

Un compensador de Distorsión para Comunicaciones Inalámbricas

Nibaldo Rodríguez Agurto

Pontificia Universidad Católica de Valparaíso
Escuela de Ingeniería Informática
Av. Brasil 2241, Valparaíso-Chile
nibaldo.rodriguez@ucv.cl

Ricardo soto

Pontificia Universidad Católica de Valparaíso
Escuela de Ingeniería Informática
Av. Brasil 2241, Valparaíso-Chile
Ricardo.soto@ucv.cl

Wenceslao Palma

Pontificia Universidad Católica de Valparaíso
Escuela de Ingeniería Informática
Av. Brasil 2241, Valparaíso-Chile
Wenceslao.palma@ucv.cl

Abstract

Multilevel Quadrature Amplitude modulation (M-QAM) is of considerable interest for mobile communications, due to its high spectral efficiency. However, the major drawback of the technique is its bit error rate performance degradation in the presence of nonlinear amplification and Multipath fading (Rician/ Rayleigh). In this paper, we propose a predistorter (PD) combined with iterative decoding in order to improve the bit error rate performance in the presence of both nonlinear and Rician fading effects. The PD is done at the transmitter side by a neural network within an extended Kalman filter (EKF) algorithm to estimate the coefficients and iterative decoding is done at the receiver side. The performance of the proposed scheme has been evaluated by computer simulation. The results show that the proposed method improves significantly the bit error rate.

Resumen:

La modulación Amplitud Cuadratura Multinivel (M-QAM) es de considerable interés para las comunicaciones móviles, debido a su alta eficiencia espectral. Sin embargo, la mayor desventaja de la técnica es su degradación de rendimiento de la razón de error de bit ante la presencia de amplificación no lineal y Multipath fading (Rician/Rayleigh). En este artículo, proponemos un predistorsionador combinado con decodificación iterativa para mejorar el rendimiento de la razón de error de bit ante la presencia de amplificación no lineal y Rician fading. El PD es realizado en el lado del transmisor usando una red neuronal con un filtro de Kalman extendido para estimar los coeficientes de PD y el decodificador iterativo se realiza en el lado del receptor.

Keywords: predistortion, iterative decoding, neural network.

1.- Introducción

La modulación Amplitud Cuadratura Multinivel (M=4, 16 y 64-QAM) ha sido adoptada en varios estándares de comunicaciones inalámbricos, tales como: IEEE 802.11a y difusión de video digital por satélite (DVB-S) [7], debido a su alta eficiencia espectral. Sin embargo, este esquema de modulación es muy sensible y vulnerable a la distorsión no lineal de amplitud y fase introducida por el amplificador de potencia (AP) y el canal Multipath fading (Rician o Rayleigh) [12]. Como resultado de estas distorsiones, el rendimiento del receptor en términos de la razón de error de bit (BER) será degradado significativamente y el espectro de la señal transmitida será extendido a los canales adyacentes, provocando el efecto conocido como Interferencia de canales adyacentes (ACI). Una solución simple para evitar estos efectos negativos es operar el PA muy lejos del punto de operación óptimo o punto de saturación y así mantener los requerimientos de linealidad del sistema, pero esta solución ofrece un sistema de comunicación con baja eficiencia de potencia, logrando con ello que las baterías de los equipos móviles tengan una baja duración. Sin embargo, hoy en día los usuarios demandan equipos móviles de bajo consumo de potencia y amplio ancho de banda.

Por lo tanto, para satisfacer la demanda de los usuarios han sido propuestas dos técnicas de compensación durante las últimas décadas, las cuales son conocidas con el nombre de Predistorsión (PD) y Ecuilización. La PD se implementa en el transmisor usando PD de la data o PD de la señal y la ecuilización se implementa en el receptor usando un esquema de ecuilización no lineal.

En este artículo proponemos un esquema de PD combinado con Decodificación Iterativa para compensar los efectos de distorsión no lineal, distorsión multiplicativa Rician fading y también para reducir el ruido Gaussian blanco aditivo (RGBA). El PD es usado para compensar la distorsión no lineal introducida por el PA y está basado en una red neuronal con una capa oculta y un nodo para la entrada y salida. Los coeficientes del PD son ajustados usando el filtro de Klamán Extendido [14]. El esquema de Decodificación Iterativa está basado en el uso de un Turbo Código (TC). Los TC fueron presentados por primera vez en la Conferencia Internacional de Comunicaciones celebrada en Génova, por los investigadores Berrou, Glavieux y Thitimajshima [4], en esa oportunidad los TC sólo fueron presentados para canales Gaussian. Los TC son una familia de códigos concatenados en paralelo. Los códigos constituyentes de los TC son códigos convolucionales y según [4], los códigos constituyentes que proporcionan mejores prestaciones son los Códigos Convolucionales Recursivos Sistemáticos (CRS). El proceso de decodificador se compone de tantos decodificadores constituyentes como códigos constituyentes tenga el TC y cada uno de ellos calcula una distribución de probabilidad a posteriori (DPAP) a partir de los símbolos demodulados. El algoritmo central de cada bloque se basó en el algoritmo BCJR propuesto en la referencia [1]. Este algoritmo, no es implementable porque requiere de toda la secuencia de símbolos demodulados para poder proporcionar la secuencia de DPAP. Para evitar este problema en las referencias [2][3] y [8] ha sido propuesto un algoritmo BCJR modificado, el cual ha sido ampliamente usado durante los últimos años para el proceso de turbo decodificación.

Un aspecto importante en el diseño de un TC es el esquema de intercalación de bits, puesto que el intercalador determina el comportamiento asintótico del TC. Esta característica ha sido motivo para que algunos investigadores durante la última década hayan investigado varios tipos de intercaladores de bits para mejorar el comportamiento asintótico que ofrece Turbo Código. Entre estos investigadores se destacan los trabajos de Divsalar [6]. Divsalar, propuso un tipo de intercalador de bits denominado *S*-Random, donde el parámetro *S* se selecciona como $S \leq \sqrt{L}/2$, donde *L* representa el tamaño del intercalador de bits. Además, cuando el parámetro *L* crece, el rendimiento del TC mejora significativamente, pero la complejidad del Turbo Decodificador también crece [3]. Para mantener un buen equilibrio entre complejidad y la razón de error de bits, un tamaño recomendable es seleccionar $L \leq 1024$.

Finalmente, este artículo está organizado de la siguiente forma: en la sección 2 se describe la funcionalidad de cada uno de los componentes del transmisor y receptor del sistema de comunicación. La sección 3, se describe la estructura y el algoritmo de Predistorsión. En la sección 4, se presenta la evaluación de rendimiento lograda a través de simulación computacional usando modulación QPSK (4-QAM) y por último, las principales conclusiones son dadas en la sección 5.

2.- Descripción del sistema propuesto

En la Figura 1, se presenta el diagrama de bloque del sistema de transmisión propuesto para señales banda base QPSK. La entrada al sistema es una secuencia de bits de información denotada por la variable $d_k \in \{0,1\}_{k=1}^N$. Los d_k son codificados usando el esquema de codificación denominado Turbo Códigos. El TC usado en este artículo está formado por dos códigos convolucionales recursivos sistemáticos unidos en forma paralela y separado por un intercalador de bits. Durante el proceso de turbo codificación la secuencia de bits de información d_k se codifica usando el primer codificador, el cual genera una secuencia de salida formada por bits sistemáticos $d_k = x_k^s$ y bits de paridad $x_{1,k}^p$. Posteriormente los bits d_k son intercalado usando un esquema de intercalación de bits y la salida del intercalador $\pi(d_k) = \tilde{d}_k$ se utiliza como entrada en el segundo codificador CRS, nuevamente este codificador genera una salida formada por bits sistemáticos y bits de paridad $x_{2,k}^p$. Para lograr un esquema de codificación con razón igual a un medio se usa un dispositivo denominado selector (no mostrado en la Figura 1), el cual selecciona los bits de paridad impar del primer codificador y los bits de paridad par del segundo codificador $x_k^p = \{x_{1,1}^p, x_{2,2}^p, x_{1,3}^p, x_{1,4}^p, x_{1,5}^p, x_{1,6}^p, \dots\}$. Luego, la secuencia de salida $\{x_k^s, x_k^p\}$ del turbo codificador se transforma en un símbolo complejo M-QAM usando el esquema de Gray. Estos símbolos son filtrados usando un filtro raíz cuadrada *raised cosine*, el cual se implementa usando 25 coeficientes, un factor *roll-off* igual a 0.5. El lector puede encontrar una descripción más detallada sobre el filtro transmisor en la referencia [11]. Posteriormente, la señal banda base $x(t)$ es predistorsionada por el dispositivo de Predistorsión y luego amplificada por un AP del tipo TWT [13]. La señal amplificada es representada por:

$$z(t) = A(y_\rho) \exp(j \cdot (y_\theta + P(y_\rho))) \quad (1)$$

donde y_ρ e y_θ representan la amplitud y fase de la señal predistorsionada $y(t)$. La funciones $A(\cdot)$ y $P(\cdot)$ denotan las conversiones de amplitud y fase no lineal; respectivamente.

Para un amplificador TWT, las funciones de amplitud fase son dadas por [13]:

$$G(y_\rho) = \frac{2 \cdot y_\rho}{1 + y_\rho^2} \quad (2)$$

$$\Phi(y_\rho) = \frac{2 \cdot y_\rho^2}{1 + y_\rho^2} \cdot \frac{\pi}{6} \quad (3)$$

La distorsión no lineal de AP depende de la potencia *Backoff* (BO). La potencia OB de entrada es definida como la razón entre la potencia de saturación de entrada $P_{sat,i}$ y la potencia promedio de entrada $P_{pr,i}$:

$$IBO = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{sat,i}}{P_{pr,i}} \right) \quad (4)$$

Finalmente, en el transmisor la señal amplificada $z(t)$ se propaga sobre un canal móvil, la cual también se deteriora por la presencia de ruido Gaussian blanco aditivo (RGBA). En este artículo, consideramos un canal *Rician flat fading* $c(\tau, t)$. Este modelo se justifica por la existencia de una ruta directa entre el transmisor y/o el receptor en la mayoría de los casos. La respuesta de impulso de tiempo variable del canal $c(\tau, t)$ se modela como un proceso Gaussian complejo con un valor medio distinto de cero y el envolvente del $c(\tau, t)$ en un instante de tiempo t posee una distribución de *Rice*. Desde el modelo de Jake [10], la función de autocorrelación de $c(\tau, t)$ es dada como:

$$R_c(\tau) = \frac{1}{2(K_R + 1)} J_0(2\pi f_D \tau) \quad (5)$$

donde $J_0(\cdot)$ es la función de Bessel de orden cero de primer tipo y f_D representa la frecuencia Doppler máxima entre el transmisor y el receptor, la cual está relacionada con la velocidad del vehículo v y la frecuencia *carrier* f_c . La valor $f_n = f_D \tau$ es comúnmente conocido como frecuencia Doppler normalizada y el parámetro K_R es interpretado generalmente como la razón de potencia entre la componente directa y la componente difusa.

En un instante de tiempo t la señal recibida se representa como:

$$r(t) = c(t)z(t) + n(t) \quad (6)$$

donde $c(t)$ representa la ganancia del canal y $n(t)$ corresponde al RGA complejo con densidad espectral igual a $N_o/2$.

La señal recibida $r(t)$ es pasada a través del filtro receptor y luego es muestreada. La secuencia de salida muestreada p_k se constituye en la entrada del proceso denominado *Demapping*. El *Demapping* divide los símbolos complejos p_k en dos secuencias $\{y_k^s\}$ y $\{y_k^p\}$ y luego estas secuencias son demoduladas independientemente contra sus respectivas cotas de decisiones. En el proceso de turbo decodificación existe un dispositivo llamado de-selector (no mostrado en la Figura 1), el cual realiza el proceso inverso del selector. Este dispositivo convierte los bits de paridad recibido y_k^p en una secuencia paralela $\{y_{1,k}^p, y_{2,k}^p\}$ y agrega un valor cero en los bits de paridad no transmitidos. La secuencia de bits paralelo recibida $\{y_k^s, y_{1,k}^p, y_{2,k}^p\}$ se decodifica usando el proceso turbo decodificador, el cual utiliza un algoritmo sub-óptimo conocido como Maximum a Posteriori (MAP). La derivación de este algoritmo ha sido bien documentada en la referencia [2][3] y [8].

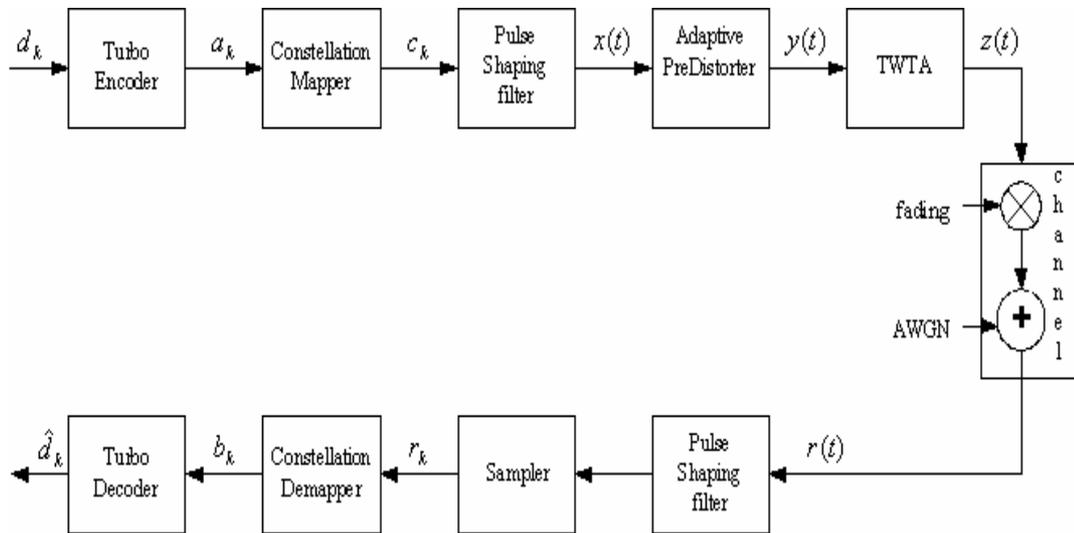


Figura 1 Sistema de transmisión banda base.

3.- Estructura y Algoritmo de Predistorsión

Consideremos una representación banda base para las señales de entrada al PD $x(t)$, señal de salida del PD $y(t)$ y señal de salida del AP $z(t)$:

$$x(t) = x_\rho \exp(j \cdot x_\theta) \quad (7)$$

$$y(t) = y_\rho \exp(j \cdot y_\theta) \quad (8)$$

$$z(t) = z_\rho \exp(j \cdot z_\theta) \quad (9)$$

donde x_θ , y_θ y z_θ representan la fase de las señales y x_ρ , y_ρ y z_ρ denotan la amplitud de las señales de las ecuaciones anteriores.

La salida del PD será representada en amplitud y cuadratura como:

$$y(t) = M(x_\rho(t)) \exp[j(x_\theta(t) + N(x_\rho))] \quad (10)$$

Usando la ecuación (1) y (6) se obtiene la señal de salida del AP como:

$$z(t) = A[M(x_\rho(t))] \exp[j(x_\theta + N(x_\rho) + P(M(x_\rho(t))))] \quad (11)$$

Para obtener un PD ideal, la señal $z(t)$ debe ser igual o proporcional a la señal $x(t)$. Esto es:

$$\begin{aligned} A[M(x_\rho(t))] &= \alpha \cdot x_\rho(t) \\ N[x_\rho(t)] &= -P[M(x_\rho(t))] \\ \alpha^2 &= \beta \cdot P_{sat}, \quad 0 < \beta \leq 1 \end{aligned} \quad (12)$$

donde P_{sat} representa la potencia de saturación. En este artículo la potencia de saturación es $P_{sat} = 1$.

Por lo tanto, la máxima potencia de salida del amplificador linealizado será igual a $\beta \cdot P_{sat}$ [5].

Finalmente, la señal de salida del PD será obtenido por:

$$y(t) = A^{-1}(x_\rho(t)) \exp[j(x_\theta(t) - P(A^{-1}(x_\rho(t))))] \quad (13)$$

Por lo tanto, para obtener la función de Predistorsión $y(t) = f_{pd}(\cdot)$, es sólo necesario encontrar la función inversa de $A(\cdot)$. Para hallar la función inversa es usada una red neuronal, puesto que las redes neuronales cumple la propiedad de aproximadotes universales [9].

Para implementar el proceso de aprendizaje de PD se requiere formar una base de datos compuesta por muestras de la función de amplitud $A[x_\rho(n)]$. Esto es: $B = \{z_\rho(n), x_\rho(n); n = 1, 2, \dots, N_s\}$, donde z_ρ representa la entrada a la red neuronal, x_ρ representa la salida deseada y N_s denota el número de muestras de la función de amplitud del AP.

El problema de encontrar los pesos óptimos de PD pueden ser tratado como un problema de identificación de parámetros. Asumamos que todos los pesos de PD son representados en un vector $w = [a_1, a_2, \dots, a_{N_h}, b_1, \dots, b_{N_h}]$. Entonces usando la siguiente ecuación podemos hallar los pesos de PD:

$$\begin{aligned} w(n+1) &= w(n) \\ x_\rho(n) &= f_{PD}[z_\rho(n), w(n)] + v(n) \end{aligned} \quad (14)$$

donde es asumido que el estado inicial $w(0)$ y la secuencia $\{v(n)\}$ son idenpendientes.

Las ecuaciones del EKF para ajustar los coeficientes de PD son [14]:

$$K(n) = P(n-1)F(n)[R(n) + F^T(n)P(n-1)F(n)]^{-1} \quad (15)$$

$$P(n) = P(n-1) - K(n)F^T(n)P(n-1) \quad (16)$$

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + K(n)[x_\rho(n) - f_{PD}(z_\rho(n), \hat{w}(n))] \quad (17)$$

donde $F(n)$ representa la matriz Jacobiana definida por:

$$F(n) = \left. \frac{\partial f_{PD}}{\partial w} \right|_{w=\hat{w}(n-1)} = \left(\frac{\partial f_{PD}}{\partial w_j} \right), \quad j = 1, \dots, N_h, N_h + 1, \dots, 2N_h \quad (18)$$

y $K(n)$ representa la matriz de ganancia de Kalman.

4.- Discusión de Resultados

En esta sección, el rendimiento del esquema propuesto fue evaluado a través de simulación computacional usando una secuencia de bits de información de largo $N_{bit} = 100000$. El tipo de modulación seleccionada fue QPSK, el intercalación de bits usado fue el propuesto en las referencias [6] y el tamaño de intercalación de bits fue igual a 512 y el parámetro $S=13$. La decisión o estimación de los bits fue tomada en la salida del proceso turbo decodificación, donde los bits decodificados $\{\hat{d}_k\}$ fueron comparados con los bits transmitidos $\{d_k\}$ para calcular la razón de error de bits versus la razón señal a ruido. Cabe hacer nota que estos parámetros han sido mantenidos constantes en cada una de las simulaciones presentadas en este artículo.

Los coeficientes de PD neuronal fueron estimados durante el proceso de aprendizaje usando $N_s = 100$ muestras de la función de amplitud del AP y el punto de operación del AP fue igual a $IBO = -1$ dB. La estructura de PD neuronal fue configurada con un nodo de entrada, uno de salida y cinco nodos para la capa oculta. Esta estructura es denota por PDTC(1,5,1). La inicialización de los coeficientes de PD fue usando un proceso random gaussiano con distribución normal $N(0,1)$. El número de iteraciones o épocas del aprendizaje fue igual a 50 y el error cuadrático medio fue igual a 3×10^{-4} .

El canal móvil fue modelado como un proceso Gaussian complejo con un valor medio distinto de cero y es representado por la siguiente ecuación:

$$c(n) = |u(n) + v(n)| \quad (19)$$

donde $u(n)$ representa la componente difusa y $v(n)$ representa la componente directa.

Para generar la secuencia difusa $u(n)$ ha sido utilizado el esquema propuesto por David Young en [15], el cual permite generar variables aleatorias correlacionadas usando la transformada de Fourier discreta inversa. La componente difusa es dada por la siguiente expresión:

$$u(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (F(k)A(k) - jF(k)B(k)) e^{j(2\pi kn/N)} \quad (20)$$

donde cada elemento de la sucesión $\{A(k)\}$ y $\{B(k)\}$; $k = 0, 1, \dots, N-1$, tiene una distribución normal con media igual a cero y varianza σ^2 . La secuencia $\{F(k)\}$ representa los coeficientes de un filtro de repuesta de impulso finito dado por la ecuación (21).

$$F(k) = \begin{cases} 0, & k = 0 \\ \sqrt{\frac{1}{2\sqrt{1-\left(\frac{k}{Nf_n}\right)^2}}}, & k = 1, 2, \dots, k_n - 1 \\ \sqrt{\frac{k_n}{2} \left[\frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{k_n - 1}{\sqrt{2k_n - 1}}\right) \right]}, & k = k_n \\ 0, & k = k_n + 1, \dots, N - k_n - 1 \\ \sqrt{\frac{k_n}{2} \left[\frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{k_n - 1}{\sqrt{2k_n - 1}}\right) \right]}, & k = N - k_n \\ \sqrt{\frac{1}{2\sqrt{1-\left(\frac{N-k}{Nf_n}\right)^2}}}, & k = N - k_n + 1, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (21)$$

donde $k_n = \lfloor Nf_n \rfloor$ y $\lfloor \cdot \rfloor$ representa la función parte entera.

La componente directa $v(n)$ se define por:

$$v(n) = \sqrt{2K_R \text{var}[\text{Re}(u(n))]} \quad (22)$$

donde las funciones $\text{var}(\cdot)$ y $\text{Re}(\cdot)$ representan la varianza y la parte real de un número complejo; respectivamente.

Para evaluar el rendimiento del canal móvil con Rician fading y ruido gaussino, asumimos que las muestras son simuladas usando la ecuación (19). Los parámetros del canal son: frecuencia portadora 2.5GHz, frecuencia de muestreo 100kHz, factor rician $K_R=4\text{dB}$. Las velocidades del móvil fueron 32.4 km/h y 36.72km/h. estas velocidades corresponde a una frecuencia Doppler normalizada igual a $f_n = 0.00075$ y $f_n = 0.00085$; respectivamente.

En la Figura 2 se presenta el rendimiento de la razón de error de bits (BER) versus la razón señal a ruido (SNR) considerando tres casos. a) sin técnica de compensación, b) sólo con decodificación iterativa (turbo código) y c) con Predistorsión y turbo código PDTC(1,5,1). Desde esta figura se puede apreciar que los rendimientos logrados con los casos a) y b) ofrecen un BER muy pobre para una SNR entre 1.5dB y 5.5dB. Este resultado permite concluir que los Turbo códigos no son eficientes para corregir errores de bits provocados por un canal No Lineal Rician Fading.

El rendimiento logrado con el caso c) es significativamente mejor cuando se compara con los casos a) y b). Esta ganancia de SNR se logra como consecuencia de la incorporación de un compensador de distorsión no lineal.

Desde la Figura 2 se puede observar que cuando la frecuencia Doppler crece desde $f_n = 0.00075$ a $f_n = 0.00085$ el rendimiento del BER versus SNR mejor considerablemente y la ganancia lograda es de aproximadamente 1.8 dB de SNR para un $\text{BER}=10^{-4}$. Por lo tanto, estos resultados ilustran que el compensador propuesto PDTC(1,5,1) permite lograr un rendimiento del BER cuando el proceso fading es menos correlacionado.

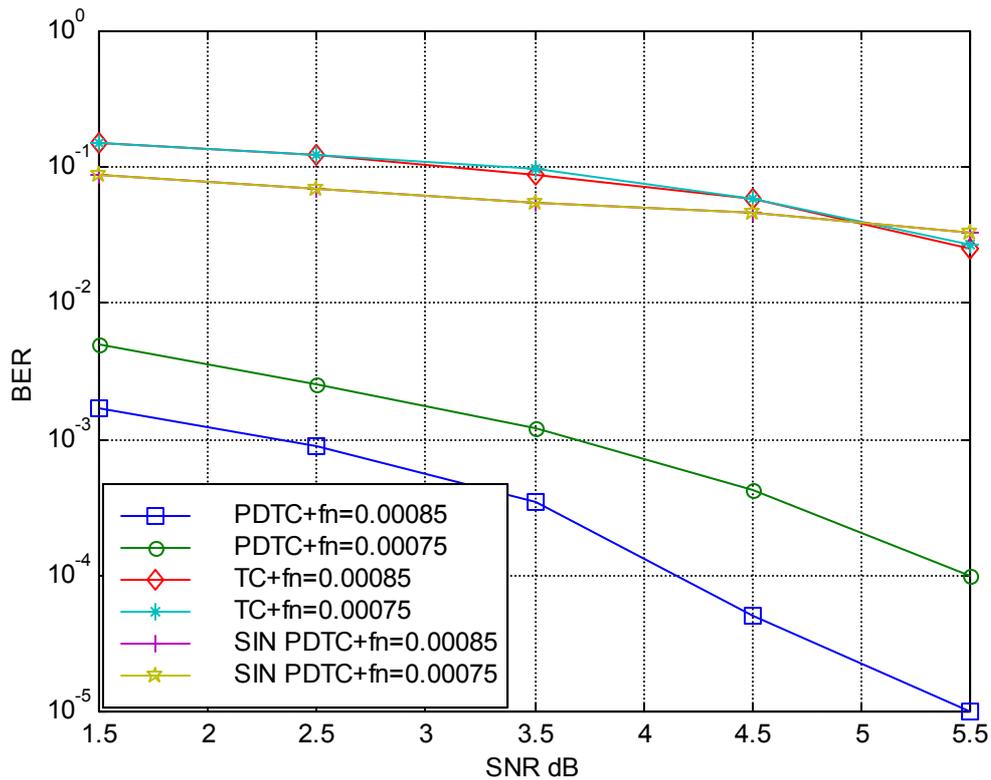


Figura 2 BER vs SNR para QPSK con $IBO = -1$ dB, Rician fading $K_R = 4$ dB y Ruido gaussiano.

4.- Conclusiones

En este artículo un esquema de compensación de distorsión no lineal y Rician fading fue presentado. La estructura del compensador propuesto está formado por un predistorsionador y un turbo código.

Los resultados obtenidos a través de simulación computacional permiten concluir que el compensador propuesto logra una ganancia significativa cuando se compara con un sistema de comunicación sin técnicas de compensación. Para el caso de señales QPSK el compensador ofrece una ganancia de 1.8 dB de SNR para un $BER = 10^{-4}$.

Agradecimientos

El autor agradece la ayuda económica ofrecida por el proyecto DGI. N° 209.730/2004, de la Pontificia Universidad Católica de Valparaíso, Chile.

Referencias

- [1] Bahl L.R., Coke J., Jelinek F., Raviv J., *Optimal decoding of linear codes for minimising symbol error rate*, IEEE Trans. Information Theory, Vol. IT-20, pp. 284-287, 1974.
- [2] Benedetto S., D. Divsalar, G. Montorsi and F. Pollara MAP algorithms and their applications to decode parallel and serial code concatenations, in *Fifth ESA Int. Workshop on Digital Signal Proc. Tech. Applied to Space Communications*, pp. 8.10-8.24, 1996.

- [3] Benedetto S. and Montersi G., *Design of parallel concatenated convolutional codes*, IEEE Trans. Commun., Vol. 44, N° 5, pp. 591-600, May 1996.
- [4] Berrou C., Glavieux A., and Thitimajshima P., *Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo Codes*, in Proc. ICC'93, pp.1064-1070, May 1993.
- [5] Cavers J.K., *Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements*, IEEE Trans. Veh. Tech., Vol. 39, N° 4, pp. 374-382, Nov. 1990.
- [6] Divsalar D. and Pollara F., *Turbo codes for PCS applications*, IEEE Int. Conf. Commun., pp. 54-59, 1995.
- [7] ETSI, *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz Satellite Services*, EN 300 421 v.1.1.2, August 1997.
- [8] Hagenauer J., Offer E., and Papke L., *Iterative decoding of binary block and convolutional codes*, IEEE Trans. Information Theory, Vol. 42, pp.429-445, March 1996.
- [9] Kornik K., Stichcombe M. and White H., *Multilayer feedforward networks are universal approximators*, Neural Networks, Vol. 2, pp. 359-366, 1989
- [10] Jakes W. C., *Microwave mobile communications*, New York, Wiley, 1974.
- [11] Proakis John, *Digital communications*, third edition, McGraw-Hill, 1995.
- [12] Rodriguez N., Soto I., and Carrasco R., *Adaptive predistortion of COFDM signals for a mobile satellite channel*, International Journal of Communication systems, Vol.16, pp. 137-150, March 2003.
- [13] Saleh M. y Adel A, *Frecuency-Independent and Frecuency-Dependent nolinear models TWT amplifiers*, IEEE Trans. Comm., Vol. COM-29, pp. 1715-1719, November 1981.
- [14] Singhal S. and Wu L., *Training feedforward networks with the extended Kalman algorithm*, in ICASSP-89, 1989 Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, Vol. 2, pp. 1187-1190, 1989
- [15] Young D. and Beaulieu C., *The generation of correlated Rayleigh random variates by inverse discrete Fourier transform*, IEEE Trans. Commun., Vol. 48, N° 7, pp. 114-1127, July 2000.