde comienzos del siglo pasado muchas teorías han sido planteadas para resolver el problema, basándose en alguno de los enfoques antes mencionados. Estas teorías además de optar por un enfoque específico (frecuencia, tiempo o tiempo-frecuencia) han utilizado una de las siguientes tendencias: a) las teorías basadas en un concepto periódico [5]-[10], las cuales se desarrollaron para sistemas monofásicos y han sido implementadas principalmente para la medida del contenido armónico, y b) las teorías basadas en un concepto instantáneo y un enfoque vectorial [11]-[16], las cuales se desarrollaron para sistemas trifásicos y han tenido como principal objetivo el diseño de algoritmos de control aplicados en filtros activos. La Fig. 2, muestra un resumen de cada tendencia.

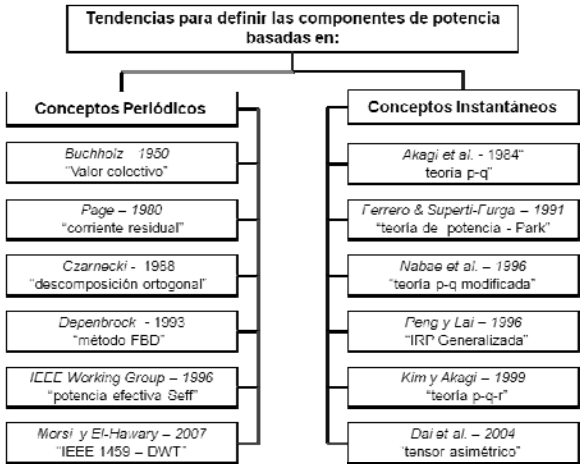


Fig. 2. Resumen de las teorías más representativas de las tendencias para definir las componentes de la potencia.

Por lo tanto, partiendo de las teorías basadas en un concepto instantáneo y un enfoque vectorial, se propone una alternativa de cálculo, interpretación física y visualización de la potencia instantánea, utilizando como herramienta

[1] Armando Jaime Ustariz Farfán: Universidad Nacional de Colombia, Sede Manizales, Departamento de Eléctrica, Electrónica y computación, Manizales–Colombia, e-mail: ajustarizf@unal.edu.co
[2] Eduardo Antonio Cano Plata: Universidad Nacional de Colombia, Sede Manizales, Departamento de Eléctrica, Electrónica y computación, Manizales–Colombia, e-mail: eacanopl@unal.edu.co
[3] Hernán Emilio Tacca: Universidad de Buenos Aires, Departamento de Electrónica, Buenos Aires–Argentina, e-mail: htacca@fi.uba.ar

matemática el análisis tensorial, análogo a los estudios de deformación en la mecánica de sólidos.

II. Evaluación de la Potencia Instantánea

En la actualidad, una moderna notación está siendo utilizada en los sistemas trifásicos (ver Fig. 3a), donde las tensiones instantáneas v_a,v_b,v_c y las corrientes instantáneas i_a,i_b,i_c son expresados como vectores espaciales instantáneos:

$$\vec{v} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \qquad \vec{i} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \tag{1}$$

Estas expresiones permiten que las tensiones y las corrientes instantáneas sean representadas en un sistema ortogonal, como se muestra en la Fig. 3b.

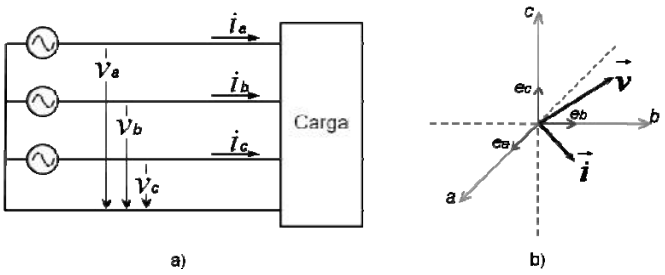


Fig. 3. a) Sistema de potencia trifásico, b) Representación vectorial de magnitudes trifásicas en R^3.

La representación vectorial dada en (1) define las componentes de la potencia instantánea. La primera componente es la potencia activa instantánea, la cual es obtenida con el producto punto o interno y es definido como:

$$p = \vec{v} \cdot \vec{i} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \tag{2}$$

El resultado es un escalar que involucra productos directos de cada fase. Por otra parte el producto cruz o externo es utilizado para definir la potencia reactiva instantánea, así:

$$\vec{q} = \vec{v} \times \vec{i} = \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_b i_c - v_c i_b \\ v_c i_a - v_a i_c \\ v_a i_b - v_b i_a \end{bmatrix} \tag{3}$$

El método propuesto también utiliza esta representación vectorial para definir una nueva expresión de la potencia instantánea, denominada "tensor de potencia instantánea". Esta definición es obtenida mediante el producto tensorial [17] entre los vectores de tensión y corriente, así:

$$\wp_{ij} = \vec{v}_i \otimes \vec{i}_j = v i^T \tag{4}$$

Donde, $\wp_{ij}$ es el tensor de potencia instantánea e i^T es la transpuesta del vector de las corrientes de línea. Este producto tensorial es válido para sistemas polifásicos. Para el caso trifásico al reemplazar (1) en (4) el tensor de potencia instantánea es expresado como:

$$\wp_{ij} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a i_a & v_a i_b & v_a i_c \\ v_b i_a & v_b i_b & v_b i_c \\ v_c i_a & v_c i_b & v_c i_c \end{bmatrix} \tag{5}$$

Por otra parte, todo tensor de segundo orden puede ser expresado inequívocamente como la suma de un tensor simétrico y un tensor antisimétrico [18], así:

$$\wp_{ij} = \frac{1}{2}\left[\wp_{ij} + \wp_{ij}{}^T\right] + \frac{1}{2}\left[\wp_{ij} - \wp_{ij}{}^T\right] \tag{6}$$

En donde, $\wp_{ij}{}^T$ es la transpuesta del tensor. Esta expresión puede ser escrita de forma compacta, así:

$$\wp_{ij} = {}^{sim}\wp_{ij} + {}^{ant}\wp_{ij} \tag{7}$$

Donde la parte simétrica queda expresada como:

$${}^{sim}\wp_{ij} = \begin{bmatrix} v_a i_a & \frac{1}{2}(v_a i_b + v_b i_a) & \frac{1}{2}(v_a i_c + v_c i_a) \\ \frac{1}{2}(v_b i_a + v_a i_b) & v_b i_b & \frac{1}{2}(v_b i_c + v_c i_b) \\ \frac{1}{2}(v_c i_a + v_a i_c) & \frac{1}{2}(v_c i_b + v_b i_c) & v_c i_c \end{bmatrix} \tag{8}$$

Y la parte antisimétrica así:

$${}^{ant}\wp_{ij} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{2}(v_a i_b - v_b i_a) & \frac{1}{2}(v_a i_c - v_c i_a) \\ \frac{1}{2}(v_b i_a - v_a i_b) & 0 & \frac{1}{2}(v_b i_c - v_c i_b) \\ \frac{1}{2}(v_c i_a - v_a i_c) & \frac{1}{2}(v_c i_b - v_b i_c) & 0 \end{bmatrix} \tag{9}$$

Esta descomposición del tensor de potencia instantánea satisface el concepto de ortogonalidad. Por lo tanto, aplicando la *Norma de Frobenius* a la expresión (7), se demuestra que:

$$\left\|\wp_{ij}\right\|^2 = \left\|{}^{sim}\wp_{ij}\right\|^2 + \left\|{}^{ant}\wp_{ij}\right\|^2 \tag{10}$$

Además, la parte simétrica del tensor también puede dividirse como la suma de un tensor isotrópico y un tensor de desviación [19], así:

$${}^{sim}\wp_{ij} = \frac{1}{3} p\delta_{ij} + \left({}^{sim}\wp_{ij} - \frac{1}{3} p\delta_{ij}\right) \tag{11}$$

Sabiendo que p representa la potencia activa instantánea, la expresión (11) puede ser escrita de forma compacta, así:

$${}^{sim}\wp_{ij} = {}^{iso}\wp_{ij} + {}^{des}\wp_{ij} \tag{12}$$

donde la parte isotrópica queda expresada como:

$${}^{iso}\wp_{ij} = \frac{1}{3} p\delta_{ij} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}p & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{3}p & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{3}p \end{bmatrix} \tag{13}$$

y el tensor de desviación por:

$$ {}^{des}\wp_{ij} = \begin{bmatrix} v_a i_a - \frac{1}{3}p & \frac{1}{2}(v_a i_b + v_b i_a) & \frac{1}{2}(v_a i_c + v_c i_a) \\ \frac{1}{2}(v_b i_a + v_a i_b) & v_b i_b - \frac{1}{3}p & \frac{1}{2}(v_b i_c + v_c i_b) \\ \frac{1}{2}(v_c i_a + v_a i_c) & \frac{1}{2}(v_c i_b + v_b i_c) & v_c i_c - \frac{1}{3}p \end{bmatrix} \quad (14) $$

Esta descomposición también satisface el concepto de ortogonalidad y por lo tanto:

$$ \left\| \wp_{ij} \right\|^2 = \left\| {}^{iso}\wp_{ij} \right\|^2 + \left\| {}^{des}\wp_{ij} \right\|^2 + \left\| {}^{ant}\wp_{ij} \right\|^2 \quad (15) $$

III. Interpretación y Visualización.

La interpretación física de la potencia instantánea se realiza desde un punto de vista geométrico, haciendo la analogía con el análisis de las deformaciones en la mecánica de sólidos. El enfoque tensorial que se está proponiendo considera un elemento de volumen para caracterizar y visualizar los fenómenos eléctricos en sistemas trifásicos trifilares y tetrafilares. Por conveniencia, el elemento de volumen es de forma cúbica, dada la implementación del tensor de potencia instantánea en un sistema de coordenadas rectangulares, tal como se muestra en la Fig. 4.

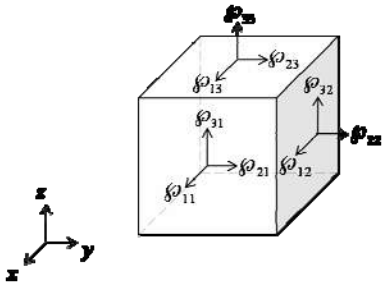


Fig. 4. Visualización del tensor de potencia instantánea en R^3

Asimismo, en la Fig. 4 se observa como las componentes del tensor actúan sobre la forma cúbica ejerciendo cambios en las dimensiones. Estos cambios permiten analizar y caracterizar los fenómenos eléctricos. El algoritmo implementado en esta investigación permite medir deformaciones de tipo: a) isotrópicas, b) angulares, y c) longitudinales.

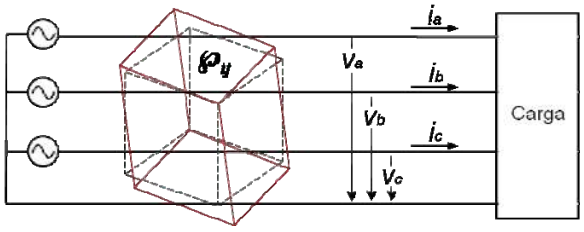


Fig. 5. Interpretación física del tensor de potencia instantánea en R3.

Por otra parte, la Fig. 5 muestra la interpretación que se está proponiendo, donde, $\wp_{ij}$ *representa el volumen total de energía instantánea por unidad de tiempo*.

Finalmente, la ilustración 1 muestra una aplicación del modelo geométrico implementado, donde se caracteriza el comportamiento dinámico de cargas lineales y no lineales, comparando los cambios de volúmenes, ángulos y de forma.

Ilustración 1: Caracterización de cargas.

A continuación se presentan tres ejemplos ilustrativos (ver Fig. 6, 8 y 10) implementados por Czarnecki en [18], con cargas lineales. Además, se muestra un cuarto ejemplo (ver Fig. 12) en el cual la carga tiene características no lineales. La fuente de tensión es sinusoidal, equilibrada, de secuencia positiva y frecuencia de 60Hz.

Caso #1: Carga Resistiva Balanceada.

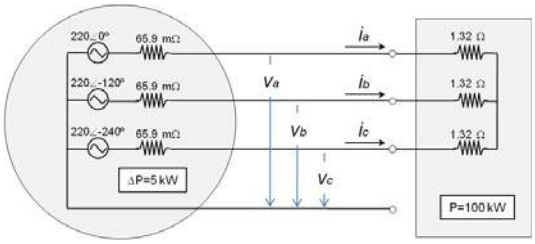


Fig. 6. Circuito con carga resistiva balanceada [18].

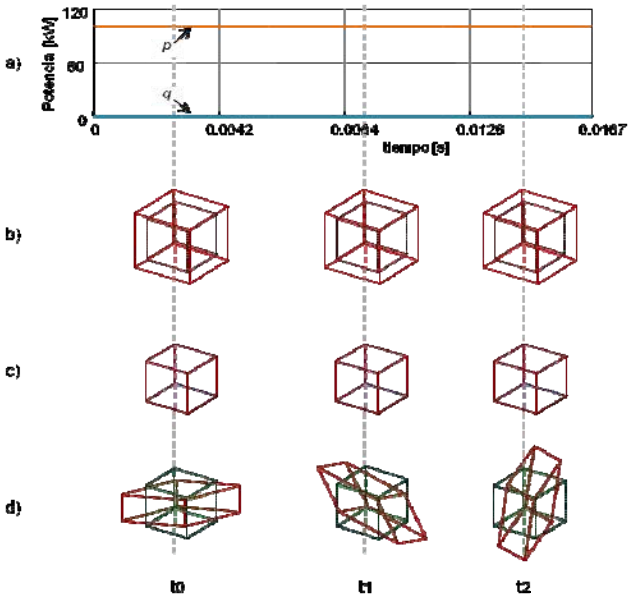


Fig. 7. Resultados del circuito resistivo balanceado.

Caso #2: Carga Resistiva Desbalanceada.

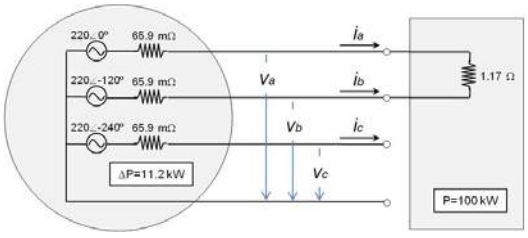


Fig. 8. Circuito con carga resistiva desbalanceada [18].

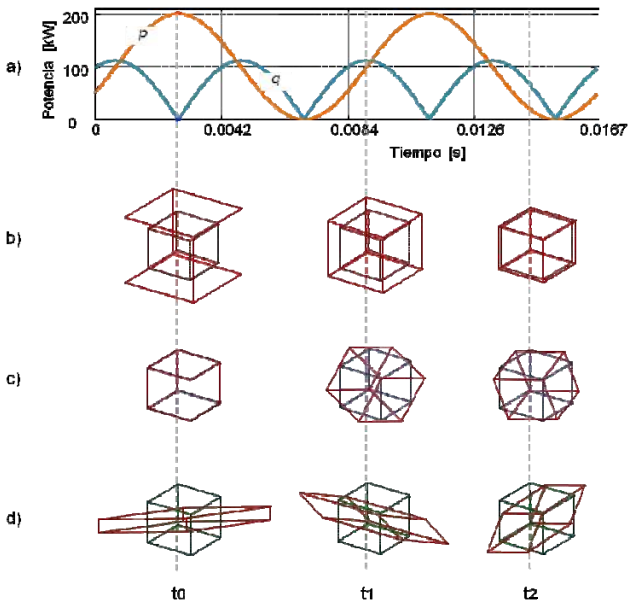


Fig. 9. Resultados del circuito resistivo desbalanceado.

Caso #3: Carga RL Balanceada.

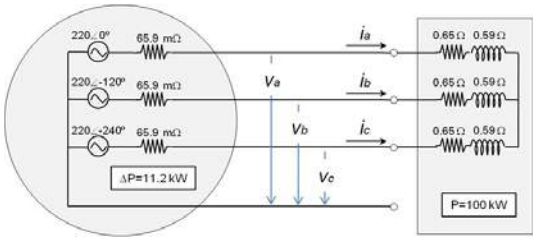


Fig. 10. Circuito con carga RL balanceada [18].

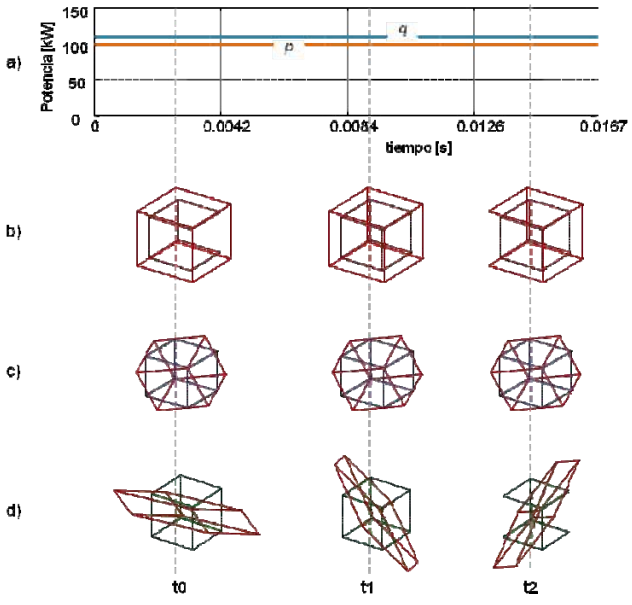


Fig. 11. Resultados del circuito RL balanceado.

Caso #4: Carga no lineal.

La carga no lineal del circuito mostrado en la figura 14 es caracterizada con una fuente de corriente trifásica balaceada. El consumo a frecuencia fundamental es de 227.2 A. Los armónicos característicos son mostrados en la TABLA I.

TABLA I
FUENTE DE CORRIENTE ARMÓNICA DE LA FASE A

Armónico [h]	Magnitud [A]	Ángulo [°]
3	75.73	180
5	45.44	180
7	32.46	0
9	25.24	0

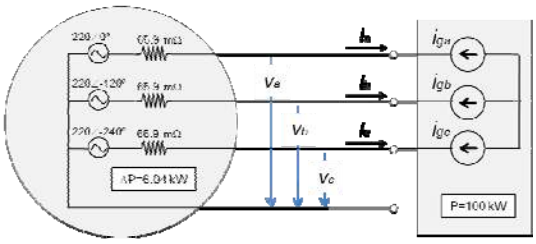


Fig. 12. Circuito con carga no lineal.

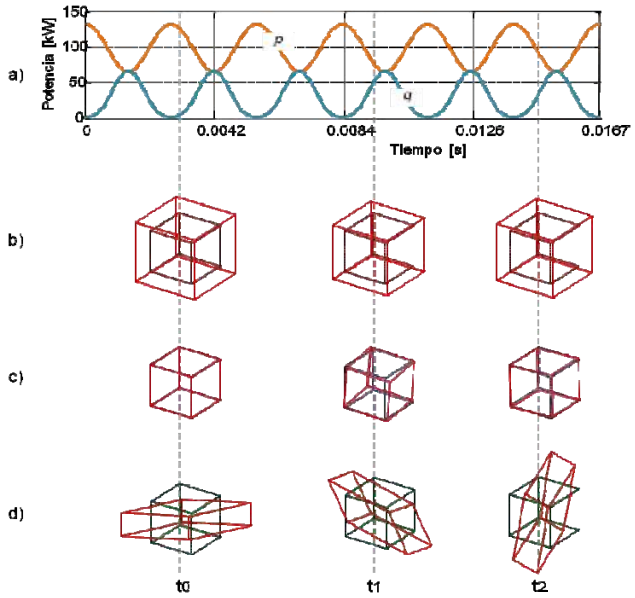


Fig. 13. Resultados del circuito no lineal.

En las Fig. 7a, 9a, 11a y 13a, se muestran los resultados del comportamiento de las componentes de la potencia instantánea activa y reactiva para cada caso.

Por otra parte, las deformaciones analizadas en el modelo cúbico respecto de la condición de potencia nula, permiten definir lo siguiente:

a) *El tensor isotrópico* muestra cambio en el volumen del cubo manteniendo la forma original (ver Fig. 7b, 9b, 11b y 13b).

b) *El tensor antisimétrico* muestra cambios en el ángulo de rotación sin modificar el volumen del cubo (ver Fig. 7c, 9c, 11c y 13c).

c) *El tensor de desviación* muestra cambios de la forma del cubo sin modificar su volumen (ver Fig. 7d, 9d, 11d y 13d).

IV. Relación entre Enfoque Tensorial y Vectorial

A. *Relación entre los Concepto Matemático.*

La componente de la potencia instantánea activa dada en (2) se relaciona con el tensor de potencia instantánea calculando la traza de su parte simétrica, así:

$$p = traza\left({}^{sim}\wp_{ij}\right) \tag{16}$$

Por otra parte la potencia reactiva instantánea dada en (3) se relaciona con el tensor de potencia instantánea calculando el vector dual asociado a la parte antisimétrica, así:

$$\vec{q} = \varepsilon_{kij}\,{}^{anti}\wp_{ij} \tag{17}$$

donde ε_{ijk} es el *tensor de Levi-Civita*.

B. *Relación con la Analogía de las Deformaciones.*

El enfoque tensorial permite realizar una comparación entre las magnitudes medidas (dilatación y rotación pura) antes y después de los cambios [19], permitiendo así, evaluar las deformaciones en el modelo geométrico propuesto.

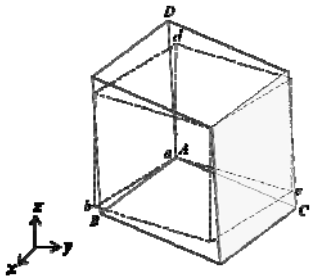


Fig. 14. Deformación del tensor instantáneo de potencia en R3.

En la Fig. 14 se muestra el cubo sin deformar limitado por los segmentos $\vec{ab}, \vec{ac}\ y\ \vec{ad}$ y su deformación limitada por los segmentos $\vec{AB}, \vec{AC}\ y\ \vec{AD}$.

Dilatación Volumétrica "${}^{sim}\wp_{ij}$": define la razón entre la variación del volumen del cubo y su volumen inicial. La potencia activa está relacionada con esta dilatación volumétrica, así:

$$p \approx \Delta V = \frac{V' - V}{V} \tag{18}$$

donde:

$$V = \left\|\left(\vec{ab}\times\vec{ac}\right)\cdot\vec{ad}\right\|$$
$$V' = \left\|\left(\vec{AB}\times\vec{AC}\right)\cdot\vec{AD}\right\| \tag{19}$$

Rotación pura "${}^{ant}\wp_{ij}$": La noción de rotación resulta de la expresión del producto cruz de dos vectores unitarios asociados al mismo segmento del cubo antes y después del cambio, así:

$$\vec{\omega}_r = \frac{\vec{r}}{\left\|\vec{r}\right\|}\times\frac{\vec{R}}{\left\|\vec{R}\right\|} \tag{20}$$

Donde $\vec{r}$ corresponde a uno de los segmentos antes de la deformación ($\vec{ab}, \vec{ac}, \vec{ad}$) y $\vec{R}$ al correspondiente segmento después de la deformación ($\vec{AB}, \vec{AC}, \vec{AD}$).

El modulo del vector resultante es igual al seno del ángulo girado. Por lo tanto:

$$\theta_r = sen^{-1}\left(\left\|\vec{\omega}_r\right\|\right) \tag{21}$$

Las componentes del vector de potencia reactiva están relacionadas con el ángulo girado, por:

$$\vec{q} \approx \theta_r = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}\theta_{ad} \\ \frac{1}{2}\theta_{ac} \\ \frac{1}{2}\theta_{ab} \end{bmatrix} \tag{22}$$

Para observar que la relación existente entre el enfoque tensorial y el enfoque vectorial no depende del fenómeno eléctrico que ocurra en el sistema de potencia, la ilustración 2 muestra un circuito no lineal perturbado con la conexión de una carga desbalanceada y un banco de condensadores en diferentes instantes de tiempo.

Ilustración 2: Relación entre el enfoque tensorial y vectorial.

En el ejemplo propuesto se aplica la descomposición simétrica y antisimétrica del tensor instantáneo de potencia al circuito trifásico mostrado en la Fig. 15. Sabiendo que la carga es alimentada desde una fuente de tensión sinusoidal, equilibrada, de secuencia positiva y frecuencia de 60Hz. Los datos del circuito son dados en la TABLA II. Además, se prevé que el interruptor S-1 se cierre en t=16.6 ms, conectando la carga trifásica desbalanceada y El interruptor S-2 se cierre en t=35.3 ms, conectando el banco de capacitores.

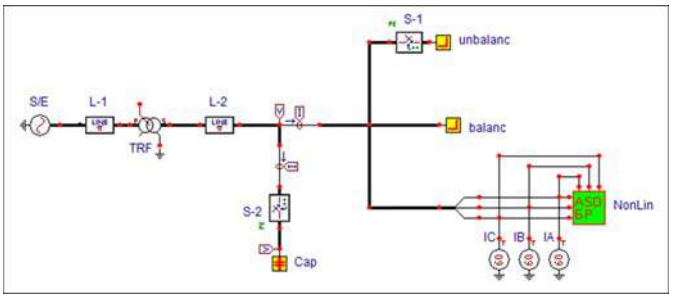


Fig. 15. Sistema trifásico simulado en ATP-EMTP.

La Fig. 16a y 16b muestra las tensiones y corrientes de cada fase medidas en la carga. La Fig. 16c muestra la relación directa del tensor de potencia instantánea con el concepto vectorial de la potencia instantánea, desde el punto de vista matemático y desde la analogía de deformación de sólidos.

TABLA II
DATOS DEL CIRCUITO DE PRUEBA

Fuente de tensión	***amplitud [kV]***	***ángulo [º]***	
S/E - V_{an}	114.93	0	
Línea	***R_{ii} [Ω]***	***L_{ii} [mH]***	***C_{ii} [μF]***
L-1	16.28	216	0
L-2	0.0175	0.0568	0.0236
Transformador	***R [Ω]***	***L [mH]***	***Tensión [kV]***
Primario	37	981	138
secundario	0.01	0.01	7.38
Carga balanceada	***R [Ω]***	***L [mH]***	
$Z_a = Z_b = Z_c$	83	383	
Carga desbalanceada	***R [Ω]***	***L [mH]***	
Z_a	156	424	
Z_b	83	383	
Z_c	91	391	
Carga no-lineal	**amplitud [pu]**	**ángulo [º]**	
h=5	0.226326	180	
h=7	0.113163	180	
h=11	0.090531	0	
h=13	0.064665	0	
h=17	0.056582	180	
h=19	0452650	180	

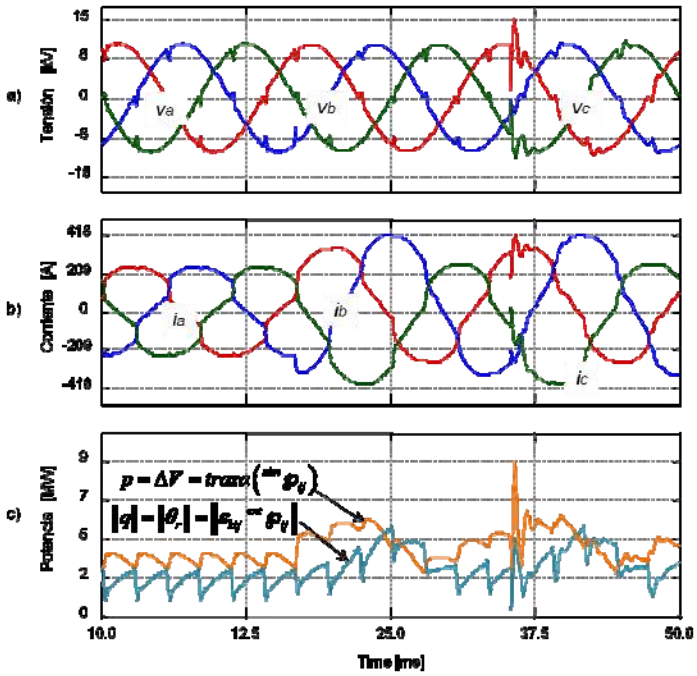


Fig. 16. Resultados de las medidas obtenidas en la carga.

V. CONCLUSIONES

El tensor instantáneo de potencia fue presentado, usando el concepto del producto tensorial, con el propósito de estudiar los fenómenos eléctricos de forma análoga a los estudios de deformaciones en la mecánica de sólidos.

Las deformaciones analizadas en el modelo cúbico respecto de la condición de potencia nula permitieron definir qué: a) el tensor isotrópico muestra cambios de volumen manteniendo la forma, b) el tensor antisimétrico muestra cambios en el ángulo de rotación sin modificar el volumen y c) el tensor de desviación muestra cambios de forma sin modificar el volumen.

Existe una relación directa entre el diferencial de volumen del tensor instantáneo de potencia y la potencia instantánea activa. Asimismo, existe una relación entre el cambio de ángulo (rotación) del tensor y la potencia instantánea reactiva.

De igual forma, el tensor de desviación está relacionado con la naturaleza alterna de los sistemas trifásicos, esto quiere decir, que mide la diferencia entre el flujo de energía total y el flujo de energía en cada fase en cada instante de tiempo.

VI. REFERENCIA BIBLIOGRÁFICAS

[1]. W. G. Morsi and M. E. El-Hawary, “Defining Power Components in Nonsinusoidal Unbalanced Polyphase Systems: The Issues”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, No. 4, October 2007.

[2]. I. Budeanu, “Reactive and Fictitious Powers”, Inst. Romain de l’Energie, 1927, Bucharest, Romania.

[3]. S. Fryze, “Active, Reactive and Apparent Power in Nonsinusoidal Systems”, (in Polish) Preglad Elektrot, No. 7, pp. 193-203, 1931.

[4]. W.-K. Yoon and M. J. Devaney, “Reactive power measurement using the wavelet transform,” IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 49, no. 2, pp. 246–252, Apr. 2000.

[5]. L. S. Czarnecki, “Orthogonal decomposition of the currents in a 3-phase nonlinear asymmetrical circuits with a nonsinusoidal voltage source,” IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 37, no. 1, pp. 30–34, Mar. 1988.

[6]. C. H. Page, “Reactive power in nonsinusoidal situations,” IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. IM-29, no. 4, pp. 420–423, Dec. 1980.

[7]. F. Buchholz, “Das Begriffsystem Rechtleistung. Wirkleistung, totale Blindleistung,” Munich, Germany: Selbstverlag, 1950.

[8]. M. Depenbrock, “The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations,” IEEE Trans. Power Syst., vol. 8, no. 2, pp. 381–487, May 1993.

[9]. IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations: Effects on Meter Performance and Definition of Power, “Practical definitions for power systems with nonsinusoidal waveforms and unbalanced loads: A discussion,” IEEE Trans. Power Del., vol. 11, no. 1, pp. 79–87, Jan. 1996.

[10]. W. G. Morsi and M. E. El-Hawary, “Reformulating Power Components Definitions Contained in the IEEE Standard 1459–2000 Using Discrete Wavelet Transform”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, No. 3, July 2007.

[11]. H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-20, no. 3, pp. 625–631, May 1984.

[12]. A. Ferrero and G. Superti-Furga, “A new approach to the definition of power components in three-phase systems under nonsinusoidal conditions,” IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 40, no. 3, pp. 568–577, Jun. 1991.

[13]. A. Nabae, L. Cao, and T. Tanaka, “A universal theory of instantaneous active-reactive current and power including zero-sequence component,” in Proc. IEEE Int. Conf. Harm. Quality Power (ICHQP’96), 1996, pp. 90-95.

[14]. F. Z. Peng and J. S. Lai, “Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems,” IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 45, no. 1, pp. 293–297, Feb. 1996.

[15]. H. S. Kim and H. Akagi, “The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames,” in Proc. IEEE power Electron. Drive Syst. Conf. (PEDS’99), 1999, pp. 422-427.

[16]. X. Dai, G. Liu, and R. Gretsch et al., “Generalized theory of instantaneous reactive quantity for multi-phase power system,” IEEE Trans. Power Del., vol. 19, no. 3, pp. 965–972, Jul. 2004.

[17]. R. L. Bishop and S. I. Goldberg, Tensor Analysis on Manifolds, Dover Publications, Inc. New York, 1980.

[18]. L. S. Czarnecki, “On some misinterpretation of the instantaneous reactive power p-q theory”, IEEE Transaction Power Electronic, vol. 19, no. 3, pp. 828–836, May 2004.

[19]. X. Zheng and A. Pang, “Volume Deformation For Tensor Visualization”, Proceedings, IEEE Visualization ‘00, Oct. 27 - Nov. 1, 2002, Page(s):379 - 386, Boston, MA, USA.

VII. BIOGRAFÍAS

Armando J. Ustariz Farfán: (S'08) Nació en Urumita, Colombia, en 1973. Ingeniero Electricista y Magíster en Potencia Eléctrica en 1997 y 2000 de la Universidad Industrial de Santander. Actualmente candidato al grado de Ph.D. en Ingeniería de la Universidad Nacional de Colombia. Profesor Asistente e investigador, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación, Universidad Nacional de Colombia, Sede Manizales. Áreas de investigación: análisis en calidad de la energía y en electrónica de potencia, programación y simulación de fenómenos eléctricos.

Eduardo A. Cano Plata: (S'96, M'98) Nació en Neiva, Colombia, en 1967. Ingeniero electricista y especialista en ingeniería eléctrica en 1990 y 1994 de la Universidad Nacional de Colombia, Sede Manizales. Entre 1996 y 1998 obtuvo una beca del DAAD para realizar estudios de posgrado en ingeniería eléctrica en la Universidad Nacional de San Juan, Argentina. Doctor en ingeniería en 2006 de la Universidad de Buenos Aires. Profesor Asociado e investigador, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación, Universidad Nacional de Colombia, Sede Manizales. Áreas de investigación: análisis en calidad de la energía y en electrónica de potencia

Hernán E. Tacca: (S'92, M'93) Nació en Santa Fé, Argentina, en 1954. Recibió el grado de Ingeniero electrónico por la Universidad de Buenos Aires en Argentina, liego en 1988 hizo una maestría y en 1993 el doctorado, los dos en la Universidad de Ciencias y Tecnologías de Lille, Francia. En 1998 obtuvo el título de doctor en ingeniería por la Universidad de Buenos Aires. Desde 1984 trabaja con la facultad de ingeniería de la Universidad de Buenos Aires, en el Departamento de Electrónica, es profesor asociado y se encarga de investigaciones en electrónica de potencia y calidad de la energía, en el laboratorio de control de accionamientos, tracción y potencia (LABCATYP). Se interesa en investigaciones sobre SMPS, UPS, cargadores de baterías, técnicas de conmutación y micro controladores de bajo costo para el control de convertidores

Estacionariedad e independencia, condiciones para la evaluación probabilística de armónicos

Luis H. Correa S. – Grupo de Investigación en calidad de potencia eléctrica – Universidad de La Salle

Resumen— **Este artículo presenta un análisis de las condiciones necesarias para efectuar evaluaciones probabilísticas de armónicos en usuarios industriales conectados en un sistema eléctrico de distribución. En la primera parte del análisis se presentan los tipos de evaluaciones que se han usado tradicionalmente, conjuntamente con sus ventajas y desventajas. El artículo prosigue con la descripción de las condiciones estrictamente necesarias para poder efectuar evaluaciones probabilísticas y presenta una caracterización a mediciones de armónicos de corriente y tensión efectuadas a un grupo de usuarios en un circuito industrial de distribución. En la parte final se establecen algunas recomendaciones para una apropiada evaluación probabilística, en virtud a que no siempre es posible tener un cumplimiento riguroso de las condiciones necesarias.**

***Palabras claves*—Armónico, distorsión, estacionariedad, factor de correlación, función de densidad de probabilidad, independencia, teorema central del límite.**

I. Introducción

Los armónicos, en el contexto de la ingeniería eléctrica, son corrientes y/o voltajes que tienen una frecuencia múltiplo de la frecuencia fundamental con que normalmente se genera, transmite, transforma y distribuye la energía eléctrica.

Un buen número de trabajos de investigación, entre los que se cuentan [1]-[5], recomiendan usar herramientas computacionales para estudiar, analizar e inferir conclusiones importantes sobre la naturaleza y dinámica del problema de los armónicos en los sistemas eléctricos, pero desafortunadamente, una gran parte de la experiencia que se ha tenido con estos paquetes o aplicaciones ha hecho uso de programas determinísticos, cuyos resultados difieren grandemente de las mediciones efectuadas sobre las instalaciones [1] y sólo permiten tener una primera aproximación al conocimiento riguroso de la problemática. Varias razones explican estas diferencias: Muchos programas usados hacen uso de modelos simplificados de equipos y componentes; se usan espectros determinísticos preestablecidos para las fuentes de corriente y se parte de la suposición de considerar las fuentes de corrientes armónicas con la misma fase [6]-[8] (escenario del peor caso).

L. H. Correa está con la Universidad de La Salle, Cra. 5 No. 59A-44, Bogotá-Colombia (e-mail: lcorrea@unisalle.edu.co).

Es por las razones anteriores que la confiabilidad de los resultados de estos programas es baja y los mismos pueden usarse para tener una primera aproximación a un entendimiento más completo del impacto de las cargas no lineales sobre la red de distribución.

La argumentación anterior justifica una evaluación probabilística de los porcentajes de distorsión total de corrientes y voltajes. Esta evaluación, si se hace con rigor, conduce a tener una visión más realista y precisa de los más probables rangos de variación de los porcentajes de distorsión de corrientes y voltajes sobre una red de distribución.

Además de lo comentado anteriormente, la experiencia ganada y el conocimiento generado hasta la fecha han dado cuenta de la naturaleza aleatoria de los armónicos y ponen de manifiesto la aparición de diversas fuentes de incertidumbre que ocurren en su tratamiento.

II. Evaluación de armónicos

A. *Evaluación determinística*

La evaluación determinística de los armónicos está basada en la determinación de unos porcentajes de distorsión de corrientes por las ramas y de unos porcentajes de distorsión de tensiones en los nodos de un sistema eléctrico, todo esto a partir de la inyección de corrientes armónicas asociadas a las cargas no lineales productoras de armónicos. Existen 2 algoritmos que se han trabajado ampliamente y que han mostrado ser eficientes cuando se cumplen ciertas condiciones.

En el algoritmo de inyección de armónicos [2] y [9]-[10], se comienza formando la matriz de admitancias en 60 Hz y se prosigue formando la matriz Ybus. Después de este punto el algoritmo calcula la matriz de tensiones armónicas (producto de la matriz Ybus por los arreglos correspondientes a las corrientes armónicas de las cargas). Todo lo anterior se hace para cada armónico, desde el de orden 2 hasta el armónico que se desee. Luego de conformada la matriz de tensiones nodales se calcula la matriz de corrientes armónicas.

En el algoritmo iterativo de cálculos de porcentajes de distorsión de corrientes y tensiones armónicas se hace una corrección sobre las tensiones en los nodos, las cuales se mantienen constantes cuando se usa la técnica de inyección de armónicos.

Como ventajas de estas técnicas se tienen las siguientes: fácil y rápida implementación; sirve para tener una primera aproximación sobre las magnitudes de los porcentajes de distorsión; produce resultados confiables si el nivel de tensión

no cae por debajo del 90 % (como generalmente es el caso).

Como desventajas se tienen que las técnicas mencionadas producen unos resultados conservativos, producto de considerar generalmente el peor caso que se puede presentar y asumir todos los armónicos en las diferentes fuentes con la misma fase (lo cual no ocurre en la realidad). Otra desventaja importante es que no considera la naturaleza aleatoria.

B. Evaluación probabilística

La evaluación probabilística de los armónicos puede hacerse de dos formas diferentes: Por procedimientos analíticos y haciendo uso de técnicas tales como la de integración directa usando convolución [11] y la técnica de simulación de Montecarlo [11]-[13], ésta última con el uso de la generación de números aleatorios con determinada función de densidad de probabilidad.

Los procedimientos analíticos consisten en el planteamiento de las ecuaciones matriciales y los coeficientes de interés (desviaciones estándar, varianzas, covarianzas, límites de confianza, etc) con el propósito de ejecutar el denominado flujo armónico estocástico [14] y obtener los valores de salida (promedios) conjuntamente con las varianzas asociadas.
Importantes esfuerzos se han hecho en los últimos años, pero en términos generales se ha llegado a que estos procedimientos analíticos para análisis de armónicos están restringidos a casos muy básicos y sencillos [11], [12].

III. Condiciones necesarias para una evaluación probabilística

Son tres las condiciones necesarias para que las evaluaciones probabilísticas de armónicos arrojen resultados confiables: La estacionariedad, la verificación de independencia en los aportes de los usuarios y el cumplimiento del teorema central del límite. A continuación se explicará cada una de ellas.

A. Estacionariedad

Una serie de tiempo es estacionaria cuando sus principales parámetros (media, varianza y covarianza entre parejas de datos) se mantienen constantes en el tiempo. La estacionariedad, en procesos estocásticos, implica que las distribuciones de probabilidad no cambien en intervalos en las series de tiempo.

La estacionariedad es una propiedad que no puede ser establecida con absoluta certeza en una serie de tiempo, pero si existen métodos que pueden proporcionar una indicación o medida de que tan fuerte es su violación [15]: Identificación de patrones o tendencias; observación de picos e irregularidades (varios modos) en la función de densidad de probabilidad [16]. A manera de ejemplo, la Fig. 1 ilustra la aparición de dos modos en la función de densidad de probabilidad de una serie de tiempo.

B. Independencia de aportes

En estadística se dice que hay independencia entre dos sucesos o eventos (es decir, los posibles resultados de un experimento aleatorio) cuando la ocurrencia de uno de ellos no influye en la probabilidad de ocurrencia del otro; es decir, cuando ambos sucesos no están correlacionados o su correlación es baja. Hablando en términos más rigurosos, si A y B son dos sucesos cualesquiera y tienen las probabilidades de ocurrencia P(A) y P(B) respectivamente; entonces A y B son independientes sí y sólo sí $P(A \cap B) = P(A)*P(B)$.

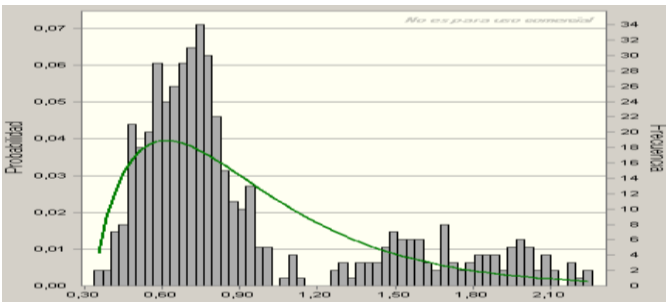


Fig. 1. Función de densidad típica y mejor ajuste encontrado (pésimo) en datos de corrientes armónicas en una planta

En la Tabla I se muestran los coeficientes de correlación en los aportes de las corrientes armónicas de orden 5 y 11 entre cuatro usuarios conectados a un circuito de distribución industrial. Para las corrientes armónicas de orden 11 prácticamente se tiene la certeza de que los aportes son independientes, mientras que para las de orden 5 no se puede afirmar lo mismo, al observar los coeficientes entre varias parejas de empresas.

TABLA I
FACTORES DE CORRELACIÓN PARA LAS CORRIENTES ARMÓNICAS DE DIFERENTES EMPRESAS SOBRE UN CIRCUITO ALIMENTADOR

Quinto	E1	E2	E3	E4
E1	1	0,405	0,187	0,1527
E2		1	0,3	0,4614
E3			1	0,3394
E4				1
Once	E1	E2	E3	E4
E1	1	0,06	-0,174	-0,244
E2		1	0,138	-0,152
E3			1	0,256
E4				1

C. Cumplimiento del teorema central del límite

El teorema central del límite establece que la distribución de la suma de un conjunto de variables aleatorias tiende a ser una distribución normal o gausiana sólo cuando la cantidad de variables aleatorias involucradas es muy grande.

Según [17], para que se cumpla el teorema central del límite es condición suficiente que las variables aleatorias sean independientes, tengan valor esperado y varianza finitas y posean idénticas distribuciones. Si las variables tienen diferentes funciones de densidad de probabilidad su cumplimiento aun es posible bajo ciertas circunstancias.

IV. Caracterización del comportamiento eléctrico de plantas industriales

Un trabajo reciente sobre medición y caracterización de armónicos [18] monitoreó 5 alimentadores y 19 plantas industriales del sistema de distribución de Bogotá-Colombia. En cada una de las empresas se capturó información de parámetros eléctricos y de armónicos en un día típico de producción con un periodo de muestreo de 3 minutos. En la Tabla II se muestra el listado y descripción de las plantas industriales.

TABLA II
CIRCUITOS, CARGAS Y DESCRIPCIÓN DE PLANTAS

Circuito	Empresa	Descripción	[MVA]
1	1	Productos minerales no metálicos 2	2,0
	2	Productos minerales no metálicos 3	5,6
	3	Textiles 2	1,0
2	4	Productos químicos básicos 1	1,6
	5	Productos minerales no metálicos 1	5,0
	6	Productos metálicos 1	3,2
	7	Productos metálicos 2	8,5
3	8	Productos alimenticios 1	2,0
	9	Pulpa y papel 1	4,0
	10	Productos metálicos 3	2,1
	11	Productos y materiales para transporte 1	2,0
	12	Productos plásticos 1	10
	13	Productos alimenticios 2	1,6
4	14	Líquidos, bebidas y alcoholes 1	2,5
	15	Vidrio y productos del vidrio 1	2,0
	16	Productos metálicos 4	2,5
	17	Textiles 1	2,5
5	18	Productos alimenticios 3	6,5
	19	Productos minerales no metálicos 4	1,6

La caracterización de las mediciones efectuadas consistió de lo siguiente: De una determinación, con la información en bruto, de la curva de carga diaria de la planta, conjuntamente con la observación de los comportamientos diarios de los indicadores porcentaje de distorsión total de tensión, THD v, y porcentaje de distorsión total de corriente, THDi; de la determinación de los estadísticos básicos (promedio, mínimo, máximo, desviación standard) a las mediciones de corrientes y tensiones armónicas para los diferentes órdenes; de la observación del coeficiente de correlación, en los aportes de armónicos de corriente, entre los diferentes usuarios de un circuito; de la determinación y ajuste de las funciones de densidad de probabilidad (fdp) de corrientes y tensiones para los diferentes órdenes y de un análisis del comportamiento de entrada/salida de los armónicos de corriente hacia/desde el usuario industrial bajo estudio.

Una visión detallada de la caracterización se puede encontrar en [18] y una mirada en detalle a las distribuciones de los datos de corrientes, tensiones y ángulos de las corrientes armónicas se muestra en las Tablas III a V. En la parte lateral se ilustra acerca del orden del armónico y el tipo de distribución, mientras que en la parte superior se muestran las 19 empresas sobre las que se hizo monitoreo. Se usó la función Chi-Cuadrado para hacer el ajuste de las distribuciones de los datos.

En corrientes se observa una gran variedad de distribuciones, pero el predominio es en las distribuciones de tipo gamma, lognormal y beta. Esto para los armónicos de corriente de orden tercero, quinto y séptimo, que son los dominantes. Curiosamente, no se observa una presencia significativa del tipo de distribución normal, que es a la que gran parte de la literatura técnica se refiere cuando se trata de efectuar evaluaciones probabilísticas.

TABLA III
FUNCIONES DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD ENCONTRADAS PARA LAS MAGNITUDES DE LAS CORRIENTES ARMÓNICAS

		CHI - CUADRADO																	
h	Empresa	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
	Distribución																			
T	Uniforme																			X
E	Lognormal						X				X			X		X		X		
R	Beta		X					X							X		X			
C	Gamma					X			X											
E	Weibull												X							
R	Extremo max	X		X	X							X								
O	Logistica									X									X	
		CHI - CUADRADO																		
h	Empresa	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Q	Lognormal	X																		
U	Beta						X		X	X			X	X	X	X	X	X	X	
I	Gamma		X		X	X					X	X								X
N	Weibull																			
T	Logistica																			
O	T de Student			X				X												
		CHI - CUADRADO																		
h	Empresa	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
	Normal		X																	
S	Triangular																		X	
E	Lognormal	X										X								
P	Beta			X	X					X			X	X				X		
T	Gamma					X	X				X									X
I	Weibull								X						X	X				
M	Logistica																X			
O	T de Student							X												

En tensiones, el comportamiento es relativamente parecido al de las corrientes armónicas, pero en lugar de aparecer con frecuencia la distribución tipo lognormal aparece el tipo de distribución denominado Weibull. Las dos restantes; es decir, la gamma y la beta, también aparecieron con frecuencia.

TABLA IV
FUNCIONES DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD ENCONTRADAS PARA LAS MAGNITUDES DE LAS TENSIONES ARMÓNICAS

		CHI - CUADRADO																	
h	Empresa	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
	Distribución																			
	Normal																		X	
T	Uniforme																			X
E	Lognormal		X																	
R	Beta											X				X	X	X		
C	Gamma			X			X							X	X					
E	Weibull				X					X	X									
R	Extremo max	X																		
O	Logistica					X			X											
	T de Student							X					X							
		CHI - CUADRADO																		
h	Empresa	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Q	Triangular							X					X	X						
U	Beta								X	X	X	X			X	X	X		X	X
I	Gamma	X			X													X		
N	Weibull					X	X													
T	Extremo max			X																
O	T de Student		X																	
		CHI - CUADRADO																		
h	Empresa	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
S	Triangular								X											
E	Lognormal															X				
P	Beta	X		X			X					X		X				X		
T	Gamma							X			X								X	
I	Weibull									X			X		X					
M	Extremo max		X														X			X
O	T de Student				X	X														

En cuanto a ángulos, la Tabla V permite ver que el tipo de distribución con más frecuencia fue la distribución tipo beta.

TABLA V
FUNCIONES DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD ENCONTRADAS PARA LOS ÁNGULOS DE LAS CORRIENTES ARMÓNICAS

	CHI - CUADRADO																		
h	Empresa	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
	Distribución																			
Q	Triangular															X				
U	Uniforme																			
I	Lognormal		X																	
N	Beta	X					X	X					X		X			X		
T	Gamma				X														X	
O	Weibull																			
	CHI - CUADRADO																			
h	Empresa	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
S	Normal							X												
E	Triangular						X													
P	Beta					X								X	X		X			
T	Gamma	X																		
I	Extremo max			X									X							
M	Logistica				X														X	
O	T de Student																			X

Debe advertirse en este punto que el enfoque en el análisis de los datos de las distribuciones fue hacer su estudio por separado, considerando, para el caso de las magnitudes, observar la probabilidad vs. la magnitud de los armónicos y, para el caso de las fases, observar la probabilidad de ocurrencia vs. el ángulo de las corrientes armónicas. Un tratamiento riguroso en la determinación de las distribuciones implicaría la observación simultánea de la probabilidad vs. las magnitudes y ángulos de las corrientes; es decir, la construcción de la función de distribución conjunta

Se efectuó el análisis de los aportes de corrientes armónicas de los usuarios conectados a un mismo circuito con el propósito de mirar la independencia de los datos. En la Tabla VI se presenta el estudio de las corrientes armónicas de orden tercero a séptimo para cuatro empresas, en un circuito determinado.

TABLA VI
COEFICIENTES DE CORRELACIÓN EN MAGNITUDES Y ÁNGULOS DE ARMÓNICOS PARA EMPRESAS DE UN CIRCUITO INDUSTRIAL, INFORMACIÓN EN BRUTO

	h	EMPRESAS					h	EMPRESAS			
	3°	E1	E2	E3	E4		5°	E1	E2	E3	E4
M	E1	1	0.3867	-0.03	-0.239		E1	1	0.405	0.187	0.1527
A	E2		1	-0.011	-0.253		E2		1	0.3	0.4614
G	E3			1	0.049		E3			1	0.3394
N	E4				1		E4				1
I	h	EMPRESAS					h	EMPRESAS			
T	7°	E1	E2	E3	E4		11°	E1	E2	E3	E4
U	E1	1	-0.077	-0.033	-0.454		E1	1	0.06	-0.174	-0.244
D	E2		1	0.029	-0.1388		E2		1	0.138	-0.152
E	E3			1	-0.118		E3			1	0.256
S	E4				1		E4				1
	h	EMPRESAS					h	EMPRESAS			
	3°	E1	E2	E3	E4		5°	E1	E2	E3	E4
	E1	1	0.06	0.346	-0.27		E1	1	0.152	0.036	-0.03
A	E2		1	0.195	-0.07		E2		1	-0.09	0.667
N	E3			1	-0.262		E3			1	-0.065
G	E4				1		E4				1
U	h	EMPRESAS					h	EMPRESAS			
L	7°	E1	E2	E3	E4		11°	E1	E2	E3	E4
O	E1	1	0.009	-0.283	-0.218		E1	1	0.078	-0.0044	-0.048
S	E2		1	0.013	-0.344		E2		1	-0.018	0.0843
	E3			1	0.129		E3			1	0.1088
	E4				1		E4				1

La satisfacción de la condición de independencia exige unas correlaciones nulas entre los diferentes aportantes y en los datos presentados en esta tabla se observan unos coeficientes de correlación relativamente altos entre pares de empresas (entre 0.4 a 0.6), sobretodo en el caso de las corrientes armónicas de orden 5 y 7.

La información mostrada en la Tabla VI y el análisis similar efectuado para los demás circuitos (Ver Tabla II) permiten concluir que no se puede afirmar que se tenga una total independencia en los aportes de los datos.

Con el panorama presentado y con evidencias acerca de que no se puede hablar, en términos generales, de un cumplimiento riguroso de las condiciones necesarias para evaluaciones probabilísticas de armónicos, se presentan, como aspecto propositivo, algunas orientaciones que pueden permitir su aplicación bajo ciertas condiciones y escenarios de operación. El enfoque aquí consiste en la profundización del estudio de las funciones de densidad de probabilidad y, concretamente, en el mejoramiento de sus ajustes. Al fin y al cabo la entrada o entradas a un programa de evaluación probabilística de armónicos consisten en las funciones de densidad de probabilidad de inyecciones de corrientes armónicas de usuarios y en las funciones de densidad de probabilidad de tensiones armónicas que puede presentar la red de distribución. Si estas funciones de densidad de probabilidad son halladas con base en mediciones efectuadas a los usuarios se constituyen en buen punto de partida para hacer inferencia sobre el comportamiento futuro y evitar hacer mediciones repetidas e innecesarias.

Los comportamientos bimodales o multimodales en las magnitudes y/o ángulos de las corrientes armónicas pueden deberse a varias razones previsibles (determinísticas): programación de la producción en ciertos horarios, conexión/desconexión de grandes cargas, producción de fin de semana, conexión/desconexión de grandes bancos correctores del factor de potencia.

La búsqueda de horarios en donde se eviten estas situaciones determinísticas es válida y los ajustes encontrados mejoran, además de que los comportamientos bimodales o multimodales desaparecen, encontrándose entonces situaciones en donde existe mayor "aleatoriedad" y curvas de distribución de probabilidad más "acampanadas".

A manera de ejemplo, en la Tabla VII, se muestra una comparación, con varios indicadores, de los resultados del procesamiento de la información de los armónicos para 6 de las 19 empresas industriales estudiadas, con toda la información y con sólo una parte de la información (correspondiente a períodos de tiempo en donde hay estacionariedad).

El indicador denominado posición hace referencia a la ubicación que encontró la distribución normal en el ajuste de los datos de las corrientes armónicas en las empresas, con las varias distribuciones que se pueden ajustar. Para la empresa 1, con toda la información tratada se encontró, por ejemplo, que la distribución normal de las corrientes armónicas de orden 7 no era la que encontraba el mejor ajuste, ubicándose en la

posición 8 y ahora, después de considerar solamente los datos de los armónicos de corriente en horarios donde se tiene estacionariedad (comportamiento monomodal) la distribución normal está ocupando la posición 1.

TABLA VII
ANÁLISIS COMPARATIVO ENTRE DIVERSOS INDICADORES PARA LAS CORRIENTES ARMÓNICAS ANTES Y DESPUÉS DE SELECCIONAR INFORMACIÓN

EMPRESA	INDICADOR	TERCERO		QUINTO		SEPTIMO	
		ANTES	AHORA	ANTES	AHORA	ANTES	AHORA
1	Posición	3	5	6	4	8	1
	Ajuste	15.88	15.32	260.96	8.26	211.17	9.35
	Media	0.22	0.16	1.05	0.76	0.77	0.55
	Desv. Standard	0.05	0.07	0.45	0.11	0.39	0.13
2	Posición	9	7	10	7	10	7
	Ajuste	434.39	116.6	1176	261.28	455.79	32.53
	Media	0.93	1.09	5.72	4.76	1.9	1.61
	Desv. Standard	0.47	0.49	2.49	1.29	0.84	0.36
3	Posición	4	4	6	4	5	2
	Ajuste	24.51	19.04	129.23	20.64	55.47	27.68
	Media	0.52	0.79	0.99	1.35	0.58	0.54
	Desv. Standard	0.1	0.11	0.56	0.49	0.27	0.32
4	Posición	10	5	11	8	6	6
	Ajuste	1233	36.57	1178	374.28	141.64	77.14
	Media	1.14	0.5	2.77	1.21	0.85	0.62
	Desv. Standard	0.97	0.15	2.15	0.8	0.31	0.18
5	Posición	3	9	8	8	7	9
	Ajuste	137.13	91.88	94.69	69.24	148.25	107.74
	Media	0.6	0.54	13.54	14.69	7.61	6.94
	Desv. Standard	0.31	0.41	7.45	6.65	5.08	5.4
6	Posición	4	1	5	4	3	4
	Ajuste	16.43	11.12	108.78	46.36	28.81	13.23
	Media	0.38	0.44	1.54	1.5	1.12	1.4
	Desv. Standard	0.07	0.09	0.46	0.44	0.28	0.25

Algo parecido se puede decir para los demás indicadores, en el sentido de resaltar que mejoraron. El indicador r^2, en el caso anterior comentado, paso de 211.17 a 9.35; la media pasó de 0.77 a 0.55 y la desviación estandard pasó de 0.39 a 0.13.

Es interesante observar como estos dos últimos indicadores, la media y la desviación standard, se redujeron en la mayoría de los casos, mostrando con esto la posibilidad de contar con datos de partida más realistas en caso de efectuar evaluaciones determinísticas y/o datos también más confiables en caso de tener que preparar las funciones de densidad de probabilidad de las corrientes armónicas de las cargas no lineales para que sirvan como entrada a programas de evaluación probabilística.

El otro procedimiento posible para mejorar el ajuste de las distribuciones de los datos es efectuar un filtraje sobre la información disponible. En la Fig. 2, por ejemplo, se muestra la distribución de datos y el ajuste encontrado para las magnitudes de corrientes armónicas de un orden dado en una empresa industrial.

Se observa que existen pocos datos presentes en la parte derecha de la distribución, los cuales con su presencia están produciendo un mal ajuste (diferencia entre la observación de los datos en su conjunto y la curva continua). La eliminación de estos datos mejora el ajuste, si se observa la Fig. 3.

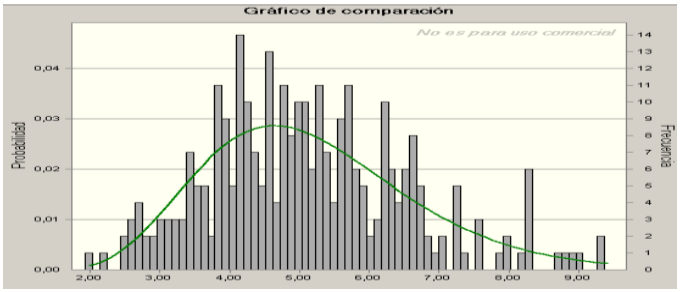


Fig. 2. Función de densidad de probabilidad antes de filtraje

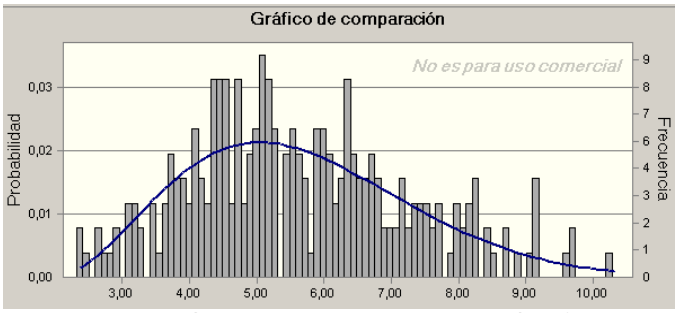


Fig. 3. Función de densidad de probabilidad después de filtraje

Este trabajo estuvo enfocado en la observación y análisis de las condiciones de estacionariedad e independencia de aportes de usuarios sobre un circuito de distribución y no explora con detalle la influencia del número de usuarios presentes en virtud a que los circuitos estudiados presentan un número relativamente bajo de usuarios (entre cuatro y seis, según se observa en la Tabla II).

Como resumen de lo planteado se tiene que, en términos generales, se han encontrado resultados similares reportados en la literatura técnica referente al tema [19]-[23], pero se hacen algunos aportes que pueden servir, bajo ciertos escenarios de operación, para hacer evaluaciones probabilísticas en los circuitos y usuarios industriales de nuestro medio.

V. CONCLUSIONES

La evaluación probabilística de armónicos en un sistema eléctrico debe aplicarse con extremo cuidado, dado que en no todos los casos se satisfacen los requerimientos de estacionariedad, independencia de aportes y número grande de usuarios.

Pueden tenerse e identificarse periodos de tiempo en donde si sea factible la aplicación de esta evaluación con el propósito de obtener resultados confiables para la estimación de su comportamiento.

Es válido un filtraje de información tendiente a eliminar datos que poco aportan y que, por el contrario, pueden empeorar las cosas desde el punto de vista de encontrar mejores ajustes a distribuciones de datos que pueden servir como entrada a un programa o aplicación de evaluación probabilística.

Es importante conocer características de la operación de los equipos e instalaciones de los usuarios a fin de identificar situaciones determinísticas que entorpecen evaluaciones probabilísticas que se quieran efectuar.

VI. Referencias

[1] S.M. Williams, G.T. Brownfield, y J.W. Duffus, "Harmonic Propagation on an Electric Distribution System: field measurements compared with computer simulation", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, no. 2, pp. 547-552, Apr. 1993.

[2] Y. H. Yan, C.S. Chen, C.S. Moo, y C.T. Hsu, "Harmonic Analysis for Industrial Customers", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 2, pp. 462-467, Mar./Apr. 1994.

[3] W, Xu, "Status and future directions of power system harmonic analysis", En IEEE Power Engineering General Meeting, Disponible: Proceedings vol. 2, pp. -184, issue 13-17 jul. 2003.

[4] K.F. Duffey, y R.P. Stratford, "Update of Harmonic Standard IEEE-519: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 6, pp. 1025-1034, Nov./Dec. 1989.

[5] D.A. González, y J.C. McCall, "Design of Filter to Reduce Harmonics Distortion in Industrial Power Systems", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 3, pp. 504-511, May./Jun. 1987

[6] A. Cavallini, M. Cacciari, M., Loggini, y G.C., Montanari, "Evaluation of Harmonic Levels in Electrical Networks by Statistical Indexes", *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 30, no. 4, pp. 1116-1126, Jul./Aug. 1994.

[7] P. Caramia, G. Carpinelli, y A. Russo, "An Integrated Probabilistic Harmonic Index". En IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Disponible: Proceedings, vol. 2, pp. 1084-1089, issue 2002.

[8] M. Ghezelayah, y V. Gosbell, "Harmonic modeling of distortion loads on distribution feeders and in a large power system". En Proceedings of the 5th International Conference in Power Systems, Control, Operation and Management, APSCOM 2000, Hong Kong, Oct. 2000. pp. 96-100.

[9] G. T. Heydt, *Electric Power Quality*, West LaFayette, Indiana, Stars in a Circle Publications, 1991

[10] L. H. Correa, "Programa en Matlab para análisis y simulación de armónicos", En II Simposio Internacional sobre Calidad de la Energía Eléctrica, SICEL 2003, Disponible: Memorias, Oct. 30-Nov. 1, 2003, pp. 33-37

[11] Y. Baghzous, "An overwiew on probabilistic aspects of harmonics in power systems". En IEEE Power Engineering Society General Meeting , 2005, pp. 2394-2396.

[12] Y. Baghzous, y O. Tan, "Probabilistic Modeling of Power System Harmonics", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 1, pp. 173-180, 1987.

[13] A. Cavallini, G. Montanari y M. Cacciari, "Stochastic evaluation of harmonics at network buses". *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 3, pp. 1606-1613, 1995

[14] C. Chen, H. Chuang, y H. Shiau, "Stochastic harmonic analysis of mass rapid transit power systems with uncontrolled rectifiers", En IEEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, 2003, pp. 224-232.

[15] R. M. Gutiérrez, L.A. Sandoval, y A.I. Caneva, "El problema de la separación de información y la construcción de modelos a partir de series de tiempo utilizando inteligencia artificial", *Revista Colombiana de Física*, vol. 38, no. 4, 2006.

[16] A.E. Emanuel, J.A. Orr, D. Cygansky, y E.M. Gulachenski, "A survey of Harmonic voltages and currents at the customer's bus", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, no. 1, pp. 411-421, 1993.

[17] Ch. Grinstead y J.L. Snell, *Introduction to probability*, AMS Bookstore, second edition, 1997.

[18] L. H. Correa,. Flujo probabilístico de armónicos para evaluación del THD v y THD i en circuitos industriales de media tensión, En Tesis de Maestría, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Universidad de Los Andes, Documento de informe final, 2007.

[19] O. BaSudan, y Y. G. Hegazy, "Probabilistic Modeling of Distribution System Loads for Harmonic Studies", En Power Engineering Society Summer Meeting, 2001, IEEE. Disponible: Proceedings, vol. 3, issue, 2001, pp. 1778-1781.

[20] A.E. Emanuel, J.A. Orr, D. Cygansky, y E.M. Gulachenski, "A survey of Harmonic voltages and currents at distribution substations", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 6, no. 4, pp. 1883-1890, 1991.

[21] A. Cavallini, G.C. Montanari, y M. Cacciari, "Stochastic evaluation of harmonics at network buses", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 3, pp. 1606-1613, 1995

[22] A. Cavallini, y G.C. Montanari, "A deterministic/stochastic framework for power system harmonic modeling", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 12, no. 1, pp. 407-415, 1997

[23] G. Carpinelli, P. Caramia, A. Russo, y P. Verde, "Some Considerations on Single Site and System Probabilistic Harmonic Indices for Distribution Networks". En Power Engineering Society Meeting, 2003, IEEE. Disponible: Proceedings, vol. 2, issue 13-17 jul. 2003, pp. -1165.

VII. Biografía

Luis Hernando Correa nació en Bogotá, Colombia. Recibió el grado de Ingeniero Electricista de la Universidad Nacional de Colombia (sede Bogotá) en 1988 y el grado de Magíster en Ingeniería de la Universidad de Los Andes en 2008. El trabaja con el programa de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de La Salle, Bogotá, Colombia. Sus principales áreas de interés son calidad de potencia, sistemas de control y análisis y planeamiento de sistemas de distribución.

Metodología de Modelado Lineal de Circuitos de Corrección de Factor de Potencia Activos

K. E. Hay, Pontificia Universidad Javeriana, y A. Fajardo, Pontificia Universidad Javeriana

***Abstract*—En este articulo se presenta una metodología de modelamiento novedosa para obtener modelos lineales de circuitos de corrección de factor de potencia (PFC) activos, para orientar el diseño de los controladores tipo PID con una estructura de control en cascada. A partir de la técnica de promedio móvil y análisis cuasi-estático. En primer lugar presentan las técnicas usadas, y posteriormente se presenta en detalle la técnica de modelamiento. Por último, se muestran los resultados teóricos y experimentales, al aplicar esta metodología de modelado a dos topologías de PFC, una en medio puente y una "boost" modificada.**

***Index Terms*-- Cascade control, Reactive Power, Power conversion, Power quality, Transfer functions**

I. Introducción

El Factor de Potencia (PF) es un indicador de la eficiencia en el proceso de utilización de la potencia eléctrica, incluso para cargas no lineales. Una de las etapas de conversión de energía más usadas por las cargas conectadas a la línea de distribución son los conversores de corriente alterna a corriente directa (CA/CD), generalmente llamados rectificadores. Cuando el conversor CA/CD se caracteriza por tener un PF cercano a la unidad se denomina como: un circuito de corrección de factor de potencia (PFC). En [1] y [2], se puede consultar un buen compendio de configuraciones de PFCs. Es importante resaltar que el efecto de una única carga de baja potencia, con un PF bajo, conectada a red de distribución puede ser despreciable, mientras que el efecto acumulativo de la conexión de varias cargas, con las características enunciadas, en la mayoría de los casos, afecta significativamente el comportamiento de la red de distribución [1].

Los PFCs pueden ser activos o pasivos, sin embargo, la tendencia actual en el diseño de este tipo de dispositivos es utilizar PFC activos los cuales logran un factor de potencia cercano a la unidad [9]. Para obtener un PF cercano a la unidad, se debe producir una corriente de alimentación con la misma forma y fase que la onda de voltaje. Al hacer esto, se evitan problemas en la línea como: calentamientos, caídas de voltaje y pérdidas [12].

La Fig. 1 muestra un esquema general de un PFC. Por lo general, una inductancia es el elemento por el que circula la corriente de entrada y el voltaje CD obtenido está sobre una batería, un condensador o un conjunto de estos. Enmarcados en el problema de control expuesto, se identifican dos mallas de control: la primera encargada de controlar la corriente *i*, la cual debe disponer de un ancho de banda suficiente para que *i* pueda repetir la forma de onda del voltaje de entrada V_i. La segunda malla se encarga de regular las tensiones CD de salida, de forma que esta no dependa de la carga del rectificador, a diferencia de los PFC pasivos. Actualmente, la implementación de PFC activos se hace con convertidores conmutados, para obtener equipos eficientes y de menor tamaño.

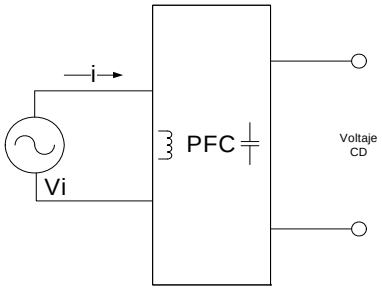


Fig. 1. Esquema general de un PFC

El diseño de un PFC activo, involucra el diseño de un sistema complejo de control. En [4]-[9] se encontraran diversos esquemas de control basados en diferentes técnicas de modelado. Para orientar el diseño de los controles, existen diferentes aproximaciones al modelado de este tipo de sistemas. En el caso de técnicas de control robusto y control convencional (PIDs), una práctica común en modelado de PFCs es la disminución de la complejidad de la planta a través de suposiciones, que pueden ignorar aspectos como: el acople de dinámicas, la variación de parámetros a lo largo del ciclo de vida de la planta, la no linealidad o los efectos parásitos en altas frecuencias para obtener modelos lineales [12].

Esta ponencia provee una metodología novedosa para obtener circuitos lineales a partir de los cuales se puede orientar el diseño del control de PFCs orientadas a técnicas de control convencional o técnicas de control robusto. Primero se presentan las herramientas teóricas necesarias para entender la metodología de modelado, en la siguiente sección se presenta la metodología de modelado. Finalmente se presentan dos casos de estudio en los cuales se utilizó la metodología de modelado propuesta [10] y [11].

II. Preliminares

La metodología propuesta, utiliza las técnicas del promedio móvil, excitación de señales y la aproximación del análisis cuasi-estático. De manera ilustrativa se analizará el circuito de la Fig. 2 a la luz de estas técnicas. En este circuito, los interruptores S1 y S2 no pueden estar cerrados ni abiertos simultáneamente. Esto significa que los conmutadores S1 y S2

son complementarios (cuando S1 se cierra S2 se abre y viceversa).

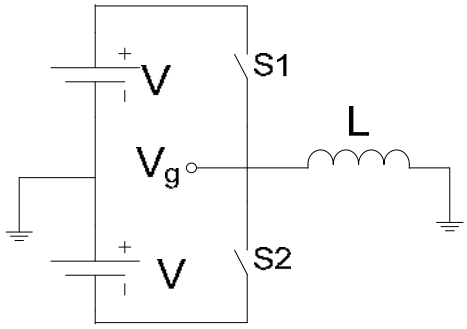


Fig. 2. Medio puente con carga inductiva.

A. Promedio móvil

Los convertidores por conmutación tienen comportamientos discontinuos, esto se hace evidente al analizar el circuito de la Fig. 2, Si S1 está cerrado el voltaje *Vg* es *V*, por otra parte, si S2 se cierra el voltaje Vg es -V. La Fig. 3 muestra un diagrama de tiempos del voltaje *Vg* (línea roja sólida), donde el cambio repentino de voltaje es producto de la conmutación de S1 y S2. Este voltaje, produce una corriente triangular (línea azul sólida).

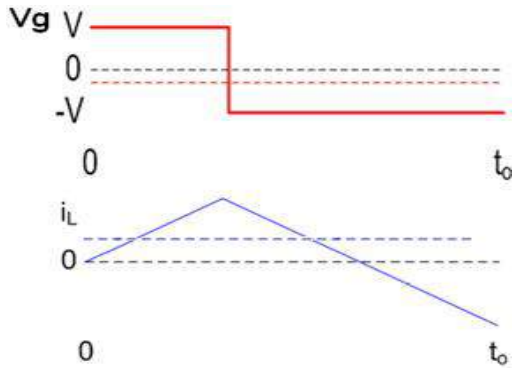


Fig. 3 Voltaje *Vg* y Corriente resultante i_L sobre la inductancia L.

Si no es de interés conocer las características de alta frecuencia de las señales, por ejemplo: es de interés saber que tan rápido aumenta la corriente en la bobina, sin importar el rizado de alta frecuencia. Para efectos prácticos, serán las componentes de baja frecuencia de la señal las que darán la información deseada como lo muestra la Fig. 4.

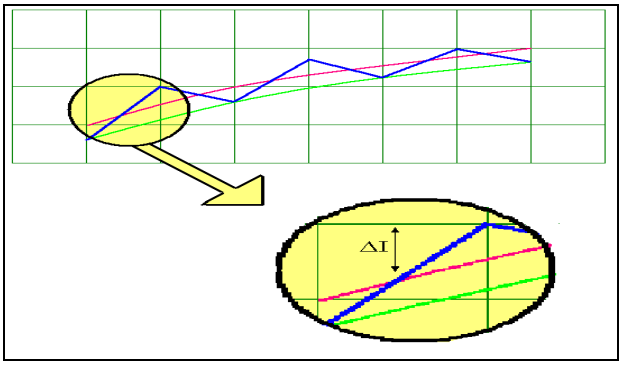


Fig. 4. Forma de onda del rizado de corriente en la bobina

Matemáticamente estas señales se pueden descomponer en series de Fourier al realizar particiones de duración t_o. Si de estas series solo se toma el primer termino de la sumatoria (valor promedio), se eliminan los comportamientos de alta frecuencia que no es de interés. Esto es justamente lo que representan las señales punteadas de color en la Fig. 3. Cabe recalcar que las señales promedio resultantes no son discontinuas en tiempo. Por lo tanto, al tomar esta información se elimina el comportamiento discontinuo. Esto es justamente lo que hace el operador de promedio móvil, que se define por la ecuación (1).

$$\langle x \rangle = \frac{1}{t_0} \int_{t-t_0}^{t} x(\tau) d\tau \qquad (1)$$

El promedio móvil de una señal es el promedio de la señal durante un intervalo de tiempo t_0. Al aplicar el promedio móvil se elimina el comportamiento discontinuo del circuito, pero el modelo equivalente es válido solo para frecuencias menores a $1/(2t_0)$ [9].

Una señal promedio que se utiliza con frecuencia es el ciclo útil. Esta representa cuanto tiempo está encendido un interruptor sobre el periodo de conmutación. Por lo tanto, el ciclo útil varía entre 0 y 1. Cuando dos interruptores son complementarios como en el circuito ejemplo, uno de los dos tiene un ciclo útil d y el otro uno (1-d). Para el análisis desarrollado en las siguientes secciones, a S1 se le asigna un ciclo útil de d, por lo tanto S2 tiene un siclo útil de (1-d).

B. Análisis cuas-estático

En los rectificadores el voltaje de entrada tiene una amplia variación en el tiempo. Si se toma una muestra de la onda en el tiempo t y otra en el tiempo $t+t_0$ esta no será la misma, con excepción claro de tiempos múltiplos del periodo de la onda. Un ejemplo de esto se muestra en la Fig. 4, donde la señal roja representa el promedio móvil de la señal azul. Por lo tanto, durante un periodo de conmutación la onda de voltaje no tendrá el mismo valor. Sin embargo, a medida que t_o se hace pequeño comparado con el periodo fundamental de la señal a la cual se le aplica el promedio móvil, se puede considerar que el cambio tiende a 0 como lo indica la ecuación (2).

$$\lim_{T \to 0} \left(v(t+t_0) - v(t) \right) = 0 \qquad (2)$$

Si la frecuencia de conmutación es lo suficientemente alta, la variación de la señal en un periodo de conmutación será mínima y se aproxima a cero (su derivada se aproxima a cero). El análisis cuasi-estático consiste en considerar que en un periodo de conmutación el cicuito permanece en equilibrio estático.

C. Método de excitación de señal.

Al aplicar promedio móvil se eliminan las discontinuidades del circuito, pero por lo general el resultado sigue siendo no lineal. Para obtener un modelo lineal del mismo, es necesario utiliza algún método de linealizacion. La excitación de señal

consiste en descomponer las señales en dos componentes (3), un valor de polarización (X) y una variación pequeña de naturaleza CA ($\hat{x}$).

$$x = X + \hat{x} \tag{3}$$

Esto es lo mismo que realizar una aproximación de la señal con los dos primeros términos de la expansión por series de Taylor de la señal. Si de forma adicional se considera que el circuito esta en equilibrio estático es posible aceptar la idea que la interacción en cada ciclo de conmutación solo depende de la señales CA.

D. Ejemplo de modelado basado en Promedio Móvil, Análisis cuasiestacionario y excitación de variables.

Si se desea obtener un modelo lineal del circuito de la Fig. 1, primero se le aplica promedio móvil a las señales, obteniendo un circuito continuo, pero no lineal, como se observa en la ecuación (4). Por lo tanto se procede a linealizarla utilizando el método de excitación de señales resultando en (5). Finalmente, para obtener un modelo lineal se parte del hecho que las derivadas en el punto de operación son cero, lo que deja los productos de las variaciones CA por los puntos de operación, mas los productos de variaciones CA con variaciones CA, sin embargo estos últimos se desprecian pues son muy pequeños (6).

$$L\frac{\mathrm{d}v_L}{\mathrm{d}t} = dV - (1-d)V \tag{4}$$

$$L\frac{\mathrm{d}(V_L + \hat{v}_L)}{\mathrm{d}t} = (D+\hat{d})(V+\hat{v}) - (1-(D+\hat{d}))(V+\hat{v}) \tag{5}$$

$$L\frac{\mathrm{d}(\hat{v}_L)}{\mathrm{d}t} = (D\hat{v}) + (\hat{d}V) + (D\hat{v}) + (\hat{d}V) = 2(D\hat{v} + \hat{d}V) \tag{6}$$

La ecuación (6) puede ser representada de manera circuital como lo muestra la Fig. 5. Este circuito puede utilizarse para orientar el diseño del controlador.

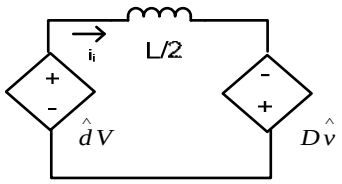


Fig. 5. Modelo de pequeña señal del circuito de la Fig. 1

III. Técnica de Modelado

Para modelar las dinámicas del convertidor (PFC) se parte de las ecuaciones dinámicas que rigen su comportamiento, obteniendo las ecuaciones de las variables de estado (7) y (8). Estas pueden ser representadas en su forma canónica matricial como en (9). Debido a la conmutación de los elementos activos las ecuaciones resultantes son de naturaleza discontinua.

$$C\frac{\mathrm{d}V_c}{\mathrm{d}t} = i_c \tag{7}$$

$$L\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = V_L \tag{8}$$

$$[K]\left[\dot{x}\right] = [A][x] + [B][u] \tag{9}$$

Para eliminar la discontinuidad se utiliza la técnica de promedio móvil, utilizando como tiempo de promediación (t_0) un periodo de conmutación Ts (10). Cabe anotar que las ecuaciones continuas resultantes son válidas exclusivamente para frecuencias menores a 1/(2Ts) [9]. Sin embargo, dado que la frecuencia de conmutación es varias veces mayor a las dinámicas de interés para el modelado, esta restricción no es un problema relevante. Aplicando (10) a el sistema descrito por (9) se obtiene (11).

$$\langle x \rangle = \frac{1}{T_s}\int_{t-T_s}^{t} x(t)dt \tag{10}$$

$$[K]\left[\langle \dot{x} \rangle\right] = [A]\left[\langle x \rangle\right] + [B]\left[\langle u \rangle\right] \tag{11}$$

En general el sistema descrito por (11) no es lineal, por lo tanto es necesario linealizarlo. Para hacerlo, se utiliza el método de excitación de señales obteniéndo el sistema descrito por (12). Realizando la aproximación del análisis cuasi-estático, el sistema que describe el comportamiento lineal del circuito es (13). Estas dos ecuaciones pueden ser representadas por circuitos lineales los cuales pueden ser utilizados para orientar el diseño del control.

$$\left[K+\hat{k}\right]\left[\left\langle \dot{X}+\hat{x} \right\rangle\right] = \left[A+\hat{a}\right]\left[\left\langle X+\hat{x} \right\rangle\right] + \left[B+\hat{b}\right]\left[\left\langle U+\hat{u} \right\rangle\right] \tag{12}$$

$$[K]\left[\left\langle \dot{\hat{x}} \right\rangle\right] = [A]\left[\left\langle \hat{x} \right\rangle\right] + \left[\hat{a}\right]\left[\langle X \rangle\right] + [B]\left[\left\langle \hat{u} \right\rangle\right] + \left[\langle U \rangle\right]\left[\hat{b}\right] \tag{13}$$

Aunque el análisis realizado es válido para cualquier convertidor de potencia, en los rectificadores es posible realizar algunas simplificaciones adicionales que reducen el orden del modelo sin disminuir el desempeño del sistema. Debido a fenómenos físicos y perturbaciones impuestas por las cargas los voltajes de alimentación son señales que poseen distorsiones armónicas que pueden tener efectos considerables hasta los cientos de Hertz. Por otra parte, las variaciones de los voltajes a la salida deben ser considerablemente lentas en razón a que es de interés producir un voltaje CD lo cual se asegura con el diseño del control y los valores de L y C. Para garantizar que la corriente tenga la misma forma del voltaje de entrada y simultáneamente tenga la amplitud adecuada para que la potencia requerida por la carga sea entregada por el PFC manteniendo el voltaje a la salida constante, generalmente la referencia de corriente se hace construye como la multiplicación entre un voltaje de control, relacionado con la señal DC de salida, y una muestra de la señal de entrada, como se ilustra en Fig. 6.

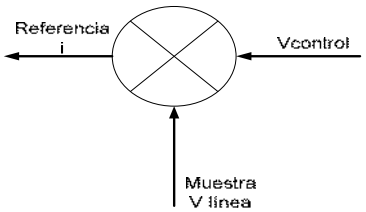


Fig. 6. Generación de la referencia de i a partir del voltaje de control de la malla de voltaje.

Bajo las condiciones expuestas, el esquema de control en cascada es una buena opción para la implementación del control de PFCs activos. Un control en cascada consta de dos o más mallas de control anidadas, en donde la malla más interna es la más rápida. De forma adicional, la malla exterior genera la referencia de la malla interior. Este esquema se ilustra en la Fig. 7 para el caso de dos mallas. Esta implementación simplifica el diseño del control puesto que permite suponer que si la malla interna tiene un ancho de banda suficientemente mayor que el de la externa, para efectos del lazo exterior, el lazo interno siempre tiene a la salida el error en estado estacionario.El problema del control se simplifica en un diseño de dos mallas independientes, como se muestra en la Fig. 7. Bajo este esquema, la malla de corriente se toma como la interior (rápida) y la malla de voltaje como la externa (lenta), donde la malla de voltaje produce la referencia de la malla de corriente, como se muestra en Fig. 9.

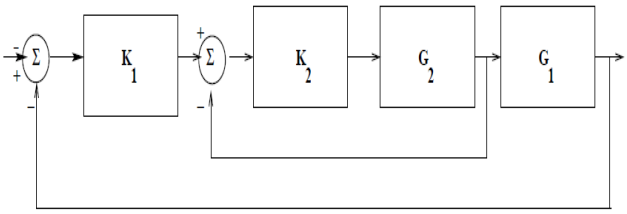


Fig. 7. Diagrama de bloques del esquema en serie del control cascada.

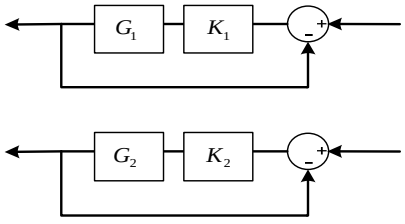


Fig. 8. Simplificación mallas de control en cascada.

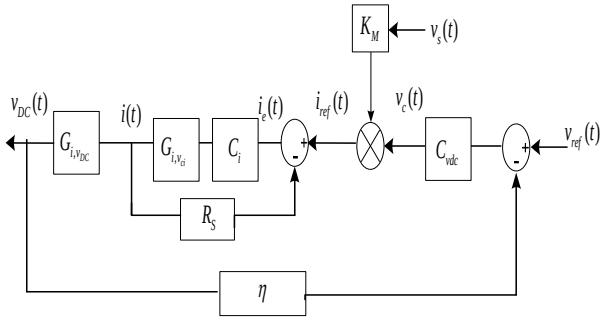
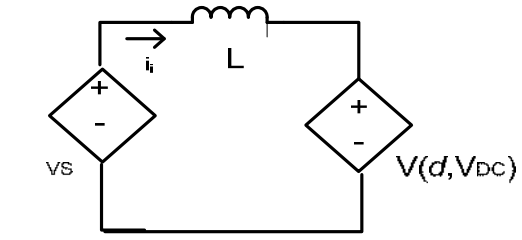
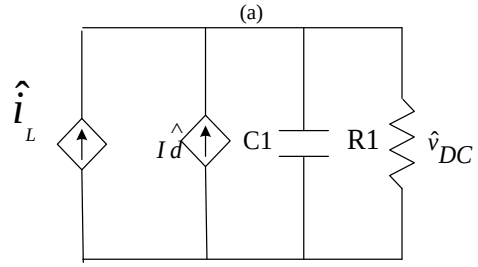


Fig. 9. Control en Cascada típico de un PFC activo.

Por lo tanto, es posible dividir el modelado y el control en dos mallas: una que se encarga de la forma de onda y fase de la corriente, y otra de los voltajes CD. Resolviendo (11), para la malla de corriente de entrada, generalmente se pueden obtener circuitos equivalentes típicos como el de la Fig. 10. Para la malla de voltaje, dado que las dinámicas de interés son lentas comparadas con la mitad de la frecuencia de conmutación que es el límite de valides del modelo lineal obtenido en (13), es posible obtener un modelo más simplificado aplicando de nuevo el operador promedio móvil sobre un tiempo del periodo fundamental de la línea de alimentación (14). Aplicando este operador a (13) se obtiene (15), lo que da lugar a circuitos típicos para el lazo de voltaje como el de la Fig. 10 (b). De forma adicional, se puede modelar la corriente de la inductancia como una fuente de corriente sinusoidal en fase con el voltaje de alimentación. Esto se debe a que la malla interna (corriente) es muy rápida en comparación con la externa (voltaje).



(a)



(b)

Fig. 10. Modelos lineales típicos malla de control PFC . (a) de corriente (b) de voltaje

$$\langle x \rangle_{2\pi} = \frac{1}{T_l} \int_{t-T_l}^{t} x(t)dt \qquad (14)$$

$$[K]\left[\left\langle\left\langle \dot{\hat{x}} \right\rangle\right\rangle_{2\pi}\right] = [A]\left[\left\langle\left\langle \hat{x} \right\rangle\right\rangle_{2\pi}\right] + \left[\hat{a}\right]\left[\left\langle\left\langle X \right\rangle\right\rangle_{2\pi}\right] + [B]\left[\left\langle\left\langle \hat{u} \right\rangle\right\rangle_{2\pi}\right] + \left[\left\langle\left\langle U \right\rangle\right\rangle_{2\pi}\right]\left[\hat{b}\right] \qquad (15)$$

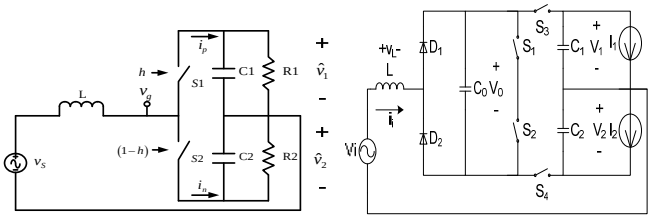
IV. Resultados

La metodología propuesta se aplicó en dos topologías distintas de PFCs: Medio puente [10] y Boost modificada [11]. En este artículo se presentan los principales resultados teóricos y experimentales de dichos proyectos.

A. Resultados Teóricos

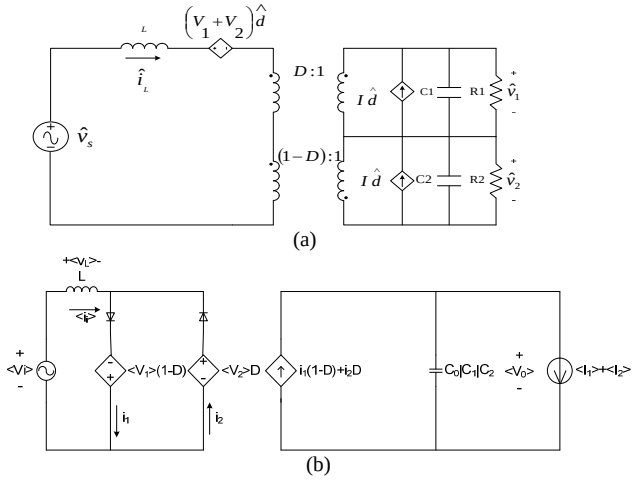
Partiendo de las ecuaciones de estado de los conversores (Fig. 11) descritos en [10] y [11], se les aplica el operador promedio móvil (10) con lo que se obtuvieron los circuitos equivalentes de gran señal ilustrados en la Fig. 12.

Posteriormente, se linealiza el sistema y se encuentra el modelo lineal de las mallas de corriente (Fig. 13). Finalmente, suponiendo un control en casada, y aplicando promedio móvil (14), se encuentran los circuitos de gran señal para la malla de voltaje (Fig. 14) y se linealizan (Fig. 15).



a) b)

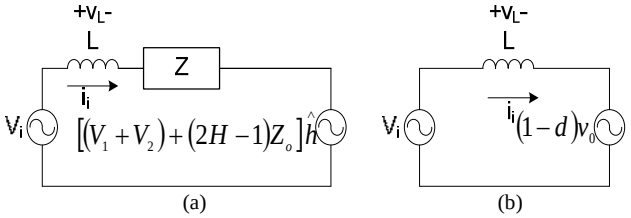
Fig. 11. Topologías a) Medio Puente b) Boost modificada



(a)

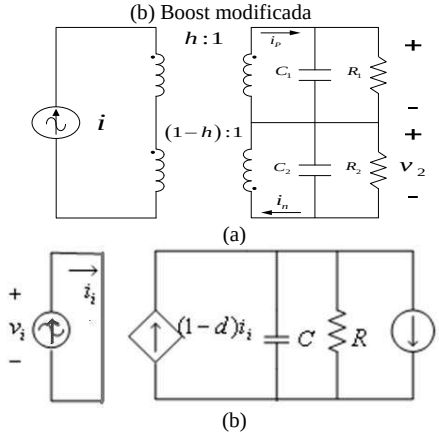
(b)

Fig. 12. Modelos de Gran señal obtenidos con los rectificadores. (a) Medio puente (b) Boost modificada



(a) (b)

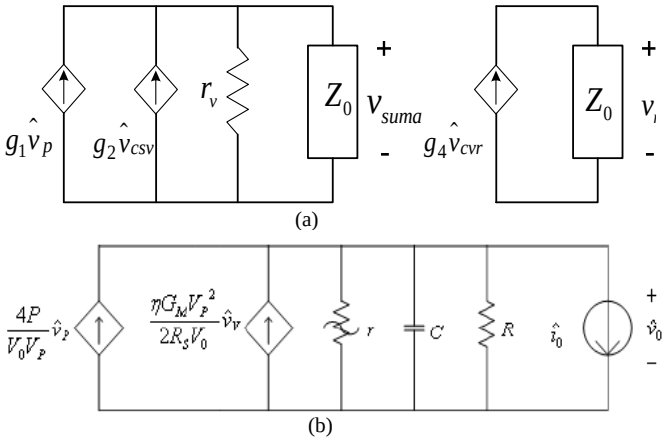
Fig. 13. Modelos lineales de malla de corriente del PFC. (a) Medio puente (b) Boost modificada



(a)

(b)

Fig. 14. Modelos de gran señal malla de voltaje del PFC. (a) Medio puente (b) Boost modificada en semiciclo positivo

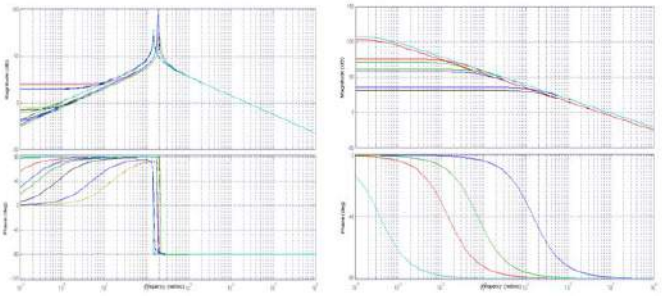


(a)

(b)

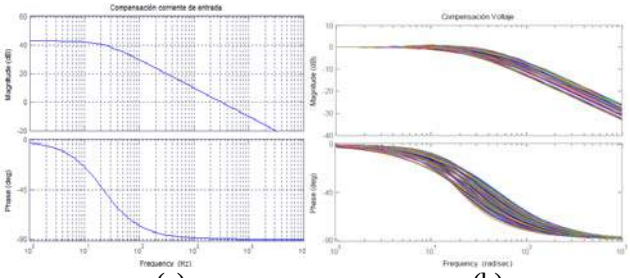
Fig. 15. Modelos de pequeña señal malla de voltaje del PFC. (a) Medio puente (b) Boost modificada

A partir de los modelos lineales, es posible encontrar la familia de funciones de transferencia obtenida con este modelado, donde los parámetros que varían son la carga, el punto de operación y el valor pico de la entrada. Una muestra de las familias de funciones de transferencia típica de las mallas de corriente y voltajes, obtenida con este modelado se muestran en Fig. 16.



(a) (b)

Fig. 16. Familia de funciones de transferencia medio puente (a) malla de *i* (b) malla de *vsuma*.



(a) (b)

Fig. 17. Familia de funciones de transferencia boost modificada. (a)malla de i (b)malla de voltaje

B. Resultados Prácticos

La Fig. 18 muestra algunas medidas tomadas con el analizador de línea Fluke 43B, donde siempre se encontró un PF(medido) unitario. Estas medidas de desempeño junto con la evaluación de los prototipos presentada en [10] y [11] muestran que modelamiento propuesto es adecuado para orientar el diseño de los controladores en una configuración en cascada. En la Fig. 19 se observa la implementación de los PFC en configuración de medio puente y boost modificado.

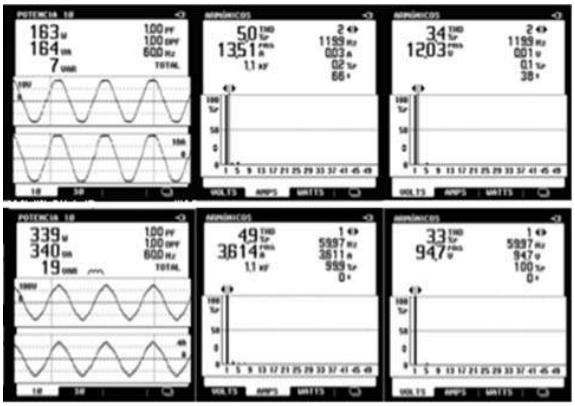


Fig. 18. Medida de los parámetros de desempeño del PFC. Medio puente (superior). Boost modificada(inferior)

(a) (b)

Fig. 19. Fotografías de las implementaciones: medio puente (a), boost modificada (b).

V. Agradecimientos

Los autores agradecen a la Pontificia Universidad Javeriana, al Departamento de Electrónica y al Laboratorio de Electrónica por el apoyo brindado para el desarrollo de este artículo. A los ingenieros Abdel Karim Hay, Gabriel Perilla Fernando, Fernando Ojeda y Manuel Parraga, por su valiosa ayuda en el desarrollo de los proyectos.

VI. Referencias

[1] R. Redl, A. S. Kislovski, Telecom power supplies and power quality, in Proc. of IEEE International Telecommunications Energy Conference, INTELEC'95, pp. 13-21, 1995.

[2] Bhim Singh, et al, A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters, IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 50, No. 5, Oct. 2003.

[3] C. Qian and K. M. Smedly, A topology survey of single-stage power factor correction with a boost type input-current shaper in IEEE Applied Power Electronics Conf. Feb.2000, pp. 460-467.

[4] Zheren Lai y Keyue Ma Smedley, A Family of Continuous-Conduction-Mode Power-Factor-Correction Controllers Based on the General Pulse-Width Modulator,IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, pp. 501-510.

[5] Mohamed O. Eissa et al, Fast Controller for a Unity-Power-Factor PWM Rectifier , IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, pp.1-6.

[6] V. B. Sriram, Sabyasachi SenGupta y Amid Patra, Indirect Current Control of a Single-Phase Voltage-Sourced Boost-Type Bridge Converter Operated in the Rectifier Mode, IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, pp. 1130-1137.

[7] Silva Hiti y Dusan Borojevic´, Robust Nonlinear Control for Boost Converter, IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, pp. 651-658.

[8] Ramesh Srinivasan y Ramesh Oruganti, A Unity Power Factor Converter Using Half-Bridge Boost Topology , IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, pp. 487-500.

[9] R.W.Erickson, D.Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, Second Edition, Kluwer Academic Publishers, 2001.

[10] Fajardo, F. Ojeda, Implementación de un Controlador Digital para un Motor de Inducción Trifásico, Tesis de Maestría, Pontificia Universidad Javeriana, Bogota, 2008.

[11] K. E. Hay, M. F. Párraga, C. Polanco, Rectificador monofásico con corrector de factor de potencia, Trabajo de Grado, Pontificia Universidad Javeriana, Bogotá, 2008.

[12] Fajardo, F. Ojeda, L. Prieto, K. Hay, G. Perilla, Robustness Analysis of a Rectifier in Half Bridge Configuration with Unity Power Factor. En: 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA 2009).

VII. Biografías

Arturo Fajardo Jaimes Ingeniero Electrónico Javeriano, recibió el título de Magíster en Ingeniería Electrónica en abril de 2008 titulo otorgado por la Pontificia Universidad Javeriana. Su trayectoria como investigador empezó con su trabajo de grado de pregrado el cual obtuvo el premio al mejor trabajo de grado de su promoción; posteriormente, como docente investigador, participó en varios proyectos de investigación del grupo de control, electrónica de potencia e innovación tecnológica (CEPIT). Finalmente, por el desarrollo de su trabajo de maestría recibió mención de honor. Actualmente es profesor de planta del Departamento de Electrónica, encargado de las asignaturas de maestría y pregrado en el área de RF y se encuentra vinculado como docente investigador a los grupos de investigación CEPIT y SISCOM (Grupo de investigación en Sistemas Telecomunicaciones) del Departamento de Electrónica de la Pontificia Universidad Javeriana.

Karim Eduardo Hay Alonso Ingeniero Electrónico Javeriano. Su trayectoria como investigador empezó con su trabajo de grado de pregrado el cual obtuvo mención de honor en la ceremonia de grado; actualmente, como asistente de investigación, en el grupo de control, electrónica de potencia e innovación tecnológica (CEPIT) participa en proyectos de investigación.

Modelado y Simulación de un Medidor de Calidad de Suministro Eléctrico Usando el Software LabView

Ing. Dan El Montoya, Ing. José Benavides & Ing. Jhonathan Santacana

***Resumen*—Este trabajo comprende el diseño de un medidor de calidad de suministro eléctrico usando el sotfware LabView. Este medidor esta basado en la normativa venezolana para la fiscalización y control del suministro eléctrico de acuerdo a la Norma de Calidad del Servicio de Distribución de Electricidad (NCSDE), la cual establece los indicadores de medición de calidad del producto técnico y calidad del servicio técnico. Estos indicadores son fundamentados en aquellos fenómenos capaces de afectar las características físicas de una onda de tensión, entre estos fenómenos encontramos las variaciones de tensión y las perturbaciones electromagnéticas. El software diseñado a través del lenguaje LabView es capaz de detectar, evaluar y clasificar estas variaciones y perturbaciones que pueden estar presentes en la red de distribución eléctrica, entre ellas: Sgas, Swells, interrupción y distorsión armónica. Adicionalmente mide otros indicadores de calidad de servicio como lo son: Frecuencia, valores eficaces de tensión y corriente, potencia activa, potencia no activa, potencia aparente y factor de potencia. Todas los indicadores se diseñaron conforme a las normas IEEE 1159 [1] y IEC 61000-4-30.[2]**

I. Introduction

En los últimos años, el interés en la calidad del suministro eléctrico ha ido en aumento, ya que uno de los factores determinantes en la productividad de una industria o empresa es la calidad del servicio eléctrico, ya que ésta depende de equipos eléctricos y electrónicos. Los equipos electrónico son sensibles a las variaciones de tensiones del suministro eléctrico, es por ello que las repetidas apariciones de estos fenómenos pueden eventualmente dañarlos.

Disponer de un dispositivo capaz de medir los parámetros de calidad de servicio es de gran ayuda a la hora de estudiar la calidad de suministro eléctrico, ya que al evaluarla se pueden tomar correctivos para mejorarla, pero la mayoría de estos equipos son costosos, por ello este trabajo propone modelar un dispositivo de medición de parámetros de calidad de servicio eléctrico a través de un software de simulación de procesos el cual puede adquirir datos desde una tarjeta de audio estándar de cualquier computador personal.

II. Disposiciones Generales

A. Normativa Venezolana

En Venezuela, la Norma de Calidad del Servicio de Distribución de Electricidad (NCSDE) estable los niveles de calidad que deben cumplir las empresas distribuidoras de electricidad en el entorno técnico y comercial. En su articulo 2 indica la áreas donde es evaluada la calidad de potencia, las cuales son: la Calidad del Producto Técnico, Calidad del Servicio Técnico y la Calidad del Servicio Comercial.

Esta norma define a la Calidad del Producto Técnico como el grado de cumplimiento de los valores admisibles establecidos por esa Resolución, determinados por mediciones realizadas a los niveles de tensión del fluido eléctrico y la forma de onda de la tensión suministrada por la Distribuidora [3]

Para realizar un control de calidad de los niveles de tensión es necesario tener un indicador. Este indicador es la Frecuencia Equivalente de Desviación de Tensión (FEDT) el cual es definido como las desviaciones del valor de tensión medida con respecto a su valor nominal. Este indicador representa la proporción en que la tensión medida se sitúa fuera de los limites permitidos. Los registros de las mediciones corresponderán al valor promedio de todas las mediciones realizadas en períodos de diez (10) minutos. El FEDT se calcula de la siguiente forma:

$$FEDT = \frac{\sum_{i=1}^{n} CRMFBPT_i}{CTRM} \times 100 \qquad (1)$$

Donde:

$CRMFBPT_i$: Cantidad de registros de medición fuera de la banda permitida de tensión.

CTRM: Cantidad total de registros de medición.

n: Número total de registros de medición fuera de la banda permitida de tensión.

Para el control de la calidad del nivel de tensión se usa un procedimiento de evaluación, el cual es el periodo de permanencia del nivel de tensión fuera de la banda permitida en cada medición. Cuando en algún punto de medición se registren niveles de tensión fuera de la banda permitida superior al tres por ciento de los registros totales en la medición (FEDT>3%).

Otro parámetro de control de calidad es la distorsión armónica. Para la fiscalización de la distorsión armónica, se

medirá la Tasa de Distorsión Total (THD) de Tensión Armónicas presentes en los Puntos de medición. La Tasa de Distorsión Total de Tensiones Armónicas será medida en valor eficaz y no deberá ser mayor del ocho por ciento (8%) durante más de un cinco por ciento (5%) del tiempo total del período de medición. Esta medición se realiza en forma simultanea con la de niveles de tensión.

La Tasa de Distorsión Total de Tensiones Armónicas se calcula como:

$$THD = \sqrt{\sum_{i=2}^{25}\left(\frac{U_i}{U_1}\right)^2} \times 100 \qquad (2)$$

Donde:

U_i : amplitud de la tensión de la armónica de orden i;

U_1 : amplitud de la tensión fundamental.

i : armónica considerada, desde el orden 2 hasta el orden 25.

B. Perturbaciones Electromagnéticas

Las perturbaciones electromagnéticas son fenómenos que alteran las características físicas de la onda de tensión y corriente, afectando el óptimo desempeño de los equipos, dispositivos o sistemas. Estos fenómenos electromagnéticos son producidos por distintas causas como corto circuitos, descargas atmosféricas y distorsiones por armónicos producidos por cargas o arranque de motores.

Entre los principales fenómenos causantes de perturbaciones electromagnéticas encontramos:

Sags: Los Sags o también llamados huecos de tensión son reducciones o disminuciones bruscas de la tensión rms de un sistema, disminución que es preestablecida en un umbral tomando como referencia la tensión nominal de la red eléctrica. Esta disminución de tensión es de corta duración, entre medio ciclo (8,33 ms) a 1 minuto, y con un umbral de referencia entre 0,1 p.u y 0,9 p.u. de la tensión nominal del sistema.

Swell: el término swell es introducido como el opuesto del sag. Un swell se define como el aumento temporal entre 1,1 y 1,8 p.u. de la tensión rms del sistema tomando como referencia la tensión nominal del sistema, con duraciones entre medio ciclo (8,33 ms) a un (1) minuto.

Interrupciones cortas: Una interrupción ocurre cuando la tensión decae a valores menores al 0,1 p.u. de la tensión nominal para un periodo de tiempo que no exceda 1 minuto.

III. DISEÑO DEL SOFTWARE

Para la medición de parámetros de calidad de servicio, la norma IEC 61000-4-30 en su apartado 4.2 establece una cadena de medición para los instrumentos de medición mostrada en la figura 1.

Figura 1. Cadena de medición establecida por IEC 61000-4-30

Este programa no abarca el diseño del transductor ya que el programa se adapta a cualquier transductor, que pueda muestrear la corriente y la tensión y guardar los valores en dos archivos de texto (.txt).

Utilizando el software de simulación de procesos LabView 8.0, se diseño un programa capaz de medir distintos parámetros de calidad de producto técnico del servicio eléctrico y algunos fenómenos causantes de perturbaciones.

A. Naturaleza de la señal a medir

A través de la tarjeta de audio de un computador personal se ingresa la señal de entrada usando un circuito transductor que convierte la señal eléctrica a medir en niveles de señal de audio de PC. Una vez muestreada la señal en el PC se guarda los datos de corriente y tensión en archivos de texto con una precisión de dos decimales. Cada dato es espaciado por tabulaciones con la finalidad de poder leer los datos en LabView.

B. Interfaz principal del Medidor

El Medidor de producto técnico diseñado tiene como inicio e interfaz al usuario una pantalla donde muestra las entradas y las salidas del sistema.

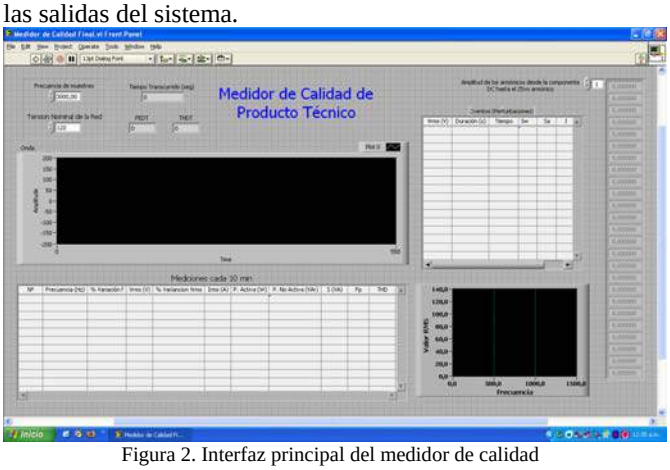


Figura 2. Interfaz principal del medidor de calidad

Esta ventana contiene un cuadro en la parte superior izquierda donde son cargados los datos solicitados al usuario. Estos valores solicitados son la tensión nominal del sistema y la frecuencia de muestreo del transductor usado.

Adicionalmente tiene tres indicadores a la derecha de los valores pedidos al usuario, los cuales son salidas totales del análisis. Uno de estos indicadores es un contador del tiempo de medición, el cual nos indica la duración de la onda medida, tanto al final como en el mismo transcurso de la medición. Existen otros dos indicadores de Calidad de Producto Técnico, los cuales son la frecuencia equivalente de desviación de tensión (FEDT) y el porcentaje de tiempo en el cual la tasa de distorsión armónica (THDT) estuvo por encima del 8%.

C. Unidad de Medición

Las mediciones están formadas por múltiples bloques que realizan la evaluación de la forma de onda. Debido a la forma en la que opera el LabView, los cálculos son hechos en ciclos

iterativos, en donde cada ciclo comienza con la entrada de una muestra de tensión y de corriente; y termina después de que todos los cálculos de esta unidad se realizan.

1) Bloque: Frecuencia

Como su nombre lo indica, este bloque mide la frecuencia del sistema. Este bloque fue diseñado basado en la IEC 61000-4-30, el cual establece que la medición de frecuencia debe realizarse en intervalos de 10 segundos de duración. La frecuencia del sistema es calculada cada 10 segundos como lo establece la norma, y su cálculo se realiza mediante la siguiente formula:

$$f = \frac{\text{número de ciclos enteros}}{\text{tiempo de duración de los ciclos enteros}} \quad (3)$$

Este proceso de cálculo es realizado sobre la onda de tensión ya que la misma es la onda de referencia. Desde la primera muestra del sistema comienzan los intervalos de 10 segundos. En este sentido, este bloque espera el primer cruce por cero de menor a mayor para comenzar a contabilizar el número de ciclos enteros y su duración para luego calcular la frecuencia usando la ecuación (3). Es importante aclarar que la norma indica que se deben atenuar los armónicos y los inter armónicos para evitar los múltiples cruces por cero. Es por ello que se usó un filtro butterworth pasa banda, para minimizar este efecto. Este filtro es de segundo orden y contempla una banda pasante de 10 Hz.

2) Bloque: Tensión y Corriente RMS

Este bloque realiza los cálculos de la tensión rms y de la corriente rms del sistema y fue diseñado basado en la norma IEC 61000-4-30, donde se indica que los valores rms tienen que ser medidos en intervalos de 12 ciclos para sistema de 60 Hz. Estos intervalos tienen que ser continuos y sin solaparse. Para medir los valores rms se usó la siguiente ecuación:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} v_i^{\,2}} \quad (4)$$

Donde:

N: número de muestras

v_i : muestras de valores de la onda

El cálculo del valor rms se realiza cada 12 ciclos comenzando en el primer cruce por cero de la onda de tensión, enviándose el resultado al bloque de salida. Para el cálculo de la tensión rms y de la corriente rms se usan las señales originales sin filtrar, es decir, la onda procesada incluye sus armónicos, inter armónicos, componente fundamental, etc., ya que así lo indica la presente norma. Estos valores no son usados para la detección de perturbaciones electromagnéticas como sags, swells, etc.

3) Bloque de Potencia

El bloque de potencia mide la potencia activa del sistema. Según la definición de la norma IEEE 1459-2000, la potencia activa es el valor promedio de la potencia instantánea observada en un intervalo de tiempo, esto puede ser planteado como:

$$P = \frac{1}{T}\sum_{i=\tau}^{\tau+T} p_i \quad (5)$$

Donde:

T: es el período de la onda

τ : es el momento donde comienza la medición

$p = v \cdot i$ potencia instantánea

4) Bloque Tasa total de distorsión armónica (THD)

Este bloque hace el cálculo de la distorsión armónica de la siguiente forma:

$$THD = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \ldots + H_N^2}}{F} \times 100 \quad (6)$$

Donde:

H_N : es la amplitud del armónico número N-ésimo

F : es la amplitud de la componente fundamental

Además del cálculo de la tasa total de distorsión armónica, se muestra gráficamente y numéricamente las amplitudes de cada uno de los armónicos al usuario en la interfaz del programa. Este valor de THD es calculado cada 12 ciclos ya que se toma como referencia el cálculo de la tensión rms.

5) Bloque de Tensión RMS de medio ciclo.

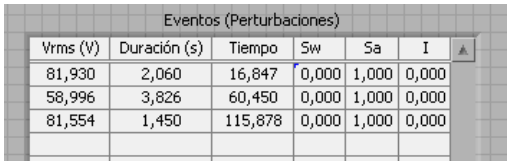
Este bloque esta diseñado para la detección de los eventos de variaciones de tensión como lo son sags, swells e interrupciones cortas. Esta basado en la norma IEC 61000-4-30, en la que se define el termino Urms(1/2). La tensión Urms(1/2) es el valor rms de la tensión medida cada ciclo comenzando en el primer cero y actualizando cada medio ciclo. Para lograr esto, se construyeron dos bloques de medición. El primero llamado de alza que mide la tensión rms por ciclo cuando el cruce por cero es de valores negativos a positivos, y el segundo bloque de tensión rms mide la tensión rms de los ciclos que comiencen en los cruces por cero de valores positivos a negativos.

Estos valores son calculados en por unidad tomando como base la tensión nominal del sistema dada por el usuario. Para la detección de una perturbación, basta con que cualquiera de los valores de la tensión rms medida cruce por alguno de los limites para ser detectado. Esto se realiza comparando el valor medido con los limites de las perturbaciones (entre 1,1 y 1,8 p.u. para el swell, entre 0,1 y 0,9 p.u. para sags y menor a 0,1 p.u. para interrupciones).

Una vez detectado el evento el dispositivo cuenta el tiempo durante el cual los valores de tensión están en los limites. Adicionalmente se analizan las tensiones rms para determinar la magnitud del evento. Si ocurre un sag de dos magnitudes, se reportará el sag de menor magnitud de los dos, como lo establece la norma.

Una vez que los dos valores de tensión de medio ciclo (tanto el de baja como de alza) vuelven a valores nominales, el

tiempo del evento se detiene y se reporta de forma inmediata en la tabla de la ventana principal del programa. Se reporta la magnitud, la duración en segundos, el tiempo de inicio (tiempo en segundos tomando el cero desde que comienza la medición) y el tipo de evento detectado.



Vrms (V)	Duración (s)	Tiempo	Sw	Sa	I
81,930	2,060	16,847	0,000	1,000	0,000
58,996	3,826	60,450	0,000	1,000	0,000
81,554	1,450	115,878	0,000	1,000	0,000

Figura 3. Ejemplo del reporte de perturbaciones

6) Bloque Salida

Pasado 10 minutos de medición, tomando como referencia la onda de tensión, todos los datos calculados en los bloques anteriormente explicados, excluyendo los datos de la detección de perturbaciones, se promedian, es decir, cada 10 minutos los valores de frecuencia, tensión rms, corriente rms y potencia activa se promedian para arrojar un registro. Este rango de medición esta establecido como un registro en la Norma de Calidad del Servicio de Distribución de Electricidad de Venezuela. Adicionalmente se realiza el cálculo de la potencia aparente S(VA) y a partir de esta, se calcula la potencia no activa del sistema (Potencia reactiva + Potencia de distorsión de Bodeneu). La potencia aparente es una estimación de su valor real, ya que se multiplica el promedio de la tensión rms cada 10 minutos por el promedio de la corriente en ese mismo periodo de tiempo.

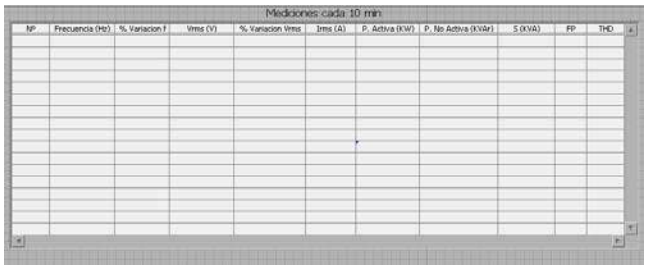


Figura 4. Tabla de reporte de las mediciones cada 10 minutos

IV. Experimentación y analisis de resultados

Para validar el medidor de calidad de producto técnico, se realizó una comparación con un equipo comercial. Para ello se uso un transductor que graba los datos de la onda de tensión y corriente para ser usados en este medidor. Esta experimentación consistió en comparar los valores con las mediciones realizadas por un equipo comercial Draentz PP1. El cual es capaz de medir los distintos parámetros de calidad de producto técnico y también es capaz de detectar perturbaciones electromagnéticas presentes en la red. Para ello se experimentó con un circuito simple donde se pudo producir sags e interrupciones cortas a través de interruptores. El circuito del experimento fue el siguiente:

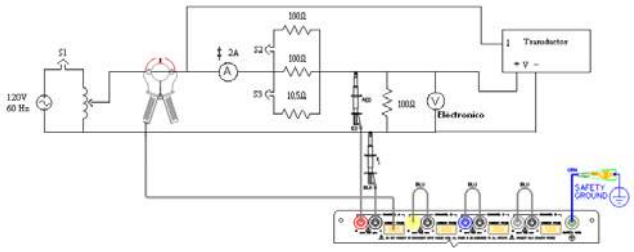


Figura 5. Circuito de Experimentación

El equipo PP1 fue configurado para un sistema monofásico de 120V y una corriente de 1,36A. Adicionalmente se configuraron los límites superior e inferior de tensión para poder detectar las perturbaciones producidas al accionar los interruptores S2 y S3 del circuito mostrado.

Los resultados registrados por el PP1 para esta experimentación fueron los siguientes:

TABLA 1. RESULTADOS DE LA PRUEBA RGISTRADOS POR EL PP1

F (Hz)	Vrms (V)	Irms (A)
60,00	118,20	1,35
59,99	118,00	1,35
60,00	117,80	1,35
60,01	117,80	1,35

Comparando estas mediciones del equipo comercial con los resultados del medidor diseñado obtenemos:

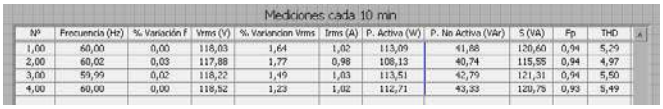


Figura 6. Resultados del Medidor Diseñado.

Comparando los resultados entre los dos equipos se puede observar que hay errores en la corriente debido a la mala configuración de la pinza amperimétrica, sin embargo los resultados de frecuencia y de tensión tienen errores menores al 1% lo que confirma una buena medición de estos parámetros.

En el transcurso de la medición se generaron una serie de sags e interrupciones que fueron registrados por los dos equipos:

TABLA 2. PERTURBACIONES REGISTRADAS POR EL PP1

Tiempo	Magnitud (V)	Duración (s)
17:26:38,67	82,85	2,050
17:27:22,27	59,75	3,816
17:28:17,71	82,32	1,450
17:31:25,25	82,62	3,880
17:32:03,03	59,75	1,866
17:41:08,48	81,94	5,730
17:43:24,04	109,05	0,050
17:44:31,46	82,78	0,800
17:47:03,94	59,75	1,750
17:52:39,66	82,93	3,962
17:53:15,90	59,83	3,366
18:07:14,77	0,45	5,978
18:07:39,84	0,38	11,380

Luego de realizar esta medición se procedió a analizar estas formas de onda a través del medidor de calidad de producto técnico obteniéndose los siguientes resultados:

Eventos (Perturbaciones)

Vrms (V)	Duración (s)	Tiempo	Sw	Sa	I
81,930	2,060	16,847	0,000	1,000	0,000
58,996	3,826	60,450	0,000	1,000	0,000
81,554	1,450	115,878	0,000	1,000	0,000
81,921	3,898	303,432	0,000	1,000	0,000
59,133	1,883	341,205	0,000	1,000	0,000
81,177	5,742	886,642	0,000	1,000	0,000
106,619	0,017	1022,165	0,000	1,000	0,000
82,022	0,817	1089,612	0,000	1,000	0,000
58,930	1,767	1242,090	0,000	1,000	0,000
82,662	3,981	1577,794	0,000	1,000	0,000
59,043	3,376	1614,032	0,000	1,000	0,000
1,328	6,014	2452,876	0,000	0,000	1,000
1,778	11,427	2477,941	0,000	0,000	1,000

Figura 7. Perturbaciones registradas por el medidor diseñado

Comparando evento por evento la duración y magnitud de los sags registrados en los dos equipos, se observa que las mediciones presentan errores por debajo del 2% en la magnitud de los sags. En la duración no se observan errores de más de ciclo y medio de diferencia (24ms). Esto errores son aceptados por la norma internacional IEC 61000-4-30 por el método de medición Urms(1/2). Hay que aclarar que el sag número 6 fue un sag fortuito que se registró mientras se realizaba la medición. Este sag es del tipo instantáneo cuya generación es imposible de realizar a través del montaje experimental dado que la respuesta de los interruptores no es lo suficientemente rápida para generador sags de tan corta duración. Se debe comentar que el PP1 estaba ajustado para una tensión de 108V y registró este evento con una tensión de 109,05V por lo que este instrumento no lo debió haber registrado, pero el medidor de calidad desarrollado en LabView registró el evento con una magnitud de 106,619V lo cual entra dentro de los limites para ser considerado un sag.

Los últimos dos valores registrados por los dos equipos fueron interrupciones que al ser comparadas en magnitud, presentan errores de hasta un 4%. Esto se debe a que las tensiones de las interrupciones son muy bajas, por debajo del 10% de la tensión nominal y en el transductor estas tensiones son comparables con el ruido, sin embargo, las magnitudes quedaron dentro del umbral de interrupción y fueron catalogadas como tales.

V. Conclusiones

El Medidor de Calidad de Producto Técnico basado en el software LabView es capaz de detectar, medir y catalogar variaciones de tensión y perturbaciones electromagnéticas conforme a los parámetros de la Norma de Calidad del Servicio de Distribución de Electricidad de Venezuela, presentando resultados satisfactorios en la detección de sags, swell e interrupciones cortas.

Adicionalmente el medidor presenta resultados fieles en distorsión armónica, tensión rms, corriente rms, frecuencia, potencia activa, potencia reactiva y potencia reactiva con errores despreciables. Además, estima los indicadores FEDT y THDT presentes en la norma nacional venezolana de calidad de suministro eléctrico.

VI. Referencias Bibliográfica

[1] Norma IEEE Std. 1159-1995. IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality

[2] Norma IEC International Standart 61000-4-30. 2003. Electromagnetic Compatibility (EMC) Part: 4-30 Testing and measurement techniques – Power quality measurement methods

[3] Normas de Calidad del Servicio de Distribución de Electricidad, Gaceta Oficial N° 5.730 Extraordinario del 23 de septiembre de 2004.

Diseño de un prototipo para la monitorización de armónicos, interarmónicos y distorsión armónica total de tensión, considerando las normas IEC 61000-4-7 e IEEE 519

C. C. Oliveros*, O. J. Quiñones*, A. A. Alférez*, C. A. Duarte** y G. Ordóñez***- *Senior Member IEEE.*

Resumen **-- En este artículo se presenta el diseño e implementación en lenguaje C de los algoritmos que tiene como propósito la estimación de las componentes armónicas e interarmónicas según lo establecido en el estándar IEC 61000-4-7, de tal manera que éstos sean implementados en un equipo de monitorización de la calidad de la energía eléctrica que cumpla con los requerimientos de la clase de exactitud A, establecida en la norma IEC 6100, 0-4-30.**

Palabras claves **- Armónicos, Frecuencia, Interarmónicos, Ventana Hanning.**

Abstract **-- The design and implementation of the algorithms is shown in this article. Its purpose consists in the stimations of the harmonic and interharmonic components, according to IEC 61000-4-7 standards, in order to apply them to monitoring equipment, with the same electric energy quality that fulfill the class of accuracy A requirements, already stablished by the IEC 61000-4-30 regulations.**

Keywords **– Frequency, Harmonics, Interharmonics, window Hanning.**

I. INTRODUCCIÓN

EN Colombia desde el año 1998 con la resolución CREG 070 de 1998 [3] se han presentando resoluciones han tenido como objetivo establecer índices que permitan valorar la calidad de la energía eléctrica. Sin embargo, sólo hasta el año 2005 con la resolución CREG 024 [4] y su posterior modificación del año 2007 [5] no se establecieron los indicadores de calidad de la energía eléctrica que los operadores de red deben medir en los alimentadores de sus circuitos de distribución. En los últimos dos años los operadores de red han realizado inversiones en la adquisición de equipos de monitorización. Sin embargo, en la actualidad el país no dispone de patrones que permitan calibrar todos los parámetros establecidos en las resoluciones de la CREG en estos equipos de monitorización.

* Omar Javier Quiñones Remolina estudiante de Ingeniería Electrónica, Cristian Camilo Oliveros Hincapié y Andrés Alfonso Alférez Baquero estudiantes de Ingeniería Eléctrica de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia. (e-mail: O_Q20@hotmail.com, kmilooliveros@hotmail.com, sankai@gmail.com)

** César A. Duarte Gualdrón es Profesor Asistente de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia (e-mail: cedagua@uis.edu.co)

*** Gabriel Ordóñez Plata es Profesor Titular de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia (e-mail: gaby@uis.edu.co).

En este artículo se presenta un análisis de los aspectos a tener en cuenta en la implementación de los algoritmos requeridos para la medición de las componentes armónicas e interarmónicas teniendo en cuenta las directrices de la norma IEC 61000-4-7 [1] así como la distorsión armónica total de tensión según lo establecido por la norma IEEE 519 [6].

Adicionalmente se presentan simulaciones realizadas de algunas de las pruebas establecidas por la norma IEC 61000-4-30 [2] para verificar si los parámetros estimados cumplen con las exigencias de la clase de exactitud A.

II. MEDICIÓN DE COMPONETES ARMÓNICAS, E INTERARMÓNICAS Y DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL DE LA TENSIÓN (THD_V)

En la norma IEC 61000-4-7 [1], se establecen las directrices para la selección de algunos de los parámetros requeridos para la estimación de componentes armónicas. Por ejemplo se establece que la ventana temporal debe tener una longitud de doce ciclos, sin embargo el número de muestras por ciclo se deja a libertad del diseñador.

El número de muestras debe determinarse teniendo en cuenta que el algoritmo con el cual se realiza la estimación de las componentes armónicas es la transformada rápida de Fourier (FFT), razón por la cual el número de muestras debe ser un número entero que sea potencia de dos.

En este trabajo se decidió tomar un número de muestras en la ventana temporal completa, es decir, se tomaron 2048 muestras en los 12 ciclos. Este valor se escogió, ya que si se toman 128 muestras por ciclo, el número total muestras en la ventana temporal de 12 ciclos, sería de 1536 y este número no es potencia de dos, por lo tanto al utilizar el algoritmo de la FFT se perdería rapidez en el procesamiento de las señales.

Otro aspecto importante es la selección de la frecuencia de muestreo. Para el caso de 12 ciclos y considerando un total de 2048 muestras, ésta se define como:

$$F_s = \frac{2048}{12 * 1/f_1} \qquad (1)$$

Siendo:

F_s: La frecuencia de muestreo

f_1: La frecuencia del sistema.

Siempre que la frecuencia de muestreo se pueda definir como se establece en (1), la ventana temporal no se pondera

con ninguna otra. En algunos casos no se puede sincronizar la frecuencia de muestreo a la frecuencia del sistema, en este caso se utiliza una ponderación con una ventana tipo Hanning.

El esquema de los algoritmos para la estimación de las componentes armónicas e interarmónicas según la norma IEC 61000-4-7 [1] y la distorsión armónica total de tensión (THD_V) según la norma IEEE 519 [6], se muestra en la Fig. 1.

Figura 1 Diagrama general para la estimación de las componentes armónicas e interarmónicas y del THD_V

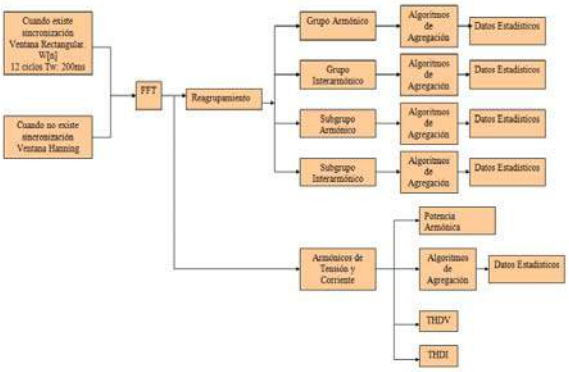


Figura 1 - Diagrama de bloques

El estándar IEC 61000-4-7 establece que se deben medir tanto los armónicos como el grupo armónicos y el subgrupo armónico, en cambio para los interarmónicos, solo tiene como requisito de medición los grupos interarmónicos y los subgrupos interarmónicos. En [7] se encuentra una descripción detallada de cómo evaluar estos parámetros.

Para le evaluación del THD_V según la propuesta de la norma IEEE 519, sólo se consideran las componentes armónicas.

A. Medida del valor eficaz de una componente armónica

Para cada ventana temporal de 12 ciclos se tiene una resolución en frecuencia de 5 Hz y como por ciclo se toman 170 muestras, se pueden estimar componentes armónicas hasta el orden ochenta y cinco. La norma IEC 61000-4-7 establece que deben evaluarse armónicos hasta de orden cincuenta. Los valores eficaces de cada una de las componentes armónicas múltiplos enteros de la frecuencia fundamental se obtienen directamente de los resultados del algoritmo FFT.

B. Medida del valor eficaz de un subgrupo armónico

El subgrupo armónico según el estándar IEC 61000-4-7, es la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados del valor eficaz de un armónico y de las dos componentes espectrales inmediatamente adyacentes a él (la anterior y la posterior). Por ejemplo para obtener el subgrupo armónico de orden tres se deben sumar los valores eficaces al cuadrado de las componentes 35, 36 y 37 del vector de salida de la FFT y posteriormente obtener la raíz cuadrada de la suma de éstos tres datos.

C. Medida del valor eficaz de un grupo armónico

Según el estándar IEC 61000-4-7 el valor eficaz de un grupo armónico es la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los valores eficaces de la componente armónica y de las diez componentes espectrales adyacentes a la componente armónica del grupo armónico (las cinco siguientes y las cinco anteriores) más la semisuma de las dos componentes espectrales equidistantes (ubicadas 30 Hz por encima y 30 Hz por debajo de la componente armónica).

D. Medida del valor eficaz de un grupo interarmónico

El valor eficaz de un grupo interarmónico se obtiene según la norma IEC 61000-4-7 como la raíz cuadrada de la suma de los valores eficaces de las componentes interarmónicas comprendidas en el intervalo entre dos componentes armónicas consecutivas. Por ejemplo si se considera una componente armónica de orden n y otra de orden n+1, el valor eficaz del grupo interarmónico n-n+1 se obtiene considerando las once componentes espectrales que se encuentran entre el armónico de orden n y el armónico de orden n+1. Para cumplir con el estándar se debe obtener la raíz cuadrada de la suma del cuadrado de estas componentes espectrales.

E. Medida del valor eficaz de un subgrupo interarmónico

El valor eficaz de un subgrupo interarmónico se define según la norma IEC 61000-4-7 como el valor eficaz de todas las componentes interarmónicas comprendidas en el intervalo de dos frecuencias armónicas consecutivas, excluyendo las componentes espectrales adyacentes a las frecuencias armónicas. El diagrama de bloques para la estimación de este valor eficaz del subgrupo interarmónico es similar al del grupo armónico

F. Medida de la distorsión armónica de tensión (THDV)

Una vez se obtienen los valores eficaces de las componentes armónicas, se procede a realizar el cálculo de la distorsión armónica total de voltaje (THD_V), el estándar IEEE 519 [6] y la norma 61000-4-7 [1] establecen que la distorsión armónica total es la raíz cuadrada de la relación entre el valor eficaz de la suma cuadrática de todas las componentes armónicas, exceptuando el valor eficaz de la componente fundamental, hasta un orden definido (máximo 50) y el valor eficaz al cuadrado de la componente fundamental.

III. PRUEBAS REALIZADAS AL ALGORITMO DE MEDICIÓN SEGÚN LO ESTABLECIDO EN EL ESTÁNDAR IEC 61000-4-30

Las exigencias de la norma IEC 61000-4-30 [2] con relación a equipos de monitorización de calidad de la energía eléctrica con clase de exactitud tanto A como B, establece que estos equipos deben someterse a unas pruebas con unas determinadas características de las señales en las cuales se establecen los referentes a los márgenes de variación de las magnitudes de influencia tanto para equipos clase A (tabla1 [2]) como clase B (tabla 2 [2]) y las condiciones de ensayo de incertidumbre para los métodos de clase A en la tabla 3 [2].

La norma IEC 61000-4-30 establece que para confirmar que los métodos de medida para equipos clase A son correctos, se deben realizar tres ensayos en los cuales debe cuantificarse la incertidumbre de cada uno de los parámetros de un instrumento teniendo en cuenta:

- Seleccionar una variable a medir (por ejemplo el valor eficaz de una componente armónica)

- Manteniendo las demás magnitudes en las condiciones de ensayo 1, verificar la incertidumbre de la magnitud de medida a ensayar en 5 puntos equidistantes dentro del margen de la magnitud de influencia (por ejemplo para las componentes armónicas se deben tener en cuenta cinco puntos equidistantes entre dos veces los valores de la norma IEC 61000-2-4, clase 3).
- Manteniendo las demás magnitudes en las condiciones de ensayo 2, repetir el ensayo;
- Manteniendo las demás magnitudes en las condiciones de ensayo 3, repetir el ensayo.

Estos ensayos deben hacerse de igual manera para los interarmónicos, teniendo en cuenta dos veces los valores de la norma IEC 61000-2-4, clase 3.

Para comprobar que el algoritmo de medición de armónicos, el cual se implemento en MATLAB, cumple con las características de un equipo de medición clase A, se realizaron una serie de pruebas. A continuación se presentan los resultados obtenidos y los errores máximos de una señal con armónicos a 3% del valor fundamental de tensión, con interarmónicos a 0,4% del valor fundamental de tensión, a una frecuencia de 60 Hz y con amplitud al 50% del valor nominal de la componente fundamental de tensión (como este valor es de 120 VRMS el valor eficaz de la prueba es de 60 VRMS. Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 2 para algunas de las primeras cincuenta componentes armónicas.

TABLA I.
RESULTADOS Y ERRORES LÍMITES DE LAS COMPONENTES ARMÓNICAS PARA EL EJEMPLO PROPUESTO

Orden	Valor Real	Valor Algoritmo	Algoritmo con Hanning	Error[%] sin Hanning	Error[%] Con Hanning
2	1,80	1,80000000000001	1,559821865	5,55E-13	13,34
3	1,80	1,80000000000001	1,559956205	5,55E-13	13,34
4	1,80	1,79999999999999	1,559976674	5,55E-13	13,33
5	1,80	1,79999999999999	1,559982351	5,55E-13	13,33
6	1,80	1,80000000000001	1,55998434	5,55E-13	13,33
7	1,80	1,80000000000000	1,559985101	0,00E+00	13,33
9	1,80	1,79999999999999	1,559985458	5,55E-13	13,33
11	1,80	1,80000000000000	1,559985384	0,00E+00	13,33
13	1,80	1,80000000000001	1,559985232	5,55E-13	13,33
15	1,80	1,80000000000000	1,559985082	0,00E+00	13,33
17	1,80	1,79999999999998	1,559984954	1,11E-12	13,33
19	1,80	1,79999999999996	1,559984851	2,22E-12	13,33
21	1,80	1,79999999999998	1,559984771	1,11E-12	13,33
23	1,80	1,79999999999997	1,559984712	1,67E-12	13,33
25	1,80	1,80000000000001	1,559984673	5,55E-13	13,33
27	1,80	1,79999999999998	1,559984653	1,11E-12	13,33
29	1,80	1,79999999999997	1,559984651	1,67E-12	13,33
31	1,80	1,79999999999997	1,559984671	1,67E-12	13,33
33	1,80	1,79999999999997	1,559984714	1,67E-12	13,33
35	1,80	1,79999999999999	1,559984787	5,55E-13	13,33
37	1,80	1,79999999999998	1,559984899	1,11E-12	13,33
39	1,80	1,79999999999996	1,559985069	2,22E-12	13,33
41	1,80	1,79999999999998	1,559985332	1,11E-12	13,33
43	1,80	1,80000000000000	1,559985759	0,00E+00	13,33
45	1,80	1,80000000000000	1,55998654	0,00E+00	13,33
47	1,80	1,80000000000008	1,559988332	4,44E-12	13,33
49	1,80	1,80000000000004	1,559996393	2,22E-12	13,33
50	1,80	1,80000000000005	1,679992055	2,78E-12	6,67

Esta prueba se repitió manteniendo las magnitudes de las componentes armónicas y modificando el valor de la componente fundamental al 100%, 150% y 200% del valor nominal.

De los resultados obtenidos se obtuvo un error máximo del 4,31E-12% cuando no se utilizo ventana Hanning y se presento cuando la magnitud del valor eficaz de la componente fundamental fue del 200% del valor nominal. La utilización de la Hannig incrementa el error máximo hasta, por consiguiente la utilización de esta ventana sólo hay que realizarla en casos excepcionales donde no sea posible sincronizar la frecuencia de muestreo a la frecuencia del sistema.

IV. ANÁLISIS Y FUENTES DE ERROR EN LA MEDIDA

En este artículo solo se presentaron algunas pruebas del total que se deben realizar para evaluar el algoritmo según lo establecido en el estándar IEC 61000-4-30, para un equipo clase A. Las pruebas se hicieron para los tres tipos de ensayo que se presentan en la tabla 3 del estándar IEC 61000-4-30, en todas las pruebas se cumplió con el límite máximo de error.

Para todos los ensayos se logró establecer que la frecuencia es una de las principales fuentes de error, ya que si la frecuencia del sistema no se sincroniza con la frecuencia de muestreo los valores obtenidos en la medida tienen errores límites mayores a los establecidos para equipos clase A. Un análisis detallado del efecto de la frecuencia en la estimación de variables eléctricas se encuentra en la referencia [8].

Los límites de los errores estimados para las pruebas realizadas al algoritmo son pequeños cuando la frecuencia de muestreos está sincronizada con la frecuencia del sistema.

V. ALGORITMOS DE ADAPTACIÓN DE LA FRECUENCIA DE MUESTREO

Para adaptar la frecuencia de muestreo es necesario evaluar la frecuencia del sistema. Los algoritmos implementados en este trabajo de seguimiento de la frecuencia de la red son los propuestos en [8], adaptados a las características de implementación de la evaluación propuesta por la norma IEC 61000-4-7.

A. Algoritmo PLL

Para entender el funcionamiento de un PLL digital primero se debe hacer una introducción de los principios básicos del algoritmo phase loked loop (PLL) analógico.

El objetivo de un PLL analógico aplicado a la medida de la frecuencia, es el de sincronizar la frecuencia de un oscilador (de frecuencia controlada) con la frecuencia de una señal de entrada. Es un control de lazo cerrado, basado en la comparación de la fase de la entrada y la salida.
El proceso de un PLL analógico se presenta en el siguiente diagrama de bloques.

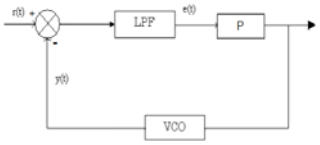


Figura 2 - Diagrama de bloques algoritmo PLL

El valor $e(t)$ multiplicado por la constante P determina la tensión de entrada en el oscilador controlado por voltaje (VCO). La frecuencia de la señal $Y(t)$ varía de acuerdo con las variaciones de $e(t)$.

De las ideas del PLL analógico, se sugiere un algoritmo de adaptación de frecuencia digital que requiere que la fase del fasor del fundamental se estime previamente. Existen ciertas semejanzas entre un algoritmo PLL y la DFT de tiempo fijo, ya que la DFT en su realización implícitamente multiplica por seno y coseno para obtener el fundamental y resultado de estas multiplicaciones se obtienen las frecuencias diferencia y suma de las señales de entrada. Otra semejanza se presenta entre las frecuencias, ya que tener la frecuencia de muestreo variable corresponde a la frecuencia del oscilador controlado por voltaje.

Al tener en cuenta estas semejanzas se utilizó un algoritmo de adaptación de frecuencia propuesto en [8] y está descrito por la siguiente ecuación:

$$f_y[k] = fb + P\Psi[k-1] \quad (2)$$

La nueva frecuencia de muestreo es entonces:

$$N\, f_y[k] \quad (3)$$

El proceso descrito por un algoritmo PLL es el que se presenta en el siguiente diagrama de bloques.

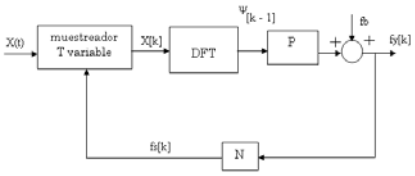


Figura 3 - Diagrama de bloques algoritmo ciclo y medio

Los límites de P están restringidos por el margen de frecuencia que se quiere alcanzar. Este algoritmo de cumplir dos restricciones, en la primera restricción el máximo valor que pueden tener los escalones de frecuencia debe estar limitado al doble de la frecuencia base, la frecuencia base se establece en 60Hz. La segunda restricción es que la fase debe permanecer entre π y $-\pi$.

Por lo tanto una cota superior razonable se da sí:

$$Pmax = fb/\pi \quad (4)$$

El mínimo valor de P para que la respuesta del algoritmo no sea oscilante se determina si:

$$|f_r - f_b| < P\,\pi \quad (5)$$

B. Algoritmo ciclo y medio

Otra manera de adaptar la frecuencia de muestreo se basa en utilizar las estimaciones de frecuencia previamente obtenidas. Entonces, en lugar de emplear la fase del fasor como variable de control, se realiza el control con la derivada de la misma (el deslizamiento de frecuencia δ).

Ya que la mejor estimación de δ es la que se realiza un número de veces exactas de semiperiodos, las estimaciones deben efectuarse en ciclos completos de la onda, por esto, el menor tiempo posible para la estimación de cada semiperiodo es de ciclo y medio.

Para adaptar la frecuencia se utiliza la siguiente ecuación:

$$f_y[k] = f_y[k - (N + \frac{N}{2})](1 - \delta[k]) \quad (6)$$

El valor de δ se obtiene a partir de la siguiente ecuación:

$$\delta[k] = \frac{\Psi[k - N/2] - \Psi[k]}{\pi} \quad (7)$$

La realización de este algoritmo requiere una ventana de datos de ciclo y medio de la señal. EL periodo de muestreo se mantiene fijo dentro de la ventana de datos y sólo se cambia en el siguiente ciclo y medio que se analice. El nuevo periodo de muestreo se obtiene como:

$$T_s[k] = \frac{1}{N f_y[k]} \quad (8)$$

VI. EVALUCIÓN DE LA MEDIDA

El tiempo de agregación es introducido como un método para obtener medidas en ventanas temporales de mayor longitud a partir de las estimaciones realizadas en ventanas pequeñas.

El método de agregación definido en la norma IEC 61000-4-30, utiliza una ventana de medida básica de 12 ciclos (200 ms si la frecuencia fundamental es de 60 Hz), la cual es agregada en valores de 180 ciclos (3 s para la frecuencia fundamental de 60 Hz), 10 minutos y 2 horas.

La ventana de 180 ciclos (3 s) se obtiene realizando una agregación de quince ventanas de 12 periodos, los valores de 10 minutos se identifican con el tiempo absoluto, si el último valor de 12 periodos de una agregación de 10 minutos se solapa en el tiempo con el limite absoluto del periodo del reloj de 10 minutos, este valor de 12 periodos se incluye en el intervalo de los 10 y por último el intervalo de 2 horas depende de la agregación anterior, ya que este último se genera a partir de doce intervalos de 10 minutos.

La forma de obtener la variable en cada una de las ventanas de agregación es obteniendo la raíz cuadrada del promedio de la suma de las magnitudes de cada ventana elevada al cuadrado, es decir se obtiene es bajo el criterio de valor eficaz.

Los tiempos de agregación son importantes para las empresas del sector eléctrico, ya que permiten obtener datos que se pueden procesar estadísticamente para realizar diagnóstico de la calidad del producto energía eléctrica a corto, mediano y largo plazo.

VII. CONCLUSIONES

Una de las principales conclusiones de este trabajo es que al realizar la estimación de las componentes armónicas e interarmónicas es necesario sincronizar la frecuencia de muestreo a la frecuencia del sistema para garantizar que los errores de la estimación estén dentro de los límites establecidos para la clase A.

La utilización de ventanas de ponderación aunque compensan en parte los errores de la no sincronización, en algunos casos no logra que los errores en la estimación sean menores a las exigencias de los equipos de medida clase A.

Otro aspecto importante a tener en cuenta, es el número de muestras que se debe usar en una ventana temporal, el cual tiene incidencia en la eficacia del algoritmo de cómputo, además hay que garantizar que la ventana temporal adquiera múltiplos de ciclos completos de la señal, es decir, que los doce ciclos sean completos.

Finalmente, para evitar los inconvenientes de la pérdida de sincronismo en la frecuencia de muestreo es necesario utilizar un algoritmo que permita sincronizar la frecuencia de muestreo con la frecuencia del sistema, ya que la norma IEC 61000-4-30 no especifica ningún método para este fin, ni establece la manera en que los equipos de medida clase A cumplen con esta finalidad. En este trabajo se exponen dos algoritmos propuestos en [8] que permiten la adaptación de la frecuencia de muestreo con la frecuencia del sistema.

VIII. REFERENCIAS

[1] Norma IEC 61000- 4- 7-2002; EMC. Part 4. Testing and measurement techniques. Sect.7 General guide on harmonics and interharmonics measurements and Instrumentation, for power supply systems and equipment connected.

[2] Norma IEC 61000-4-30-2002; EMC. Part 4. Testing and measurement techniques: Power Quality measurement methods.

[3] Resolución 070 de 1998. Comisión de regulación de Energía y Gas CREG, Colombia.

[4] CREG 024 de 2005, “Por la cual se modifican las normas de calidad de la potencia eléctrica aplicables a los servicios de Distribución de Energía Eléctrica”, Resolución 024, CREG, Colombia, abr. 2005.

[5] CREG 016 de 2007, “Por la cual se modifica parcialmente la resolución CREG 024 de 2005 que establece las normas de calidad de la potencia eléctrica aplicables a la Distribución de Energía Eléctrica en el Sistema Interconectado Nacional”, Resolución 016, CREG, Colombia, feb. 2007.

[6] Std IEEE 519-1992; IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems .

[7] Bollen Math H.J., Gu Irene Y.H., Signal Processing of Power Quality Disturbances.

[8] Ordóñez Plata Gabriel, Medición Digital de Magnitudes Eléctricas Mediante Transformada Discreta De Fourier. Algoritmos de Adaptación de la Frecuencia de Muestreo

IX. AUTORES

Cristian Camilo Oliveros Hincapié. Estudiante de último nivel de Ingeniería Eléctrica de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander-UIS. Bucaramanga – Colombia. Trabajo de investigación en calidad de la potencia eléctrica y su conformidad con el estándar internacional IEC 61000 – 4 – 7. Convenio ESSA – UIS – COLCIENCIAS.

Omar Javier Quiñones Remolina. Nacido en Barrancabermeja. El 20 de Junio de 1985. Estudiante de Ingeniería Electrónica, de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y telecomunicaciones en la Universidad Industrial de Santander UIS, Bucaramanga – Colombia. Trabajo de investigación en calidad de la potencia eléctrica y su conformidad con el estándar internacional IEC 61000 – 4 – 7. Convenio ESSA – UIS – COLCIENCIAS.

Andrés Alfonso Alférez Baquero. Nacido en Villavicencio (Meta). El 1 de Marzo de 1984. Estudiante de último nivel de Ingeniería Eléctrica de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander-UIS. Bucaramanga – Colombia. Trabajo de investigación en calidad de la potencia eléctrica y su conformidad con el estándar internacional IEC 61000 – 4 – 7. Convenio ESSA – UIS – COLCIENCIAS.

César Antonio Duarte Gualdrón. Ingeniero Electricista UIS, Magíster en Potencia Eléctrica UIS. Profesor Asistente de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones Universidad Industrial de Santander. Investigador del grupo GISEL. Áreas de Trabajo: Tratamiento de señales, calidad del servicio de energía eléctrica y formación basada en competencias.

Gabriel Ordóñez Plata Ingeniero Electricista UIS 1985, Distinción Cum Laude; Especialista Universitario en Técnicas de Investigación Tecnológica UPCO 1993, Doctor Ingeniero Industrial UPCO 1993, Madrid (España) 1993. Profesor Titular de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS). Investigador del Grupo de Investigación en Sistemas de Energía - GISEL. Miembro IEEE. Áreas de trabajo: Tratamiento de señales, mediciones eléctricas, calidad del servicio, gestión tecnológica y formación basada en competencias.

Implementación de un Corrector Activo de Factor de Potencia tipo Boost con Conmutación Suave

Elcy Patricia Prado Fajardo*, John Alexander Taborda Giraldo**, Eduardo Antonio Cano Plata***

***Abstract*— En este artículo se describe el proceso de implementación de un convertidor de potencia monofásico tipo *Boost* configurado como corrector activo del factor de potencia (CFP) y cuyo interruptor principal es un interruptor cuasi-resonante con conmutación suave, es decir, el encendido y apagado del transistor de potencia se presenta cuando la corriente o la tensión pasan naturalmente por cero. El dispositivo CFP con conmutación suave (*CFP-CS*) fue diseñado para satisfacer requerimientos de eficiencia de conversion, compatibilidad electromagnética, tamaño y costo del dispositivo. El primer prototipo de laboratorio fue implementado usando la técnica RCP (*Rapid Control Prototyping*) de una plataforma de desarrollo con tecnología DSP [1], [2]. Los resultados experimentales del prototipo *CFP-CS* concuerdan en gran medida con los resultados simulados en la etapa de análisis y diseño del dispositivo . El controlador PWM-digital por corriente promedio mejora el factor de potencia visto por la red de alimentación mediante la disminución de armónicos de baja frecuencia en la señal de corriente, mientras que la celda de conmutación suave se encarga de reducir las sobre-tensiones y sobre-corrientes presentes en la conmutación. Sin embargo, en el proceso de implementación se detectaron varios retos que deben ser solucionados, antes que el dispositivo *CFP-CS* pueda convertirse en una solución comercial.**

***Index Terms*— Convertidor cc-cc, factor de potencia, conmutación suave.**

I. Introducción

La eficiencia en la conversión de la energía eléctrica y la compatibilidad electromagnética del sistema de potencia son exigencias del mercado tecnológico actual, que se deben trabajar en conjunto a la hora de diseñar un equipo electrónico. El gran número de cargas no lineales y/o cargas electrónicas conectadas a la red de alimentación eléctrica afectan la calidad de la energía suministrada, al alterarse el contenido armónico de la señales de corriente y/o tensión. Este hecho conlleva a que los usuarios de la red sufran pérdidas de dinero debidas a un consumo ineficiente de la energía eléctrica y en el peor de los casos, una alta distorsión armónica en las señales de corriente puede llevar al deterioro de los dispositivos electrónicos y ocasionar daños en los mismos.

De acuerdo con lo anterior, los entes reguladores vieron la necesidad de definir normas que orienten la fabricación y el funcionamiento de equipos electrónicos conectados a la red eléctrica. Por ejemplo, la recomendación IEEE 519-2000 (IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems) [3] y el estándar IEC 61000-3-2 (Limits for harmonic current emissions equipment input current <16A per phase) [4] obligan a disminuir los niveles de contaminación armónica ya sea en el punto de conexión común (*PCC*) o en el diseño y fabricación de equipos electrónicos, respectivamente.

Por lo tanto, el diseño de un dispositivo electrónico susceptible de convertirse en una solución comercial debe ajustarse a los estándares de calidad de la energía y compatibilidad electromagnética existentes. Sumado a esto, existen otros tipos de lineamientos que pueden hacer el diseño viable o no, en el mercado tecnológico, por ejemplo, los referentes al tamaño, peso y costo del equipo de potencia.

En la actualidad, resultan más atractivas las soluciones que minimicen el tamaño, peso y costo de la etapa de potencia. Una decisión de diseño que apunta a satisfacer estos requerimientos, es el aumento en la frecuencia de conmutación de los transistores de potencia. Sin embargo, esta decision tiene diversas implicaciones.

Mientras mayor sea la frecuencia de conmutación, menor será el peso y el volumen de los componentes magnéticos y de los condensadores involucrados en la etapa de potencia. Por otro lado, mientras mayor sea la frecuencia de conmutación, mayores serán los requerimientos de la etapa de control para garantizar funcionamiento en tiempo real. Además, mayores serán las pérdidas de energía debidas a la conmutación y mayores serán las emisiones de radio-interferencias asociadas a la conmutación.

En este artículo se describe el proceso de implementación de un convertidor de potencia monofásico tipo *Boost* configurado como corrector activo del factor de potencia (CFP) y cuyo interruptor principal es un interruptor cuasi-resonante [5] con conmutación suave, es decir, el encendido y apagado del transistor de potencia se presenta cuando la corriente o la tensión pasan naturalmente por cero [6] .

La conmutación suave es una solución de diseño en convertidores de potencia que permite reducir las pérdidas de energía y la emisión de radio-interferencias debidas a la conmutación. Para lograr conmutación suave es necesario asociar al transistor de potencia un circuito resonante, el cual puede estar formado por elementos pasivos y/o activos. En este articulo, se implementa una celda de conmutación pasiva, para lograr un mejor compromiso eficiencia/costo.

El primer prototipo de laboratorio del dispositivo CFP con conmutación suave (CFP-CS) fue implementado usando la técnica RCP (Rapid Control Prototyping) de una plataforma de desarrollo con tecnología DSP [1]. Los resultados experimentales del prototipo *CFP-CS* concuerdan en gran medida

*Magister en Ingeniería con énfasis en Automatización Industrial, integrante del Grupo de trabajo académico GREDyP de la Universidad Nacional de Colombia, eppradof@unal.edu.co. **Candidato a Doctor de Ingeniería-Automatización e integrante del grupo académico PCI de la Universidad Nacional de Colombia-Johntaborda@hotmail.com, ***Director del GREDyP y Doctor de la Universidad de Buenos Aires, eacano@ieee.org

con los resultados simulados en la etapa de análisis y diseño del dispositivo. El controlador PWM-digital por corriente promedio mejora el factor de potencia visto por la red de alimentación mediante la disminución de armónicos de baja frecuencia en la señal de corriente, mientras que la celda de conmutación suave se encarga de reducir las sobre-tensiones y sobre-corrientes presentes en la conmutación [**?**].

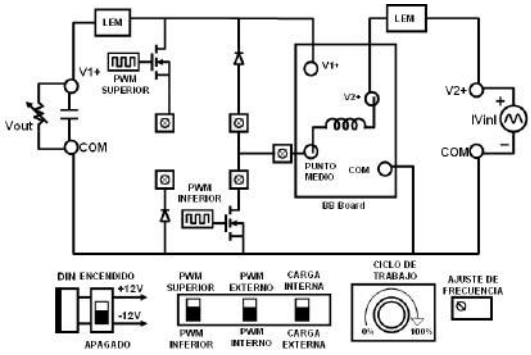


Fig. 1. Esquema de configuración de la topología Boost en la PPB

TABLE I
PARÁMETROS Y VALORES DE OPERACIÓN

Tensión eficaz de la fuente (V_{in})	12V
Frecuencia de línea	60Hz
Máxima potencia de salida	20W
Filtro de salida C_f	697uF
ESR del condensador a la salida	100mΩ
Inductor L_f	100μH
Resistencia a máxima	45Ω

II. CONSIDERACIONES DE IMPLEMENTACIÓN

El diseño e implementación del corrector de factor de potencia con conmutación suave (*CFP-CS*) hace parte de un proyecto general de adecuación del *Laboratorio de Electrónica de Potencia* de la Universidad Nacional de Colombia sede Manizales. En particular, el dispositivo *CFP-CS* es un módulo de la mesa de trabajo en fuentes conmutadas (*MS-FC*). La columna vertebral de la mesa de trabajo *MS-FC* está conformada por dos bloques fundamentales: la tarjeta de configuración flexible de fuentes conmutadas (*PPB*) [2] y la plataforma de desarrollo digital con tecnología DSP [1].

La tarjeta *PPB* fue diseñada y desarrollada por Mohan y sus colaboradores en la Universidad de Minnesota (EE.UU) [2]. Esta tarjeta fue diseñada para conversion de energía cd-cd y puede ser configurada en 5 topologías diferentes de convertidores cd-cd, tanto las aisladas (Flyback y Forward) como las no aisladas (Buck, Boost y Buck-Boost). El *CFP-CS* se desarrolló con la topología Boost cuya configuración en la *PPB* se presenta en la figura 1 y cuyos parámetros de operación se resumen en la tabla I.

La tarjeta *PPB* no está diseñada para configuraciones de corrección de factor de potencia, sin embargo, la tarjeta fue adaptada para implementar el prototipo de laboratorio inicial del CFP-CS. Dentro de las adaptaciones hechas a la tarjeta PPB, se incluyó la etapa de rectificación ca-cd. Dicha etapa se implementó con un puente de diodos con diodos ultra-rápidos. La referencia de los diodos es MBR2545, los cuales tienen un tiempo de recuperación alto de $1ns$, con el fin de asegurar una respuesta óptima ante las altas frecuencias de conmutación del convertidor. La otra adaptación significativa de la PPB, consiste en la posibilidad de trabajar con o sin conmutación suave en el interruptor principal.

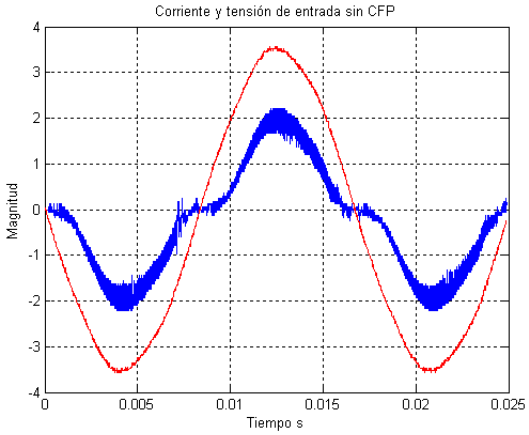


Fig. 2. Señal de corriente de entrada y tensión de entrada sin CFP

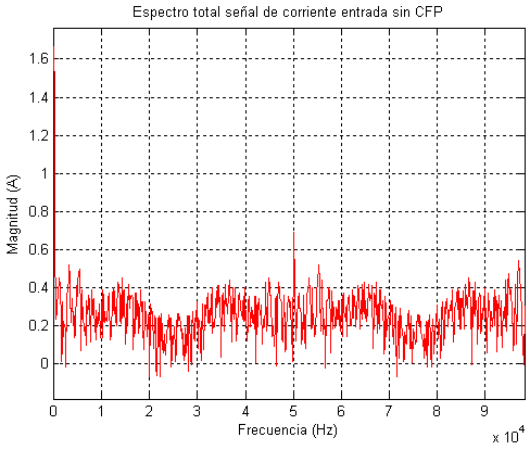


Fig. 3. Espectro total de la corriente sin CFP

El control a lazo abierto de la PPB se realiza con el generador PWM interno con que cuenta la tarjeta, mientras que el control a lazo cerrado se genera de forma externa a la PPB. El control PWM a lazo cerrado se puede realizar de forma análoga o digital. Se optó por la implementación digital del controlador para hacer uso de la herramienta RCP (*Rapid Control Prototyping*), la cual permite permite programar el DSP usando el modelo diseñado en *Simulink*. Esta tarjeta es ideal para validar diseños de controladores, tanto en la industria como en las universidades, gracias a la interfaz múltiple de entradas y salidas (I/O) análogas y digitales; y a su procesador funcionando a $250MHz$. Igualmente, cuenta con un DSP esclavo que funciona a $20MHz$ que se encarga de tareas específicas como la generación de la señal PWM.

III. Resultados experimentales

A continuación se comparan los resultados experimentales del convertidor de potencia tipo Boost configurado sin corrección del factor de potencia, con corrección del factor de potencia sin conmutación suave igualmente la corrección del factor de potencia con conmutación suave. Se utilizó como instrumento de medición, un osciloscopio digital [7], el cual permite capturar por computador los resultados, ya sea como imagen o como datos. La señales de corriente y tension y los espectros de frecuencia se almacenaron como datos y luego se reconstruyeron por medio de *Matlab*.

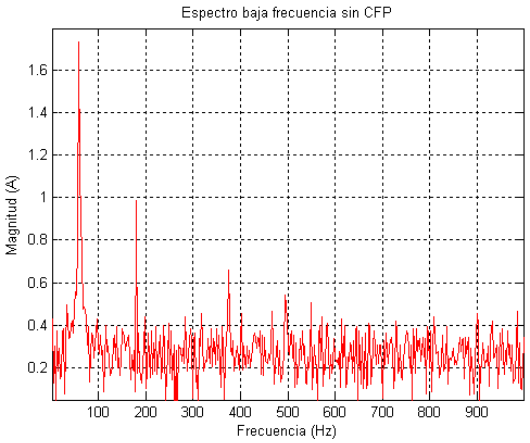


Fig. 4. Espectro de baja frecuencia de la corriente de entrada sin CFP

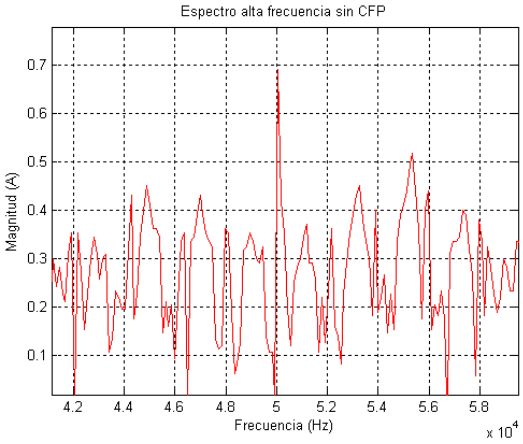


Fig. 5. Espectro en alta frecuencia de la corriente de entrada sin CFP

III-A. Primer ensayo: convertidor CC-CC tipo boost.

El ensayo sin corrección del factor de potencia en modo de conducción discontinuo es equivalente al funcionamiento del convertidor boost a lazo abierto. Por tanto, se fijó la frecuencia del *PWM* interno de la *PPB* en $50kHz$ y se midieron las señales de corriente y tension a la entrada del convertidor.

La señal de corriente que se muestra en la figura 2 presenta un tiempo muerto debido a la carga y descarga del condensador dada la conmutación de los diodos, confirmando de modo experimental que las cargas no lineales, en este caso, un convertidor de potencia tipo Boost deforma considerablemente la señal de corriente. La figura 3 muestra el alto contenido de armónicos de baja y alta frecuencia. Los picos más representativos se presentan en los rangos de frecuencias mostrados en las figuras 4 y 5. En la figura 5, se destaca la magnitud del tercer armónico cuyo valor es de $0{,}89A$. El pico máximo de los armónicos de alta frecuencia tiene una amplitud $0{,}68A$.

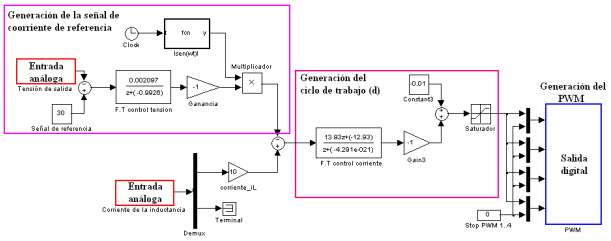


Fig. 6. Control para CFP implementado en Simulink en tiempo discreto

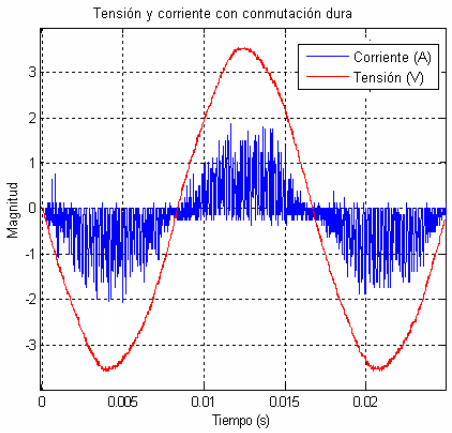


Fig. 7. Corriente de entrada con CFP en MCD y conmutación dura

III-B. Segundo ensayo: convertidor CC-CC tipo boost con corrección dinámica del factor de potencia.

El ensayo con corrección del factor de potencia y con conmutación dura es equivalente al funcionamiento del convertidor boost a lazo cerrado sin la celda de conmutación suave. El control PWM se diseñó por la técnica de corriente promedio [8] y se implementó digitalmente con la plataforma DS1104.

Dado que la tarjeta PPB no cuenta con un acople óptico para la separación de referencias, se genera un *ruido de modo común* considerable cuando se trabaja a altas frecuencias $(50kHz - 100kHz)$. Para evitar este inconveniente se trabajó a frecuencias entre $15kHz$ y $20kHz$, lo cual conlleva a realizar corrección activa del factor de potencia en modo de conducción discontinuo (MCD).

El controlador PWM digital se diseñó y posteriormente se programó en el DSP, desde el modelo de *Simulink* sintetizado en la figura 6. Las funciones de transferencia del lazo de corriente interno $G_c(z)$ y del lazo de tensión externo $G_v(z)$ se presentan en las ecuaciones (1) y (2), respectivamente.

$$G_c(z) = \frac{13{,}93\mathrm{z} - 12{,}93}{\mathrm{z} - 4{,}291\mathrm{e} - 021} \quad (1)$$

$$G_v(z) = \frac{0{,}002097}{\mathrm{z} - 0{,}9926} \qquad (2)$$

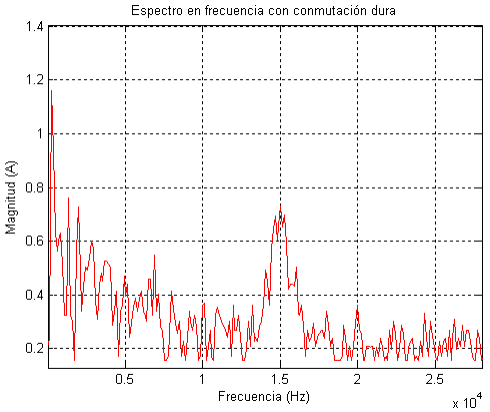


Fig. 8. Espectro total con CFP en MCD y conmutación dura

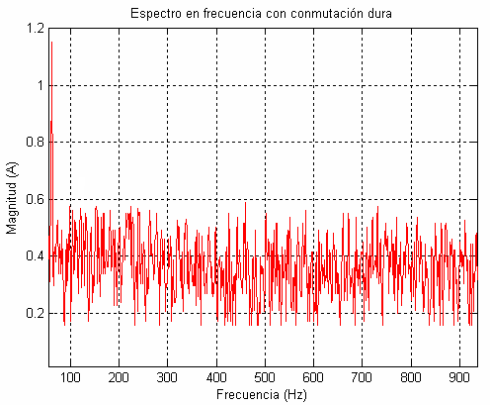


Fig. 9. Espectro de baja frecuencia con CFP en MCD y conmutación dura

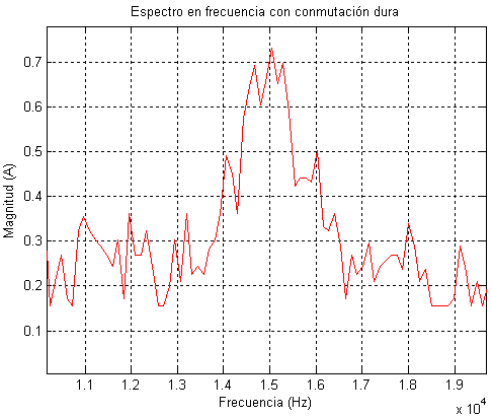
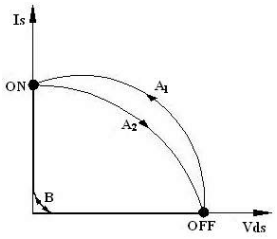
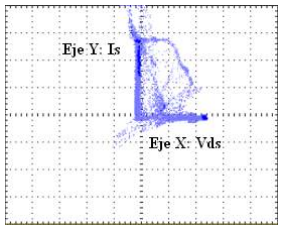


Fig. 10. Espectro de alta frecuencia con CFP en MCD y conmutación dura

Una vez implementado el lazo de control se obtuvo la señal de corriente a la entrada del convertidor, la cual es mostrada en la figura 7. La deformación de la onda es mucho menor, lo cual se ve reflejado en el espectro de frecuencias de la figura 8. La figura 9 presenta una vista ampliada del espectro en baja frecuencia en la cual se hace evidente la reducción en los armónicos de baja frecuencia. Asimismo, en la figura 10 se presenta una ampliación del espectro en la zona de altas frecuencias, donde se puede observar que el armónico de alta frecuencia todavía tiene una magnitud apreciable.

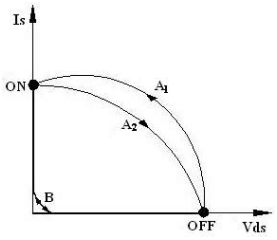


(a) Conmutación dura curva A1 y A2 ideales

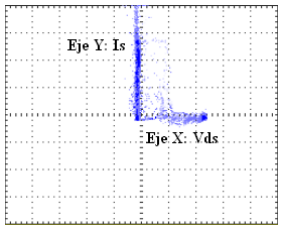


(b) Retrato de fase conmutación dura real

Fig. 11. Comparación de trayectorias de conmutación dura Ideal Vs Real



(a) Conmutación suave curva B ideal



(b) Retrato de fase conmutación suave real

Fig. 12. Comparación de trayectorias de conmutación suave Ideal Vs Real

El efecto de la conmutación dura sobre el transistor de potencia se puede determinar con la visualización del diagrama de fase experimental de la corriente (I_s) contra la tensión (V_{ds}) sobre el transistor. En la figura 11 se comparan las trayectorias ideales de conmutación dura (trayectorias A1 y A2 en la figura 11(a)) con las trayectorias reales del interruptor en el dispositivo CFP (figura 11(b)). Se verifica que el transistor está sometido a altas corriente y altas tensiones en los instantes de conmutación.

III-C. Tercer ensayo: fuente conmutada tipo boost con corrección dinámica del factor de potencia y celda de conmutación suave.

El último ensayo consiste en la medición de las señales de tension y corriente cuando el convertidor Boost esta configurado para CFP en modo MCD y el transistor de potencia tiene la celda de conmutación suave.

En primera instancia se debe garantizar el efecto de la adición del circuito resonante en el sistema. Para tal efecto, se construye el diagrama de fase (I_s, V_{ds}), tal como en el caso anterior. En la figura 12(b) se observa que el transistor de potencia en la configuración *CFP-CS* tiene encendido y apagado suave, ya que se acerca a la trayectoria ideal presentada en la figura 12(a).

Después de verificar que la celda resonante está cumpliendo con su función principal, se analiza si existe un efecto asociado

de la conmutación suave en las señales de corriente y tension vistas a la entrada del *CFP-CS*. Las señales de corriente y tensión de la configuración *CFP-CS* presentadas en la figura 13 son cualitativamente similares a las obtenidas en el caso CFP sin conmutación suave. Espectralmente, las diferencias tampoco son muy notorias. En la figura 14 se presenta el espectro total de la configuración CFP-CS. Las zonas de baja y alta frecuencia se detallan en las figuras 15 y 16, respectivamente.

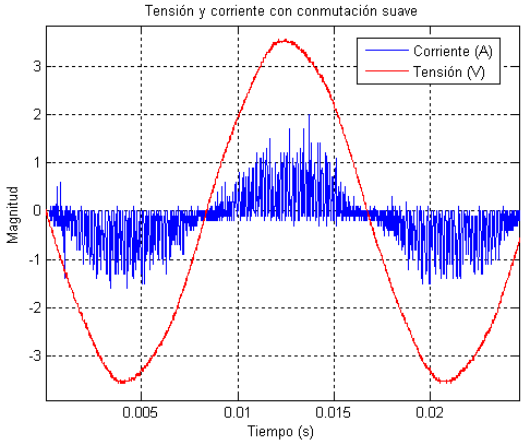


Fig. 13. Corriente de entrada del dispositivo CFP-CS.

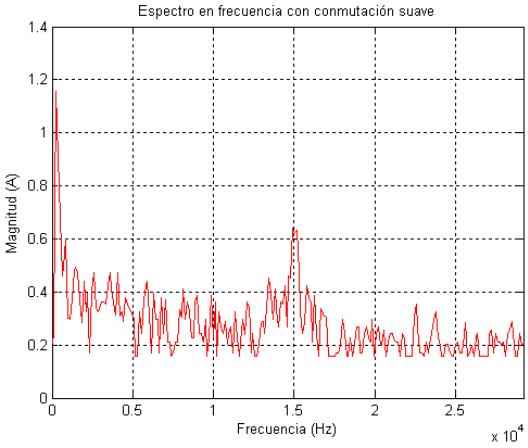


Fig. 14. Espectro total del dispositivo CFP-CS.

Existe una leve atenuación en la magnitud de los armónicos tanto a bajas como altas frecuencias. En la figura 17 se comparan los espectros totales de los ensayos con y sin conmutación suave.

IV. Factor de Potencia y Distorsión Armónica del CFP

En esta sección se calculan las medidas de factor de potencia (FP) y tasa de distorsión armónica total de corriente (THD_i) haciendo uso de la descomposición por serie de Fourier de la señal de corriente.

Para cada uno de los ensayos realizados se calculan los indices de calidad FP y THD_i. Los valores obtenidos en los cálculos se resumen en la tabla II.

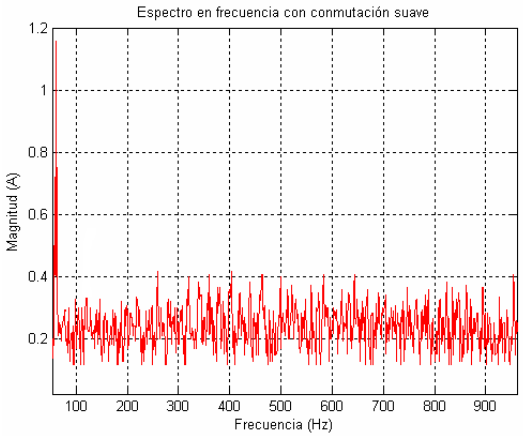


Fig. 15. Espectro de baja frecuencia del dispositivo CFP-CS.

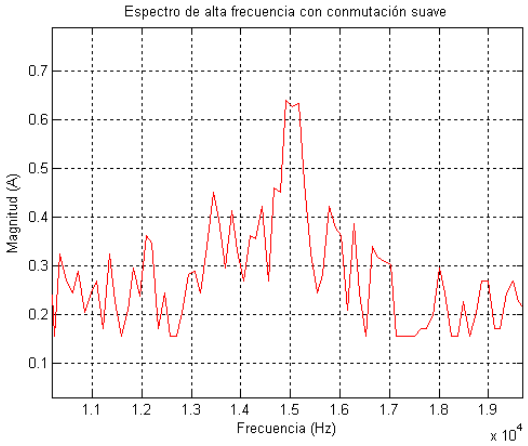


Fig. 16. Espectro de alta frecuencia del dispositivo CFP-CS.

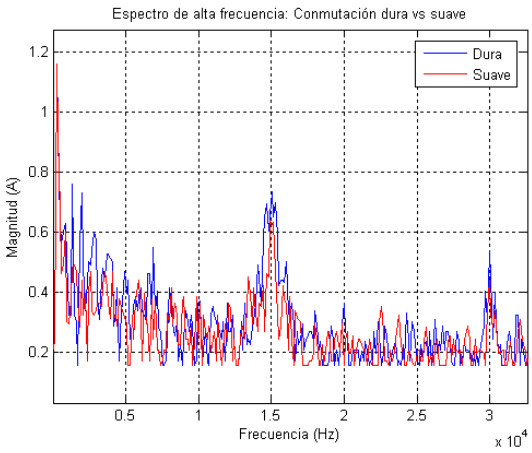


Fig. 17. Espectro de AF conmutación dura vs. conmutación suave

V. Cálculo del Factor de Potencia (FP) y la Tasa de Distorsión Armónica de la Corriente (THD_i)

V-A. Cálculo de la tasa de distorsión armónica de la corriente THD_i

Se procede a calcular la tasa de distorsión armónica de 3).

1. **Sin corrección del factor de potencia**: Para este

cálculo se tuvo en cuenta ecuación (3), y la corriente I_{rms} en la fuente, obteniendo el siguiente resultado.

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n\neq 1} I_n^2}}{I_1} = 1{,}19 \quad (3)$$

Expresado en porcentaje es:

$$THD_i(\%) = 1{,}19 \cdot 100 = 119\,\%$$

2. **Con corrección del factor de potencia**:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n\neq 1} I_n^2}}{I_1} = 0{,}66 \quad (4)$$

Expresado en porcentaje es:

$$THD_i(\%) = 0{,}66 \cdot 100 = 66\,\%$$

V-B. Cálculo del factor de potencia FP

1. **Sin corrección del factor de potencia**: Haciendo uso de la ecuación (5) tenemos que el valor eficaz de la corriente I_{rms}.

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1} I_n^2} = 2{,}8A \quad (5)$$

$$FP = FD = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{1+(THD_i)^2}} = 0{,}63 \quad (6)$$

2. **Con corrección del factor de potencia**:

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1} I_n^2} = 1{,}8A \quad (7)$$

$$FP = FD = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{1+(THD_i)^2}} = 0{,}83 \quad (8)$$

3. **Corrección del factor de potencia y conmutación suave**:

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1} I_n^2} = 1{,}6A \quad (9)$$

$$FP = FD = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{1+(THD_i)^2}} = 0{,}84 \quad (10)$$

TABLE II
COMPARACIÓN DE LOS ENSAYOS

Item	Unidades	**Sin CFP**	**CFP dura**	**CFP suave**
I_{rms}	(A)	2.8	1.8	1.6
FP	(p.u)	**0.63**	**0.83**	**0.84**
THD_i	(p.u)	**1.19**	**0.66**	**0.65**

El control PWM implementado aumenta el factor de potencia del sistema, mediante la disminución de armónicos de baja frecuencia y alta frecuencia. A medida que el valor de THD_i disminuye el factor de potencia aumenta.

En el primer prototipo de laboratorio del dispositivo CFP-CS, la celda de conmutación suave no ayuda a aumentar el factor de potencia, sin embargo, su utilidad está en que ayuda a mejorar las condiciones de funcionamiento del transistor.

VI. CONCLUSIÓN Y TRABAJO FUTURO

Los resultados experimentales del prototipo $CFP-CS$ son alentadores a pesar de los inconvenientes que se tuvieron en la implementación. Se estima que los próximos prototipos tendrán un mejor desempeño y se considera viable que en un futuro el dispositivo *CFP-CS* sea una solución comercial.

En la segunda fase de implementación del prototipo *CFP-CS* se utilizará un *hardware* de propósito específico, concordante con los criterios de eficiencia, tamaño y costo que se analizaron en el diseño original del dispositivo. El *hardware* de propósito general [1], [2] usado en esta primera experiencia aceleró la fase de validación experimental de resultados y permitió determinar la viabilidad del proyecto.

El buen comportamiento de la celda de conmutación permitirá que en el segundo prototipo el convertidor boost funcione a frecuencias más cercanas a la frecuencia máxima del transistor de potencia, ya que la disminución en las pérdidas por conmutación harán innecesario sobredimensionar el dispositivo semiconductor.

REFERENCES

[1] dSpace Release 5.0. Controller board ds1104, 2005.

[2] Paul Imbertson Tore M. Undeland Razvan C. Panaitescu Amit Kumar Jain Philip Jose Ned Mohan, William P. Robbins and Todd Begalke. Restructuring of first courses in power electronics and electric drives that integrates digital control. *IEEE Trans. Power Electron.*, 18(1):429–437, 2003.

[3] Harmonics Working Group. *IEEE Std 519-2000: Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*. IEEE Standards Department.

[4] International Electrotechnical Commission. *IEC 61000-3-2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current 0.16 A per phase)*. IEC INTERNATIONAL STANDARD 61000-3-2.

[5] K. Mark Smith and Keyue Ma Smedley. Engineering design of lossless passive soft switching methods for pwm converters-part i: With minimum voltage stress circuit cells. *IEEE Trans. Power Electron.*, 16(3):336–344, 2001.

[6] T. Tanitteerapan and S. Mori. Soft-switching boost power factor correction converter with negative slope ramp carrier controll. *Circuits and Systems, 2003. ISCAS'03. Proceedings of the 2003 International Symposium*, 3:III–272 – III–275, 2003.

[7] Tektronix 2014. Tds1000b and tds2000b series digital storage oscilloscopes, 2006.

[8] G. Spiazzi L. Rossetto and P. Tenti. Control techniques for power factor correction converters. *University of Padova Publications.*

A New Sag Source Relative Location Algorithm Based On The Sequence Current Magnitude

V. Barrera Núñez, J. Melendez Frigola, S. Herraiz Jaramillo, J. Sánchez Losada

***Abstract*—This paper proposes a simple algorithm for fault relative location in radial distribution systems. It is based on the Ratio of the Positive-Sequence Current (RPSC) before and during the sag event. The performance of the RPSC algorithm is evaluated with 467-unsymetrical-gathered and 1085-synthetic voltage sags and its results are compared with two fault relative location algorithms recently proposed in the literature. The results show that RPSC algorithm is quite accurate, with classification rates greater than 98%.**

***Index Terms*— Fault relative location, position measurement, power quality monitoring, voltage sag (dip) source detection.**

I. Nomenclature

RPSC: Positive sequence current algorithm.
PCSC: Phase change sequence current algorithm.
DR: Distance relay algorithm.

II. Introduction

Due to the impact on sensitive industrial loads and costs led by damages and maintenance policies, voltage sags have focused the attention of power quality studies leaded by the utilities. Unfortunately, those disturbances propagate through the power system affecting loads connected in whole network.

Hence, the responsibility for the generation of disturbances on the system must be assessed, being the automatic location of their origin one of the most interesting aspects involved. Given a voltage sag register, two basic steps have to be accomplished: first, isolate the origin upstream or downstream; next, an appropriate algorithm has to be used to accurately locate the origin in the network. In this work we tackle the first step under the basis that the waveforms of voltages and currents before and during the voltage sag are available.

This work has been partially funded by the Spanish government under the project DPI2006-09370, MEC (BES-2007-14942) grants and ENDESA DISTRIBUCIÓN.

V. Barrera, J. Melendez and S. Herraiz are with the eXiT Group in the Institute of Informatics and Applications (IIiA) of the University of Girona, Spain, Girona, Campus Montilivi, 17071, e-mail: [vbarrera, quimmel, sherraiz]@eia.udg.edu. Homepage: http://eia.udg.edu/~[vbarrera, quimmel, sherraiz].

J. Sánchez and M. Castro are with the PQ Department of Endesa Distribución, Barcelona (Spain), e-mail: jslosada@fecsa.es.

The eXiT is part of Automation Engineering and Distributed Systems (AEDS) research group, awarded with a consolidated distinction (SGR-00296) for the 2005-2008 period in the Consolidated Research Group (SGR) project of the Generalitat de Catalunya.

Recent studies reinforce the importance of developing robust and simple algorithms for the relative (upstream/downstream) fault location [1]. The proposed fault relative location algorithm (RPSC) is based on the ratio of the positive sequence currents during the fault insertion and before the event, respectively. The positive sequence component is used because of its availability for all type of registered faults [5][3]. The results show that for downstream and upstream sags the ratio of the positive sequence currents is greater and lower than unit, respectively.

The problem of estimating the fault location from the registers of sags is not new. Chouhy [1] has described and compared five relative location algorithms using synthetic data [2] to [5]. In this comparison, the DR algorithm obtained the best results [5]. We have also tested PCSC [6] and DR algorithms with real-world and synthetic data, and PCSC resulted in a higher classification rate in a fault relative location analysis performed in [7]. Consequently, DR and PCSC algorithms were selected to perform the comparison with the RPSC algorithm proposed in this paper.

The evaluation of RPSC algorithm is performed using gathered and synthetic voltage sags. The set of gathered sag contains voltage drop caused by single-phase and phase-to-phase faults in power distribution networks of ENDESA (Electric Distribution Company of Spain), whereas the set of synthetic sags covers all type of faults and were obtained through a simulation of an unbalanced distribution network using ATP/EMTP (Alternative Transient Program) [8]. The result obtained with RPCS, PCSC and DR algorithm are compared and discussed.

This paper is organized as follows: in first and second section the used nomenclature and introduction have been given. In third section the RPSC algorithm is explained and steps for its implementation is shown. After that, the voltage sags used to perform the RPSC algorithm test will be described. In fifth and sixth section some important definition about confusion matrix, PCSC and DR algorithm will be given. In Section VII, the test results with synthetic and gathered sag events are discussed.

III. RPCS Algorithm

In this section the Ratio of the Positive-Sequence Current algorithm is explained and steps to implement it are described too.

A. Explanation

In order to explain RPCS algorithm the simple radial

distribution system shown in Fig. 1 is considered. The power-flow direction is from bus A to C and a power quality monitor (PQM) is installed at the bus B. The upstream and downstream locations correspond to line sections located between buses A-B and B-C respectively.

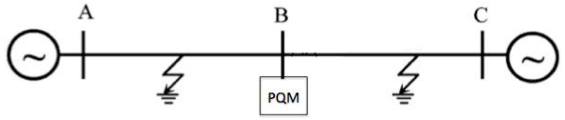


Fig. 1 One-line diagram of the radial distribution systems

In a non-faulted steady state the current (I_{SS}) that flows from bus A to C is as follows:

$$I_{SS} = \frac{V_A - V_C}{Z_{AB}} \quad (1)$$

For faults located downstream and upstream, the currents registered during the fault insertion instant by the PQM will be as follows:

$$I_{down} = I_{SS} + I_{fault} = \frac{V_A - V_C}{Z_{AC}} + \frac{V_{m_{down}}}{Z_{fault}} \quad (2)$$

And,

$$I_{up} = I_{SS} - I_{fault} = \frac{V_A - V_C}{Z_{AC}} - \frac{V_{m_{up}}}{Z_{fault}} \quad (3)$$

where V_A and V_C are the voltage at the buses A and C, $V_{m\text{-down}}$ and $V_{m\text{-up}}$ are the voltage at the fault pinpoint location, and I_{down} and I_{up} are the registered currents during the insertion instant of a downstream and upstream fault. Z_{AC} and Z_{fault} are the total line impedance and the fault impedance, respectively. Whether m_{down}, m_{PQM} and m_{up} are the proportion values of Z_{AC} where are located the fault and PQM, then from bus A these one follow the following equations:

$$m_{down} > m_{PQM} > m_{up} \quad (4)$$

$$\forall \; 0 \le \left(m_{down}, m_{POM}, m_{up}\right) \le 1$$

Analyzing Equations (2) and (3), it can be noticed that currents caused by faults located downstream (I_{down}) with respect to the PQM at bus B will be greater than currents caused by faults located upstream (I_{up}). Therefore, considering Equation (4), current registered at bus B will be as follows:

$$|I_{down}| > |I_{SS}| > |I_{up}| \quad (5)$$

Similarly, the ratio between downstream and upstream currents with respect to steady estate current will be:

$$|I_{down}| / |I_{SS}| > 1 \quad (6)$$

$$|I_{up}| / |I_{SS}| < 1 \quad (7)$$

Equations (6) and (7) indicate that for downstream faults the ratio of the current during the event insertion instant and before the event will be greater than unit; on the contrary, it will be lower than unit for upstream faults.

From the previous analysis it can be noticed that the fault relative location can be obtained using the ratio of magnitude of the positive sequence currents. Therefore, a fault location rule can be stated as follows:

Fault relative location rule for radial systems (RPSC)

IF I_{ratio}>1 THEN Downstream ELSE Upstream.

where I_{ratio} is the ratio between the positive-sequence fault current (I_{fault}) and positive-sequence steady-state current (I_{ss}).

For three-phase distribution systems, the voltage-current pairs should be taken according to different fault types. In order to avoid it, the positive-sequence current magnitudes have to be taken. Since calculation of positive-sequence does not require identifying the type of fault, algorithms such as *Ratan-Das flowchart* [8] or *Six-Phase or Component-Sequence Algorithms* [9], among others, are not required to apply the proposed algorithm, which avoids the mistakes that can be committed due to a bad estimation of the type of fault.

Fig. **2** shows the RMS positive-sequence current (dotted curve) and RMS voltage values in per unit values for a gathered downstream (a) and upstream (b) voltage sag. The gray vertical areas correspond to non-stationary parts of the events obtained after a segmentation process.

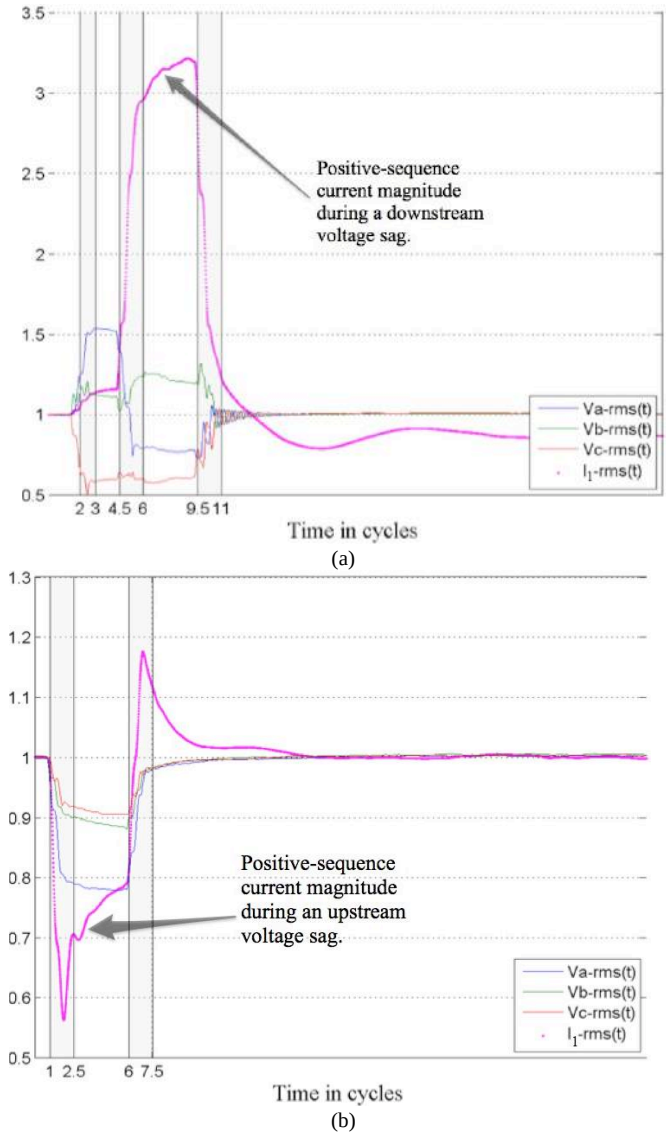


Fig. 2 Positive-sequence current magnitud in p.u (dotted curve) during a gathered (a) downstream and (b) upstream voltage sag.

In Fig. **2** (a) it can be noticed that fault positive-sequence current during the event is greater than prefault current. So, current ratio will be greater than unit (I_{ratio}>*1*). On the contrary, the upstream sag shown in Fig. **2** (b) has a positive-sequence fault current lower than prefault current during the event, except at the end of the sag due to non-stationary state

($I_{ratio}<1$ at the beginning of the event).

This behavior suggests that an adequate cycle or cycles for computing the positive-sequence fault current should be selected. In order to make this selection, we have proposed the use of the positive-sequence fault current (I_{fault}) mean during the voltage drop between 98% and 90% (insertion instant) of the prefault voltage. The prefault sequence current (I_{ss}) and prefault voltage can be obtained one cycle before the sag event.

B. *Steps for Implementing RPSC Algorithm*

The proposed algorithm can be implemented following the next steps:

1) Perform Short Fourier Transform analysis to extract the fundamental-frequency current and voltage cycle-by-cycle (magnitude and phase) using a sliding windows.

2) Compute cycle-by-cycle the positive-sequence current from each magnitude and phase current using the following expression:

$$I_1(n) = \frac{1}{3}\cdot\left[I_a(n)\angle\theta_a(n) + aI_b(n)\angle\theta_b(n) + a^2 I_c(n)\angle\theta_c(n)\right] \quad (8)$$

Where $I_1(n)$ is the positive-sequence current value in the cycle n, and the factor a equal to $1\angle 120^o$.

3) With the RMS fundamental voltage values select the samples where the voltage is 98% and 90% of the prefault voltage magnitude.

4) Take as prefault positive-sequence current (I_{ss}) the fundamental current magnitude one cycle before the voltage drop to 98%, and the fault positive-sequence current (I_{fault}) as the mean of sequence current values inside of sample-range where the fundamental voltage magnitude is between 98% and 90% of prefault voltage magnitude.

5) In case of $I_{fault}>I_{ss}$ the voltage sag origin is downstream ($I_{ratio}>1$). On the contrary, it will be located upstream with respect to the measurement point if $I_{ratio}<1$.

IV. Voltage Sag Used in the Study

The evaluation of the performance of RPSC algorithm was carried out using real and synthetic voltage sags. Short Fourier Transform (SFT) in one cycle with a 128-sample sliding window has been used to estimate the RMS voltage and sequence currents at the frequency of nominal power.

A simple description of the voltage data will be given in this section.

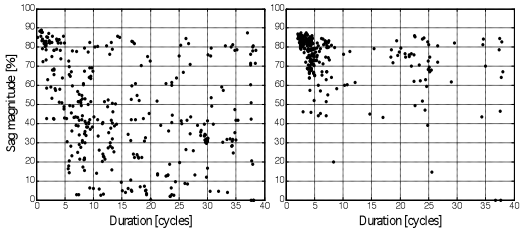
A. *Gathered Voltage Sags*

The set of sag events contains 467-unsymmetrical-sag events registered in different 25 kV substations, 228 of which correspond to downstream sags events (Table I). Each current and voltage register was sampled at 128 samples per cycle (50 Hz) and contains 40 cycles.

TABLE I
GATHERED VOLTAGE SAG EVENTS USED IN THE STUDY

	Single-phase	Phase-to-phase	Total
Downstream	118	110	228
Upstream	91	148	239
Total	209	258	467

Fig. 3 depicts the voltage sag magnitudes versus their duration. It can be seen that there are sags with different magnitudes and number of cycles for both relative location. This is important because we can verify that real-world data do not lack of variability.



(a) (b)

Fig. 3 Magnitude of (a) downstream and (b) upstream voltage sags as a function of their duration.

The most of downstream sag events are around 1-40 cycles length whereas the upstream sags are around 2-40 cycles. This behavior is normal because faults generated in distribution system (downstream) are normally longer and deeper than faults generated in transmission systems (upstream).

B. *Synthetic Voltage Sags*

Five types of faults were simulated using ATP (line-to-ground, line-to-line, double-line-to-ground, three-phase and three-phase to ground) in the Saskpower distribution system, Fig. 4.

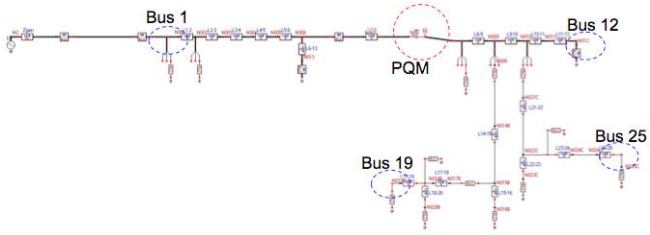


Fig. 4 The 25-kV power distribution system from Saskpower, Saskatoon, SK, Canada. ATP scheme used in the simulations. Buses that will be mentioned below are highlighted with circles.

This system has been extensively used testing several impedance based fault location methods [10]. It contains 20-line sections, including single- and three-phase circuits. Sequence impedances, loads, and power factors presented in [8] were used to characterize the network using ATP. Values of fault resistance of 0.05, 5, 10, 20, 30, 40 and 50 Ω [11] were considered and faults at all buses of the distribution system were simulated. Matlab® was used to automatically generate 1085 ATP simulations. In each simulation, the fault starts in the third cycle and has duration of 15 cycles.

V. Confusion Matrix

In order to compare the results obtained by both approaches, a confusion matrix was used. A confusion matrix is a representation of classification results as this presented in Table II. It shows the differences between the true and predicted classes for a set of labeled examples [12].

Where,

- TP stands for true positive (cases correctly predicted as the downstream class).

- TN stands for true negative (cases correctly classified as upstream class).
- FP for false positive (cases classified as downstream class but its real class is upstream).
- FN for false negative (cases classified as upstream class but its real class is downstream).

TABLE II
CONFUSION MATRIX

		Real class	
		Downstream	Upstream
Predicted Class	Downstream	TP	FP
	Upstream	FN	TN

The evaluation of these indices allows computing several performance parameters of the classifier. Special attention is put on *True Positive Rate – (TPR)* and *False Positive Rate - FNR*:

$$TPR = \frac{TP}{TP + FN} \quad (8)$$

$$FPR = \frac{FP}{TN + FP} \quad (9)$$

The fault relative algorithm with TPR and FPR indices closed to 1 and 0, respectively, will be the best algorithm in a set of algorithms.

VI. RECENT FAULT RELATIVE LOCATION ALGORITHMS USED IN THE COMPARISON

In this section a brief description of the DR and PCSC algorithms is included. These algorithms were selected to perform the comparison with RPSC algorithm.

1) Distance Relay - DR: It is based on the change of magnitude and angle of the impedance seen by the relay before and after the fault. For a downstream fault the seen impedance during the fault will decrease with respect the seen impedance in steady state; its phase angle will change too. The DR rule is:

DR Rule:

"IF $|Z_{sag}|<|Z_{ss}|$ AND $\angle Z_{sag}>0$ THEN downstream ELSE upstream END"

According to the different type of faults, the proper voltage-current pair has to be taken in estimating Z_{ss} and Z_{sag} [5].

2) Phase Change in Sequence Current - PCSC: It estimates the origin of voltage sag using the change of the phase angle $\Delta\phi$ of the positive-sequence component of the current between the prefault and fault conditions. The PCSC rule is:

PCSC Rule:

"IF $\Delta\phi>0$ THEN upstream ELSE downstream END"

where $\Delta\phi$ is set between $-\pi$ to π. One cycle before and after the fault inception are used for computing prefault and fault current phasor [6].

DR algorithm is applied in radial and meshed power systems, whereas PCSC is applied only in radial systems. Moreover, it can be noticed that PCSC algorithm only uses the current signal, while DR algorithm uses both voltage and current signals.

VII. RESULTS

In order to verify the validity of the proposed method two scenarios are considered. In the first scenario, RPSC algorithm performance is be evaluated with the gathered sags described previously, whereas in the second scenario, the performance will be tested with synthetic signals.

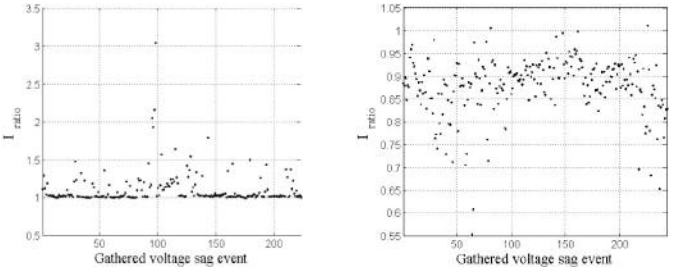
A. Experimental Setup

Since DR algorithm requires the proper voltage-current pairs to compute its features, the type of fault for each sag event was obtained using the *Six-phase algorithm* [9]. For all sag events, the first instant when the voltage is equal or less than 90% of the prefault voltage was considered as the start time of the perturbations.

B. Field Measurement Results

For all the ENDESA distribution power systems used in this analysis the costumer-side does not have power generation, so the power flows always in the costumer direction.

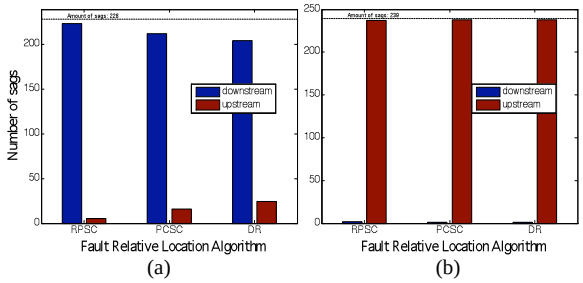
Fig. 5 shows the values taken by the ratio of the positive-sequence currents (I_{ratio}) for the gathered sags. In **Fig. 5** (a) the I_{ratio} values for 228-downstream sags are plotted while **Fig. 5** (b) shows the values for the 239-upstream sags.



(a) (b)

Fig. 5 RPSC algorithm results with field measurements. Ratio of the positive-sequence current for (a) downstream and (b) upstream voltages sag events.

Observing both figures, it can be noticed that for downstream sags, I_{ratio} takes values greater than unit whereas for upstream ones it takes values lower than unit. Few sags were not correctly classified: 5 downstream sags were considered as upstream, and 2 upstream sags as downstream. Hence, RPSC algorithm only has misclassified 7 voltage sags.



(a) (b)

Fig. 6 Performance of RPSC, PCSC and DR fault relative location algorithm for (a) downstream and (b) upstream voltage sags. RPSC has better global performance than PCSC and DR algorithms.

Fig. **6** shows the classification rates for RPSC, PCSC and DR algorithms. For downstream sags Fig. **6** (a), RPSC has the best classification rates, only 5 downstream sags were missclassified, whereas PCSC and DR algorithms misclassify 16 and 24 voltage sags, respectively. On the other hand, for

upstream sags PCSC and DR algorithms have obtained the best results with only 1 upstream sag misclassified while RPSC classifies incorrectly 2 sags, Fig. **6** (b). The values taken by the respective PCSC and DR features and the reasons of misclassification of 1-sag are detailed in Table III.

TABLE III
UPSTREAM SAG MISCLASSIFIED BY PCSC AND DR ALGORITHMS

Algorithm	Sag Id	Feature values	Description
PCSC	391	$\Delta\phi$=-0.01014	For *upstream sags* $\Delta\phi$ has to be greater than unit, see PCSC rule.
DR	283	$\lvert Z_{sag}\rvert/\lvert Z_{ss}\rvert$=0.899 $\angle Z_{sag}$=0,046 rad	For *upstream sags* Z_{sag}/Z_{ss} or $\angle Z_{sag}$ have to be greater than unit or lower than zero respectively, see DR rule.

Although the RPCS does not has the best classification rates with upstream sag events, its global performance is better than the PCSC and DR algorithm. This performance is important because it is preferable to confuse upstream with downstream event since downstream faults are responsibility of the electric facility where PQM is installed.

TABLE IV
CONFUSION MATRIX AND CLASSIFICATION RATES FOR EACH ALGORITHM

Algorithm	TP	FN	FP	TN	FPR	TPR	Hit%
RPSC	223	5	2	237	0,008	0,978	98,50
PCSC	212	16	1	238	0,004	0,929	96,36
DR	204	24	1	238	0,004	0,895	94,65

Table IV lists the confusion matrix, FPR and TPR indices, and classification rate in percentage (Hit%). FN and FP columns correspond to misclassified voltage sags by each algorithm. Therefore, 7-, 17-, 25-sags were misclassified by RPSC, PCSC and DR, respectively. Consequently, RPSC algorithm has the highest classification rate, 98.50 %. Moreover, its TPR (0.978) and FPR (0.008) indices are very close to the perfect classifier whose indices are 1 and 0 respectively.

On the other hand, RPSC has classified 2-upstream sags as downstream. These sags has been misclassified for few hundredths and thousandths of I_{ratio} units, for instance, the furthest and the nearest upstream sags with respect to cut of point (unit) have 1.0095 and 1.0038 I_{ratio} units, respectively. Although these values are close to one, for upstream sags I_{ratio} has to be lower than unit. Likewise, the group of 5-downstream sags classified as upstream, the further and nearest values were 0.99623 and 0.99926, but those should be greater than one.

In conclusion, the field test results show great robustness and improvement by using the proposed algorithm.

C. Simulation Results

The PQM were installed between the buses number 7 and 8 of the system showed in Fig. 4. So, the buses 8-to-12 and 14-to-25 correspond to buses in direction of the power flow (downstream) from PQM point, and the buses 1-to-7 and 13 to upstream buses.

RPSC algorithm achieved a perfect classification rates with synthetic sag events (FPR=0,0; TPR=1,0; and Hit%=100). It demonstrates its robustness to determine the voltage sag source direction.

The I_{ratio} values taken for each one of the 1085-voltage-sags simulated using ATP are presented in Fig. **7**. It can be observed that I_{ratio} curve takes values around to unit. As it has been explained, I_{ratio} values greater than unit correspond to downstream sags caused by fault produced at downstream buses and the values lower than unit to upstream buses.

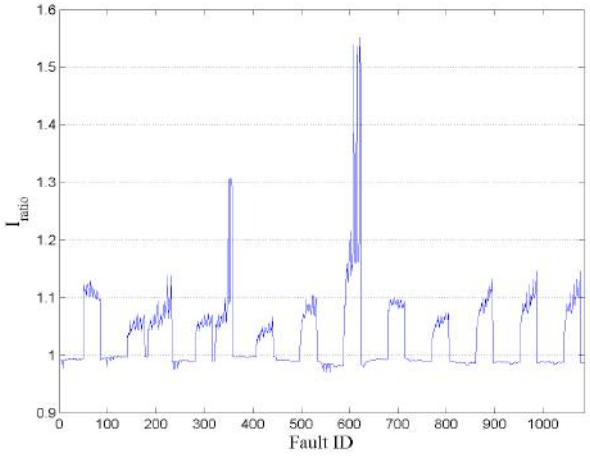


Fig. 7 RPSC algorithm feature. I_{ratio} values taken for each syntethic voltage sag.

Fig. 8 shows I_{ratio} values with respect to each bus of the circuit. The horizontal axe represents each voltage sag and the vertical axe each bus of the network (dots), for this reason I_{ratio} was scaled by 10 times in order to easily visualizes its value in each bus. So, in this figure downstream and upstream sag will take I_{ratio} values greater and lower than 10 respectively.

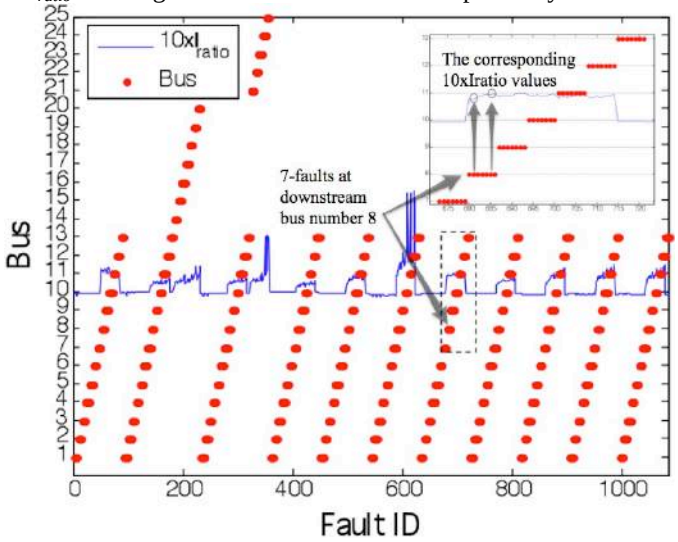


Fig. 8 RPSC algorithm feature. I_{ratio} values taken for each syntethic voltage sag.

It can notice that I_{ratio} indicates downstream faults (values greater than 10) at the buses number 8-to-12 and 14-to-25, which correspond to buses located downstream with respect to PQM. Likewise, I_{ratio} indicates upstream faults for the rest of buses. It can notice that RPSC ability to recognize the voltage sag source direction.

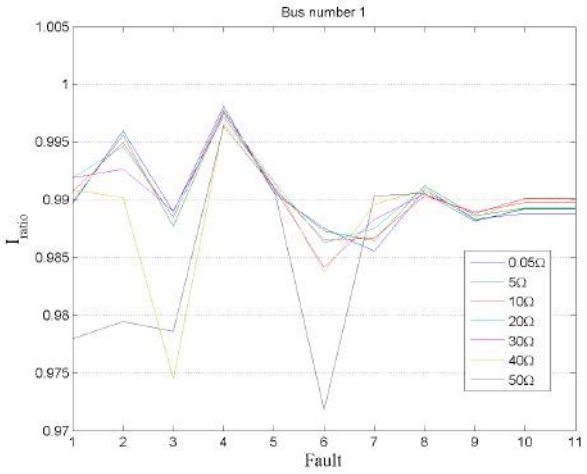


Fig. 9 I_{ratio} values taken according to fault resistances for voltage sags produced at upstream bus number 1.

Finally, the performance of RPSC algorithm depending on the value of the fault resistance that has been analysed. Fig. **9** shows the I_{ratio} values at the upstream bus number 1 of the network for each fault resistance used in the analysis. For all 7-fault-resistances I_{ratio} takes values lower than unit. Therefore, we can see that RPSC algorithm is able to distinguish the sag relative location for several ground fault resistance values included values over 40 ohms [11].

In the same way, the I_{ratio} values for simulated faults at the downstream bus number 12 are shown in Fig. **10**. For all ground fault resistances I_{ratio} values are greater than unit.

The faults located furthest with respect to PQM are the fault located at single-phase buses number 19 (b-phase) and 25 (c-phase). In these buses RPSC algorithm has good result too, I_{ratio} takes values greater than unit, in both downstream buses (Fig. **11**).

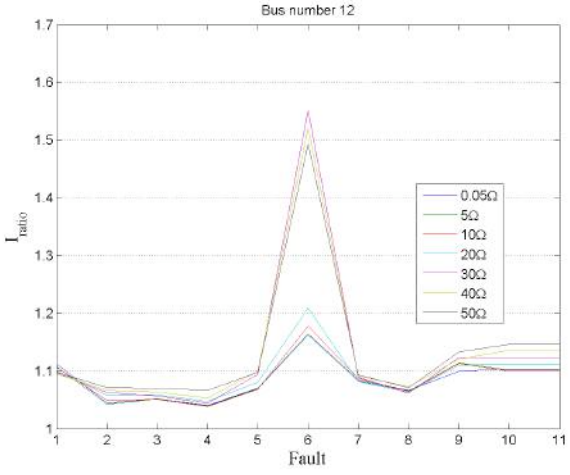
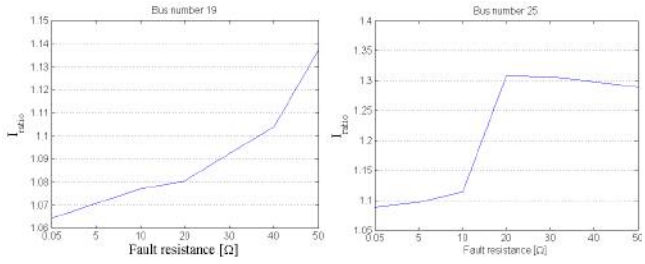


Fig. 10 I_{ratio} values taken according to fault resistances for voltage sags produced at downstream bus number 12.



(a) (b)

Fig. 11 I_{ratio} values at downstream buses number (a) 19 and (b) 25.

VIII. Conclusion

A relative fault location algorithm based on the Ratio of the Positive-Sequence Current during the insertion instant and before the sag event has been proposed. It has been showed that the positive-sequence current ratio greater than unit indicates that the fault is located downstream with respect to the measurement point, and on the contrary, the fault is located upstream.

The RPSC performance has been evaluated with gathered (98.5%) and synthetic (100%) voltage sags. In both cases, RPSC classification rates achieved good results.

IX. Future Works

Currently, we are testing our algorithm with more gathered sag events and other synthetic sags obtained from other simulated distribution networks.

References

[1] R. Chouhy L., “Voltage Sags: Single event characterisation, system performance and source location”, PhD thesis, Chalmers University of Technology, 2007.

[2] C. Li, T. Tayjasanant, W. Xu, and X. Liu, "Method for voltage-sag source detection by investigating slope of the system trajectory," IEE Proceedings-Generation, Trans. and Distr., vol. 150, pp. 367-72, 2003.

[3] T. Tayjasanant, C. Li, and W. Xu, "A resistance sign-based method for voltage sag source detection," IEEE TPWD, vol. 20, pp. 2544-51, 2005.

[4] N. Hamzah, A. Mohamed, and A. Hussain, "A new approach to locate the voltage sag source using real current component," Electric Power Systems Research, vol. 72, pp. 113-23, 2004.

[5] A.K. Pradhan and A. Routray, "Applying distance relay for voltage sag source detection," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, pp. 529-31, 2005.

[6] A.K Pradhan, A. Routray, S. Madhan, “Fault direction estimation in radial distribution system using phase change in sequence current”, IEEE TPWDelivery, vol. 22, No. 4, pp. 2065-2071, october 2007.

[7] V. Barrera, J. Meléndez, S. Herraiz, J. Sánchez. “Evaluation of Fault Relative Location Algorithms With Sags Gathered in 25 kV Substations”, Special Issue on Power Quality, Eur. Trans. on Elec. Power. Submitted March 31. Manuscript number: ETEP-09-0113, 2009.

[8] R. Das, “Determining the locations of faults in distribution systems”, Ph.D. dissertation, Univ. Saskatchewan, Saskatoon, SK, Canada, 1998.

[9] M. Bollen, “Algorithms for Characterizing Measured Three-Phase Unbalanced Voltage Dips”, IEEE Transactions on Power Delivery, vol.: 18, no.: 3, july, 2003.

[10] J. Mora, V. Barrera, G. Carrillo, “Fault Location in Power Distribution Systems Using a Learning Algorithm for Multivariable Data Analysis”. IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, no. 3, July 2007, pp. 1715-1721.

[11] J. B. Dagenhart, “The 40-ohm ground-fault phenomenon” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 1, pp. 30–32, Jan./Feb. 2000.

[12] Bradley A. P., “The use of the area under the ROC curve in the evaluation of machine learning algorithms”, in Pattern Recognition, Vol. 30, No. 7, pp. 1145-1159.

Localizador de fallas en Sistemas Eléctricos aplicando Algoritmos Evolutivos

W. Guerra and N. Kagan

Centro de Estudios en Regulación y Energía Eléctrica (Enerq-ct) – Escola Politécnica - USP

Abstract-- **This paper aims at presenting the development and implementation of an approach to deal with fault location in transmission systems by Evolutionary Algorithms. An Evolutionary Strategy was applied to address an optimization problem, from the generation of a population of individuals that represent possible solutions to the problem, as well as evolutionary operators such as selection, mutation and crossover. Some variants of the basic approach were also considered in such a way to determine the fault location with better performance. A case study, based on the 30 bus IEEE study system, demonstrates the potential of the proposed methodology.**

Keywords-- **Optimization, Fault Location, Evolutionary Algorithms, Evolutionary Strategies.**

I. Introducción

LAS exigencias cada vez mayores del mercado eléctrico respecto a los estándares de calidad de energía, hacen que las empresas de electricidad adecuen sus operaciones, utilizando hardwares e softwares para operar cada vez mas eficientemente.

La calidad de energía eléctrica de forma general se divide en dos grandes tópicos, La *calidad del producto* y la *calidad de servicio*. Parte de este último tópico trata el problema de localización de fallas, que causa la interrupción de energía eléctrica; siendo esta aleatoria y también impredecible. La interrupción de la energía eléctrica es realizada por equipamientos de protección, con la finalidad de proteger a los equipos instalados en las redes eléctricas, así como resguardar la estabilidad del sistema. El rápido reestablecimiento de la energía va a depender de la localización de la falla y de la realización de los respectivos reparos [1].

Las fallas en las líneas de transmisión pueden ocurrir debido a varias causas, como por ejemplo: problemas de aislamiento de equipos, contacto entre líneas (debido a agentes externos), entre otros. La mayoría de fallas en líneas de transmisión son causadas por cortos circuitos entre una de las fases y tierra [1]. Donde las corrientes de corto circuito son pequeñas, dificultando que los equipos de protección actúen.

Para la localización aproximada del punto donde ocurrió la falla es necesario que los parámetros característicos de las líneas, transformadores y demás equipamientos, que forman las redes eléctricas, sean conocidos. También seria necesario el conocimiento del tipo de falla y el valor de la impedancia de falla. Otro aspecto crítico, además de los mencionados, es la incerteza en la carga, que dificulta la solución del problema. En la mayoría de los casos, estos parámetros no son conocidos, lo que constituye un desafío en el cálculo del punto de falla.

Por otro lado, en las redes de transmisión existen medidores. La mayoría de estos de energía y pocos relativos a calidad de energía. Frecuentemente, estos fueron instalados sin considerar el problema de la localización de fallas, o sea, estos pueden monitorear todas las fallas que ocurren en la red. El hecho de tener pocos medidores de calidad de energía aumenta la dificultad para la solución del problema.

En la bibliografía estudiada, existen algunos trabajos con respecto a este problema. Un grupo utilizo Redes Neurales [2], usando datos de un extremo de las líneas, lo que disminuyó la cantidad de datos. En [3] se aplica el Teorema de Bayes através de probabilidades, aplicado a sistemas de comunicación complejos. Estos trabajos utilizan valores de los equipos y cargas, lo que difiere de la realidad, donde los datos estan incompletos.

Este trabajo ilustra la aplicación de Algoritmos Evolutivos (AEs) [4], para resolver el problema de localización de fallas en los sistemas de transmisión. Los AEs son ampliamente conocidos en la solución de problemas de inteligencia artificial e existen muchas aplicaciones en ingeniería eléctrica. La aplicación de esta técnica tiene un concepto diferente de evolución natural de las especies, diferente a los Algoritmos Genéticos (AGs), donde la mutación en los AEs es el principal operador de la evolución; introduciendo una nueva innovación en la población, para generar variaciones en los individuos.

W. Guerra pode ser contactado en la USP - São Paulo en ENERQ (e-mail: wilingthon.guerra@poli.usp.br

N Kagan pode ser contactado en la USP-PEA, (e-mail: . nelsonk@pea.usp.br).

A partir de una población, son definidos los operadores de selección, mutación e cruzamiento dentro del proceso de optimización. Son mostrados los resultados para una red de 30 barras IEEE.

II. Algoritmos Evolutivos (AEs)

Tres algoritmos fueron propuestos [4], estos forman la familia de los conceptos computacionales: Algoritmos Genéticos, Programación Evolucionaría y Estrategias Evolucionarías. Este último ya presento resultados sorprendentes en los inicios de su aplicación. De modo similar con otras técnicas tuvo que pasar por la aprobación de la comunidad científica. En los años 90 estas técnicas demostraron su poder para resolver problemas de alta complexidad.

La estructura de un algoritmo evolucionarlo puede ser de la siguiente forma:

$t=0$;
Star $P(t)$
Assess $P(t)$
While (test for stopping not satisfied) do:
$P(t)=$ Change $P(t)$;
Assess $P(t)$
$Q(t)=f[P(t)]$;
$P(t+1)=$ selection $[P(t)\cup Q(t)]$;
$t=t+1$
End

Donde, $P(t)$ simboliza a la población de $P(t)$ individuos en la generación t. Q representa el conjunto de individuos que puede ser considerado en la selección, para el problema de localización de fallas, Q será el lugar donde ocurrió esta. Q es una función de la población $P(t)$. En otras palabras, Una nueva generación de individuos $P(t)$ de tamaño $P(t)$ es generada por la variación del conjunto $P(t)$ através de operadores, tales como, mutación y recombinación. Los nuevos individuos son analizados midiendo la distancia con la solución óptima del problema. Para el localizador, la distancia será la distancia entre los valores calculados y los valores leídos con los medidores instalados en la red eléctrica. Entonces, una nueva población t+1 es formada con los mejores individuos. O sea, los individuos mas adaptados formaran parte de la nueva población.

Después de un determinado número de generaciones, la condición de parada debe de ser atendida, esta frecuentemente indica la existencia de un individuo que representa una solución aceptable para el problema o, el número máximo de generaciones es igual al pre-establecido.

III. Localizador de Fallas

A. *Descripción del Problema*

Cuando ocurre una falla permanente en una de las líneas de un sistema de transmisión, el trabajo realizado por las cuadrillas de mantenimiento es demorado, ya que no se sabe donde ocurrió exactamente la falla. Esto implica costos son elevados.

En este contexto es necesario que las empresas concesionarias de electricidad dispongan de un sistema de localizar fallas, que permita identificar los puntos donde ocurrieron las fallas, minimizando de esta forma el tiempo de llegada hasta este punto y así, aumentar la confiabilidad del sistema.

B. *Metodología propuesta para la localización de fallas*

La metodología utiliza estratégicas evolucionarías [4]. Como ya fue mencionado arriba, el grande diferencial es la concepción de la evolución natural de especies. Son aplicadas estrategias para los operadores de evolución. Este algoritmo se basa en el proceso ya descrito arriba.

Inicialmente se establece la codificación para los individuos. Los parámetros iniciales serán detallados mas adelante, para luego comenzar con el proceso de optimización.

Codificación: Los individuos son representados a través de parámetros del problema, estos representan el punto donde se simula el corto circuito. Para esto se utilizan variables continuas que caracterizan los genes de un individuo. El siguiente ejemplo representa un individuo.

Punto de falla (km)	Tipo de falla	Impedancia de falla (Ω)
325.34	Trifásica	12.34

Fig. 1. Representación de un individuo

Local de la falla; Este cromosoma representa el punto exacto donde se simulo el corto circuito. Para esto se agrupa la red como se fuera una cadena.

Impedancia de falla; Este cromosoma representa la impedancia de falla. Para lo cual es considerada una faja de valores entre 0 – 20 Ω.

Tipo de falla; Este cromosoma representa el tipo de corto circuito, se usará solamente para mostrar el tipo de falla. Este no entra en la codificación por que serán simulados todos los tipos de cortos circuitos y solo aquel donde se obtenga la mejor solución, será parte de la solución.

C. Población

El número de individuos de la población es fijado a priori, dependiendo del tamaño de la red. Para la red simulada se consideraron 80 individuos.

La población fué generada aleatoriamente utilizando una tasa de falla para cada trecho, así, los trechos con mayor tasa tienden a formar parte de la población. Se utilizo el método basado en la ruleta [5]. En este método cada individuo ocupa una faja proporcional al ajuste del mismo.

Por otro lado se considera los siguientes tipos de cortocircuitos:

- Falla Trifásica
- Falla Bifásica
- Falla Monofásica a Tierra
- Falla Dos Fases a Tierra

Fue generado un número entre 0 - 20 Ω para determinar la impedancia de falla.

D. Análisis de la función objetivo

La función objetivo debe ser un índice de mérito no negativo. Para el problema de localización de fallas será la distancia existente entre los valores calculados y los valores leídos por los medidores instalados en la red. Para esto aplicamos el método de mínimos cuadrados.

$$f_{aval}=\sum[(V_{m_iA}-V_{cA})^2+(V_{m_iB}-V_{cB})^2+(V_{m_iC}-V_{cC})^2]\,/\,3 \qquad (1)$$

Onde:

V_{m_iA} : Modulo del voltaje leído por el medidor m_i en la fase A;

V_{cA} : Modulo del voltaje calculado por el medidor m_i en la fase A;

En la mayoría de problemas de optimización existen restricciones propias del problema. Para este caso serán las consideradas en el cálculo de corto circuito. Este calculo fue realizado utilizando una herramienta computacional SINAP t&d.

E. Construcción de lista de tramos

Para efectos de direccionar el proceso de optimización en la etapa de mutación, fue construida una lista que contiene el nombre del tramo asociado a un valor (función objetivo). Este valor es calculado haciendo 3 cortos circuitos, en el trecho: entre las barras y en el punto medio, después es evaluada la función objetivo de cada punto donde se realizo la simulación. Finalmente, es calculada la media aritmética de los tres valores obtenidos. Este valor es asociado al trecho. Este proceso es calculado para todos los tipos de cortocircuitos considerados. Se consideraron 5 niveles de impedancia de falla 0, 5, 10, 15 e 20 Ω.

Para cada cortocircuito y impedancia de falla se ordena la lista de acuerdo con la función objetivo. Estos valores son cambiados por el nombre del tramo respectivo, así tendremos cuatro listas para cada impedancia de falla considerada.

F. Reproducción

Este proceso tiene por objetivo diversificar el mismo, de modo que aquellos individuos mas adaptados tengan mayor probabilidad de reproducirse en generaciones futuras. El método escogido fué el de la ruleta [5]. Así, al girar la ruleta, la probabilidad de cada individuo a ser escogido va a depender del tamaño de la faja que tenga en la ruleta.

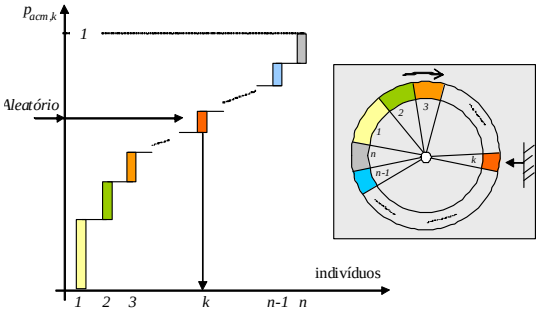


Fig. 2. Selección de individuos por el método de la ruleta

En la figura 2, en el eje de las ordenadas, son depuestos los valores de la función de evaluación (distancia entre valores calculados e medidos) acumulados, de modo que cada individuo contribuye con su distancia a su probabilidad. La probabilidad acumulada de un individuo k es dada por la siguiente expresión:

$$P_{acum,k}=\frac{\sum_{j=1}^{k} f_{aval,j}}{\sum_{j=1}^{n} f_{aval,j}} \qquad (2)$$

Este procedimiento garantiza a aquellos individuos mas ajustados una mayor probabilidad de reproducirsen en generaciones futuras.

G. Mutación

La mutación es el principal operador de la evolución de los AEs. Este operador actúa con una tasa de mutación *pm* entre 0 y 1. Es sorteado un numero (0-1) perteneciente a una distribución normal con media de cero y desvío padrón σ, si este número es menor que *pm*, entonces se realiza el proceso de mutación. Así una parte de la generación de hijos es formada através del proceso de mutación. La ecuación a

seguir representa la relación de mutación.

$$x'_i = x_i + \sigma \cdot N_i(0,1) \quad (3)$$

Donde $N_i(0,1)$ es un número aleatório com um desvio padron unitário y media nula. El desvío padrón σ representa el paso de mutación para la generación de individuos hijos. Este paso para el algoritmo no será constante, de esta forma controlará el proceso. En [6] se introducen nuevos parámetros para conseguir este control, tal que estos, proporcionan la auto adaptación de los individuos através de la siguiente ecuación:

$$\sigma'_i = \sigma_i \cdot \exp(\tau' \cdot N(0,1) + \tau \cdot N_i(0,1)) \quad (4)$$

$$x'_i = x_i + \sigma'_i \cdot N_i(0,1) \quad (5)$$

Donde:

σ'i: Variación del parámetro σ de índice i;

σi: paso de mutación;

Ni(0,1): Valor sorteado a cada generación con distribución normal de media 0 y desvío padrón 1;

N(0,1): Valor sorteado con distribución normal de media 0 e desvío padrón 1. Este se mantiene constante para cada individuo.

τ': Tasa de aprendizaje ($\propto (\sqrt{2\beta})^{-1}$)

τ: Tasa de aprendizaje ($\propto (\sqrt{2\sqrt{\beta}})^{-1}$)

Se utiliza freqüentemente β=2, como mencionado en la referencia [6].

Mutación del punto de falla: Se utilizo un criterio para tener la visión del tamaño de las distancias entre un punto de falla y otro. Para esto, se utilizo una lista de tramos descrito en el iten E. Con la finalidad de establecer una distancia entre el punto de falla actual (individuo antes de la mutación) y el punto de falla después de la mutación (individuo después de la mutación).

Para este proceso, se utilizaron las expresiones (4) y (5). El paso aumentará hasta chegar a uma σ' máximo, para después reiniciar com valores iniciales.

Mutación del tipo de falla: Como mencionado arriba, el tipo de falla es ilustrativo, por que, la evaluación de la función objetivo es realizada para todos los tipos de cortocircuitos. Se considerará aquel cuya función objetivo sea menor.

Mutación de la impedancia de falla: Se utilizaron las expresiones (4) e (5). Similarmente, cuando alcance un σ' máximo, se reiniciaran los valores.

H. Cruzamiento

Este operador aliado a la mutación tiene por objetivo introducir variaciones a la búsqueda de la solución del problema. El principio se basa en el intercambio de información genética entre individuos de una misma especie. En algunos casos evita que el proceso converja en óptimos locales.

Para este problema se calculará la media aritmética entre os valores de genes del mismo tipo, siempre que el número aleatorio generado entre 0-1 sea menor a la tasa de cruzamiento *pc*.

Caso sea realizado el cruzamiento, se establece aleatoriamente cuantos genes se cruzaran. Para el caso del punto de falla e impedancia de falla será através de la siguiente expresión:

$$L_{falta}(indiv_3) = (L_{falta}(indiv_1) + L_{falta}(indiv_2)) / 2 \quad (6)$$

$$Z_{falta}(indiv_3) = (Z_{falta}(indiv_1) + Z_{falta}(indiv_2)) / 2 \quad (7)$$

Donde L_{falta} y Z_{falta} son el punto donde ocurrió la falla y la impedancia de falla respectivamente.

IV. Sistema Simulado

En esta sección son presentados los resultados obtenidos utilizando los AEs. Este método fue implementado en un ambiente de programación C++, sobre la base del software SINAP t&d.

TABELA I. Resultados

Nombre del tramo	Distancia al punto de falla	Tipo de falla	Impedancia de falla	F.O.
LT628-1	6,75	FaseTerralmpedancia	11,25	Local da falta
LT628-1	7,00	FaseTerralmpedancia	11,16	2,19843E-06
LST1214-0	3,46	FaseTerralmpedancia	15,30	
LST1214-1	3,50	FaseTerralmpedancia	16,46	4,35235E-06
LST1215-1	7,25	Trifasica	0	
LST1215-1	7,00	Trifasica	0	2,62519E-05

Se utilizo un sistema de 30 barras IEEE ilustrado en la

Fig. 3. El tamaño de este sistema es de 360 km, con 3 niveles de tensión 132/33/11 kV. Para instalar los medidores fué implementada una técnica de optimização con la finalidad de obtener el menor número de medidores que detecten todas las fallas. Fueron calculados seis medidores, que registran valores de tensión.

A tabla ilustra los resultados para tres fallas generadas aleatoriamente. Se observan los errores que son menores a 0,5 km. Lo que demuestra que la metodología es eficiente.

El algoritmo empleado con AEs es ilustrado en la figura 4, de forma resumida. Los pasos detallados fueron ilustrados en los iten anteriores.

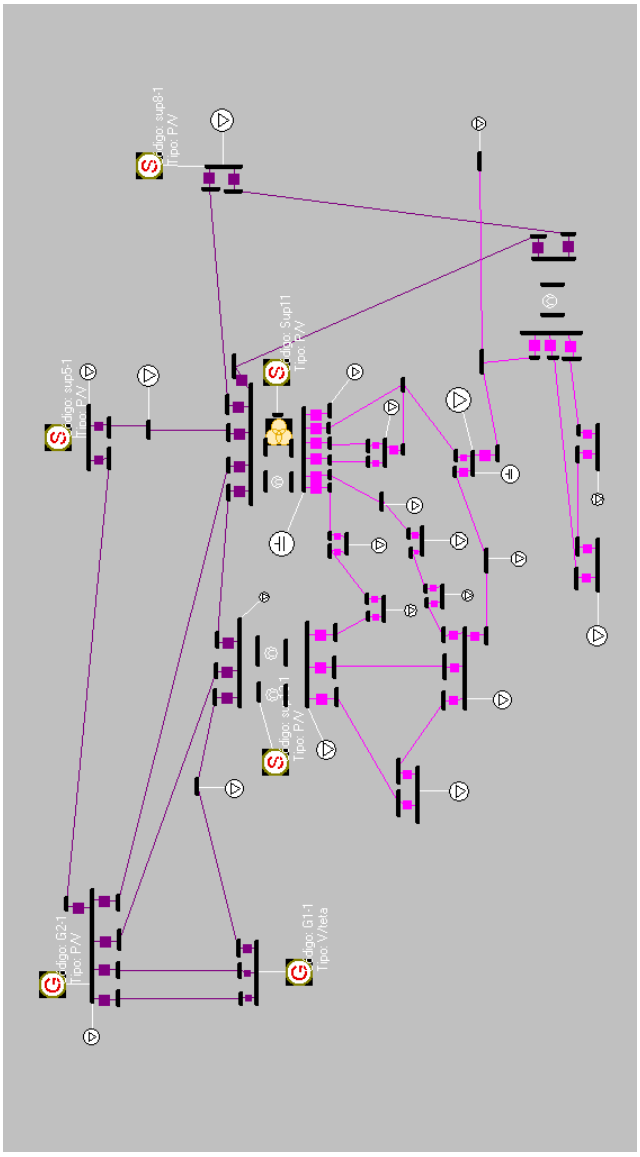


Fig. 3. Sistema de 30 barras IEEE

V. CONCLUSIONES

Las metaheurísticas proporcionan mecanismos adecuados para salir de los óptimos locales, estos se diferencian del resultado óptimo global. De esta forma el impacto es práctico en las mejorías con relación a las heurísticas tradicionales.

Este trabajo ilustra el problema de localización de fallas en sistemas eléctricos, y su solución atraves de las *Estratégicas Evolutivas*. Además de ilustrar los resultados cuando implementado en una red de 30 barras IEEE.

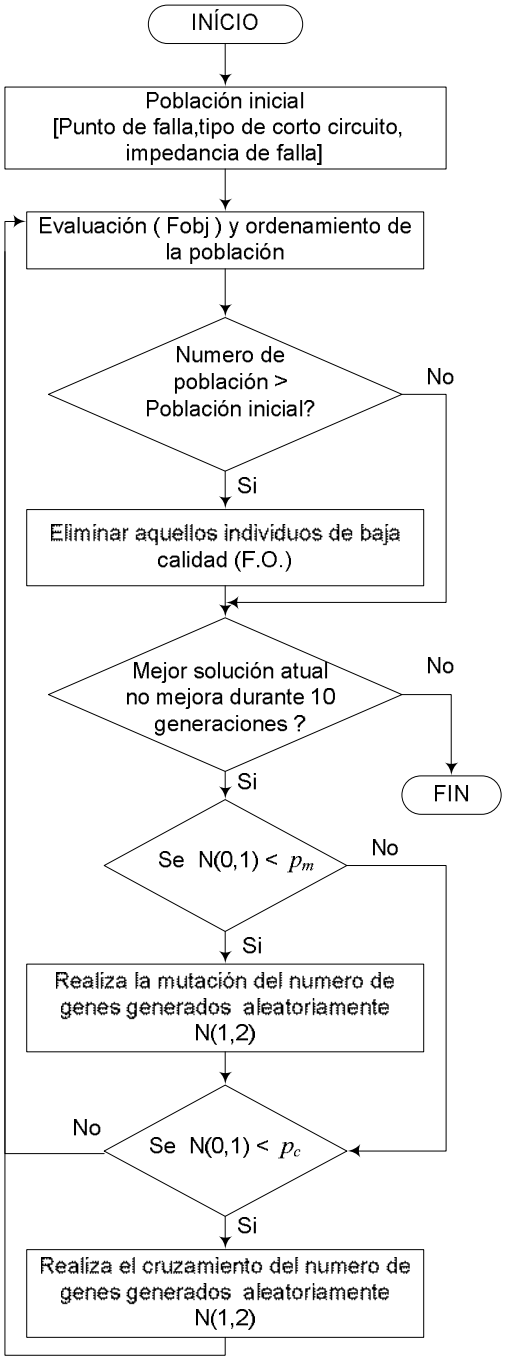


Fig. 4. Algoritmo resumido

Las estratégicas utilizadas en el proceso de generación de la población, reproducción, mutación y cruzamiento

fueron adecuados, ya que se encontraron lugares con menos del 2% de distancia del lugar real donde ocurrió la falla.

La construcción de una lista de trechos y su respectiva ordenación, estableció distancias entre puntos de fallas. Este criterio aplicando estas listas, en el proceso de mutación, permitió direccionar el proceso de optimización.

La estrategia de autoadaptación utilizada en este proceso hizo al algoritmo controlar el paso de mutación de modo a intensificar y diversificar el proceso de optimización.

Un aspecto necesario de mencionar es la observabilidad de los medidores. Esto es cuando un medidor ve una falla, entonces el algoritmo encuentra el punto donde ocurrió la falla. En la realidad, los medidores son instalados no necesariamente considerando este problema, esto constituye un desafío adicional para resolver este problema.

VI. Agradecimientos

Los autores agradecen a la CAPES por el financiamiento del proyecto de investigación, que origino los resultados presentados en este articulo.

VII. Referencias

[1] Mora. J. “Voltage Sag Characterization and Classification for Diagnosis in Electric Power Quality Domain”, Master dissertation. University of Girona, España. 2003

[2] Calhau D. Vinicius D. André C. and Carvalho A. “Localização de Faltas em Linhas de Transmissão de Energia Elétrica Utilizando Reconhecimento de Padrões”, Proceedings of the IV Brazilian Conference on Neural Networks - IV Congresso Brasileiro de Redes Neurais, pp 061-066, 1999.

[3] Steinder M. and Sethi S. “Probabilistic Fault Localization in Communication Systems Using Belief Networks”, IEEE/ACM Transactions on Networking, Vol. 12, No. 5, October 2004

[4] D. E. Goldberg: Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning, Addison-Wesley Publishing Company, Inc. USA, 1953.

[5] N. Kagan: Configuração de Redes de Distribuição Através de Algoritmos Genéticos e Tomada de Decisão Fuzzy, Tese de Livre Docência: EPUSP, 1999.

[6] T. Back and H.-P. Schwefel, "Evolutionary Computation: An Overview," in Proceedings of IEEE International Conference on Evolutionary Computation, 1996, pp. 20-29.

Estudio y Simulación de los Filtros Activos Monofásicos de Potencia Para el Mejoramiento de la Calidad de Energía

Oscar J. Peña Huaringa

***Resumen*- Este articulo realiza el estudio y la simulación de los filtros activos monofásicos de potencia, se muestra dos configuraciones; el filtro activo serie y el filtro activo paralelo, observando su acción sobre el sistema, utilizando el programa PSCAD/EMTDC para las simulaciones. El filtro activo paralelo compensa las corrientes armónicas que introduce la carga al sistema (utilizando el método de transferencia de potencia activa) y el filtro activo serie compensa los armónicos de tensión que inyecta el suministro (utilizando el método de control por comparación). Además se muestra las ventajas que presentan los filtros activos sobre los filtros pasivos (ya que estos no causan resonancias, corrigen el factor de potencia y presentan mejor respuesta dinámica).**

Palabras claves — Armónicos, Calidad de Energía, Filtros Activos, Filtros Pasivos.

I. Introducción

LOS efectos de las armónicas del sistema de potencia son variados, podemos dividirlos como efectos instantáneos (sobre los instrumentos de medición y los sistemas de comunicación) y efectos a largo plazo (perdidas adicionales en maquinas y transformadores, bancos de condensadores, calentamiento de cables y equipos, etc.). Las consecuencias son múltiples, por ejemplo: daños en los equipos (menor tiempo de vida o su total inoperatividad); actuación inadecuada de los sistemas de protección (que puede llevar a la desconexión de cargas importantes, lo cual conlleva a penalidades), etc.

Varias soluciones fueron propuestas, la más utilizada es la colocación de filtros pasivos, pero presenta el inconveniente que pueden originar resonancias (dependiendo de la topología de la red), son propensos a la desintonización, y funcionan solo para armónicas específicas.

Los filtros activos están compuestos por dispositivos electrónicos de potencia, un inversor, un filtro pasivo pasa bajo para filtrar el rizado que se produce debido a la conmutación de los interruptores del inversor y un sistema de control que controla el nivel de tensión en el lado dc del inversor y los disparos de los interruptores del inversor.

Los filtros activos no producen resonancias en el sistema, ocupan menos espacio, no son propensos a desintonización y actúan en forma dinámica atenuando las armónicas que se presenten.

Los filtros activos series atenúan las armónicas de tensión que inyecta la red, en las simulación se observa su repuesta dinámica ante una perturbación, haciendo que la tensión entregada a la carga sea lo mas senoidal posible.

Los filtros activos paralelos atenúan las armónicas de corriente que inyecta la carga al sistema, este filtro actúa como una fuente de corriente que entrega al sistema una corriente igual al contenido armónico de la carga pero con polaridad contraria. En la simulación se observa que no se requiere de una fuente adicional de tensión continua en el lado dc del inversor (en su lugar se coloca un capacitor).

II. Objetivo

- Presentar a los filtros activos de potencia como alternativa de solución a la contaminación armónica del sistema, tanto por parte de la carga como por parte del suministro.
- Presentar las ventajas que tiene el uso de filtros activos con respecto al uso de filtros pasivos comparándolos a través de las simulaciones.

III. Planeamiento Del Estudio

Primero se mostrará que son los filtros pasivos y las desventajas de su uso en el sistema, mediante simulaciones poniendo énfasis en la aplicación de los filtros pasivos paralelos.

Luego como alternativa de solución se mostrará a los filtros activos, presentando dos configuraciones, el filtro activo serie y el filtro activo paralelo realizando el estudio y la simulación de su acción en el sistema.

IV. Filtros Pasivos

Los filtros pasivos están compuestos por elementos lineales (resistencias, inductancias y capacitancias), la fig.1 muestra algunas de sus configuraciones.

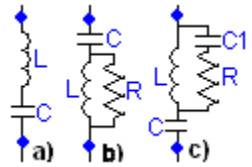


Fig. 1 Filtros pasivos a) Filtro Pasivo Simple b) Filtro Pasivo Amortiguado c) Filtro Pasivo de Segundo Orden.

Son muy utilizados debido a que son económicos; pero presentan las siguientes desventajas:

1.- Son propensos a la desintonia, esta es provocada por variaciones de la frecuencia de la red, o variaciones de h (relación entre la frecuencia del armónico y la frecuencia de la red) (debidas a las variaciones de la capacidad de los condensadores en función de la temperatura), esto puede

reducirse por un compromiso entre los valores del factor Q y las características del filtrado. [1]

2.- Pueden originar resonancias ya sea serie o paralelo con la impedancia de la fuente o el circuito equivalente de la red, es decir dependen de la topología de la red.

3.- Solo responden frente al armónico para el cual han sido sintonizados, lo que puede llevar a la destrucción del mismo, como consecuencia de una sobrecarga originada por la inyección adicional de armónicos (por parte de otras cargas).

Hay dos formas de conectar los filtros pasivos a la red, en serie y en paralelo a la carga.

V. Filtro Pasivo Paralelo

La aplicación mas general es el uso de filtros pasivos paralelos, debido a que el uso de los filtros pasivos series origina desventajas como: la caída de tensión, equipos muy robustos (debido a que debe soportar la corriente de línea), y mayores pérdidas.

La fig.2 muestra el esquema del circuito con la conexión del filtro pasivo paralelo.

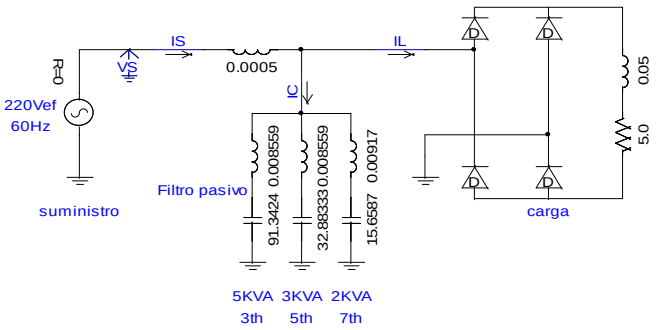


Fig. 2 Configuración del Sistema

En la tabla 1 se muestran las especificaciones de los filtros pasivos, se han considerado estos filtros pasivos debido a que la las armónicas 3ra, 5ta y 7ma son las predominantes en este tipo de cargas. Cabe mencionar que la sintonización no debe realizarse en la armónica específica, siempre se debe tomar un valor menor entre un 3% y un 10% debajo de esta. Este es un requerimiento para la buena operación del filtro en un rango mayor de tiempo de vida útil. En este artículo se considera el caso más favorable a la filtración de armónicos por parte del filtro pasivo.

TABLA I
ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DE LOS FILTROS PASIVOS

	h	KVAR	L	C
FP1	3	5	9.1703mH	15.6587uf
FP2	5	3	8.559mH	32.8833uf
FP3	7	2	8.559mH	91.3424uf

Además que el uso de los filtros pasivos amortiguados se da para índices armónicos mayores que 15.

A. Análisis del Sistema

Para el análisis la carga se asume como una fuente de corriente, la fig. 3 muestra el circuito equivalente del sistema, de este se deduce que:

$$Vs = Is.Zs + IC.Zf \quad \ldots\ldots\ldots\ldots(1)$$

$$Is = IC + IL \quad \ldots \quad (2)$$

De (1) y (2) tenemos:

$$Vs = Is(Zs + Zf) - IL.Zf \qquad \ldots. (3)$$

Esta ecuación es la que nos va a permitir analizar las características de filtrado.

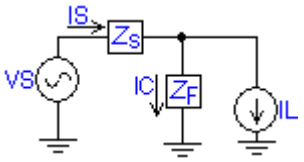


Fig. 3 Circuito Equivalente del Sistema

B. Características de Filtrado

El comportamiento armónico esta dado por:

$$Vsh = Ish.(Zs + Zf) - ILh.(Zf) \qquad (4)$$

Resonancia paralelo:

En la ecuación (4) se hace $Vsh = 0$, entonces tenemos:

$$\frac{Ish}{ILh} = \frac{Zf}{Zs + Zf} \qquad (5)$$

La fig. 4 muestra las características de filtrado (resonancia paralela).

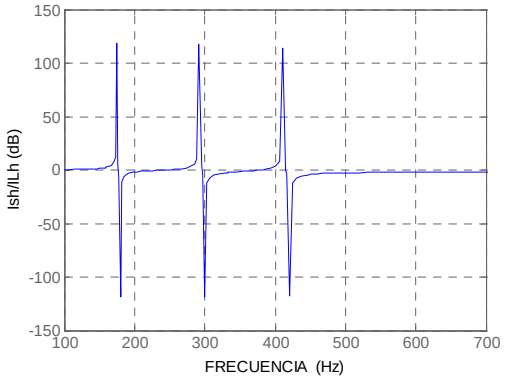


Fig. 4 Características de Filtrado (Resonancia paralela)

Resonancia serie:

En la ecuación (4) se hace $ILh = 0$, entonces tenemos:

$$\frac{Ish}{Vsh} = \frac{1}{Zs + Zf} \qquad \ldots (6)$$

La fig. 5 muestra las características de filtrado (resonancia serie), según la cual se tiene resonancias paralelas en 171 Hz, 292Hz y 411Hz.

La fig. 6 muestra los resultados de la simulación del sistema. Se puede observar que el filtro pasivo contribuye al desfasaje entre la tensión y la corriente en el suministro, la forma de onda de no llega a ser una sinusoidal.

En los espectros de armónicos se observa que los filtros pasivos solo atenúan los armónicos para los cuales son sintonizados, por lo que las demás armónicas son las que deforman la onda de la corriente .

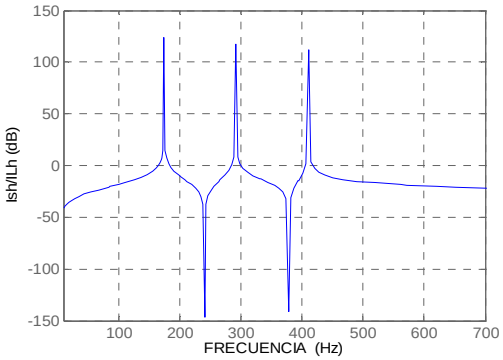


Fig. 5 Características de Filtrado (Resonancia serie)

Si consideramos el THD I antes de la colocación de los filtros pasivos este es 40.5% lo cual demuestra que la carga es una fuerte fuente de armónicos de corriente.

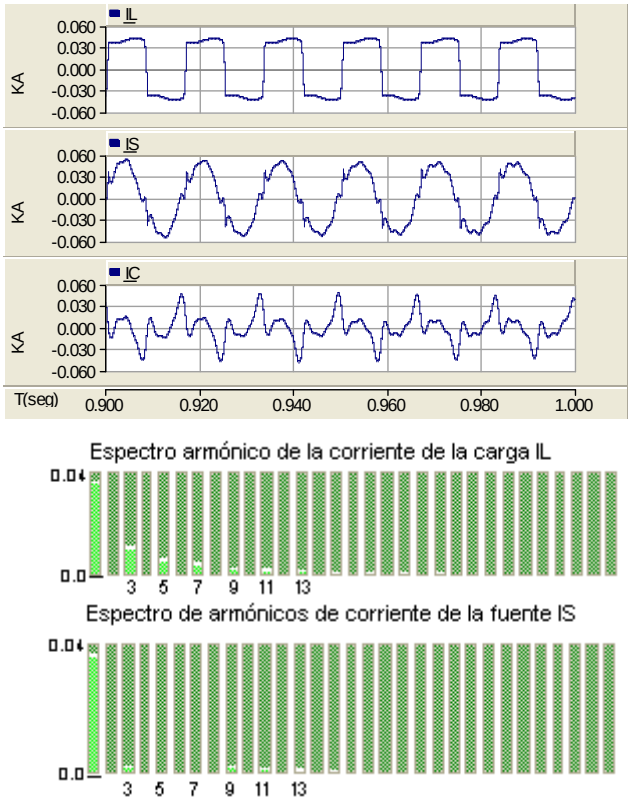


Fig. 6 Resultados de la Simulación del Sistema.

TABLA III
RESULTADOS DE LA COMPENSACIÓN ARMÓNICA UTILIZANDO EL FILTRO ACTIVO PARALELO

THD de corriente en la fuente	
Sin filtro Pasivo Paralelo	Con filtro Pasivo Paralelo
40.5%	11.2%

Observamos que con la utilización del filtro pasivo el THDI disminuye, sin embargo para cumplir con las normas [2], [3] (THD I <5%) hace falta la colocación de un filtro pasivo amortiguado sintonizado a la 15th.

Cabe mencionar que el filtro pasivo para llegar a su condición de máxima atenuación requiere un tiempo de 4s.

VI. FILTROS ACTIVOS

Teniendo conocimiento de las limitaciones de los filtros pasivos vistas anteriormente, surge la necesidad de hacer mas eficiente el filtrado de armónicos, mejorar la respuesta dinámica (a las perturbaciones), evitar los problemas de resonancia, entre otros. En los últimos años se han desarrollado diferentes estructuras [4].

Para la implementación del filtro activo, se requiere de dispositivos electrónicos de potencia los cuales permiten el diseño de los inversores que pueden ser: CSI (inversor tipo fuente de corriente) o VSI (inversor tipo fuente de tensión) controlables. Un artículo que describe la comparación de estas topologías para los filtros activos monofásicos es de Haroon I. Yunus [5]. Donde se pueden rescatar lo siguiente:

1.-La tensión en el lado dc del inversor debe ser mayor que la tensión de la red, para el caso de los (VSI).

2.-Los inversores tipo CSI son los más indicados para filtrar bajas frecuencias, pues necesitan de menores elementos almacenadores de energía, siendo más compactos y ligeros, en tanto que los VSI son los más indicados para el filtrado de armónicos de alta frecuencia.

Los filtros activos se pueden clasificar en filtro activo serie y filtro activo paralelo. La fig.7 muestra la conexión del filtro activo serie y del filtro activo paralelo.

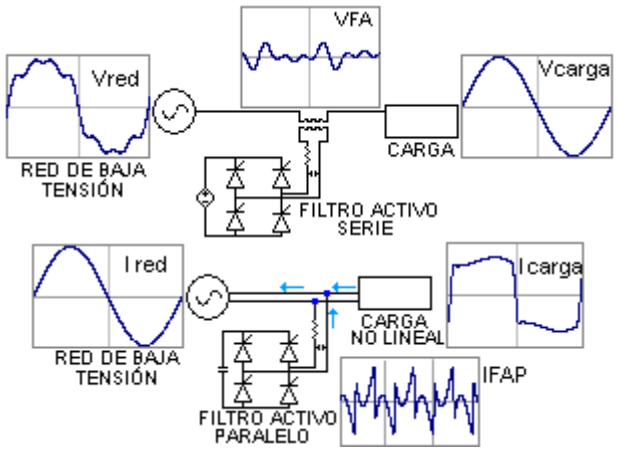


Fig. 7 Conexión del Filtro Activo Serie y Filtro Activo Paralelo

VII. FILTROS ACTIVO SERIE

A. Principio de Funcionamiento

La fig.8 muestra el circuito a utilizar, aquí lo que se tiene es un suministro que contiene: 5th, 7th y 11th, que esta alimentando a una carga inductiva.

El filtro serie debe evitar que las armónicas de tensión del suministro contaminen a la carga, para lo cual el filtro activo serie debe entregar una tensión de polaridad inversa a la tensión armónica del suministro.

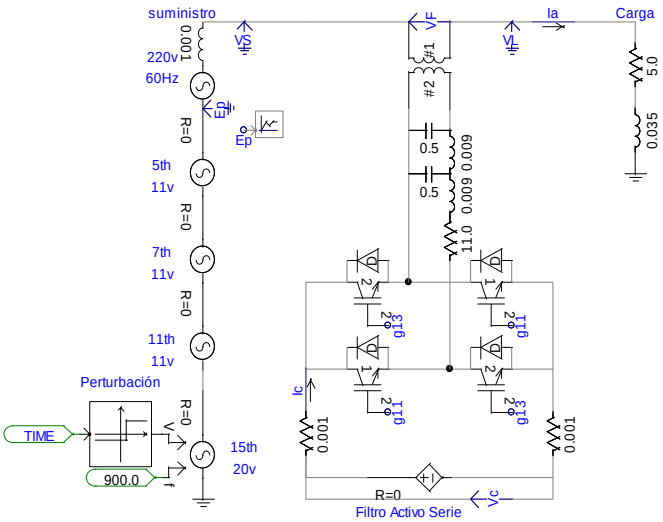


Fig. 8 Circuito a Utilizar.

B. Análisis de Sistema

Es más sencillo determinar la señal de error, ya que se puede obtener directamente mediante una medición en los bornes del suministro, y como nosotros conocemos la señal ideal que debería entregar el suministro, de la diferencia de estos valores se obtiene la señal de error.

Aquí también el sistema es sometido a una perturbación, lo que se busca es observar la respuesta dinámica del filtro, esta perturbación se da en el suministro y tiene una amplitud de 20V y una frecuencia de 900Hz.

C. Esquema de control

La fig. 9 muestra el esquema de control del filtro activo serie, se genera una señal de referencia sinusoidal (que es la que debería entregar el suministro) y a esta se le resta la señal medida en bornes del suministro, esta diferencia es la señal de error y tiene polaridad inversa a la tensión armónica del suministro. Esta señal de error es sometida a modulación PWM, generando los pulsos de disparo de los transistores. Mediante un transformador el filtro serie es acoplado al sistema (ver fig. 4).

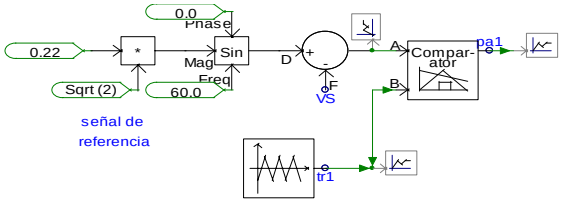


Fig. 9 Esquema de Control del Filtro Activo Serie

D. Simulación del Sistema

La fig.10 muestra la respuesta dinámica del filtro, se puede observa que actúa en 0.2 seg., en 0.25 seg. ingresa la perturbación pero el filtro actúa rápidamente tratando de mantener la forma de onda lo mas sinusoidal posible, esto verifica el comportamiento dinámico del filtro activo.

La fig. 11 muestra los espectros armónicos de la tensión tanto en la fuente como en la carga.

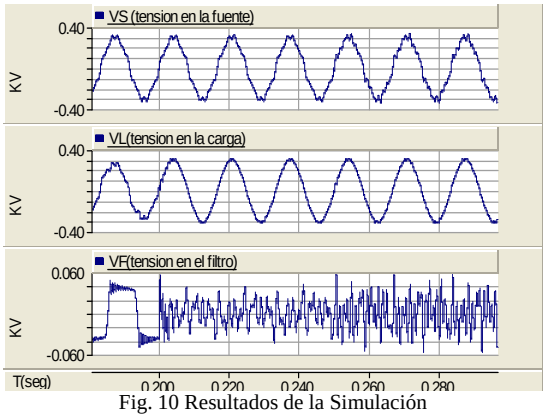


Fig. 10 Resultados de la Simulación

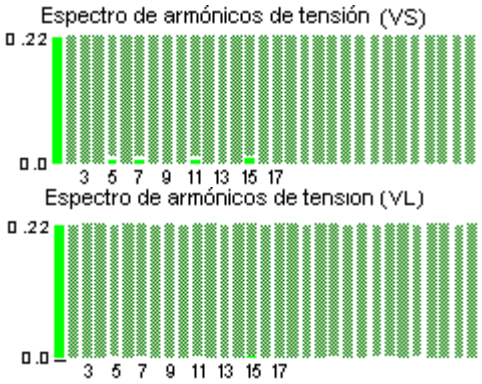


Fig. 11 Espectro de Armónicos de Tensión en la Fuente y la Carga

TABLA II
RESULTADOS DE LA COMPENSACIÓN ARMÓNICA UTILIZANDO EL FILTRO ACTIVO SERIE

THD de tensión en la carga		
	Sin filtro Activo Serie	Con filtro Activo Serie
Sin perturbación	8.82%	2.44%
Con perturbación	11.02%	3.40%

Observando los resultados podemos decir que el filtro activo serie reduce el contenido de armónicos de tensión hasta valores que se encuentra dentro de los límites establecidos en las normas [2]-[3], donde se especifica un THDv < 5%.

También se verifica numéricamente el comportamiento del filtro activo serie.

Cabe mencionar que el filtro activo alcanza su máxima capacidad de filtración en un tiempo menor a medio ciclo de la onda fundamental, actuando de esta manera incluso en el momento que ocurre una perturbación.

VIII. FILTROS ACTIVO PARALELO

A. Principio de Funcionamiento

La fig.12 muestra el esquema del circuito con la conexión del filtro activo paralelo monofásico. La carga perturbadora inyecta armónicos de corriente al sistema (es un rectificador con carga R-L), si agrupáramos solo los armónicos de la carga, tendríamos una forma de onda (la cual debe ser atenuada), el filtro activo debe producir una onda con polaridad contraria (a la forma de onda a atenuarse).

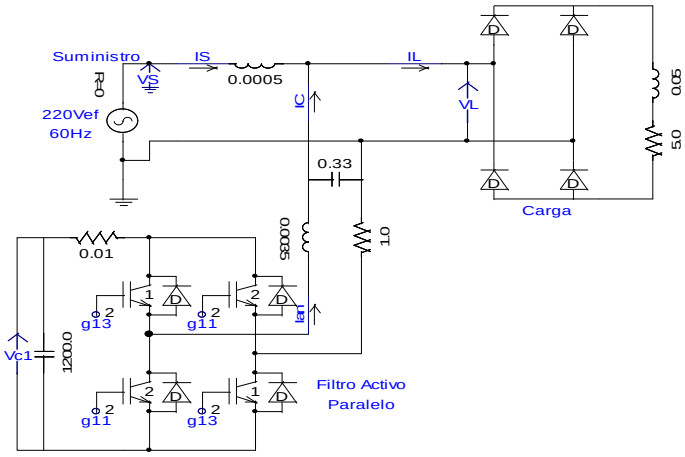


Fig. 12 Configuración del Sistema

B. Análisis del Sistema

Es de intuir que se debe obtener la corriente a compensar y esto se puede realizar de varias maneras, una de ellas es la mostrada en [5] En la cual en el control se tiene un circuito estabilizador de tensión (que mantiene la tensión en el condensador en un valor adecuado) y un circuito extractor (que va a ser encargado de extraer la corriente de referencia para generar los pulsos de disparo de los interruptores). Otra es mostrada en [6] donde también es necesario tener una corriente de consigna, en [7] se muestra los resultados de las simulaciones realizadas bajo la aplicación del método desarrollado en [6].

En [8] se propone un filtro activo monofásico presentando el método de control unificado de frecuencia constante de integración (UCI) el método de control elimina la necesidad de censar la corriente de la carga, verificando la teoría con resultados experimentales.

En [9] se muestra un control digital, basado en la técnica de control repetitivo. Particularmente se usa, un regulador repetidor digital especial conectable para las referencias periódicas del tiempo discreto de los armónicos impares y los disturbios. La capacidad de memoria necesaria de los datos es más baja que en reguladores repetidores tradicionales.

En [10] y [11] se muestra un método similar al método mostrado en [5], también es basado en la obtención de una corriente de referencia, a consecuencia de la expansión de la corriente de la carga por la serie de Fourier, pero en este caso se usa un PLL censando la tensión de la red.

En [12] se muestra el filtro activo monofásico como alternativa para corregir el factor de potencia de un grupo de cargas utilizando un inversor de tres niveles VSI (Unipolar)

En este caso se seguirá el siguiente método:

La potencia instantánea entregada por la fuente será:

$$p(t) = Vs(t).IL(t) \qquad (7)$$

La potencia consumida por la carga:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T p(t)dt = \frac{1}{T}\int_0^T Vs(t).IL(t)dt \qquad (8)$$

La tensión de la fuente es:

$$Vs(t) = vsSenwt \qquad (9)$$

La corriente en la carga puede dividirse en dos términos:

$$IL(t) = Ia(t) + Iar(t) \qquad (10)$$

Donde $Ia(t)$ es la componente activa y corresponde a la mínima corriente sinusoidal que produce la potencia activa consumida por la carga, esta corriente esta en fase con la tensión y por lo tanto es de la forma:

$$Ia(t) = \sqrt{2}.IaefSenwt \qquad (11)$$

Iar es la componente armónica de $IL(t)$ y representa a la componente de la corriente que no contribuye a la transferencia de energía neta hacia la carga.

La corriente $Ia(t)$ se calcula en base a la potencia activa de la carga:

$$Iaef = \frac{P}{Vsef} \qquad (12)$$

De la figura 5 se tiene:

$$IL = IS + IC \qquad (13)$$

En el mejor de los casos se debe cumplir que:

$$Ia(t) = IS(t) \qquad (14)$$

Entonces de (10), (13) y (14) se obtiene:

$$Ia(t) = IS(t) \qquad (15)$$

La ecuación (15) nos da el objetivo del filtro.

C. Esquema de control

La fig. 13 muestra el esquema de control del filtro paralelo monofásico, la potencia instantánea se obtiene del producto de Vs e IL, luego con un filtro pasa bajo obtenemos la potencia activa P, luego se obtiene $Ia(t)$ y IL de su diferencia con obtenemos Iar la cual es comparada con la corriente que entrega el filtro para generar los pulsos de disparo de los interruptores. Para que trabaje con un condensador en lugar de una fuente auxiliar de tensión se ingresa al esquema de control la referencia y la tensión en el condensador a través de un PI, este control es implementado por el uso de las ecuaciones (7)-(15).

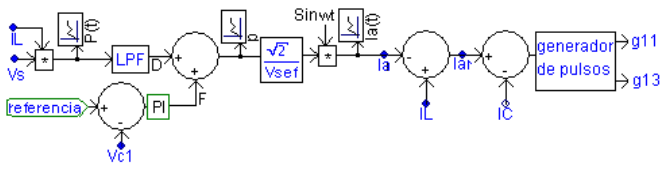


Fig. 13 Esquema de Control del Filtro Activo Paralelo Monofásico

D. Simulación del Sistema

Se puede observar el funcionamiento del filtro activo, ya que según el desarrollo teórico la corriente como es mostrado en la fig. 14, el rizado del voltaje en el condensador alcanza los 8Vde amplitud.

La fig. 15 confirma el uso del filtro activo para la corrección de factor de potencia, a la corriente se le amplifica al triple para poder apreciar mejor el trabajo del filtro, la fig. 16 muestran los espectros de armónicos tanto en la corriente de la carga como la corriente de la red.

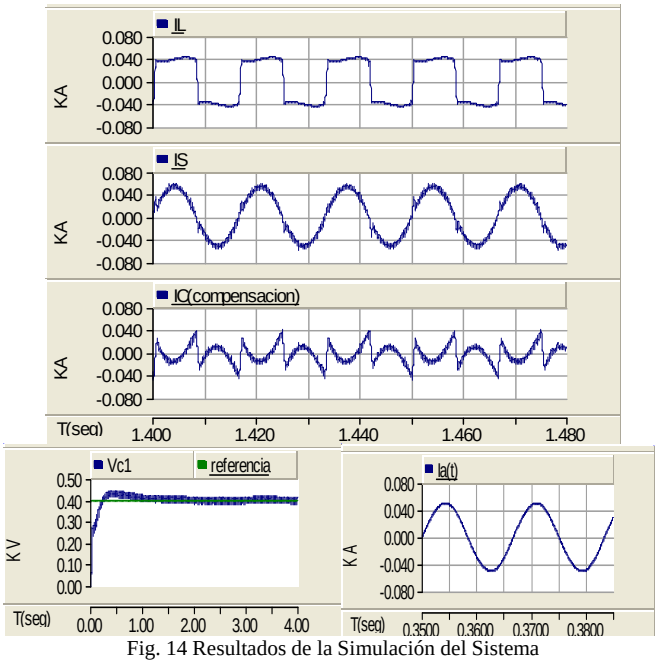


Fig. 14 Resultados de la Simulación del Sistema

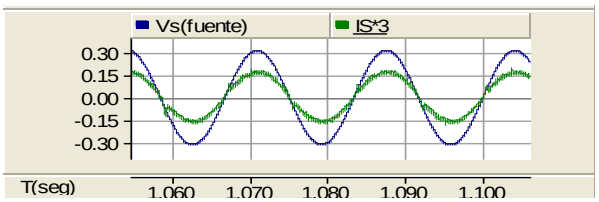


Fig. 15 Corrección del Factor de Potencia

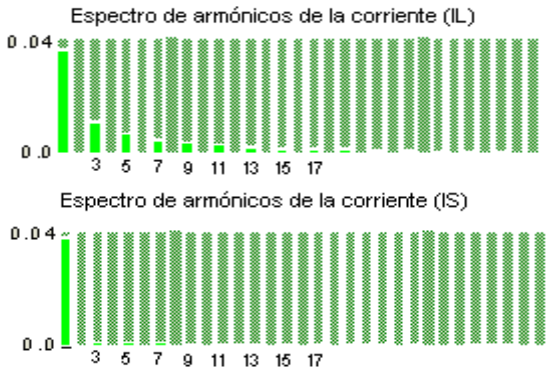


Fig. 16 Espectro de Armónicos de la Corriente de la Carga y de la Red.

TABLA III
RESULTADOS DE LA COMPENSACIÓN ARMÓNICA UTILIZANDO EL FILTRO ACTIVO PARALELO

THD de corriente en la fuente	
Sin filtro Activo Paralelo	Con filtro Activo Paralelo
40.5%	4.88%

Luego de la colocación del filtro se cumplen con los límites establecidos por las normas [2]-[3].

Ahora se somete a prueba el filtro activo paralelo a otro tipo de carga. Esta carga es no lineal (una carga resistiva en serie con un convertidor AC-AC), monofásico, el sistema es mostrado en la fig. 17.

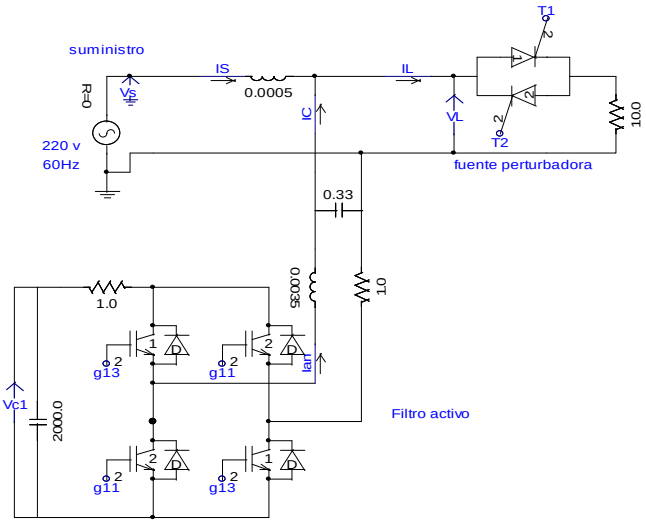


Fig. 17 Configuración del Sistema

E. Simulación del Sistema

La fig. 18 muestra los resultados de la simulación, se observa la performance del filtro activo para otro tipo de carga. Nuevamente tenemos que $Ia(t) = IS(t)$ sería la mejor respuesta dada por el filtro y es la que trata de conseguir a través de su control. La amplitud del voltaje de rizado es 9v. La fig. 19 muestra la mejora del factor de potencia, el cual llega a ser 0.99. Para poder apreciarlo mejor se amplifica la señal de la corriente Is por 4.

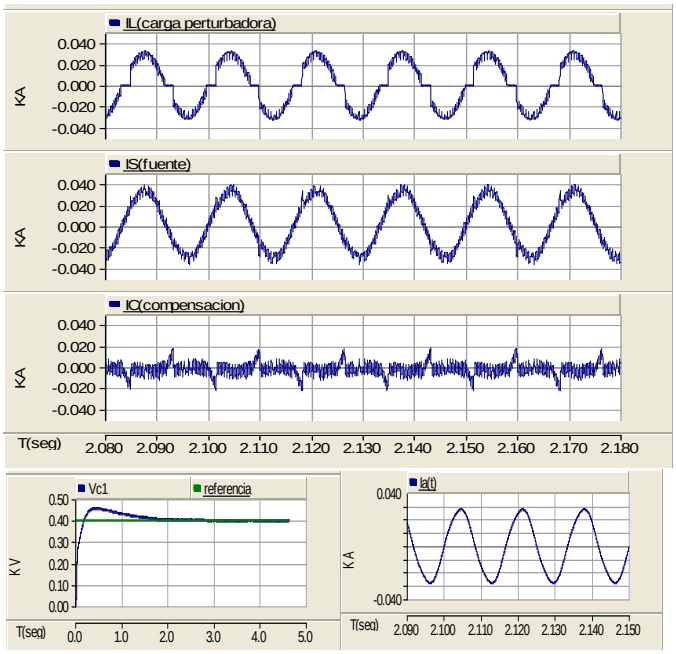


Fig. 18 Resultados de la Simulación del Sistema.

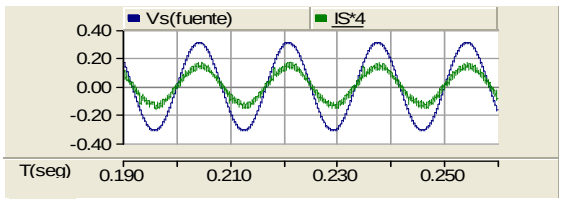


Fig. 19 Corrección del Factor de Potencia

La fig. 20 muestra los espectros de armónicos de corriente

tanto en la carga como en la fuente.

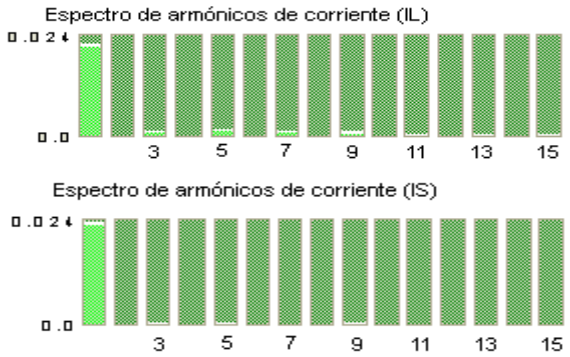


Fig. 20 Espectro de Armónicos de la Corriente de la Carga y de la Red

TABLA IV
RESULTADOS DE LA COMPENSACIÓN ARMÓNICA UTILIZANDO EL FILTRO ACTIVO PARALELO

THD de corriente en la fuente	
Sin filtro Activo Paralelo	Con filtro Activo Paralelo
15.18%	4.02%

Luego de la colocación del filtro el valor del THDI esta dentro de las normas [2]-[3]. Las armónicas predominantes en la carga son la 3th, 5th, 7th y 11th.

IX. CONCLUSIONES

- El uso de cargas no lineales aumenta día a día, tratar de diseñarlas de manera que no contaminen a la red, no resulta rentable, entonces lo que se hace es minimizar sus efectos sobre el sistema, por otro lado ahora el servicio de energía es considerado como un producto y como tal esta sujeto a responsabilidades por parte de la compañía que suministra el servicio.
- Para resolver el problema de los armónicos en la redes de baja tensión, se han utilizado diferentes soluciones, la mas usada es la colocación de filtros pasivos, pero presentan múltiples desventajas (la mas sobresaliente es que pueden producir resonancias de acuerdo a la topología de la red).
- Los filtros activos surgen como solución a las limitaciones de los filtros pasivos y en este articulo se muestran dos configuraciones, el filtro activo serie y el filtro activo paralelo, verificando su respuesta dinámica y funciones (como la corrección del factor de potencia y atenuación de los armónicos existentes), a través de las simulaciones.
- Los filtros activos paralelos son mas usados que los filtros activos series, debido a que el hecho de colocar un equipo serie con la fuente, implicaría que este soporte la corriente de la línea y pueda ocasionar caídas de tensión. Además por lo general se requiere atenuar los armónicos de corriente que produce una carga perturbadora. Esto conlleva a que la mayor parte de la investigación respecto a los filtros activos sea enfocada en los filtros paralelos. No obstante existen algunas publicaciones de filtros activos serie.

X. RECOMENDACIONES

- Los filtros activos son una alternativa para la solución al problema de las armónicas, pero se debe tener en cuenta que su correcto funcionamiento depende en buena parte del diseño del pequeño filtro pasivo a la salida del inversor.
- El uso de un condensador en el lado dc del inversor evita la utilización de un rectificador para tomar la energía de la red y darle la tensión dc requerida por el filtro activo a la hora de la implementación, por lo cual se debe tener un adecuado sistema de control del nivel tensión en el lado dc del inversor.
- Estudiar formas alternativas para la implementación del control del filtro activo serie, ya que aun no se le ha dado la importancia debida.

XI. REFERENCIAS

[1] Christian Collombet, Jean –Marc Lupin, Jacques Schonek Cuaderno técnico Nº 152 Los armónicos en las redes perturbadas y su tratamiento. Versión española: diciembre del 2000

[2] Normas Técnica de Calidad de Servicios Eléctricos (NTCSE norma peruana).

[3] Standard IEEE 519-1992 “Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”.

[4] Kamal Al- Haddad, Ambrish Chandra, A review of active filters for power quality improvement Bhim Sing IEEE

[5] Haroon I. Yunus and Richard M. Bass Comparison of VSI and CSI topologies for single- phase active power filters.

[6] David A. Torrey, Adel M.A.Al-Zamel, “Single-Phase active power filters for multiple nonlinear loads” IEEE Transactions in Power Electronics, Vol.10, Nº3, May 1995, pp 263-272

[7] Manuel Lamich Arocas Filtro Activo Basado en un Convertidor Trinivel Universitat Politècnica de Catalunya. Departament d´Enginyería Electrònica C/ Colón,1 08222 Campus de Terrassa mlamich@eel.upc.es

[8] Chongming Qiao , Keyue M. Smedley, Franco Maddaleno A Comprehensive Analysis and Design of a Single Phase Active Power Filter with Unified Constant-frequency Integration Control Tel: (949) 824-6710, Fax: (949) 824-3203, Email: smedley@ uci.edu

[9] Ramon Costa-Castelló, Member, IEEE, Robert Griñó, Member, IEEE, and Enric Fossas Odd-Harmonic Digital Repetitive Control of a Single-Phase Current Active Filter IEEE Transactions on power electronics, Vol 19, Nº4 July 2004 .

[10] J. Doval, A. Nogueiras, C. M. Peiialver, A. Lago Shunt Active Power Filter with harmonic current control strategy. Departamento de Tecnologia Electronica. Universidad de Vigo E. T. S. I. Industriales, Lagoas-Marcosende, 36200 Vigo, SPAIN email : jdoval@uvigo.es

[11] Teresa Ester Nuñez-Zuñiga, Jose Antenor Pomilio , Shunt Active Power Filter Synthesizing Resistive Loads. IEEE Transactions on Power Electronics , Vol. 17Nº2 March 2002.

[12] Fabiana Pottker de Souza, and Ivo Barbi Single-phase Active Power Filters for Distributed Power Factor CorrectionPower Electronics Institute Dept. of Electrical Engineering Federal University of Santa Catarina P.O. Box 51 19 - 88040-970 - Floriandpolis - SC – Brazil E-mail: fabiana@inep.ufsc.br

XII. BIOGRAFÍA

Oscar J. Peña Huaringa. Ingeniero electricista de la Universidad Nacional de Ingeniería (UNI) - PERU. Tesis calificada con grado de Excelencia.
Estudiante de Maestría en Sistemas de Potencia en la Universidad Nacional de Ingeniería (UNI) – PERU.
Áreas de interés: Calidad de Energía, Electrónica de Potencia, y Energía Renovables.
oscarpenah@gmail.com
oscar.penah@cip.org.pe

ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DEL TRANSFORMADOR DE CINCO COLUMNAS EN LA CALIDAD DE LA POTENCIA.

A. E. Díez, *MSc*, J. A. Bohórquez, *MSc*, J.A. Lopera, *MSc*, I. C. Diez, M. Figueroa y G. J. Suárez

Resumen —**Este artículo es acerca desempeño del transformador de 5 columnas en la calidad de la potencia, mediante la simulación de su comportamiento ante diferentes fenómenos de la CPE y en comparación con los otros tipos de transformadores en cuanto a sus características constructivas**

***Palabras Claves*—Transformador de 5 columnas, Calidad de la potencia,**

I. INRTODUCCIÓN

El problema central a ser tratado en la investigación es el análisis, de una manera técnica, la influencia del transformador de cinco columnas en la Calidad de la Potencia, de manera que nos permita dar señales y tomar decisiones en ese aspecto.

II. FUNDAMENTOS TÉCNICOS Y TEÓRICOS.

Para comprender adecuadamente los objetivos y desarrollo del problema es necesario realizar un enfoque teórico que permita entender de una manera más clara los problemas a resolver, así como mostrar los fundamentos teóricos y técnicos sobre los cuales se sustenta la investigación.

A. E. Diez labora en la Universidad Pontificia Bolivariana, Cir. 1 No 70-01 B11. Es docente-investigador del Grupo TyD (e-mail: emiro.diez@upb.edu.co).

J. A. Bohórquez labora en la Universidad Pontificia Bolivariana, Cir. 1 No 70-01 B11. Es docente-investigador del Grupo TyD (email: armando.bohorquez@upb.edu.co).

J. A. Lopera labora en la Universidad Pontificia Bolivariana, Cir. 1 No 70-01 B9. Es docente-investigador del Grupo TyD (email: jairo.lopera@upb.edu.co).

S. Mesa labora en XM Compañía de Expertos en Mercados S.A. E.S.P. Calle 12 Sur No. 18 - 168 Bloque 2. Es docente-investigador del Grupo TyD (e-mail: smesajar@yahoo.es).

M. Figueroa labora en la Universidad Pontificia Bolivariana, Cir. 1 No 70-01 B11. Es docente-investigador del Grupo TyD (email: mauricio.figueroa@upb.edu.co).

G. J. Suárez labora en la Universidad Pontificia Bolivariana, Cir. 1 No 70-01 B11. Es docente-investigador del Grupo TyD (email: gabriel.suarez@upb.edu.co).

Red de distribución, sistema industrial y su acople.

Para la formulación teórica se partirá del diseño básico de un sistema de potencia eléctrico básico a partir del punto de conexión para evaluar la influencia de la calidad de la potencia en el sistema ante las diferentes perturbaciones que se presenten.

Se da inicio con modelo más básico de una red eléctrica, un sistema balanceado representado por un diagrama monofásico simplificado y para un funcionamiento en estado estable, Para la simplificación se acude a los teoremas de Thevenin y Norton, obteniendo los equivalentes tanto de la fuente como de la carga a conectar.

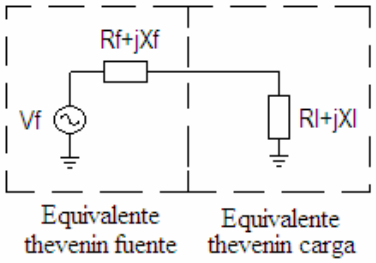


Fig. 1. Equivalentes de Thevenin

Este tipo de representación no permite realizar una buena caracterización de la influencia de los fenómenos transitorios y de distorsión en el régimen senoidal que interesan en la calidad de la potencia. Para el esquema de la calida de la potencia debemos considerar las posibles fuentes de distorsiones en la onda de tensión y hacer un esquema equivalente considerando todas las posibles fuentes de perturbaciones.

Se deben considerar para el proceso de evaluar la calidad de la potencia un sistema en el cual se encuentren conectadas cargas que generen armónicos al no tener un consumo de corriente senoidal, cargas que tengan un ciclo de funcionamiento variable y cargas desequilibradas. Estas cargas para efectos de simulación y modelación se pueden reemplazar por cargas del mismo tipo equivalentes con el fin de considerar una carga por cada uno de los tipos de perturbaciones.

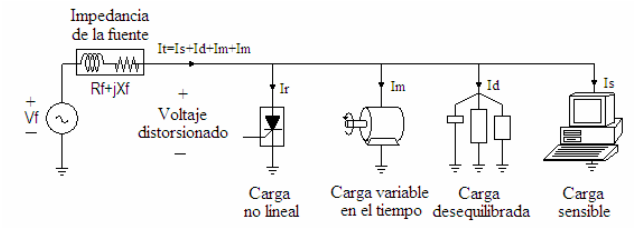


Fig. 2. *Cargas equivalentes a considerar en la Calidad de la Potencia.*

Podemos ver que el esquema general de un sistema eléctrico en el cual el problema a solucionar en la conexión de un cliente a un sistema de potencia. Generalmente el tratamiento normal en la solución de problemas de la calidad de la potencia era la conexión de filtros u otro tipo de soluciones desde la carga. El enfoque de esta investigación, y de ahí su valor agregado es el estudio de las posibles soluciones desde la impedancia de conexión, el transformador, siendo necesario hacer el estudio y las simulaciones con un modelo más completo, y no solamente con un equivalente.

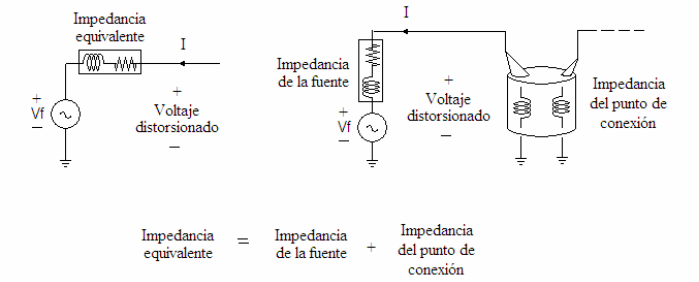


Fig. 3. *Tratamiento de los problemas de la calidad de la Potencia desde el punto de acople.*

Transformador de 3 columnas.

El transformador de 3 columnas es un transformador en el cual cada una de sus fases (tanto el devanado primario como el secundario) se encuentra arrollado a una de las tres columnas de hierro que confluyen en unos mismos travesaños.

Debido a su construcción aseguran que la suma de los flujos que circulan por las columnas sea igual a cero, de manera similar a como se comportan las corrientes en un sistema trifásico sin neutro de retorno.

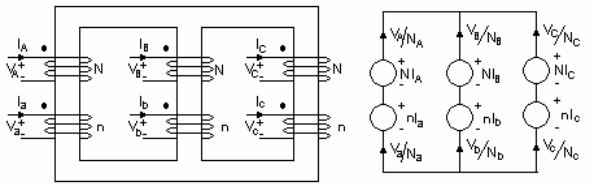


Fig. 4. *Esquema físico y circuital de un transformador de 5 columnas..*

A partir de las características constructivas y planteando el circuito magnético y sus ecuaciones obtenemos una ecuación donde la suma de los flujos es igual a cero.

$$\phi_A + \phi_B + \phi_C = 0 \quad , \quad \frac{V_A}{N} + \frac{V_B}{N} + \frac{V_C}{N} = 0$$

Adicionalmente obtenemos que las fuerzas magnetomotrices inducidas en cada fase, por los dos devanados, son iguales.

$$f_A = f_B = f_C = f \quad , \quad NI_A + nI_a = NI_B + nI_b = NI_C + nI_c$$

En este tipo de transformador la restricción se ubica en la igualdad a cero de la suma de los flujos dada normalmente en los sistemas balanceados, pero si se presenta un cambio en alguno de los flujos de una de las fases, este cambio fuerza cambios en el resto de los flujos.

Un caso particular y muy importante para analizar es el comportamiento ante terceros armónicos y la secuencia cero. Los voltajes de secuencia cero y las corrientes de secuencia cero son favores iguales.

$$V_A = V_B = V_C = V_0 \quad I_A = I_B = I_C = I_0$$
$$V_a = V_b = V_c = V_\phi \quad I_a = I_b = I_c = I_\phi$$

Al reemplazarlos en las respectivas ecuaciones deducidas del circuito equivalente obtenemos:

$$\therefore \frac{V_0}{N} = \frac{V_\phi}{n} \quad \therefore \frac{3V_0}{N} = \phi_{neutro} = 0$$
$$\therefore NI_0 + nI_\phi = NI_0 + nI_\phi \neq 0$$

Que significa que independientemente de la conexión exterior los voltajes de secuencia cero siempre serán nulos, y no habrá restricción para las corrientes de secuencia cero. O sea que este transformador se comporta como un corto para las cantidades de secuencia cero; debido a que:

$$e_o = \frac{-d\phi_o}{dt} = 0$$

Transformador de 5 columnas.

Los transformadores de 5 son transformadores de tres columnas con 2 columnas adicionales

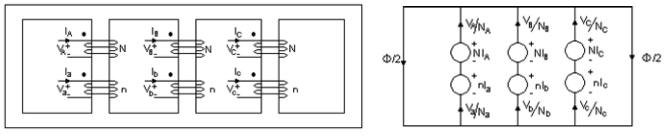


Fig. 5. *Esquema físico y circuital de un transformador de 5 columnas. (Como un banco monofásico).*

A partir de las características constructivas y planteando el circuito magnético y sus ecuaciones obtenemos una ecuación

donde la suma de las fuerzas magnetomotrices inducidas en cada fase es igual a cero.

$$f_A + f_a = 0 \quad f_B + f_b = 0 \quad f_C + f_c = 0 \quad ,$$
$$NI_A + nI_a = 0 \quad NI_B + nI_b = 0 \quad NI_C + nI_c = 0$$

Adicionalmente obtenemos que la suma de los flujos que circulan por cada columna con devanados, son iguales a la suma de los flujos que circulan por la 4 y 5 columna.

$$\phi_A + \phi_B + \phi_C = \phi \quad , \quad \frac{V_A}{N} + \frac{V_B}{N} + \frac{V_C}{N} = \phi$$

En este tipo de transformador la restricción se ubica en la igualdad a cero de la suma de las fuerzas magnetomotrices en cada fase. Ahora la suma de los flujos de cada una de las columnas no tiene que ser igual a cero, sino que es igual al flujo que circula por la 4 y 5 columna, normalmente en los sistemas balanceados este flujo es igual a cero, pero si se presenta un cambio en alguno de los flujos de una de las fases, este cambio se ve reflejado en el flujo que circula por la 4 y 5 columna pero no se ve reflejado en el resto de los flujos.

Un caso particular y muy importante para analizar es el comportamiento ante terceros armónicos y la secuencia cero. Los voltajes de secuencia cero y las corrientes de secuencia cero son favores iguales.

$$V_A = V_B = V_C = V_0 \quad I_A = I_B = I_C = I_0$$
$$V_a = V_b = V_c = V_\phi \quad I_a = I_b = I_c = I_\phi$$

Al reemplazarlos en las respectivas ecuaciones deducidas del circuito equivalente obtenemos:

$$\frac{V_0}{N} = \frac{V_\phi}{n} \quad \therefore \frac{3V_0}{N} = \phi_{neutro}$$
$$NI_0 + nI_\phi = NI_0 + nI_\phi$$

Es decir, se comporta como tres transformadores normales de dos devanados independientes. Los armónicos de voltaje y de corriente pueden existir sin problemas, si lo permiten las conexiones exteriores.

III. EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE LOS TRANSFORMADORES DE 3 Y 5 COLUMNAS EN LA CALIDAD DE LA POTENCIA

Para evaluar la calidad de la potencia en los transformadores de 5 y 3 columnas se debe realizar una serie de simulaciones que permitan primero caracterizar los transformadores, segundo validar su comportamiento y tercero evaluar su desempeño frente a los fenómenos de la calidad de la potencia.

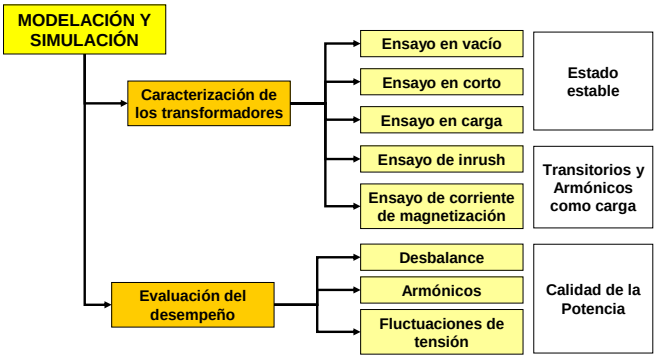


Fig. 6. *Esquema de modelación y simulación.*

Estas simulaciones deben ser concordantes con las características técnicas y teóricas tratas en el capitulo anterior y con las normas técnicas para transformadores y para la calidad de la potencia.

Programa de simulación.

El PSCAD es un programa de simulación de sistemas de potencia , con la ventaja de ofrecer una gran cantidad de módulos y herramientas de simulación, la facilidad como integra elementos de la electrónica de potencia y de corriente directa así como la posibilidad de ver el desarrollo de la simulación a medida que ésta se ejecuta.

El PSCAD fue elegido como programa de simulación gracias a su buen funcionamiento en el tratamiento de fenómenos transitorios, a las facilidades de herramientas de sistemas de control. Adicionalmente, el programa incluye un modelo muy completo del transformador en el cual se pueden considerar, entre otros, el efecto del número de columnas, la saturación, y distintos tipos de conexiones.

Modelo de simulación.

El modelo de simulación consistió en diferentes ensayos sobre el modelo de transformador que trae implementado el PSCAD y el cual tiene las siguientes características:

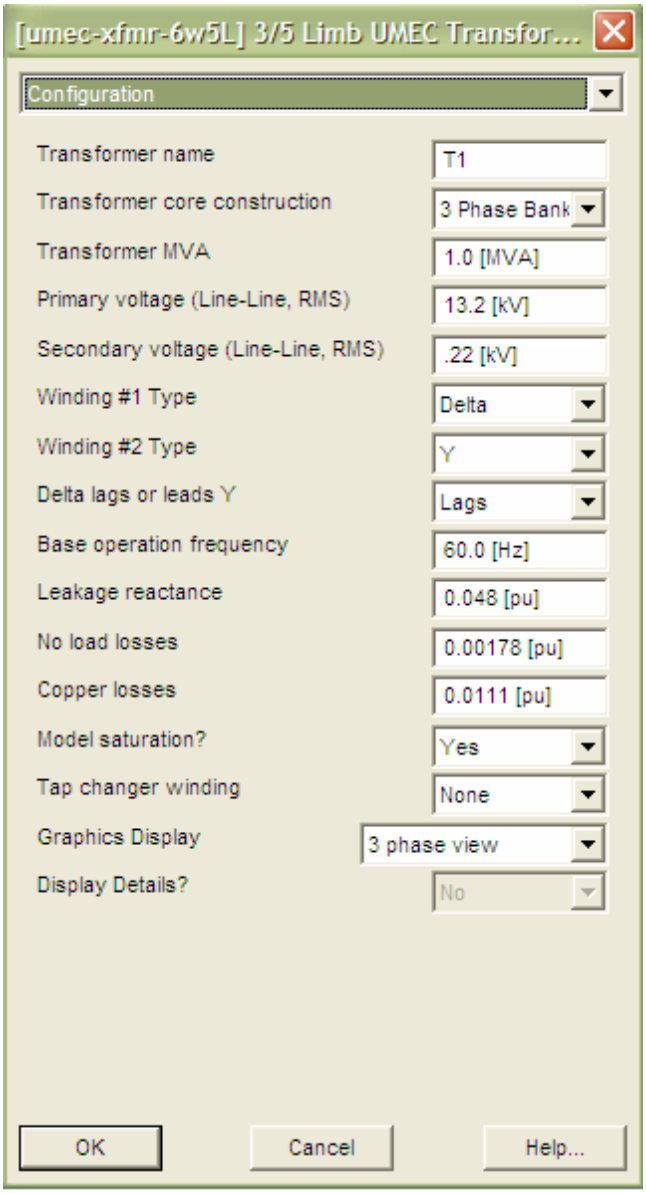


Fig. 7. *Datos de entrada al modelo de transformador en PSCAD.*

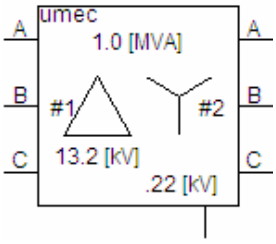


Fig. 8. *Modelo de transformador en PSCAD.*

TABLA I
Datos del modelo del transformador.

DATOS DEL TRANSFORMADOR			
Variable	**Unidad**	**Dato a ingresar**	**Valor en la simulación**
Contrucción del nucleo		3 columna / 5 columnas / Banco trifásico	Variable
Potencia	MVA	Valor	1
Voltaje del primario	KV linea- lineaRMS	Valor	13.2
Voltaje del segundario	KV linea- lineaRMS	Valor	0,22
Configuración primario		Delta / Y	Variable
Configuración segundario		Delta / Y	Variable
En atraso o adelanto		atraso / adelanto	indiferente
Frecuencia básica de operación	Hz	Valor	60
Reactancia de dispersión	p.u.	Valor	0,048
Pérdidas en vacio	p.u.	Valor	0,00178
Pérdidas en el cobre	p.u.	Valor	0,0111
Modelo de saturación		Si / No	Si
Tabs		Si / No	No

Desbalance.

El ensayo de desbalance tiene el objetivo de evaluar el comportamiento de los transformadores ante los desbalances.

El modelo en el PSCAD es similar al modelo del ensayo en carga, solo que ahora es con cargas con diferentes desbalances. Adicionalmente, se le agregan los controles necesarios para la medición de los desbalances, antes y después del transformador.

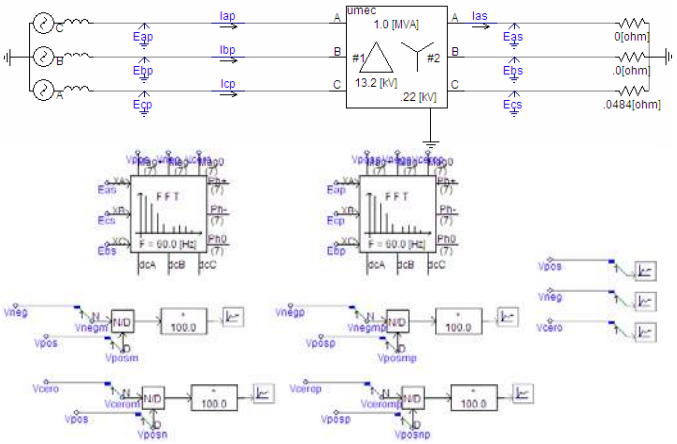


Fig. 9. *Modelo del ensayo de desbalance*

Con los ensayos de desbalance se pretende cumplir con los siguientes objetivos.

Determinar el comportamiento del transformador ante desbalances de tensión.

TABLA II
Características del ensayo de desbalance

DATOS DEL ENSAYO		
Ensayo		Desbalance
Datos		
Relación de transformación	kV/kV	13,2/,22
Reactancia	p.u.	0,048
Pérdidas hierro	p.u.	0,00178
Pérdidas cobre	p.u.	0,0111
Potencia	MVA	1
Carga		
R	ohm	0,04840
Fuente		
Z	H	0,0011787
Variables		
Nucleo	3 y 5 columnas y banco	
Configuración	Yy, Dy, YD	
Saturación	1% y curva de saturación	
Desbalances	1FT y 2FT	

Los resultados de los ensayos de desbalances se adjuntan en el anexo

Los resultados obtenidos para este ensayo fueron.
En la conexión YY el transformador de 3 columnas tiene un mejor comportamiento que el de 5 columnas y que el banco de transformadores.
El comportamiento en las otras conexiones es igual.
El desbalance depende de si se realiza la conexión del neutro o no.

Teniendo en cuenta el desarrollo matemático y conceptual realizado para los transformadores, observamos como el comportamiento de los desbalances en los transformadores de 3 y 5 columnas y el banco trifásico, recurriendo al esquema trifásico del transformador, en el cual se visualiza su comportamiento frente a los desbalances.

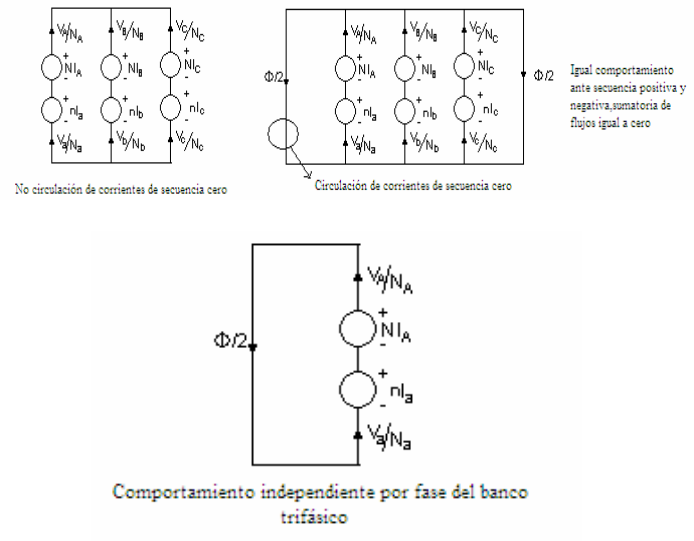


Fig. 10. *Comportamiento de las componentes simétricas*

En la figura anterior se puede observar la diferencia en el comportamiento del transformador dependiendo de su cantidad de columnas.

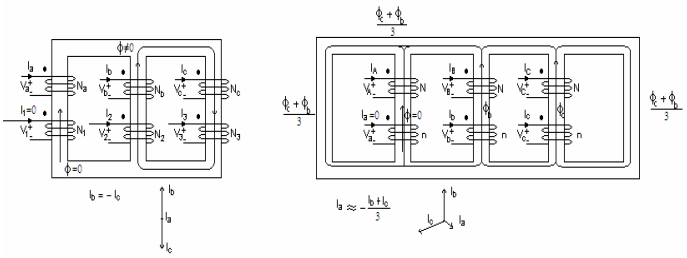


Fig. 11. *Comportamiento ante el desbalance de la apertura de una fase*

Fluctuaciones de tensión.

El ensayo de fluctuaciones de tensión tiene el objetivo de evaluar el comportamiento de los transformadores ante las fluctuaciones de tensión.
El modelo en el PSCAD es similar al modelo del ensayo en carga, solo que ahora es con cargas inductivas variables y con los controles necesarios para la medición del PST.

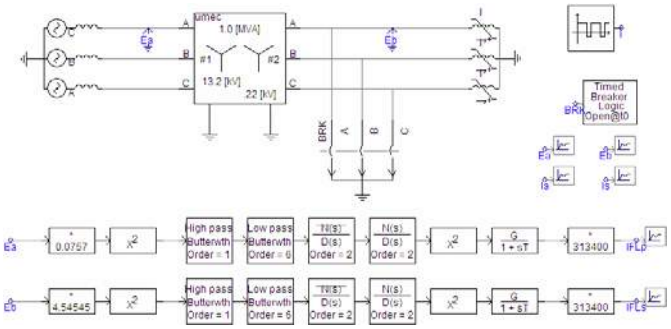


Fig. 12. *Modelo del ensayo de fluctuaciones de tensión*
Fuente: Autor (2007)

Con los ensayos de fluctuaciones de tensión se pretende cumplir con los siguientes objetivos.

Determinar el comportamiento del transformador ante fluctuaciones de tensión.

TABLA III
Características del ensayo de fluctuaciones de tensión

DATOS DEL ENSAYO		
Ensayo		Flucutaciones
Datos		
Relación de transformación	kV/kV	13,2/,22
Reactancia	p.u.	0,048
Pérdidas hierro	p.u.	0,00178
Pérdidas cobre	p.u.	0,0111
Potencia	MVA	1
Carga		
R	ohm	0,08000
Fuente		
Z	H	0,001178702
Variables		
Nucleo	3 y 5 columnas y Banco	
Configuración	Yy, Dy, YD	
Saturación	Curva de saturación	
Flucutaciones	Triangular y Pulsos	

Los resultados de los ensayos de fluctuaciones de tensión se adjuntan en el anexo

Los resultados obtenidos para este ensayo fueron.
El comportamiento es muy similar para todos los transformadores probados.

Teniendo en cuenta el desarrollo matemático y conceptual realizado para los transformadores vemos como las fluctuaciones de tensión originadas por variaciones temporales del consumo de las cargas (observando el fenómeno de la carga hacia la red) se ven afectadas principalmente por la reactancia y la resistencia serie del transformador.

Como en el modelo propuesto se buscaba una igualdad en las pérdidas y la reactancia de dispersión, los efectos del aspecto constructivo y de conexión del transformador se ven reflejados en las diferencias de resultados de las simulaciones. Lo que se debe analizar es la diferencia en práctica de la reactancia de dispersión para los dos tipos de transformadores, donde se espera que en el transformador de 5 columnas sea mayor.

Armónicos.

El ensayo de armónicos tiene el objetivo de evaluar el comportamiento de los transformadores ante los armónicos.

El modelo en el PSCAD es similar al modelo del ensayo en vacío, con adición de fuentes de corrientes inyectadas en una fase del segundario del transformador con los controles para medir los armónicos y el THD.

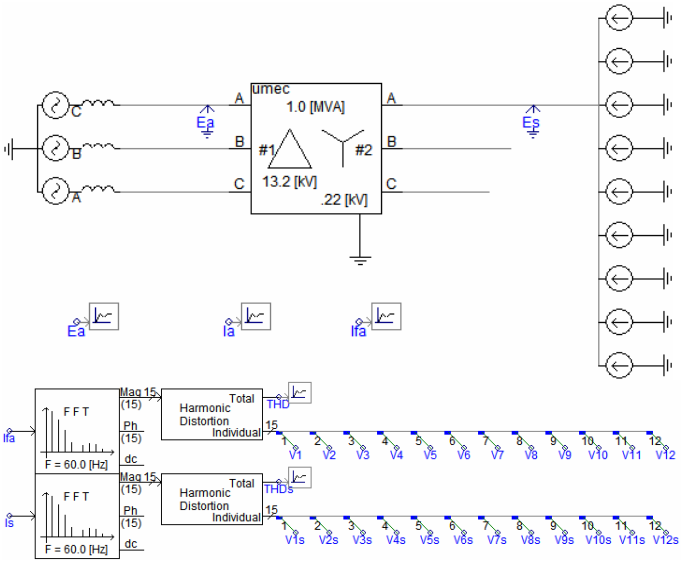


Fig. 13. *Modelo del ensayo de armónicos monofásicos*

Con los ensayos de armónicos de tensión se pretende cumplir con los siguientes objetivos.

Determinar el comportamiento del transformador ante armónicos monofásicos.

TABLA IV
Características del ensayo de armónicos monofásicos

DATOS DEL ENSAYO		
Ensayo		Armónicos
Datos		
Relación de transformación	kV/kV	13,2/,22
Reactancia	p.u.	0,048
Pérdidas hierro	p.u.	0,00178
Pérdidas cobre	p.u.	0,0111
Potencia	MVA	1
Carga		
R	ohm	0,08000
Fuente		
Z	H	0,0011787
Variables		
Nucleo	3 y 5 columnas	
Configuración	Yy, Dy, YD	
Saturación	Curva de saturación	
Armónicos	2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10	

Los resultados de los ensayos de armónicos de tensión se adjuntan en el anexo

Los resultados obtenidos para este ensayo fueron.
En la configuración YY y DY el transformador de 3 columnas presenta el peor comportamiento ante los armónicos.
En la configuración YD se presenta en general un mal comportamiento frente a los armónicos.

El comportamiento ante los armónicos monofásicos favorece al transformador de 5 columnas debido a que el flujo armónico se reparte también en las otras 2 columnas, generando una menor influencia en los devanados del primario.

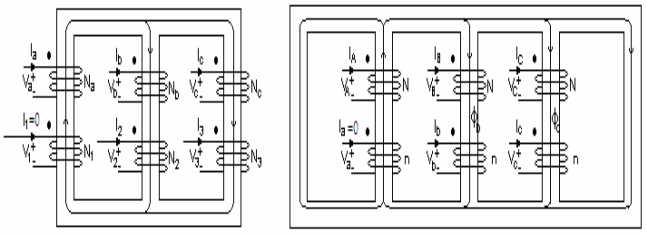


Fig. 14. *Comportamiento de los armónicos monofásicos*

El modelo en el PSCAD es similar al modelo del ensayo en vacío, con adición de fuentes de corrientes trifásicas inyectadas en las fases del segundario del transformador con los controles para medir los armónicos y el THD.

En este caso se realizó la prueba con un grupo de armónicos trifásicos de secuencia positiva, de secuencia negativa, de secuencia cero y de todos los anteriores, con el fin de determinar la forma como se comporta el transformador ante diferentes tipos de armónicos en diferentes secuencias.

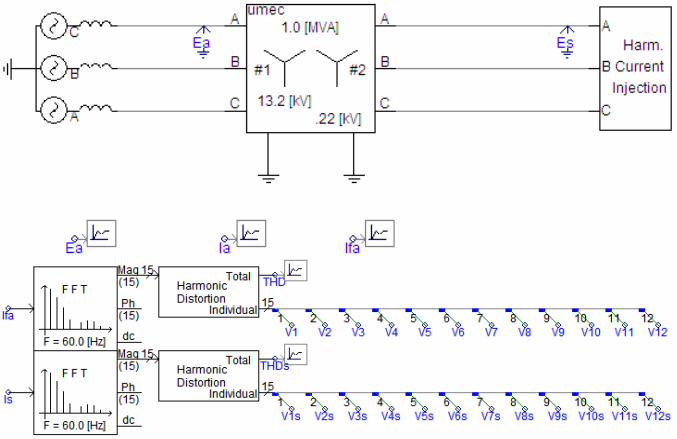


Fig. 15. *Modelo del ensayo de armónicos trifásicos*

Con los ensayos de armónicos de tensión se pretende cumplir con los siguientes objetivos.

Determinar el comportamiento del transformador ante armónicos trifásicos.

TABLA V
Características del ensayo de armónicos trifásicos

DATOS DEL ENSAYO		
Ensayo		Armónicos
Datos		
Relación de transformación	kV/kV	13,2/,22
Reactancia	p.u.	0,048
Pérdidas hierro	p.u.	0,00178
Pérdidas cobre	p.u.	0,0111
Potencia	MVA	1
Carga		
R	ohm	0,08000
Fuente		
Z	H	0,0011787
Variables		
Nucleo	3 y 5 columnas	
Configuración	Yy, Dy, YD	
Saturación	Curva de saturación	
Armónicos	2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10	

Los resultados de los ensayos de armónicos se adjuntan en el anexo

Los resultados obtenidos para este ensayo fueron.
En la configuración YY el transformador de 3 columnas presenta el peor comportamiento ante los armónicos y el banco monofásico el mejor.
La configuración YD presenta en general un mal comportamiento frente a los armónicos para todos los tipos de transformadores, frente al resto de las configuraciones.
En la configuración DY el banco monofásico presento el peor comportamiento ante los armónicos y el de 5 columnas el mejor.
Los terceros armónicos en el primario del transformador de 5 columnas son considerablemente superiores.

Los armónicos trifásicos se comportan de acuerdo con su comportamiento de secuencia. En el caso de los terceros armónicos se comportan como las componentes de secuencia cero.

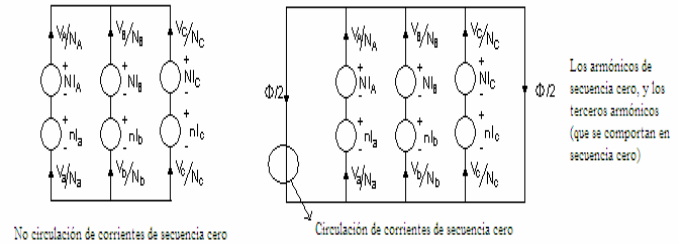


Fig. 16. *Comportamiento de los armónicos trifásicos*

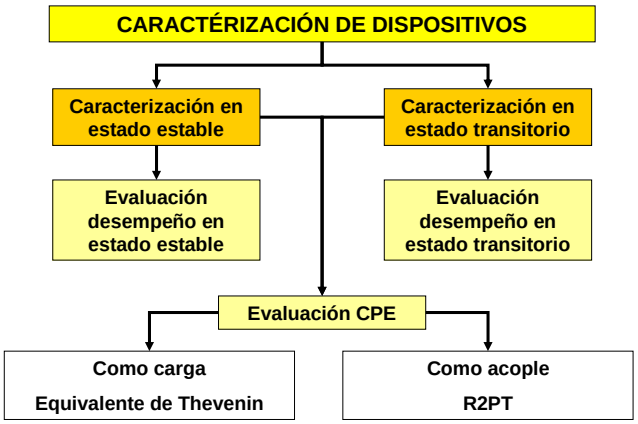
IV. MODELO PARA LA CARÁCTERIZACIÓN DE TRANSFORMADORES PARA LA CALIDAD DE LA POTENCIA.

Las exigencias actuales de los sistemas de potencia exigen una mejor caracterización de las cargas y elementos presentes en ellos con el fin de determinar los problemas de la calidad de la

potencia que se pueden originar gracias a la presencia de cargas con un comportamiento no ideal para el mantenimiento del régimen senoidal perfecto.

En un trabajo posterior se propondrá un modelo general para la caracterización de cualquier tipo de carga con el fin de obtener un modelo más exhaustivo, con énfasis en la calidad de la potencia, con el fin de determinar la forma como este o cualquier elemento de los sistemas de potencia puede afectar la red, y diagnosticar de allí una posible solución.

Una caracterización y modelación de un elemento de los sistemas de potencia exige actualmente, no sólo la caracterización de su comportamiento en estado estable, sino una caracterización más detallada de su comportamiento ante los transitorios y los fenómenos de la calidad de la potencia con el fin de poder conocer cual va a ser el comportamiento del elemento y del sistema al cual se conecta y determinar si se cumplen con las metas fijadas de calidad de la potencia.



Caracterización de los dispositivos

Para el caso que nos compete que es el transformador, y especialmente los transformadores de 3 y 5 columnas, lo que se debe realizar una serie de pruebas, de las cuales se hacen simulaciones en este trabajo, con el fin de caracterizar el comportamiento de estos transformadores frente a los fenómenos de la calidad de la potencia. El alcance de este trabajo era determinar de una manera comparativa el comportamiento de los transformadores de 3 y 5 columnas mediante una serie de simulaciones o pruebas de laboratorio virtuales que indican de una manera inductiva cual es el proceso general a seguir.

Un aspecto que no debemos olvidar es que el transformador actúa a la vez como punto de conexión como de carga desde el punto de vista de la red y por ende se debe realizar una caracterización, tanto como equivalente de 1 par de terminales, como de 2 pares de terminales. Adicionalmente, se deben considerar no solo los problemas de la calidad de la potencia que son causados por los dispositivos a causa de su comportamiento intrínseco, sino que además se deben considerara como es la respuesta, como se ve afectado y como refleja estos fenómenos en caso de ser parte pasiva de ellos.

Adicionalmente, se debe tener en cuenta que es necesario realizar una caracterización de la red y de los equipos instalados en ellos para detectar la factibilidad de conectar equipos extremadamente sensibles a los problemas de la calidad de la potencia en una red que no cumple con los estándares de calidad de la potencia requeridos.

V. MODELO PARA LA EVALUACIÓN ECONÓMICA DE UN TRANSFORMADOR TENIENDO EN CUENTA LA CALIDAD DE LA POTENCIA.

En este capitulo se presenta un esbozo de la forma como una eventual regulación de la calidad de la potencia, y las exigencias mismas de los usuarios hacen necesario reconsiderar la evaluación de un transformador de conexión a la hora de realizar una selección del transformador más adecuado de acuerdo con un criterio de racionalidad económica.

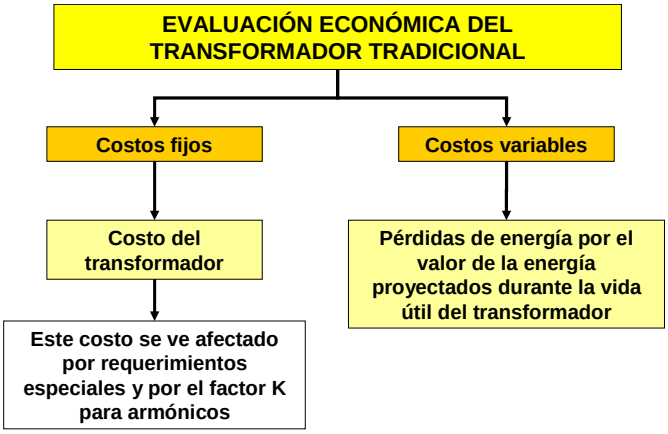
Debido a que actualmente no hay una regulación especifica sobre metas y penalizaciones de la calidad de la potencia, el esquema se presenta de una manera general, propia del alcance de este trabajo.

La evaluación económica tradicional de un transformador, se enfocaba en la minimización de los costos fijos y variables que presentaba el transformador. Los costos fijos correspondían a los costos de suministro del transformador dependiendo de las especificaciones dadas al fabricante. Los costos variables a las pérdidas de energía que presentaba el transformador a lo largo de su vida útil, incluyéndose dentro de estas pérdidas tanto las pérdidas de vacío como las pérdidas en carga.

Adicionalmente, se realizaba una evaluación dependiendo del tipo de configuración del transformador, o de la necesidad de otro devanado, dependiendo de ciertas características especiales requeridas por el cliente.

$$Min(\ Costo\ \ fijo + Costos\ \text{var}\ iables)$$

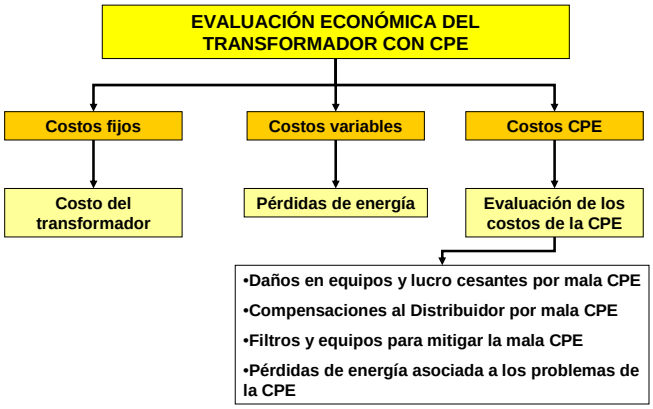
$$Costo\ transformador(COP\$) + Pérdidas(KWh) * Costo\ energía(COP\$ / KWh) * Vida\ útil$$



Evaluación económica del transformador tradicional

Un transformador entre más sobredimensionado este en cuanto a su tamaño y cantidad y calidad de sus materiales, cobre y hierro o su capacidad de dispersión de calor, presenta menores pérdidas de energía. Siendo la cantidad de cobre directamente proporcional a las pérdidas de energía por efecto Joule, el tamaño del transformador en su capacidad para disipar calor, la calidad del hierro usado en el núcleo y el tipo de refrigeración utilizado. Adicionalmente, es importante considerara el tipo de aislamiento que se utiliza, ya que entre más compacto se requiera el transformador o el tipo de instalación aumentan los costos en este sentido. En resumen, una mejoría en las pérdidas por debajo de las normalizadas, implica una mayor inversión en el costo del transformador

Una buena planeación de la compra de un transformador, deberá estipular la calidad de la potencia con el fin de justificar mejor su compra, porque de nada sirve minimizar la inversión en untransformador cuando se termina teniendo grandes problemas de calidad de la potencia que originan costos aún mayores.



Evaluación económica del transformador con CPE

Para realizar una buena evaluación económica se deben estipular cuales son los costos que originan los problemas de una mala calidad de la potencia y las posibles soluciones. Los costos originados por problemas de la calidad de la potencia se pueden clasificar en: Pagos por incumplimientos a la regulación, Costos de oportunidad y daños ocasionados por una mala calidad de la potencia y Potencia de pérdidas originadas por la mala calidad de la potencia.

Adicionalmente, se deben considerar las posibles soluciones que se pueden generar para la solucionar el problema de la calidad de la potencia de una carga especifica, evaluando las soluciones, tanto desde el transformador, como otras soluciones como la instalación de filtros o un STATCOM

VI. Conclusiones

• El transformador es a su vez el punto de conexión entre el usuario y la red que determina las perturbaciones de la calidad de la potencia que son transferidos de la carga a la red y viceversa; y un elemento que genera perturbaciones de la calidad de la potencia en la red.

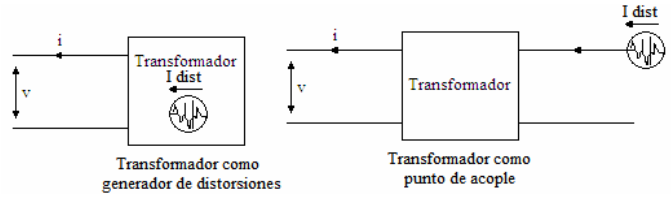


Fig. 17. *Transformador como carga y como punto de acople.*

• El transformador como punto de acople entre el usuario y la red, debe ser visto como un elemento del cual se pueden tomar decisiones en momento del diseño de la instalación con el fin de mejorar el futuro desempeño de la CPE de acuerdo con la caracterización de la carga a instalar y la red de distribución.

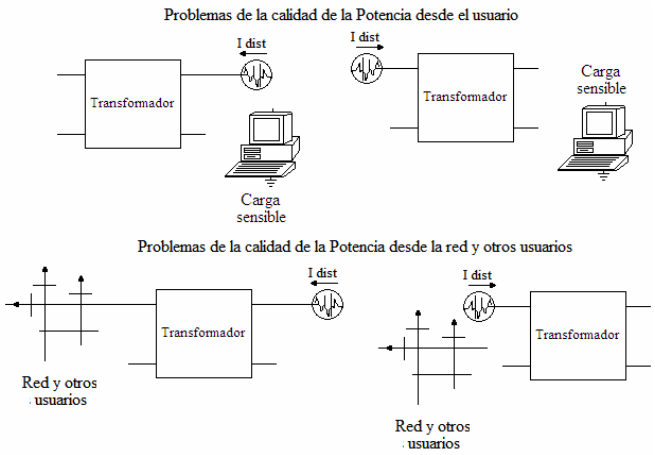


Fig. 18. *Formas de asumir los problemas de la calidad de la potencia.*

• De manera sintética se puede observar como al comparar el comportamiento de los transformadores de 3 y 5 columnas, en cuanto a las distorsiones producidas por una carga que son reflejadas a la red, se presenta un comportamiento dual. El transformador de 5 columnas presenta un mejor comportamiento frente a los armónicos y el de 3 columnas un mejor desempeño en los fenómenos de desbalance. Es importante tener en cuenta que los resultados son para cuando la carga es la que produce los problemas de la calidad de la potencia y no cuando estos provienen de la red y que se analiza el efecto en la red y no en el lado de la carga.

TABLA VI
Comparación entre los transformadores de 3 y 5 columnas

EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE LOS TRANSFORMADORES EN LA CALIDAD DE LA POTENCIA AL REFLEJAR A LA RED DISTORCIONES GENERADAS POR EL USUARIO		
Variable a evaluar	**Transformadores de 3 y 5 columnas**	
	Transformador de 5 columnas	Transformador de 3 columnas
Desbalance en la red	Peor que el Transformador de 3 columnas	Mejor que el Transformador de 5 columnas
Armónicos en la red	Mejor que el Transformador de 3 columnas	Peor que el Transformador de 5 columnas
Fluctuaciones de tensión en la red	Igual que el Transformador de 3 columnas	Igual que el Transformador de 5 columnas

• En el caso específico de este proyecto de investigación se debe realizar la valoración del efecto del tipo de transformador en la calidad de la potencia a la luz del costo de cada uno de los tipos de transformadores.

• Es importante tener en cuenta el efecto de los diferentes tipos de transformadores a la hora de realizar una valoración económica de las posibles soluciones a los problemas de la calidad de la potencia.

• A la hora de realizar una conexión de una carga a una red es necesario realizar una adecuada caracterización de esta, no siendo ya únicamente necesario la potencia en estado estable senoidal, sino determinar un equivalente que permita comprender los efectos sobre la calidad de la potencia que pueda tener la carga.

• Uno de los aspectos más importantes para tener en cuenta a la hora del análisis de la calidad e la potencia es que tipo de efecto se quiere mitigar, si es el efecto que tienen las perturbaciones de la calidad de la potencia en el lado del usuario o del lado de la red, ya que dependiendo de esto sea mejor uno u otro tipo de transformador.

• Adicionalmente se realizó un análisis del comportamiento de la correinte inrush para los dos transformadores cuando se conectan con y sin carga.

BIBLIOGRAFÍA

[1] CREG. Comisión De Regulación De Energía y Gas. Bogotá: CREG, 1.998. 30 p. (Resolución 070 / 98).

[2] IEC. International Electro-technical Commission - Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3: Limits - Section 6: Assessment of emission limits for distorting loads in MV and HV power systems - Basic EMC publication: IEC, 1.996. 62 p. (IEC/TR3 61000-3-6 (1996-10))

[3] IEC. International Electro-technical Commission - Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4: Testing and measurement techniques - Section 7: General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto: IEC, 1.991. 46 p. (IEC 61000-4-7 (1991-08)).

[4] IEC. International Electro-technical Commission - Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4: Testing and measurement techniques - Section 15: Flickermeter - Functional and design specifications: IEC, 1.997. 48 p. (IEC 61000-4-15 (1997-11))

[5] IEC. International Electro-technical Commission - Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3: Limits - Section 3: Limitation of voltage fluctuations and flicker in low-voltage supply systems for equipment with rated current <= 16 A: IEC, 1.994. 44 p. (IEC 61000-3-3 (1994-12))

[6] IEC. International Electro-technical Commission - Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3: Limits - Section 5: Limitation of voltage fluctuations and flicker in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A: IEC, 1.994. 30 p. (IEC/TR2 61000-3-5 (1994-12))

[7] ABB Características constructivas de transformadores de distribución de alta Potencia (>2MVA hasta 72.5kV)

[8] López Ricardo, Desarrollo y validación de modelos de transformadores monofásicos y trifásicos con saturación para el análisis de armónicos en sistemas de potencia. Tesis Doctoral. Universidad Politécnica de Cataluña. Barcelona Noviembre 2000

[9] Medina Aurelio Metodologías avanzadas para el modelado y análisis de armónicos y su impacto en la calidad de la energía. Universidad Michoacana de San Nicolás de Hidalgo

[10] Metodología para el análisis de los parámetros de calidad del servicio eléctrico para equipos de imaginología. Experiencias adquiridas en Venezuela

[11] Transformadores Suntec. Transformadores sumergidos en aceite (15, 34.5 y 46 kV)

[12] Norma Técnica Colombiana NTC 819 Pérdidas en los transformadores ICONTEC.

VII. BIOGRAFÍA

Andrés. E. Díez nació en Colombia en el año 1979. Graduado de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Pontificia Bolivariana en el 2001. Obtuvo su título de MSc. en el año 2005. Docente de "Maquinas Industriales" en la UPB desde 2001 y miembro del grupo de investigación en TyD. emiro.diez@upb.edu.co

Sistema de Gestión Energética Aplicado en la Fundación Universitaria Tecnológico Comfenalco. Cartagena

H. H. Lastre, Docente, *Fundación Universitaria tecnológico Comfenalco* y W.J. Roca, Docente, *Fundación Universitaria tecnológico Comfenalco*

Resumen-- **En esta era de la globalización, las empresas industriales basan su competitividad en la optimización de sus procesos, mejorar el recibo y la transformación de la materia prima, las características y la presentación del producto terminado, para cumplir con las exigencias de calidad que exige el mercado. En las instituciones de educación superior el producto terminado es la formación integral del profesional que sale al mercado laboral, pero a su vez las instituciones de educación superior tienen que ser competitivas, y para ello deben contar con altos recursos financieros que les permitan ejecutar los planes propuestos en el corto y mediano plazo.**

Una forma de generar recursos es aprovechar en forma eficiente la energía eléctrica que se consume en la institución, es por eso que se plantea el sistema de gestión energético como punto de partida de un ciclo que ha sido implementado y probado en diferentes latitudes, con excelentes resultados.

Palabras Claves: Ahorro de Energía, Capacitación, Comité, Contratos, Eficiencia, Monitoreo, Optimización, Potenciales, Prototipo, Sistema de Gestión.

I. INTRODUCCION

EL problema del mal uso de la energía eléctrica en las instituciones debe ser tratado con acciones en forma conjunta y no bajo una serie de medidas aisladas que en el largo plazo pierden su eficacia, debiéndose aplicar estrategias de mayor alcance.

Los sistemas de gestión energética, comprenden actividades de optimización de los recursos, obteniendo el cumplimiento de los requisitos con el menor gasto energético posible y la mínima contaminación ambiental.

Un sistema de gestión energética se compone de un ciclo continuo de mejoramiento, el cual se inicia con la realización de una prueba de oportunidades, que en la institución inició con la determinación de índices y análisis globales, los cuales se obtienen revisando las curvas de comportamiento del consumo, y es medido en forma horaria por la empresa que nos presta el servicio de energía eléctrica, almacenado en la memoria del equipo y posteriormente descargada vía modem para su estudio.

También se efectuó un monitoreo periódico en las aulas de clase, visualizando el comportamiento de los estudiantes y de los docentes para determinar la cultura del uso que se le da a la energía eléctrica, obteniendo de ésta manera el diagnóstico energético preliminar, para poder evaluar los impactos del desarrollo del sistema en la institución educativa.

Para continuar con el esquema, se hace necesario involucrar el compromiso gerencial como elemento fundamental del desarrollo del proyecto, con el objeto de direccionar las metas y posibles escenarios una vez se aplique adecuadamente el sistema. En la Fundación Universitaria Tecnológico Comfenalco, se cuenta con la presencia de la alta dirección, encabezada por el rector y los directores de financiera, administrativos y de servicios generales, así como los directores de los programas, ya que para el éxito de un programa de ahorro de energía resultan imprescindibles.

Una vez se tiene el apoyo, convencimiento y compromiso completo de la dirección de la institución, se inició la etapa de diagnóstico energético y socio ambiental partiendo de la definición de la estructura energético productiva, donde se puedan definir los parámetros de mejoramiento y ahorro que se obtendrían a partir de la aplicación de éste sistema, así como la estructura de consumo y gasto. El costo del servicio energético debe controlarse como parte del costo del servicio que se presta.

El trabajo de implementación del sistema de gestión energética que se desarrolla en una institución universitaria es diferente al que se aplica en una industria por que en el primer caso toda la energía que se utiliza está asociada al proceso "productivo", en cambio en el segundo no.

II. ETAPAS DEL SISTEMA DE GESTIÓN.

La Fundación Universitaria Tecnológico Comfenalco es una institución ubicada en la ciudad de Cartagena donde se forman integralmente aproximadamente 6500 estudiantes en dos sedes, la primera con cincuenta aulas de clases y la segunda con cuarenta. Esta investigación se adelanta en la segunda

Esta investigación fue financiada por la Fundación Universitaria Tecnológico Comfenalco.

H. H. Lastre es docente de tiempo completo en la Fundación Universitaria Tecnológico Comfenalco en la ciudad de Cartagena. Colombia (e-mail: hlastre@gmail.com).

W. J. Roca es docente de tiempo completo en la Fundación Universitaria Tecnológico Comfenalco en la ciudad de Cartagena. Colombia (e-mail: wrocabechara@yahoo.es).

sede, donde existe una subestación alimentada por un transformador de 500 kVA, 13200/220/110 V, entre las cargas que se encuentran conectadas se tienen instalado, equipos de aire acondicionado, compresores de aire, equipos de laboratorio, equipos de computo, maquinas herramientas, sistemas de iluminación, sistemas de impulsión de agua, sistema de presión constante.

Para el desarrollo de los currículos con sus correspondientes programas académico es necesario del consumo de energía de una manera eficiente en los espacios académicos y los espacios administrativos, como por ejemplo aulas, laboratorios, talleres, oficinas, en los cuales se vienen demandando energía de una forma no controlada. Lo que implica que se daba un consumo de energía sin prestación de servicios cuando las aulas estaban desocupadas, para controlar dicho problema se diseño y se instaló un dispositivo de control de presencia de usuarios en las aulas, el cual activa y desactiva los servicios de acondicionamiento climático (ventilación) y la iluminación de dichos espacios académicos.

A. Prueba de la Necesidad

En el desarrollo de esta investigación se realizan estudios de las curvas de comportamiento de los consumos de energía, la facturación de los costos mensuales de la energía que se muestra el comportamiento del consumo en la curva continua en la Fig. 1, se establece la estructura de consumo de la institución por áreas, teniendo en cuenta su expansión, y se identifican potenciales de ahorro. Los resultados obtenidos se someten a revisión y se elabora el diagnostico general del sistema, y posteriormente se presentó ante las directivas de la universidad. En la Fig. 1. Se evidencia el efecto de los equipos de control de presencia instalados en las aulas de clase sobre la curva de demanda al haber un desplazamiento descendente de la curva, lo que implica un ahorro en el consumo de energía.

Finalmente se llegó a la conclusión que es necesario implementar en la institución un sistema de gestión energética que permita optimizar el consumo de energía en la Fundación Universitaria Tecnológico Comfenalco.

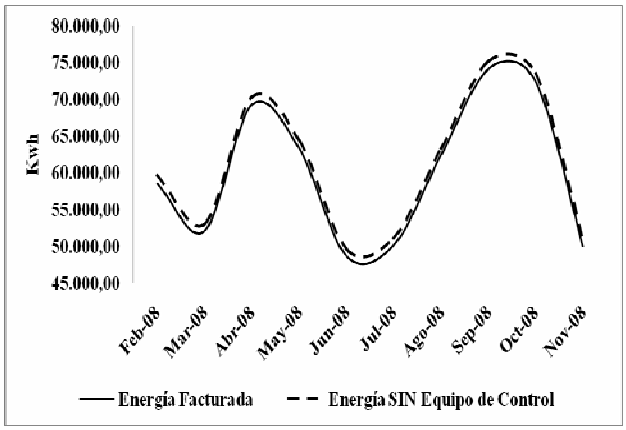


Fig. 1. Efecto de los equipos de control sobre el consumo de energía eléctrica en kWh.

B. Compromiso de la Alta Dirección

Lograr el compromiso de la alta dirección de la institución en el proyecto fue uno de los aspectos más importantes para iniciar el sistema de gestión, porque es el eslabón entre la parte técnica y la parte financiera de la institución, además se realiza el ejercicio de presentar ante las directivas los resultados obtenidos que demuestran la necesidad de desarrollarlo, también permite solucionar las inquietudes existentes, escuchar propuestas alternativas y formular metas y objetivos posibles.

C. Diagnostico Energético y Socioambiental.

Para elaborar el diagnostico se identificaron las diferentes áreas y los equipos instalados en cada una de ellas y las prácticas ineficientes realizadas por docentes, directivos, estudiantes y administrativos, que conducen al uso inadecuado de la energía eléctrica en la institución.

Se encontró por ejemplo que uno de los problemas más frecuente es que los docentes y estudiantes al salir de las aulas de clase, no desenergizan los circuitos de luces ni los sistemas de ventilación, lo cual produce un elevado gasto innecesario de energía eléctrica, dado que se labora desde las 7 a.m. hasta las 10 p.m. en jornada continua. Cada aula está equipada con 4 ventiladores y 12 tubos fluorescentes para un consumo de 572 Wh.

Otro potencial de ahorro encontrado está relacionado con el área de biblioteca, donde se encuentra uno de los mayores consumidores de energía, como son los acondicionadores de aire. Los cuales trabajan a máxima capacidad continuamente indiferente a las variaciones de las cargas térmicas del recinto, lo que trae como consecuencia y aporte adicional al medio ambiente de dióxido de carbono en el proceso de generación térmica de la energía eléctrica, para poder satisfacer la demanda innecesaria de energía en la mencionada biblioteca.

En la tabla I, se registra la potencia eléctrica instalada en las áreas de mayor uso para el desarrollo del proceso de aprendizaje- enseñanza.

TABLA I
POTENCIA INSTALADA EN LA FUNDACIÓN UNIVERSITARIA TECNOLÓGICO COMFENALCO

DESCRIPCIÓN	POTENCIA INSTALADA (kW)
Iluminación aulas de clase	15,36
Ventiladores aulas de clase	7,52
Refrigeración Gestión Administrativa y financiera	195
Refrigeración laboratorios	193
Refrigeración auditorios	95
Refrigeración Audiovisuales	95
Refrigeración Servicios de bienestar universitario	53
Refrigeración Oficinas de investigación	66
Refrigeración Biblioteca	128

D. Diseño de un plan

Para la elaboración del plan de trabajo se procedió a la identificación de la mejor alternativa de solución a cada uno de los problemas encontrados, realizándose una evaluación técnico económica, para conocer los posibles gastos que se producirían.

Se clasificaron las soluciones por escenarios, lo que permitió establecer metas en el proyecto, en primera instancia se diseñó y realizó el sistema de monitoreo por aulas y se encontró que el tiempo que un salón permanece desocupado con las luces y los ventiladores encendidos es en promedio nueve (9) horas por día. Por tal razón se planteó la necesidad de diseñar y construir un prototipo que controlara la energización y desenergización del sistema de iluminación y de los ventiladores en las aulas dependiendo de la presencia de personas en ellas.

También se diseñó un programa de sensibilización, concientización, motivación y capacitación del personal en la institución, sobre la problemática mundial del uso de la energía eléctrica, como las políticas direccionadoras hacia la optimización del consumo de energías en la Fundación Universitaria Tecnológico Comfenalco.

Para poner en práctica el sistema de gestión energética, se ha realizado capacitación en Calidad de la Energía Eléctrica a los lideres y funcionarios de la institución involucrados con el objetivo de conformar un comité técnico – administrativo, que vigile y ejecute el ciclo de gestión total eficiente de la energía en la Fundación Universitaria Tecnológico Comfenalco.

E. Organización y Composición de Equipos de Mejora

El primer comité se conformó por personas que tenían una preocupación común en torno al tema de la energía eléctrica, cómo los funcionarios encargado de servicios generales, profesores de física eléctrica, director administrativo y estudiantes destacados en los grupos de aprendizaje colaborativo (semilleros de investigación) del grupo de investigación CICAL de la institución.

En el interior del grupo se observó la necesidad de definir la misión del comité y las funciones de sus miembros con el fin de alcanzar el objetivo propuesto. Una vez el comité entró en operación se observó que la experiencia de cada uno es fundamental, por que inicialmente se plantean posibles soluciones, que al tratar de implementarlas aparecen dificultades que al final deben ser resueltas.

F. Aplicación de Acciones y Medidas

En la Fundación Universitaria Tecnológico Comfenalco el trabajo de implementación del Sistema de Gestión Total Eficiente de la Energía necesitó de diferentes medidas de tipo técnico y organizativas, tales como, la creación de un comité de ahorro de energía, que estudia los contratos de compra de energía que realiza la institución, analiza el comportamiento diario de las curvas de consumo, se elaboran planes de capacitación a la comunidad académica en el tema de ahorro de energía, encontrándose que en el último año se han capacitado aproximadamente mil (1000) estudiantes de la institución, los cual se está creando y fortaleciendo una cultura y una forma de vivir pensando y gestionando el uso eficiente, racional de la energía eléctrica y se adelantan trabajos de investigación referentes al mismo tema, lo cual permite fijar metas a corto plazo y efectuar un control sobre las medidas planificadas y desarrolladas.

La investigación propuesta trasciende lo dispuesto en el decreto 2501 de Julio de 2007 [1]. del Ministerio de Minas y Energía de Colombia, por que se desea propiciar el uso racional y eficiente de la energía eléctrica en una edificación donde funciona una entidad no pública, como lo es la Fundación Universitaria Tecnológico Comfenalco. Esta acción se constituiría en una, sino es la primera, donde se aplicarían métodos novedosos para el manejo de la energía eléctrica en una institución de Educación Superior en Colombia y constituiría por ello un ejemplo que puede extenderse a otras universidades del país.

En resumen; esta investigación al ser desarrollada y aplicada desde las mismas aulas no sólo contribuye en la disminución del gasto en la universidad, aumentando su competitividad en la ciudad la maximizar el valor institucional, sino que adicionalmente al ser una institución de carácter educativo contiene un valor agregado por qué sirve como ejemplo didáctico, para crear la conciencia del ahorro de energía en la comunidad estudiantil y en el personal que labora en la institución, quienes al adquirir este nuevo conocimiento de cómo ahorrar energía, actuarán cómo multiplicadores en las industrias, en las organizaciones, en sus hogares y barrios, aportando en la solución de cada problema en especifico para el país y para la humanidad, lo que implica una contribución a una producción más limpia de contaminantes al medio.

G. Seguimiento y Control

El comité de Ahorro de Energía realiza un seguimiento y control del Sistema de Gestión Energética, dado que en la sede principal de la institución se realizan adecuaciones e instalación de nuevos equipos, por lo tanto el inventario debe permanecer actualizado. El seguimiento de las curvas de consumo diarias así cómo el análisis de las facturas mensuales también hace parte de las actividades del grupo.

Una de las acciones aplicadas consiste en la instalación de los equipos de control de presencia de personas en las aulas, con esta mejora se espera un ahorro económico significativo en la institución, teniendo en cuenta las características y el número de elementos eléctricos instalados por aula: Doce (12) tubos fluorescentes de 32 W nominales cada uno y cuatro (4) ventiladores que representan un consumo de 572 W por aula.

En las últimas observaciones realizadas en todo el edificio, un aula permanece desocupada con las lámparas y los ventiladores energizados, un promedio de nueve (9) horas por día, durante 20 días de trabajo en el mes.

Con las diez (10) aulas controladas se obtiene un ahorro de 1000 kWh en el mes. En el último año el costo promedio de la

tarifa de energía para la institución, como cliente no regulado es de aproximadamente 300.00 $/kWh, lo cual arroja un ahorro mensual de $300,000.00. El estudio económico y financiero demuestra que la recuperación de la inversión realizada en esta primera etapa del proyecto, es de aproximadamente un año y medio (1.5).

H. Abreviaturas

kVA: Kilo Volti – Amperio
V: Voltios
Wh: Wattio horas
kW: Kilo Wattios
kWh: Kilo Wattios horas
$/kWh: Pesos colombianos por kilo Wattios horas

III. RECONOCIMIENTOS

Los autores agradecen los aportes hechos a este trabajo de investigación por E. E. Meléndez, y R. D. Sjogreen.

IV. REFERENCIAS

Periodicas:

[1] Ministerio Minas y Energía. República de Colombia. “Decreto 2501 Jul. 2007”. Diario Oficial. Disponible: http://domino.creg.gov.co

Libros:

[2] Colectivo de Autores Centro de Estudios de Energía y Medio Ambiente, *Gestión Energética Empresarial*, Cuba: Editorial Universidad de Cienfuegos, 2002, pp. 53-98.

Artículos procedentes de Conferencias (Publicados):

[3] H. H. Lastre, E. E. Melendez y R. D. Sjogreen, “Optimización del Ahorro de Energía en las Aulas de la Fundación Universitaria Tecnológico Comfenalco. Cartagena,” en Memorias III Congreso Internacional sobre Uso Racional y Eficiente de la Energía. CIUREE 2008. .

[4] P. Viego, "Tecnología de gestión total eficiente de la energía," en Memorias III Congreso Internacional sobre Uso Racional y Eficiente de la Energía. CIUREE 2008.

[5] H. H. Lastre, E. E. Meléndez y R. D. Sjogreen, “Optimización del Ahorro de Energía en las Aulas de la Fundación Universitaria Tecnológico Comfenalco. Cartagena” en Memorias VI Conferencia Internacional de Energìa Renovable, Ahorro de Energìa y Educaciòn Energètica. CIER 2009.

V. BIOGRAFÌAS

Hedier Humberto Lastre Gómez Nació en Barrancabermeja, Colombia, el 20 de Abril de 1961. Estudió Ingeniería Eléctrica y Magíster en Potencia Eléctrica en la Universidad Industrial de Santander, UIS.

Experiencia profesional en el sector eléctrico colombiano con la empresa Centrales Eléctricas del Norte de Santander durante siete años. Docente universitario desde el año 1998 en universidades de Honduras y de Colombia. Actualmente miembro del Centro de Investigación de la Calidad, CICAL y docente de la Fundación Universitaria Tecnológico Comfenalco, en Cartagena, Colombia.

Wualberto José Roca Bechara. Nació en Cartagena, Colombia, 29 de diciembre de 1961. Estudió Ingeniería Mecánica, candidato a Magister en Educación con Énfasis en Cognición Matemática, con especializaciones en Física General, en Administración Financiera y en Gerencia Empresarial.

Experiencia profesional en el sector petroquímico, naval y en maquinarias de combustión interna por más de 17 años. Docente catedrático desde 1989 en las universidades de Cartagena Colombia, docente asociado desde 2001, y de tiempo completo en la Fundación Universitaria Tecnológico Comfenalco y miembro activo del Centro de Investigación de la Calidad CICAL de la misma institución.

Procesos de la Calidad de Potencia para un Mercado Eléctrico Regulado

A. Abreu y B. Castellano

Resumen **- Las exigencias de productividad en las sociedades industrializadas y la nueva cultura empresarial caracterizada por la continua optimización de procesos, ha impulsado la utilización de componentes electrónicos por parte de los usuarios residenciales, comerciales e industriales. Estas cargas no lineales son sensitivas a las perturbaciones electromagnéticas, las cuales pueden ser generadas por: otras cargas de respuesta no lineal, deficiencias en las instalaciones del usuario, deficiencias de mantenimiento o construcción de las redes de distribución, entre otras. En este trabajo se presenta un análisis sobre los procesos de la Calidad de Potencia para un mercado eléctrico regulado. Se definen tres procesos como lo son: la atención de reclamos, fiscalización y certificación mediante casos de estudio. Finalmente se muestran los resultados obtenidos a través de 202 estudios de Calidad de Potencia realizados en instalaciones eléctricas y redes de distribución, tanto urbanas como rurales, mediante una metodología de trabajo desarrollada y mejorada a lo largo de 8 años (1998-2005).**

Palabras claves **- Calidad de Potencia, Inspección, Metodología, Mercado Regulado.**

I. Introducción

Los crecientes desarrollos tecnológicos en las últimas décadas han llevado al uso de cargas basadas en electrónica, susceptibles a perturbaciones electromagnéticas tales como: distorsión armónica, fluctuaciones rápidas de tensión (Flicker), transitorios, Sags, Swell; las cuales conforman las diferentes perturbaciones con que se mide la Calidad de Potencia. Cuando estas sobrepasan los niveles de compatibilidad pueden causar el funcionamiento errático o falla de una carga o equipo, trayendo consigo tres problemas fundamentales: seguridad e integridad de personas ante la falla de un equipo, incumplimiento de los parámetros de calidad de servicio acordados con el usuario e incremento en los costos operativos por la paralización de procesos productivos industriales en instalaciones críticas tales como hospitales, aeropuertos, entre otros. Actualmente el Marco Jurídico Venezolano establece una serie de obligaciones y exigencias, donde se regula parte de los parámetros de la Calidad de Potencia, las cuales protegen tanto a los usuarios como a las Distribuidoras. Este trabajo de investigación desarrolla la historia a lo largo de ocho (8) años del proceso de la Calidad de Potencia desde los primeros inicios de investigación, pasando por la etapa de la atención de reclamos hasta llegar a la etapa de estar inmersos en un sistema eléctrico Regulado. El mismo se desarrolla en la empresa de servicio Energía Eléctrica de Venezuela (ENELVEN), la cual distribuye en redes de 23.9 kV de construcción aérea y surte de energía eléctrica a una parte de la zona Occidental de Venezuela. El alcance de esta investigación es explicar cómo se abordan los diferentes aspectos de la Calidad de Potencia en una empresa Distribuidora, analizar el resultado de los 202 estudios de Calidad de Potencia realizados en diferentes tipos de instalaciones.

A. Abreu y B. Castellano trabajan en la empresa "Energía Eléctrica de Venezuela (ENELVEN)", Maracaibo, Estado Zulia, Venezuela, Centro de Operaciones "Teolindo Acosta – COTA", (e-mail: aabreu@enelven.com.ve, bcatellano@enelven.com.ve).

II. Problemas de Calidad de Potencia

Cuando una perturbación sobrepasa el nivel de compatibilidad existe una alta probabilidad de que las cargas en especial las sensitivas, comiencen a operar de manera errática o falla. Estas perturbaciones pueden ser originadas desde las redes eléctricas o dentro de las mismas instalaciones de los usuarios.

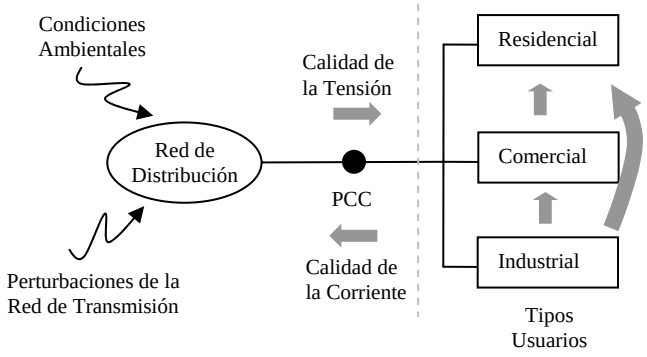


Fig. 1. Proceso de las Causas de Deficiencia de la Calidad de Potencia en un Sistema de Distribución.

En la Fig. 1, se muestra el proceso en que se ve envuelto la red de distribución y la instalación eléctrica de los usuarios. La frontera legal entre la empresa eléctrica de distribución y los usuarios es el medidor de energía (facturación) el cual se define como punto común de acoplamiento (PCC). Básicamente la empresa distribuidora es responsable de la Calidad de la Tensión puesta en el PCC ya que ésta es responsable de generar, transportar y distribuir la energía eléctrica. La calidad de la tensión puede verse afectada típicamente por factores tales como: mantenimiento, diseños, ubicación de condensadores, sistemas de puesta a tierra, sistemas de protecciones, regulación y bajo nivel de corto circuito, entre otros.

Asimismo, el usuario es responsable de no introducir perturbaciones a la red de distribución, la cual puede interferir en otros usuarios conectados a la misma red. Por lo general los clientes, cuando ven afectado el funcionamiento normal de sus cargas y el problema no es una falla evidente en algún mecanismo del equipo o se observan variaciones en la luminancia del sistema de alumbrado, atribuyen la responsabilidad a priori a una deficiencia en la Calidad de Potencia suministrada por la distribuidora. El usuario como principal afectado ante deficiencias de la Calidad de Potencia, puede sentir uno o varios de los siguientes síntomas: fallas, operación errática, disminución de la vida útil, fluctuación de la luminancia de las lámparas, sobre calentamiento en conductores, cables y motores, entre otros.

III. Exigencias de la Calidad de Potencia

Desde los inicios de los sistemas eléctricos las empresas eléctricas han visto a la Calidad enfocada al tiempo y frecuencia de interrupciones de los alimentadores de los circuitos en media tensión, la regulación de la tensión y la frecuencia fundamental que para el caso venezolano es de 60 Hz. Ningún tipo de perturbación era monitoreada, ni estudiada sistemáticamente, ni existían límites de control exigidos legalmente. Los estudios de la Calidad de Potencia se inician en los sistemas eléctricos de ENELVEN en el año de 1997, por una necesidad del sector petrolero debido a la inyección de distorsión armónica de corriente provocada por los convertidores de potencia.

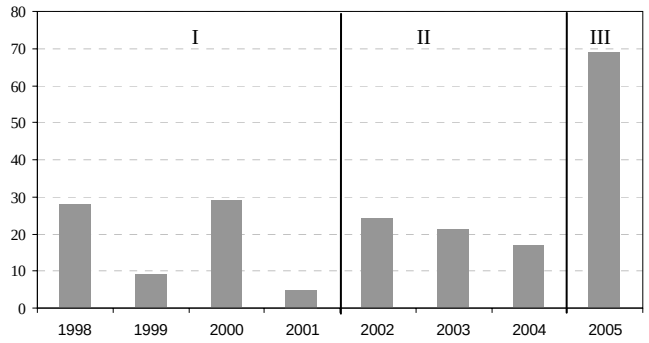


Fig. 2. Cantidad de Estudios de Calidad de Potencia realizados en el período 1998-2005.

Con fines de investigación y atendiendo requerimientos de otros tipos de industrias y del sector comercial, se fue desarrollando una metodología para la atención de reclamos por Calidad de Potencia.

En la Fig. 2, se muestra la evolución de la cantidad de estudios de Calidad de Potencia realizados a instalaciones de usuarios y redes de distribución. En la misma se evidencian tres etapas. Una primera etapa entre los años 1998 – 2001, en este período el abordaje de los estudios fue enfocado al área de investigación e identificar grandes usuarios industriales posibles generadores de problemas de Calidad de Potencia. En el año de 1998 se evaluaron circuitos de distribución de una subestación con carga petrolera y otra con carga industrial. En el año 2000 se realizó una evaluación aleatoria de instalaciones de usuarios residenciales y comerciales. Una segunda etapa 2002 – 2004, donde se implementa lo aprendido en la etapa previa, con la atención de grades industrias. Finalmente, la tercera etapa inicia en el año 2005, donde se observa un incremento en la cantidad de estudios producto de trabajos en la optimización de la metodología diseñada para la ejecución de los mismos. En esta etapa se comienza a abordar un sector de usuarios industriales y comerciales más pequeños y algunos casos residenciales. Durante los ocho (8) años de investigación se desarrollaron 202 estudios de Calidad de Potencia.

Durante el segundo período del año 2003, son publicados los reglamentos técnicos [9] y [10] a nivel Nacional, donde se establecen las reglas sobre los deberes y derechos en relación a las perturbaciones establecidas por la Calidad de Potencia. Se introduce el concepto de la Calidad de Producto Técnico el cual regula los niveles de tensión, armónicos de tensión y las fluctuaciones rápidas de tensión.

A. Exigencias Usuario → Empresa Eléctrica

Durante mas de 100 años que posee ENELVEN distribuyendo energía eléctrica, se han atendido reclamos donde el usuario emite quejas por fluctuaciones del servicio eléctrico y quemas de artefactos, los cuales han sido manejados a través de cuadrillas de técnicos electricistas que por lo general se limitaban a revisar el estado de las conexiones desde el transformador de distribución hasta el medidor de energía, y en ciertas ocasiones se instalaban graficadores de tensión con tinta y papel hasta la aparición de registradores de tensión a principios de los 90`s. Es a partir del año 97, aunado al incremento del uso de cargas no lineales y sensitivas, cuando en ENELVEN se empiezan a estudiar que otras causas pueden estar originando dichos problemas y buscar soluciones de manera óptima y oportuna. Es por ello que personal de ingeniería se dedica a atender casos que el personal de cuadrillas no puede resolver.

B. Exigencias Ente Regulador → Empresa Eléctrica

Los estados para corroborar que las empresas están invirtiendo en obras y mantenimientos de las redes establecen mecanismos para fiscalizar la calidad del producto técnico. Este se realiza a través de un Ente Regulador el cual se encarga de velar el cumplimiento de las Regulaciones Técnicas mediante fiscalizaciones. Para el caso venezolano solo se tiene planteada la fiscalización de nivel de tensión, armónicos de tensión y flicker. Actualmente este requerimiento del Regulador se encuentra en etapa de implementación a Nivel Nacional. En Venezuela solo existe la experiencia de fiscalización de Calidad de Producto Técnico en una empresa distribuidora ubicada en el Oriente de Venezuela [13] específicamente en una zona turística, no existen problemas ni de Flicker y de Armónicos de Tensión. También se cuenta con la experiencia en la zona Capital de Venezuela [14] donde existen problemas de Flicker de Armónicos de Tensión pero en muy pequeña medida. Esto es un indicativo que los problemas de Calidad de Potencia dependen de una combinación de factores tales como el nivel de corto circuito, el tipo de carga entre otros.

C. Exigencias Empresa Eléctrica → Usuario

La nueva tendencia es mantener a los clientes satisfechos con el servicio que se les brinda no solo vendiendo energía

sino también ofreciendo servicios adicionales en especial a grandes clientes con altos niveles de facturación, la cual representa una estrategia de mejora de la satisfacción del usuario. Esto también contribuye a conocer las características de la carga, y preventivamente se pueden detectar problemas y certificar la calidad del producto técnico que se les vende. Con esta estrategia de las empresas distribuidoras hacia sus grandes clientes, se establecen alianzas valiosas y se ganan socios estratégicos.

IV. Procesos de la Calidad de Potencia

Como resultado de la combinación del requerimiento de los usuarios, el Estado y de las mismas empresas distribuidoras de satisfacer las necesidades de sus usuarios, se concluye que la Calidad de Potencia en una empresa Distribuidora posee tres procesos: certificación, reclamos y fiscalización.

A.- Certificación

Este tipo de estudio puede ser solicitado por los usuarios cuando requieran instalar compensación reactiva en su sistema, realizar ampliaciones o confirmar que la calidad del producto técnico entregado a su instalación por parte de la Distribuidora se encuentra dentro de las normativas Nacionales e Internacionales. Adicionalmente, este tipo de estudio es realizado por iniciativa de la empresa Distribuidora en especial hacia los grandes clientes industriales como mecanismo de acercamiento y para conocer el tipo de carga.

B.- Reclamo

Este es solicitado por el usuario cuando manifiesta tener problemas en el suministro eléctrico. Este proceso no sólo consiste en medir los parámetros eléctricos y capturar perturbaciones, sino en determinar la causa que origina dicha perturbación, investigar sí la misma proviene de la red de distribución o de la instalación del usuario como se muestra en el proceso metodológico mostrado en la Fig. 3. La importancia de este proceso es que da una señal directa de existencia de algún problema o una perturbación fuera de límite, reflejada en un comportamiento “no normal” de las cargas.

C.- Fiscalización.

Esta es una área de aplicación de la Calidad de Potencia, donde se hace un muestreo aleatorio de diferentes puntos del sistema de distribución con el fin de detectar valores de perturbaciones fuera de lo establecido en las Regulaciones. No todas las perturbaciones son reguladas, solo están planteados el nivel de tensión, armónicos de tensión y flicker. Este tipo de campaña de medición solicitada por el Ente Regulador tiene como objetivo tomar una muestra de puntos de venta de energía a una serie de usuarios y validar la calidad del producto técnico entregado.

La diferencia entre un relamo y una fiscalización es que en el reclamo ya el usuario manifiesta tener un problema y en la fiscalización se va a buscar a ver si existe un problema. Los procesos de certificación y fiscalización son muy similares, ya que en el primero la Distribuidora escoge a los usuarios y en el segundo es el ente Regulador quien los selecciona. Las campañas de medición son una herramienta, donde a través del monitoreo, se puede planificar el mantenimiento en la red de distribución tal como fue demostrado en [13].

V. Indicadores de Calidad de Potencia

Durante los ocho años de desarrollo de la Calidad de Potencia en ENELVEN se utilizaron para los análisis de normas técnicas tales como la IEEE 1159 [1], IEEE 1100 [2] y IEEE 519 [3] y la serie de la IEC 61000 [5] y [6]**.** En Venezuela, solo se contaba con la COVENIN 159 [8] Tensiones Normalizadas de Servicio Eléctrico, donde se establecen límites para niveles de baja, media y alta tensión.

Con respecto a la medición de los armónicos se utiliza el procedimiento establecido en la IEC 61000-4-7 [6] a través de los indicadores THDv (Distorsión Total de Armónicos de Tensión), THDi (Distorsión Total de Armónicos de Corriente), y el TDD (Distorsión Total de Demanda). Adicionalmente se evalúan los indicadores de Desbalance de Tensión y Corrientes con la metodología de cálculo establecido en la IEEE 1159 [1].

Se maneja el indicador de Factor de Potencia que, a pesar de no ser una perturbación, es un factor importante en la regulación de la tensión y en la amplificación, de los armónicos. Por este motivo se evalúa mediante el limite (0,9 inductivo) establecido, en el reglamento técnico [9]. Adicional a los límites de los parámetros para evaluar su impacto se debe calcular la duración en tiempo del incumplimiento del mismo. Actualmente a nivel de Normativas y Reglamentos Técnicos solo los indicadores THDv, THDi, TDD [7] y Pst [10] se les exige que los límites no deben ser superados en un 95% del período de medición. Para el caso de la regulación de tensión en Venezuela se exige un 97% a través de lo establecido en el Reglamento Técnico [10].

Para el caso de los indicadores de Factor de Potencia, Desbalance de Tensión y Corriente no existe ninguna referencia tanto Nacional como Internacional donde se establezca el tiempo de cumplimiento. Actualmente para evaluar su impacto se utiliza como referencia el 95% del cumplimiento. Con respecto a los Transitorios, Sags y Swell no se maneja un indicador. A nivel mundial no existe una uniformidad en un indicador para este parámetro y los que existen están basados en períodos de medición de un año. La práctica, en especial en el caso de los estudios por Reclamos, es evaluar si el Transitorio, Sags o Swell registrado es la causante de la falla u operación errática, estudiando su origen.

VI. Metodología Desarrollada

La metodología propuesta comprende principalmente cinco etapas, recolección de datos iniciales, inspección a la instalación eléctrica del usuario, inspección al circuito de distribución, mediciones de parámetros de Calidad de Potencia y análisis del caso; este último permite proponer una serie de recomendaciones, y establecer las causas que logren minimizar la presencia de estas perturbaciones.

Como se observa en la Fig. 3 los procesos de Certificación y Fiscalización son los más sencillos, ya que en estos solo se realiza una medición en el punto de venta de energía y se comparan los resultados con las normas y regulaciones técnicas. De resultar valores desviados a los valores

establecidos, se aplica la metodología del reclamo con el fin de determinar la causa.

Cuando se recibe un reclamo lo primero que se realiza es agotar la etapa de inspecciones de campo con unidades operativas que efectúen un chequeo a las instalaciones de la empresa eléctrica (ej. conexión floja, bote de aceite en los transformadores, punto caliente, etc.), una vez que la unidad de emergencia determina que no ha encontrado ningún indicio que relacione la queja por parte del usuario, entonces se activa la ejecución del estudio de Calidad de Potencia. A continuación se describen los pasos de la metodología.

A. Recolección de Datos Iniciales

La información básica que debe ser recopilada por el Ingeniero de Calidad de Potencia comienza por conocer los problemas y tipos de cargas que posee la instalación eléctrica. Para lo cual al suscriptor se le suministra una planilla para ser llenada con la ayuda de su personal de mantenimiento eléctrico.

Además se realiza una entrevista donde se a claran incógnitas que el Ingeniero de Calidad de Calidad debe realizar:

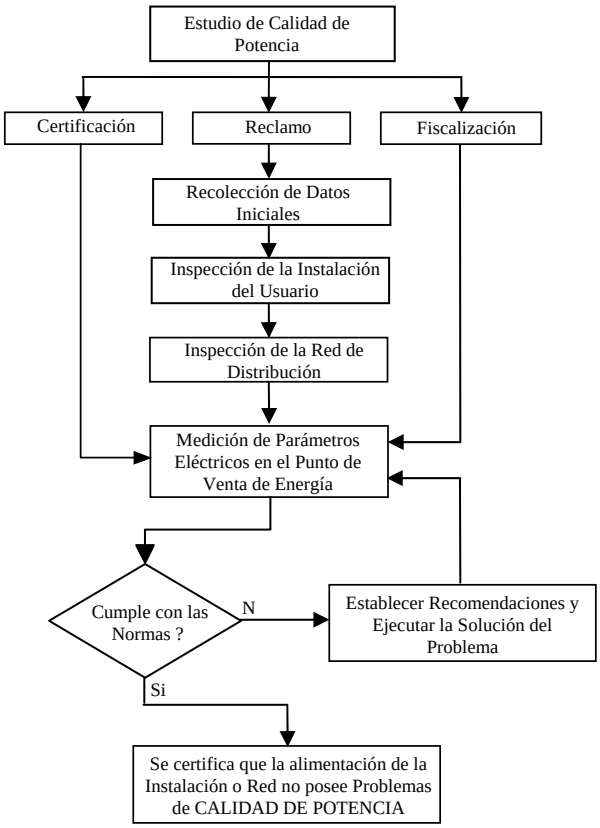


Fig. 3. Proceso de la Calidad de Potencia en una empresa Distribuidora.

- ¿Que tipo de equipos experimentan problemas?.
- ¿Es una carga sensitiva?.
- ¿Que sensitividad presentan estos equipos?.
- ¿El equipo presenta problemas desde que fue instalado?.
- ¿Cuándo ocurren estas perturbaciones (hora, día)?.
- ¿Son recurrentes o no?.
- ¿Recientemente han realizado cambios al sistema de puesta a tierra de la instalación?.
- ¿Posee la instalación motores de gran potencia?.
- ¿Observa caídas en la luminosidad de los bombillos incandescentes?

B. Inspección a la Instalación Eléctrica del Usuario

Los tres puntos principales más comunes que se deben revisar en una instalación eléctrica son:

1) Inspección al Transformador de Distribución

- Inspección visual de las conexiones.
- Posición del "TAP".
- Tipo de conexión (Delata o Estrella).
- Capacidad del transformador.
- Tipo de transformador.
- Impedancia.
- Medición de la temperatura.
- Existencia de vibraciones.
- Detección de zumbidos (posible arqueo, mala conexión).

2) Inspección al Panel Eléctrico de Baja Tensión

- Inspección visual de las conexiones.
- Medición de la impedancia del conductor de puesta a tierra y neutro.
- Verificación de la rotación de las fases.
- ¿Es adecuado el calibre del conductor?.
- Detección de zumbidos (posible arqueo, mala conexión).
- Determinar la presencia de olor a quemado. (Posiblemente una mala conexión o sobre carga del conductor).

3) Inspección al Cableado y Sistema de Puesta a Tierra

- Validar si es adecuado el diseño de la puesta a tierra para esa instalación como lo establece el Código Eléctrico Nacional.
- Inspección visual de las conexiones y electrodos, en busca de indicios de corrosión, o posible desconexión.
- Inspección visual de los ajuste de las conexiones.
- Medición de corriente en el conductor del electrodo de puesta a tierra.
- Medición de la impedancia de puesta a tierra.

4) Equipos Recomendados para la Inspección

- Multímetro digital verdadero RMS con oscilografía con capacidad de calcular THDv, THDi.
- Termómetro infrarrojo.
- Equipo para medir impedancia de puesta a tierra.
- Cámara Fotográfica Digital.

C. Inspección al Circuito de Distribución

Consiste en revisar los elementos físicos y ambientales que puedan influir en la red de distribución primaria de la empresa eléctrica. Los elementos que puedan causar perturbaciones de tensión desde la red de distribución son:

- Bancos de Condensadores Conmutables.
- Cargas vecinas con motores de gran potencia.
- Mal estado del conductor (roturas insistentes).
- Alta presencia de tormentas eléctricas.

- Altas impedancias en la red primaria (calibre de conductor no adecuado).

Es conveniente la obtención de las falla del circuito durante el año.

D. Mediciones de Parámetros de Calidad de Potencia

La primera medición que se debe realizar es en el punto común de acoplamiento natural entre la empresa distribuidora y los usuarios el cual es el punto de venta de energía. En función de los resultados se evalúa realizar mediciones a la cabecera del circuito de distribución o directamente en la carga que esté presentando problemas. Como estándar es recomendable utilizar un período de medición de siete (7) días con el fin de obtener un perfil del comportamiento durante una semana con un intervalo de 10 min. En el mercado existen una gran variedad de registradores de Calidad de Potencia. Actualmente existen dos tipos de Clases de registradores los A y B establecidos en norma IEC 61000-4-30 [6]. Los registradores Clase A poseen características únicas para todos los fabricantes, en cambio los Clase B dejan abierto a los fabricantes incluir las características de parámetros a medir. Esto hace que exista una gran variedad de equipos Clase B los cuales en promedio puede costar un tercio que los Clase A. Cuando se presenta un caso se instala un registrador Clase B y si se miden parámetros fuera de norma o el problema que esté causa la operación errática de la carga no esté detectado, entonces se procede a la instalación del equipo Clase A. Esto permite optimizar los recursos.

E. Análisis del caso

El último paso, previo a la generación del informe de resultados, consiste en analizar toda la información recolectada. Este análisis principalmente consiste en confirmar los límites de los indicadores mencionados previamente de acuerdo a las normas y reglamentos aplicables. Asimismo, y no menos importante, es necesario analizar el resultado de las inspecciones realizadas las cuales proporcionan una serie de pistas para dar con el origen del problema, este análisis puede ser sencillo o por el contrario complejo según las características de la carga y el proceso que maneje el usuario. Es importante recordar que cada caso es particular.

VII. Resultado de los Estudios de Calidad de Potencia Años 1998 – 2005

La red de distribución donde se realizaron los estudios es una muestra extraordinaria ya que existen cargas de todos los tipos. En el área industrial desde cargas petroleras, carboníferas, cementeras, siderúrgicas, como industria mediana y ligera. En el área comercial desde pequeñas y medianas instalaciones hasta edificaciones con grandes concentraciones de computadores. Dentro de las cargas típicas encontradas en la red de ENELVEN, en el área industrial abarca hornos de fundición por arco eléctrico, convertidores de potencia AC/DC y AC/AC de pequeña y de gran potencia.

En la presente sección se desarrollará el análisis de los resultados de los estudios de Calidad de Potencia efectuados. El 83% de la totalidad de los casos realizados están focalizados en clientes del tipo Industrial (43%) y Comercial (40%). Un 10% de los casos se analizaron circuitos de Distribución y apenas un 7% de los casos en instalaciones residenciales.

A. Parámetros Eléctricos Responsabilidad de la Empresa Eléctrica

En la Fig. 4, se observa que de los cuatro parámetros bajo responsabilidad de la empresa eléctrica, se encontró para el nivel de tensión el cumplimiento fue de mas de 70%, seguido de mas de 80% del desbalance de tensión de los casos evaluados. En relación a los armónicos de tensión y flicker 90% de grado de cumplimiento de los casos estudiados.

El problema de los armónicos de tensión se presentó en casos de instalaciones petroleras los cuales utilizan convertidores de potencia conectados en circuitos de distribución rurales los cuales presentan un bajo nivel de corto circuito. Para el caso de los flicker solo se presente en casos de hornos de fundición, maquinas trituradoras, básicamente en usuarios industriales.

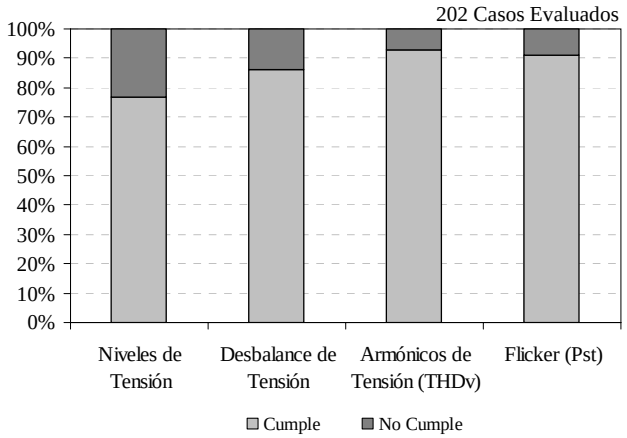


Fig. 4. Parámetros Responsables de la Empresa Eléctrica.

B. Parámetros Eléctricos Responsabilidad de los Usuarios

En la Fig. 5, se observa que de los tres parámetros bajo responsabilidad de los usuarios, se encontró para el caso del desbalance de corriente el cumplimiento fue de un 20%, seguido de un 30% en relación al factor de potencia y los armónicos de corriente solo alcanza un 40% de grado de cumplimiento de los casos estudiados.

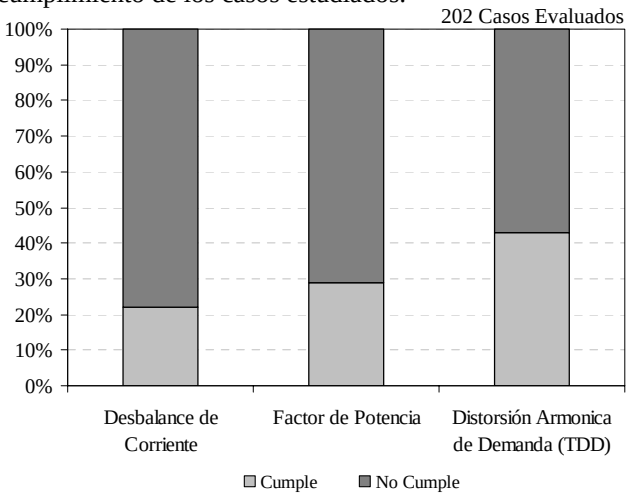


Fig. 5. Parámetros Responsables de los Usuarios.

Tanto el desbalance de corriente como el factor de potencia impactan directamente en la regulación de tensión y el desbalance de tensión. Adicionalmente se observa como en la zona occidental de Venezuela por el tipo de carga utilizado los armónicos de corriente tienen un mayor impacto en la red de distribución.

C. Responsabilidad de los Reclamos de Calidad de Potencia Emitidos por los Usuarios

De los 202 casos 121 fueron a través de reclamos, de estos el 82% representan problemas en los parámetros de Calidad de Potencia bajo responsabilidad del propio usuario, y un 18% de los casos están asociados a problemas de la Empresa Distribuidora. Estos datos arrojan una tendencia en los estudios de estudio de Calidad de Potencia donde los resultados apuntan a que una proporcionalidad de responsabilidad de 20-80 entre la Distribuidora y los Usuarios. Adicionalmente a nivel de instalaciones eléctricas un 88% de los casos inspeccionados cumple con la sección 408 referente a tableros y un 90% de cumplimiento de la sección 250 referente a sistemas de puesta a tierra referido en el CEN [15].

VIII. Conclusiones

Los estudios de Calidad de Potencia han permitido establecer una comunicación más efectiva entre los clientes y la empresa. Cuando se han presentado reclamos se dedican horas-hombre para encontrar y presentar al cliente no sólo la raíz del problema, sino las posibles soluciones que puede ejecutar para un uso óptimo del servicio.

El manejo de los reclamos por Calidad de Potencia puede proveer un acercamiento del estado de la calidad de servicio eléctrico de las redes de distribución.

El conocimiento de los resultados de los estudios de Calidad de Potencia realizados en Venezuela provee de información valiosa al Ente Regulador ya que proporciona una aproximación del nivel de calidad de producto técnico que se suministra a los usuarios antes de realizar fiscalizaciones mediante campañas de mediciones. Con el conocimiento de las zonas o tipos de cargas donde ya existen problemas, a través de la atención de reclamos y el esfuerzo de las campañas de medición, se pueden dirigir los recursos a zonas donde no se tengan mayor incidencia de quejas y con esto se puede reducir la cantidad de horas-hombre y equipamiento para la fiscalización de la Calidad de Producto Técnico.

El ingeniero de Calidad de Potencia ha cobrado un papel importante ya que es quien se encarga de vigilar la calidad del producto que se le vende a los usuarios.

Se recomienda al resto de las empresas Distribuidoras recolectar los resultados de estudios de Calidad de Potencia con el fin de obtener una tendencia a Nivel Nacional que servirá de base para establecer Normas y Reglamentos Técnicos en busca de satisfacer los requerimientos de Calidad exigidos por los usuarios en concordancia con la realidad del Sector Eléctrico de cada país.

IX. Referencias

[1] IEEE Std. 1159-1995, “Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality”.

[2] IEEE Std. 1100-1992, “Recommended Practice for Powering and Grounding Sensitive Electronic Equipment Emerald Book”.

[3] IEEE Std. 519, “Recommended Practices and Requirements for Harmonics Control in Electrical Power Systems”.

[4] IEEE Std. 1453, “Recommended Practice for Measurement and Limits of Voltage Flicker on AC Power Systems”.

[5] IEC (International Electrotechnical Commission) Standards, IEC 61000-2-1 (Electromagnetic Compatibility, Part 2: Enviroment, Section 1: Description of the environment),1990.

[6] IEC (International Electrotechnical Commission) Standards, IEC 61000-4 (Electromagnetic Compatibility, Part 4: Testing and Measurement Techniques) Section 7: IEC 61000-4-7, 1991. Section 14: IEC 61000-4-15, 2003. Section 30: IEC 61000-4-30.

[7] COVENIN 3842:2004, “Control de Armónicos en Sistemas Eléctrico”.

[8] COVENIN 159:1997, “Tensiones Normalizadas”.

[9] Reglamento Técnico, “Reglamento de Servicio”, (Noviembre 2003), Gaceta Oficial # 37.825.

[10] Reglamento Técnico “Norma de Calidad del Servicio de Distribución de Electricidad”, (Agosto 2004), Gaceta Oficial # 38.004.

[11] Abreu A, Ochoa C, Villalobos J, “Cargas Industriales: Fuentes de Problemas de CALIDAD DE POTENCIA en el Sistema Eléctrico de ENELVEN”, Trabajo Publicado en Congreso IEEE ANDESCON, 1999.

[12] Abreu A, Kermendy E, “Análisis Comparativo de Mediciones de Flicker con Diferentes Marcas de Registradores con la Certificación IEC 61000-4-15”, Publicado en Primer Ciclo de Conferencias sobre el Control de Calidad de Producto Técnico Organizado por el Ministerio de Energía y Petróleo de Venezuela, 2004.

[13] Salazar L, Hernández I, “El Control de la Calidad de Servicio Eléctrico como Herramienta en la Planificación de Inversiones”. CIER - Seminario Internacional sobre Planificación y Calidad en Sistemas de Distribución, 2001, Argentina.

[14] Ascanio C., Alves R., “Evaluación de la Calidad de Servicio Eléctrico en el Sistema de Distribución de AES – ELEGUA”.

[15] *“Código Eléctrico Nacional”*, CODELECTRA 2004.

X. Biografías

Ing. Augusto Abreu M., De nacionalidad venezolano. Egresado de la Universidad Rafael Urdaneta en 1997 con el titulo de Ingeniero Electricista. Su experiencia profesional abarca la planificación de redes de distribución y transmisión, calidad de potencia eléctrica, ingeniería forense, mantenimiento de redes distribución, especificaciones técnicas de materiales, evaluación de calidad de materiales en campo y laboratorio. En la actualidad se desempeña como Jefe de Unidad en el área de ingeniería de distribución en la empresa C.A. ENERGÍA ELECTRICA DE VENEZUELA (ENELVEN). Correos Electrónicos: aabreu@enelven.com.ve, augustoabreu@cantv.net

Ing. Benita Castellano., De nacionalidad venezolana. Egresada de la Universidad del Zulia en 2001 con el titulo de Ingeniero Electricista. Su experiencia profesional abarca mantenimiento eléctrico de instalaciones industriales específicamente centrales telefónicas y la ejecución de estudios de Calidad de Potencia Eléctrica. En la actualidad se desempeña como ingeniero de protecciones en el área de Ingeniería de Distribución en la empresa C.A. ENERGÍA ELECTRICA DE VENEZUELA (ENELVEN).
Correo Electrónico: bcastellano@enelven.com.ve

Registradores en el Sistema de Transmisión Nacional Colombiano para medir más allá de los indicadores CREG-024

J. E. Gómez C., J. Molina, R. León XM

jegomez@xm.com.co; raleon@xm.com.co; jmolina@xm.com.co

Compañía de Expertos en Mercados S.A. E.S.P., Medellín, Colombia

***Resumen*- En este artículo se presentan las actividades desarrolladas por el Centro Nacional de Despacho CND colombiano para la medición en el Sistema de Transmisión Nacional STN de la Calidad de la Potencia y el registro de otras variables adicionales a las estipuladas en la resolución CREG-024 de 2005**

***Palabras claves* – Armónicos, calidad de potencia, desbalance de tensiones, flicker, hundimientos, picos, Pst, registradores, registro potencia-frecuencia, THDV**

I. Introducción

La Comisión de Regulación de Energía y Gas CREG promulgó las resoluciones 024 de 2005 y 016 de 2007 en la procura de establecer normas para la cuantificación de la calidad de la energía que consumimos los colombianos. Estas resoluciones son de obligatorio cumplimiento para los operadores de red con tensiones menores o iguales a 115 kV.

No ajeno a que los problemas de calidad de potencia se reflejan y se transmiten a través del Sistema de Transmisión Nacional STN (tensiones de 230 kV y 500 kV en Colombia), la Compañía de Expertos en Mercados XM S.A. E.S.P., desarrolló [1] un medidor/registrador de variables eléctricas. El plan partió de la experiencia adquirida en proyectos similares [3] y luego de meses de trabajo logró obtener la certificación internacional que lo acredita como medidor de calidad Clase A.

Durante el año 2008 el CND instaló en seis (6) puntos diferentes del STN estos medidores en los cuales, además de calcular los diferentes indicadores de calidad definidos en la resolución CREG.024 de 2005, se registran y correlacionan otra serie de variables eléctricas que mejoran la supervisión del STN y ayudan a entender el comportamiento dinámico del sistema de potencia colombiano.

En la actualidad XM tiene proyectado la ampliación de esta red de medidores para lograr un mayor cubrimiento nacional.

En este articuló se mostrarán diferentes aplicaciones que pueden tener los registros obtenidos de los medidores y se plantearán futuros desarrollos planeados por XM.

II. Procedimiento

El Equipo Registrador de Calidad de la Potencia ERCP desarrollado por XM cumple con las exigencias establecidas por la CREG, las cuales se resumen en la tabla 1.

Tabla 1 : Requerimientos CREG 024-2005 (Art. 3)

Medir distorsión armónica THDV de acuerdo a IEEE 519 (1992)
Medir V(2)/V(1) IEC 6100-4-30 Clase A
Medir hundimientos y picos IEC 61000-4-30 Clase A
Medir indicador Pst de acuerdo al estándar IEC 61000-4-15 Clase A
Medir la continuidad del servicio. Frecuencia y duración de las interrupciones superiores a 1 minuto.
Medir desviaciones estacionarias de tensión.
Sistema de procesamiento de datos capaz de realizar descargas automáticas de información.
Sistema de procesamiento capaz de generar de forma automática los reportes indicados en el artículo 5.
Medir de forma automática la frecuencia y duración de las interrupciones., directamente o a través de lógica de interruptores
Capacidad de procesamiento de indicadores
Lógica de interruptores y discriminación de circuitos.
Permitir centralizar datos obtenidos

Cada vez que ocurre un evento transitorio de tensión, el medidor guarda la oscilografía de las tres fases y el valor rms correspondiente. La primera con una precisión de 512 muestras por ciclo y el segundo calculado cada ½ ciclo.

Para aumentar sus potenciales usos, al registrador se le adicionó la posibilidad de registrar corrientes. De esta forma es factible, no solo calcular indicadores de calidad de la onda de corriente, sino medir las potencias eléctricas (activa, reactiva) de un campo de línea o transformador.

Cada medidor puede registrar en forma simultánea varios campos, tal y como lo ilustra la figura 1.

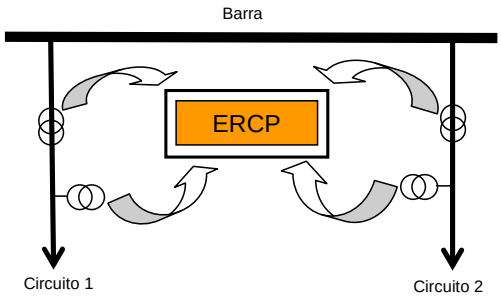


Fig. 1. Conexión del ERCP para medir voltaje y corriente

III. REGISTRO DE INDICADORES DE CALIDAD

Los principales indicadores de calidad de potencia están representados en el contenido de armónicos THDV o distorsión armónica total del voltaje, relación secuencia negativa y positiva V2/V1 o desbalance de tensión e índice de perceptibilidad de corto plazo Pst o *flicker*.

En la figura 2 se muestra la evolución de cada una de estas tres variables en la subestación Ancón Sur 220 kV, entre septiembre y diciembre de 2008.

De igual manera, en la figura 3 se muestra cómo evolucionaron estos mismos indicadores de calidad en la subestación Torca 220 kV entre abril y mayo de 2009.

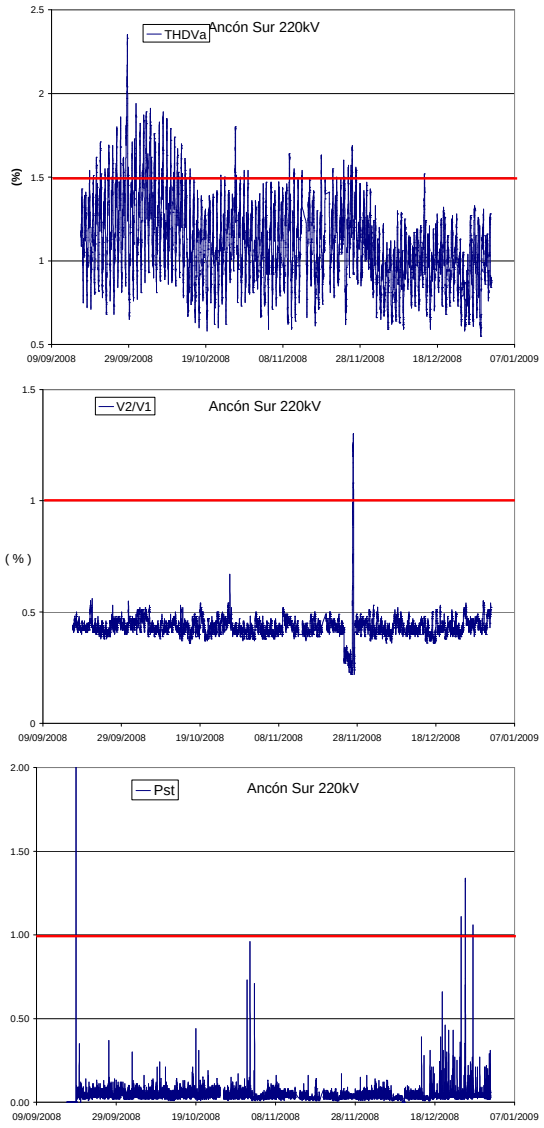


Fig. 2. Calidad de potencia en Ancón Sur 220 kV septiembre-diciembre 2008.

Mediante el seguimiento de estos indicadores el CND podrá efectuar la supervisión de calidad de potencia del Sistema de Transmisión Nacional.

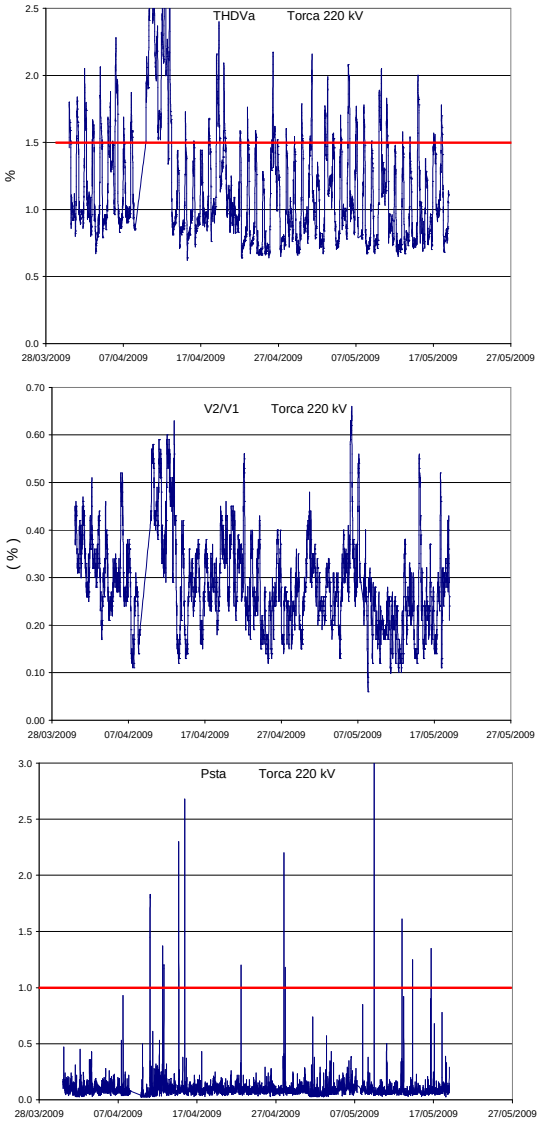


Fig. 3. Calidad de potencia en Torca 220 kV abril-mayo de 2009.

IV. REGISTRO DE EVENTOS TRANSITORIOS

Los medidores instalados en el STN guardan un registro de la oscilografía y los valores rms de la tensión en las tres fases, cada vez que se presente un evento transitorio.

Un evento transitorio se presenta cuando la tensión rms de alguna de las 3 fases esta por fuera del ± 10% de la tensión deslizante o USR[1].

De esta forma es posible obtener curvas como las mostradas en la figura 4, las cuales sirven para validar el tipo de evento ocurrido, la duración del mismo y el desempeño del sistema. De igual manera, la evolución de las tensiones rms ayudan a los analistas eléctricos a afinar los modelos de simulación transitoria/dinámica utilizados en la planeación de la operación.

El tener medios para validar los modelos de simulación dinámica del sistema de potencia, redunda en la seguridad y

[1] Definida en el Estándar IEC 61000-4-30(2003-02),

confiabilidad del sistema, pues permite a los especialistas del CND tener mayor confianza en las recomendaciones operativas y en el cálculo de los límites de intercambio.

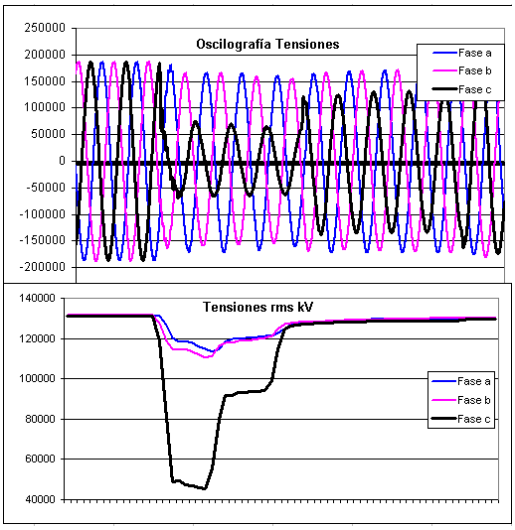


Fig. 4. Evolución de las tensiones ante un evento transitorio.

V. Otros registros obtenidos con el ERCP

Aprovechando las potencialidades del medidor se adicionó una función, mediante la cual se guarda en forma continua y con una periodicidad de 200 ms, las principales variables eléctricas de cada una de las bahías de línea, transformador o generador que se supervisan.

En la figura 5 se muestra a manera de ejemplo una parte del archivo tipo texto en donde se guarda cada 200 ms la tensión en kV de línea, la corriente en A, potencia activa en MW, la potencia reactiva en Mvar y frecuencia en Hz de lo que el medidor instalado en Betania 220 kV registra sobre uno de los circuitos a San Bernardino.

Reg200ms_04_10.xls

Archivo Edición Formato Ver Ayuda

AAAA/MM/DD hh:mm:ss.ms	kV	A	MW	Mvar	Hz
2009/05/20 04:00:00.32	234.22	137.64	-37.66	41.15	60.008
2009/05/20 04:00:00.52	234.26	137.76	-37.96	40.93	60.009
2009/05/20 04:00:00.72	234.24	137.62	-37.83	40.97	60.008
2009/05/20 04:00:00.92	234.28	137.58	-37.70	41.09	60.008
2009/05/20 04:00:01.12	234.28	137.57	-37.68	41.11	60.008
2009/05/20 04:00:01.32	234.27	138.07	-37.95	41.15	60.009
2009/05/20 04:00:01.52	234.23	138.09	-38.03	41.06	60.007
2009/05/20 04:00:01.72	234.26	137.56	-37.90	40.88	60.007
2009/05/20 04:00:01.92	234.27	136.74	-37.32	40.97	60.005
2009/05/20 04:00:02.12	234.29	136.55	-37.26	40.93	60.006
2009/05/20 04:00:02.32	234.27	137.53	-38.05	40.74	60.006
2009/05/20 04:00:02.52	234.22	137.50	-37.84	40.91	60.005
2009/05/20 04:00:02.72	234.15	137.77	-37.99	40.89	60.004
2009/05/20 04:00:02.92	234.23	137.45	-37.73	40.98	60.003
2009/05/20 04:00:03.12	234.26	137.25	-37.67	40.95	60.003
2009/05/20 04:00:03.32	234.35	137.82	-38.05	40.92	60.004
2009/05/20 04:00:03.52	234.35	137.95	-38.11	40.95	60.004
2009/05/20 04:00:03.72	234.35	137.98	-38.04	41.03	60.004
2009/05/20 04:00:03.92	234.29	137.85	-38.03	40.94	60.005
2009/05/20 04:00:04.12	234.26	138.04	-37.86	41.20	60.007

Fig. 5. Registro de variables eléctricas cada 200 ms.

En el medidor es posible observar en línea el comportamiento de las variables monitoreadas de los campos supervisados (máximo tres en un mismo PC).

En la figura 6 se presenta la forma como se observan estas variables, en el medidor instalado en Sabanalarga 220 kV, sobre una ventana de 15 minutos.

A través de este equipo se monitorean en forma simultánea y continua las bahías de un circuito a Tebsa, un circuito a Fundación y uno de los transformadores hacia 500 kV.

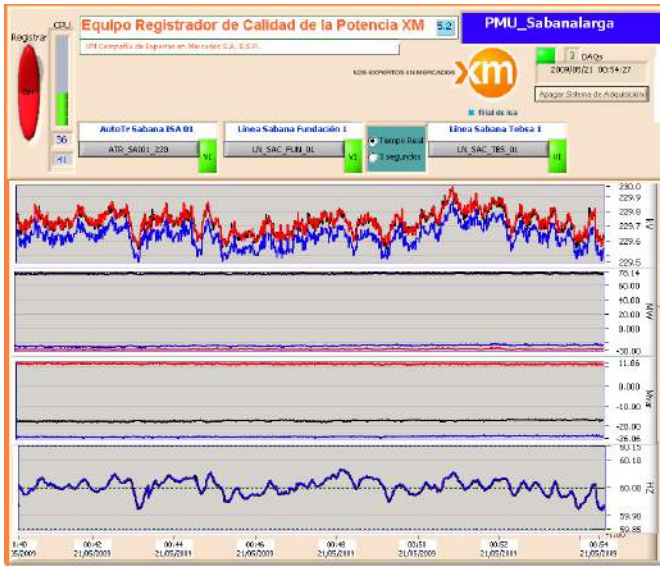


Fig. 6. Panel principal del medidor/registrador instalado en Sabana 220 kV.

En la figura 7 se muestra la forma como quedó registrado en el medidor instalado en la subestación Guatapé 220 kV, un evento de frecuencia y la forma como reaccionaron los grupos de máquinas monitoreados.

Se observa como la regulación primaria de las unidades es totalmente coherente con el comportamiento deseado y esperado en este tipo de eventos.

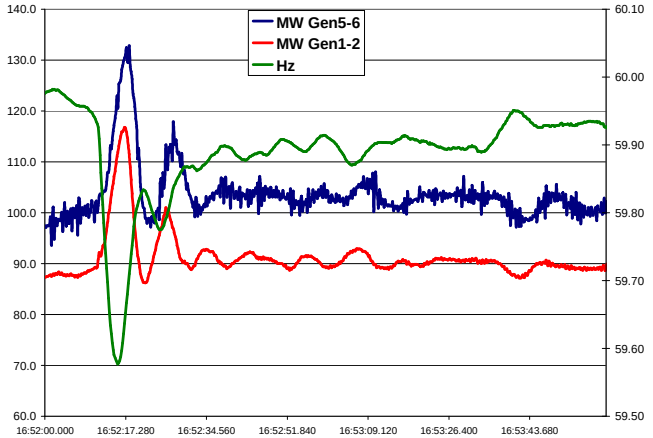


Fig. 7. Registro de un evento de frecuencia en Guatapé 220 kV.

Mediante un medidor instalado en la subestación San Carlos 220 kV se registró un evento más complejo. El incidente se inició con el disparo de la interconexión con Ecuador. Dado que en ese instante Colombia estaba exportando energía, la salida provocó inicialmente un aumento en la frecuencia.

Esta situación excitó en el sistema interconectado colombiano un fenómeno oscilatorio, como puede observase

en la figura 8. La frecuencia del fenómeno oscilatorio registrado 0.015 Hz es muy bajo y de muy rara ocurrencia en el SIN colombiano y en el mundo.

El amortiguamiento negativo de esta oscilación provocó que la frecuencia llegara a niveles inferiores del umbral de activación del esquema de desconexión automática de carga por baja frecuencia.

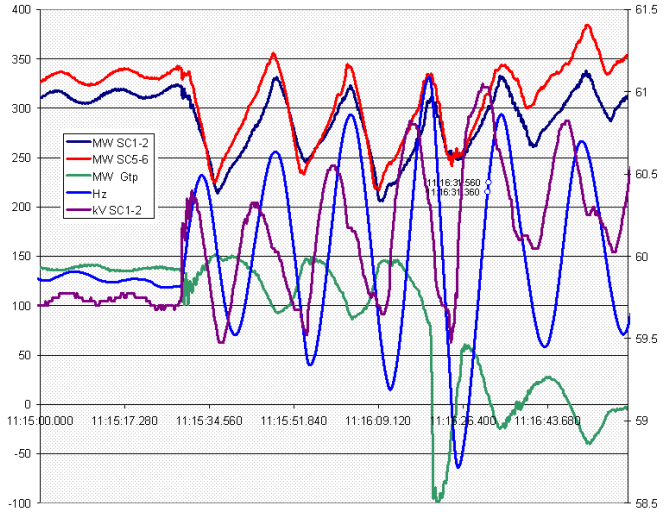


Fig. 8. Evolución de las tensiones ante un evento transitorio.

Infortunadamente cuando se presentó este evento, se tenía únicamente instalado el medidor de San Carlos.

En las figura 9 y 10 se muestra otro evento oscilatorio registrado en los medidores de Betania, Chivor, Sabanalarga, Chivor en Ancón Sur 220 kV.

Mediante la sincronización en tiempo de cada uno de los PC sobre los cuales se tiene instalado el medidor, es posible comparar como se comportaron las variables eléctricas registradas en diferentes puntos del sistema interconectado, ante un determinado evento o perturbación. Los registros mostrados en las figuras 9 y 10 no se encuentran sincronizados en tiempo.

Teniendo sincronizados en tiempo los PC y los registros grabados, es posible realizar análisis comparativos más precisos de la forma cómo se observa un fenómeno que involucra todo el sistema interconectado.

VI. DESARROLLOS FUTUROS

Empleando la misma arquitectura de los Equipos Registrador de Calidad de la Potencia, es posible ampliar los usos de este medidor multifuncional.

Así por ejemplo, sincronizando las señales digitalizadas de tensiones y corrientes con un reloj satelital, proveniente de una GPS, es posible obtener las medidas fasoriales (magnitud y ángulo) de las señales fundamentales.

En la figura 11 se ilustra la concepción básica de un fasor, en donde se exige que la señal sincronizante (t=0) tenga la precisión de un reloj atómico, como la que proveen los satélites.

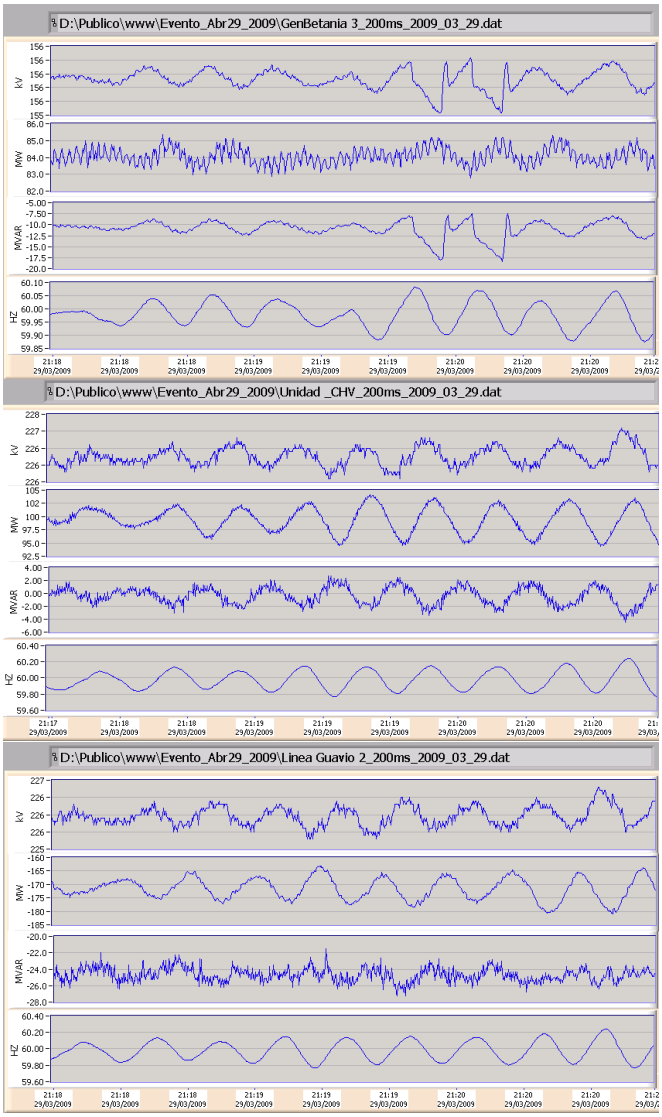


Fig. 9. Registro de un evento de frecuencia en los medidores de Betania y Chivor.

Las unidades de medición fasorial, conocidas como PMU (Phasor Measurement Unit), pueden ser empleadas en múltiples aplicaciones para los sistema eléctricos de potencia, tales como:

- Registro de desempeño dinámico
- Análisis de perturbaciones e investigación de desempeño de los sistemas de control.
- Supervisión en tiempo real
- Mejor determinación de las condiciones de operación
- Seguridad operacional
- Determinación de modos de oscilación
- Estimación de estado
- Aumento de observabilidad del sistema

Redes de PMU's están siendo instaladas en los sistemas eléctricos del mundo y la información suministrada por estos equipos se concentra y utiliza en los centro de control, tal y como se ilustra en la figura 12.

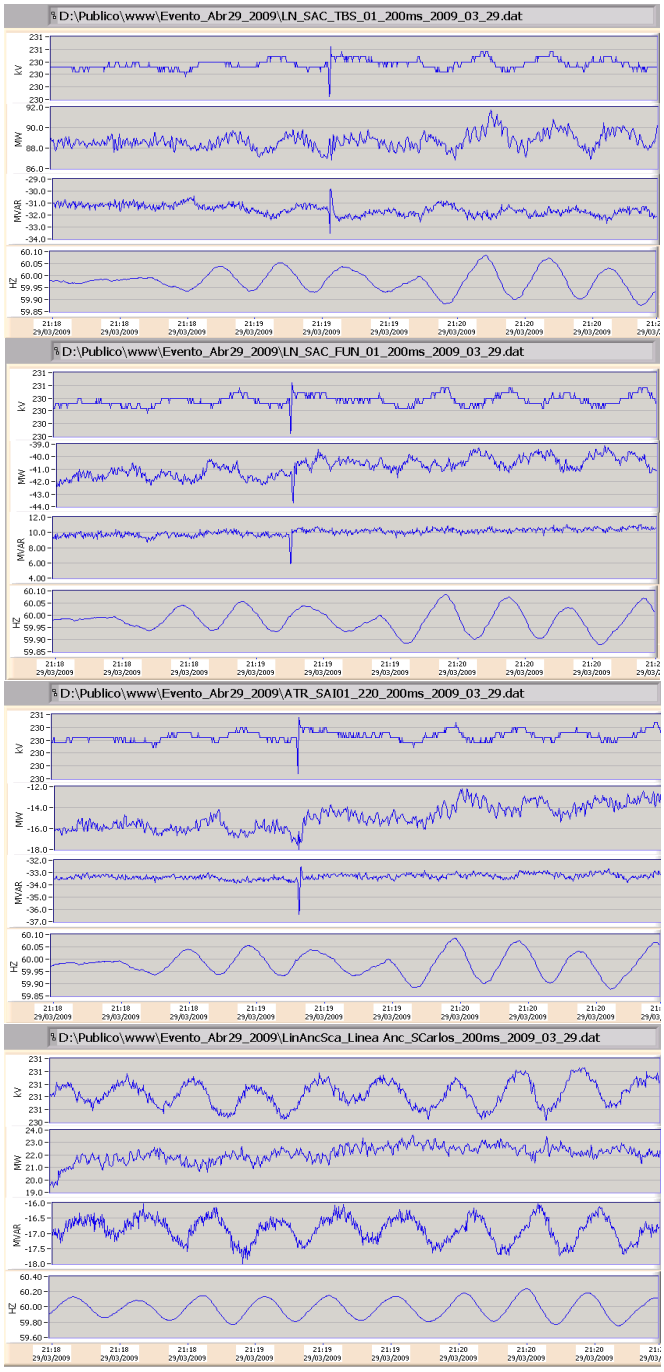


Fig. 10. Registro de un evento de frecuencia en los medidores de Sabanalarga y Ancón Sur

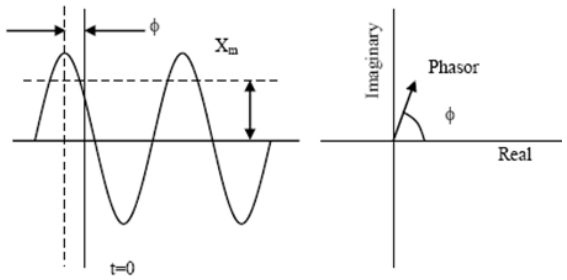


Fig. 11. Onda sinusoidal y su representación fasorial

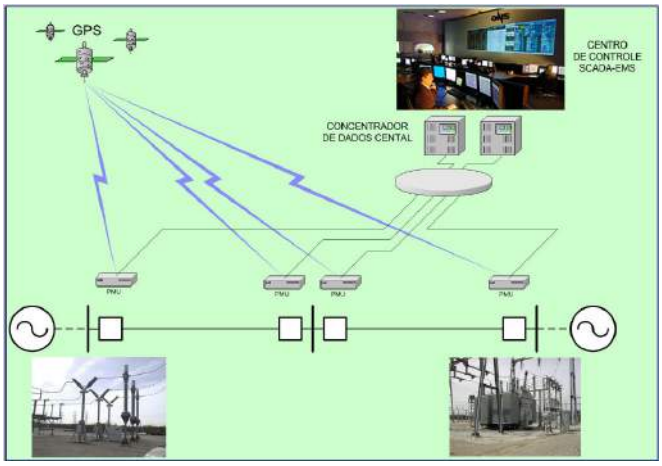


Fig. 12. Redes de PMU en sistemas de potencia

VII. CONCLUSIONES

La Compañía de Expertos en Mercados XM S.A. E.S.P., ha desarrollado un medidor multifuncional que actualmente está empleando para supervisar la calidad de la potencia eléctrica en el Sistema de Transmisión Nacional.

Además de calcular los indicadores de calidad establecidos en la resolución CREG-024 de 2005, estos equipos permiten registrar eventos transitorios y guardar de manera continua las principales variables eléctricas del sistema.

Los usos adicionales permiten validar los modelos de simulación dinámica del sistema de potencia, lo cual redunda en la seguridad y confiabilidad del sistema.

XM explora actualmente la factibilidad de desarrollar una unidad de medición fasorial, empleando la misma arquitectura del medidor.

VIII. REFERENCIAS

[1] • Gómez, J.E. "Analizador de calidad de la potencia, un desafío empresarial" III Congreso CIER de la energía – CONCIER 2007 - Abastecimiento energético regional – Retos y perspectivas –Medellín, 27-30 de noviembre de 2007

[2] • Jorge E. Gómez C., Jorge Esteban Tobón V. "Análisis de la Información Suministrada por un Medidor de Calidad de la Potencia. Ejemplo de un Caso Real". IV - SICEL 2007 SICEL 2007 Manizales

[3] • Pablo H. Corredor A., Jorge E. Gómez C y otros "Gestión de la Calidad de la Frecuencia en sistemas de distribución" Congreso Internacional de Distribución Eléctrica CIDEL– Buenos Aires noviembre 27-29 de 2006.

Metodología para descontar el efecto de eventos excluidos por la regulación en el indicador PST

A. E. Díez, *MSc*, J. A. Bohórquez, *MSc*, J.A. Lopera, *MSc*, S. Mesa, M. Figueroa y G. J. Suárez

***Resumen*—En el presente artículo se realiza una labor de compilación, selección, sistematización y análisis de información de datos de calidad de la potencia eléctrica provenientes de la operación real del SIN en Colombia, que permite proponer y validar una metodología para descontar el efecto de eventos excluidos por la regulación en el indicador PST, para efectos de evaluación de calidad en el eslabón de distribución.**

***Palabras claves*—Parpadeo, PST, Calidad de la potencia, Regulación.**

I. Introducción

En el segmento de distribución de energía eléctrica, la tecnología de mínimo costo disponible a la fecha presenta características de economía de escala que hacen que la competencia en el mercado no sea posible, convirtiendo al prestador en un agente de tipo monopólico. Es este hecho es el que conceptualmente hace necesario que el regulador le fije al prestador del servicio una tarifa que cumpla con los principios de la ley eléctrica colombiana, entre ellos la eficiencia económica, la suficiencia financiera y la neutralidad.

Sin embargo, un esquema regulado de este tipo de prestadores quedaría incompleto si no se define el nivel de calidad adecuado que estos deben suministrar, así como un mecanismo adecuado que los incentive a alcanzarlo, ya que de no cumplirse estas dos condiciones las firmas distribuidoras maximizarían sus utilidades a expensas de la calidad suministrada.

Por otro lado, teniendo en cuenta que la masificación del uso de equipo electrónico con alta susceptibilidad a las fluctuaciones de tensión (Computadores Personales, Servidores, televisores, videos, juegos, etc.), así como el alto impacto que tienen las discontinuidades por desviaciones de la forma de onda estándar sobre el aparato productivo, se hizo necesario reflejar estos fenómenos con indicadores de calidad de la continuidad del servicio, complementarios a los de Frecuencia y Duración de las interrupciones. Con el fin de diseñar un indicador que permitiera condensar la gran cantidad de información en el tiempo y cuantificar adecuadamente el impacto de las fluctuaciones de tensión en el corto plazo, se exploraron y modelaron las principales propiedades del indicador PST propuesto por la IEC.

Posteriormente la Comisión de Regulación de Energía y Gas – CREG -, después de un proceso participativo enmarcado en el Decreto 2696 de 2004, emite la Resolución CREG-024 de 2.005, en la que se ilustra la metodología usada para medir fluctuaciones de tensión mediante el indicador PST, los equipos de medición, el plan para instalar el sistema de medición y registro del indicador PST, y el plan de recolección de datos.

Dentro de este desarrollo queda pendiente realizar una labor de compilación, selección, sistematización y análisis de información de datos de CPE provenientes de la operación real, que permita proponer y validar una metodología para descontar el efecto de eventos excluidos por la regulación colombiana en el indicador PST, para efectos de evaluación de calidad en el eslabón de distribución.

II. Compilación y Sistematización de Información

Durante la etapa de compilación y sistematización de la información se llevó a cabo el levantamiento de tres tipos de datos de las fuentes citadas en la bibliografía:

A. Información de indicadores de CPE

A finales de 2006 la EEC puso a disposición pública la información referente a los indicadores de CPE de algunos de sus activos de distribución, en la página http://scanpower.eec.com.co/energia. Esta información se encuentra disponible con una ventana móvil de aproximadamente un mes hacia atrás contado a partir del día en que se accede a la página. Con el fin de descargar y sistematizar esta información de una forma eficiente se implemento una macro en VBA que permite realizar descargas automáticas de esta información directamente a MS Excel y clasificarlas según el punto de medida. El diagrama esquemático del funcionamiento de la macro se ilustra en la Figura 1.

A. E. Diez labora en la Universidad Pontificia Bolivariana, Cir. 1 No 70-01 B11. Es docente-investigador del Grupo TyD (e-mail: emiro.diez@upb.edu.co).

J. A. Bohórquez labora en la Universidad Pontificia Bolivariana, Cir. 1 No 70-01 B11. Es docente-investigador del Grupo TyD (email: armando.bohorquez@upb.edu.co).

J. A. Lopera labora en la Universidad Pontificia Bolivariana, Cir. 1 No 70-01 B9. Es docente-investigador del Grupo TyD (email: jairo.lopera@upb.edu.co).

S. Mesa labora en XM Compañía de Expertos en Mercados S.A. E.S.P. Calle 12 Sur No. 18 - 168 Bloque 2. Es docente-investigador del Grupo TyD (e-mail: smesajar@yahoo.es).

M. Figueroa labora en la Universidad Pontificia Bolivariana, Cir. 1 No 70-01 B11. Es docente-investigador del Grupo TyD (email: mauricio.figueroa@upb.edu.co).

G. J. Suárez labora en la Universidad Pontificia Bolivariana, Cir. 1 No 70-01 B11. Es docente-investigador del Grupo TyD (email: gabriel.suarez@upb.edu.co).

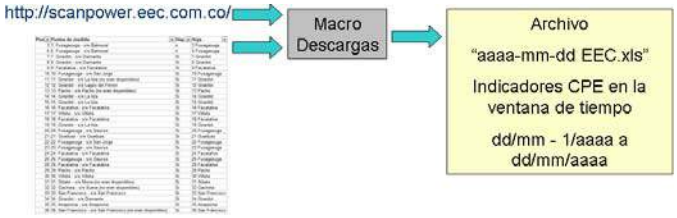


Fig. 1. Diagrama esquemático Macro descargas

B. *Información topológica de las redes*

Al cruzar la información topológica del STN, disponible en el documento "Plan de expansión de referencia" de la UPME, con la información topológica de los STR, disponible en el mismo plan, y en el documento "Definición de los sistemas de transmisión regional" de la CREG, y con los puntos de medida de la EEC, disponibles en el "Sistema de Monitoreo de Calidad de Energía Eléctrica" del CIF y la EEC, mediante el uso de la herramienta "Google Earth", así como de información geográfica disponible en la página web de INVIAS, se obtiene la información topológica de las redes de la EEC, así como su conexión con el STN. El resultado se ilustra en la Figura 2.

Fig. 2. Diagrama esquemático Macro descargas

C. *Información de eventos excluidos por la regulación*

Para obtener la información referente a la ocurrencia de eventos excluidos por la regulación se utilizaron las siguientes fuentes:

• Para la información de interrupciones asociadas a la calidad del servicio y eventos en el STN se consultó en el SUI el Reporte técnico del servicio de energía eléctrica número 059, denominado "Interrupciones - Descripción de eventos". Este reporte se encuentra disponible en el vínculo http://reportes.sui.gov.co/fabricaReportes/frameSet.jsp?idreporte=ele_tec_059.

• Para la información de eventos de gran magnitud se consultaron los diarios de noticias.

III. Selección de información

Buscando cubrir los diferentes tipos de eventos excluidos por la regulación se seleccionaron los siguientes eventos.

A. *Febrero 15 – Apertura SE Guaca*

Al consultar el reporte "Interrupciones - Descripción de eventos" del SUI, que contiene la información de febrero de 2007 del operador de red CODENSA, se encuentra la existencia del evento del presente numeral. La Tabla 1 presenta un resumen del registro.

TABLA I
Registro apertura de la Subestación Guaca

Empresa	*CODENSA S.A. ESP*
Código del evento	*OGTRACD002374720287580207*
Tipo de evento	*Por otros eventos de generación y en el STN*
Descripción de la interrupción	*Transporte - se presenta disparo de la s/e la guaca por 230kv durante trabajos realizados por la EEB*

Teniendo en cuenta que de la subestación Guaca se alimenta el municipio de Anapoima, tal y como se ilustra en la Figura 2, es de esperar que este evento impacte el valor del indicador PST registrado por los medidores instalados en las diferentes subestaciones de este municipio. Un análisis de los valores del indicador PST se presenta en la Figura 3.

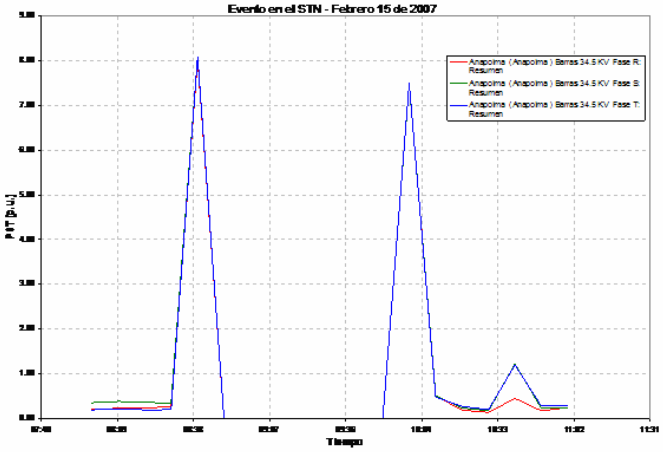


Fig. 3. PST en Anapoima (Apertura Subestación Guaca)

B. *Abril 26 – Apagón nacional*

Tal y como consta en los Documentos de la sesión 145 del Subcomité de Estudios Eléctricos, disponible en la página http://www.cno.org.co, la salida de todos los elementos de la Subestación Torca a 230 kV desencadenó una serie de eventos en el sistema de potencia que concluyeron en un apagón nacional el día 26 de abril.

Al analizar los registros de CPE se encuentra que la mayoría de los medidores dejaron de registrar en los primeros minutos cercanos al inicio del evento. Sin embargo al avanzar el proceso de reestablecimiento los registros se recuperan. En la Figura 4 se ilustra la evolución del indicador PST en los diferentes puntos de medida de la EEC.

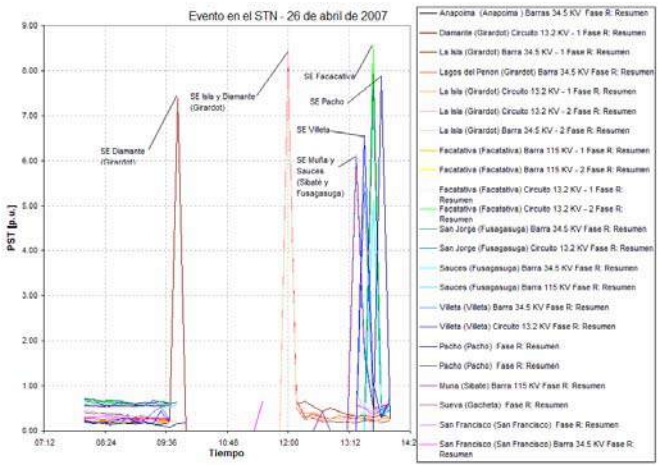


Fig. 4. PST apagón nacional

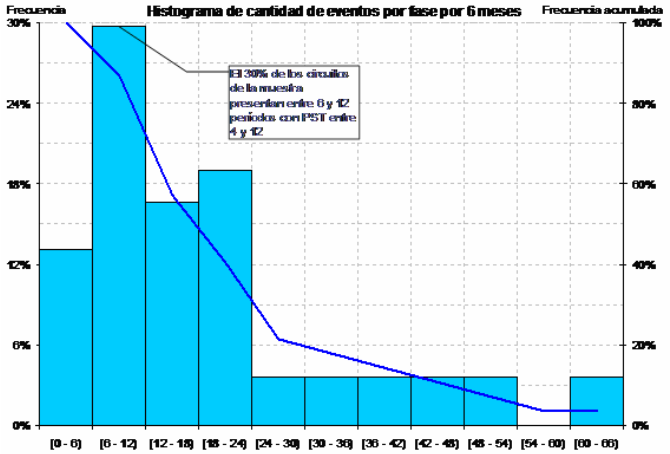


Fig. 5. Cantidad de eventos

IV. Análisis de información

Durante la etapa de análisis de información se ejecutaron las siguientes tareas:

A. Sensibilidades analizadas usando el software SAFE_PST

Usando el software SAFE_PST, desarrollado por el grupo T&D para simular el medidor de parpadeo descrito en el Estándar IEC 61000-4-15, se calcularon una serie de sensibilidades al valor del PST buscando establecer en que rango de valores se encontrarían los eventos del tipo interrupción. A continuación se documentan los casos más relevantes para los tres tipos de interrupciones que se pueden presentar respecto a la ventana de evaluación del PST (10 minutos). Después de realizar todas estas sensibilidades se concluye que eventos del tipo interrupción presentan un valor de PST entre 4 y 12 pu.

B. Filtrado y clasificación de los eventos

Utilizando el criterio de valores de PST encontrado en el literal anterior se filtran los datos de PST obtenidos de la operación del sistema de la EEC durante el primer semestre de 2007.

Antes de analizar cual es la mejor forma de realizar el procedimiento de descuento, utilizando estos resultados filtrados, se construye una estadística descriptiva de los eventos que cumplen con los parámetros de filtrado, recordando que el espacio muestral corresponde aproximadamente a 20.000 registros por punto de medida. Los resultados de la estadística descriptiva se ilustran en la Figura 5. De los datos de la EEC correspondientes a 2007 se concluye que es poco probable tener, en un mismo punto de medida más de 10 eventos mensuales. Por lo tanto, para este caso, el número de eventos excluidos es pequeño frente a la muestra de PST, la cual es del orden de 4000 medidas por mes. Por lo tanto en este caso no es necesario utilizar metodologías de descuento complicadas, y con una sustitución de orden cero es más que suficiente, como se ilustrará en los siguientes numerales.

De todas formas es importante aplicar un proceso de análisis de los eventos seleccionados con el criterio encontrado en el literal anterior, ya que es posible que eventos no excluidos cumplan con este filtro. Esta labor debe ser realizada por el encargado de analizar la información.

C. Validación de la propuesta de metodología de descuento

Al construir las gráficas de los eventos de febrero 15 y abril 26 (Ver Figuras 6 y 7) se valida que mediante una sustitución de orden cero, la cual consiste en reemplazar el valor del PST del intervalo inicial del evento por el valor del intervalo anterior, y el valor del PST del intervalo final del evento por el valor del intervalo siguiente, se obtiene un descuento suficientemente suave del efecto del evento sobre el indicador PST.

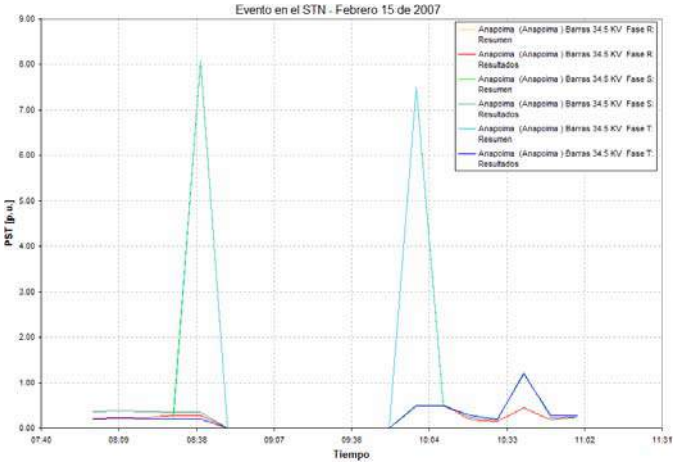


Fig. 6. Validación con los datos del evento de febrero 15.

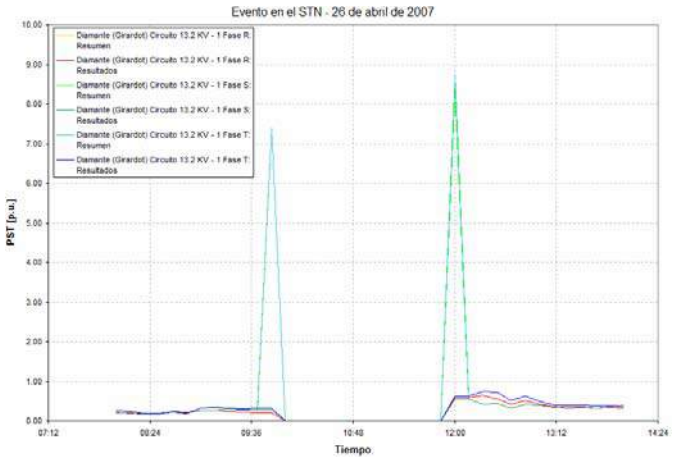


Fig. 7. Validación con los datos del evento de abril 26.

V. Propuesta

Se propone utilizar el siguiente algoritmo para descontar el efecto de eventos excluidos por la regulación en el indicador PST, después de haber identificado los PST que han sido influenciados por este tipo de eventos.

Para la aplicación del algoritmo se tienen en cuenta los siguientes tres casos:

A. *PST excluido precedido de valores nulos*

La Figura 8 ilustra este caso. En magenta se presenta el valor de PST influenciado por el efecto de eventos excluidos por la regulación. En cian se presenta el valor de PST después de descontar el efecto de eventos excluidos por la regulación.

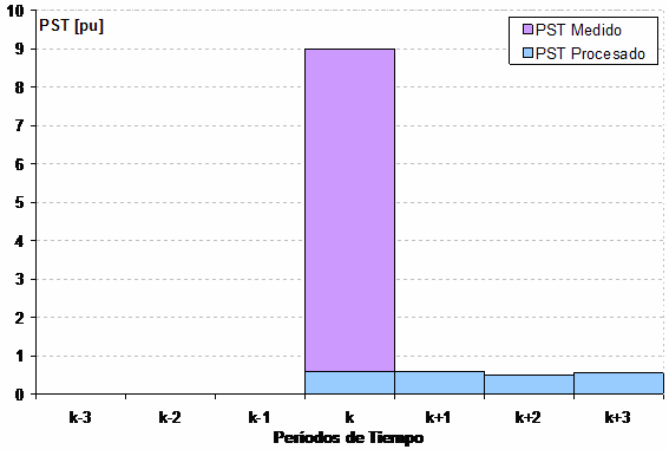


Fig. 8. PST excluido precedido de valores nulos

En este caso, para el período excluido (Período k) el valor de PST descontado se hace igual al del siguiente período con información válida (Período k+1).

B. *PST excluido seguido de valores nulos*

La Figura 9 ilustra este caso. En magenta se presenta el valor de PST influenciado por el efecto de eventos excluidos por la regulación. En cian se presenta el valor de PST después de descontar el efecto de eventos excluidos por la regulación.

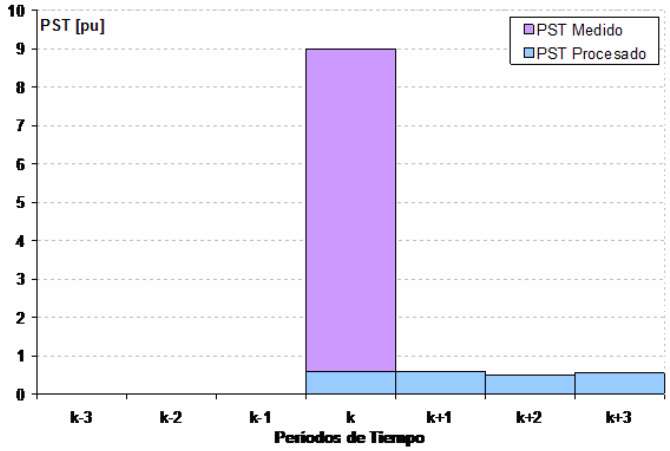


Fig. 9. PST excluido seguido de valores nulos

En este caso, para el período excluido (Período k) el valor de PST descontado se hace igual al del período anterior con información válida (Período k-1).

C. *Otros casos de PST excluido*

La Figura 10 ilustra este caso. En magenta se presenta el valor de PST influenciado por el efecto de eventos excluidos por la regulación. En cian se presenta el valor de PST después de descontar el efecto de eventos excluidos por la regulación.

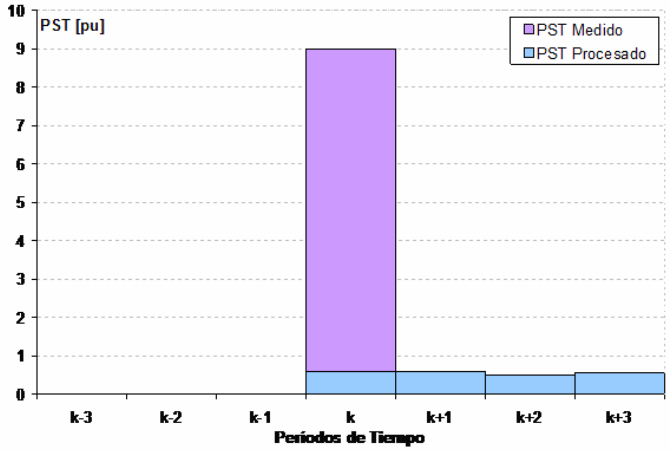


Fig. 10. Otros casos de PST excluido

En este caso, para los períodos excluidos (Períodos k-1 y k) el valor de PST descontado se hace igual al del promedio de los períodos anterior y siguiente a los excluidos (promedio de los Períodos k-2 y k+1).

VI. Conclusiones

Los eventos del tipo interrupción presentan un valor de PST entre 4 y 12. Este criterio de filtrado demostró ser bastante robusto para este tipo de eventos, ya que los registros que lo cumplen y que no deben ser excluidos son pocos en cantidad, tal y como se ilustra en la Figura 17.

Los datos de PST provenientes de los registradores deben ser filtrados para evitar ruidos por problemas de medición (contactos auxiliares flojos, relés repetidores defectuosos,…), como los ilustrados en la Figura 16.

Los análisis deben ser lo más simples y automáticos que sea posible, razón por la cual la implementación de

funcionalidades, como las ilustradas en el presente trabajo, es indispensable.

De los datos de la EEC correspondientes a 2007 se concluye que es poco probable tener en un mismo punto de medida más de 10 eventos mensuales. Por lo tanto, para este caso, el número de eventos excluidos es pequeño frente a la muestra de PST.

Cuando el número de eventos es pequeño respecto al tamaño de la muestra la sustitución de orden cero ilustrada en el presente trabajo de grado es suficientemente robusta para efectos de descontar los efectos de los eventos excluidos por la regulación en el indicador PST.

VII. Referencias

[1] BOHÓRQUEZ C, José A. Evaluación de Fenómenos Calificadores de la Calidad de la Potencia Eléctrica. Trabajo de grado para optar al titulo de Magíster en Transmisión y Distribución de Energía. UPB: 2003.

[2] BOLLEN, Math H. J. Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and interruptions. New York: IEEE Press, 2.000. 200 p.

[3] BURDEN, Richard L.; FAIRES, Douglas. Análisis Numérico. Thomson Editores. 6ª Ed. México: 1998.

[4] CNO. Documentos de la sesión 145 del Subcomité de Estudios Eléctricos. <http://www.cno.org.co>. [Consulta: 18 oct 2007].

[5] CREG. Conceptos emitidos por la CREG acerca de la Resolución 024 de 2005. <http://www.creg.gov.co/upload/documentos/Conceptos__Res__CREG-024_de_2005.zip>. [Consulta: 10 mar 2007].

[6] CREG. Documento CREG-028 de 2003 - Definición de los sistemas de transmisión regional. <http://www.creg.gov.co>. [Consulta: 10 ene 2007]

[7] CREG. Documento CREG-042 de 2004 – Calidad de la potencia. <http://www.creg.gov.co>. [Consulta: 10 ene 2007]

[8] CREG. Documento CREG-017 de 2005 – Calidad de la potencia. <http://www.creg.gov.co>. [Consulta: 10 ene 2007]

[9] CREG. Resolución 082 de 2.002. Bogotá: Diario Oficial, 2002. 120 p.

[10] CREG. Resolución 024 de 2.005. Bogotá: Diario Oficial, 2005. 10 p.

[11] EEC / CIF. Sistema de Monitoreo de Calidad de Energía Eléctrica. <http://scanpower.eec.com.co/energia/>. [Consultas: 1 ene 2007 a 3 jun 2007].

[12] EPRI. Electricity Technology Roadmap, meeting the critical challenges of the 21st century. <http://www.epri.com>. [Consulta: 20 oct 2006].

[13] GOOGLE. Base de datos Google Earth <kh.google.com>. [Consultas: 1 jun 2007 a 30 sep 2007]

[14] INVIAS. Mapa de red vial colombiana <http://www.invias.gov.co>. [Consulta: 10 jul 2007]

[15] LOPERA P, Jairo A. DIEZ R, Andrés E. Modelo sintético y sistémico para la evaluación de la calidad de la potencia. Trabajo de grado para optar al titulo de Magíster en Transmisión y Distribución de Energía. UPB: 2005.

[16] PERÍODICO EL CLARÍN. Un gigantesco apagón paralizó a Colombia. <http://www.clarin.com>. [Consulta: 27 abr 2007].

[17] PERIÓDICO EL TIEMPO. Temblor de 5,6 grados en escala richter se sintió en el nororiente del país. <http://www.eltiempo.com>. [Consulta: 17 jul 2007]

[18] SECRETARÍA DEL SENADO REPÚBLICA DE COLOMBIA. Código Civil. < http://www.secretariasenado.gov.co/leyes/C_CIVIL.HTM>. [Consulta: 30 sep 2007].

[19] SECRETARÍA DEL SENADO REPÚBLICA DE COLOMBIA. Ley 143 de 1994. < http://www.secretariasenado.gov.co/leyes/L0143_94.HTM>. [Consulta: 30 sep 2007].

[20] SSPD. Sistema Único de Información. <http://www.sui.gov.co> [Consulta: 30 jun. 2007]

[21] UNIDAD DE PLANEACIÓN MINERO ENERGÉTICA, Plan de expansión de referencia, Generación - Transmisión 2006 – 2020. <http://www.upme.gov.co> [Consulta: 30 sep 2007]

VIII. Biografía

Andrés. E. Díez nació en Colombia en el año 1979. Graduado de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Pontificia Bolivariana en el 2001. Obtuvo su título de MSc. en el año 2005. Docente de "Maquinas Industriales" en la UPB desde 2001 y miembro del grupo de investigación en TyD. emiro.diez@upb.edu.co

ARTÍCULO PARA REVISION - ROPEC 2008

NOMBRE DEL ARTICULO: Metodología para descontar el efecto de eventos excluidos por la regulación en el indicador PST

AUTOR(ES): A. E. Diez, J. A. Bohórquez, J.A. Lopera, S. Mesa, M. Figueroa y G.J. Suárez

AUTOR DE CONTACTO: A.E. Diez

EMAIL DE CONTACTO: emiro.diez@upb.edu.co

DIRECCIÓN:

Andrés Emiro Diez Restrepo

Universidad Pontificia Bolivariana

Facultad de Ingeniería Eléctrica-Electrónica

Circular 1 No. 70-01 Bloque 11, Medellín-Colombia

TELÉFONO / FAX:

Tel. (574) 4159020, Fax (574) 4118779

Interpretación y discusión del estándar CEI 61000-4-15 para el diseño de un medidor digital de Flicker.

S. J. Oviedo*, L. M. Rueda*, J. Quintero M.**, C. A. Duarte***, G. Ordóñez****, *Senior Member, IEEE*

***Resumen*-- La medición del PST como indicador para la evaluación de la Calidad de la Potencia Eléctrica ante la perturbación conocida como *Flicker* ha sido objeto de análisis por parte de la comunidad científica internacional y nacional. El contenido de este trabajo comprende las hipótesis planteadas alrededor del proceso de digitalización del medidor de *Flicker* propuesto por el estándar internacional CEI 61000-4-15 y la validación de los resultados del medidor. Asimismo, se realiza una discusión acerca de las libertades concedidas por el estándar para el procesamiento de la señal de tensión a la entrada del medidor, como la selección del número de clases o el número de cifras decimales especificadas para la entrada y la incidencia de éstas en la diferencia de resultados de PST ante una misma señal perturbación.**

***Palabras Clave*-- Algoritmo, CEI 61000-4-15, *Flicker*, Nivel Instantáneo de *Flicker*, PST.**

***Abstract*-- The PST measurement as an indicator to evaluate power quality in the presence of the disturbance known as Flicker has been object of analysis by the international and national scientific community. This paper presents the hypothesis involved in the process to achieve a digital flickermeter in accordance to the IEC standard 61000-4-15 and the validation of the results of this flickermeter. Likewise, a discussion about the liberties granted by the standard on the processing of the input voltage signal is presented. Those liberties include the selection of the number of classes and the number of decimal figures. The incidence of them over different PST estimations for a given disturbance is also presented.**

***Index Terms*— Algorithm, Flicker, IEC 61000-4-15, Instantaneous Flicker Level, PST.**

*Silvia Juliana Oviedo Castillo y Laura Milena Rueda Acosta son estudiantes de Ingeniería Electrónica e Ingeniería Eléctrica, respectivamente, de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS) , Bucaramanga, Colombia. (e-mail: silviaoviedo87@hotmail.com, laura.rueda3@correo.uis.edu.co)

** Jaime Quintero Murillo es Ingeniero Electrónico de la Universidad Industrial de Santander, y candidato a Magister en Ingeniería Electrónica de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia. (e-mail: jaimequinteromurillo@gmail.com)

*** César A. Duarte Gualdrón es Profesor Asistente de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia. e-mail: cedagua@uis.edu.co.

**** Gabriel Ordóñez Plata es Profesor Titular de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS), Bucaramanga, Colombia. e-mail: gaby@uis.edu.co.

I. Introducción

El *Flicker* es un fenómeno de baja frecuencia que se encuentra descrito como la "impresión de inestabilidad de la sensación visual inducida por un estímulo luminoso cuya luminancia o distribución espectral fluctúa en el tiempo"[1]. Lo anterior implica que el fenómeno *Flicker* es la respuesta de la cadena lámpara-ojo-cerebro ante una variación en la intensidad luminosa a determinada frecuencia, producto de una variación proporcional en la tensión de alimentación de la lámpara. Dicha respuesta es de carácter fisiológico, porque involucra la percepción a través del sentido de la vista. El *Flicker* es un fenómeno con diversas variables, así que no puede ser visto sólo como una variación repetitiva en la tensión de alimentación de las lámparas, sino también como la consecuente fluctuación de la intensidad luminosa de las mismas y la sensación generada en el ser humano.

Modelar el fenómeno *Flicker* es un proceso complejo, porque no sólo incluye como variables la frecuencia y la magnitud de la tensión, sino que también involucra la percepción humana, las condiciones ambientales del lugar donde se dé y el tipo de carga, entre otras variables. Debido a que la respuesta fisiológica del ser humano ante los estímulos luminosos es un proceso subjetivo, el tratamiento estadístico de los datos provenientes de los resultados de los experimentos referentes al estudio del *Flicker* es imprescindible. Los estudios la Comisión Electrotécnica Internacional (CEI) en este tema se enfocan en la susceptibilidad de la cadena lámpara-ojo-cerebro ante el fenómeno del *Flicker*. Con base en la respuesta de la cadena ante los cambios en la luminosidad de una bombilla, establece requerimientos de compatibilidad electromagnética para un equipo de medida de dichos cambios. Estos requerimientos se sintetizan en un algoritmo que a partir de la señal de tensión, calcula un indicador físico – estadístico llamado PST, que asigna un nivel de severidad a un conjunto de fenómenos que se presentan en un período de tiempo específico.

Este artículo describe el proceso de digitalización de la medición del *Flicker* a través del cálculo del indicador PST a partir de la señal de entrada de tensión, proveniente de la red. También son presentados los resultados de la validación del algoritmo de medición, siguiendo los lineamientos de prueba sugeridos por el estándar CEI 61000-4-15. Asimismo, se experimenta con diferentes opciones de implementación del

algoritmo, como el número de cifras decimales para la especificación de la fluctuación de la entrada, la frecuencia de muestreo de la señal de entrada, el número de clases en el procesamiento estadístico y se discute la incidencia de las libertades concedidas por la CEI en la estimación del PST.

II. Adaptación Del Estándar CEI 61000-4-15 Para La Medición Digital De *Flicker*

La justificación de una versión digital para un medidor de calidad de potencia eléctrica se fundamenta en los siguientes aspectos:

- La digitalización simplifica de manera significativa la implementación física.
- Provee mayor flexibilidad ante los cambios y mejoras que puedan surgir en alguna parte de la arquitectura original.
- La clase de exactitud del cálculo del PST puede especificarse en función de variables como: la frecuencia de muestreo, el número de bits del conversor analógico digital y el número de clases seleccionado.
- Si el medidor de *Flicker* pertenece a una unidad constructiva de medición de parámetros de la calidad de la potencia eléctrica, las operaciones comunes con otros algoritmos pueden ser aprovechadas.

Lo anterior supone que una versión digital del medidor de acuerdo con la norma CEI 61000-4-15 debe conservar intactas las características de la respuesta global del sistema analógico, al mismo tiempo que minimiza algunos de los problemas asociados al tratamiento de la señal analógica, como las no linealidades, atenuaciones indeseables o el ruido.

A. Frecuencia de muestreo

Las resoluciones CREG 024 de 2005 [7] y 016 de 2007 [8] establecen que, como frecuencia de muestreo mínima se debe emplear una tasa de 1024 muestras por segundo. Un estudio previo al desarrollo del presente trabajo [2] concluye a través de la experimentación con diferentes frecuencias de muestreo que dicha frecuencia no afecta de manera significativa la respuesta del medidor ante cualquier perturbación. Las pruebas fueron realizadas variando la frecuencia en un rango de 50 Hz (mínimo propuesto por la CEI para muestrear la señal de entrada luego de ser modulada y filtrada) hasta 4096 Hz.

La tabla I resume las simulaciones realizadas para diferentes frecuencias de muestreo para diversas señales de entrada, empleando 256 clases en todos los casos. El valor de PST esperado para estas señales está entre 0,95 y 1,05 unidades de perceptibilidad. La respuesta de la tabla I corresponde a los valores de PST calculados con el algoritmo digital de medición de *Flicker*, desarrollado en Matlab [4]. Se puede observar que la variación de la frecuencia incide en el valor de PST. La frecuencia de muestreo seleccionada para el medidor desarrollado en este trabajo es 1024 muestras por segundo, porque provee un valor de PST dentro del rango esperado e implica una menor exigencia de velocidad para el procesamiento.

TABLA I
RESULTADOS DE PST VARIANDO LA FRECUENCIA DE MUESTREO

Frecuencia de modulación (Hz)	Porcentaje de modulación (%)	Frecuencia de muestreo (Hz)	PST (u.p)
0,008	3,166	1024	1,03
		2048	1,07
		4096	1,00
0,017	2,568	1024	1,00
		2048	1,15
		4096	1,21
0,058	1,695	1024	0,99
		2048	0,99
		4096	1,00
0,325	1,044	1024	0,99
		2048	0,99
		4096	0,99
0,917	0,841	1024	0,99
		2048	0,99
		4096	0,99
13,5	0,547	1024	0,99
		2048	0,99
		4096	0,99
40	4,834	1024	1,03
		2048	0,98
		4096	0,94

B. Filtrado digital

El método tradicional de diseño de filtros digitales IIR se basa en la transformación de un filtro analógico en un filtro digital que cumpla con las especificaciones preestablecidas. Ya que el desempeño de los filtros analógicos sugeridos por la norma CEI es suficientemente bueno, es ventajoso emplear la transformación de los filtros para aprovechar dicho desempeño.

Para la transformación de filtros analógicos en digitales se deben tener en cuenta las siguientes dos restricciones [3]:

- La respuesta en frecuencia del filtro digital resultante debe preservar las características esenciales de la respuesta en frecuencia del filtro analógico, lo que implica que el eje imaginario del plano complejo s se transforme en la circunferencia de radio unidad del plano z.
- Un filtro analógico estable se debe transformar en un filtro digital estable, es decir , que si el sistema continuo sólo tiene polos en el semiplano izquierdo del plano s, el sistema discreto sólo debe tener polos en el interior de la circunferencia de radio unidad del plano z.

Las pruebas realizadas a algoritmos digitales para la medición del *Flicker* en [2], que evalúan el desempeño de los métodos de transformación de los filtros analógicos en digitales a partir de las funciones de trasferencia dadas por la norma CEI 61000-4-15, concluyen que los métodos que aproximan adecuadamente dichas funciones de transferencia y que cumplen con los ensayos de funcionamiento establecidos

por la norma son: La transformación bilineal y la transformación bilineal con frecuencia de "*prewarping*".

La transformación bilineal entre las variables *s* y *z*, convierte el eje imaginario del plano *s* en una revolución en la circunferencia unitaria del plano *z* mediante la siguiente expresión:

$$s = \frac{2}{T_d}\left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}\right) \quad (1)$$

Así, a partir de la función de transferencia de un sistema continuo H(*s*), la transformación bilineal implica que la función de transferencia, ahora en el dominio de *z*, sea:

$$H(z) = H\left[\frac{2}{T_d}\left(\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}\right)\right] \quad (2)$$

Según la literatura de tratamiento de señales [3], el parámetro T_d representa un paso de integración, que no afecta el proceso de diseño y que se puede escoger convenientemente, según la aplicación. Este paso de integración se seleccionó igual al periodo de muestreo para una frecuencia de muestreo a la que trabaja todo el algoritmo, que es 1024 muestras por segundo.

La función *bilinear* de Matlab [4] realiza el procedimiento de transformación requerido. Esta función recibe la especificación de frecuencia de "*prewarping*", *fp*, en Hertz. Este parámetro indica una frecuencia para la cual la respuesta en frecuencia antes y después de realizar la transformada bilineal coinciden. Al realizar la transformada Bilineal a los filtros involucrados en la medición de *Flicker*, empleando frecuencia de *prewarping* y omitiéndola, se obtuvo un conjunto de resultados muy similar, permitiendo concluir que, para las condiciones particulares del algoritmo de medición de Flicker, la transformada bilineal puede realizarse sin necesidad de especificar una frecuencia de *prewarping*.

C. Normalización de la señal de entrada con el valor eficaz

La norma CEI 61000-4-15 propone que la señal de entrada sea escalada a un valor de referencia interno basado en el valor eficaz de la señal de entrada y que dicha adaptación tenga un tiempo de respuesta de 1 minuto ante una variación de tipo escalón en el valor eficaz de la entrada [5]. Si el objetivo de este bloque es mantener el valor eficaz de la tensión modulada a la entrada del demodulador cuadrático a un valor de referencia constante, es necesario que en caso de que el valor eficaz de la tensión de entrada cambie, también lo haga el valor de escalamiento, y en la misma proporción.

En consecuencia, el valor por el cual se va a escalar la tensión de entrada es el valor eficaz de la misma. Por lo tanto, es necesario establecer cada cuánto tiempo se va a calcular este valor desde la tensión de entrada. La frecuencia mínima de las pruebas sugeridas por el estándar CEI 61000-4-15, corresponde a 1 cambio por minuto. Entonces, el valor de escalamiento debería refrescarse al menos cada minuto [5]. Lo anterior significa que, si el tiempo corto (***Tcorto***) es de 10 minutos, deben calcularse al menos 10 valores de escalamiento y dividir las muestras correspondientes a cada minuto sobre el valor eficaz evaluado con estas muestras.

III. Implementación de un Algoritmo Digital de Medición de *Flicker*.

Como se mencionó en la sección precedente, para el desarrollo del algoritmo digital se tomó como punto de partida las características funcionales de la arquitectura del medidor analógico propuesto por la norma CEI 61000-4-15 [6], es decir, la relación entrada-salida de cada uno de los bloques de procesamiento de señal incluidos en dicha propuesta. El desarrollo de dos algoritmos paralelos, uno analógico y otro digital, permitió la comprobación del adecuado desempeño del segundo, después de haberse validado el primero. Cabe mencionar, que el algoritmo digital se sometió a las mismas pruebas que el analógico, quedando ambos validados de forma completa.

A. Selección de la ganancia del medidor

Según la Comisión Electrotécnica Internacional, el selector de margen realiza una selección de la ganancia, según sea la profundidad de la modulación a la entrada, para garantizar que el rango de entrada sea cubierto en su totalidad por el instrumento. Para encontrar un valor adecuado de ganancia, se realizaron las pruebas propuestas en las tablas uno y dos del Estándar, para fluctuaciones de tensión sinusoidales y rectangulares. El objetivo de dichas pruebas es la obtención de una unidad de perceptibilidad a la salida del medidor. En este caso, ante una perturbación la ganancia del medidor se selecciona de acuerdo con la magnitud de la fluctuación. En la figura 1 se observa la respuesta del PST ante la variación progresiva de ΔV/V a una frecuencia constante. Los resultados son satisfactorios, ya que dicha respuesta está dentro del margen de error de 5%.

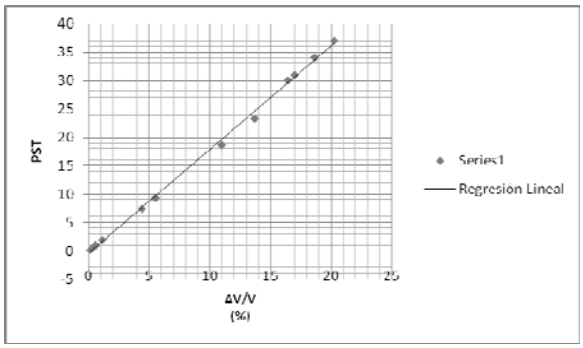


Fig. 1. Característica PST vs. ΔV/V % a una frecuencia de fluctuación de 13,5 Hz.

B. Procesamiento digital para el cálculo del PST a partir de la señal del Nivel Instantáneo de Flicker.

Para realizar la evaluación estadística de la señal discreta del nivel instantáneo de Flicker siguiendo los lineamientos de la norma CEI 61000-4-15, se identificaron dos etapas clave. La primera etapa es la clasificación y obtención de la función de probabilidad acumulada. La segunda etapa consiste en el cálculo de los percentiles a partir de dicha función junto con el cálculo del indicador PST.

El proceso de clasificación tiene como objeto la obtención de la función de distribución de frecuencias. Cada muestra es clasificada, según su valor, en un rango determinado por la cantidad de clases que se emplee. La norma CEI 61000-4-15 propone que la cantidad de clases mínima sea 64.

Para establecer los valores de los límites de las clases se debe determinar primero la longitud de las mismas, mediante la Ecuación (3).

$$L = \frac{\mathrm{Im}\acute{a}x - \mathrm{Im}\acute{i}n}{Nc} \quad (3)$$

Donde I*máx* e I*mín* representan el valor de la muestra máxima y mínima del nivel instantáneo de *Flicker*, respectivamente y *Nc* representa el número de clases. Estadísticamente, lo más ventajoso para realizar una clasificación es establecer intervalos de longitud L entre el valor mínimo y el valor máximo, como lo expresa la Ecuación (3). No obstante, el estándar CEI 61000-4-15 sugiere que la clasificación se haga entre cero y un valor Fs, que no es el máximo de la señal de nivel instantáneo de Flicker, sino que está determinado por los valores de la tabla 4 de la norma CEI 61000-4-15, guardando relación con los valores del selector de margen. La longitud de clase está dada por la Ecuación (4).

$$L = \frac{F_S}{Nc} \quad (4)$$

La Tabla II presenta los resultados de PST, para diferentes señales de entrada que según la norma CEI 61000-4-15, deben producir un valor de PST a la salida del algoritmo desde 0,95 hasta 1,05. La columna de la derecha es el resultado de tomar un límite inferior del clasificador igual a cero y un límite superior igual al valor máximo, mientras que la columna de la izquierda son los valores de PST, clasificando la señal de nivel instantáneo de Flicker entre su valor máximo y su valor mínimo, Smin. El número de clases empleado fue de 256.

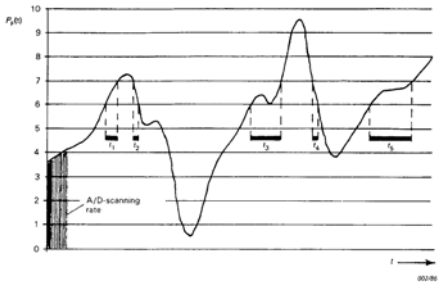


Fig. 2. Nivel de Flicker dividido en 10 clases. Fuente: Norma CEI 61000-4-15.

Elaborar una clasificación fuera de los límites de la señal de nivel instantáneo de *Flicker*, aumenta la posibilidad de clases vacías, lo que implica valores repetidos contiguos en la función de probabilidad acumulada. Esto justifica la marcada diferencia que hay entre algunos de los valores de PST de ambas columnas, para un mismo caso de entrada.

TABLA II
VALORES DE PST PARA VARIAS SEÑALES DE ENTRADA, VARIANDO EL LÍMITE INFERIOR DEL CLASIFICADOR

Frecuencia de Modulación (Hz)	Porcentaje de Modulación (%)	PST Límite inferior del clasificador = Smin	PST Límite inferior del clasificador= 0
0,008	3,166	1,03	1,07
0,017	2,568	1,00	1.03
0,058	1,695	0,99	1,00
0,325	1,044	0,99	0,99
0,917	0,841	0,99	0,99
13,5	0,547	0,99	0,99
40	4,834	1,03	1,03

C. Número de Clases.

Dentro de los parámetros más importantes de un algoritmo de medición de *Flicker* se encuentra el número de clases que se empleen para dividir la señal del nivel instantáneo de *Flicker* en partes iguales y de esta forma medir la permanencia de la señal en cada una de las clases. La Tabla III presenta los resultados de PST para diferentes casos de entrada, variando el número de clases. Los valores esperados de PST están entre 0,95 y 1,05 unidades de perceptibilidad. Los resultados del experimento para diferentes clases sugieren que al aumentar el número de clases, el valor de PST disminuye de forma suave. No obstante, el incremento del número de clases implica un aumento evidente en el tiempo de estimación del PST por parte del programa, así como la probabilidad de clases vacías.

TABLA III
RESULTADOS DE PST VARIANDO EL NÚMERO DE CLASES.

Frecuencia de Modulación (Hz)	Porcentaje de Modulación (%)	64 clases	128 clases	256 clases	512 clases
0,008	3,166	1,07	1,04	1,03	1,02
0,017	2,568	1,03	1,01	1,00	1,00
0,058	1,695	1,00	0,99	0,99	0,99
0,325	1,044	0,99	0,99	0,99	0,99
0,917	0,841	0,99	0,99	0,99	0,99
13,5	0,547	0,99	0,99	0,99	0,99
40	4,834	1,03	1,03	1,03	1,03

Como se observa en la Tabla III, todos los valores de PST se encuentran dentro del rango esperado, por lo que, teniendo en cuenta el tiempo de ejecución del programa para diferente número de clases, el rango de clases en las cuales el presente algoritmo operará de forma satisfactoria estará entre 64 y 256 clases.

D. Mecanismo de interpolación

En procura del incremento de la exactitud en la estimación de los percentiles, se empleó la técnica de interpolación lineal sugerida por el estándar. De forma alterna, se probó el algoritmo empleando la interpolación no lineal, descrita en el mismo estándar. Para el conjunto de entradas sugeridas para la validación del clasificador del algoritmo de medición de Flicker, se obtuvo una respuesta muy similar con el uso de los dos tipos de interpolación, por lo que se optó por emplear un mecanismo de interpolación de clases lineal, aprovechando su sencillez en comparación con la interpolación no lineal.

La Ecuación (5) [6] sugiere una forma para interpolar de manera lineal y así obtener los valores de percentil requeridos para el cálculo del PST. *Fs* es el rango del clasificador, *n* representa la clase que contiene al percentil *Pk*, e *y* representa el porcentaje de muestras asociado a la clase *n* o al percentil *k*.

$$P_k = \frac{F_s}{N}\left(n - \frac{y_k - y_n}{y_{n-1} - y_n}\right) \quad (5)$$

No obstante, si se contempla la posibilidad de que exista una clase vacía, ello significará que la función de probabilidad acumulada tendrá dos valores contiguos iguales. Si además esos dos valores de la función de probabilidad acumulada están relacionados con la clase que contiene al percentil solicitado por el algoritmo, el valor del denominador de la Ecuación (5) será igual a cero y el percentil tendrá un valor incongruente. En la figura tres se observa que si se incrementa el número de clases, la posibilidad de obtener clases vacías se incrementa.

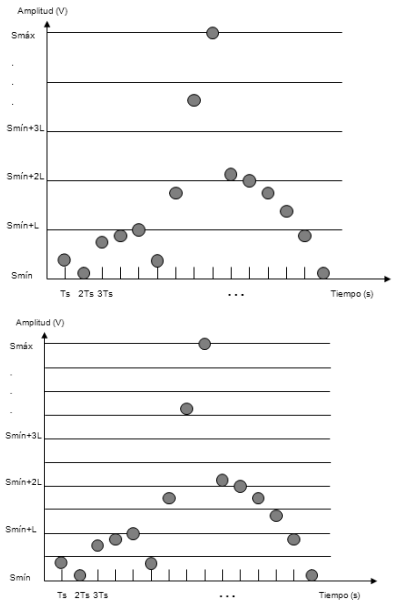


Fig. 3. Conjunto de muestras clasificadas con un ancho de clase distinto.

E. Cifras significativas de la frecuencia de modulación.

El número de cifras significativas que se utilicen es determinante en los resultados que entregue el algoritmo y en la precisión de los mismos. La CREG solicita que el reporte de los valores de PST se haga empleando dos cifras decimales. En la tabla 5 del estándar CEI 61000-4-15 se presentan las condiciones de ensayo para el clasificador del medidor de *Flicker*. Dichas condiciones corresponden a los valores de cambios por minuto y variación de la tensión de entrada al medidor. El número de cifras significativas al especificar la frecuencia de la onda moduladora es decisivo en los resultados de las pruebas que permiten validar el algoritmo de medición de *Flicker*. La tabla IV presenta los resultados de PST para la primera de las pruebas sugeridas por la tabla 5 de la norma CEI 61000-4-15, para una entrada modulada por una señal cuadrada de 1 cambio por minuto y con una fluctuación de tensión relativa de 3,166%. El valor de PST esperado está entre 0,95 y 1,05 unidades de perceptibilidad. Los resultados de la simulación anterior sugieren que para la correcta calibración del algoritmo de medición de *Flicker* debería tomarse el mismo número de cifras decimales que contienen los valores de variación de tensión, es decir, tres cifras decimales.

Finalmente la tabla V presenta los resultados de PST para el algoritmo con 256 clases y empleando una entrada fluctuante cuya frecuencia de modulación está especificada con 3 cifras decimales.

TABLA IV
RESULTADOS DE PST PARA UNA FRECUENCIA DE SEÑAL MODULADORA ESPECIFICADA CON DIFERENTE NÚMERO DE CIFRAS DECIMALES.

Frecuencia **(Hz)**	Variación de Tensión (%)	PST (u.p)
0,0083333	3,166	0,027
0,008333	3,166	0,575
0,00833	3,166	1,21
0,0083	3,166	1,17
0,008	3,166	1.03

TABLA V
RESULTADOS DE PST PARA LAS CONDICIONES DE ENSAYO PROPUESTAS POR EL ESTÁNDAR CEI 61000-4-15.

Frecuencia de Modulación (Hz)	Porcentaje de Modulación (%)	PST (u.p)
0,008	3,166	1,03
0,017	2,568	1,00
0,058	1,695	0,99
0,325	1,044	0,99
0,917	0,841	0,99
13,5	0,547	0,99
40	4,834	1,03

IV. CONCLUSIONES

El desarrollo de este trabajo permite establecer pautas y recomendaciones referentes al diseño de un algoritmo digital para la medición del fenómeno del Flicker y la obtención del

indicador PST con el objeto de establecer la severidad de esta perturbación. La forma en la que la ganancia del algoritmo de medición de Flicker está implementada (ya sea una única ganancia o mediante el uso de un selector de ganancia, de acuerdo con el valor de fluctuación de la entrada) es determinante en la calibración del mismo, de forma tal que de acuerdo con el valor de ganancia que se emplee, un medidor ante cierta entrada obtendría una medida de PST y un rango de linealidad diferente al de otro medidor cuyo selector de ganancia haya sido implementado en forma diferente. Por consiguiente, es necesario que la normativa sea más concreta en cuanto a las especificaciones del selector de márgenes.

Otro aspecto relevante es que el número de clases en las que se divida la señal de nivel instantáneo de Flicker puede generar diferencia en la medida del PST entre dos medidores, por lo que, con el objeto de normalizar la medición del fenómeno de Flicker, la normativa debería establecer un número fijo de clases a emplearse en todos los medidores.

Por otra parte, la frecuencia de muestreo de la señal de tensión proveniente de la red es un parámetro de diseño cuyo criterio de selección debe buscar la conservación de la calidad de la onda de tensión y los requerimientos de velocidad de procesamiento. Si bien la frecuencia de muestreo induce una variación en el valor del PST, se considera que la escogencia de la misma debe estar en manos del diseñador del algoritmo, teniendo en cuenta las posibilidades de procesamiento de la señal particulares. Asimismo, el número de cifras significativas que se empleen para especificar la frecuencia de la señal moduladora de entrada, para las pruebas que sugiere la CEI es motivo de variación en las medidas entre dos algoritmos de medición.

Se espera que en trabajos futuros acerca de medición del fenómeno del *Flicker* se cuente con especificaciones por parte de la normativa acerca de los parámetros descritos, o que se puedan proponer valores para ellos, como resultados de experimentos más exhaustivos.

REFERENCIAS

[1] IEEE 1159, "*IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*", IEEE Standard 1159-1995, Jun.1995.

[2] T. Rodríguez, D. Muñoz, "Análisis de los Algoritmos de Medición de Flicker Considerando los Estándares Internacionales". Bucaramanga, Trabajo de Grado dirigido por Gabriel Ordóñez Plata. Universidad Industrial de Santander.. Escuela de Ingenierías Eléctrica, electrónica y de Telecomunicaciones, Noviembre de 2007.

[3] A. Oppenheim, "Tratamiento de Señales en Tiempo Discreto". 2nd Ed. Madrid: Prentice Hall, 2000, p. 452.

[4] MathWorks, MATLAB [programa de computador]. Versión 7.5 R2007b.

[5] J.J. Gutierrez, J. Ruiz, U. Irusta and S. Ruiz de Gauna, "A New Alternative for the Input-Voltage Adaptor of the CEI Flickermeter," IEEE Trans. Instrumentation and Measurement, vol. 57, pp. 923-930, May 2008.

[6] CEI 61000-4-15, "*Compatibilidad Electromagnética (CEM) Parte 4: Técnicas de ensayo y medida—Sección 15: Medidor de flicker. Especificaciones funcionales y de diseño*", Estándar CEI 61000-4-15, 2003.

[7] CREG 024 de 2005, "Por la cual se modifican las normas de calidad de la potencia eléctrica aplicables a los servicios de Distribución de Energía Eléctrica", Resolución 024, CREG, Colombia, abr. 2005.

[8] CREG 016 de 2007, "Por la cual se modifica parcialmente la resolución CREG 024 de 2005 que establece las normas de calidad de la potencia eléctrica aplicables a la Distribución de Energía Eléctrica en el Sistema Interconectado Nacional", Resolución 016, CREG, Colombia, feb. 2007.

Silvia Juliana Oviedo Castillo nació en Norte de Santander, Colombia, en abril 4 de 1987. En 2003 recibió su grado de bachiller en el Colegio Santa Ana de Bucaramanga. Actualmente se encuentra terminando su ciclo de pregrado en Ingeniería Electrónica en la Universidad Industrial de Santander y está vinculada al Grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica (GISEL) de la UIS, con el cual se encuentra desarrollando su proyecto de grado sobre medición de *Flicker*.

Laura Milena Rueda Acosta, Estudiante de noveno semestre de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Industrial de Santander (UIS), miembro del grupo de Investigación en Sistemas de Energía Eléctrica– GISEL de la UIS. Trabajo de grado: Medición digital de Flicker basado en el Estándar Internacional CEI 61000 – 4 – 15. Actividades: Estudiante en práctica de XM S.A. los Expertos en Mercados, filial de Isa, Implementación de la base de datos de los controladores de las unidades del SIN, Modelamiento y Pruebas para la validación de los Sistemas de Control en DigSilent Power Factory y Matlab.

Jaime Quintero Murillo. Ingeniero Electrónico de la Universidad Industrial de Santander - UIS., 2005. Candidato a Magister en Ingeniería Electrónica. Trabajo de Investigación: Prototipo para la Monitorización de los Parámetros de Calidad de Potencia Eléctrica. – Estándar CEI 61000-4-30. Miembro del Grupo de Investigación en Conectividad y Procesado de la Señal – CPS. Áreas de Trabajo: Tratamiento Digital de Señales, Calidad de Potencia Eléctrica, Electrónica de Potencia, Gestión de Proyectos.

César Antonio Duarte Gualdrón. Ingeniero Electricista UIS, Magíster en Potencia Eléctrica UIS. Profesor Asistente de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones Universidad Industrial de Santander. Investigador del grupo GISEL. Áreas de Trabajo: Tratamiento de señales, calidad del servicio de energía eléctrica y formación basada en competencias.

Gabriel Ordóñez Plata Ingeniero Electricista UIS 1985, Distinción Cum Laude; Especialista Universitario en Técnicas de Investigación Tecnológica UPCO 1993, Doctor Ingeniero Industrial UPCO 1993, Madrid (España) 1993. Profesor Titular de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander (UIS). Investigador del Grupo de Investigación en Sistemas de Energía - GISEL. Miembro IEEE. Áreas de trabajo: Tratamiento de señales, mediciones eléctricas, calidad del servicio, gestión tecnológica y formación basada en competencias.

Estudio de Incentivos para la Generación Eléctrica Renovable usando Dinámica de Sistemas

A. Arango Manrique, S. X. Carvajal Quintero and C. Younes Velosa

***Abstract*-- La generación alternativa además de disminuir la contaminación ambiental puede aumentar la disponibilidad de los Sistemas Eléctricos de Potencia sin depender de condiciones climáticas ni de incertidumbres en el precio como son los casos de la generación hidroeléctrica y la termoeléctrica convencional respectivamente. Sin embargo, debido a su alto costo marginal con respecto a las fuentes de generación ya mencionadas, el regulador debe encontrar políticas que permita dar señales claras de inversión en generación renovable sin crear poder de mercado. Este estudio se realizó bajo la técnica de simulación llamada Dinámica de Sistemas.**

***Palabras Claves*-- Dinámica de sistemas, Generación alternativa, Mercados eléctricos, Modelado.**

I. Introducción

Actualmente, existe una gran preocupación mundial por la sostenibilidad de las reformas en los sectores de la energía eléctrica en los mercados desregulados [1], puesto que todas las políticas de decisión deben contemplar alta eficiencia sin deteriorar el medio ambiente.

En Europa, países como España y Alemania han demostrado una reducción de más de 97 millones de toneladas de dióxido de carbono gracias a que mas del 40 % de la generación de electricidad en la última década ha sido utilizando generación alternativa, especialmente generación eólica [6].

Para lograr el uso masivo de generación alternativa, los gobiernos han optado por la intervención del mercado, utilizando generalmente dos herramientas: legislaciones que establecen sistemas de primas para garantizar un precio mínimo por la compra de generación renovable o certificados del uso de recursos renovables por parte de todos los generadores que quieren participar de los contratos y subastas energéticas. [2]

A. Arango Manrique: Estudiante de Maestría de Ingeniera Electricista.(e-mail: adriarango75@gmail.com)

S. X. Carvajal Quintero, Docente Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación. Universidad Nacional de Colombia- sede Manizales (e-mail: sxcarvajalq@unal.edu.co)

C. Younes Velosa, Docente Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación. Universidad Nacional de Colombia- sede Manizales (e-mail: cyonesv@unal.edu.co)

Colombia desde el proceso de desregulación a medidos de los años 90, ha mantenido la dependencia a la generación hidroeléctrica, siendo en la actualidad del 64% [9]. Esta condición hace que el Sistema presente vulnerabilidad a fenómenos meteorológicos tales como el Fenómeno del Niño, el cual se caracteriza por largos periodos de sequia, influyendo en el alto costo de los precios de la energía, debido a que las plantas térmicas aumentan su precio de oferta y en casos extremos pueden afectar la continuidad del suministro de electricidad.

Una alternativa para que el Sistema Interconectado Nacional (SIN) este más preparado para cambios climáticos y así pueda aumentar el porcentaje de seguridad energética, es incluir incentivos dentro del Cargo por Confiabilidad para la generación alternativa, debido a que está remuneración permite que el sistema de potencia pueda garantizar la existencia de unidades de generación de respaldo que opere en épocas de hidrología crítica. El uso de recursos renovables, trae grandes ventajas para los mercados energéticos, entre ellas: la creación de un portafolio de tecnologías que aumentan la oferta de generación, reduce la volatilidad en los precios de la electricidad, debido a que se elimina la dependencia a los combustibles fósiles y se mejora los índices de contaminación ambiental.

En este artículo se realiza un estudio de los dos tipos de incentivos más utilizados en los mercados eléctricos desregulados del mundo con el propósito de aplicarlos al caso colombiano, teniendo en cuenta aspectos técnicos, económicos y regulatorios, con el fin de poder determinar que características puede traer ventajas en mediano y largo plazo para la inversión de generación alternativa.

La Dinámica de Sistemas es una técnica computacional que se encarga de la simulación de sistemas complejos con gran incertidumbre, característica propia de los sistemas eléctricos de potencia los cuales deben tener en cuenta aspectos como el clima, las inversiones, las estrechas relaciones entre los agentes, entre otros. Esta técnica parte de los modos de comportamiento del sistema real para tratar de identificar los elementos fundamentales del mismo, con el fin de encontrar decisiones aceptables y utilizables que den lugar a un comportamiento real mejorado. En este caso, poder identificar cual es el esquema remunerativo que mejor se adapta a las condiciones del mercado colombiano. [4]

El artículo está organizado como sigue: en la sección II se presenta la revisión bibliográfica de las experiencias internacionales utilizando dos incentivos muy reconocidos a nivel mundial, en la sección III se describe el mercado colombiano y el incentivo en el que se pretende incluir los incentivos que se presentan en la sección II, en la sección IV se muestra el diagrama causal del mercado incluyendo los incentivos, y por último la conclusión global del estudio.

II. Experiencias Internacionales

En los países más desarrollados en materia de energías renovables, como Alemania, Australia, España e Inglaterra, se han planteado algunos incentivos que serán utilizados en el modelo del mercado colombiano, para ver la pertinencia y beneficios de cada uno.

En Alemania, el incentivo utilizado para este tipo de actividades se conoce como "Feed In Tariff" (FIT). Este incentivo consiste en establecer una norma de carácter obligatorio para que las empresas distribuidoras de electricidad interconecten todos los generadores que funcionen con energías renovables (GER), específicamente en energía eólica, y además comprar todo el excedente de energía a estas plantas. Para establecer el precio, la entidad reguladora calcula el valor de acuerdo al tipo de tecnología utilizada; el precio que se fija, permite al generador financiar sus costos de operación y de mantenimiento, además de obtener un riesgo de pérdidas considerablemente bajo. [7]

La ventaja que presenta este tipo de remuneración se debe a que el regulador tiene poca intervención en el mercado, ya que todo depende de la tecnología utilizada para determinar el precio de esta planta.

En España, se crearon dos diferentes opciones de remuneración, una de ellas consiste en vender la energía a la empresa distribuidora obteniendo un precio fijo y regulado por el ente encargado mediante contratos, y la otra opción con la que cuentan, es vender la energía al mercado energético a través del sistema de ofertas, en este caso el precio será pagado de acuerdo al precio spot. [7]

Otros países europeos en los que se utiliza el FIT son: Austria, República Checa, Dinamarca, Francia, Grecia, Irlanda, Finlandia, Luxemburgo, Holanda y Portugal.

Otro tipo de incentivo y remuneración es el "Quota System", los países más representativos que utilizan estos incentivos son Inglaterra y Australia. Dicha estrategia consiste en incentivar a los consumidores para que determinado porcentaje de la energía que se utilice provenga de GER, debido a este incentivo se crean los "Certificados de Energías Renovables" (CER). Dentro de las fortalezas que se encuentra en esta forma de remuneración es que los consumidores están obligados a pagar un excedente por utilizar energías renovables, contribuyendo a la conservación del medio ambiente; además, los GER pueden vender los CER a otros países u otras regiones. La debilidad más notable del "Quota System" es la gran incertidumbre en los precios pagados a los GER puesto que existe una facturación aleatoria de los CER. [6]

Para el caso Australiano, los comercializadores de la electricidad deben demostrar el uso de un porcentaje de energías renovables para el abastecimiento de los clientes o consumidores finales, pero no se establece una tarifa fija, sino que se remunera el precio de la energía al mismo precio del mercado, sin embargo, para contrarrestar algunas pérdidas se agrega un incentivo en forma de bono que contribuye a los costos por concepto de operación y mantenimiento incentivando la inversión en energías alternativas.

En el caso de Inglaterra, se presenta un fenómeno similar a lo que se sucede en Australia, pero en este país se cuestiona demasiado la forma de remunerar a dichas plantas generadoras debido a su alto costo y a tan poca eficiencia que presentan. [6]

Los países europeos que utilizan esta forma de remunerar a los GER con el sistema "Quota System" son, además de Inglaterra y Australia, Bélgica, Italia, Polonia y Suecia.

En países latinoamericanos tales como Brasil, Chile y Argentina, donde se estudian los fenómenos presentados al utilizar energías alternativas, se desarrollan fórmulas para deducir la remuneración, donde el precio remunerado al generador es calculado según los costos evitados por las externalidades que se presentan en la generación de la energía con otras fuentes que no son amigables para el medioambiente. [11]

III. Caso Colombiano

La situación actual de Colombia, muestra una gran dependencia por el uso de la generación hidroeléctrica, esta situación puede poner en riesgo la seguridad energética, puesto que en condiciones climáticas adversas, se puede especular con el precio del mercado spot y en casos extremos el usuario puede llegar a tener racionamientos, que afectan la economía y las inversiones en los diferentes sectores de producción y manufactura del país.

En el año 2006 debido a la expiración del Cargo por Capacidad, entra en funcionamiento el cargo por confiabilidad, el cual pretende promover la expansión de la generación y asegurar que el abastecimiento en tiempos de crisis o agotamiento de los recursos primarios de generación, sea el indicado con el objetivo de suministrar la energía eléctrica necesaria para el funcionamiento óptimo del país, y de esta manera evitar que se afecten los precios.

Este incentivo consiste en que los agentes generadores sean capaces de producir energía firme durante las condiciones críticas de abastecimiento, estas energías son subastadas con el nombre de Obligaciones de Energía Firme (OEF), dichos generadores entran a una subasta, en la cual el generador que recibe OEF se le remunera durante un plazo determinado y se compromete a entregar la cantidad de energía pactada en la subasta dinámica. [2]

Una vez se determinen los generadores que vendieron su energía en la subasta, tienen la garantía de estar presentes en el MEM, y cuando los precios de la bolsa superen los precios de

escasez o precio tope, estos generadores deben entrar a suplir la energía de las OEF, pero el precio al que se tarifa la energía es el precio que se pactó desde la subasta.

En la subasta de la asignación de la OEF, el periodo de vigencia para esta obligación es determinado por el generador, este periodo no puede ser modificado debido a que la energía que se cubre con la subasta es la que se necesita para cubrir la demanda esperada. [2]

Los agentes participantes deben presentar la Energía Firme para el Cargo por Confiabilidad (ENFICC) que calcula y verifica la disponibilidad de energía que los generadores están dispuestos a cubrir. La ENFICC se encarga de calcular la energía mínima que puede entregar mes a mes una planta hidráulica en condiciones de bajos caudales.

Para el caso de las plantas térmicas se calcula utilizando la capacidad de generación de la planta, la disponibilidad de combustibles, el número de horas del año y un índice que incorpora las restricciones a la generación máxima de la planta, la indisponibilidad histórica por salidas forzadas y las restricciones en el suministro y transporte del gas natural, cuando éste es el combustible seleccionado por el generador. [3]

Los participantes en la subasta pueden ser plantas existentes, en construcción y las que aun no se han comenzado a construir. En dichas subastas las plantas que no se despachan centralmente no pueden entrar a participar.

La primer subasta se realizó en el año 2008, pero entrará en vigencia a partir del 30 de Noviembre de 2012, mientras llega este día, los generadores que ganaron las OEF estarán en un periodo de transición, en el cual se les asignaran a prorrata las ENFICC a un precio de cargo definido por resolución, esta prima o precio es determinado en la subasta de energía firme. Este esquema no tiene en cuenta incentivos para la inversión en energías alternativas.

IV. Modelo de incentivos para GER en el mercado colombiano utilizando dinámica de sistemas

La industria eléctrica es una industria dinámicamente compleja e inestable, caracterizada por grandes retardos, múltiples realimentaciones y relaciones muy estrechas entre reguladores, generadores y consumidores. Por lo tanto es necesario buscar una aproximación metodológica apropiada que permita apoyar el diseño de políticas y evaluar el impacto que ellas tengan en el comportamiento del mercado. [12]

Entre las aproximaciones utilizadas para la evaluación de sistemas complejos que presentan alta incertidumbre, como se manifiesta en los mercados de energía, se encuentra la dinámica de sistemas. La Dinámica de Sistemas se basa en la conceptualización de los problemas, es decir, identificar con claridad lo que se va a estudiar, describir sus objetivos con la mayor precisión posible, evitando que se tergiverse la solución esperada ha dicho estudio.

Es común que la cadena del suministro de energía y el mercado energético en especial se comporte de manera inestable, para estabilizar el comportamiento de dicho sistema, se implementan algunas políticas o normas que afectan de una manera u otra el comportamiento futuro de dicho sistema. Es por esto, que el fundamento de la Dinámica de Sistemas es la creación de micromundos que permiten a través de la simulación, verificar el impacto que tiene en cada agente participante de la cadena del suministro, las condiciones específicas de los esquemas remunerativos considerados.

Al realizar el modelo en Dinámica de Sistemas se deben seguir pasos muy específicos para que el estudio sea de gran precisión, teniendo como resultado la solución más óptima y efectiva. En primer lugar se debe revisar el modelo mental o causal, es decir, entender el funcionamiento y las relaciones entre las partes que conforman el sistema. El diagrama causal recoge los elementos claves del sistema y la relación entre ellos. En el diagrama causal se conocen las variables del sistema a nivel global, además de las relaciones causa-efecto existente entre ellas. Luego, se presenta la formalización del modelo, la cual consiste en convertir el modelo al lenguaje computacional; en este paso es necesario tener muy claro los límites del modelo, las variables más importantes que afectan el comportamiento principal del sistema. [12]

A continuación se explica el diagrama causal de los esquemas remunerativos aplicados al mercado colombiano, se describe el diagrama causal del presente estudio, el cual consta de dos ciclos: uno de refuerzo y el otro de balance por lo que la respuesta final será un comportamiento que se estabilice en el tiempo. El resultado obtenido y que tenga mayor aceptabilidad según las condiciones propias del mercado colombiano será el método más positivo para ser utilizado por el regulador aumentando la capacidad en generación a partir de recursos renovables:

El modelo está planteado en dos módulos, el primer módulo es evaluado con el incentivo conocido como Quota System, que busca evaluar las cantidades de certificados y de energía que será vendida. Por otro lado, el segundo módulo, es evaluado con el modelo FIT, el cual considera el valor de la tarifa con la que se pagan los contratos de acuerdo a sus obligaciones.

El módulo en el que el incentivo utilizado es el Quota System, se plantea que los agentes generadores que utilizan energías renovables entren a vender los certificados verdes al mercado spot, con posibilidad de entrar en contratos internacionales para aumentar los ingresos de dicho agente.

Otro punto que debe estar ligado a la implementación del Quota System en el SIN es que los consumidores sean conscientes del impacto ambiental y de lo que puede ayudar a conservarlo cuando se utilizan los recursos renovables.

Para el incentivo conocido como FIT, se plantearía como en el caso Español, es decir, con dos opciones para los agentes, una de ellas es vender la energía generada con energías renovables a las diferentes empresas distribuidoras del país a través de contratos bilaterales y la otra opción es mediante la oferta de esta energía en la bolsa del mercado spot.

La implementación de los incentivos nombrados será a partir del incentivo conocido como el NCC, debido a que este se encuentra implementado en el mercado, es más factible y

menos traumática la implementación al mercado colombiano.

La inversión es la variable de decisión más importante, porque a partir de esta es más claro el efecto de las demás variables sobre el sistema. La inversión se ve afectada por los diferentes incentivos que se plantean el nuevo cargo por confiabilidad, y dependiendo del resultado en la implementación de los incentivos se podrá tener en cuenta cual es el incentivo más apropiado para el sistema colombiano.

Al implementar incentivos en el mercado colombiano, los inversionistas podrán aprovechar para invertir en la construcción de nuevas plantas generadoras amigables con el medio ambiente, aumentando la capacidad instalada en el país. Asimismo cuando se invierte en la generación de energía, se incrementa la disponibilidad de unidades generadoras, lo que hace que el valor ofertado en la bolsa del mercado spot y el precio de la energía disminuyan considerablemente la inversión, convirtiendo a la generación de energía en un negocio poco atractivo para los inversionistas. Cuando crece la capacidad instalada, los usuarios también aumentan, y proporcionalmente la demanda conectada en el sistema. Al conectarse y aumentarse la demanda, la tasa de retorno esperada crece, lo que beneficia el capital de los inversionistas.

Otra variable que está directamente relacionada con la inversión se conoce como retorno esperado, esta variable nos indica la seguridad que deben tener los inversionistas para recuperar su inversión, este depende del número de usuarios que se encuentren conectados a dicho sistema, es decir, si la demanda aumenta, el retorno esperado será el planeado para saldar las deudas por inversión satisfactoriamente.

La ultima variable que afecta las decisiones de inversión, es el precio de la energía, debido a que si el precio de la energía es alto, entonces el precio que se les paga a sus inversionistas es mayor, amortizando los costos de la inversión.

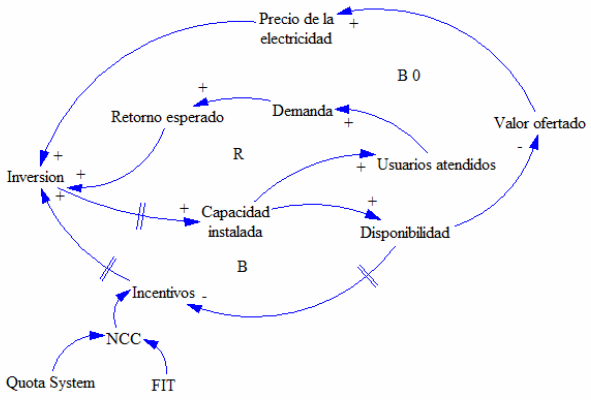


Fig. 1 Modelo causal para incentivar el uso de recursos renovables en el mercado eléctrico colombiano

Es importante destacar que cuando el ente regulador compruebe la disponibilidad del sistema y constate que la inversión en energías renovables aumenta, podrá disminuir los incentivos a los inversionistas.

V. Conclusión

En este trabajo se desarrolló un modelo causal que permite la implementación de diferentes incentivos que pretenden aumentar la confiabilidad y seguridad del sistema interconectado nacional.

Es importante direccionar dichos incentivos a la inversión en plantas generadoras a partir de energías alternativas, para que el sistema colombiano sea pionero en la implementación de GER's sin que los usuarios se vean afectados por incrementos en los precios de generación.

Otro aspecto importante es que en Colombia se presentan incentivos como lo es el cargo por confiabilidad, pero este incentivo no considera a plantas generadoras a partir de energías alternativas debido a que el país es hidrodependiente, estas plantas de GER no pueden competir con los bajos precios que ofrecen las grandes hidroeléctricas colombianas (Economías de Escala).

Para una próxima fase del trabajo se presentará el modelo formal y la pertinencia de la implementación de cada uno de los incentivos en el mercado colombiano.

VI. Referencias

[1] R. Cossent, T. Gómez, P. Frías, "Towards a future with large penetration o distributed generation: Is the Current regulation of electricity distribution ready? Regulatory, 2009.
[2] J.E. Villareal, M. J. Córdoba, New reliability charge incentives and structure in the Colombian electrical sector, 2008.
[3] Disponible en: http://www.creg.gov.co/cxc/secciones/
[4] Disponible en: http://www.systemdynamics.org/DL-IntroSysDyn/start.htm
[5]F. P. Shioshansi, "Competitive Electricity Markets: Design, Implementation, Performance".Elsevier Global Energy Policy and Economics Series. 2008
[6] ALEMANIA: DESARROLLO DE ENERGÍA SOLAR Y EÓLICA, Dr. Klaus Kuhnke Fachhochschule Osnabrück, Alemania, 2006.
[7] I. Martínez de Alegría Mancisidor, P. Díaz de Basurto Uraga, I. Martínez de Alegría Mancisidor, P.Ruiz de Arbulo López, "European Union's renewable energy sources and energy efficiency policy review: The Spanish perspective", 2007.
[8] J.D. Sterman, All models are wrong: reflections on becoming a systems scientist, 2002.
[9] Ministerio de Minas y Energía, Comisión de Regulación de energía y gas (CREG), XM Compañía de Expertos en Mercados S.A. E.S.P.
[10] M. Zuluaga, I. Dyner, "Incentives for renewable energy in reformed Latin-American electricity markets: the Colombian case", 2006.
[11] I. Haraksingh, "Renewable energy policy development in the Caribbean, 2001.
[12] C. Karger, W Hennings, "Sustainability evaluation of decentralized electricity generation", 2007.

VII. Autores

Adriana Arango Manrique: Ingeniera Electricista y estudiante de maestría en Ingeniería Eléctrica de la Universidad Nacional de Colombia sede Manizales. Integrante del Grupo de Investigación en Redes de Distribución y Potencia (GREDYP) de la misma universidad. adriarango75@gmail.com

Sandra Ximena Carvajal Quintero: Ingeniera Electricista y Magister en Ingeniería Eléctrica de la Universidad Nacional de Colombia Sede Manizales. Docente de dedicación exclusiva

de la misma Universidad. Dentro de sus campos de interés se encuentran la optimización aplicada, los sistemas de potencia y mercados eléctricos. sxcarvajalq@unal.edu.co

Camilo Younes Velosa: Ingeniero Electricista, PhD en el área de los Sistemas de Potencia y la compatibilidad Electromagnética. Docente del departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación de la Universidad Nacional de Colombia Sede Manizales. cyounesv@unal.edu.co

Innovación Tecnológica en Gestión Integral de Calidad de Potencia

O. J. Murillo, L.E. Luna, M. F. Romero, L. E. Gallego, E.E. Parra, H.Torres.

***Resumen*—La promulgación de la resolución CREG 024 de 2005 por la CREG es una de las primeras señales de interés por parte del ente regulador por el establecimiento de límites de calidad de potencia mínimos al suministro eléctrico en Colombia. Con base en los requerimientos de esta resolución se desarrolló el proyecto de investigación "Innovación Tecnológica en Gestión Integral de Calidad de Potencia", desarrollado entre 2006 y 2008 por el Grupo PAAS de la Universidad Nacional de Colombia y CODENSA S.A. E.S.P. En este artículo se hace un recuento completo de este proyecto, se muestran los principales objetivos, se describen las principales herramientas desarrolladas para el análisis de información, se muestran algunos de los resultados obtenidos y en términos generales presentan algunas de las experiencias y dificultades superadas durante el desarrollo de este proyecto.**

***Index Terms*—Análisis de Datos, Calidad de Potencia, Innovación Tecnológica.**

I. Introducción

La creación de nuevos marcos legales, nuevas estructuras institucionales y de mercado para el sector de energía eléctrica en Colombia, han implicado un replanteamiento en la filosofía de prestación de este servicio público domiciliario. Particularmente para las empresas de distribución y comercialización de energía, dada la introducción de un ambiente de competencia, se ha convertido en prioridad ofrecer un servicio con niveles de calidad, continuidad y confiabilidad cada vez mayores, para garantizar así un buen desempeño de equipos y procesos en el usuario final.

Por otra parte, el desarrollo y utilización masiva de equipo electrónico sensible a perturbaciones electromagnéticas, tales como dispositivos de electrónica de potencia, controladores basados en microprocesadores y en general dispositivos que presentan un comportamiento no lineal ante la señal de tensión, ha incrementado la atención de consumidores y proveedores, en cuanto a cómo es la calidad de las señales de tensión y de corriente, en los puntos de conexión del usuario a la red eléctrica, dado que éstos equipos, provocan perturbaciones en los sistemas de distribución en detrimento de la calidad de potencia. Este marco de referencia, implica que la Calidad de energía eléctrica debe ser entendida más allá de la continuidad en el suministro de energía, y debe involucrar otros parámetros como amplitud, frecuencia y forma de onda de las señales de tensión y corriente.

O. J. Murillo, L.E. Luna y M. F. Romero hacen parte del Programa de Investigación sobre Adquisición y Análisis de Señales PAAS-UN, http://www.paas.unal.edu.co

L. Gallego, E. Parra y H. Torres son profesores de la Universidad Nacional de Colombia e investigadores activos del Programa de Investigación sobre Adquisición y Análisis de Señales PAAS-UN, http://www.paas.unal.edu.co

Contrario al caso de otro tipo de servicios públicos domiciliarios como el caso de acueducto, gas o telefonía en donde la calidad del servicio es únicamente responsabilidad de la empresa (salvo en casos excepcionales); en el caso de la electricidad la calidad del producto final no depende únicamente del proveedor del servicio, sino que ésta es el resultado de la interacción entre el proveedor y los usuarios. Por esta razón, surge la necesidad de establecer metodologías y planes de acción que permitan al proveedor del servicio y al usuario identificar cuáles son los orígenes de los problemas, para establecer posteriormente medidas correctivas y así garantizar, tanto el buen funcionamiento de los equipos del usuario, como un adecuado nivel de calidad en el sistema de distribución.

II. Descripción del Proyecto SIGCE

En la actualidad, a pesar de que algunas empresas de distribución del país cuentan con mediciones aisladas en puntos de sus redes y personal con conocimientos sobre calidad de energía, en la gran mayoría de los casos se presentan obstáculos a la hora de determinar el origen de los problemas de calidad, por diferentes razones como por ejemplo:

- No realizar una correcta interpretación de datos obtenidos mediante un monitoreo.
- No contar con una metodología de medición enfocada hacia la búsqueda del problema.
- No contar con información histórica como soporte para realizar análisis.
- Desconocimiento de normas internacionales.
- No identificar con antelación, áreas o puntos del sistema críticos a nivel de indicadores de calidad, como medida preventiva y como herramienta para la adecuada planificación de la red.
- No contar con un plan de procedimientos de fácil implementación dentro de la empresa, desde el momento en que se recibe una queja por parte de un cliente, incluyendo un plan de mediciones, hasta la determinación del origen y el acuerdo Operador de Red - Usuario para la implementación de soluciones.
- Falta de información actualizada sobre parámetros de las redes de distribución.
- Falta de una visión de la calidad de energía como una oportunidad de generar valorar dentro su proceso

productivo, en cambio, se percibe como una amenaza de carácter regulatorio.
- Falta de una visión clara de la importancia de la calidad del servicio dentro de la misión como empresa,

De acuerdo con lo anterior, se propuso el diseño de un Sistema Integral de Gestión de Calidad de Energía (**SIGCE**) aplicable a cualquier empresa de distribución y comercialización, compuesto por:

1. Puesta en marcha de un sistema de medida,
2. Análisis de la información obtenida del sistema de medida y,
3. Diseño de un plan de procedimientos para aplicación dentro de la empresa.

III. Puesta en Marcha de un Sistema de Medida

En la fase inicial del proyecto, se requería la puesta en marcha de un sistema de medida para los parámetros de calidad establecidos en la resolución CREG 024 de 2005 [1], con una cobertura total sobre la red de distribución, tanto el área urbana como el área rural, este sistema mide actualmente las condiciones de calidad de energía en las barras de media y alta tensión de las subestaciones de CODENSA S.A. E.S.P.

La puesta en marcha del sistema de medida se subdividió en 13 actividades, de las cuales mencionaremos los aspectos más destacables:

1. Revisión de resoluciones de la Comisión Reguladora de Energía y Gas (**CREG**) concernientes con Calidad de Potencia Eléctrica. Esta actividad es importante en la medida se lograba una contextualización sobre las condiciones regulatorias vigentes y relacionadas con la calidad de potencia,
2. Revisión de normas internacionales relacionadas en las resoluciones de la **CREG**.
3. Revisión bibliográfica que complementara las normas revisadas anteriormente.La revisión de normatividad comprendió la recopilación de información de varios países y diferentes entidades, artículos en eventos y publicaciones.
4. Revisión de catálogos de equipos analizadores de calidad de potencia. Esta revisión da inicio a la implementación de un sistema de medida para el Operador de Red, aquí se destaca la realización de encuestas a los fabricantes y/o representantes de los fabricantes de equipos, la elaboración de cuadros comparativos, el diseño de una evaluación y la aplicación de la misma, teniendo en cuenta, entre otras:
   - Especificaciones generales,
   - Parámetros de medición,
   - Almacenamiento de información,
   - Requerimientos de compatibilidad electromagnética,
   - Seguridad para medición,
   - Control y uso de laboratorio, etc.

   Las actividades mencionadas sirvieron como base para una licitación de compra de equipos hecha por el Operador de Red.
5. Pruebas de los analizadores de calidad de potencia en laboratorios de la Universidad Nacional de Colombia.
6. Inventario de los CT's y PT's pertenecientes al Operador de Red. Las señales de medida para los equipos de medición no provienen directamente de la red sino de CT's y PT's (transformadores de corriente y potencia) por esto, era importante conocer las características de estos equipos y determinar en que medida estos existentes en las subestaciones serían adecuados para la medición de perturbaciones de calidad de potencia. De igual forma, es necesario mencionar que estos equipos no son adquiridos a un único fabricante. De acuerdo a lo anterior fue necesario realizar un inventario de los CT's y PT's con el fin de saber cual era la cantidad de elementos, cuales eran los fabricantes, y que diferencias habían entre equipos de unas u otras referencias. Como es imposible hacer una caracterización de todos los CT's y PT's, fue necesario realizar un análisis estadístico con base en los resultados del inventario, con el fin de obtener una muestra representativa de todos los elementos y hacer las respectivas pruebas a solo una cantidad de los elementos.
7. Pruebas de laboratorio para CT's y PT's. Seleccionada la muestra de CT's y PT's, el Grupo PAAS-UN diseñó una prueba para estos equipos que se realizó en el Laboratorio de Ensayos Eléctricos Y Calibraciones (LABE) del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Universidad Nacional. En esta prueba, se inyectaron perturbaciones a los CT's y PT's y se verificaron las diferencias entre el lado de alta y la salida de baja tensión del elemento. Con los resultados obtenidos se pudo verificar el ancho de banda y la relación de transformación de los equipos bajo ensayo. Las características de esta prueba y sus resultados son explicados ampliamente en los informes del proyecto [5], [6], [7], [8].
8. Instalación de los equipos en los patios de las subestaciones y cabeceras de circuitos.
9. Pruebas de comunicación entre los equipos y el centro de control del operador de red.
10. Funcionamiento del sistema de comunicaciones entre Equipos y Centro de control del operador de red.
11. Determinación de características del software encargado de la administración de la información. Con base en los requerimientos de la resolución CREG 024 de 2005 [1], en primera medida, y teniendo en cuenta las características de los equipos adquiridos por el Operador de Red, se definieron las las características del software que maneja los datos de mediciones en crudo obtenidas del sistema de medida, de igual forma se establecen una serie de características que se consideraban importantes o útiles en el momento de realizar una análisis de la información de mediciones, bien sea, por parte del operador de red como parte del proyecto.
12. Pruebas del software (Generación de reportes CREG y

otras variables para gestión de CPE). En esta actividad se verificó el desempeño del sistema integrado de calidad de potencia, el cual realiza un seguimiento principalmente a los indicadores, índice de perceptibilidad (Pst), desbalance en tensión, eventos en tensión: sags y swells.

13. Funcionamiento adecuado del software incluyendo generación de reportes y adquisición de otras variables. Esta es la última actividad de las relacionadas con la puesta en marcha de un sistema de medida, esta actividad requería del normal desarrollo de las anteriores actividades, a partir de este momento fue posible el envío de los reportes de mediciones solicitado por la **CREG** a los operadores de red.

IV. Puesta en Marcha de un Sistema de Medida

El segundo objetivo específico abarca principalmente el análisis de la información suministrada por el sistema de medida implementado por el operador de red, se encuentra subdividido en 7 actividades desarrolladas de la siguiente forma:

1. Revisión bibliográfica de análisis de información para gestión de Calidad de Potencia Eléctrica. Esta revisión bibliográfica estuvo enfocada a gestión de calidad de potencia, concentrándonos en operadores de red, ciudades y países; con el fin de establecer cual es el estado del arte a nivel internacional de metodologías propuestas para la caracterización de perturbaciones de calidad de potencia.
2. Análisis temporal de los parámetros de Calidad de Potencia Eléctrica obtenidos con los equipos instalados en las subestaciones. La revisión temporal de las mediciones de parámetros de calidad de potencia, comprende el análisis en la evolución de las tendencias de las perturbaciones de calidad de potencia medidas y requiere, por lo tanto, un tiempo razonable para establecer resultados confiables; se logró analizar un año de mediciones.
3. Análisis transversal de los parámetros de Calidad de Potencia Eléctrica. La revisión transversal de las mediciones de parámetros de calidad de potencia, comprende una comparación entre los puntos de medición con el fin de identificar lugares con condiciones diferenciadas (mejores o peores) de calidad de potencia.
4. Correlación de información con resultados obtenidos en el proyecto PQB (Estimación de indicadores de calidad de potencia eléctrica en Bogotá). Esta actividad tuvo como objetivo de realizar una comparación entre los proyectos **SIGCE** y el proyecto de investigación Monitoreo y Análisis para la Estimación de Indicadores en Bogotá, **PQB** [2], proyecto realizado por el grupo PAAS-UN entre los años 2003 a 2005 y en el cual mediante la selección de una muestra representativa de cargas y puntos de medición se logró establecer valores de indicadores de calidad de potencia estadísticamente confiables para la ciudad de Bogotá; se comparan y analizan las metodologías empleadas, así como los resultados y otros aspectos importantes relacionados con el monitoreo de calidad de potencia eléctrica, comunes a ambos proyectos.
5. Elaboración de mapas de Calidad de Potencia Eléctrica (diferentes perturbaciones). Los mapas de calidad son una de las formas más interesantes para la identificación de zonas con problemas o con buenas condiciones de calidad de potencia, estos mapas fueron elaborados para la ciudad de Bogotá teniendo en cuenta 4 perturbaciones de calidad de potencia: sags, factor de desbalance, $V2/V1$, IAS y PST.
   Para la realización de esta actividad, se necesitó del modelado de algunos de los circuitos pertenecientes a una subestación del Operador de Red, esta actividad fue una de actividades más importantes y requirió de los mayores recursos por parte de los investigadores. En esta actividad particular, el modelado del circuito era indispensable para la aplicación de la metodología de la elaboración de los mapas de calidad. Sobre el circuito modelado se realizaron simulaciones de fallas y con base en estas simulaciones se generaron datos de mediciones simulados con características similares a las exigidas por la CREG, con ellos fue posible construir los mapas de calidad de potencia. El modelo del circuito fue el insumo inicial para verificar la utilidad, las características y las limitaciones de los mapas de calidad. Una vez se contó con valores de mediciones pudieron crearse lo mapas con un alcance para la ciudad de Bogotá y las zonas rurales atendidas por el operador de red.
6. Análisis del estado de la calidad de la potencia eléctrica en las subestaciones. Esta actividad muestra la comparación y las principales características obtenidas a partir de las mediciones de calidad de potencia en las subestaciones.
7. Correlación del valor del PST con el comportamiento de los eventos en tensión. Teniendo en cuenta la poca información disponible acerca de cómo, eventos en tensión muy rápidos, rápidos o lentos y con diferentes magnitudes, pueden afectar al indicador PST, el Grupo **PAAS-UN** realizó estudió por separado, fruto de ello se desarrolló un trabajo en el se evalúa el impacto de las interrupciones en el valor del indicador PST [3].

V. Plan de Procedimientos

Una vez implementado el sistema de medición y realizado el análisis de la información reportada, durante la última fase se desarrolló un plan de procedimientos que le permite al operador de red hacer gestión de calidad de energía, el tercer objetivo específico se encuentra subdividido en 7 actividades desarrolladas de la siguiente forma:

1. Revisión bibliográfica concerniente a gestión de Calidad de potencia eléctrica en el usuario. Respecto a esta actividad se encuentra que, en general, para la solución de problemas en el usuario, las empresas de distribución han implementado sistemas de administración automatizado de calidad de potencia, en los cuales se administra la información recogida por un sistema de medición,

paso seguido se cuenta con centros de control en los cuales se realiza el análisis de la información, estos centros de control se caracterizan por poseer sistemas geográficos de localización de usuarios y casi cualquier activo administrado por el operador de red, los sistemas de información tienen herramientas de análisis (sistemas expertos, algoritmos de aprendizaje autónomo, motores de inferencia y bases de conocimientos) que permiten conocer en tiempo real las condiciones de calidad de potencia en un punto de la red, almacenar estadísticas y la posibilidad de realizar una interacción directa con el usuario final.

2. Clasificación de las subestaciones de acuerdo con los niveles de los indicadores. Esta actividad está muy relacionada con el análisis del estado de la calidad de la potencia eléctrica en las subestaciones, se realiza una clasificación de las subestaciones del operador de red.
3. Correlación de las distintas perturbaciones y puntos de medida. En esta actividad se trató de establecer, a partir de los datos registrados de calidad de potencia, la existencia de alguna relación entre los valores medidos de una perturbación respecto a otra, bien sea en uno o más puntos de medida. El objeto de esto fue determinar si la ocurrencia de dos variables están interrelacionadas para establecer si el valor de una variable se puede predecir o mejorar al afectar otra variable.
4. Complemento de la información con resultados del proyecto **PQB**.
5. Desarrollo de una metodología para la evaluación y el diagnóstico de calidad de potencia eléctrica en el punto de conexión del usuario. La evaluación integral de calidad de potencia, arroja en primer lugar los indicadores de cada una de las perturbaciones de las subestaciones del sistema de distribución de la ciudad, de acuerdo a esto, se establecen subestaciones críticas en las cuales hay que implementar metodologías de diagnóstico y evaluación aguas abajo para establecer las posibles causas de los problemas encontrados.
6. Análisis de información. Una vez centralizada la información se realizan los análisis correspondientes, mapas de sags o swells, distribuciones de probabilidad, lógica difusa, con el fin de evaluar los puntos observados y determinar posibles causas de perturbaciones.
7. Aplicación de la metodología en un circuito piloto de la red de distribución. El desarrollo de las metodologías de análisis, comprende el avance en técnicas de análisis de datos y captura de información, se presente una metodología par el cálculo de índices de calidad de potencia con ayuda de distribuciones de frecuencias. Otro desarrollo tiene en cuenta parámetros para la evaluación integral de todas las perturbaciones que ocurren en los usuarios medidos. Desde este punto de vista, se planteó una aplicación con lógica difusa para el diagnóstico de calidad de potencia en el punto de acople común. Tal desarrollo evalúa los indicadores de calidad de potencia uno a uno y posteriormente los pondera y evalúa de acuerdo a unos conjuntos difusos elaborados con información de calidad de potencia medida en el usuario. Por último, la implementación de mapas geográficos de calidad de potencia con las medidas realizadas en los usuarios, sobre los cuales ya se ha hecho mención.

VI. Características Específicas del Análisis de Información

En este punto se cuenta con una visión, si bien muy general, sobre todas las actividades realizadas en el proyecto de investigación; para una vista más completa acerca de cada una de las etapas realizadas se recomienda la lectura de los informes de actividades [5], [6], [7], [8], sin embargo, a continuación se profundizará en algunas de las actividades ya descritas, teniendo en cuenta el aporte académico realizado, se mostrará con cierto detalle algunas de las herramientas de análisis de información empleadas para el análisis de las mediciones de calidad en las subestaciones del Operador de Red.

VI-A. Análisis temporal de los parámetros de calidad de potencia eléctrica obtenidos con los equipos instalados en las subestaciones.

Para realizar el análisis estadístico a las perturbaciones de calidad de potencia, es importante tener en cuenta que estas varían a través del tiempo, debido al comportamiento dinámico de las cargas del sistema o debido a comportamientos aleatorios de las mismas causas de estas perturbaciones (por ejemplo descargas atmosféricas). Estas variaciones en los parámetros de cada perturbación pueden dar indicios de las posibles causas, y pueden marcar épocas del año, meses o días en las cuales los indicadores se encuentran en un estado crítico o uno aceptable. El estudio de las tendencias de las perturbaciones es un acercamiento a la delimitación del problema, la evaluación y al posterior planteamiento de posibles soluciones.

Para el análisis temporal de información es necesario contar con un tiempo de mediciones para identificar patrones repetitivos y excluir eventos que pocas veces ocurren debido a algún suceso imprevisto que afecta el sistema. Un acercamiento al estudio de estos patrones se realizó con la información de los meses Octubre de 2007 a Septiembre de 2008. Las variables registradas por el operador de red sobre calidad de potencia y reportados al ente regulador CREG, son analizadas para su procesamiento de una manera eficiente, por lo tanto, se procede a clasificar la información por puntos de medida y a organizarla dentro de una base de datos en MySQL, tal como se indica en la figura 1.

Luego de estar toda la información libre de errores y sobre la base de datos, el análisis de datos se realiza rápidamente; el análisis involucra el estudio de todas y cada una de las perturbaciones; es posible obtener valores de indicadores para cada nivel de tensión, por subestación, entre otros, la figura 2 muestra el comportamiento del indicador PST para cada una de las subestaciones del operador de red, el valor de PST que se muestra es el obtenido luego de calcular un percentil 95 % de todos los datos de mediciones para una subestación durante el mes de octubre de 2007.

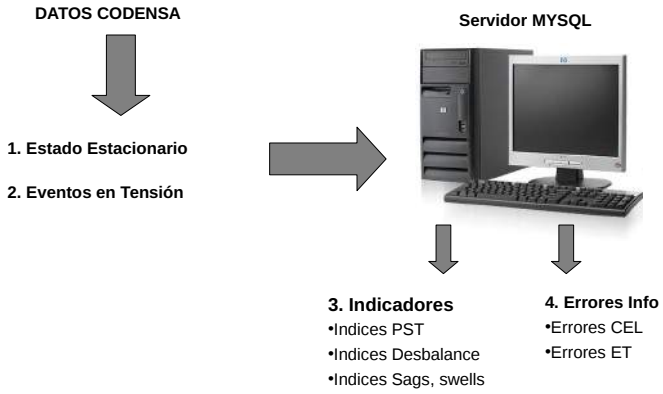


Figura 1. Organización de la base de datos

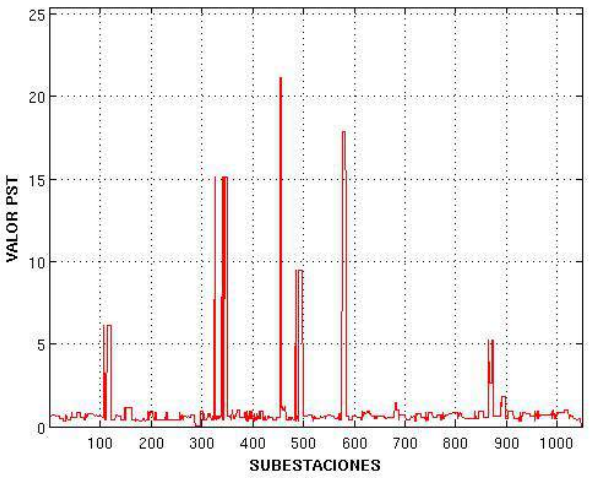


Figura 2. Valor Pst para cada una de las S/E octubre de 2007

VI-B. Análisis transversal de los parámetros de calidad de potencia eléctrica obtenidos con los equipos instalados en las subestaciones

Los datos fueron organizados en una base de datos de manera que se puedan gestionar de manera adecuada, la organización de la información evidenció algunos problemas en cuanto a registro y comunicaciones los cuales se han ido resolviendo por parte del operador de red. Tales problemas hacen que no toda la información sea apta para el análisis de calidad y el cálculo de indicadores.

Con el análisis de los indicadores, se pueden identificar subestaciones con problemas de medición o comunicaciones para transmisión de datos de calidad de potencia. Posteriormente se identifican las subestaciones con condiciones de calidad críticas o con condiciones de calidad aceptables. Los criterios para la evaluación de las subestaciones se basan en la literatura especializada en el tema, normas, regulaciones, etc. y en la necesidad de realizar autorregulación por parte de la misma empresa.

A modo informativo en la figura 3, se observan la cantidad de sags máxima, que ocurre para una zona de cobertura del operador de red.

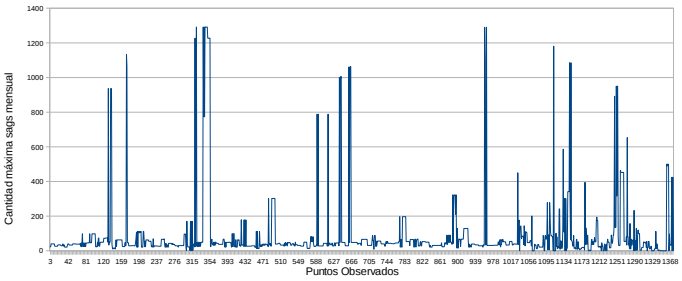


Figura 3. Cantidad máxima de sags por mes

VI-C. Mapas de Calidad

Al igual que en áreas como la geografía, geología, hidrología y afines, en donde se utilizan curvas isoyetas o curvas isonivel, dependiendo el campo específico, para mostrar de una forma didáctica y compacta como es la variación de un parámetro teniendo como referencia una variable espacial, dentro del proyecto de investigación SIGCE, como una de las actividades realizada se propuso la creación de curvas iso-perturbación, en donde, las perturbaciones a las que nos referimos, son las perturbaciones de calidad de potencia medidas por el Operador de Red, como parámetro a variar, se utilizaron las perturbaciones de estado estacionario medidas, PST y desbalance de tensión (relación de la tensión de secuencia negativa y tensión de secuencia positiva); de igual forma, es posible anticipar, que este tipo de curvas puede realizarse para cualquier parámetro de estado estacionario con una tendencia cambiante en el tiempo.

Con base en esta idea general, que tenemos sobre este tipo de curvas y el tipo de información que pueden mostrar, es importante mencionar que esta forma de visualizar resultados no es nueva, en [4] este tipo de curva es utilizada, la utilidad que se le ha dado a estas curvas es identificar y diferenciar las tensiones a las que estaría expuesta una zona de un circuito en el caso de ocurrir una falla en un línea; Estas denominadas curvas iso-tensión, definen zonas del circuito en donde se experimentaría una ausencia completa de tensión (zonas relativamente cercanas al lugar de la falla), y zonas en donde se tendrían hundimientos con diferentes magnitudes tensiones (en general, la magnitud del hundimiento será menor a medida que nos acercamos al lugar de la falla). El principio utilizado es realizar una interpolación de los valores de tensión para las zonas en donde no se conoce el valor de la misma.

A manera de ejemplo, la figura 4, muestra un mapa Iso-PST para el nivel de tensión 115kV para toda la ciudad de Bogotá, los colores rojizos muestran zonas de la ciudad con valores altos para el indicador PST, estos valores disminuyen a medida que se convierten en colores amarillos, la figura 5 nos muestra esta misma información pero para las zonas rurales atendidas por el operador de red.

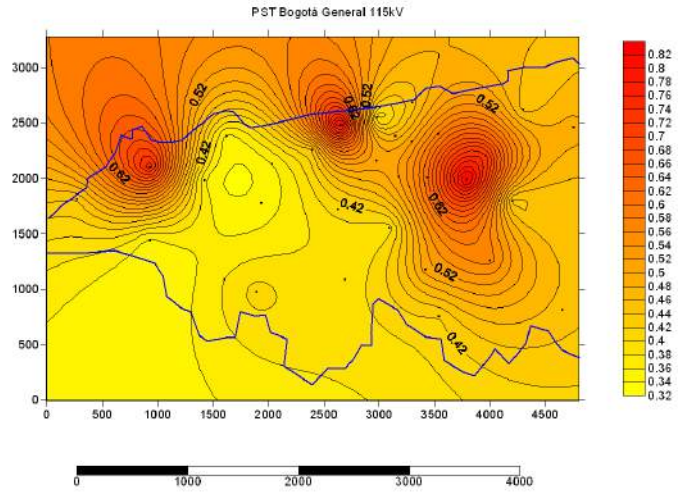


Figura 4. Mapas-Iso-PST para 115kV en Bogotá

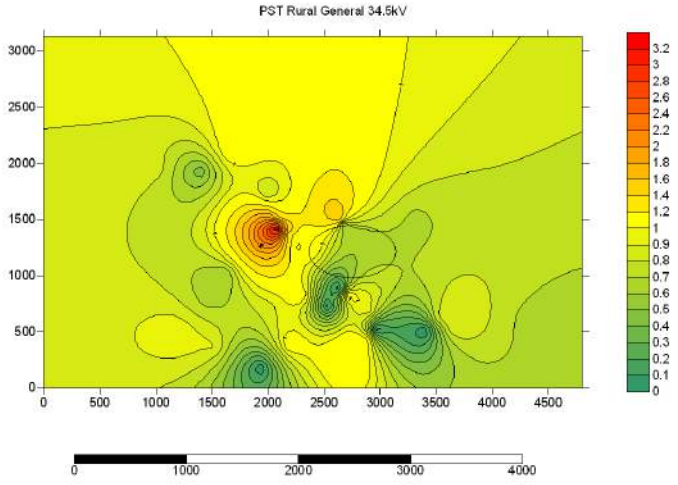


Figura 5. Mapas-Iso-PST para 34.5kV en Cundinamarca

VII. Conclusiones

El proyecto es uno de los proyectos de calidad de potencia más importantes realizados a nivel del país, se logró realizar con el acompañamiento a CODENSA S.A. E.S.P. en la implementación del sistema de calidad de potencia para la capital del país, La Universidad Nacional de Colombia aportó por su parte los conceptos fundamentales y el rigor académico necesario para comprender una actividad de este tipo.

- Aporte a la regulación colombiana mediante conceptos emitidos por la Universidad Nacional de Colombia, por parte del grupo de investigación PAAS-UN a diversas propuestas regulatorias, emitidos por la Comisión Reguladora de Energía y Gas, relacionados con medición y análisis de calidad de potencia.

- Aporte al afianzamiento de las relaciones Universidad-Empresa gracias al acompañamiento en el proceso de implementación y puesta en marcha de un sistema integral de medición de perturbaciones de calidad de potencia al interior de uno de los Operadores de Red más importantes del país.

- Aportes a la normalización nacional, La revisión de las normatividad internacional constituyó la base para comparar los indicadores de calidad de potencia de las subestaciones con los límites establecidos en otros países. Con esto, se obtiene una visión general, acertada, referenciada y en concordancia con conceptos elaborados a nivel internacional sobre las de las condiciones de calidad de potencia en Bogotá; la experiencia y conocimientos adquiridos se plasmaron principalmente en el desarrollo de la Norma Técnica Colombiana sobre Calidad de Potencia: NTC-5001 CALIDAD DE LA POTENCIA ELÉCTRICA. LÍMITES Y METODOLOGÍA DE EVALUACIÓN EN PUNTO DE CONEXIÓN COMÚN, publicada por el ICONTEC en mayo de 2008.

- El desarrollo de metodologías de análisis de calidad de potencia con base en desarrollos para gestión de calidad de otros países de latinoamerica se constituye en un aporte directo a herramientas para la evaluación de condiciones de calidad de potencia en sistemas de distribución con coberturas a nivel de una ciudad, trabajos con un poco o nulo desarrollo según la revisión de publicaciones y trabajos referentes.

- Desarrollo de herramientas de análisis de información, capaces de obtener indicadores de calidad de potencia mes a mes con los cuales se puede identificar y gestionar de una manera rápida y eficiente tendencias de perturbaciones de calidad de potencia a través del tiempo para todas las subestaciones de un operador de red en las que se cuente con la posibilidad de contar mediciones de calidad de potencia.

- Obtención los primeros indicadores generales sobre las condiciones de calidad de potencia de las subestaciones de un Operador de Red, paso inicial para el establecimiento de límites máximos de perturbaciones de calidad de potencia, por parte de la CREG. Situación que seguramente ocurrirá en el corto plazo.

VIII. Agradecimientos

El Grupo de investigación PAAS-UN agradecen muy especialmente a CODENSA S.A E.S.P, COLCIENCIAS y La Universidad Nacional de Colombia por todos los aportes realizados a lo largo de este proyecto de investigación.

Referencias

[1] Resolución CREG 024 de 2005, Comisión de Regulación de Energía y Gas.

[2] Calidad de la Potencia Eléctrica: Monitoreo y Análisis para la estimación de indicadores en Bogotá, Proyecto PQB, Programa de Adquisición y Análisis de Señales PAAS-UN, Informe Final, 2005.

[3] **Delgadillo, A. Buitrago, L. Pavas, A. Urrutia, D.F. Cajamarca, G. Gallego, L. Torres, H.** Impact of the interruptions of long and short duration in the value of the Pst indicator;IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2006.
[4] Understanding Power Quality Problems, Voltage Sags and Interruptions, Math H. J. Bollen IEEE Press Editorial Board, 2000.
[5] Innovación Tecnológica en Gestión Integral de Calidad de Energía, Proyecto SIGCE, Programa de Adquisición y Análisis de Señales PAAS-UN, Informe Parcial 1, octubre 2006.
[6] Innovación Tecnológica en Gestión Integral de Calidad de Energía, Proyecto SIGCE, Programa de Adquisición y Análisis de Señales PAAS-UN, Informe Parcial 2, abril 2007.
[7] Innovación Tecnológica en Gestión Integral de Calidad de Energía, Proyecto SIGCE, Programa de Adquisición y Análisis de Señales PAAS-UN, Informe Parcial 3, octubre 2007.
[8] Innovación Tecnológica en Gestión Integral de Calidad de Energía, Proyecto SIGCE, Programa de Adquisición y Análisis de Señales PAAS-UN, Informe Parcial 4, mayo 2008.

Oscar J. Murillo ing. Oscar J. Murillo nació en Bogota, Colombia en 1981. Finalizó sus estudios de pregrado en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Nacional de Colombia, En este momento se encuentra cursando estudios de maestría en la Universidad Nacional de Colombia, el ing. Murillo es Asistente de investigación del Programa de Investigación sobre Adquisisción y Análsis de Señales PAAS-UN desde 2007. Sus campos de investigación incluyen: Calidad de Energía, Análsis de sistemas de Distribución y Potencia y Aplicaciones de Software.

L. E. Luna ing. Luis Ernesto Luna nació en Neiva, Colombia, en 1984.Finalizó sus estudios de pregrado en la Escuela Colombiana de Ingeniería Julio Garavito, En este momento se encuentra cursando estudios de maestría en la Universidad Nacional de Colombia,el ing. Luna es Asistente de investigación del Programa de Investigación sobre Adquisisción y Análsis de Señales PAAS-UN desde 2007. Sus campos de investigación incluyen: Calidad de Energía, tecnologías en energías renovables y tecnologías en energías renovables conectadas a sistemas de distribución.

Miguel F. Romero ing. Miguel F. Romero nació en Bogota, Colombia en 1982. Finalizó sus estudios de pregrado en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Nacional de Colombia, En este momento se encuentra cursando estudios de maestría en la misma institución, el ing. Romero es Asistente de investigación del Programa de Investigación sobre Adquisición y Análisis de Señales PAAS-UN desde 2004. Sus campos de investigación incluyen: Calidad de Energía, Análisis de sistemas de Potencia y diseño de redes de distribución.

Estrella E. Parra ing. Estrella Parra nació en Bogota, Colombia, el 9 de Octubre de 1954. Ella finalizó sus estudios de prgrado y Maestría en la Universidad Nacional de Colombia, es especialista en Sistemas de Potencia y profesora en la Universidad Nacional de Colombia desde 1980, ha recibido la medalla al Mérito Universitario y en varias ocasiones ha recibido la distinción por profesora excepcional.

Horacio Torres S. ing.Horacio Torres. nació en Bogota, Colombia, Sur América, el 1 de Mayo de 1949. Recibió sus grados de pregrado en 1976 y de maestría en 1982 de la Universidad Nacional de Colombia en Ingeniería Eléctrica y Sistemas de Potencia respectivamente,ha realizado estudios de Doctorado (Wissentschafler Mitarbeiter) en The High Voltage Institute - Technical University of Darmstadt (Germany) (1978-1982), en donde investigó análsis de transitorios en SF6. Comenzó su carrera en Siemmes como Director de Transformadores en 1975. Se Unió a la Universidad Nacional de Colombia en 1978 y actualmente es profesor emértio y Director del Programa de Investigación sobre Adquisisción y Análsis de Señales PAAS-UN. El profesor Torres es miembro y responsable por the Task Force C4.4.04 “Lightning in Tropical Regions ”of the Study Committee C4 of CIGRE (International Council on Large Electric Systems) y miembre IEEE. Ha sido co-autor de más de 60 artículos y 7 libros en el área de Rayos y Calidad de Potencia.

Planificación de Sistemas Eléctricos considerando Criterios Ambientales.

E. Muela. – Grupo de Investigación en calidad de potencia eléctrica – Universidad de La Salle

***Abstract*-- En este documento se analiza el problema de la planificación de la explotación de sistemas eléctricos, considerando impactos ambientales y los temas relacionados con analizar el proceso de decisión a través de un paradigma multicriterio. Se plantea la necesidad de una nueva orientación al problema. Un enfoque que procure una mayor calidad integral del proceso de planificación, en lugar de la búsqueda de una simple solución óptima. Proceso que debe ser consistente con una interpretación más amplia y adecuada del problema ambiental y del concepto de solución en presencia de incertidumbre.**

***Palabras Clave*— Análisis multicriterio, Decisión difusa, Impacto ambiental, Incertidumbre, Sistemas eléctricos.**

I. Nomenclatura

Variables.

Cd_m^n Costo de déficit de la banda horaria *m* en la etapa *n*.

C_{sm}^n Costo de producción de la unidad *s* en la banda horaria *m* en la etapa *n*.

CT Costo económico total de producción.

DNS_m^n Demanda de potencia No Suministrada en la banda horaria *m* en la etapa *n*.

Ek_{sm}^n Emisiones del contaminante *k* de la unidad *s* en la banda horaria *m* en la etapa *n*.

ETk: Cantidad total de emisiones del contaminante *k*.

PH_{hm}^n Potencia de generación de la unidad hidráulica *h* en la banda horaria *m* en la etapa *n*.

PT_{sm}^n Potencia de generación de la unidad térmica *s* en la banda horaria *m* en la etapa *n*.

SP_h^n Vertimiento del embalse *h* en el periodo *n*.

t_m Duración de la banda horaria *m*.

U_{sm}^n Estado de operación de la unidad térmica *s* en la banda horaria *m* en la etapa *n*.

V_h^n Estado de llenado del embalse *h* en la etapa *n*.

W_f Preferencia o ponderación relativa que el centro de decisión asocia a la desviación normalizada existente entre el valor del atributo *f* y su valor ideal f^*.

$\pi_{DEM\,m}^n$ Valor de membresía de la restricción de demanda en la banda horaria *m* en la etapa *n*.

$\pi_{AP\,h}^n$ Valor de membresía de la restricción de ecuación de continuidad del embalse *h* en el periodo *n*.

$\mu_{Re\,m}^n$ Valor de membresía de la restricción de margen de reserva en la banda horaria *m* en la etapa *n*.

Φ Nivel de satisfacción conjunta de la certeza y el nivel de logro difuso de una decisión en un estado determinado de las cosas.

Constantes.

$a1_s$ Coeficiente lineal de la curva entrada-salida de la unidad *s*.

$a2_s$ Coeficiente cuadrático de la curva entrada-salida de la unidad *s*.

AP_{Mh}^n Aportes hidrológicos medios al generador hidráulico *h* en la etapa *n*.

CE_{ks} Coeficiente de emisiones del contaminante *k* de la unidad *s*.

CF_s Costo de combustible de la unidad térmica *s*.

D_{Mm}^n Demanda nominal de potencia en la banda horaria *m* en la etapa *n*.

dAP Desviación del aporte de su valor pronosticado.

$dDem$ Desviación de la demanda de su valor nominal.

dRe Máximo porcentaje de desviación de reserva nominal.

$ETmax_k$ Emisiones totales máximas del contaminante *k*.

N Número de etapas de optimización.

NB Numero de bandas horarias de carga.

NG Número de generadores térmicos del sistema.

NH Número de generadores hidráulicos del sistema.

$PHmax_h$ Potencia máxima de la unidad hidráulica *h*.

$PTmax_s$ Potencia máxima de la unidad térmica *s*.

$PTmin_s$ Potencia mínima de la unidad térmica *s*.

Re_m^n Porcentaje de reserva nominal de potencia en la banda horaria *m* en la etapa *n*.

$Vmax_h$ Capacidad técnica máxima del embalse *h*.

$Vmin_h$ Capacidad técnica mínima del embalse *h*.

Conjuntos.

h Unidades hidráulicas.

m Bandas horarias.

n Etapas de optimización.

s Unidades térmicas.

II. Introducción

El reconocimiento del ser humano sobre los efectos negativos que sus actividades provocan sobre su entorno, lo ha llevado a desarrollar mecanismos que procuren mitigar de alguna forma estos efectos adversos. Los sistemas eléctricos no son ajenos a esta realidad, e incluso se advierte que su contribución es significativa[1]. En este sentido se hace imprescindible el desarrollo de herramientas de decisión adecuadas para enfrentar la problemática ambiental desde la perspectiva de la industria eléctrica. La planificación de la operación de sistemas eléctricos está sujeta a grandes fuentes de incertidumbre relacionadas con variables de tipo: físico,

E. Muela trabaja en la Facultad de Ingeniería de la Universidad de La Sallé en Bogotá, Colombia (e-mail: emuela@unisalle.edu.co).

técnico, económico, etc. Para llevar a cabo este proceso existen algoritmos, procedimientos y técnicas que se consideran adecuadas para su solución. Sin embargo, en el caso que se incluya la variable ambiental a este proceso, es necesario en primer lugar, meditar respecto a las características de esta variable; y luego, examinar la idoneidad de los mecanismos existentes en relación a su capacidad para incluir adecuadamente al medio ambiente como criterio de decisión en los procesos de planificación.

III. Variable Ambiental

El reto que plantea la cuestión ecológica es enorme. Se trata de construir una sociedad capaz de desarrollarse de forma sostenible con respecto a su entorno, lograr reintegrar nuestras sociedades industrializadas en el ecosistema que las sustenta. No parece que un proyecto de tal magnitud pueda abordarse mediante políticas que sólo inciden en la superficie del problema, a través de la introducción de medidas correctivas en el sistema económico [1] y/o nuevas técnicas en los procesos productivos.

En los últimos años las regulaciones de emisiones atmosféricas han llegado a ser más formales con la aplicación de estándares de calidad del aire en Europa y Estados Unidos [2]. Aunque cada una de estas regulaciones busca mejorar la calidad ambiental; los objetivos (en general restricciones) que imponen y que se incluyen en los procesos de decisión no se perciben tan consistentes como se podría pensar, puesto que los modelos utilizados para predecir los niveles de emisiones pueden fallar en modelar adecuadamente la incertidumbre. Por ejemplo, se considera que hoy en día los daños producidos solo pueden definirse como “perceptibles”, sin embargo, la medición de los impactos aun es muy imprecisa e incluso no existe acuerdo en los mecanismos a adoptar. Además, los efectos en su totalidad no se conocerán sino en el futuro.

IV. Enfoque Alternativo

Como consecuencia natural de la complejidad de la variable ambiental se hace necesario utilizar herramientas alternativas que permitan obtener soluciones de mejor calidad, a continuación se justifica su uso.

A. Análisis Multicriterio

Cualquier actividad del ser humano se relaciona con decisiones. La toma de decisiones procura elegir la mejor alternativa de entre las opciones disponibles; como consecuencia, se espera obtener buenos resultados. Por lo general, estas decisiones son influenciadas no por uno, sino por varios criterios, que definen medidas de mérito.

Dentro de los modelos tradicionales de toma de decisiones, resultado de la investigación de operaciones, el carácter multicriterio de los procesos de decisión no ha sido considerado explícitamente, sino indirectamente a través de restricciones o del análisis de sensibilidad.

Como consecuencia de la adopción de una perspectiva multicriterio explícita, es necesario resaltar una característica primordial de este enfoque, esto es la improbabilidad de que se determine una única solución que optimice simultáneamente todos los criterios, ya que por lo general estos son conflictivos. Esta idea se expresa a través del concepto de Optimalidad-Paretiana: “Un conjunto de soluciones es eficiente o Pareto-óptimas, cuando está formado por soluciones factibles, tales que no existe otra solución factible que provea una mejora en un atributo, sin causar un deterioro en al menos otro de los atributos” [3].

B. Análisis de la Incertidumbre

Los procesos de decisión por lo general se basan en perspectivas sobre el futuro. Sin embargo, en un mundo altamente impredecible y con un espectro limitado de expectativas (racionalidad acotada), las presunciones sobre el porvenir frecuentemente acaban siendo erradas afectando enormemente el resultado de las decisiones tomadas.

Actualmente los procesos de planificación utilizan como instrumento principal de estudio los mecanismos de pronóstico, herramienta que se puede entender como la mejor estimación posible sobre las condiciones futuras, donde las expectativas se integran en una función de distribución de probabilidad. Esta definición está íntimamente ligada con el concepto decisión “optima”, situación en la cual un centro de decisión optimiza el valor esperado de un atributo sobre un horizonte de tiempo, por ejemplo maximizar sus beneficios (o minimizar pérdidas). Infortunadamente existen casos en los cuales la incertidumbre es extremadamente relevante y/o irreducible, y por tanto se complica el proceso de pronóstico. Ante situaciones en las cuales no es posible o recomendable tomar decisiones en base a un futuro “probable” se intuye más adecuado considerar situaciones posibles, para ello es necesario estructurar alternativas o evoluciones dinámicas que capturen ingredientes importantes de la incertidumbre sobre el futuro del sistema en estudio.

Este es el caso del manejo ambiental puesto que el interés en el análisis de esta variable está más orientado hacia: obtener información de las posibles consecuencias de las acciones tomadas, resaltar interacciones con otras variables, destacar la influencia de la incertidumbre en las decisiones y conocer el grado de control sobre el sistema. Por ejemplo, un regulador energético puede usar escenarios para proveer información a los usuarios a fin de que ellos piensen sobre lo que pasaría con su utilización, si diferentes expectativas se hicieran realidad. Esto podría permitir el desarrollo de una nueva política reguladora para la obtención de objetivos ambientales en el caso de sistemas centralizados, o un cambio en los mecanismos de mercado en sistemas liberalizados.

C. Toma de Decisiones y Conjuntos Difusos.

Como se expresa en [4], la mayoría de decisiones en el mundo real se toman en ambientes en los cuales: objetivos, restricciones, posibles acciones (soluciones) y sus consecuencias no se conocen con precisión. Para tratar cuantitativamente con la imprecisión usualmente se emplean técnicas y conceptos de teoría de probabilidad. Al hacer esto, implícitamente, se acepta que la imprecisión cualquiera sea su origen puede ser equiparado a la aleatoriedad, suposición que

puede ser discutible[5]. En este contexto, se habla de incertidumbre "fundamental", la cual incluye no sólo aquella proveniente de ignorar las ocurrencias futuras de los resultados sino también, la originada por la ausencia de límites definidos claramente en los valores que puede asumir una variable. Esto sucede porque en ocasiones el planificador no puede medir o expresar en una función explicita todos los factores determinantes de una decisión, a causa de diferentes motivos, por ejemplo: información incompleta, conocimiento insuficiente, ausencia o imprecisión de modelos, o que el costo necesario para adquirir la información no se ve compensado en una mejora sustancial de resultados. En otras ocasiones es necesario recurrir a otra clase de información, a saber: experiencia, intuición, ideología, creencias, entre otros. Opciones que tienen un determinado grado de subjetividad (mas no de arbitrariedad.)

El contexto descrito define un estado de racionalidad acotada, en el cual el planificador más que buscar puntos óptimos, trata de definir condiciones satisfactorias de su sistema. La satisfacción se relaciona con la percepción del planificador sobre el grado con el cual se ha cumplido sus requerimientos. Este concepto permite una visión del problema distinta a la tradicional, ya que abre la posibilidad de relacionar aspectos objetivos y subjetivos del proceso, y determinar un medida alternativa en la calidad de una solución.

La teoría de conjuntos difusos provee un marco natural para modelar relaciones o conceptos imprecisos tales como: mayor, grande, contaminante, económico, satisfactorio o adecuado.

Si *X* es una colección de objetos denotados generalmente por *x*, entonces un conjunto difuso ***A*** en *X* corresponde al conjunto de pares ordenados:

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in X\} \quad (1)$$

Donde $\mu_A(x) \epsilon$ [0,1] representa la función de membresía de *x* en ***A***, y su forma dependerá del concepto que ***A*** define, además de la información objetiva y/o subjetiva que se dispone sobre este concepto. Además, para dos conjuntos difusos A y B:

$$\mu_{A\cup B}(x) = Max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (2)$$

$$\mu_{A\cap B}(x) = Min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (3)$$

Las operaciones de unión e intersección representan a los operadores lógicos "OR" y "AND" respectivamente. Con estas definiciones en [4] se introduce tres conceptos: objetivos difuso, restricción difusa y decisión difusa; y a partir de ellos se explora los procesos de decisión en ambientes difusos.

Sean *X=(x1, x2,..,xm)* un conjunto de *m* alternativas, *O=(o1, o2.....oz)* un conjunto de *z* objetivos, *R=(r1, r2.....rv)* un conjunto de *v* restricciones, y sean μ_{Oi} y μ_{Rj} el grado de membresía de la alternativa *x* en el objetivo *i* y la restricción *j* respectivamente. Entonces, una función ***D*** de decisión difusa, que satisface en cierto grado simultáneamente todos los objetivos y restricciones se muestra a continuación:

$$\mu_D(x) = \mu_O(x) \cap \mu_R(x) \quad (4)$$

Luego, la membresía general de la alternativa *x* está dada por:

$$\mu_D(x) = Min[\mu_{Oi}(x), \mu_{Rj}(x)] \text{ con } i = 1....z \text{ y, } j = 1....v \quad (5)$$

Y la solución optima *x** se puede obtener cumpliendo la siguiente relación:

$$\mu_D(x^*) = \underset{x}{Max}[\mu_D(x)^W] \quad (6)$$

Donde *W* en general representa una estructura de preferencia de los atributos *O* y *R* dentro del proceso de decisión.

D. Modelación de Incertidumbre con Teoría de Posibilidad.

Las entidades posibilistas se obtienen a partir de conjuntos clásicos (lógica binaria), donde la evidencia asociada con la pertenencia o no de un elemento a un conjunto, por lo general, es incompleta o difícil de obtener. Entonces se dice que existe incertidumbre[5]. En [6], Zadeh desarrolla la teoría de la posibilidad en base a la teoría de conjuntos difusos, quien propuso la idea de representar un estado incompleto del conocimiento por medio de un conjunto difuso. Por ejemplo, si sólo se sabe acerca de la cantidad *X* que *"X es grande"*, significa que los valores posibles para *X* son los compatibles con el significado de la etiqueta *"grande"* en el contexto analizado. Tal etiqueta se representa por medio de la función de membresía de un conjunto difuso, así: $\pi_x(u)=\mu_{large}$, donde $\pi_x(u)$ es la distribución de posibilidad que describe los valores más o menos posibles para *X* de acuerdo a lo que se conoce.

Una distribución de posibilidad π sobre un conjunto de situaciones posibles *U* es un mapeo desde *U* a un intervalo [0,1]. Donde el conjunto referencial *U* representa lo que Zadeh llamó "universo de discurso", y que en general es un conjunto del "estados de las cosas", cada estado definido como una descripción ambigua de un grupo de situaciones, a un cierto nivel de granularidad. En este contexto una distribución de posibilidad está vinculada a una variable *x* definida en *U* y denotada por π_x. Tal variable *x* representa el valor único y desconocido que puede tomar uno o varios atributos usados para describir el estado de las cosas. Los valores posibles de *x* son mutuamente excluyentes. Por ejemplo, la variable puede referirse a la demanda de un sistema eléctrico, al nivel de emisiones de una unidad de generación, entre otros.

Una distribución de posibilidad representa un estado de conocimiento, distinguiendo lo que es plausible de lo que es menos plausible, lo que es el curso normal de las cosas de lo que no lo es, lo que es sorpresivo de lo que es esperado. La función π_x representa una restricción flexible sobre el valor de *x* con las siguientes convenciones:

$\pi_x(u) = 0$ Significa que es rechazada por imposible

$\pi_x(u) = 1$ Significa que es totalmente posible (plausible)

Distintos valores pueden simultáneamente tener un grado de posibilidad igual a 1. La flexibilidad en esta descripción se modela fijando $\pi_x(u)$ entre 0 y 1 para algunos valores de *u*. La cantidad $\pi_x(u)$ entonces representa el grado de posibilidad de la asignación *x=u*, con algunos valores de *u* siendo más posibles que otros. A partir de una distribución posibilidad, entendida como una aglomeración del conocimiento sobre una

variable *X*, se puede construir diferentes medidas para caracterizar la incertidumbre acerca de lo que se puede decir sobre la ocurrencia de un evento. Las más utilizadas son las siguientes: las medidas de posibilidad y necesidad, denotadas como: Π y N, respectivamente, las cuales se definen de la siguiente manera[5]:

$$\Pi_K(A) = \sup_{u \in A} \min[\mu_A(u), \pi_x(u)] \quad (7)$$

$$N_K(A) = 1 - \Pi_K(A^c) = \inf_{u \notin A} \max[\mu_A(u), 1 - \pi_x(u)] \quad (8)$$

Donde A^c denota el conjunto complemento de *A*.
Sea π_x la función de membresía de un conjunto difuso *K* (información disponible), entonces la medida de posibilidad cuantifica el grado de intersección o compatibilidad de *A* y *K*; y la medida de necesidad evalúa el grado de inclusión de *K* en *A*, específicamente valora la cantidad en la cual el nivel de conocimiento *K* implica a *A*. La posibilidad de un evento evalúa la ausencia de sorpresa en su ocurrencia, mientras que la necesidad de un evento evalúa el nivel de aceptación o certeza de su ocurrencia. Como se muestra en (8), la medida de necesidad evalúa la imposibilidad de eventos opuestos.

E. Modelo de Optimización Difuso Posibilista

La función objetivo que se plantea en el contexto de restricciones difusas y posibilistas, en base al análisis presentado es la siguiente:

$$\max \Phi = \max_{x \in X} \left\{ \min_{u \in E} \left\{ \max \left(1 - \pi_{\mu}(u) \ , \ \mu_F(x(u)), \mu_G(x(u)) \right) \right\} \right\} \quad (9)$$

Donde Φ representa un compromiso entre: el nivel de satisfacción de una decisión $x \in X$, bajo la suposición de ocurrencia de un evento $u \in E$; y el nivel de plausibilidad de la ocurrencia de este evento; luego se puede interpretar como una medida de coherencia entre: los deseos del centro de decisión y lo que el sistema como tal y la incertidumbre sobre su funcionamiento permite obtener en la realidad. En el modelo planteado se busca definir hasta qué punto, dada la información disponible, el planificador permitirá un incremento en costos con el propósito de satisfacer los requerimientos del sistema ante la ocurrencia de eventos adversos al sistema, por ejemplo, el suceso de una demanda mayor a la pronosticada. Luego, la incertidumbre sobre una variable se convierte en un criterio de decisión, donde la mejor alternativa es aquella que satisface, los criterios y las restricciones flexibles, para la mayor cantidad de eventos posibles como evaluada a través de la medida de necesidad N.

V. Formulación del Problema

Tradicionalmente, un modelo de planificación de sistemas eléctricos de mediano plazo es una herramienta diseñada para calcular: costos de explotación futuros, requerimientos de energía necesaria para cubrir la demanda futura, consumo de combustibles y producciones de las diferentes tecnologías de producción del sistema, entre otros resultados. En este trabajo se incluye a la variable ambiental no sólo como restricción, sino al mismo nivel que el criterio económico, es decir, como objetivo de la planificación. Esta situación implica acudir a un enfoque multicriterio con el fin de tratar de forma adecuada al problema [7]. En primer lugar se introduce la formulación de simple objetivo, y a continuación, la versión multicriterio considerando la incertidumbre de la variable ambiental.

A. Formulación Tradicional

- Función Objetivo. Minimizar costo económico.

$$CT = \sum_{n=1}^{N} \sum_{m=1}^{NB} \sum_{s=1}^{NG} \left\{ \begin{matrix} C_{sm}^{n}(P_{sm}^{n}) \\ + Cd_{m}^{n} * Pd_{m}^{n} \end{matrix} \right\} * t_m \quad (10)$$

Donde: $C_{sm}^{n} = CF_s \left\{ a1_s * P_{sm}^{n} + a2_s * (P_{sm}^{n})^2 \right\}$

- Restricciones del sistema.

Demanda: $$D_m^n = \sum_{s=1}^{NG} U_{sm}^n * P_{sm}^n + \sum_{h=1}^{NH} PH_{hm}^n + DNS_m^n \quad (11)$$

Reserva: $$(D_m^n - DNS_m^n) * (1 + \mathrm{Re}_m^n) \le \sum_{s=1}^{NG} U_{sm}^n * P_{sm}^n + \sum_{h=1}^{NH} PH_{hm}^n \quad (12)$$

- Restricciones de aprovechamiento hidroeléctricos.

Ecuación de continuidad:

$$V_h^{n+1} = V_h^n + AP_h^n - \sum_{m=1}^{NB} PH_{hm}^n * t_m - SP_h^n \quad (13)$$

Límites físicos: $$V\min_h \le V_h^n \le V\max_h \quad (14)$$

En este trabajo los volúmenes *V*, aportes *AP* y vertimientos *SP* se expresan en sus equivalentes energéticos (MWh).

- Restricciones de las unidades térmicas.

$$P\min_s * U_{sm}^n \le P_{sm}^n \le P\max_s * U_{sm}^n \quad (15)$$

- Restricciones Ambientales (en el caso que existan).

$$ET_k = \sum_{n=1}^{N} \sum_{m=1}^{NB} \sum_{s=1}^{NG} \left\{ Ek_{sm}^{n}(P_{sm}^{n}) \right\} * t_m \le ET\max_k \quad (16)$$

Donde: $$Ek_{sm}^{n} = CE_s * \left\{ a1_s * P_{sm}^{n} + a2_s * (P_{sm}^{n})^2 \right\} \quad (17)$$

B. Formulación Multicriterio del Problema

Si se analiza el problema de la planificación de la operación de sistemas eléctricos, este se caracteriza por dos hechos esenciales; primero, se desenvuelve en un ambiente de gran incertidumbre debido a variables como: la evolución temporal de la demanda o de los aportes hidrológicos, o la dificultad de expresar las preferencias sobre los criterios; y segundo, se desarrolla en un contexto de inflexibilidad debido a la suposición de las restricciones como ataduras rígidas que no pueden violarse. En la mayoría de contextos de decisión es más realista, en el caso de la incertidumbre, reconocer la imposibilidad de alcanzar "óptimos" absolutos y menos aun en el caso de enfoques multicriterio; y por el lado de la inflexibilidad aceptar una cierta relajación en el cumplimiento de las restricciones. Esta aceptación y relajación no deben afectar seriamente el marco en el que se define el problema, y pueden permitir mejoras significativas en los resultados alcanzados respecto del paradigma tradicional.

Para resolver este problema se ha elegido la programación compromiso difusa. Esta técnica define soluciones satisfactorias que se encuentran lo más próxima a un punto definido como ideal o referencia (aquel en que todos los atributos alcanzan su valor óptimo f^*). Un buen candidato para tal punto se obtiene al resolver para cada objetivo un problema

monocriterio tradicional con requerimientos nominales de las restricciones. Además, considerando que los criterios no tienen la misma importancia para el centro de decisión se ha optado por utilizar el mecanismo definido en [8] para definir la ponderación de los criterios e incluirlos en la decisión.

1) Definición de funciones de membresía.

- Funciones Objetivo Difusas.

Los objetivos planteados en este trabajo son: minimizar costo económico *CT* y minimizar el niveles de emisiones ET_k, donde $k=\{CO_2,SO_2,NO_X\}$ Para ello se ha seleccionado funciones de membresía de tipo exponencial, así:

$$\mu_f = \begin{cases} 1 & f \le f^{\cdot} \\ e^{-W_f * \left(\frac{f-f^*}{f^*}\right)} & f \ge f^{\cdot} \end{cases} \quad (18)$$

Donde f representa a cada función objetivo y W_f la ponderación correspondiente al objetivo.

Para representar las restricciones se ha escogido números triangulares difusos simétricos.

Sea: $y1_m^n = \sum_{s=1}^{NG} PT_{sm}^n + \sum_{h=1}^{NH} PH_{hm}^n \qquad y2_h^n = \sum_{m=1}^{NB} PH_{hm}^n * t_m$

$$y3 = \sum_{s=1}^{NG} PT\max_s + \sum_{h=1}^{NH} PH\max_h$$

- Restricciones flexibles del sistema.

Margen de reserva difusa $\forall\, m$ y $\forall\, n$:

$$\mu_{\mathrm{Re}}(y1_m^n) = \begin{cases} 1 & \text{si } y3 - y1_m^n \ge \mathrm{Re}^* y1_m^n \\ 1 - \dfrac{\mathrm{Re}^* y1_m^n - y3 + y1_m^n}{d\mathrm{Re} * y1_m^n} & \text{si } (\mathrm{Re} - d\mathrm{R}\,e) * y1_m^n \le y3 - y1_m^n \le \mathrm{Re} * y1_m^n \\ 0 & \text{si } y3 - y1_m^n \le (\mathrm{Re} - d\,\mathrm{Re}) * y1_m^n \end{cases} \quad (19)$$

- Restricciones con incertidumbre del sistema.

Demanda Difusa $\forall\, m$ y $\forall\, n$:

$$\pi_{DEM}(y1_m^n) = \begin{cases} 1 - \dfrac{y1_m^n + DNS_m^n - DM_m^n}{dDem_{UPm}^n} & \text{si } DM_m^n \le y1_m^n \le DM_m^n + dDem_{UPm}^n \\ 1 - \dfrac{-y1_m^n - DNS_m^n + DM_m^n}{dDem_{DWm}^n} & \text{si } DM_m^n - dDem_{DWm}^n \le y1_m^n \le DM_m^n \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (20)$$

Aportes difusos $\forall\, h$ y $\forall\, n$:

$$\pi_{AP}(y2_h^n) = \begin{cases} 1 - \dfrac{V_h^{n+1} - V_h^n + y2_h^n + SP_h^n - APM_h^n}{dAP_{UPh}^n} & \text{si } APM_h^n \le y2_h^n \le APM_h^n + dAP_{UPh}^n \\ 1 - \dfrac{-V_h^{n+1} + V_h^n - y2_h^n - SP_h^n + APM_h^n}{dAP_{DWh}^n} & \text{si } APM_h^n - dAP_{DWh}^n \le y2_h^n \le APM_h^n \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (21)$$

2) Definición de problema de programación difusa.

Planteadas las funciones de membresía de los atributos de decisión, el problema se plantea en base de (5), (6) y (9) como:

$$\max \Phi = \max_{x \in X} \left\{ \min_{u \in E} \left\{ \max\left(1 - \pi_E(u)\ ,\ \mu_{\tilde{D}}(x(u))\right) \right\} \right\} \quad (22)$$

Donde: $\pi_E(u) = \min\left\{ \pi_{DEM}{}_m^n(u), \pi_{AP}{}_m^n(u) \right\}$ (23)

$$\mu_{\tilde{D}}(x(u)) = \min \left\{ \begin{matrix} \mu_{CT}(x(u)), \mu_{ET_{CO_2}}(x(u)), \mu_{ET_{SO_2}}(x(u)), \\ \mu_{ET_{NO_x}}(x(u)), \mu_{\mathrm{Res}}{}_m^n(x(u)) \end{matrix} \right\} \quad (24)$$

Sujeto además a las restricciones no difusas en el problema.

VI. Caso de Estudio

El modelo se aplico al sistema de prueba definido en las Tablas 1 a Tabla 5.

Tabla 1
Demanda Nominal del Sistema.

	Bandas horarias			
	1	2	3	4
Etapas	MW	MW	MW	MW
1	2.000,00	1.700,00	1.300,00	1.200,00
2	2.010,00	1.708,50	1.306,50	1.206,00
3	2.020,05	1.717,04	1.313,03	1.212,03
4	2.030,15	1.725,63	1.319,60	1.218,09
5	2.040,30	1.734,26	1.326,20	1.224,18
6	2.050,50	1.742,93	1.332,83	1.230,30
7	2.060,76	1.751,64	1.339,49	1.236,45
8	2.071,06	1.760,40	1.346,19	1.242,64
9	2.081,41	1.769,20	1.352,92	1.248,85
10	2.091,82	1.778,05	1.359,68	1.255,09
11	2.102,28	1.786,94	1.366,48	1.261,37
12	2.112,79	1.795,87	1.373,31	1.267,67

Tabla 2
Características Unidades Hidráulicas.

Embalse	*PHmax*	*Vmax*	*Vmin*	*Vinicial*	*Vfinal*
h	*MW*	*MWh*	*MWh*	*MWh*	*MWh*
1	1.000	1.000.000	100.000	500.000	500.000
2	250	100.000	0	50.000	50.000
3	200	100.000	0	80.000	80.000

Tabla 3
Características de unidades térmicas

Ids	Caracteristica	Capacidad PTmax (MW)	Curva de entrada salida (GJ/MW)		Costo de combustible ($/GJ) CFs	Coeficientes de emisiones (kg/GJ)		
			Factor a1,s	*Factor a2,s*		CE_{CO2}	CE_{SO2}	CE_{NOx}
1	Carbon 2,37%S	300	10,53430	0,000064	1,42	91,13	1,375	0,166
2	Carbon 1,83%	300	10,53430	0,000064	1,42	91,13	1,214	0,352
3	Carbon 0,82%S	200	10,53430	0,000064	1,71	70	0,543	0,062
4	Vapor Oil 1,5%S	150	10,18870	0,000797	2,56	70	0,671	0,259
5	Vapor Oil 1,3%S	150	10,18870	0,000797	2,56	70	0,588	0,116
6	Vapor Oil 1,0%S	150	10,18870	0,000797	2,65	70	0,447	0,116
7	Vapor Oil 0,75%S	100	10,18870	0,000797	2,89	70	0,331	0,079
8	Vapor Oil 0,7%S	100	10,18870	0,000797	2,89	70	0,315	0,116
9	Vapor Oil 0,3%S	100	10,18870	0,000797	2,98	70	0,133	0,124
10	Gas	100	8,54642	0,000996	2,61	48,46	0	0,111
11	Gas	100	8,54642	0,004014	2,61	48,46	0	0,111

Tabla 4

PONDERACIONES DE LOS CRITERIOS

Criterio/Atributo	*Económico*	*Ambiental*		
		CO2	*SO2*	*NOx*
Ponderacion	W_{CT}	W_{CO2}	W_{SO2}	W_{NOx}
	6	*1*	*1*	*1*

TABLA 5
APORTES HIDROLÓGICOS

	Aportes		
	Embalses *h*		
	1	2	3
Etapas	MWh	MWh	MWh
1	397.100	18.911	28.241
2	403.662	16.550	26.477
3	160.396	7.996	11.164
4	220.767	14.641	43.203
5	184.488	9.326	28.639
6	338.697	16.430	16.935
7	289.013	12.130	14.451
8	515.405	27.258	10.250
9	928.066	61.739	20.643
10	428.785	16.132	5.502
11	382.194	16.448	3.300
12	675.051	43.350	26.814
Total	4,92E+06	2,61E+05	2,36E+05

En la Tabla 6 se muestran los resultados de las optimizaciones monocriterio sin restricciones ambientales, con el objeto de definir los valores de referencia para el estudio.

TABLA 6
OPTIMIZACIONES MONOCRITERIO

		Resultados de los atributos			
		Económico CT	*Emisiones CO 2*	*Emisiones SO 2*	*Emisiones NO x*
		U$S x 10 6	*Toneladas x 10 3 /año*	*Toneladas x 10 3 /año*	*Toneladas x 10 3 /año*
Tipo de Atributo a Optimizar	*Económico*	143	6305,90	71,16	15,26
	CO 2	190,25	5566,20	42,76	12,28
	SO 2	186,14	5584,70	39,53	10,37
	NO x	180,90	5591,90	42,54	10,17

En la Tabla 7 se muestran los resultados de la optimización tradicional determinista en la cual los objetivos ambientales se plantean como restricciones.

TABLA 7
OPTIMIZACIONES CON RESTRICCIONES AMBIENTALES

Atributos			
Económico	*CO2*	*SO2*	*NOx*
U$S x 10 6	*Toneladas x 10 3 /año*	*Toneladas x 10 3 /año*	*Toneladas x 10 3 /año*
188,08	6000	50	12

El modelo multicriterio que se propone, cuyos resultados se muestran en la Tabla 8, se puede interpretar de la siguiente manera: Considerando una actitud pesimista en la ocurrencia de los valores de las variables inciertas, los valores máximos que tales variables pueden tomar (ocurrir) corresponden a un valor de membresía de (1-0.7) por sobre el valor de máxima ocurrencia (pronosticado). Para tal estado de las variables (estado del mundo) es posible garantizar con un nivel de certeza N=0,7 que el nivel de satisfacción, del atributo menos satisfecho, será por lo menos de 0,7. Más allá de este grado de certeza no es posible garantizar tales niveles de logro.

Adicionalmente, se debe resaltar que el modelo propuesto no se restringe a los 3 atributos ambiéntales definidos. En la medida que sea posible desarrollar una estructura de preferencias de atributos adicionales, que permita determinar sus ponderaciones, será posible su inclusión en el modelo propuesto. Esta situación destaca una característica del modelo, y es el tratamiento de varios contaminantes al tiempo, a diferencia de otras propuestas que trabajan atributos ambientales individualmente y por tanto no consideran las posibles interacciones entre ellos. Por ejemplo, el deseo de reducir un determinado contamínate podría potenciar otro.

TABLA 8
OPTIMIZACIONES MULTICRITERIO

		Atributos			
		Económico	*CO_2*	*SO_2*	*NO_x*
		U$S x 10 6	*Toneladas x 10 3 /año*	*Toneladas x 10 3 /año*	*Toneladas x 10 3 /año*
Medida de Necesidad (Nivel de certeza N=0.7)	*Punto ideal*	*143,00*	*5566,20*	*39,53*	*10,17*
	Resultados Optimización Multicriterio	*169,43*	*6225,10*	*62,58*	*14,44*
	Grado de satisfacción μ	*0,747*	*0,700*	*0,747*	*0,714*
	Parametro auxiliar ρ	*0,527*	*9,059*	*1,505*	*2,408*

VII. CONCLUSIONES

Este trabajo presenta un enfoque alternativo para la planificación de la explotación de sistemas eléctricos de considerando impactos ambientales. Se describe la complejidad y los retos derivados de incluir la variable ambiental en el proceso. Se plantea un modelo de programación multicriterio. De esta manera se proveerá al planificador de mejor información que permitirá detectar oportunidades de decisión o tendencias futuras. Esta información adicional fortalecerá el desarrollo de políticas ambiéntales, e incluso con mecanismos adecuados se podrá proponer señales ambientales para los procedimientos de corto plazo, de tal forma de coordinar adecuadamente los objetivos de largo y mediano plazo con la ejecución en el corto plazo.

VIII. REFERENCIAS

[1] Soderholm P., Sundquist T. “Pricing Environmental Externalities in the Power Sector: Ethical limits and Implications for Social Choice.” Ecological Economics 46 (2003) 333-350.

[2] U.S. Environmental Protection Agency http://www.epa.gov/.

[3] Romero C. “Teoría de la Decisión Multicriterio: Conceptos, Técnicas y Aplicaciones”, Alianza Universidad Textos, Madrid, 1993.

[4] Bellmann R. and Zadeh L. A. “Decision making in fuzzy environment” Manage. Sci., vol. 17, no. 4, pp. 141–164, 1970.

[5] Dubois, D. and Prade, H. Fundamentals of Fuzzy Sets. (Eds.), 2000. The Handbooks of Fuzzy Sets Series. Kluwer Academic Publishers, Boston.

[6] Zadeh. L.A. “Fuzzy Sets as a Basis for a Theory of Possibility”. Fuzzy Sets and Systems, vol. 1, pp. 3-28, 1978.

[7] Greening L.A., Bernow S. “Designed of coordinated energy and environmental policies: use of multi-criteria decision-making.” Energy Policy 32 (2004) 721-735.

[8] Mikhailov, L. (2003). "Deriving priorities from fuzzy pairwise comparision judgements." Fuzzy Sets and Systems 134(3): 365-385.

IX. Biografía

Edgar Rubén Muela Velasco. Nació en Quito, Ecuador en 1974. Ingeniero eléctrico egresado de la Escuela Politécnica Nacional. El obtuvo su doctorado en Ingeniería Eléctrica de la Universidad Nacional de San Juan, Argentina en 2006. Su campo de investigación es la planificación y optimización de sistemas eléctricos de potencia con énfasis en aspectos ambientales y la modelación de incertidumbre. Actualmente trabaja en la Universidad de La Sallé en Bogotá Colombia.

EVALUACIÓN DE UNA PROPUESTA REMUNERATIVA PARA EL SERVICIO DE ARRANQUE AUTONOMO EN EL SIN MEDIANTE DINÁMICA DE SISTEMAS

S. X. Carvajal-Quintero, Student Member, IEEE, S. Arango, and J. Serrano Luna.

***Resumen*— Este artículo presenta una propuesta para remunerar las plantas que estén disponibles para prestar el servicio de restablecimiento del sistema eléctrico colombiano. Primero se hace una conceptualización teórica donde se explican aspectos técnicos del servicio de restablecimiento, luego se presenta la propuesta técnica y económica para la prestación del servicio de "Black Start" o arranque autónomo en el SIN. Dicha propuesta es simulada mediante la utilización de dinámica de sistemas.**

Palabras Claves— Dinámica de sistemas, Restablecimiento del sistema de potencia, Servicios complementarios.

I. INTRODUCCIÓN

EN abril de 2007, Colombia sufrió una desconexión total del sistema, la cual ocasionó un apagón en el 95% del territorio nacional. Este corte fortuito duro alrededor de cuatro horas, presentándose cortes el suministro de agua potable en regiones que utilizan bombeo, caos vehicular y pánico generalizado por asociar el evento a actos terroristas, pérdidas económicas a los usuarios industriales, los cuales trabajan a altas tensiones sin posibilidades de fuentes sustitutas. La Superintendencia de Servicios Públicos Domiciliarios (Sspd) ratificó la multa por $923 millones a Interconexión Eléctrica S.A. [1], debido a que la causa de la desconexión fue un error de procedimiento en un mantenimiento de una subestación a cargo de la empresa.

La desconexión de un sistema eléctrico de potencia no es un fenómeno exclusivo de países en desarrollo [2],[3], entre los años 2003 y 2007 países como Italia, Suiza, Estados Unidos y Londres, sufrieron cortes de energía fortuitos que ocasionaron pérdidas millonarias tanto para los usuarios como para las empresas por concepto de demandas.

S. X. Carvajal Quintero, Docente Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación. Universidad Nacional de Colombia- sede Manizales (e-mail: sxcarvajalq@unal.edu.co)
S. Arango Aramburo, Docente Escuela de Sistemas. Universidad Nacional de Colombia- sede Medellín (e-mail: saarango@unalmed.edu.co)
J. Serrano Luna, Expertos en Mercado (XM) – Centro Nacional de Despacho (CND) (e-mail: jserranol@xm.com)

El servicio de arranque autónomo o "Black Start" es un servicio que contribuye a la seguridad de los sistemas interconectados de potencia [3], dándole la posibilidad de recuperarse con la mayor rapidez y eficiencia posible, después de una falla generalizada y severa. Las plantas de generación con autoarranque cuentan con un sistema de respaldo independiente del sistema de alimentación de la red que les permite abrir los sistemas de lubricación y distribución de las turbinas, de esta manera poder el grupo nuevamente acoplarse y así generar de manera estable.

Este servicio debe ser considerando cuando se tiene un esquema de mercados en los sistemas eléctricos, de manera que se permitan garantizar una adecuada planificación y expansión de la red. Sin embargo, este servicio en Colombia a la fecha no está reglamentado por la CREG, los agentes generadores no reciben ninguna remuneración por prestar el servicio de "Black Start" [4]. Este aspecto crea incertidumbre en procesos de restablecimiento, puesto que el operador del sistema aunque sabe que plantas tienen dispositivos de autoarranque, no puede verificar si estos equipos funcionan correctamente y tampoco puede exigirle a los generadores que se mantengan disponibles. En este artículo se evalúa una propuesta para la remuneración del servicio autónomo en el SIN, para lo cual se utiliza el modelamiento por medio de dinámica de sistemas. Los resultados muestran que la duración de los contratos bilaterales es determinante para asegurar la participación de los agentes generadores en un horizonte de tiempo de 20 años.

El artículo está organizado como sigue: en la sección II se presenta una revisión bibliográfica de aspectos técnicos del servicio de restablecimiento. En la sección III se describe el esquema remunerativo para el servicio de "Black Start" propuesto. En la sección IV se muestra el modelo propuesta utilizando Dinámica de Sistemas con sus simulaciones. Finalmente en la sección V se presentan las conclusiones del trabajo.

II. RESTABLECIMIENTO DE LOS SISTEMAS DE POTENCIA

Un sistema de potencia debe estar preparado para que en el evento de una salida de una porción importante del sistema, se pueda restablecer la operación normal lo más pronto posible

[5],[6]. Esta habilidad del sistema se conoce con el nombre de capacidad de restablecimiento. El sistema de restablecimiento requiere cuatro recursos principales: primero las unidades con arranque autónomo las cuales cuentan con un equipo que inicie el movimiento (primotor) y con un sistema de alimentación de la excitación independiente de la red [7],[8],[9]. Segundo, las plantas generadoras sin capacidad de arranque autónomo, la cuales deben ser desconectadas durante el colapso para evitar daños térmicos y mecánicos, por lo que el arranque depende de la óptima sincronización con las plantas "Black Start" [10]. El tercer recurso son los equipos de control y telecomunicaciones exclusivos de este servicio, pues es fundamental que exista comunicación de respaldo entre el operador del sistema y el personal de campo, con el fin de reestructurar el sistema interconectado después de un apagón. Cuarto y último, guías de restablecimiento, para que el operador, cuente con una herramienta que le permita un procedimiento de restablecimiento seguro, estable y ágil, además como existen numerosas causas que ocasionan la falla del sistema [10],[11] tales como: sobretensiones, desbalances de tensión y/o frecuencia, el plan debe poder adaptarse para mantener el sistema equilibrado independiente de la naturaleza del colapso. Para que estos recursos se mantengan en óptimas condiciones técnicas, el servicio de arranque autónomo debe estar reglamentado y remunerado apropiadamente. A continuación se describe una propuesta para esta reglamentación.

III. PROPUESTA REMUNERATIVA PARA EL SERVICIO DE "BLACK START" EN EL SIN

Para poder reglamentar el servicio complementario de "Black Start" es necesario tener en cuenta tantos los aspectos comerciales como los técnicos, con el fin de garantizar la recuperación rápida segura y confiable del sistema de potencia después de un apagón parcial o total.

3.1 Restricciones técnicas

En el Código de redes (CREG 025/95) y en estudios realizados por el Consejo Nacional de Operación (CNO), se identificaron las siguientes restricciones técnicas que deben cumplir las plantas que deseen prestar el servicio de "Black Start" en el sistema colombiano:

- Ser capaz de operar en condiciones de red aislada dentro de los 30 minutos siguientes a la instrucción impartida por el operador.
- Tener la disponibilidad de arrancar, de ser necesario, por lo menos 3 veces en menos de 24 horas.
- Contar con reserva de combustible para operar por lo menos 24 horas continuas [12].
- Mantener la frecuencia dentro de los rangos prescritos (59,8 a 60,2 Hz) y controlar la tensión a través del manejo de potencia reactiva [12].

Debido a que no existe una legislación sobre la manera de remunerar el servicio de "Black Start" en el SIN, el operador del sistema desconoce la confiabilidad de las plantas que declaran tener este servicio.

3.2 Ofertas para prestar el servicio de "Black Start"

El servicio de "Black Start" es remunerado en el ámbito internacional teniendo en cuenta además de los gastos incurridos por la prestación del servicio, la disponibilidad de las plantas con "Black Start". En Colombia se propone de igual forma, remunerar también la disponibilidad, puesto que este servicio no es utilizado periódicamente y por lo tanto se presentarían señales de poca inversión en adquisición y mejoras de equipos con arranque autónomo.

A continuación se explican los elementos que los agentes generadores deben considerar para poder cuantificar el precio de prestar el servicio de "Black Start".

3.2.1 Gastos por depreciación de los equipos involucrados

Entre los tipos de generación auxiliar más utilizados se encuentran:

- Máquinas diesel de velocidad media.
- Pequeñas turbinas de gas de ciclo abierto.
- Generadores auxiliares dotados con imanes permanentes.
- Pequeñas centrales hidroeléctricas que se pueden asociar a plantas grandes por su cercanía [7].

Los años de vida útil de los equipos auxiliares están en el orden de los 20 años.

3.2.2 Gastos de administración, operación y mantenimiento (AOM)

Una forma de normalizar el AOM es estimarlo como un porcentaje de la inversión, dicho porcentaje no debe superar el 5% debido a la baja utilización esperada.

No se deben incluir los gastos cuando se requiera el sistema de arranque autónomo puesto que son despreciables, debido a que este servicio se requiere muy pocas veces, estadísticamente se dice que un apagón que conlleve a la utilización de "Black Start" en el país, ocurre cada 10 años[15].

3.2.3. Tasa interna de retorno (TIR)

En todos los criterios de decisión, se utiliza alguna clase de comparación con el fin de poder escoger entre varios proyectos de inversión la que garantice mejor rendimiento neto anual por cada peso invertido [14].

En la Resolución CREG 013 de 2002, se describe los parámetros, metodología de cálculo y ajuste de la TIR, sugiriendo un valor del 16.06%.

La propuesta para el caso colombiano es que con base en las condiciones técnico-económicas expuestas anteriormente, el administrador del sistema defina el valor adecuado para la implementación del servicio en cada área de análisis y el operador del sistema identifique los agentes generadores a los cuales se les adjudicaría los contratos.

Para optimizar la evaluación de las ofertas, el operador del sistema deberá realizar además un estudio por área operativa que determine la porción del sistema que cada planta "Black

Start" puede ayudar a restablecer. Esta información es muy importante, puesto que aumenta la confiabilidad al remunerar las plantas que por localización y/o características propias aseguran más estabilidad en caso de un colapso.

3.3 Determinación del monto del contrato

La metodología propuesta, está basada en la utilización de contratos bilaterales por cada área operativa. Experiencias internacionales han mostrado que los contratos bilaterales eran la estructura de mercado que mejor se adaptaba a las características del servicio de "Black Start"[8],[13]. Dada la poca frecuencia que se usa este servicio, la necesidad de invertir en equipos especiales con mantenimiento permanente y debido a que por área operativa sólo se necesita una cantidad determinada de MW para restablecer el sistema, no es económicamente eficiente pagarle a todas las plantas que acrediten tener "Black Start". El monto del contrato será calculado por el administrador del sistema y será repartido entre el número de agentes generadores a los cuales se les adjudicó el contrato por área operativa.

Para determinar este valor se deberá realizar un estudio de las características específicas de cada área operativa, entre las cuales se encuentran:

- Cantidad de demanda existente, porcentaje de tipo residencial, comercial e industrial, así como el crecimiento anual de la misma.
- Tipo de generación predominante entre las plantas con "Black Start", con el fin de poder valorar la potencia de los servicios auxiliares.
- Costos fijos incurridos por los agentes generadores que deseen prestar el servicio de arranque autónomo.

En resumen, el monto del contrato puede ser estimado como se muestra en la ecuación (1):

$$MONTO_{it}(\$) = \left[(DISBST_{it} * PDISBS_{it}) + (CBST_{it}) \right] * (1 + Fm) \quad (1)$$

Donde:

$DISBST_{it}(MW) =$ Disponibilidad de "Black Start" requerida por el área operativa, en el periodo contratado t.

$PDISBS_{it}(\$/MW) =$ Precio al que se pagará la disponibilidad en "Black Start" en el área operativa i, en el periodo contratado t.

$CBST_{it}(\$) =$ Costos incurridos por los agentes generadores por estar disponibles para poder prestar el servicio de "Black Start" en

$Fm =$ Factor relacionado con la porción del sistema que cada planta con arranque autónomo puede ayudar a restablecer, este factor deberá ser evaluado por el operador del sistema.

3.3.1 Energía suministrada en caso de colapso

El contrato bilateral sólo tiene en cuenta la remuneración por disponibilidad en "Black Start", en caso de que ocurra un colapso, la energía suministrada será pagada al precio de reconciliación. La ecuación 2 muestra la manera de calcular dicho precio:

$$PR(\$/MWh) = Máx\left[PBolsa, POferta\right] \quad (2)$$

Donde:

$PR(\$/MWh) =$ Precio de reconciliación aplicado a la unidad generadora que suministró energía en momentos de colapso.

$PBolsa(\$/MWh) =$ Precio de la bolsa establecido por el MEM en condiciones de operación normal del SIN.

$Poferta(\$/MWh) =$ Último precio de oferta entregado por el agente generador al mercado mayorista de electricidad.

3.3.2 Penalizaciones

Se propone un sistema de penalizaciones para incumplimientos. Los agentes generadores a los cuales se les adjudicó el contrato deberán estar expuestos a que el operador del sistema realice pruebas periódicas, donde se confirme el buen funcionamiento de las plantas "Black Start". Si se encuentra alguna anomalía, el agente generador no podrá recibir ningún pago hasta que por medio de otra prueba se verifique su condición actual, además deberá ser multado dependiendo de la gravedad de la falla.

IV. MODELAMIENTO DE LA PROPUESTA REMUNERATIVA UTILIZANDO DINÁMICA DE SISTEMAS

Los sistemas de energía eléctrica han sufrido una gran reestructuración, debido a que desde finales de los años 80s se cuestionó la eficiencia de los monopolios estatales por lo que se pasa de una integración vertical donde el Estado era el único propietario a un sistema multiagentes, donde se permite la competencia en generación, comercialización y expansión de la red de transmisión [15]. Las relaciones entre los agentes de la cadena de suministro, el operador del sistema y el regulador se encuentran afectadas por condiciones de alta incertidumbre (política, cambios climáticos, perfiles de consumo, precios, entre otras) [16].

La Dinámica de Sistemas (DS), es una técnica de simulación que permite el estudio y manejo de sistemas complejos, una de sus características principales es el estudio de la retroalimentación continua entre las partes que conforman un sistema [17]. Algunas de las aplicaciones mas importantes de DS en mercados eléctricos incluyen los trabajos incluyen los trabajo de Bunn y Larsen (1992) y de Bunn et al (1997) que analizan el caso ingles; Ford (1999) que analiza la potencialidad de ciclos de sub y sobre instalación de capacidad de generación en California; y Dyner, Lopez y Arango (2003) que muestran análisis de regulación, aprendizaje y estrategia en Colombia.

El proceso de modelado utilizando DS, se compone de un modelo mental o diagrama causal, el cual se forma a través de relaciones causa-efecto que permite explicar la raíz del problema y las posibles hipótesis dinámicas de solución, luego este modelo debe ser adaptado a un lenguaje formal propio de la herramienta computacional y por último se realiza el análisis de las simulaciones y se somete a varios criterios de aceptabilidad [17].

4.1 Diagrama causal del mercado del servicio complementario de "Black Start"

El diagrama causal de esta investigación cuenta con una serie de componentes que le permite estudiar el comportamiento de los agentes generadores ante un esquema remunerativo del servicio de "Black Start", teniendo como base las características expuestas en la sección IV de este artículo.

Los agentes generadores estarían dispuestos a ofrecer al SIN el servicio de autoarranque si la relación monto y duración del contrato favorece sus ingresos. El tiempo del contrato es fundamental para evitar poder de mercado, puesto que si la duración del contrato es excesiva se formaría un monopolio.

En el caso del monto del contrato, entre mas alto se daría una mayor participación en el mercado, pero el usuario final tendría que pagar precios excesivos por el servicio de arranque autónomo, sin embargo, es importante garantizar unas condiciones aceptables que hagan atractivo el negocio de prestar el servicio de "Black Start" en el SIN, de esta forma se asegura que para un nuevo periodo de contratación tanto los agentes prestadores del servicio como nuevos agentes mantengan su interés en conservar sus equipos auxiliares en óptimas condiciones y así mantener la necesidad de arranque autónomo cubierta. La Figura 1 muestra el diagrama causal completo.

4.2 FORMALIZACIÓN DEL PROBLEMA

Una vez construido el diagrama causal del sistema bajo estudio se procede a la formalización del modelo [17]. En esta fase de estudio, se utilizan las ecuaciones descritas en la sección IV, ecuaciones que servirán para analizar con ayuda de un software especializado el comportamiento del modelo, ante las condiciones previstas del esquema remunerativo, en este caso se utilizó el software llamado Powersim ®.

La determinación del contrato como se explicó en la sección IV, dependerá de las condiciones específicas de cada área operativa. En este caso, para hacer las simulaciones se escogió la Zona Caribe, debido a que está zona, en el evento del "Black Out" del 2007, fue la zona que necesito mas tiempo para ser restablecida por parte del operador del sistema [2], entre las posibles razones están, la poca generación de reserva con respecto al porcentaje de demanda de la zona y la escasez de plantas de generación con arranque autónomo.

Este modelo se construyó con base en las características técnicas propias del sistema de potencia colombiano y como en Colombia no se remunera el servicio de arranque autónomo, se utilizó estructuras de mercados secundarios de países como Australia [8], Estados Unidos [13], Reino Unido [5], los cuales hace varios años remuneran el servicio de "Black Start". A continuación se explica cada módulo en que fue divido, para su mejor comprensión el modelo formal.

4.2.1 Módulo del tiempo del contrato

Para modelar el tiempo del contrato, se consideraron varios aspectos fundamentales, como son: la competencia, la cantidad necesaria de arranque autónomo en la Zona, el tiempo de ajuste utilizado por el administrador del sistema, el tiempo mínimo y el tiempo máximo de contratación.

4.2.2 Módulo monto del contrato

En el caso del monto del contrato, primero se encuentra un valor estimado que cumpla con unas expectativas mínimas por parte de los agentes generadores y luego se analiza el comportamiento de esta variable frente a cambios en la competencia y en la duración del contrato.

Los parámetros utilizados para encontrar el monto del valor del contrato bilateral inicial fueron los costos de los equipos adicionales para prestar el servicio y el precio por disponibilidad.

En el primero, se utilizó el costo promedio de la adquisición y puesta en marcha de una planta diesel, con una capacidad igual a la necesidad de arranque autónomo teniendo en cuenta un colapso total del área operativa y el consumo de los equipos auxiliares según el tipo de planta predominante en la Zona, en este caso son plantas térmicas de ciclo simple de gas natural y de combustibles líquidos. Al valor neto, se le agregó los gastos por depreciación de equipos, por administración, operación y mantenimiento y la TIR.

En el caso del precio de disponibilidad se tuvo en cuenta el porcentaje de la demanda industrial del área operativa y la existencia de interconexiones internacionales.

4.2.3 Módulo del número de agentes generadores que quieren prestar el servicio de "Black Start"

El número de agentes dependerá de las políticas que adopte el administrador del sistema hacia la regulación de la remuneración del servicio complementario de "Black Start". Existirán agentes que según el monto del contrato en un primer periodo de contratación, no les interese participar, sin embargo si este comportamiento se generaliza para varios agentes y por lo tanto no se alcanza a suplir la necesidad básica de arranque autónomo del área operativa, el administrador del sistema deberá aumentar el monto del contrato para que con el nuevo precio aumente la oferta. También puede ocurrir que el tiempo de contrato debido a lo extenso lo que desmotive a nuevos agentes a presentarse en un nuevo periodo de contratación, puesto que le implicaría costos de mantenimiento durante todo ese tiempo sin ninguna remuneración.

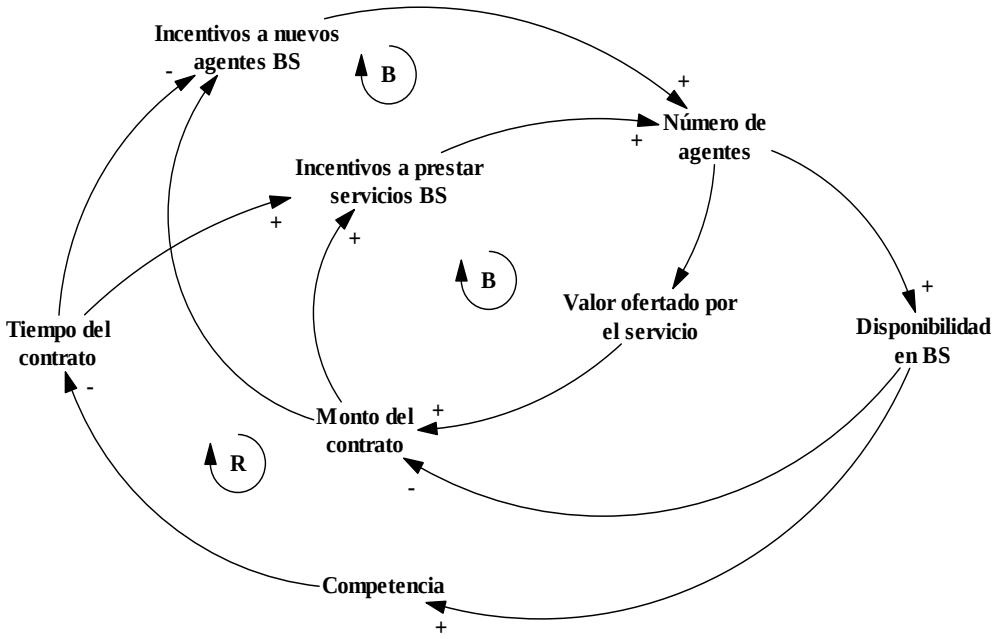


Fig. 1. Diagrama causal del modelo para la remuneración del servicio complementario de "Black Start"

4.3 EVALUACIÓN DEL ESQUEMA POR MEDIO DEL MODELO DE DS

Se utilizó una serie de escenarios que permitieron evaluar el impacto de remunerar el servicio de "Black Start" utilizando como horizonte de tiempo 20 años, debido a que la duración de los contratos bilaterales propuesta inicialmente era de 4 años, por lo que con este horizonte de tiempo se puede observar el comportamiento del modelo en 5 periodos de contratación. A continuación se analizan los resultados más relevantes observados en las simulaciones.

4.3.1 Tiempo del contrato

En la Figura 2 se puede observar el comportamiento del tiempo del contrato utilizando primero una duración de 6 años, tiempo que corresponde a la máxima duración de los contratos firmados en el MEM y luego una duración de un año debido a que es el tiempo mínimo utilizado en las negociaciones de remuneración en el ámbito internacional en los servicios complementarios.

La respuesta del modelo es estabilizarse aproximadamente en 4,5 años, lo que significa que la percepción del estudio teórico donde se proponía una duración de 4 años, debido a las exigencias y requerimientos que el operador del sistema colombiano exigiría para prestar el servicio, estaba muy cerca del valor arrojado por el comportamiento del modelo.

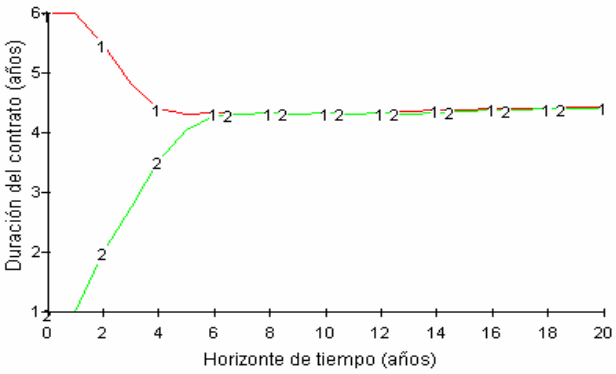


Fig. 2. Comportamiento del tiempo de contrato.

4.3.2 Discrepancia

La discrepancia es una variable que relaciona la necesidad de arranque autónomo del área operativa en estudio y la disponibilidad de "Black Start" que se tiene debido al comportamiento del sistema remunerativo dinámico, por lo tanto el valor deseado sería cero para poder garantizar que en cualquier tipo de escenario la Zona Caribe puede ser restablecida exitosamente.

En la Figura 3 se muestra como el comportamiento de la discrepancia varia sustancialmente según la duración del contrato. En el primer caso, la duración del contrato es de cuatro años mostrando que en el segundo periodo de contratación, la necesidad de arranque autónomo se podría suplir, luego se analiza si el contrato tuviera una duración de seis años y la discrepancia se mantiene en aproximadamente

50 MW, lo que demuestra que el sistema tendría un déficit de generación con arranque autónomo de alrededor del 30 % y en el último caso estudiado es el tiempo del contrato igual a un año, en este caso los agentes se comportan apáticos a tener que cumplir con pruebas y mantenimiento de equipos especializados para tener que participar tan rápidamente en otro proceso de licitación.

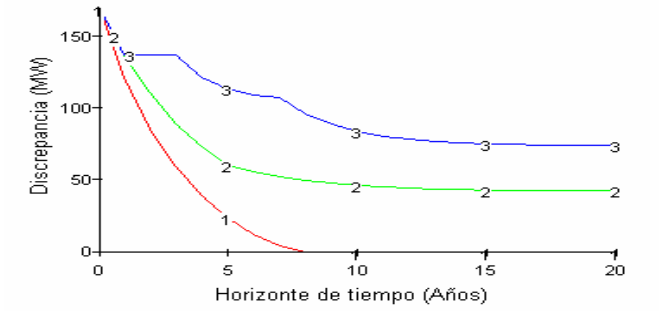


Figura 3 Comportamiento de la discrepancia en tres tiempos de contratación diferentes

V. CONCLUSIONES

El producto de este trabajo es la realización de una propuesta remunerativa del servicio complementario de arranque autónomo en el SIN, basándose en las condiciones técnicas del sistema de potencia colombiano y en esquemas de remuneración internacional. Esta propuesta fue simulada utilizando DS con el fin de poder analizar el comportamiento dinámico del sistema a largo plazo.

El tiempo de duración de los contratos bilaterales propuesto fue de 4 años, cuando se realizó las simulaciones del tiempo del contrato teniendo como base el valor máximo el cual corresponde a la máxima duración de los contratos firmados en el MEM y el valor mínimo utilizado en las negociaciones en el ámbito internacional, el modelo se estabiliza de igual manera para los dos casos en un valor de 4.5 años.

La diferencia entre la necesidad de "Black Start" y la disponibilidad del recurso, con un tiempo de contratación de 6 años, disminuye hasta 50 MW en el primer periodo de contratación, manteniéndose estable en 20 años. Esto crea un monopolio y no se aumenta la disponibilidad del servicio. Cuando se disminuye a un año se tiene un sistema inestable y con un mayor grado de discrepancia. Con una duración de 4 años, la simulación muestra que la discrepancia en aproximadamente 8 años llega a cero.

La disminución en el tiempo del contrato ayuda a generar competencia, sin embargo para un periodo de contratación de un año se presentó la mayor diferencia entre necesidad de arranque autónomo y disponibilidad debido a que las exigencias técnicas y operativas son demasiado exigentes en un periodo de contratación tan corto.

VI. REFERENCIAS

[1] Superintendencia de servicios públicos (Sspd). http://www.superservicios.gov.co.
[2] ADIBI and FINK L.H, "Power System Restoration Planning" IEEE Transactions on Power Systems, vol. 9, pp. 22 - 27, Feb 2004
[3] E. Hirst, "Allocating costs of ancillary services: contingency reserves snd regulation" pdf. USA, 2003.
[4] CREG, Comisión de regulación de energía y gas, Resolución 064 de 2000, Página Web , www.creg.gov.co/eléctrica/info.html.
[5] National Grid Company. United Kingdom. http://www.nationalgrid.com/uk/Electricity
[6] J. Serrano, "Propuesta de Remuneración para las plantas que prestan el Servicio y Guía Operativa de Restablecimiento de un Área del SIN", Universidad Industrial de Santander. Bucaramanga, p. 2002.
[7] H. Rodriguez, " Propuesta Técnica, Económica y Regulatoria para la prestación del servicio", Universidad Pontífice Bolivariana. Facultad de Ingenierías. Medellín 2005.
[8] NEEMCO, "Review of system restart ancillary service arrangements" pdf, National Electricity Market Management Company Limited Australia 2005.
[9] J. Willson, "System restoration guidelines: how to set-up, conduct, and evaluate a drill" *IEEE Trans. on power system* , 1996, vol. 11 pp. 1619.
[10] B. Kirby and E. Hirst, "New Black Start standards needed for competitive markets", Edison Electric Institute, Washington,DC, Noviembre 1998.
[11] E. Hirst, "Allocating costs of ancillary services: contingency reserves snd regulation" pdf. USA, 2003.
[12] CONSEJO NACIONAL DE OPERACIÓN SECTOR ELÉCTRICO. "Diagnostico Servicio de Black Start y Restablecimiento en el Sistema Interconectado Colombiano", 2003.
[13] CALIFORNIA INDEPENDET SYSTEM OPERATOR. "Black Start Settlement and billing protocol.pdf". http:// www.ferc.com.
[14] CREG, Comisión de regulación de energía y gas, Resolución 064 de 2000, Página http:// www.creg.gov.co/eléctrica/info.html.
[15] F. P. Shioshansi, "Competitive Electricity Markets: Design, Implementation, Performance".Elsevier Global Energy Policy and Economics Series. 2008
[16] Dyner & Larsen, "From planning to strategy in the electricity industry", Energy policy. 2001
[17] J. Sterman, "Business Dynamics: Systems Thinking and Modeling for a Complex World",USA: McGraw Hill, 2000. 927p. J.

VII. BIOGRAFÍAS

Sandra Ximena Carvajal: Ingeniera Electricista y Magíster en Ingeniería Eléctrica de la Universidad Nacional de Colombia Sede Manizales. Docente de dedicación exclusiva de la misma Universidad. Dentro de sus campos de interés se encuentran la optimización aplicada, los sistemas de potencia y mercados eléctricos. sxcarvajalq@unal.edu.co

Santiago Arango Aramburo Profesor asociado desde 2009 de la Universidad Nacional de Colombia, Sede Medellín. Es ingeniero civil con maestría en Aprov. De Recursos Hidráulicos, y un PhD en la Universidad de Bergen, Noruega. Sus líneas de instigación son los mercados de energía a través de la simulación y economía experimental. Tiene un libro del Mercado Eléctrico Colombiano y publicaciones en revistas como Utilities Policy y Socio-Economic Planning.

Jairo Serrano Luna Magíster en potencia eléctrica. Universidad Industrial de Santander. Actualmente trabaja en el CND (Centro Nacional de Despacho).