

## **Estudio del desempeño de la concatenación de ecualizador de baja complejidad con código NRZ-LDPC irregular para canales inalámbricos móviles**

*Study of the performance of the concatenation of low complexity equalizer with code NRZ-irregular LDPC for wireless mobile channels*

Washington Fernández R.<sup>1</sup>      Pedro Carrasco P.<sup>1</sup>

Recibido 2 de octubre de 2012, aceptado 25 de abril de 2014

*Received: October 2, 2012      Accepted: April 25, 2014*

### **RESUMEN**

Se estudia el desempeño de un sistema de comunicación para redes inalámbricas móviles basado en la concatenación de código no retorno a cero, código de chequeo de paridad de baja densidad irregular y ecualizador de dos bits. El transmisor se compone de un codificador de línea NRZ y un codificador LDPC con bajo umbral de error. El receptor se compone de un decodificador suma producto y un ecualizador que utiliza el algoritmo de estimación de secuencia de máxima probabilidad. El sistema de comunicación se simula sobre un canal con ruido aditivo blanco Gaussiano y desvanecimiento rápido con distribución Rayleigh, para diferentes tamaños de la palabra de código. La velocidad del móvil se considera igual a 150 km/h. El desempeño del sistema se determina en función de la probabilidad de error de bit y la razón señal a ruido, obteniendo para un BER de  $10^{-5}$  una SNR de 9 dB para el caso del codificador NRZ-LDPC sin ecualizador y una SNR de 4,5 dB para el caso del codificador NRZ-LDPC con ecualizador. Los resultados del estudio de desempeño indican que con el sistema formado por la concatenación de ecualizador con código NRZ-LDPC se logra una reducción apreciable de la SNR.

Palabras clave: Código chequeo de paridad de baja densidad irregular, ecualizador, desvanecimiento rápido, redes inalámbricas, cuarta generación.

### **ABSTRACT**

*A communications system for mobile wireless networks based on concatenation of code NRZ, irregular LDPC code and equalizer of two bits is studied. The transmitter is composed of a NRZ line coder and irregular LDPC coder with a low error threshold. The receiver is composed of the sum-product decoder and low complexity equalizer with a maximum probability estimation sequence algorithm. The communication system is simulated on an AWGN channel and fast fading with Rayleigh distribution, for different word sizes. A mobile speed of 150 Km/h is considered. System performance in terms of the bit error probability (BER) and signal-to-noise (SNR) is calculated for NRZ-LDPC codes, achieving to BER of  $10^{-5}$  a SNR of 9 dB without equalizer and a SNR of 4.5 dB with equalizer. The results of the performance study indicate that system with NRZ-LDPC codes and equalizer achieves a considerable reduction of the SNR*

*Keywords: Irregular low density parity checking code, equalizer, fast fading, wireless networks, fourth generation.*

---

<sup>1</sup> Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica. Universidad del Bío-Bío. Avenida Collao 1202. Concepción, Chile.  
E-mail: wfernand@ubiobio.cl; pedrocar@ubiobio.cl

## INTRODUCCIÓN

Las redes inalámbricas actuales están evolucionando a redes de mayor velocidad y confiabilidad gracias a la tecnología de cuarta generación. Es una tecnología basada por completo en IP (Internet Protocol). Las redes 4G tienen como característica principal una velocidad de transmisión de datos muy superior a la de las generaciones de redes inalámbricas anteriores, ofreciendo una mayor calidad de servicio y una recepción de datos superior a la actual tecnología 3G. Se estima que la velocidad de transmisión de datos será superior a los 100 Mbps aun si el usuario se encuentra en movimiento, permitiendo por ejemplo realizar videoconferencias o videollamadas con imagen y sonido de alta calidad, compartir archivos multimedia de alta definición, acceso a juegos aprovechando al máximo las capacidades de video y sonido de los terminales móviles, etc. [1].

Este tipo de redes se ven afectadas por distintos factores, como atenuación, desvanecimiento (*fading*), ruidos, etc., que se traducen en errores en la data recibida en el extremo receptor. Para eliminar o minimizar los efectos de estos factores se deben aplicar técnicas de compensación de errores, como códigos detectores y correctores de errores y ecualización adaptiva. El desvanecimiento tipo Rayleigh causado por la propagación por múltiples trayectorias es quizás el más importante que sufre la señal desde el transmisor hasta el receptor provocando un gran nivel de interferencia intersimbólica (ISI, Intersymbol Interference). Una de las técnicas que se utiliza para el control de errores es la codificación de paridad de baja densidad (LDPC, Low Density Parity Check) [2], la que permite operar cerca de la capacidad de canal de Shannon sobre un canal con ruido aditivo blanco Gaussiano (AWGN, Additive White Gaussian Noise) [3]. Un código LDPC se representa por su matriz de chequeo de paridad  $\mathbf{H}$ , de orden  $m$  por  $n$ . Se dice que la matriz es de baja densidad si la cantidad de ceros en ella es mucho mayor que la cantidad de unos [4-6]. A la matriz  $\mathbf{H}$  se le asocia un grafo bipartito conocido como grafo de Tanner [7], que contiene dos conjuntos de nodos: los nodos de bits, que se asocian con las columnas de la matriz  $\mathbf{H}$  y los nodos de chequeo que se asocian con las filas. El grafo de Tanner se define por  $G(\mathbf{H}) = (V; E)$ , con  $m+n$  vértices,  $V = \{1, 2, 3, \dots, m, m+1, \dots, m+n\}$ , donde los primeros  $m$  vértices corresponden a las  $m$  ecuaciones de chequeo de paridad (nodos

de chequeo) y los últimos  $n$  vértices corresponden a los nodos de bits. Para  $1 \leq i \leq m$  y  $1 \leq j \leq n$ , hay una unión  $(i, m+j)$  en  $E$ , si y solo si  $\mathbf{H}_{i,j} = 1$ , donde  $i$  corresponde a la fila y  $j$  corresponde a la columna de la matriz  $\mathbf{H}$ . La longitud del código LDPC es  $n$  y su velocidad es  $\frac{n-m}{n}$ .

Otra técnica que se utiliza para minimizar la distorsión y reducir los efectos de la ISI es la ecualización adaptiva [8]. La ecualización es el proceso de corregir la distorsión que introduce el canal en la señal transmitida. En un sistema de comunicación de data digital la respuesta en el tiempo del canal de transmisión no se conoce con exactitud, por su comportamiento aleatorio en el tiempo, por lo tanto, el receptor por sí solo no es capaz de compensar las distorsiones de la señal recibida, para ello necesita conocer varios parámetros que permitan determinar las características del canal, lográndose con esto eliminar el desfase de la señal recibida, la ISI, los retardos de la señal recibida y la cancelación de los ecos. Existen varios tipos de ecualizadores adaptivos, los cuales se clasifican en primera instancia en ecualizadores supervisados y ecualizadores no supervisados [9]. Dentro de los primeros están los de estimación de secuencia. Uno de los algoritmos que se utilizan para estimar los parámetros del ecualizador es el algoritmo estimador de secuencia de máxima probabilidad (MLSE, Maximum Likelihood Sequence Estimator) [10] que usa el algoritmo de Viterbi. Después del periodo de entrenamiento inicial, los coeficientes del ecualizador adaptivo se ajustan en forma continua. La señal de error se deriva a partir de la señal estimada de la secuencia transmitida.

En este artículo se estudia el desempeño de un sistema de comunicación basado en la concatenación de código de línea no retorno a cero (NRZ, Non Return to Zero) código LDPC irregular, con bajo umbral de error y un ecualizador adaptativo supervisado, con estimador de secuencia, que utiliza el algoritmo MLSE.

La ventaja principal de este esquema es que para determinar la distorsión producida por el canal se necesitan tan solo los dos primeros bits de la secuencia transmitida, logrando así un ecualizador de baja complejidad y de alto desempeño. Para determinar el desempeño del esquema propuesto se evalúa la probabilidad de error de bit (BER, Bit

Error Rate) versus la razón de señal a ruido (SNR, Signal to Noise Rate) y se compara con el esquema NRZ y NRZ-LDPC irregular para la condición sin y con ecualizador, para canal inalámbrico con ruido AWG y desvanecimiento Rayleigh.

La composición de este artículo se señala a continuación: en la siguiente sección se revisan los fundamentos teóricos de los códigos LDPC irregular y el ecualizador adaptivo. En la sección que continúa se describe el sistema bajo estudio. En la penúltima sección se presentan los resultados del estudio y su análisis en función de las curvas BER versus SNR. Finalmente, en la última sección se presentan las conclusiones del estudio.

## FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

### Códigos LDPC

Los códigos LDPC son un tipo de código de corrección de errores propuestos por Gallager en 1963 [2] y redescubiertos a mediados de los 90 por Mackay, Luby, y otros [3]. La principal característica de estos códigos es que permite acercar el desempeño del canal al límite de Shannon, con una baja complejidad al usar decodificación iterativa basada en el algoritmo suma-producto [6].

Un código LDPC se dice que es regular si el número de unos en filas y columnas es constante, en caso contrario se dice que es irregular. Los unos en la matriz  $H$  denotan las uniones entre un nodo de bit y un nodo de chequeo del grafo de Tanner. Si y solo si existe un uno en la  $i$ -ésima fila y la  $j$ -ésima columna en  $H$ , existe un borde o unión entre el  $i$ -ésimo nodo de bit y el  $j$ -ésimo nodo de chequeo. El grado de un nodo corresponde al número de bordes que se conectan a él. En un código LDPC regular todos los nodos de un mismo tipo tienen el mismo grado, en cambio en un código LDPC irregular, los nodos de bits y de chequeo tienen distinto grado.

Sea  $\lambda_i$  y  $\rho_i$ , la fracción de uniones que salen del nodo de bit y nodo de chequeo  $i$ , respectivamente. Sea además  $d_{vmax}$  y  $d_{cmax}$  el grado máximo del nodo de bit y de chequeo, respectivamente. Entonces la construcción del código se determina por medio de las funciones generatrices de distribución de grado  $\lambda(x)$  y  $\rho(x)$  para el nodo de bits y de chequeo, respectivamente, esto es:

$$\lambda(x) = \sum_{i=2}^{d_{vmax}} \lambda_i x^{i-1} \quad (1)$$

$$\rho(x) = \sum_{i=2}^{d_{cmax}} \rho_i x^{i-1} \quad (2)$$

Un ciclo en un grafo de Tanner es una secuencia de nodos formando una ruta que comienza y termina en el mismo nodo incluyendo a cada uno de los nodos una única vez. La longitud de un ciclo es el número de uniones que contienen el ciclo. La longitud más pequeña de un ciclo en un gráfico se denomina "ciclo mínimo". Lo deseable es que la longitud del ciclo sea la mayor posible, ya que el número de iteraciones independientes del algoritmo es proporcional al ciclo mínimo del gráfico bipartido correspondiente al código [7].

La matriz de chequeo de paridad  $H$  satisface la siguiente ecuación:

$$Hs^T \quad (3)$$

Donde:

$H$ : Matriz de chequeo de paridad.

$s$ : Palabra de código a transmitir.

$s^T$ : Vector transpuesto.

El código de chequeo de paridad de baja densidad irregular se construye mediante el método dado en [11], el que permite obtener un código LDPC irregular con bajo umbral de error y una matriz  $H$  con ciclos de la mayor longitud posible. En este trabajo se obtiene una matriz  $H$  con ciclo mínimo de seis y ciclo máximo de once.

Uno de los algoritmos más utilizados para la decodificación de los códigos LDPC irregulares es el algoritmo suma-producto. Este es un algoritmo iterativo que estima la probabilidad *a posteriori* de los símbolos a partir de la matriz  $H$  y los símbolos recibidos. A continuación se describe el procedimiento que sigue el decodificador suma-producto [11].

Los  $q_k$ 's, son las probabilidades iniciales, los  $r_k$ 's, se calculan utilizando las siguientes ecuaciones [11]:

$$r_k^0 = [1 + \Pi(q_k^0 - q_k^1)] \quad (4)$$

$$r_k^1 = [1 - \Pi(q_k^0 - q_k^1)] \quad (5)$$

Una vez que se calculan todos los  $r$  es posible actualizar los  $q$ 's utilizando las siguientes ecuaciones [11]:

$$q_k^0 = \alpha_k p_j^0 \Pi r_k^0 \quad (6)$$

$$q_k^1 = \alpha_k p_j^1 \Pi r_k^1 \quad (7)$$

Donde:

$\alpha_k$ : Constante para asegurar que las probabilidades de  $q_k^0$  más  $q_k^1$  sumen 1.

$p_j^0$  y  $p_j^1$ : Probabilidades *a priori* de que el bit  $j$  sea 0 o 1, respectivamente, con  $p_j^1 = 1 - p_j^0$

Con estas cuatro ecuaciones es posible en forma iterativa obtener el mejor valor de  $q$ . Una vez que se recuperan todos los mensajes, la decodificación finaliza.

### Ecualizadores adaptivos

El estudio de los ecualizadores comienza en la década de los años sesenta con el trabajo de Widrow y Hofst [10], en filtros adaptativos aplicando el método de error de mínimos cuadrados que es el esquema mayormente utilizado en los algoritmos de la ecualización adaptativa. Sin embargo, a fines de los años sesenta los investigadores desarrollan la teoría básica y la estructura de estos. Por ejemplo, la estructura del forzamiento a cero de los ecualizadores transversales o lineales de retardo escalonado se estudia en [12] y [13].

Para la identificación de las características de un canal desconocido es necesario excitar al sistema con una señal o secuencia conocida denominada de entrenamiento o piloto, interrumpiendo la transmisión de la información útil. Una réplica de esta secuencia piloto está disponible en el receptor, el que compara la respuesta del sistema con esta entrada en orden a descargar los parámetros de alguna forma. Tales ecualizadores se denominan supervisados. Sin embargo las restricciones asociadas con el sistema de comunicación digital no permiten el uso de señales de entrenamiento, en este caso el ecualizador necesita de alguna forma o de un método de autorrecuperación para descargar estos parámetros. Estos ecualizadores se denominan no supervisados o ecualizadores ciegos.

El proceso de ecualización supervisada se puede lograr de dos maneras: estimación de secuencia o estimación de símbolo a símbolo. El estimador de secuencia usa las muestras de secuencias recibidas para recuperar la secuencia completa transmitida. El estimador óptimo de secuencia es el estimador MLSE [14], y se implementa en forma eficiente con el algoritmo de Viterbi de máxima probabilidad (MLVA). Después del entrenamiento, el ecualizador se conmuta al modo de decisión directa, donde el ecualizador puede descargar los parámetros basados en la data actual detectada.

A continuación se caracteriza analíticamente el ecualizador adaptativo [12] y [15]. Después del período de entrenamiento inicial los coeficientes de un ecualizador adaptativo se pueden ajustar continuamente en una decisión de manera directa. En este modo la señal de error  $e_k = z_k - x_k$  se deriva desde la señal estimada por el receptor de la secuencia transmitida [16] y [17]. La Figura 1 muestra el esquema del ecualizador adaptativo.

A continuación se describe el algoritmo que se utiliza en este trabajo:

*Algoritmo MLSE*: En la minimización del MLSE los coeficientes óptimos del ecualizador se determinan de la solución del conjunto de ecuaciones lineales, dados en forma matricial como:

$$\Gamma c = \xi \quad (8)$$

Donde:

$\Gamma$ : Matriz de covarianza de la muestra de la señal  $\{v_k\}$ , de dimensión  $(2K+1)$  por  $(2K+1)$ .

$c$ : Vector columna de los coeficientes del ecualizador de dimensión  $(2K+1)$ .

$\xi$ : Vector columna de los coeficientes del filtro del canal de dimensión  $(2K+1)$ .

La solución para los coeficientes del vector óptimo del ecualizador se determina por un procedimiento iterativo que ayuda en forma directa a la inversión para determinar el valor óptimo de  $c$ ,  $c_{opt}$ . Uno de los procedimientos más simples es el método de los pasos descendentes, en la que se comienza con un vector arbitrario  $c$ , es decir,  $c_o$ . La superficie cuadrática en el espacio dimensional  $(2K+1)$  de los coeficientes. El vector gradiente  $g_o$ , tiene  $(2K+1)$  componentes  $\frac{1}{2} \frac{dj}{dc_{ok}}$ ,  $k = -K, \dots, -1, 0, 1, \dots, K$ ,

entonces se calcula en este punto en la superficie MSE y cada peso de tap se cambia en la dirección opuesta a los correspondientes componentes del gradiente. El cambio del  $j$ -ésimo peso del tap es proporcional al tamaño del componente  $j$ -ésimo del gradiente. Los valores siguientes de los coeficientes del vector  $C$  se obtienen de acuerdo a la relación:

$$c_{k+1} = c_k - \Delta g_k \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (9)$$

Donde:

$c_k$ : Coeficiente en la iteración  $k$ -ésima.

$\Delta$ : Número positivo pequeño para asegurar la convergencia del proceso iterativo.

$g_k$ : Vector gradiente

El vector gradiente está dado por:

$$g_k = \frac{1}{2} \frac{dj}{dc_k} = \Gamma c_k - \xi = -E(\varepsilon_k v_k^*) \quad (10)$$

Donde:

$\varepsilon_k = I_k - l_k$ : Señal error en la  $k$ -ésima iteración.

$v_k$ : Vector de la señal recibida a partir de la estimación  $l_k$ .

El vector  $v_k$ , tiene la forma:

$$v_k = [v_{k+k} \dots v_k \dots v_{k-k}]^T \quad (11)$$

El ajuste de los coeficientes de peso del tap está dado por:

$$\hat{c}_{k+1} = \hat{c}_k - \Delta \hat{g}_k \quad (12)$$

Donde:

$\hat{g}_k$ : Vector gradiente estimado.

$\hat{c}_k$ : Vector estimado de los coeficientes.

De la ecuación (10) se nota que  $g_k$ , es el valor negativo del valor esperado de  $\varepsilon_k v_k^*$ , consecuentemente una estimación del  $g_k$  es:

$$\hat{g}_k = -\varepsilon_k v_k^* \quad (13)$$

Como:

$$E(\hat{g}_k) = g_k \quad (14)$$

Se utiliza (13) en (12) y se tiene:

$$\hat{c}_{k+1} = \hat{c}_k + \Delta k \varepsilon_k v_k^* \quad (15)$$

La ecuación recursiva para descargar los coeficientes del equalizador una vez cada  $N$  iteraciones es:

$$\hat{c}_{(k+1)N} = \hat{c}_{kN} - \Delta \hat{g}_{kN} \quad (16)$$

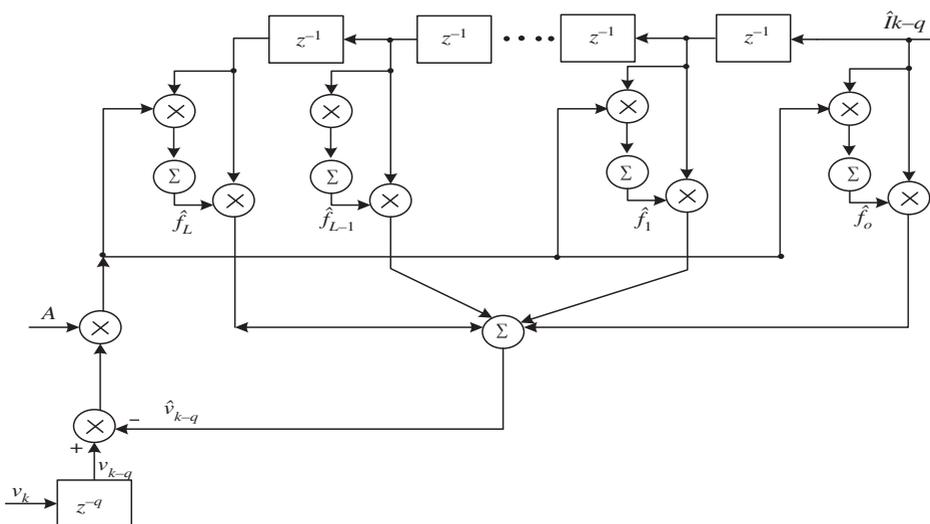


Figura 1. Esquema de un equalizador adaptativo.

## DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

Para el estudio y simulación del sistema de comunicación se consideran los siguientes supuestos: canal inalámbrico con ruido AWG, y desvanecimiento rápido del tipo Rayleigh. La señal de salida del canal contiene ISI, desvanecimiento rápido, frecuencias Doppler y retardos. Se asume que las ganancias de ruta  $h_{i,j}$  se modelan como muestras independientes de variables aleatorias gaussianas complejas con varianza 0,5 por dimensión real. El canal de transmisión se asume casi estático, así las ganancias de las rutas son constantes en toda la duración del bloque. La velocidad del móvil se considera de 150 km/h, la que se establece como una condición para la 4G.

Se asume además que el desfase para cada trayectoria es constante dentro del tiempo de transmisión de la palabra, pero independiente para cada una de ellas. La frecuencia Doppler se considera constante para cada trayectoria, pero distinta para cada una de ellas, dentro del tiempo de transmisión de la palabra código.

El ecualizador trabaja en el dominio del tiempo y a partir de los dos primeros bits que se agregan a la palabra transmitida extrae las características de fase y analiza la forma de onda. Luego, con el signo de la segunda derivada se evalúan los siguientes bits y se hace una decisión de su nivel lógico para cada uno de ellos. Se calculan los pesos o ganancias para reparar la forma de onda de la señal recibida. Por lo tanto, el ecualizador es del tipo adaptativo supervisado, con estimador de secuencia, que utiliza el algoritmo MLSE.

La construcción del código LDPC irregular con bajo error de umbral se basa en [11] y el algoritmo es:

**Para** ( $i = n-1; i \geq 0; i--$ )

**Comienzo**

*Vuelva*

*Genere*  $v_i$ ;

**Si**  $i \geq k$  (es decir,  $v_i$  es un bit de paridad)

**Comienzo**

*Eliminación gaussiana (GE) en  $H_2$ ;*

$v_i \in \text{SPAN}(v_j^+)$  donde  $i+1 \leq j \leq n-1$

**Regrese a Vuelva;**

**De otra forma**

$v_i^+ \leftarrow$  El residuo de  $v_i$  después de GE;

**Fin**

*Búsqueda de ACE para  $v_i$ ;*

**Si**  $ACE < n$  para un ciclo de longitud  $2d_{ACE}$  o menor

**Regrese a Vuelva;**

**Fin**

El algoritmo para ACE de [11] es el siguiente:

*Búsqueda de ACE de  $v_o$*

$p_t \leftarrow -\infty$  Para todas las variables y restricciones;

$p_o \leftarrow ACE(v_o)$ ; Activar  $v_o$  para el nivel 0;

**Para** ( $l = 1; l \leq d_{ACE}; l++$ )

**Comienzo**

*Expandir todos los nodos activos en el nivel  $(l-1)$  al nivel  $l$ ;*

**Para** todo nodo  $\mu_i$  en el nivel  $l$

**Comienzo**

$p_{temp} \leftarrow p(\text{Padres}(\mu_i)) + ACE(\mu_i)$

**Si**  $p_{temp} + p_t - ACE(v_o) - ACE(\mu_t) < n$

**Éxito** con fracaso;

**De otra manera si**  $p_{temp} \geq p_t$

*Desactive  $\mu_i$  en el nivel  $l$ ;*

**De otra manera**

$p_t \leftarrow p_{temp}$ ;

**Fin**

**Fin**

**Éxito** con acierto;

En la Figura 2 se muestra el sistema de referencia que consiste de un codificador de línea NRZ en el transmisor y un decodificador NRZ en el receptor. Se tiene el generador de bits aleatorios  $b(t)$ , que representa la información a transmitir, que consiste de una secuencia de unos y ceros, el codificador NRZ  $c(t)$  convierte el uno en +1 Volt y el cero en 0 Volt, el decodificador de NRZ  $d(t)$ , que convierte en uno para valores mayores que 0,5 Volt y en cero a valores menores que 0,5 Volt.

En la Figura 3 se muestra el sistema de transmisión y recepción que consiste de un codificador NRZ en el transmisor y de un ecualizador más un decodificador de NRZ en el receptor.

En la Figura 4 se muestra el sistema de transmisión y recepción que consiste en el transmisor del codificador NRZ, codificador LDPC irregular, y en el receptor se tiene un decodificador de código LDPC.

En la Figura 5 se muestra el sistema de transmisión propuesto que consiste en el transmisor del codificador NRZ, codificador LDPC irregular. En el receptor se tiene el ecualizador que reconstruye la forma de la señal transmitida y el decodificador LDPC suma de producto, que corrige los bits erróneos.

El estudio consiste en primer lugar determinar la longitud óptima de la secuencia detectada con la menor probabilidad de error, para lo que se usa el esquema que se muestra en la Figura 3. En segundo lugar determinar el desempeño de sistema del codificador NRZ, codificador NRZ-LDPC irregular con y sin ecualización, se utilizan los esquemas de las Figuras 3, 4 y 5.

La cantidad máxima de iteraciones en el decodificador suma-producto es 100, si se llega al número máximo de iteraciones la palabra de código con error no es corregida, esta queda como una palabra de código no válida.

## RESULTADOS Y DISCUSIÓN DE RESULTADOS

### Resultados

La matriz  $H$  tiene ciclos mínimos de longitud de 6 y el ciclo máximo tiene una longitud de 11.

En la Figura 6 se muestran los resultados de la simulación de la codificación NRZ sin ecualizador y con ecualizador, para palabras de código de 230 y 30 bits.

En la Figura 7 se muestran los resultados de la simulación de la codificación NRZ-LDPC irregular sin ecualizador y con ecualizador para palabras códigos de 230 y 30 bits.

### Discusión de resultados

De las curvas de la Figura 6 se aprecia que para un nivel dado de SNR, los bits erróneos en la palabra estimada a la salida del receptor para el caso con ecualizador disminuyen respecto del caso sin ecualizador, dependiendo del tamaño de

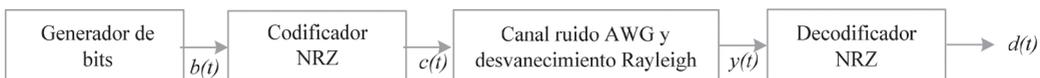


Figura 2. Sistema de referencia con codificación de línea NRZ.

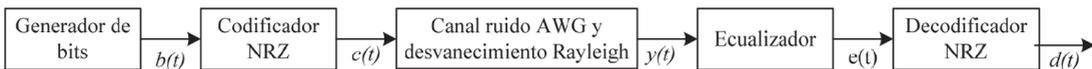


Figura 3. Sistema de transmisión y recepción, con codificación de línea NRZ y ecualizador.

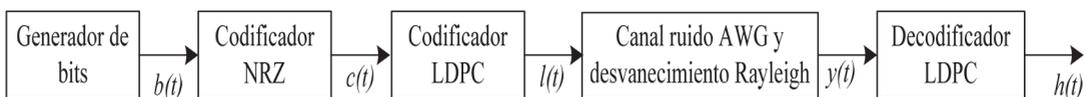


Figura 4. Sistema de transmisión y recepción con modulador NRZ y codificador LDPC irregular.

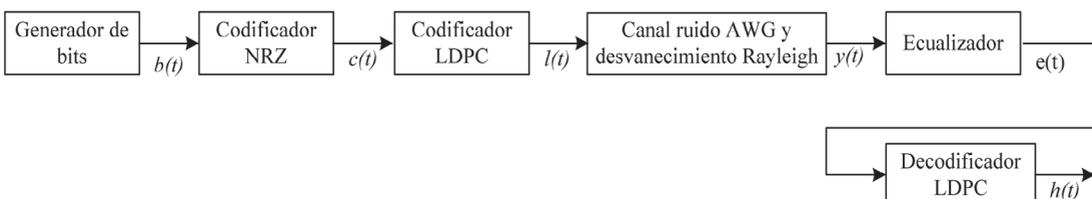


Figura 5. Sistema de transmisión y recepción propuesto con modulador NRZ, codificador LDPC irregular y ecualizador.

la palabra de código. A mayor tamaño de palabra, mayor es la probabilidad de error, lo que implica una mayor cantidad de bits erróneos a la salida del receptor. Por ejemplo, para una SNR de 12 dB la probabilidad de error para el caso con ecualizador, para un tamaño de palabra de 30 bits, es de  $1 \times 10^{-6}$ , en cambio para un tamaño de palabra de 230 bits se obtiene una probabilidad de error del orden  $1 \times 10^{-3}$ . Respecto de la SNR, se aprecia que para obtener una probabilidad de error del orden de  $1 \times 10^{-6}$  el valor de la SNR aumenta considerablemente al aumentar el tamaño de la palabra de código; así, para un tamaño de palabra de 30 bits se requiere una SNR del orden de 12 dB, en cambio para un tamaño de palabra de 230 bits se requiere una SNR del orden de 17 dB.

Respecto de las curvas de la Figura 7, se aprecia que en el caso del sistema codificador LDPC-ecualizador se obtiene una gran disminución en la cantidad de bits erróneos en la palabra estimada a la salida del receptor, en comparación con el caso con ecualizador sin codificador LDPC. Sin embargo, en el sistema codificador LDPC-ecualizador se obtiene una probabilidad de error más baja mientras mayor es el tamaño de la palabra de código, para un mismo valor de SNR dado. Este resultado es contrario al obtenido en el caso con ecualizador sin codificador LDPC. La razón de esto radica en que en los códigos LDPC irregulares mientras mayor

es el tamaño de la matriz de chequeo de paridad, se puede corregir una mayor cantidad de bits erróneos. Si se considera una SNR de 5 dB, la probabilidad de error para el caso con codificador LDPC, para un tamaño de palabra de 30 bits, es de  $1 \times 10^{-3}$ , y para un tamaño de palabra de 230 bits se obtiene una probabilidad de error de  $1 \times 10^{-6}$ .

En resumen, la inclusión del ecualizador permite alcanzar una gran ganancia, lo que queda de manifiesto en el caso de un código LDPC y codificación NRZ, para un BER de  $10^{-5}$ , sin ecualizador en el receptor, se requiere un SNR de 9 dB, y con ecualizador, se tiene un SNR de 4,5 dB, lográndose con esto una ganancia de 4,5 dB.

### CONCLUSIONES

De acuerdo con los resultados del estudio de desempeño, se encuentra que el sistema compuesto de codificador NRZ-LDPC irregular y ecualizador adaptativo logra un muy buen desempeño en canales inalámbricos móviles, los cuales son muy adversos para la transmisión de datos debido a que presentan ruido AWG y desvanecimiento rápido de la señal (distribución Rayleigh) y con el móvil desplazándose a 150 km/h (exigencia de 4G). Se logra una ganancia de 4 dB para un BER de  $10^{-5}$  respecto del sistema que utiliza solo codificación LDPC irregular. Además el ecualizador es óptimo

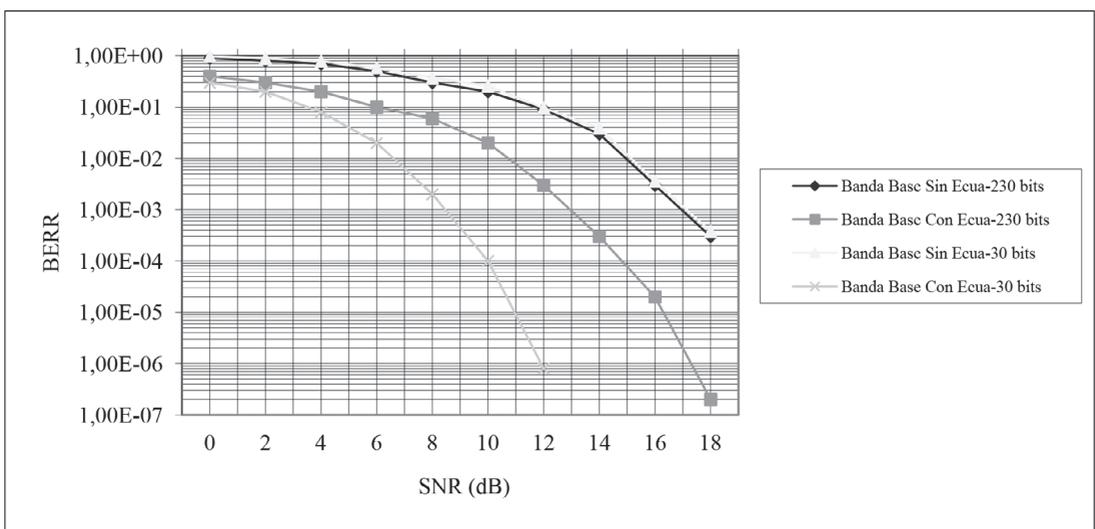


Figura 6. Comparación de codificación NRZ con y sin ecualización y palabras de 230 y 30 bits.

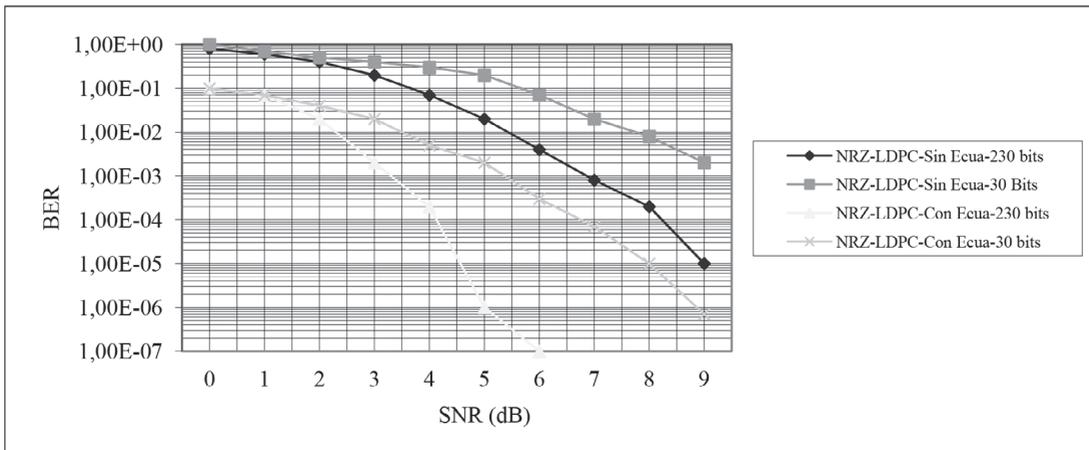


Figura 7. Comparación de la codificación NRZ y NRZ-LDPC irregular con ecualizador y palabras códigos de 230 y 30 bits.

porque utiliza tan solo dos bits para estimar las características del canal, lo que incide en una baja complejidad de implementación.

### AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen a la Universidad del Bío Bío por apoyar la realización de este trabajo, mediante el proyecto de investigación interno DIUBB 111010 3/R. Además los autores agradecen a los revisores anónimos por sus sugerencias y comentarios lo que ha permitido enriquecer mucho más este artículo.

### REFERENCIAS

[1] W. Fernández R. “Combinación de códigos LDPC irregulares con canal MIMO para la cuarta generación (4G)”. Tesis para optar al grado de Magíster. Departamento de Ingeniería Eléctrica. Facultad de Ingeniería. Universidad de Santiago de Chile. Santiago, Chile. 2003.

[2] R.G. Gallager. “Low density parity check codes”. Research monograph series. N° 21. MIT Press. Cambridge. 1963.

[3] M.C. Davey and D.J. Mackay. “Low density parity check codes over GP(q)”. Proceedings of 1998 IEEE Information Theory Workshop. June, 1998.

[4] M.G. Luby and M.A. Shokrollahi. “Improved low density parity check codes using irregular graphs and belief propagation”. Proceedings

of the 1998 IEEE International Symposium on Information Theory, p. 117. Boston, U.S.A. 1998.

[5] D.A. Spielman. “Linear time encodable and decodable error correcting codes”. IEEE Transactions on Information Theory. Vol. IT-42, Issue 6, pp. 1723-1731. 1996.

[6] B.J. Frey and F.R. Kschischang. “Probability propagation and iterative decoding”. Proceedings of the 34th Allerton Conference on Communications, Control and Computing. 1996.

[7] R.M. Tanner. “A recursive approach to low complexity codes”. IEEE Transactions Information Theory. Vol. IT-27, Issue 5, pp. 533-547. September, 1981.

[8] R.W. Lucky and H.R. Rudin. “An Automatic Equalizer for Digital Communications Systems”. Bell System Technical Journal. Vol. 44, pp. 547-588. April, 1965.

[9] Monsen. “Feedback equalization for fading dispersive channels”. IEEE Transactions on Information Theory. Vol. IT-17, pp. 56-64. January, 1971.

[10] B. Widrow and M.E. Hoft, Jr. “Adaptive switching circuits”. IRE WESCON Conv. Pt. 4, pp. 96-104. August, 1960.

[11] W. Fernández R., C. Garrido M. and H. Olivares L. “Analysis and study of the performance of the irregular low density parity check code in low voltage powerline”.

- Ingeniare. Revista chilena de ingeniería. Vol. 17 N° 1. Enero-Abril 2009.
- [12] R.W. Lucky and H.R. Rudin. "Techniques for adaptive equalization of digital communications systems". Bell System Technical Journal. Vol. 45, pp. 255-286. February, 1966.
- [13] R.W. Lucky, J. Salz and E.J. Weldon. "Principles of Data Communication". Editorial McGraw Hill. 1968.
- [14] K. Giridhar, J.J. Shynk, A. Mathur and P. Gooch. "Nonlinear techniques for the joint estimation of cochannel signal". IEEE Transactions on Communications. Vol. 45, pp. 473-482. April, 1997.
- [15] S.U.H. Qureshi. "An adaptive receiver for data transmission over time dispersive channels". IEEE Transactions on Information Theory. Vol. IT-19, pp. 448-457. July, 1973.
- [16] V. Sharma and V. Naveen. "Convergence and performance analysis of Godard family and multimodulus algorithms for blind equalization". IEEE Transactions Signal Processing. Vol. 53, Issue 4, pp. 1530-1533. April, 2005.
- [17] S. Theodoridis, C. Lowan and C. See. "Schemes for equalization of communication channels with nonlinear impairments". IEE Proceeding Communication. Vol. 142, pp. 165-171. 2008.