

Evaluación del desempeño de los códigos de comprobación de paridad de baja densidad en transmisión de imágenes

María Belén Tipantuña Toapanta
Departamento de Eléctrica y Electrónica
Universidad de las Fuerzas Armadas - ESPE
Sangolquí - Ecuador

Resumen— En el artículo se analiza el desempeño de los códigos de comprobación de paridad de baja densidad (LDPC) aplicados en transmisión de imágenes. Primero, en donde se realiza la compresión de imágenes utilizando la DCT (Transformada Discreta del coseno) para optimizar el tiempo de transmisión y ancho de banda del canal y la segunda parte, es donde se realiza la evaluación del rendimiento de los códigos LDPC, para lo cual se realiza una comparación con distintos tipos de codificación de canal, como son: los códigos de bloque tipo hamming, convolucionales y turbo observando sus comportamientos en distintos canales de transmisión como es el canal AWGN (Ruido aditivo, gaussiano blanco) y con desvanecimiento Rayleigh.

Palabras Claves—LDPC, BPSK, AWGN, Rayleigh, BER, DCT.

I. INTRODUCCION

Los sistemas de comunicación son un factor importante en el desarrollo tecnológico de la humanidad, debido a que la comunicación a través de distintos medios ha conformado la llegada de diferentes servicios que juegan un papel central en nuestras actividades cotidianas. Sin embargo, en la transmisión de información a través de un canal de comunicaciones se introducen errores en la señal debido a diversos factores tales como son ruido, desvanecimiento e interferencias. Debido a esto, resulta necesario implementar códigos de canal que puedan recuperar la información original, a pesar de los problemas que se generan durante su transmisión. Por lo tanto, en estas situaciones se utilizan los denominados Códigos Correctores de Errores (*FEC, Forward Error Correction*).

Dentro de los códigos correctores de errores existe un gran interés por los códigos LDPC por lo que permiten comunicar con eficiencia muy cercana al límite establecido por Shannon, constituyendo uno de los mejores esquemas de codificación posibles. Por esta razón, en el presente artículo se realiza un análisis comparativo con respecto a otros tipos de codificación de canal para visualizar las ventajas y desventajas que poseen los códigos LDPC en comparación de los códigos de bloque, códigos convolucionales y turbo códigos a través de un canal AWGN y un canal con desvanecimiento Rayleigh.

Además dentro del contexto de este proyecto se realiza un estudio de la compresión de imágenes mediante la DCT

(Transformada Discreta del coseno) obteniendo así una imagen comprimida con un formato JPEG debido a que éste es utilizado en casi todas las aplicaciones y además alcanza altos porcentajes de compresión para así poder reducir los recursos de almacenaje.

En la sección II y III, se realiza la explicación del proceso de compresión de imágenes mediante la transformada discreta del coseno y el funcionamiento de los códigos LDPC, respectivamente. En la sección IV, se presenta los parámetros de los codificadores de canal utilizados y las características de la imagen transmitida y en la sección V, se analizan los resultados obtenidos de las simulaciones. En la sección VI, se presenta las conclusiones obtenidas en el desarrollo de este trabajo.

II. COMPRESIÓN DE IMÁGENES

Este proceso corresponde a la codificación y decodificación de fuente. Se utilizó la compresión de imágenes mediante la transformada DCT que es una herramienta empleada para el análisis en frecuencia de la imagen [1].

A. Transformada discreta del coseno (DCT)

Es una de las herramientas que más se emplea en los actuales estándares de compresión de imágenes y video debido a sus altas tasas de compresión. Existen diversas variaciones de formatos como son: JPEG, MPEG-1, MPEG-2, MPEG-4, entre otras. [2]

La transformada DCT bidimensional y su inversa están definidas por las ecuaciones 1 y 2 respectivamente.

$$c(u, v) = \beta(u)\beta(v) \sum_{x=0}^{n-1} \sum_{y=0}^{n-1} f(x, y) \cos \left[\frac{(2y+1)v\pi}{2n} \right] \cos \left[\frac{(2x+1)u\pi}{2n} \right], \quad (1)$$

para $0 \leq u \leq n-1$ y $0 \leq v \leq n-1$,

$$c(x, y) = \sum_{u=0}^{n-1} \sum_{v=0}^{n-1} \beta(u)\beta(v)c(u, v) \cos \left[\frac{(2y+1)v\pi}{2n} \right] \cos \left[\frac{(2x+1)u\pi}{2n} \right], \quad (2)$$

para $0 \leq x \leq n-1$ y $0 \leq y \leq n-1$,

donde $\beta(u)$ y $\beta(v)$ están dadas por las ecuaciones 3 y 4 respectivamente y siendo N el número de muestras.

$$\beta(u) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}}, & \text{para } u = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}}, & \text{para } u = 1, 2, \dots, n-1 \end{cases} \quad (3)$$

$$\beta(v) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}}, & \text{para } v = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}}, & \text{para } v = 1, 2, \dots, n-1 \end{cases} \quad (4)$$

B. Proceso de compresión JPEG

JPEG pertenece a los algoritmos de compresión con pérdidas. Este estándar permite una compresión dentro de un rango que oscila entre 10:1 y 50:1 en proporción a la original [3].

En la Figura 1, se presenta el proceso de compresión de imágenes [4].

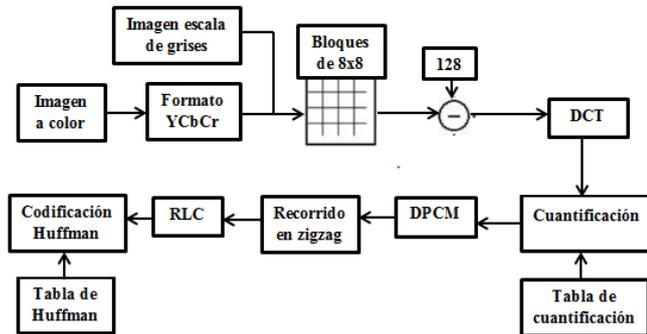


Figura 1. Proceso de compresión de imágenes [5]

La decodificación *JPEG* es simétrica al algoritmo de codificación por lo tanto el proceso es similar al mostrado en la Figura 1, solo que de forma inversa.

III. CÓDIGOS LDPC

A. Definición

Los códigos LDPC (*Low Density Parity Check*) son una clase de códigos de bloque lineales inventados por Robert G. Gallager en 1963[6]. No obstante quedaron en el olvido ya que requerían una alta capacidad de cómputo para su decodificación. Posteriormente fueron reinventados a mediados de los años 90 por MacKay y Neal [7].

Cada código LDPC se define con una matriz H de tamaño $M \times N$, donde N es la longitud del código y M el número de bits de paridad en el código, que tiene como característica ser de baja densidad, es decir, que la mayoría

de sus elementos son nulos. A partir de la estructura de la matriz de chequeo de paridad H se definen los tipos de códigos LDPC regulares e irregulares [8].

Una de las características de estos códigos es que tienen una representación gráfica muy sencilla basada en la representación por grafos para códigos lineales desarrollado por Tanner [9].

B. Codificación y decodificación

La codificación LDPC es bastante similar a la de cualquier código basado en bloques, con el único requisito de que la matriz de chequeo de paridad H sea dispersa. Sin embargo, la gran diferencia entre ellos reside en la forma en la que se decodifican, ya que los códigos de bloque clásicos se decodifican con algoritmos de máxima verosimilitud mientras que para decodificar un código LDPC se utiliza algoritmos iterativos basados en la representación gráfica de la matriz de chequeo de paridad. El algoritmo más utilizado para la decodificación de códigos LDPC es el algoritmo Suma-Producto. Considere una palabra código $C = [10010101]$ tomada del codificador LDPC con matriz de chequeo de paridad definida en la ecuación 5, que luego de atravesar por un canal de comunicaciones es recibida como $C_i = [11010101]$.

Considere la por:

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Con la matriz H , se definen las cuatro ecuaciones de chequeo de paridad:

$$F_0 \rightarrow C_1 \oplus C_3 \oplus C_4 \oplus C_7 = 0 \quad (6)$$

$$F_1 \rightarrow C_0 \oplus C_1 \oplus C_2 \oplus C_5 = 0 \quad (7)$$

$$F_2 \rightarrow C_2 \oplus C_5 \oplus C_6 \oplus C_7 = 0 \quad (8)$$

$$F_3 \rightarrow C_0 \oplus C_3 \oplus C_4 \oplus C_6 = 0 \quad (9)$$

Así, el grafo Tanner de la matriz H dada en (5) se muestra en la Figura 2, donde los nodos variables envían a los nodos de chequeo la información obtenida del canal.

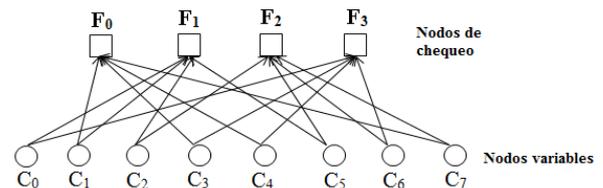


Figura 2. Grafo Tanner de matriz H

En la Tabla 1 se puede observar el resultado para el ejemplo.

Tabla 1. Bits que reciben los nodos de chequeo desde los nodos variables

Nodos de chequeo	Bits Recibidos			
	$F_0 = 1$	$C_1 = 1$	$C_3 = 1$	$C_4 = 0$
$F_1 = 1$	$C_0 = 1$	$C_1 = 1$	$C_2 = 0$	$C_5 = 1$
$F_2 = 0$	$C_2 = 0$	$C_5 = 1$	$C_6 = 0$	$C_7 = 1$
$F_3 = 0$	$C_0 = 1$	$C_3 = 1$	$C_4 = 0$	$C_6 = 0$

Cada uno de los nodos de chequeo realizan la suma de los bits que reciben en modulo dos, y esta suma debe dar de respuesta igual a cero, para satisfacer las ecuaciones de chequeo de paridad. En la Tabla 1 se observa que F_0 y F_1 no cumplen con las condiciones de restricción dadas en un principio. Por lo tanto, el nodo de chequeo mira el mensaje recibido de tres de los nodos variables y calcula el valor que debe tener el cuarto para satisfacer la ecuación de chequeo de paridad, caso contrario el nodo de chequeo manda la misma información que recibió de los nodos variables.

En la Tabla 2, se muestran los bits enviados a los nodos variables por parte de los nodos de chequeo con la inversión de los bits relacionados a F_0 y F_1 .

Tabla 2. Bits enviados a los nodos variables desde los nodos de chequeo

Nodos de chequeo	Bits Enviados			
	F_0	$C_1 = 0$	$C_3 = 0$	$C_4 = 1$
F_1	$C_0 = 0$	$C_1 = 0$	$C_2 = 1$	$C_5 = 0$
F_2	$C_2 = 0$	$C_5 = 1$	$C_6 = 0$	$C_7 = 1$
F_3	$C_0 = 1$	$C_3 = 1$	$C_4 = 0$	$C_6 = 0$

En consecuencia los nodos variables reciben un mensaje de los nodos de chequeo y usan esa información adicional para decidir si el bit recibido originalmente está correcto. Una manera muy simple y difundida es tomar el voto de la mayoría. Para el ejemplo cada nodo variable tiene tres fuentes de información concernientes a cada bit, el bit recibido originalmente presente en C' y dos sugerencias C_i que vienen de los nodos de chequeo conectados a él, propuestos en la Tabla 2. En la Tabla 3 se puede observar el dicho proceso, donde $F_i = C_i$

Finalmente los nodos variables pueden mandar otro mensaje con su decisión hard del valor correcto a los nodos de chequeo para comprobar si el mensaje decidido por los nodos variables fue el correcto.

En la Tabla 3 se puede observar que C_1 votó por un valor igual a cero, así corrige el error de transmisión y todas las ecuaciones de chequeo están ya satisfechas. Por ende, para este ejemplo se tiene que en la segunda iteración se obtuvo la palabra corregida.

Tabla 3. Decisión tomada por los nodos variables

Nodos variables	Mensaje recibido	Mensaje recibido de los nodos de chequeo		Decisión
C_0	1	$F_1 = 0$	$F_3 = 1$	1
C_1	1	$F_0 = 0$	$F_1 = 0$	0
C_2	0	$F_1 = 1$	$F_2 = 0$	0
C_3	1	$F_0 = 0$	$F_3 = 1$	1
C_4	0	$F_0 = 1$	$F_3 = 0$	0
C_5	1	$F_1 = 0$	$F_2 = 1$	1
C_6	0	$F_2 = 0$	$F_3 = 0$	0
C_7	1	$F_0 = 0$	$F_2 = 1$	1

C. Análisis de complejidad

Actualmente la complejidad de decodificación depende de muchos factores como la arquitectura del hardware, por lo tanto para la estimación de la complejidad de los turbo códigos se verifica en [10] y para los códigos LDPC se tiene en [11] basadas en cantidad de operaciones realizadas en el proceso de decodificación.

Las ecuaciones 10 y 11 muestran las comparaciones de complejidad de los códigos turbo y LDPC para una tasa de transmisión de $\frac{1}{2}$ donde K es la longitud de trama del paquete e i es el número de iteraciones.

$$Complejidad_{Turbo} = 725 * i * K \quad (10)$$

$$Complejidad_{LDPC} = 25 * i * K \quad (11)$$

Como se puede observar en las ecuaciones 10 y 11, se tiene que el nivel de complejidad de los códigos turbo y LDPC depende del número de iteraciones y la longitud por paquete. Además los códigos LDPC requieren de 29 iteraciones por cada iteración de turbo para obtener una equivalencia de complejidad.

Para el análisis de este artículo se utilizó 3 iteraciones para códigos turbo lo que equivale a 87 iteraciones de los códigos LDPC. En la siguiente sección se realiza la comparación del desempeño de los distintos de codificaciones de canal.

IV. PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

Para el presente análisis se realizó la transmisión de la imagen a color que se muestra en la Figura 7, que tiene una dimensión de 264×256 , es decir 540672 bits, la misma que es comprimida mediante la DCT en un formato JPEG. La información de la imagen es transmitida a través de un canal AWGN, como también a través de un canal con desvanecimiento tipo Rayleigh.

Para analizar el desempeño de los códigos LDPC, fueron utilizados diferentes tipos de códigos de canal, según se muestra en la Tabla 4.

Tabla 4. Parámetros de codificadores de canal

Codificador de canal	Parámetros
Codificador de Bloque	Tipo: Hamming (7,4)
Codificador convolucional	Decisión: Hard Decodificación: Viterbi. Código generador: [7,5]
	Decisión: Soft Decodificación: Viterbi. Código generador: [7,5]
Códigos turbo	Decodificación: MAP Código generador: [7,5] Perforación del código: Punctured. Tasa: $\frac{1}{2}$ # iteraciones: 3
Códigos LDPC	Decodificación: Suma-Producto # unos por columna: 3 Tasa: $\frac{1}{2}$ # iteraciones: 89

V. ANÁLISIS DE RESULTADOS

A. Comparación del desempeño en el canal AWGN

La Figura 3 presenta los resultados de simulación, donde se puede observar la notable reducción de bits erróneos dependiendo de la técnica de corrección de errores. Para el análisis de los diversos tipos de codificaciones se enviaron paquetes de un millón de bits y se tomó como referencia un BER aproximado de 10^{-6} , es decir, que por cada millón de bits transmitidos puede existir la probabilidad de que un bit recibido sea incorrecto, por lo tanto se puede resaltar que para el caso del canal AWGN que no utiliza codificación, se necesita una mínima relación E_b/N_o de 12,55 dB para poder alcanzar el BER de referencia, mientras que para el caso de los códigos de bloque se necesita una relación mínima de 9,8 dB, para los convolucionales con decisión hard y soft se necesita una relación mínima de 8,3 dB y 7 dB, respectivamente, con la utilización de los turbo códigos se necesita una relación señal a ruido partir de 2,25 dB utilizando 3 iteraciones y finalmente para los códigos LDPC se necesita como mínimo un valor de 1,95 dB con 87 iteraciones. Con esto se quiere demostrar que se necesita una menor cantidad de energía si se aplica las técnicas de detección y corrección de errores en la transmisión.

B. Comparación del desempeño en el canal con desvanecimiento Rayleigh

Para el análisis de las diversas codificaciones de canal desarrolladas a través del canal con desvanecimiento Rayleigh, se puede observar la Figura 4 en donde también se tomó como referencia un BER aproximado de 10^{-6} , por lo tanto se puede resaltar que para una transmisión que no utiliza codificación, se necesita una mínima relación E_b/N_o de 43,5 dB para poder alcanzar un BER de 10^{-6} , mientras que para el caso de los códigos de bloque se necesita una

mínima relación E_b/N_o de 35 dB y para los códigos convolucionales con decisión hard y soft se necesita una mínima relación de E_b/N_o de 28 dB y 24 dB respectivamente pero con la utilización de los turbo códigos se necesita una relación señal a ruido partir de 9,9 dB utilizando 3 iteraciones y finalmente para los códigos LDPC se necesita como mínimo un valor de 9 dB con 87 iteraciones.

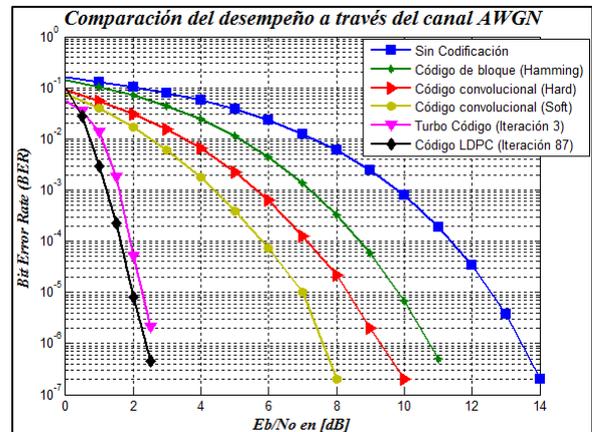


Figura 3. Comparación del desempeño de los tipos de codificación implementados sobre el canal AWGN

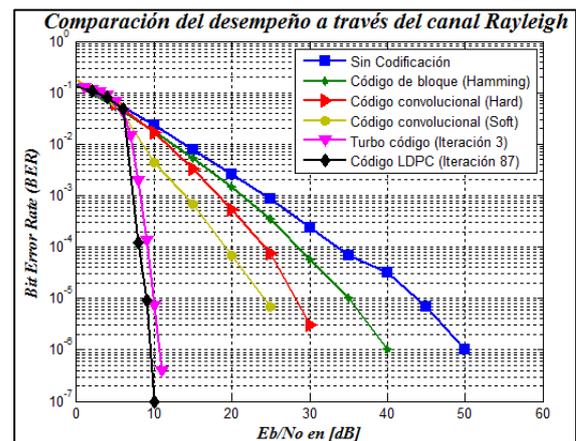


Figura 4. Comparación del desempeño de los tipos de codificación implementados sobre el canal Rayleigh.

C. Análisis de la imagen sin comprimir

La imagen original fue enviada con una relación señal a ruido de 1.5 dB y 10dB para canales AWGN y con desvanecimiento tipo Rayleigh respectivamente por lo que se obtuvo los siguientes resultados mostrados en la tablas 5 y 6.

Para comparar la calidad de la imagen recibida respecto a la original se utilizó el error cuadrático medio (MSE) y la relación señal a ruido de pico (PSNR) dadas en las ecuaciones 12 y 13 respectivamente. En las Figuras 5 y 6 se pueden distinguir como va disminuyendo los valores de MSE a la vez que se va usando una mejor técnica de codificación que a su vez muestra un PSNR más elevado.

Tabla 5. BER aproximado del resultado de la transmisión de la imagen original a través del canal AWGN

Codificador de canal	BER
Sin codificación	0,1241
Codificador de Bloque	0,08151
Codificador convolucional	Decisión: Hard 0,03945
	Decisión: Soft 0,02945
Códigos turbo	0,00178
Códigos LDPC	0,0002235

Tabla 6. BER aproximado del resultado de la transmisión de la imagen original a través del canal Rayleigh

Codificador de canal	BER
Sin codificación	0,023
Codificador de Bloque	0,01789
Codificador convolucional	Decisión: Hard 0,0164
	Decisión: Soft 0,004451
Códigos turbo	7,2e-06
Códigos LDPC	1e-07

$$MSE = \frac{1}{mn} \sum [f(x, y) - F(x, y)]^2 \quad (12)$$

$$RMSE = \sqrt{MSE} \quad (13)$$

donde m y n representan el largo y ancho de la imagen respectivamente, $f(x, y)$ es la imagen original y $F(x, y)$ es la imagen reconstruida.

$$PSNR_{dB} = 20 \log_{10} \frac{255}{RMSE} \quad (14)$$

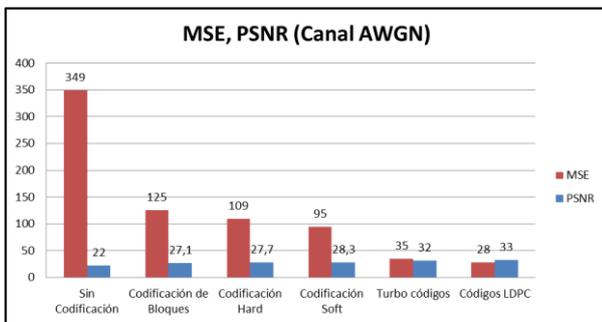


Figura 5. MSE y PSNR de imágenes recibidas a través del canal AWGN

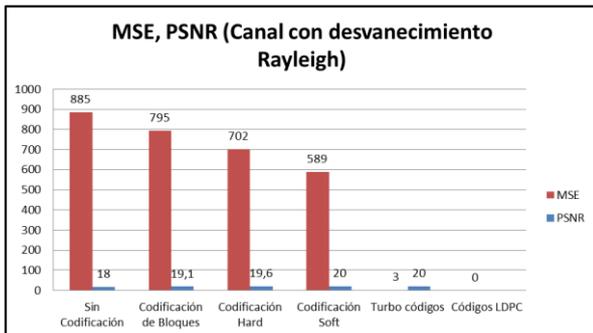


Figura 6. MSE y PSNR de imágenes recibidas a través del canal Rayleigh

D. Análisis de la compresión de imágenes

A continuación se realiza la compresión de la imagen a color que se muestra en la Figura 7. Los resultados y parámetros de compresión se observa en las Tablas 7, 8 y 9 utilizando diferentes niveles de cuantificación [12].



Figura 7. Imagen original

Tabla 7. Resultados de compresión para un nivel de cuantificación de 10

Parámetros	Valores
Nivel de cuantificación	10
Bits sin comprimir	540672
Bits comprimidos	21344
Factor de compresión	3,94%
PSNR	27,4998 dB

Tabla 8. Resultados de compresión para un nivel de cuantificación de 50

Parámetros	Valores
Nivel de cuantificación	50
Bits sin comprimir	540672
Bits comprimidos	60583
Factor de compresión	11,20%
PSNR	33,1245 dB

Tabla 9. Resultados de compresión para un nivel de cuantificación de 90

Parámetros	Valores
Nivel de cuantificación	90
Bits sin comprimir	540672
Bits comprimidos	151891
Factor de compresión	28,09%
PSNR	40,9936 dB

El nivel de cuantificación es inversamente proporcional al factor de compresión, es decir a mayor nivel de cuantificación utilizado, menor es la compresión pero a su vez presenta un PSNR más elevado

E. Análisis de la transmisión de la imagen comprimida

La Figura 8 muestra la distribución de la imagen comprimida para un nivel de cuantificación de 50. Se tiene 1056 componentes DC que al realizar la codificación Huffman nos da un total de 6543 bits. El total de bits de los componentes AC es 49816 y además se tiene 1056 componentes de cabeceras correspondientes a cada componente DC que al realizar la codificación se tiene 4224 bits.

Los bits de cabecera equivalen al 20% de la imagen y no pueden ser modificados porque el proceso de descompresión necesita exactamente los mismos bits de la imagen comprimida y un error aquí no permitiría recuperar la imagen debido al uso de las tablas de Huffman.

Si existen errores es en los bits de los componentes DC, la imagen resultante se degrada la imagen por cuadrantes, mientras que si los errores pertenecen a los bits de componentes AC se pierde luminosidad que puede ser imperceptible al ojo humano. Es así que se recomienda utilizar una buena técnica de codificación de canal para evitar errores en los bits de cabecera. A continuación se realizará el respectivo análisis para poder descomprimir la imagen sin ningún problema.

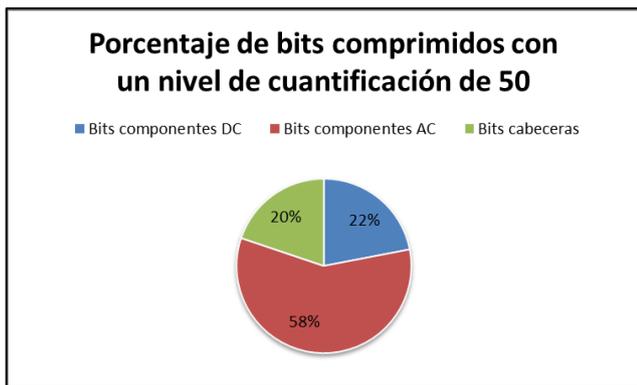


Figura 8. Bits comprimidos con un nivel de cuantificación de 50

En la Tabla 10 se puede observar el BER aproximado que se requiere para recuperar satisfactoriamente la imagen propuesta anteriormente con un tamaño original de 67584 bytes (540672 bits), para lo cual se realiza unos análisis para cada uno de los tres diferentes niveles de cuantificación previamente analizados.

Tabla 10. BER aproximado para recuperar la imagen

Nivel de cuantificación	Bits comprimidos	BER
10	21344	$10^{-4.4}$
50	60583	$10^{-4.8}$
90	151891	$10^{-5.2}$

Canal AWGN

Los resultados en la tabla 11 nos indica que al utilizar las técnicas de codificación de canal estudiadas previamente, podemos utilizar una relación señal a ruido menor para transmitir información mediante el canal AWGN y recuperarla satisfactoriamente, es así que los mejores resultados se obtuvieron empleando los códigos turbo y LDPC con un E_b/N_o 2.25 dB y 1.95 dB respectivamente para un nivel de cuantificación de 90.

Tabla 11. Relación señal a ruido mínima para recuperar la imagen comprimida en un canal AWGN

Codificación	E_b/N_o (dB)		
	Nivel de cuantificación 10	Nivel de cuantificación 50	Nivel de cuantificación 90
Sin codificación	11,6	12	12,55
Hamming	8,9	9,2	9,8
Convolutional (Hard)	7,3	7,8	8,3
Convolutional (Soft)	6	6,35	7
Turbo(3 iter)	1,97	2,15	2,25
LDPC(87 iter)	1,68	1,8	2

Canal Rayleigh

En la tabla 12 refleja mejores resultados al transmitir información a través del canal con desvanecimiento Rayleigh empleando técnicas de codificación. Por ejemplo para un nivel de cuantificación de 90 se necesita un mínima relación señal a ruido de 9.9 dB y 9 dB para los códigos turbo y LDPC, respectivamente.

Tabla 12. Relación señal a ruido mínima para recuperar la imagen comprimida en un canal Rayleigh

Codificación	E_b/N_o (dB)		
	Nivel de cuantificación 10	Nivel de cuantificación 50	Nivel de cuantificación 90
Sin codificación	36	40	44
Hamming	29	32	35
Convolutional (Hard)	25	27,5	28.1
Convolutional (Soft)	20	22	24
Turbo(3 iter)	9,5	9,7	10
LDPC(87 iter)	8	8,5	9

Tanto para el canal AWGN y con desvanecimiento tipo Rayleigh se observa claramente que al aumentar el nivel de cuantificación es menor el porcentaje de compresión de la imagen, es decir que a mayor nivel de cuantificación mayor también son el número de bits transmitidos y por ende se requiere un mayor valor de E_b/N_o para recuperar la imagen satisfactoriamente.

VI. CONCLUSIONES

En el presente proyecto se realizó la compresión de la imagen mediante la transformada discreta del coseno, esto permite disminuir el tiempo de simulación y optimizar la duración de la transmisión de datos.

Se aplicó matrices de cuantificación para lograr distintos grados de compresión, obteniendo de esta manera imágenes

BIOGRAFÍA

de baja calidad hasta llegar a resultados que son aceptables visualmente. Se observó que en la compresión con pérdidas mientras más compresión (menor nivel de cuantificación) se realiza a una imagen más afectará a la calidad de la misma.

Se pudo observar que al incrementar el nivel de cuantificación en la compresión de la imagen también aumenta el valor de E_b/N_o que se requiere para descomprimir la imagen sin ningún tipo de problemas, porque el nivel de cuantificación es directamente proporcional a la información transmitida, es decir, que a mayor nivel de cuantificación mayor también son el número de bits transmitidos

Al utilizar las técnicas de codificación de canal, se puede utilizar una relación señal a ruido menor para recuperar la información transmitida satisfactoriamente, es así que los mejores resultados se obtuvieron empleando los códigos turbo y LDPC.

Se llegó a tener una equivalencia con respecto a complejidad de los códigos turbo y LDPC, trabajando con 3 y 87 iteraciones respectivamente, obteniendo así un mejor desempeño de los códigos LDPC pero no es mucha la diferencia entre la capacidad de los turbo códigos en la transmisión de datos. Los códigos LDPC irregulares teóricamente tienen mejor desempeño que los turbo códigos por lo que se recomienda dar seguimiento a los mismos para observar mejoras en los resultados. [13].



Belén Tipantuña nació en Quito, Ecuador en 1989. Culminó sus estudios secundarios en la Unidad Educativa Santa María Eufrasia en el 2007. En el 2013 egresó de la Universidad de las Fuerzas Armadas-ESPE de la carrera de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones. Sus intereses de investigación Son la telefonía móvil y diseño de redes.

REFERENCIAS

- [1] Loyda, L. (2007). Sistemas de compresión de imágenes. Veracruz: Universidad Veracruzana.
- [2] Vasco, W. (2012). Modelo de compresión de imágenes de extensión .jpeg mediante Matlab para el mejor rendimiento de la transmisión de datos. Ambato: Universidad Técnica de Ambato.
- [3] Soria, D. (2010). Análisis de la transformada discreta coseno para la transmisión de imágenes con excelente calidad. Ambato: Universidad Técnica de Ambato.
- [4] Tallante, S. (2011). Processing and codification images based on JPEG standard. Madrid: Universidad Carlos III de Madrid.
- [5] Bucheli, J. (2010). Compresión de imágenes en movimiento para transmisión en redes IP en base a la aplicación de la transformada discreta coseno con diferentes relaciones de compresión. Ambato: Universidad Técnica de Ambato.
- [6] Gallager, R. (1963). Low-Density Parity-Check Codes. Cambridge.
- [7] MacKay D., & Neal R. (1996). Near Shannon Limit Performance of Low Density Parity Check Codes. Electronics Letters
- [8] Luby, M., Mitzenmacher, M., Shokrolahi, M., & Spielman, D. (2001). Improved Low-Density Parity-Check Codes using Irregular Graphs. IEEE Transactions on information Theory, 585-598.
- [9] Lin, S., & Costello, D. (2004). Error Control Coding: Fundamentals and Applications (Segunda ed.). California: Prentice Hall.
- [10] Eldin, A., Dessouky, M., Elazm, A., & Shokair M. (2012). Evaluation of Complexity Versus Performance for Turbo Code and LDPC Under Different Code Rates. Spacomm.
- [11] Blankenship, Y., & Kuffner, S. (2007). LDPC Decoding for 802.22 Standard. IEEE Transactions on information Theory, P802.22
- [12] Molina, E. (2004). Sistema para compresión de imagenes en Matlab, a través de una serie de GUIs. México: Universidad de las Américas Puebla.
- [13] Luby, M., Mitzenmacher, M., Shokrolahi, M., & Spielman, D. (2001). Improved Low-Density Parity-Check Codes using Irregular Graphs. IEEE Transactions on information Theory, 585-598.