

Analytical model of signal generation for radio over fiber systems

Gustavo Adolfo Puerto-Leguizamón^a & Carlos Arturo Suárez-Fajardo^b

^a Facultad de Ingeniería, Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia. gapuerto@udistrital.edu.co

^b Facultad de Ingeniería, Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia. csuarezf@udistrital.edu.co

Received: August 31th, 2013. Received in revised form: February 18th, 2014. Accepted: November 12th, 2014.

Abstract

This paper presents an analytical model that describes the elements involved in the signal generation feasible to be used in radio over fiber systems for the transport of information. In these systems, the radio frequency carriers are conveyed as optical subcarriers over an optical fiber link in a point-to-point or point-to-multipoint connectivity paradigm. The model is based on the definition of both the electrical field and power at the output of the optical modulator for baseband and radiofrequency modulated signals. By modeling the electrical field, it was found a trade-off between the modulation depths of both signals; as well as the their optimum value in order to assure a good signal quality in reception.

Keywords: microwave photonics; modulation depth; optical modulation; radio over fiber.

Modelo analítico de generación de señales para sistemas radio sobre fibra

Resumen

Este artículo presenta un modelo analítico que describe los elementos involucrados en la generación de señales proclives de ser usadas en sistemas de radio sobre fibra para el transporte de información. En estos sistemas las portadoras de radiofrecuencia se transportan como subportadoras de canal óptico sobre un enlace de fibra óptica en conexiones punto-punto o punto-multipunto. El presente modelo tiene como base fundamental la definición del campo eléctrico y potencia a la salida del modulador óptico que conjuga una señal modulada en banda base y una señal de radiofrecuencia en cualquier banda. Mediante modelado de la función de campo se encuentra que los índices de modulación presentan una fuerte dependencia entre sí y se obtiene su valor óptimo a fin de garantizar una buena calidad para ambas señales en el receptor.

Palabras clave: fotónica de microondas; índice de modulación; modulación óptica; radio sobre fibra.

1. Introducción

La demanda de altas tasas de transmisión y gran ancho de banda en redes fijas e inalámbricas se ha incrementado en los últimos años y se pronostica un comportamiento similar en los años venideros. El fabricante de equipos de telecomunicaciones *Cisco Systems* publicó un reporte basado en mediciones del tráfico actual de Internet en donde se pronostica el tráfico de datos a nivel mundial hasta el año 2017 [1]. El reporte especifica que el tráfico IP global anual superará el umbral del zettabyte alcanzando los 1,4 zettabytes a finales de 2017. En general, el tráfico IP crecerá a una tasa de crecimiento anual compuesta del 23% desde 2012 hasta 2017. El tráfico en el segmento metropolitano superará el tráfico de la red de transporte en 2014 y representará el 58% del tráfico IP total en 2017. Entre 2012 y 2017 en este

segmento de red, el tráfico crecerá casi dos veces más que el tráfico de la red troncal. Del mismo modo se pronostica que para 2017 casi la mitad de todo el tráfico IP se originará en dispositivos que no son computadores personales. En 2012, sólo el 26% del tráfico IP de consumo se originó en dispositivos no-PC, pero para 2017 la proporción de tráfico IP no-PC crecerá hasta un 49%. El tráfico originado en computadores personales crecerá a una tasa compuesta anual de un 14%, mientras que el tráfico originado en *tablets*, teléfonos móviles, televisores y dispositivos de comunicación máquina-máquina (M2M) tendrán tasas de crecimiento del tráfico generado del 104%, 79%, 24% y 82% respectivamente. El tráfico de los dispositivos inalámbricos y móviles superará el tráfico de dispositivos cableados en 2016. Así, a corto plazo se prevé un gran aumento del ancho de banda originado desde dispositivos móviles.

Hoy en día las redes de acceso ópticas pueden proporcionar gran ancho de banda a usuarios fijos. Por otro lado, las redes inalámbricas ofrecen una movilidad deseable a los usuarios, pero no cumplen con los requerimientos de ancho de banda. Además, el tener redes de acceso separadas genera un alto costo en términos de operación y mantenimiento. Todo esto sugiere la integración de dichas redes en una sola infraestructura compartida para la futura distribución de contenidos a usuarios fijos y móviles. En este contexto, los sistemas de Radio sobre Fibra (RoF) y fibra hasta el hogar (FTTH) son dos candidatos serios para consolidarse en el segmento de redes de acceso inalámbrico y fijo respectivamente debido al gran ancho de banda que soportan. Aunque los sistemas RoF se pueden implementar en redes troncales cubriendo largas distancias [2], el mayor punto de atracción radica en el despliegue de sistemas RoF en redes de acceso inalámbrico de banda ancha que permita el transporte y la distribución de las portadoras de RF de cualquier red inalámbrica utilizando una infraestructura de red FTTH. Este hecho sumado al gran ancho de banda ofrecido por la fibra óptica, constituyen las principales razones por las cuales son atractivas las tecnologías de transmisión RoF. En este escenario la principal preocupación y a la vez el desafío se traduce en cómo transmitir las señales de banda base (BB) de las redes FTTH y de radiofrecuencia (RF) de las redes inalámbricas en una sola longitud de onda sobre una sola fibra de una manera costo-efectiva y sobre todo con una calidad aceptable debido a los efectos de degradación que pueden experimentar las señales desde el propio proceso de generación debido al limitado rango dinámico y ancho de banda del modulador óptico.

A la fecha se han realizado diferentes trabajos que demuestran las ventajas de implementar sistemas de transporte de señales de radiofrecuencia sobre enlaces de fibra óptica en diferentes escenarios y aplicaciones. En [3] se discuten las tecnologías habilitantes que permiten el desarrollo de sistemas RoF que incluye esquemas para generación óptica de ondas milimétricas y elevadores de frecuencia, en [4] se presentan varias técnicas para la implementación de redes de acceso ópticas-inalámbricas basadas en procesos de modulación externa realizada en un modulador tipo Mach-Zehnder (MZ). Por otro lado, la modulación simultánea de señales en BB y RF en un modulador óptico se demostró experimentalmente en [5]. En el contexto de estudios sobre las limitaciones en las prestaciones y desempeño en la transmisión de señales analógicas en enlaces de fibra, en [6] se presentó el efecto de intermodulaciones en banda y fuera de banda de canales multiplexados en longitud de onda (WDM) en una red de transporte RoF. Asimismo se han reportado estudios sobre los efectos de las características no-lineales de diodos láser configurados en modulación directa [7] y efectos de distorsión causados por moduladores tipo MZ en enlaces RoF [8,9]. Posteriormente en [10,11] se definieron parámetros para identificar el máximo rango dinámico y las mínimas pérdidas de inserción en un enlace óptico modulado externamente con subportadoras de RF y en [12] se ampliaron los estudios mencionados anteriormente con el reporte y demostración de un análisis de prestaciones de

calidad de un sistema de transmisión RoF considerando requerimientos generados por efectos de propagación de ondas milimétricas además de la evaluación de diferentes formatos de modulación. Asimismo, en [13] se presenta un estudio sobre los efectos de ruido e intermodulación en enlaces RoF que permiten identificar las limitaciones en el desempeño del sistema, también un análisis de la relación portadora-banda lateral [14], así como estrategias para reducir la figura de ruido en enlaces de fibra óptica modulados con señales analógicas [15] y un análisis sobre la optimización del punto de cuadratura de un modulador óptico tipo MZ para aplicaciones RoF [16]. Recientemente se publicó un estudio sobre el análisis de moduladores ópticos tipo MZ y de electro-absorción para aplicaciones de RoF y comunicaciones ópticas de espacio libre [17].

En este artículo se presenta un modelo analítico que a partir de la función de campo obtenida a la salida de un modulador tipo MZ, se modela el comportamiento y prestaciones de un sistema de transmisión RoF en función de la variación de los índices de modulación de las señales que alimentan el modulador óptico. Para ello, en el modelo se considera que la señal de entrada al modulador MZ es la combinación directa de la señal en RF y cualquier señal en banda base transportada en la portadora óptica.

2. Materiales y métodos

Los mecanismos de modulación óptica se basan en alterar alguno de los parámetros de una señal óptica de forma proporcional a una segunda señal eléctrica. El efecto de la señal moduladora sobre la señal modulada se evalúa de forma cuantitativa mediante el índice de modulación, cuanto mayor es dicho índice, mayor es la variación del parámetro modificado en la señal portadora para la misma señal moduladora. El presente estudio está basado en el paradigma de modulación externa en moduladores tipo Mach-Zehnder (MZ), los cuales se basan en el efecto electroóptico lineal o efecto Pockels [18]. Un modulador tipo MZ utiliza una estructura interferométrica implementada sobre un sustrato de Niobato de Litio (LiNbO_3), como se muestra en la Fig. 1. En este dispositivo, la luz se divide en partes iguales entre dos guías de ondas paralelas en la superficie del sustrato y se recombina en la salida. La forma en que la variación en el índice de refracción se traduce en un cambio de alguna de las propiedades de la señal óptica: amplitud, frecuencia, fase o polarización, depende de la configuración del dispositivo, en particular, de las corrientes de polarización que controlan el elemento modulador y que tienen incidencia directa en los índices de modulación, relación de extinción y potencia de la señal modulada. Cuando no hay tensión, el desplazamiento de fase relativa es cero y la señal recombinada sale del dispositivo sin atenuación (a excepción de las pérdidas en las guías de ondas). Cuando se aplica una tensión que produce un desplazamiento de fase de π (V_π es un parámetro propio de cada modulador) entre los dos brazos, la señal se extingue, por lo tanto, el dispositivo actúa como un interruptor controlado por tensión. Estos dispositivos funcionan a velocidades de hasta

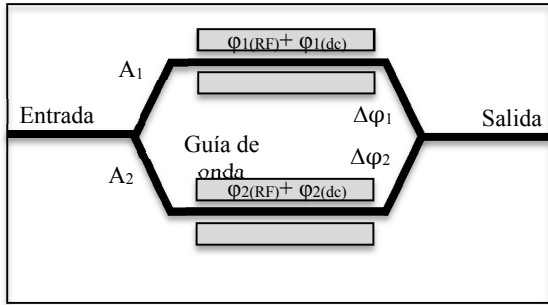


Figura 1. Modificador MZ con control doble.
Fuente: Los autores

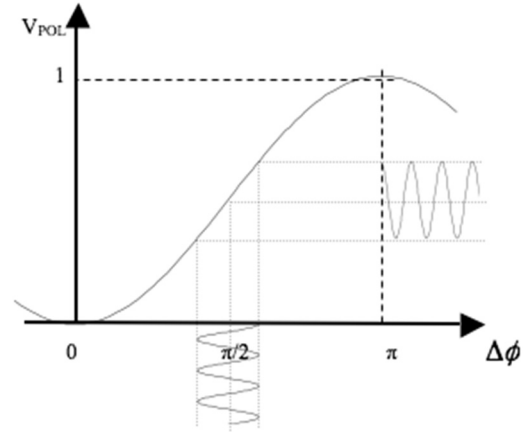


Figura 2. Curva de transferencia de potencia de un modificador MZ.
Fuente: Los autores

50 Gb/s [19]. Un modificador tipo MZ también permite la aplicación de voltajes de control en ambas guías de onda, lo que resulta en un dispositivo modificador externo de doble control. Esta característica permite la generación de señales en cuadratura arbitrarias [20] que encuentran aplicación en procedimientos de transmisión, tales como modulación de portadora óptica suprimida. Actualmente se cuenta con tecnologías de fabricación de los modificadores ópticos integrados a un nivel actual de madurez muy alto [21,22].

La Fig. 2 muestra la curva de transferencia de un modificador tipo MZ. Esta curva representa la transferencia de potencia óptica del dispositivo, en función del desfase electroóptico inducido sobre la señal óptica.

Este desfase depende a su vez de la tensión de polarización aplicada sobre los electrodos. Como se puede observar, existe una región donde la función de transferencia tiene carácter lineal, y que por consiguiente, resulta óptima para la modulación de la señal eléctrica sobre la portadora óptica. El dispositivo trabaja en régimen lineal cuando se aplica una tensión de polarización tal que se induce un desfase sobre la señal óptica igual a $\pi/2$, y además los niveles de tensión aplicados son lo suficientemente pequeños para no distorsionar la señal de información. Las ecuaciones de modelado del modificador MZ tienen como finalidad obtener la expresión del campo eléctrico de la señal óptica a la salida del dispositivo, en función de las diferentes señales de entrada y de algunos parámetros del mismo. Como punto de partida, se formula una primera aproximación que proporciona el campo eléctrico a la salida del dispositivo en función del campo eléctrico a la entrada y de los desfases inducidos por las señales eléctricas aplicadas sobre los electrodos del modificador MZ como consecuencia del efecto electroóptico. La ecuación de campo se establece a partir de la geometría del modificador. En el dispositivo mostrado en la Fig. 1, se aplica una señal eléctrica sobre uno de los dos brazos del interferómetro. Esta señal provoca mediante el efecto electroóptico un cambio de fase sobre la señal óptica que se propaga por dicho brazo. La función de transferencia se puede expresar en términos del coeficiente de acoplo de la propagación del campo y el desfase producido en la señal en ambas ramas del interferómetro de la siguiente forma [13]:

$$E_{out}(t) = \left(\frac{1}{\sqrt{\alpha}} \right) \cdot E_{in}(t) \frac{[A_1 e^{j\Delta\phi_1} + A_2 e^{j\Delta\phi_2}]}{\alpha} \quad (1)$$

Donde α es la atenuación de la señal a su paso por el dispositivo y A_1 y A_2 representan los coeficientes de acoplo de las ramas superior e inferior respectivamente en el modelo del modificador de control doble mostrado en la Fig. 1, ϕ_1 , ϕ_2 representa los desfases en cada una de las ramas debido al efecto electroóptico. Estas variables se pueden expresar de la siguiente forma:

$$A_1 = a = \sqrt{0.5 + \varepsilon} \quad (2)$$

$$A_2 = \sqrt{1 - a^2} \quad (3)$$

$$\Delta\phi_1 = \frac{\pi}{V_{\pi(RF)}} V_{1(RF)}(t) + \frac{\pi}{V_{\pi(dc)}} V_{1(dc)} \quad (4)$$

$$\Delta\phi_2 = \frac{\pi}{V_{\pi(RF)}} V_{2(RF)}(t) + \frac{\pi}{V_{\pi(dc)}} V_{2(dc)} \quad (5)$$

El término ε en (2) representa la diferencia entre los coeficientes de acoplo de propagación de energía de la rama superior e inferior. Para un modificador MZ ideal, $\varepsilon=0$, lo cual indica que la potencia es dividida en partes iguales en las dos ramas. A su vez, los términos de variación de fase $\Delta\phi$ dependen de la tensión de polarización $V_{(dc)}$, este valor se define como aquella tensión que aplicada sobre los electrodos del dispositivo provoca un cambio de fase de 180° sobre la señal óptica que se propaga por la guía de onda como consecuencia del efecto electroóptico. Del mismo modo depende V_{RF} , el cual representa el voltaje necesario en las entradas de RF (superior e inferior) para provocar un cambio de fase de 180° entre los dos brazos del interferómetro. Si se asume un coeficiente de acoplo $A_1=A_2=0.5$, y $\alpha = 2$ (para unas pérdidas de inserción típicas de un modificador MZ de 6 dB), la ecuación (1) se puede expresar como:

$$E_{out}(t) = \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \cdot E_{in}(t) \frac{\left[\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \cdot \exp(j\Delta\varphi_1) + \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \cdot \exp(\pm j\Delta\varphi_2)\right]}{2} \quad (6)$$

Simplificando se obtiene la expresión general del campo eléctrico a la salida del modulador MZ:

$$E_{out}(t) = \left(\frac{1}{4}\right) E_{in}(t) [\exp(j\Delta\varphi_1) + \exp(\pm j\Delta\varphi_2)] \quad (7)$$

Finalmente, la expresión de una señal en un sistema radio sobre fibra se puede definir mediante:

$$V_{(RF)}(t) = c(t) + e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e) \quad (8)$$

Donde $c(t)$ es cualquier señal en banda base con cierta velocidad binaria transportada en la portadora óptica y $e(t)$ es la señal de datos que modula la portadora de RF definida por $\omega_e = 2\pi f_e$ más una constante de fase α_e . El índice de modulación se define a través de la relación entre la amplitud de la señal moduladora y la tensión de desplazamiento de fase V_π .

$$IM_{Señal} = \frac{V_{Señal}}{V_\pi} \quad (9)$$

La combinación directa de la señal de RF multiplexada en subportadora de RF es el método más directo para la generación de señales en un sistema de radio sobre fibra. De forma directa las señales en BB y RF se mezclan en el dominio eléctrico, posteriormente la señal combinada se convierte al dominio óptico mediante un modulador MZ de control sencillo. El esquema del generador se muestra en la Fig. 3. Como se puede apreciar, las características inherentes de este tipo de generación de señales requiere el uso de dispositivos de microondas necesarios para combinar la señal de RF y la señal en BB. A partir de la expresión de campo eléctrico a la salida del modulador de la ecuación (7) se obtiene:

$$E_{out}(t) = \left(\frac{1}{4}\right) 2E_{in}(t) \exp\left(j \frac{\Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2}{2}\right) \cos\left(\frac{\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2}{2}\right) \quad (10)$$

Que representa la función de campo eléctrico a la salida del modulador. Reemplazando (4) y (5) en (7) y usando (8), con $V_{2(RF)}=0$ dado que se está asumiendo un modulador MZ de control sencillo y con valores estándar de: $V_{\pi(RF)}=5$, $V_{\pi(dc)}=5$ y $V_{1(dc)}=V_{2(dc)}=3.75$, se obtiene:

$$E_{out}(t) = \left(\frac{1}{4}\right) E_{in}(t) \left[\exp\left(j \cdot \frac{\pi}{5} (c(t) + em(t) + 3.75)\right) + \exp\left(-j \cdot \frac{\pi}{5} \cdot 3.75\right) \right] =$$

$$E_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{in}(t) \cdot \exp\left(\frac{j}{2} \left[\frac{\pi}{5} (c(t) + e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e)) \right]\right) \cdot$$

$$\cos\left(\frac{1}{2} \left[\frac{\pi}{5} (c(t) + e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e)) + \frac{3\pi}{2} \right]\right) \quad (11)$$

En el presente trabajo se modela el sistema descrito en la Fig. 3 utilizando el software de simulación *VPI Transmission Maker*, en donde los parámetros establecidos de entrada definen una función de campo a la salida del modulador MZ como la descrita en la expresión (11).

3. Resultados y discusión

Con base en la función de campo obtenida para el sistema propuesto, la potencia óptica a la salida del transmisor está dada por:

$$P_{out}(t) = \frac{1}{2} E_{out}(t) \cdot E_{out}^*(t) =$$

$$\frac{P_{in}}{8} (1 + \cos(\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2)) =$$

$$\frac{P_{in}}{8} \left(1 + \cos\left(\frac{\pi}{5} (c(t) + em(t) + 3.75) + \frac{\pi}{5} \cdot 3.75\right) \right) =$$

$$\frac{P_{in}}{8} \left(1 + \cos\left(\frac{\pi}{5} (c(t) + em(t))\right) \cdot \cos\left(\frac{3\pi}{2}\right) - \right.$$

$$\left. \sin\left(\frac{\pi}{5} (c(t) + em(t))\right) \cdot \sin\left(\frac{3\pi}{2}\right) \right) =$$

$$P_{out}(t) = \frac{P_{in}}{8} \left(1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} (c(t) + em(t))\right) \right) =$$

$$\frac{P_{in}}{8} \left(1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} (c(t) + e(t) \cdot \cos(\omega_e t + \alpha_e))\right) \right) \quad (12)$$

En donde representando esta función en series de funciones de Bessel se puede identificar la magnitud de las componentes espectrales. Para tal fin se ha asumido $\alpha_e = 0$ a fin de simplificar la expresión.

$$P_{out}(t) = \frac{P_{in}}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \cdot \left[J_0\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos(2k\omega_e t) \right] \right.$$

$$\left. + \cos\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \cdot \left[2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos((2k+1)\omega_e t) \right] \right] =$$

$$= \frac{P_{in}}{8} \left[1 + \sin\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \cdot \left[J_0\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) - 2J_2\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos(2\omega_e t) + 2J_4\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos(4\omega_e t) \right. \right.$$

$$\left. - 2J_6\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos(6\omega_e t) + \dots \right] +$$

$$+ \cos\left(\frac{\pi}{5} c(t)\right) \cdot \left[2J_1\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos(\omega_e t) - 2J_3\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos(3\omega_e t) + \right.$$

$$\left. + 2J_5\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos(5\omega_e t) - 2J_7\left(\frac{\pi}{5} e(t)\right) \cos(7\omega_e t) + \dots \right] \quad (13)$$

A partir de la expresión anterior se deduce que la potencia óptica a la salida del modulador MZ tiene componentes frecuenciales en todos los armónicos, pares e impares, de la subportadora de RF, $\cos(\omega_e t + \alpha_e)$ tal y como se muestra en la Fig. 4, la cual representa el espectro óptico obtenido de la combinación directa de la señal en BB

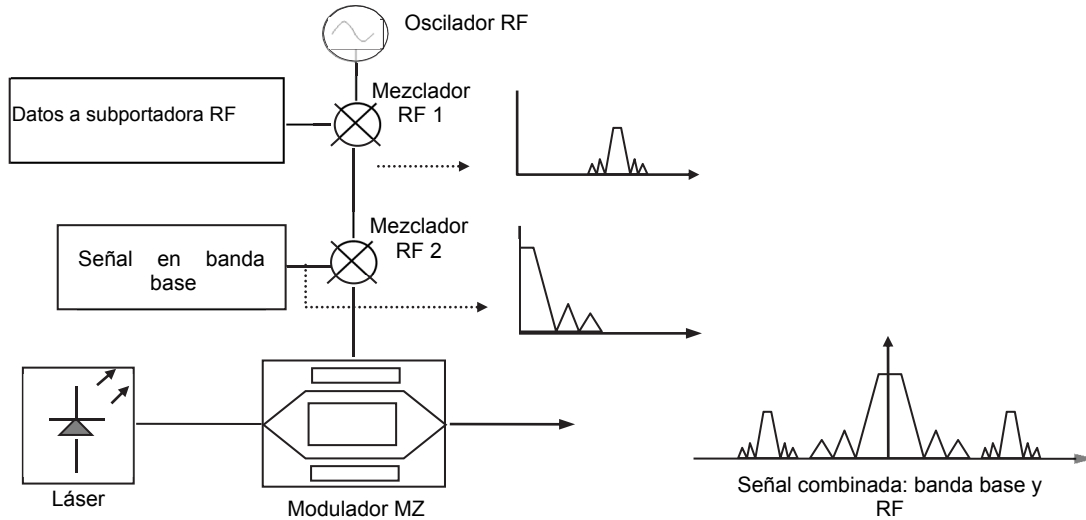


Figura 3. Esquema de modulación óptica para generación de señales RoF mediante combinación directa de subportadora RF y banda base. Fuente: Los autores

y una subportadora de RF en 18 GHz y el efecto que impone la utilización de un valor bajo de índice de modulación de BB ($IM_{BB}=0.1$) Fig. 4(a) y un valor alto del mismo ($IM_{BB}=0.9$) Fig. 4(b) en donde se puede apreciar como al aumentar el índice modulación de BB, los niveles de potencia de dicha señal aumentan mientras que la señal de RF disminuye. La subportadora de 18 GHz se seleccionó de forma arbitraria y a nivel de simulación no genera ningún cambio en los resultados, no obstante, en la práctica este valor debe escogerse cuidadosamente debido a las restricciones que impone sobre el filtro óptico en el proceso de detección de las señales. Con este método de generación, el espectro óptico del paquete óptico es de doble banda lateral con frecuencia central en la longitud de onda del láser y con una separación de las bandas laterales equivalente a la frecuencia RF. Esto puede provocar serias limitaciones debido al efecto de desvanecimiento por dispersión si la detección de la señal de RF se realiza directamente junto con la portadora óptica.

Por otro lado, el modulador MZ de control sencillo no permite controlar el *chirp* sobre la modulación de BB, ocasionando posibles problemas en redes de larga distancia con dispersión acumulada y velocidades binarias de la señal de banda base superiores a 10 Gb/s si no se realiza regeneración en los nodos de la red. En la Fig. 4 se observa que los índices de modulación tienen una fuerte dependencia entre sí, esta dependencia afecta a la señal en BB ya que la corriente fotodetectada es proporcional a la potencia óptica que llega al receptor y como se puede ver en (13), la potencia óptica de salida incluye un término de señal de RF $J_0(e(t) \pi/5)$.

Este componente se puede modelar como ruido a la señal en BB, por lo tanto, cuanto mayor sea el valor de la señal de RF, más interferencia pasa a la señal en BB y por eso sufrirá una mayor distorsión.

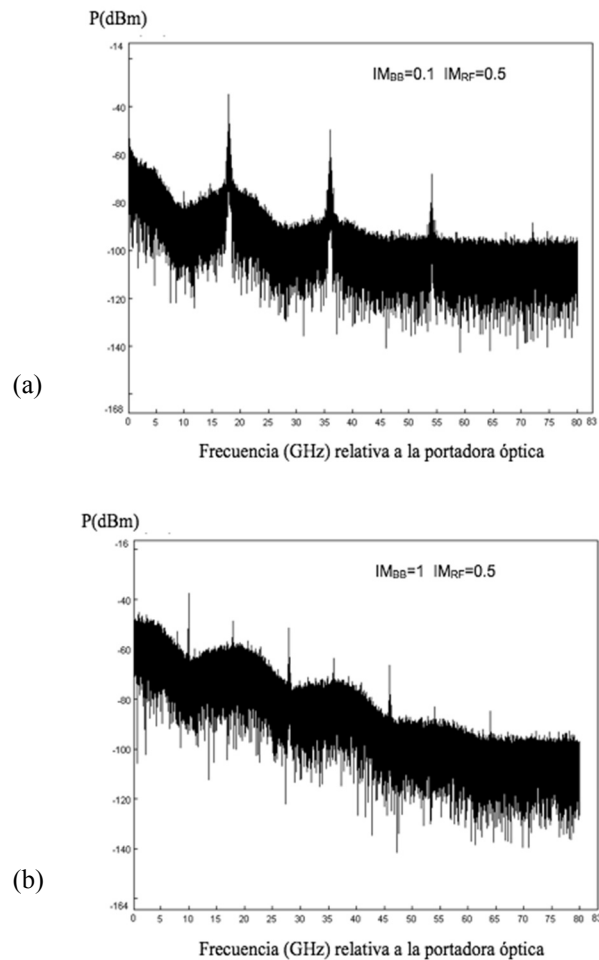


Figura 4. Espectro óptico de una señal multiplexada en subportadora para diferentes valores de índice de modulación de carga. (a) $IM_c=0.1$. (b) $IM_c=1$. Fuente: Los autores

En este contexto, la calidad de la señal de RF decrece al aumentar el índice de modulación de la señal en BB ya que la modulación de dicha señal se hace en los extremos de la curva de transferencia del modulador y al aumentar el índice de modulación de la señal en BB la subportadora de RF se acerca cada vez más a los extremos de dicha curva de transferencia donde la respuesta es menos lineal y por lo tanto su amplitud disminuye. Para evaluar el comportamiento del sistema y comprobar la calidad de las señales generadas, la función de campo eléctrico a la salida del modulador definida en (11) se evaluó para diferentes niveles de amplitud de la señal en BB y la señal de RF para un mismo valor de V_π en un proceso de detección directa del campo eléctrico. Otros mecanismos de detección pueden implementar técnicas de filtrado óptica con técnicas de sintonización como las descritas en [23]. Con este procedimiento se busca establecer diferentes índices de modulación para ambas señales y modelar el comportamiento general del sistema en función de dicho parámetro. La evaluación de la calidad de la señal generada se realiza mediante el factor de calidad Q , el cual se define como:

$$Q = \frac{m_1 - m_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (14)$$

Donde m_i y σ_i representan la potencia media y desviación típica de potencia respectivamente del bit i en el instante de decisión en el receptor. La Fig. 5 muestra el comportamiento general que representa el factor de calidad Q de la señal en BB en función de su índice de modulación para diferentes valores del índice de modulación de la señal de RF. Se observa que el factor Q de la señal en BB aumenta cuando IM_{BB} crece. Esto se debe a que cuando IM_{BB} es mayor, el nivel de señal de BB crece y por lo tanto la señal detectada será mayor. También se observa que para un IM_{BB} constante, al incrementar el valor de IM_{RF} se reduce el factor Q de la señal en BB.

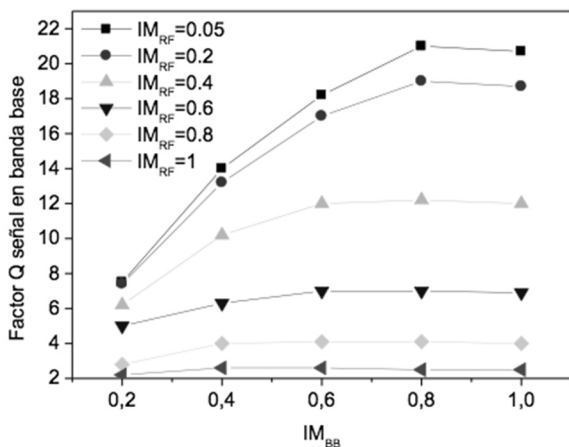


Figura 5. Modelo del comportamiento del factor de calidad de la señal en banda base en función de su índice de modulación para varios niveles de señal de RF. Fuente: Los autores

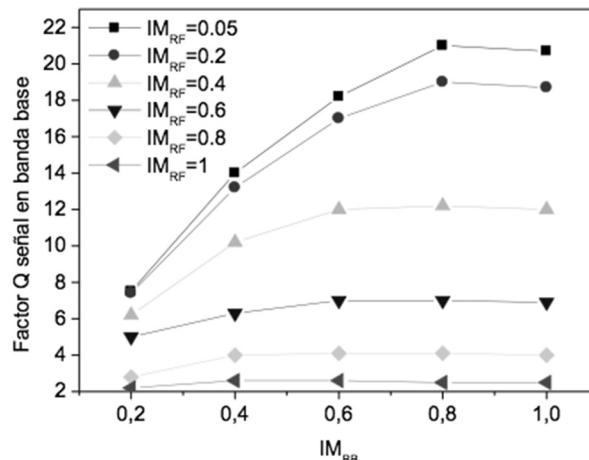


Figura 5. Modelo del comportamiento del factor de calidad de la señal en banda base en función de su índice de modulación para varios niveles de señal de RF. Fuente: Los autores

Así, la fotocorriente detectada es proporcional a la potencia óptica que llega al receptor y como se discutió anteriormente, la señal de RF actuaría como ruido sobre la señal en BB. De la misma manera, la Fig. 6 muestra el modelado del factor de calidad de la señal de RF en función tanto de su índice de modulación como el del establecido para la señal en BB. Dicho modelado representa una función monótona decreciente con respecto a IM_{BB} y aumenta al incrementarse IM_{RF} . En la Fig. 6 se puede apreciar que para un IM_{RF} constante, cuando IM_{BB} aumenta, el factor de calidad de la señal de RF disminuye. Este comportamiento se debe a que la modulación de la etiqueta se hace en los extremos de la curva de transferencia del modulador, ver Fig. 2, de tal forma que al aumentar IM_{BB} , la señal de RF se acerca cada vez más a los extremos de dicha curva donde es menos lineal. Como consecuencia del achatamiento de los extremos de la curva del modulador, la amplitud de la señal de RF modulada disminuye.

Así, la fotocorriente detectada es proporcional a la potencia óptica que llega al receptor y como se discutió anteriormente, la señal de RF actuaría como ruido sobre la señal en BB. De la misma manera, la Fig. 6 muestra el modelado del factor de calidad de la señal de RF en función tanto de su índice de modulación como el del establecido para la señal en BB. Dicho modelado representa una función monótona decreciente con respecto a IM_{BB} y aumenta al incrementarse IM_{RF} . En la Fig. 6 se puede apreciar que para un IM_{RF} constante, cuando IM_{BB} aumenta, el factor de calidad de la señal de RF disminuye. Este comportamiento se debe a que la modulación de la etiqueta se hace en los extremos de la curva de transferencia del modulador, ver Fig. 2, de tal forma que al aumentar IM_{BB} , la señal de RF se acerca cada vez más a los extremos de dicha curva donde es menos lineal. Como consecuencia del achatamiento de los extremos de la curva del modulador, la amplitud de la señal de RF modulada disminuye.

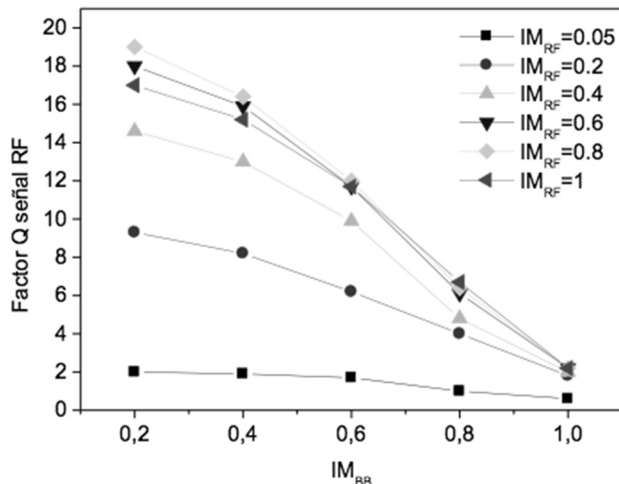


Figura 6. Modelo del comportamiento del factor de calidad de la señal de RF en función de su índice de modulación para varios niveles de señal en banda base.

Fuente: Los autores

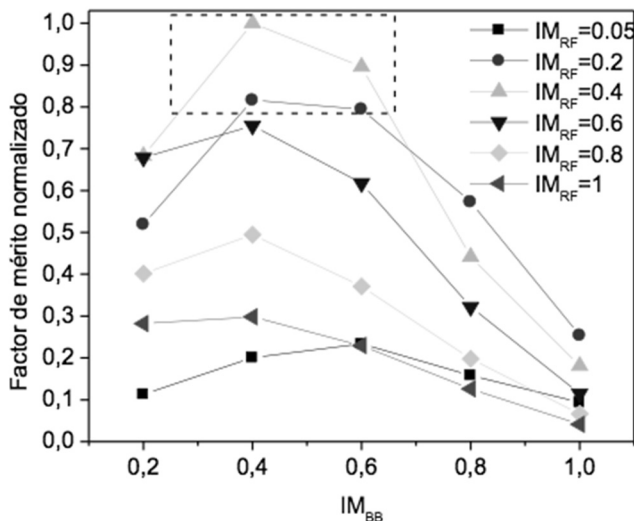


Figura 7. Factor de mérito normalizado de los valores del factor de calidad Q de la señal en BB y RF.

Fuente: Los autores

Finalmente, con el propósito de encontrar el punto óptimo del valor de los índices de modulación, se define un factor de mérito normalizado del factor de calidad Q como el producto de IM_{BB} e IM_{RF} . La Fig. 7 representa el factor de mérito normalizado de los índices de modulación.

En este contexto se tomará como referencia un valor de factor de mérito normalizado entre el 80% y 100% para determinar los rangos de índices de modulación óptimos en el proceso de generación de señales RoF. En la Fig. 7 se observa que el rango de valores óptimos para IM_{BB} comprende valores entre 0.25 y 0.65, con valores de IM_{RF} entre 0.2 y 0.4 tal y como se muestra en la zona definida por el recuadro de la Fig. 7. Nótese que el punto óptimo de modulación para la señal en BB y RF se obtiene cuando $IM_{BB}=IM_{RF}=0.4$.

4. Conclusiones

Este artículo presentó un modelo analítico que representa el proceso de generación de señales para sistemas Radio sobre Fibra empleando un modulador óptico tipo MZ de control sencillo. El modelo describe el proceso de modulación óptica de señales multiplexadas eléctricamente en banda base y en radiofrecuencia. Las señales en banda base se transmiten en la portadora óptica y las señales de radio frecuencia se transportan como subportadoras de la portadora óptica en una frecuencia de la banda de microondas. Este paradigma de transmisión de señales es la base fundamental para las redes de nueva generación ya que permite establecer estrategias de convergencia entre redes fijas y redes inalámbricas i.e. redes móviles celulares que distribuyen sus portadoras entre diferentes estaciones base usando recursos físicos de una red FTTH.

Con base en la función de transferencia de la configuración interferométrica de modulador tipo MZ, se derivaron las expresiones de campo eléctrico y potencia óptica a la salida del sistema cuando por uno de los electrodos del modulador se aplica una señal combinada de banda base y radiofrecuencia. Asimismo, al variar los índices de modulación de dichas señales en la función de campo y bajo un mecanismo de detección directa, se modeló el comportamiento del sistema y se encontraron los valores óptimos para los índices de modulación de la señal en banda base y en radiofrecuencia. En este contexto, se encontró que los índices de modulación de ambas señales tienen una fuerte dependencia entre ellos reflejándose dicho comportamiento en el factor de calidad de la señal y que presenta un mínimo de penalización entre ellas cuando el índice de modulación de la señal en banda base (IM_{BB}) está entre 0.25 y 0.65 y el índice de modulación de la señal de RF (IM_{RF}) se encuentra entre 0.2 y 0.4.

Referencias

- [1] Cisco Systems, Cisco visual networking index: Forecast and methodology, 2012-2017., [Online], [Date of reference: August 31th of 2013], Available at: http://www.cisco.com/en/US/solutions/collateral/ns341/ns525/ns537/ns705/ns827/white_paper_c11-481360.pdf
- [2] Marciniak, M., Towards broadband global optical and wireless networking, Proceedings of 11th Management Committee Meeting of COST Action 273, Towards Mobile Broadband Multimedia Networks, pp. 13-16, 2004.
- [3] Zhensheng, J., Jianjun, Y., Georgios, E. and Gee-Kung, C., Key enabling technologies for optical-wireless networks: Optical millimeter-wave generation, wavelength reuse, and architecture, *J. Lightwave Tech.*, 25 (11), pp. 3452-3471, 2007. <http://dx.doi.org/10.1109/JLT.2007.909201>
- [4] Gee-Kung, C., Jianjun, Y. and Zhensheng, J., Architectures and enabling technologies for super-broadband radio-over-fiber optical-wireless access networks, Proceedings of IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics, pp. 24-28, 2007.
- [5] Chun-Ting, L., Jason, C., Peng-Chun, P., Cheng-Feng, P., Wei-Ren, P., Bi-Shiou, C. and Sien, C., Hybrid optical access network integrating fiber-to-the-home and radio-over-fiber systems. *IEEE Photon Technol. Lett.*, 19 (8), pp. 610-612, 2007. <http://dx.doi.org/10.1109/LPT.2007.894326>
- [6] Castleford, D., Nirmalathas, A., Novak, D. and Tucker, R., Optical crosstalk in fiber-radio WDM networks. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 49 (10), pp. 2030-2035, 2001. <http://dx.doi.org/10.1109/22.954826>

- [7] Mizuguti, H., Okuno, T., Komaki, S. and Morinaga, N., Performance analysis of optical fiber link for microcellular mobile communication systems. *IEICE Trans. Electron.*, E76-C, pp. 271-278, 1993.
- [8] Way, W., Optical fiber-based microcellular systems: An overview. *IEICE Trans. Commun.*, E76-B (9), pp. 1091-1102, 1993.
- [9] Cox, C., High-performance fiber-optic links for microwave applications, *Proceeding of IEEE MTT-S Int. Microw. Symp.*, pp. 719-722, 1993.
- [10] Ackerman, E., Wanuga, S., Kasemset, D., Daryoush, A. and Samant, N., Maximum dynamic range operation of a microwave external modulation fiber-optic link. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 41 (8), pp. 1299-1306, 1993. <http://dx.doi.org/10.1109/22.241670>
- [11] Sabido, D. and Kazovsky, L., Dynamic range of optically amplified RF optical links. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 49 (10), pp. 1950-1955, 2001. <http://dx.doi.org/10.1109/22.954813>
- [12] Sabella, R., Performance analysis of wireless broadband systems employing optical fiber links, *IEEE Trans. Commun.*, 47(5), pp. 715-721, 1999. <http://dx.doi.org/10.1109/26.768765>
- [13] Smith, G.H., Novak, D. and Ahmed, Z., Overcoming chromatic-dispersion effects in fiber-wireless systems incorporating external modulators. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 45 (8), pp. 1410-1415, 1997. <http://dx.doi.org/10.1109/22.618444>
- [14] Lim, C., Attygalle, M., Nirmalathas, A., Novak, D. and Waterhouse, R., Analysis of optical carrier-to-sideband ratio for improving transmission performance in fiber-radio links. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 54 (5), pp. 2181-2187, 2006. <http://dx.doi.org/10.1109/TMTT.2006.872809>
- [15] Karim, A. and Devenport, J., Noise figure reduction in externally modulated analog fiber-optic links. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 19 (5), pp. 312-314, 2007. <http://dx.doi.org/10.1109/LPT.2007.891591>
- [16] Zongjie, H Zhang, X., Shilie Z., Xiaofeng, J. and Hao, C., Any bias point control of mach-zehnder electrooptic modulator and its applications in optimization of radio-over-fiber links, *Proceedings of 2011 International Topical Meeting on Microwave Photonics, & Microwave Photonics Conference, Asia-Pacific, MWP/APMP*, pp. 218-221, 2011.
- [17] Prabu, K., Bose, S. and Kumar, D.S., Analysis of optical modulators for radio over free space optical communication systems and radio over fiber systems, *Proceedings of 2012 Annual IEEE India Conference (INDICON)*, pp. 1176-1179, 2012. <http://dx.doi.org/10.1109/INDCON.2012.6420795>
- [18] Cho, H.R., Shin, M.J., Han, S.H. and Wu, J.W., Mach-Zehnder interferometer measurement of the Pockels effect in a poled polymer film with a coplanar electrode structure. *Applied Physics Lett.*, 69 (25), pp. 3788-3790, 1996. <http://dx.doi.org/10.1063/1.116999>
- [19] Yamada, E., Shibata, Y., Watanabe, K., Yasui, T., Ohki, A., Mawatari, H., Kanazawa, S., Iga, R. and Ishii, H., Demonstration of 50 Gbit/s 16QAM signal generation by novel 16QAM generation method using a dual-drive InP Mach-Zehnder modulator, *Proceedings of Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC/NFOEC)*, pp. 1-3, 2011.
- [20] Ho, K., Generation of arbitrary quadrature signals using one dual drive modulator. *IEEE/OSA J. Lightwave Technol.*, 23 (2), pp. 764-770, 2005. <http://dx.doi.org/10.1109/JLT.2004.838855>
- [21] Kikuchi, N., Yamada, E., Shibata, Y. and Ishii, H., High-Speed InP-based Mach-Zehnder modulator for advanced modulation formats, *Proceedings of IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, pp. 1-4, 2012.
- [22] Kaiser, R., Velthaus, K. O., Brast, T., Gruner, M., Hamacher, M., Hoffmann, D. and Schell, M., Medium and large scale Mach-Zehnder modulator ICs on InP for fabrication of advanced transmitters, *Proceedings of 14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pp. 1-4, 2012.
- [23] Aguiar, M., Gómez, J. y Torres, P., Modelamiento térmico y vibratorio de una capsula para sensores de fibra óptica adaptables a mediciones en sistemas eléctricos de potencia. *DYNA*, 76 (157), pp. 243-250, 2009.

en 2008 e investigador posdoctoral en el Instituto de Telecomunicaciones y Aplicaciones Multimedia de la misma universidad hasta 2011. Desde 2012 es Profesor Asistente de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia. A la fecha ha publicado más de 40 artículos en revistas y congresos internacionales en el campo de redes ópticas, es par evaluador de Colciencias y de las revistas *IEEE Journal on Lightwave Technologies*, *IEEE Photonic Technology Letters* y *Optics Express*. Sus intereses de investigación incluyen sistemas de radio sobre fibra, networking óptico y redes de acceso ópticas.

C.A. Suárez-Fajardo, es Ing. Electrónico por la Universidad Distrital y Licenciado en matemáticas por la Universidad Pedagógica Nacional, Bogotá, Colombia. Inicia sus estudios doctorales en 2002, para lo cual se integra como investigador adscrito al grupo de radiación electromagnética (GRE) de la Universidad Politécnica de Valencia, España. En el 2003 obtiene el título de especialista en Telecomunicaciones, en el 2004 obtiene el título de MSc. en Telecomunicaciones y el de Dr. en Telecomunicaciones en 2006 por la Universidad Politécnica de Valencia, España. Actualmente ocupa el cargo de Profesor Titular en la Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Bogotá, Colombia. Es autor de más de 40 artículos en revistas indexadas y en congresos internacionales. Es par evaluador de proyectos de Colciencias y de revistas tales como: *Revista Ingeniería de la Universidad de Antioquia*, *Revista Ingeniería de la Universidad Javeriana*, *Revista Ingeniería y Desarrollo de la Universidad del Norte*, *revista Chilena de Ingeniería (Ingeniare)* y *Journal of Antennas and Propagation (IJAP)*.



UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA

SEDE MEDELLÍN
FACULTAD DE MINAS

Área Curricular de Ingeniería Eléctrica e Ingeniería de Control

Oferta de Posgrados

- **Maestría en Ingeniería - Ingeniería Eléctrica**

Mayor información:

Javier Gustavo Herrera Murcia
Director de Área curricular
ingelcontro_med@unal.edu.co
(57-4) 425 52 64



G.A. Puerto-Leguizamón, es Ing. de Telecomunicaciones. En 2003 se vinculó al Grupo de Comunicaciones Ópticas y Cuánticas de la Universidad Politécnica de Valencia, España. Dr. en Telecomunicaciones