



Acta Universitaria

ISSN: 0188-6266

actauniversitaria@ugto.mx

Universidad de Guanajuato

México

García-Pérez, Arturo; Ramírez-Gasca, Humberto; Andrade-Lucio, José Amparo; Ibarra-Manzano, Oscar Gerardo; López-Hernández, Juan Manuel; Sukhoivanov, Igor Alexander; Trejo-Duran, Mónica
Compensación Electrónica de la Dispersión en Fibras Ópticas Usando el Conjugado de Fase Óptica

Acta Universitaria, vol. 19, núm. 2, septiembre, 2009, pp. 98-104

Universidad de Guanajuato

Guanajuato, México

Disponible en: <http://www.redalyc.org/articulo.oa?id=41612893015>

- Cómo citar el artículo
- Número completo
- Más información del artículo
- Página de la revista en redalyc.org

redalyc.org

Sistema de Información Científica

Red de Revistas Científicas de América Latina, el Caribe, España y Portugal

Proyecto académico sin fines de lucro, desarrollado bajo la iniciativa de acceso abierto

Compensación Electrónica de la Dispersión en Fibras Ópticas Usando el Conjugado de Fase Óptica

Arturo García-Pérez*, Humberto Ramírez-Gasca*, José Amparo Andrade-Lucio*, Oscar Gerardo Ibarra-Manzano*, Juan Manuel López-Hernández*, Igor Alexander Sukhoivanov* y Mónica Trejo-Duran*

RESUMEN

El tópico de este artículo, abordará la investigación de una técnica novedosa para la compensación electrónica de la dispersión en comunicaciones por fibra óptica a larga distancia, en la cual una señal es pre-compensada eléctricamente usando un modulador diferencial Mach-Zender, controlado por filtros digitales no lineales. La dispersión cromática fue efectivamente compensada con el uso del conjugado de fase óptica en el transmisor a través de los 4000 Km de fibra mono modo (carente de no-linealidad y atenuación) en donde la dispersión es compensada para una señal de NRZ (no retorno a cero) de intensidad modulada a 10 Gb/s. La compensación de la dispersión fue confirmada midiendo la razón de error de bit y observando los diagramas de ojo detectados.

ABSTRACT

The topic of this work will deal with the investigation of a novel electronic dispersion compensation technique in long-haul fiber optic communications, in which a signal is electrical pre-compensated using a differential Mach-Zender modulator, driven by nonlinear digital filters. The chromatic dispersion was effectively compensated for by using an optical phase conjugation in the transmitter, through 4000 Km of standard single mode fiber (with no nonlinearity and attenuation), where the dispersion is compensated for a 10 Gb/s intensity modulated NRZ (non-return to zero) signal. The dispersion compensation was confirmed by measuring bit error rate and observing detected eye diagrams.

Recibido: 5 de Mayo de 2009
Aceptado: 17 de Agosto de 2009

INTRODUCCIÓN

En los sistemas de comunicación ópticos a larga distancia se presenta el efecto de la dispersión cromática en las fibras mono modo, el cual es uno de los factores críticos en limitar las longitudes de las distancias de transmisión. Debido a las propiedades dispersivas de la fibra, los pulsos de la señal serán distorsionados después de propagarse a través de la fibra (Agrawal, 1995). Se han propuesto varios esquemas para la compensación de la dispersión ya sea usando un proceso eléctrico u óptico (Sieben, 1999, p. 1742), (Ip, 2007, p. 2033), (Barros, 2008, p. 2889), (Cao, 2008, p. 219).

Un método para compensar la dispersión producida en la fibra óptica es por medio del conjugado de fase óptica (Tang, 2005, p. 393), (Li, 2007, p.1986). En la Figura 1 se muestra el funcionamiento del conjugado de fase óptica, en el cual los pulsos ópticos distorsionados, debido a los efectos de dispersión en la primera fibra pueden ser modificados con el uso del conjugado de fase óptica.

Palabras clave:

Fibra óptica; Compensación de la Dispersión cromática (CD); Conjugado de fase óptica; Comunicaciones.

Keywords:

Optic fiber; Chromatic Dispersion (CD) compensation; Optical phase conjugation; Communications.

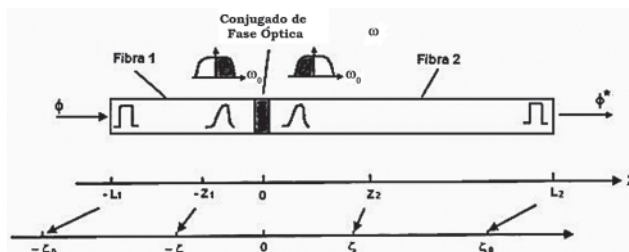


Figura 1. Representación Funcionamiento del compensador de dispersión y no linealidades, por medio del conjugado de fase óptica.

* Departamento de Electrónica, División de Ingenierías, Campus Irapuato-Salamanca, Universidad de Guanajuato, Carretera Salamanca-Valle de Santiago km. 3.5 + 1.8 km. Comunidad de Palo Blanco. Tel. 464-6479940 . Fax 2311, Correo electrónico: arturo@salamanca.ugto.mx.

Posteriormente estos pulsos pasaron a través de la segunda fibra con características dispersivas similares, y ya que el conjugado de fase es un proceso de conversión lineal, entonces el método es independiente del espectro de la señal y podemos aplicarlo a cualquier esquema de modulación. Para transmisiones a larga distancia, es necesario usar amplificadores ópticos para compensar las pérdidas durante la transmisión en la fibra. La forma de onda de la señal óptica se propaga en la dirección $+z$ a través de la primera fibra (Fibra 1) con longitud L_1 . Luego pasa a través del bloque de conjugado de fase óptica el cual convierte la onda, a una onda de fase óptica conjugada, la cual produce una inversión en el espectro de la onda con respecto a la frecuencia portadora de la señal. Después del bloque del conjugado de fase, la onda se propaga a través de una segunda fibra (Fibra 2) de longitud L_2 y hacemos $z = 0$ en la posición del conjugado de fase. Cuando la señal óptica con portadora dada por $\exp(-i\omega_0 t)$ se propaga a través de la fibra en la dirección $+z$, la envolvente compleja de la amplitud $\phi(z, \tau)$ obedece a la siguiente ecuación no lineal, y donde se asume una aproximación de una envolvente que varía lentamente y sin considerar el término no-lineal (Agrawal, 1995), tenemos:

$$i \frac{\partial \phi}{\partial z} = \frac{\beta_2}{2} \frac{\partial^2 \phi}{\partial \tau^2} - i \frac{\alpha}{2} \phi \quad (1)$$

donde $\tau = t - \beta_1 z$ (en una sección retardada), $\beta_m(z) \equiv \frac{\partial^m \beta(z)}{\partial \omega^m} \Big|_{\omega=\omega_0}$ ($m = 1, 2$) son las derivadas de la

constante de propagación y $\alpha(z)^{-1}$ es la longitud de atenuación. Únicamente consideraremos la dispersión de la velocidad de grupo (GVD) con parámetro $m=2$ y no consideramos órdenes superiores. Los parámetros de la fibra $\alpha(z)$ y $\beta_2(z)$ son consideradas funciones de z . Ahora manejamos la amplitud como $u(z, \tau)$ la cual es normalizada con $|u|^2 = 1$. Ahora tenemos la siguiente relación

$$\phi(z, \tau) = \alpha(z)u(z, \tau) \quad (2)$$

donde

$$\alpha(z) \equiv \alpha(0) \exp \left[-\frac{1}{2} \int_0^z \alpha(z) dz \right] \quad (3)$$

es una función de la amplitud con pérdida [$\alpha(z) > 0$] o ganancia [$\alpha(z) < 0$]. Para el caso con $\alpha(z) \equiv \alpha(0)$, el cual es constante, significa que tendríamos el caso sin pérdida y $\alpha^2(z) = P(z)$, el cual corresponde a la potencia óptica. Substituyendo las ecuaciones (2) y (3) en la ecuación (1) obtenemos:

$$i \frac{\partial u}{\partial z} = \frac{\beta_2(z)}{2} \frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2} \quad (4)$$

Ahora se realiza la siguiente transformación

$$\zeta = \int_0^z \frac{|\beta_2(z)|}{2} dz \quad (5)$$

Aplicándola en la ecuación (4) obtenemos la siguiente forma

$$i \frac{\partial u}{\partial \zeta} = \text{sgn}[\beta_2(\zeta)] \frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2} \quad (6)$$

Donde $\text{sgn}[\beta_2(\zeta)] = \pm 1$ dependiendo del signo de β_2 . Tomando ahora el complejo conjugado de la ecuación (6), obtenemos

$$-i \frac{\partial u^*}{\partial \zeta} = -\text{sgn}[\beta_2(\zeta)] \frac{\partial^2 u^*}{\partial \tau^2} \quad (7)$$

El signo del desplazamiento en fase causado por el factor GVD en cualquier posición $-\zeta$ en la primera fibra es invertido por el conjugado de fase óptica. Por lo tanto, la distorsión de la forma de onda debido al desplazamiento en fase anterior en la posición $-\zeta$ es exactamente compensada para la dispersión debida al desplazamiento de fase en la posición $-\zeta$ en la segunda fibra. De tal forma que la onda de salida en la Fibra 2 es exactamente el complejo conjugado de la onda de entrada en la Fibra 1 con la siguiente condición:

$$\text{sgn}[\beta_2(-\zeta)] = \text{sgn}[\beta_2(\zeta)] \quad (8)$$

El esquema para compensación por dispersión cromática en una fibra óptica, usando el conjugado de fase óptica se muestra en la Figura 2.

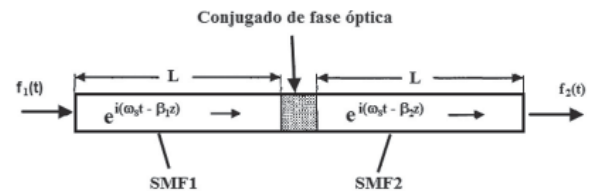


Figura 2. Diagrama esquemático de un compensador de dispersión cromática en una fibra óptica por medio del uso del conjugado de fase óptica.

La señal del pulso $f_1(t)$ con una frecuencia de la portadora ω_s , es transmitida a través de una fibra mono modo (SMF 1) de longitud L_1 y con una constante de propagación $\beta_1(\omega)$. Durante la transmisión,

el pulso es distorsionado debido al factor GVD. En el conjugado de fase, el pulso es entonces convertido a un pulso de fase conjugada con una portadora de frecuencia ω_c , la cual produce la inversión del espectro de la señal. El pulso de fase conjugada es entonces transmitido a través de la segunda fibra mono modo (SMF 2) de longitud L_2 y con una constante de propagación $\beta_2(\omega)$, y un pulso de salida resultante es obtenido en $f_2(t)$. Por lo que este pulso de salida será modificado si la siguiente condición es satisfecha (Watanabe, 1993, p.92).

$$\frac{\partial^2 \beta_1(\omega_s)}{\partial \omega^2} L_1 = \frac{\partial^2 \beta_2(\omega_c)}{\partial \omega^2} L_2 \quad (9)$$

donde $\frac{\partial^2 \beta_1(\omega_s)}{\partial \omega^2}$ y $\frac{\partial^2 \beta_2(\omega_c)}{\partial \omega^2}$ representan el factor GVD de la SMF 1 y la SMF 2 en $\omega = \omega_s$ y $\omega = \omega_c$ respectivamente. En otras palabras, la ecuación anterior nos dice que el factor GVD total que el pulso experimenta durante la transmisión en ambas fibras, deberá ser idéntico para la compensación de la dispersión.

MÉTODOS

En ésta investigación, en lugar de aplicar el conjugado de fase en el centro de la distancia de transmisión, vamos a considerar las dos secciones de la fibra como una simple fibra y aplicaremos el conjugado de fase óptica desde el transmisor. El conjugado de fase óptica se realizará usando un esquema de pre-compensación electrónica en la transmisión tal como se muestra en la Figura 3; en el cual la amplitud y la fase de las señales serán pre-distorsionadas para poder compensar la dispersión de la fibra en forma total, esto se realizará optimizando la amplitud y fase de cada pulso en forma individual, dependiendo de la secuencia de los bits adyacentes.

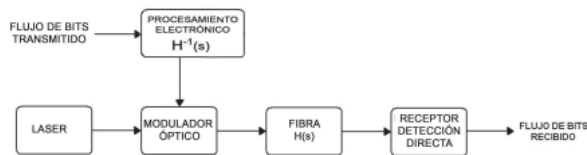


Figura 3. Diagrama a bloques de un enlace por fibra óptica con pre-compensación en el transmisor de la señal.

La pre-compensación óptica en el transmisor fue implementada usando dos filtros digitales los cuales controlan un modulador Mach-Zehnder diferencial. La arquitectura de los filtros están basados en una tabla de datos almacenada en memoria y un convertidor D/A (Digital/Analógico), tal como se muestra en la Figura 4.

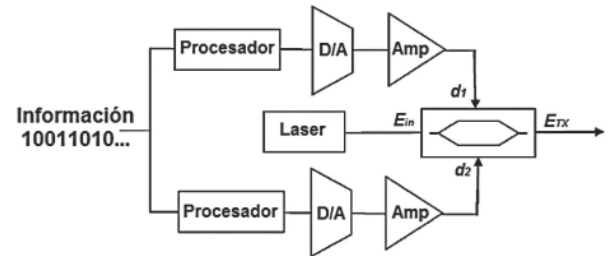


Figura 4. Diagrama esquemático de un pre-compensador electrónico en el transmisor.

El pre-compensador electrónico en el transmisor se encarga de generar señales pre-distorsionadas en una forma tal que la dispersión de la fibra invierte la distorsión durante la transmisión, resultando en la forma de onda deseada en el receptor. En la Figura 5 mostramos el esquema del pre-compensador electrónico estudiado en la etapa de transmisión.

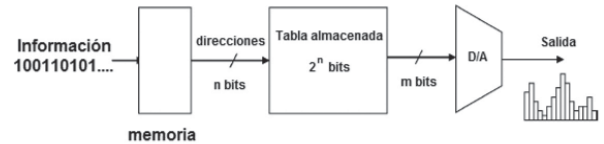


Figura 5. Diagrama esquemático del pre-compensador electrónico usado en nuestras investigaciones.

Si la señal es afectada por la dispersión acumulada del enlace $\beta_2 L$, donde β_2 es la dispersión de la fibra y L es la longitud de la misma, entonces la forma de onda de la señal óptica pre-distorsionada $E_{TX}(t)$ es encontrada, calculando el espectro de la señal óptica transmitida a partir del espectro deseado de la señal recibida

$$E_{TX}(\omega) = E_{RX}(\omega) e^{\left(\frac{j}{2} \beta_2 \omega^2 L\right)} \quad (10)$$

donde $E_{TX}(\omega)$ y $E_{RX}(\omega)$ son los campos eléctricos de las señal óptica transmitida y recibida respectivamente, ω es la frecuencia de la portadora. La señal pre-distorsionada es generada con un modulador Mach-Zehnder diferencial, controlado por los voltajes $d_1(t)$ y $d_2(t)$, tal como se muestra en la Figura 4. Tomando la transformada Inversa de Fourier de la ecuación (10) tenemos la señal deseada a la salida del modulador, dada por

$$E_{TX}(t) = E_{CW} \cos\left(\frac{\pi(d_1(t) - d_2(t))}{2V_\pi}\right) e^{\left(\frac{j(d_1(t) + d_2(t))}{2V_\pi}\right)} \quad (11)$$

donde E_{CW} es la entrada al modulador de un láser de onda continua. Los voltajes controladores $d_1(t)$ y $d_2(t)$,

requeridos para generar la señal pre-distorsionada, $E_{TX}(t) = |E_{TX}(t)|e^{i\phi(t)}$ son encontradas reordenando la ecuación (11)

$$\begin{aligned} d_1(t) &= \frac{V_\pi}{\pi} \left[\phi(t) + \cos^{-1} \left(\frac{|E_{TX}|}{|E_{CW}|} \right) \right] \\ d_2(t) &= \frac{V_\pi}{\pi} \left[\phi(t) - \cos^{-1} \left(\frac{|E_{TX}|}{|E_{CW}|} \right) \right] \end{aligned} \quad (12)$$

En la obtención de las señales $d_1(t)$ y $d_2(t)$, fue requerido implementar un filtro no-lineal, para lo cual usamos tablas de consulta (look-up table). Los datos de información que entran al transmisor pre-distorsionador, inicialmente son almacenados en memoria, y cada uno de éstos produce una muestra de salida, es decir, una dirección de n bits que direccionan una tabla de consulta con la información para pre-distorsionar la señal, esta tabla produce una palabra de m bits, los cuales pasan a un convertidor D/A. La razón de muestreo del convertidor D/A es un múltiplo entero de la velocidad de transferencia del sistema. El funcionamiento de la tabla look-up se muestra a detalle en la Figura 6.

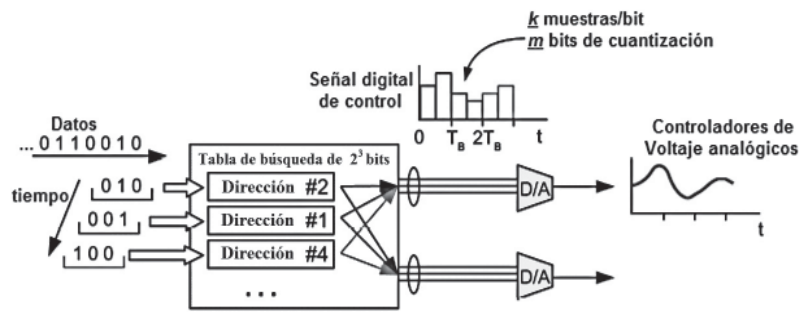


Figura 6. Ejemplo del funcionamiento de la tabla de búsqueda para generar las señales de control $d_1(t)$ y $d_2(t)$.

En las celdas de la memoria de la tabla se almacenan las señales de control digital. En el ejemplo, la tabla look-up tiene un tamaño de 3 bits, dos muestras por bit y además en cada caso un valor para cada uno de los electrodos del modulador. Lo cual quiere decir que necesitamos $4 \cdot 2^3$ celdas de memoria. En cada celda se almacena la muestra del m -bit cuantizado. En cada instante de tiempo se consideran 3 bits de los datos de entrada. A partir de esto se genera la dirección, en la cual se almacenan los

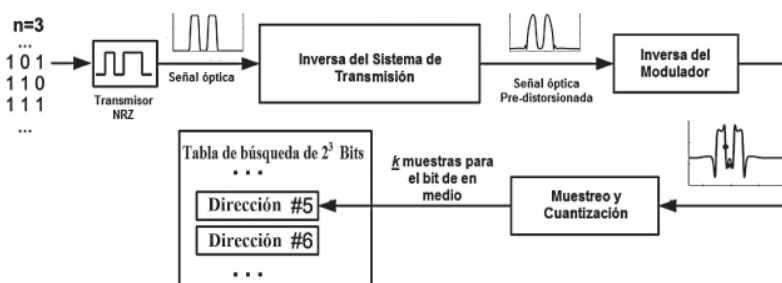


Figura 7. Ejemplo del cálculo de la tabla de búsqueda de dimensión 2^3 .

valores asociados a dicha dirección. A continuación la tabla de búsqueda proporciona los valores de cada muestra a los convertidores D/A, resultando así las señales analógicas para el control del modulador.

Para calcular los valores en la tabla de consulta, se utiliza el cálculo hacia atrás (back-calculation) de una señal objetivo ideal a partir del receptor hasta el transmisor, como fue descrito anteriormente. El cálculo final se muestra en la Figura 7, tomando como ejemplo una tabla de búsqueda con una longitud de 3 bits. El cálculo ocurre en $2^3 = 8$ iteraciones, para considerar todas las secuencias de bits posibles con una longitud de 3 bits.

Inicialmente, la señal deseada es generada; para esta investigación consideramos una señal NRZ a una razón de transferencia de 10 Gbit/s y una potencia de 1 mW. Esta señal es pre-distorsionada por el inverso del sistema de transmisión. Esta inversa viene dada por la ecuación no lineal de Schrödinger con parámetros de desplazamiento negativos, el cual fue explicado anteriormente. Como resultado del cálculo hacia atrás, obtenemos la señal óptica idealmente pre-distorsionada. La corriente requerida para la producción de este campo óptico es calculada con la ayuda de la función de transferencia del modulador. En el flujo de k -muestras por bit, el bit de en medio es muestreado y cuantizado. A continuación, se presentan muestras de valores en la tabla de búsqueda, las cuales son direccionadas según las secuencias de bits. Los valores para la muestra del bit de en medio son siempre almacenados, ya que en este tenemos la información sobre la distorsión contenida en los bits vecinos. Calculadas ya estas distorsiones, para todas las combinaciones de bits posibles, podemos reconstruir la señal óptica pre-distorsionada en el transmisor para datos arbitrarios.

RESULTADOS

En esta investigación usamos el software comercial VPI Transmission-Maker para la realización de las simulaciones, en la Figura 8 mostramos un esquema del diagrama implementado, incluimos dos fibras de 4000 Km que reciben la misma información a transmitir, la fibra superior recibe los datos pre-distorsionados digitalmente y la fibra inferior recibe los datos en forma normal.

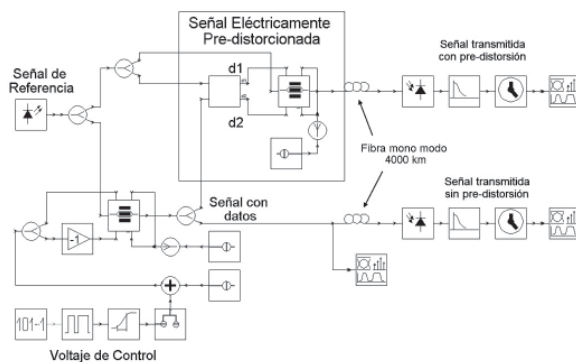


Figura 8. Diagrama de las simulaciones realizadas para la implementación del pre-compensador electrónico en el transmisor.

En todas las simulaciones descritas, la señal usada fue NRZ con una elevación del pulso de 10% - 90% y un tiempo de caída de 30 ps, en nuestro caso la no-linealidad y la atenuación de la fibra no fueron consideradas, ya que solo deseábamos demostrar la compensación de la dispersión en la fibra, por lo cual solo consideramos un canal sencillo con una fibra mono modo y longitud de 4000 Km y una dispersión de 16 ps/(nm Km). Los valores que se almacenaron en la tabla de búsqueda se basaron en la longitud total de la fibra (4000 Km), lo que correspondería a una distancia $L_1=L_2=2000$ Km en las Figuras 1 y 2. Los valores almacenados se calcularon usando las ecuaciones (11) y (12), empleando una secuencia binaria pseudo aleatoria (Pseudo-Random Binary Sequence - PRBS) de 2^n . Los datos almacenados en las tablas fueron usados para generar señales pre-compensadas codificando secuencias aleatorias de 512 bits, y el efecto de la dispersión en la fibra en las señales pre-compensadas fue calculado.

Primeramente se investigó la variación del número de muestras desde, 3 hasta 8 muestras/bit (30 a 80 Gmuestras/s a una razón de 10 Gb/s). El número de bits usados a la entrada de la tabla de búsqueda fue establecido en $n=7$ bits de entrada y lo que pudimos observar fue que al incrementar el número de mues-

tras/bit y el número de bits en la entrada de la tabla de búsqueda, nos conducía a mejorar notablemente la tolerancia a la dispersión, pero con el inconveniente de que se requeriría incrementar la capacidad de la memoria para almacenar los datos necesarios. Por lo que se decidió en dejar a 4 muestras/bit (40 Gmuestras/s) y se mantuvo $n=7$ bits, para direccionar la tabla de búsqueda, ya que el incrementar n a un valor mayor a 7 no mostraba una mejora notable. Con respecto a los bits a la salida de la tabla de búsqueda, se dejó $m=5$ bits, la cual correspondía a los 2^m (32) niveles de voltaje de salida. La Figura 9 muestra una comparación de los bits iniciales en la transmisión (a), la recepción con pre-compensación electrónica (b) y la recepción sin pre-compensación (c).

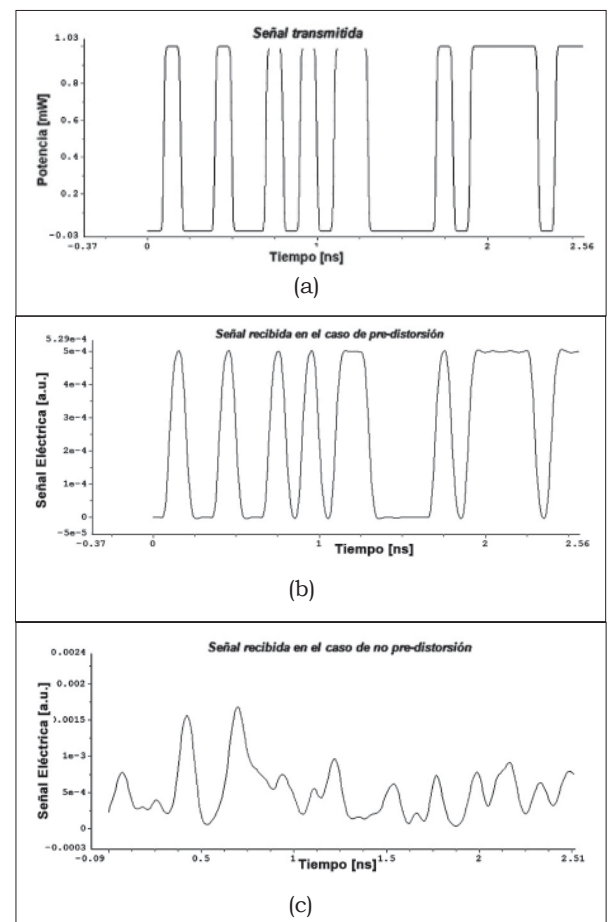


Figura 9. Comparación de las señales en el transmisor (a), recepción con pre-distorsión en la transmisión (b) y la recepción sin pre-distorsión en la transmisión (c).

Como podemos ver en la Figura anterior, los bits recibidos en la transmisión con pre-compensación, son recuperados en forma exacta que los bits transmitidos, lo que no es en el caso de transmisión en forma normal.

En la Figura 10 mostramos los diagramas de ojo para la recepción con pre-compensación en la transmisión (a), en donde el diagrama de ojo muestra una excelente apertura y calculado la Razón de Error de Bit, nos da un valor de cero, indicando una transmisión sin error y por lo tanto una compensación de la dispersión exacta después de los 4000 Km de fibra; ahora en el caso de la recepción de la señal sin pre-compensación (b), se obtiene un diagrama de ojo completamente cerrado, que nos da una Razón de Error de Bit de 0.3599, lo cual es un indicativo de los efectos de la dispersión después de los 4000 Km de fibra sin pre-compensación.

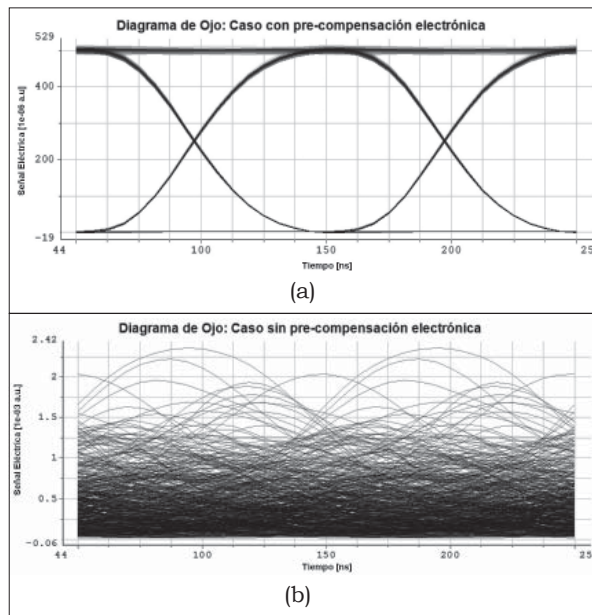


Figura 10. Diagramas de ojo captados en el receptor para la transmisión con pre-compensación (a) y sin pre-compensación (b) respectivamente.

En la Figura 11 se muestra una comparación de los espectros en la transmisión (a), la recepción con pre-distorsión (b) y la recepción sin aplicar pre-distorsión (c). Podemos notar la notable similitud entre el espectro óptico de la transmisión y el espectro óptico de la recepción con pre-distorsión.

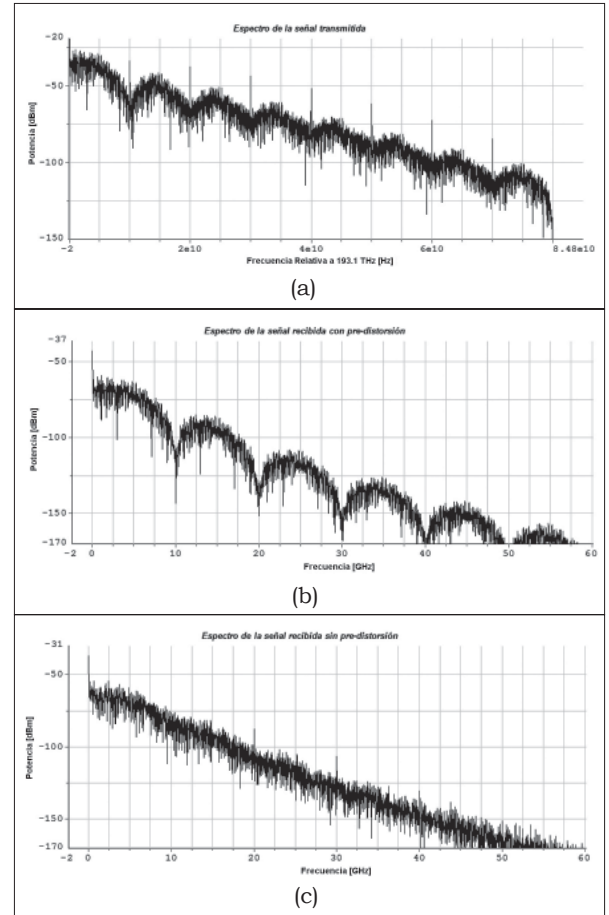


Figura 11. Espectros de la señal transmitida (a), señal recibida con pre-distorsión electrónica (b) y señal recibida sin pre-distorsión electrónica (c).

DISCUSIÓN

En esta investigación mostramos un método para la pre-compensación electrónica de la dispersión, usando un modulador diferencial Mach-Zender, el cual es controlado por un proceso de filtrado digital no-lineal, basado en tablas de búsqueda, con la finalidad de minimizar los efectos de la distorsión producida por la dispersión de la velocidad de grupo en las fibras ópticas usadas en comunicaciones a larga distancia. Los resultados de nuestras simulaciones demuestran que aún a pesar de que usamos una fibra mono modo de una longitud de 4000 Km y con una señal NRZ a 10 Gb/s, se puede recuperar la señal sin ningún error, pero cabe hacer mención que en estas investigaciones

no consideramos los efectos no lineales de la fibra, así como tampoco consideramos la atenuación de la misma. Nuestro trabajo futuro ahora se enfocará en usar esta técnica para reducir la distorsión producida por los efectos no lineales de la fibra, así como los efectos de la atenuación de la misma en un sistema de comunicación. Donde casi es seguro que tendremos que implementar un esquema de compensación de dispersión complementario a la técnica de pre-distorsión electrónica. Además pudimos verificar que sin usar fibras de compensación de dispersión, podemos minimizar costos y tamaños del sistema en forma eficiente con el uso de sistemas digitales y el procesamiento digital de señales.

AGRADECIMIENTOS

La realización de este trabajo fue apoyado por la Dirección de Investigación y Posgrado (DINPO)-clave 000085/08 y por el Consejo de Ciencia y Tecnología del Estado de Guanajuato (CONCYTEG) con el convenio No. 08-16-K662-124, Anexo 01.

REFERENCIAS

Agrawal, G. P., (1995), *Nonlinear Fiber Optics*. New York: Academic.

Barros, J. F. y Kahn, J. M., (AUGUST 15, 2008), Optimized Dispersion Compensation Using Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 26, No. 16, pp 2889-2898.

Cao, J., Chen, Y., Chen, T. y Jian, S., (2008), 2500 km-10 Gbps RZ transmission system based on dispersion compensation CFBGs without electric regenerator, *Frontiers of Optoelectronics in China*, Volume 1, Numbers 3-4, pp. 219-222.

Ip, E. y Kahn, J. M., (Aug. 2007), Digital equalization of chromatic dispersion and polarization mode dispersion, *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 8, pp. 2033-2043.

Li, J., Xu, K., Shou, G., (Agust 2007), Dispersion-Compensation Schemes for 160-Gb/s 1200-km, Transmission by Optical Phase Conjugation, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 25, No. 8, , pp. 1986-1995.

Sieben, Conradi y Dods, (Oct 1999), Optical single sideband transmission at 10Gb/s using only electrical dispersion compensation, *Journal of Lightwave Technology*, vol 17 (10), pp. 1742-1749,

Tang, X., Wu, Z., (2005), Optimization of Dispersion Compensation for Broad-Band Transmissions Based on Optical Phase Conjugation, *International Conference on Transparent Optical Networks*, pp. 393-396.

VPI Virtual Photonics. VPI TransmissionMaker (2002). WDM Users's Manual.

Watanabe, S., Naito, T. y Chikama, T., (1993), Compensation of Chromatic Dispersion in a Single-Mode Fiber by Optical Phase Conjugation, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 5, No. 1, pp 92-95.