Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, Baja California

Maestría en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Telecomunicaciones

Diseño de turbo códigos para redes de sensores basadas en tecnologías de ancho de banda ultra-amplio (UWB)

Tesis
para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de Maestro en Ciencias

Presenta:

Heberto Molina Villamil

Ensenada, Baja California, México
2017

Tesis defendida por

Heberto Molina Villamil

y aprobada por el siguiente Comité

Dr. Salvador Villarreal Reyes
Director de tesis

Dr. Miguel Ángel Alonso Arévalo

Dr. Aldo Eleazar Pérez Ramos

Dr. Roberto Conte Galván

Dr. Eugenio Rafael Méndez Méndez

Dr. Daniel Sauceda Carvajal
Coordinador del Posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

Dra. Rufina Hernández Martínez
Directora de Estudios de Posgrado

Heberto Molina Villamil © 2017
Queda prohibida la reproducción parcial o total de esta obra sin el permiso formal y explícito del autor y director de la tesis.

Resumen de la tesis que presenta **Heberto Molina Villamil** como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Telecomunicaciones.

Diseño de turbo códigos para redes de sensores basadas en tecnologías de ancho de banda ultra-amplio (UWB)

Resumen aprobado por:

_____

Dr. Salvador Villarreal Reyes

Director de tesis

Los sistemas de comunicación de ancho de banda ultra-amplio (UWB) ofrecen una posible solución a algunas problemáticas que se tienen actualmente en las telecomunicaciones, como lo es la saturación del espectro electromagnético. UWB es una tecnología que se utiliza en sistemas de comunicación de corta distancia (menores a $10\ m$) con tasas de transmisión de datos altas ($1\ Gbps$), y en sistemas de baja potencia con tasas de datos medias ($110\ Kbps$). Un sistema de comunicación UWB trabaja en el mismo ancho de banda en el que otros sistemas ya están establecidos sin perjudicar su funcionamiento. Sin embargo, para que se logre esto hay que solucionar diversas problemáticas. Generalmente las emisiones de los sistemas de comunicaciones se regulan entorno a su ancho de banda, sin embargo, para el caso de UWB las regulaciones están en términos de máscaras espectrales. Dichas máscaras espectrales delimitan la densidad espectral de potencia (DEP) de las señales emitidas, con el fin de que estas no interfieran con las emisiones de otros sistemas. Este trabajo tiene como objetivo principal proponer un esquema de turbo codificación capaz de moldear la DEP de una señal UWB para que se amolde a los requerimientos establecidos por diferentes organizaciones regulatorias, y al mismo tiempo se mejoren las tasas de error de dichos sistemas. Mediante el uso de simulaciones se obtiene la tasa de error de bit de los esquemas de codificación propuestos en diferentes tipos de canales de comunicación y se compara con la de otros codificadores encontrados en la literatura. Además, se comprueban las capacidades de moldeado espectral de los codificadores propuestos. Los resultados de este trabajo demuestran que existen estructuras de turbo codificadores que permiten moldear la DEP de una señal UWB y a la vez tener una tasa de error de bit comparable con la ofrecida por esquemas de turbo codificación convencionales.

Palabras clave: Turbo codificación, SCCC, Decodificador BCJR, moldeado espectral, UWB, redes de sensores.

Abstract of the thesis presented by **Heberto Molina Villamil** as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in Telecommunications.

Design of turbo codes for sensor networks based in ultra wide band (UWB) technologies

Abstract approved by:

_____

Dr. Salvador Villarreal Reyes
Thesis Director

Ultra-wide bandwidth (UWB) communication systems offer a possible solution to some problems currently found in telecommunication systems, like the saturation of the electromagnetic spectrum. UWB is a technology used in short distance communication systems (less than $10\ m$) with high data rates (up to $1\ Gbps$), and in low power communications systems with average data rates (up to $110\ Kbps$). An UWB communication system works on the same portion of the electromagnetic spectrum used by previously established narrowband communications systems without harming its operation. However, in order to achieve this, several problems need to be solved. Generally the emissions of narrowband communications systems are regulated in terms of their bandwidth; however in the case of UWB the regulations are in terms of spectral masks. These spectral masks delimit the shape of the power spectral density (DEP) of the emitted signals, so that they do not harmfully interfere with other communication systems. The main objective of this work is to propose a turbo coding scheme capable of shaping the DEP of a UWB signal and at the same time improving the error rates of such systems. By using simulations the bit error rate (BER) of the proposed coding schemes are obtained for different communication channel types. The BER of the proposed system are compared with other coding schemes found in the literature. In addition, the spectral shaping capabilities of the proposed encoders are verified. The results of this work demonstrate that there are turbo encoder structures that allow to shape the DEP of a UWB signal and at the same time have a bit error rate that competes with those offered by conventional turbo coding schemes.

Keywords: Turbo coding, SCCC, BCJR decoder, spectral molding, UWB, sensor networks

A mis padres y hermana,
que nunca han dejado de apoyarme.
Todo lo que soy y logre ser,
se los debo a ustedes.

Agradecimientos

A mi familia por siempre apoyar mis decisiones y estar conmigo en todo momento. Gracias por todo lo que me han dado.

Al Dr. Salvador Villarreal Reyes por todo lo que me ha enseñado, y por saberme guiar en este trabajo de investigación. Gracias por sus atinados consejos, y por haberme dado la oportunidad de trabajar y entablar una gran amistad con usted y el grupo ARTS.

A los miembros de mi comité de tesis: Dr. Miguel Ángel Alonso Arévalo, Dr. Roberto Conte Galván, Dr. Eugenio Méndez Méndez y Dr. Aldo Eleazar Pérez Ramos, por todas sus observaciones y comentarios que ayudaron a mi formación y a mejorar este trabajo de investigación.

Un agradecimiento a todo el personal académico, investigadores y personal administrativo de CICESE, en especial al grupo de trabajo ARTS. Gracias por darme todo lo necesario para mi crecimiento académico, profesional y personal.

Durante este periodo conocí varias personas que han tenido un gran impacto en mi persona y en mi carrera profesional. Gracias a mis compañeros de generación: Mizquez, Isaí, Manuel, Rolando, Mikahil, y especialmente a Luis y Alan, con quienes trabaje arduamente y al mismo tiempo nunca deje de divertirme. Un gran agradecimiento a Jessica y Fernando por brindarme su amistad, he aprendido mucho de ambos. Me llevo en todos ustedes un gran amigo.

Finalmente, gracias al CONACYT, por la beca recibida a lo largo de mis estudios de maestría.

Tabla de contenido

Página

Resumen en español ii
Resumen en inglés iii
Dedicatoria iv
Agradecimientos v
Lista de figuras viii
Lista de tablas ix

Capítulo 1. Introducción

1.1 Antecedentes 1
1.2 Planteamiento del problema 4
1.3 Objetivo general 8
1.4 Objetivos particulares 9
1.5 Metodología de la investigación 9
1.6 Organización de la tesis 10

Capítulo 2. Tecnología de ultra ancho de banda (UWB)

2.1 Introduccion 12
2.2 Definición de la tecnología de ultra ancho de banda y sus aplicaciones 13
2.3 Aspectos regulatorios de las emisiones UWB 15
2.4 Sistemas UWB basados en radio por impulsos IR-UWB 17
2.5 Análisis espectral de diferentes sistemas IR-UWB 21
2.6 Códigos convolucionales en sistemas IR-UWB 29
2.6.1 Conceptos básicos de códigos convolucionales. 30
2.6.2 Análisis espectral de un sistema IR-UWB con códigos convolucionales. 35
2.7 Conclusiones del capítulo 2 38

Capítulo 3. Esquemas de turbo codificación

3.1 Introduccion 39
3.2 Concatenado de códigos 40
3.2.1 Códigos concatenados en paralelo 41
3.2.1.1 Características generales del codificador PCCC 41

3.2.1.2 Elección de los códigos constituyentes de un PCCC..... 43
3.2.1.3 Comportamiento del BER de un PCCC..... 45
3.2.2 Códigos concatenados en serie..... 46
3.2.2.1 Características generales del codificador SCCC..... 47
3.2.2.2 Elección de los códigos constituyentes de un SCCC..... 48
3.2.2.3 Comportamiento del BER de un SCCC..... 48
3.3 Entrelazadores..... 49
3.3.1 Características de los entrelazadores..... 50
3.3.2 Tipos de entrelazadores..... 51
3.4 Decodificación de un PCCC y un SCCC..... 53
3.4.1 Algoritmo BCJR..... 54
3.4.1.1 Funcionamiento del algoritmo BCJR..... 54
3.4.1.2 Funcionamiento del algoritmo log-map y max-log-map..... 61
3.4.2 Decodificación iterativa..... 62
3.4.2.1 Estructura de un decodificador PCCC..... 64
3.4.2.2 Estructura de un decodificador SCCC..... 65
3.4.2.3 Principio de la decodificación iterativa en el algoritmo BCJR..... 65
3.5 Conclusiones del capítulo 3..... 68

Capítulo 4. Moldeado espectral de sistemas IR-UWB utilizando esquemas de turbo codificación.

4.1 Introduccion..... 69
4.2 Uso de un periodograma-simulado para el análisis espectral de las señales IR-UWB..... 70
4.3 Moldeado espectral de un sistema IR-UWB con un esquema de codificación PCCC..... 72
4.4 Moldeado espectral de un sistema IR-UWB con un esquema de codificación SCCC..... 75
4.5 Conclusiones del capítulo 4..... 78

Capítulo 5. Diseño de un esquema de turbo codificación para un sistema de comunicación IR-UWB.

5.1 Introducción..... 80
5.2 Construcción de un esquema de turbo codificación SCCC para un sistema de comunicación IR-UWB..... 80
5.3 Análisis de la capacidad de moldeado espectral de los codificadores SCCC propuestos.... 85

5.4 Análisis de la tasa de error de bit de los codificadores SCCC propuestos..... 86

5.4.1 Evaluación de la tasa de error ofrecida del esquema propuesto en un canal de comunicaciones AWGN..... 88

5.4.1.1 Análisis de codificadores utilizando un entrelazador aleatorio..... 88

5.4.1.1 Análisis de codificadores utilizando un entrelazador "golden"..... 90

5.4.2 Evaluación de la tasa de error ofrecida del esquema propuesto en un canal de comunicaciones UWB..... 91

5.4.2.1 Análisis de codificadores utilizando un entrelazador aleatorio..... 95

5.4.1.2 Análisis de codificadores utilizando un entrelazador "*golden* "..... 97

5.5 Conclusiones del capítulo 5..... 99

Capítulo 6. Conclusiones y trabajo futuro

6.1 Resumen de los resultados obtenidos..... 101

6.2 Conclusiones..... 103

6.3 Trabajo futuro..... 104

Literatura citada..... 106

Lista de figuras

Figura		Página
1	Mascara espectral establecida por la FCC para un sistema UWB en un espacio cerrado…….	5
2	Comparativa entre la DEP simulada de un sistema IR-UWB con modulación BPSK y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados……	6
3	Comparación del ancho de banda y nivel de potencia asignado a los sistemas UWB respecto a otros sistemas como GPS, PCS, estándares 802.15.4, 802.11b y 802.11a…….	14
4	Mascaras espectrales establecidas por la FCC para aplicaciones en espacios cerrados y abiertos ……	16
5	Comparativa en el dominio del tiempo y de la frecuencia de un sistema de comunicaciones de banda angosta y de uno UWB……	17
5	Representación de los símbolos utilizados para los esquemas de modulación PSM, BPSK Y OOK……	18
6	Concepto del proceso de transmisión de un bit de información para un sistema IR-UWB con secuencias de saltos en el tiempo pseudo aleatoria……	19
7	Concepto del proceso de transmisión de un bit de información para un sistema IR-UWB con secuencias directas……	20
9	Graficas de EDS de las 5 primeras derivadas del pulso gaussiano……	22
10	Grafica con la forma de la cuarta derivada del pulso Gaussiano……	23
11	Comparativa entre la DEP simulada de un sistema IR-UWB con modulación BPSK, y una fuente de datos con probabilidades de símbolo $p_0 = 0.5$ y $p_1 = 0.5$ junto con la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados……	24
12	Acercamiento de la Figura 11……	24
13	Comparativa entre la DEP simulada de un sistema IR-UWB con modulación BPSK, y una fuente de datos con probabilidades de símbolo $p_0 = 0.75$ y $p_1 = 0.25$ junto con la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados……	25
14	Acercamiento de la Figura 12……	25
15	Comparativa entre la DEP simulada de un sistema TH-IR-UWB con una secuencia TH perfectamente aleatoria de 5 elementos y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados……	26
16	Comparativa entre la DEP simulada de un sistema TH-IR-UWB con una secuencia TH perfectamente aleatoria de 16 elementos y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados……	27
17	Comparativa entre la DEP simulada de un sistema DS-IR-UWB con una secuencia DS de 5 elementos y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados……	27
18	Acercamiento de la DEP mostrada en la Figura 15……	28

19	Comparativa entre la DEP simulada de un sistema DS-IR-UWB con una secuencia DS de 10 elementos y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados.....	28
20	Diagrama a bloques de un sistema IR-UWB con codificación convolucional.....	30
21	Diagrama de un codificador convolucional, recursivo con tasa de codificación 1/2 y K=4.....	31
22	Diagrama de estados de un codificador convolucional con tasa de codificación 1/2 y K=4.....	32
23	Trellis de un codificador convolucional con tasa de codificación 1/2 y $\mathrm{K} = 4$.....	33
24	Gráfica BER vs Eb/No de un código convolucional recursivo con tasa de codificación 1/2 y K=3	35
25	Comparativa entre la DEP simulada de un sistema IR-UWB con modulación BPSK usando un código convolucional sistemático recursivo, y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados.....	36
26	Comparativa entre la DEP simulada de un sistema IR-UWB con modulación BPSK usando un código convolucional que elimina líneas espectrales, y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados.....	37
27	Diagrama a bloques del proceso de codificado y decodificado de una entrada de datos en el código concatenado de Forney.....	40
28	Diagrama a bloques de un código convolucional concatenado en paralelo o turbo código.....	42
29	Grafica BER vs Eb/No de un turbo código donde se señalan las diferentes regiones de no convergencia, turbo cliff y error floor.....	45
30	Diagrama con algunos de los diferentes tipos de esquemas de codificación para estructuras de códigos concatenados en serie y en paralelo.....	46
31	Diagrama a bloques del codificador de un SCCC.....	47
32	Grafica BER vs Eb/No de un SCCC donde se señalan las diferentes regiones de no convergencia, turbo cliff y error floor.....	49
33	Ejemplo del funcionamiento de un entrelazado aleatorio.....	50
34	Diagrama a bloques del funcionamiento de un entrelazador golden dithered.....	53
35	Sistema de comunicaciones utilizado para describir el algoritmo BCJR.....	55
36	Diagrama trellis de 4 estados de un esquema de codificación convolucional.....	55
37	Representación de los términos α_{l-1}^{S} , β_l^S y γ_l^S en el trellis de un código convolucional.....	57
38	Calculo de $\alpha_l(S)$ utilizando el trellis de un código convolucional. Las ramas del trellis son solamente ilustrativas.....	58
39	Calculo de $\beta_l(S)$ utilizando el trellis de un código convolucional. Las ramas del trellis son solamente ilustrativas.....	58

40	Diagrama de flujo del algoritmo BCJR en la decodificación iterativa……	60
41	Ejemplo del problema de conteo de soldados……	63
42	Diagrama a bloques de un decodificador PCCC……	64
43	Diagrama a bloques de un decodificador SCCC……	65
44	Diagrama de flujo del algoritmo de decodificado de un código SCCC……	67
45	Diagrama a bloques de un PCCC de tasa global $R = 1/3$ con códigos constituyentes convolucionales sistemáticos recursivos……	73
46	DEP simulada de un sistema IR-UWB utilizando el PCCC de la Figura 39……	74
47	Diagrama a bloques de un PCCC de tasa global $R = 1/3$ con códigos constituyentes convolucionales recursivos……	74
48	DEP simulada de un sistema IR-UWB utilizando el PCCC de la Figura 41……	75
49	Diagrama a bloques de un SCCC de tasa global R=1/3 tomado de la literatura……	76
50	DEP simulada de un sistema IR-UWB utilizando el SCCC de la Figura 43……	76
51	Diagrama a bloques de un SCCC de tasa global R=1/4 con códigos convolucionales recursivos como códigos constituyentes……	77
52	DEP simulada de un sistema IR-UWB utilizando el SCCC de la Figura 45……	78
53	Diagrama a bloques del SCCC de tasa global $R = 1/4$ diseñado……	82
54	Diagrama a bloques del SCCC de tasa global $R = 1/3$ diseñado……	82
55	DEP simulada de un sistema IR-UWB utilizando el SCCC de la Figura 47 empleando un entrelazador aleatorio……	84
56	DEP simulada de un sistema IR-UWB utilizando el SCCC de la Figura 47 empleando un entrelazador golden dithered……	84
57	DEP simulada de un sistema IR-UWB utilizando el SCCC de la Figura 48 empleando un entrelazador aleatorio……	85
58	DEP simulada de un sistema IR-UWB utilizando el SCCC de la Figura 48 empleando un entrelazador golden dithered……	86
59	Diagrama a bloques del sistema de comunicaciones utilizado para evaluar el desempeño de la tasa de error de bit de los esquemas de codificación SCCC propuestos……	87
60	Diagrama a bloques del SCCC de tasa global $R = 1/4$ tomado de la literatura……	87
61	Diagrama a bloques del SCCC de tasa global $R = 1/3$ tomado de la literatura……	87
62	Grafica BER vs Eb/No del codificador SCCC propuesto de tasa de codificación $R = 1/4$, junto con el codificador SCCC tomado de la literatura de la misma tasa, utilizando ambos un entrelazador aleatorio, en un canal AWGN……	89

63 Grafica BER vs Eb/No del codificador SCCC propuesto de tasa de codificación $R = 1/3$, junto con el codificador SCCC tomado de la literatura de la misma tasa, utilizando ambos un entrelazador aleatorio, en un canal AWGN…… 89

64 Grafica BER vs Eb/No del codificador SCCC propuesto de tasa de codificación $R = 1/4$, junto con el codificador SCCC tomado de la literatura de la misma tasa, utilizando ambos un entrelazador golden dithered, en un canal AWGN…… 91

65 Grafica BER vs Eb/No del codificador SCCC propuesto de tasa de codificación $R = 1/3$, junto con el codificador SCCC tomado de la literatura de la misma tasa, utilizando ambos un entrelazador golden dithered, en un canal AWGN…… 91

66 Conceptualización del proceso de selección de las componentes de la señal recibida por los receptores A-rake, S-rake y P-rake…… 95

67 Grafica BER vs Eb/No del codificador SCCC propuesto de tasa de codificación $R = 1/4$, junto con el codificador SCCC tomado de la literatura de la misma tasa, utilizando ambos un entrelazador aleatorio, en un canal UWB…… 96

68 Grafica BER vs Eb/No del codificador SCCC propuesto de tasa de codificación $R = 1/3$, junto con el codificador SCCC tomado de la literatura de la misma tasa, utilizando ambos un entrelazador aleatorio, en un canal UWB…… 97

69 Grafica BER vs Eb/No del codificador SCCC propuesto de tasa de codificación $R = 1/4$, junto con el codificador SCCC tomado de la literatura de la misma tasa, utilizando ambos un entrelazador golden dithered, en un canal UWB…… 98

70 Grafica BER vs Eb/No del codificador SCCC propuesto de tasa de codificación $R = 1/3$, junto con el codificador SCCC tomado de la literatura de la misma tasa, utilizando ambos un entrelazador golden dithered, en un canal UWB…… 98

Lista de tablas

Tabla		Página
1	Mascaras espectrales para el promedio de potencia en las emisiones UWB en términos de EIRP en dBm/MHz establecidas por la FCC para aplicaciones en espacios cerrados y abiertos……	15
2	Mascaras espectrales para el promedio de potencia en las emisiones UWB en términos de EIRP en dBm/MHz establecidas por la CEPT/ECC en la regla ECC/DEC/(06)04……	16
3	Descripción de las 4 estructuras básicas de los códigos convolucionales……	34
4	Códigos convolucionales con capacidades de moldeado espectral en sistemas IR-UWB con memoria 2, 3, y 4, y tasa de codificación $\mathrm{R} = \frac{1}{2}$……	37
5	Códigos convolucionales utilizados en la construcción de los codificadores SCCC propuestos……	83
6	Conjunto de 4 modelos de canal UWB junto con sus características principales, utilizados en la evaluación de los sistema de comunicación propuesto en esta sección……	93

Capítulo 1. Introducción

En la actualidad una inmensa mayoría de aplicaciones industriales, médicas, militares, etc., utilizan tecnologías que les permiten transmitir información de forma inalámbrica con el fin de poder realizar adecuadamente sus funciones. La transmisión de esta información entre diferentes dispositivos provoca el surgimiento de diferentes tipos de redes inalámbricas. En este trabajo se busca analizar específicamente las redes de sensores inalámbricas. Una red de sensores inalámbrica (WSN por sus siglas en inglés, "*wireless sensor networks*") puede ser definida como una red de dispositivos, denotados como nodos, que pueden recolectar información del ambiente que los rodea y comunicarla a través de enlaces inalámbricos (Verdone *et* al., 2008). Las WSNs son ampliamente utilizadas en aplicaciones como la automatización de hogares y edificios, la automatización de procesos industriales, en implementaciones militares, de telemedicina y tele monitoreó (Akyildiz *et* al., 2002), etc. Este tipo de redes se caracteriza por consumir cantidades pequeñas de energía en el proceso de comunicación, por lo que las distancias entre los sensores o los nodos de la red tienden a ser pequeñas. Además, las WSNs son redes orientadas a una aplicación, es decir, dependiendo de la naturaleza de la aplicación que se busca desarrollar, se tendrán WSNs con diferentes características (Ahmed *et* al., 2012).

El crecimiento en el uso de las redes de sensores y sus posibles áreas de aplicación son cada vez más grandes. Se espera que para el año 2024 el mercado de las WSNs haya crecido en 1.8 billones de dólares. El mercado de las WSNs está destinado a seguir creciendo siempre que exista un progreso en el desarrollo de los estándares y las tecnologías que utilizan (Harrop y Das, 2015).

Hoy en día, existen estándares y tecnologías inalámbricas bien conocidos como WiFi y Bluetooth que permiten establecer una WSN. Estas tecnologías han alcanzado un gran éxito y penetración mundial. Sin embargo, las WSNs son redes que constantemente están renovándose a nivel de capa física. Esto se debe a que existe una demanda constante de sistemas de comunicación con mejores características, como aumentos en las tasas de transmisión de datos o mejoras en el manejo de la energía.

En la actualidad los sistemas de comunicación de ancho de banda ultra amplio (UWB por sus siglas en inglés, "*ultra wide band*") han sido propuestos como una alternativa de capa física para la implementación de WSNs (Martigne, 2006). La propuesta de utilizar sistemas UWB para el establecimiento de WSNs se debe a que UWB es eficiente en consumo energético, robusto a interferencias provocadas por otros sistemas de comunicación inalámbricos, y provee tasas de transmisión de datos que le permiten satisfacer los requerimientos de las aplicaciones actuales (Swiak, 2011). Los sistemas UWB se pueden separar en dos tipos por la manera en la que transmiten la

información: el primero basado en radio por impulsos (IR por sus siglas en inglés, "*impulse radio*"); y el segundo basado en técnicas de multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM por sus siglas en inglés, "*orthogonal division multiplexing*"). En esta tesis se abordarán solamente los sistemas de comunicaciones IR-UWB. IR-UWB utiliza pulsos de una duración muy baja para transmitir información, típicamente en el orden de nano segundos, por esta razón la potencia de la señal transmitida se esparce en un ancho de banda ultra amplio (Win y Scholtz, 1998).

En la literatura revisada se encontraron resultados que indican que UWB es una tecnología que puede ser aplicada en el desarrollo de redes de sensores (Huang *et* al., 2006; Thoma, *et* al., 2007), ya que poseen las siguientes características: bajo costo, densidad espectral de potencia parecida al ruido, generación de muy poca interferencia a otros sistemas de comunicación, y resistencia a las multitrayectorias del canal de comunicaciones (Zhang *et* al., 2009). Actualmente existen diversos dispositivos y sistemas que demuestran la factibilidad de utilizar esta tecnología en WSNs por medio del uso de diseños de módulos de radios UWB (Shen *et* al., 2005; Baghei *et* al., 2007; Verhelst y Dehane, 2007).

Una solución importante basada en tecnología UWB ha sido introducida como una alternativa de capa física para la implementación de WSNs por el grupo de trabajo 802.15.4a de la IEEE (IEEE Computer Society, 2007). En el estándar se implementan mejoras que pretenden satisfacer los requerimientos de este tipo de redes. Entre las mejoras se encuentra:

- Características de ancho de banda ultra-amplio que permiten proveer un desempeño robusto en canales con condiciones severas de multitrayectorias e interferencias;
- Concatenado de bloques de corrección de errores para proveer un desempeño robusto pero flexible.

Los usos y aplicaciones de los sistemas IR-UWB han cambiado radicalmente en la historia reciente. En los últimos 20 años IR-UWB fue utilizado en radares, comunicaciones militares y en aplicaciones de nicho. Por la naturaleza de IR-UWB sus emisiones pueden ocupar porciones del espectro electromagnético previamente reservadas para uso exclusivo de sistemas de comunicaciones de ancho de banda angosto convencionales (por ejemplo: telefónica celular, GPS, WiFi, etc.). Organizaciones reguladoras del espectro como la FCC de Estados Unidos ("*Federal Communications Commission*") se han encargado de regular las transmisiones de dispositivos IR-UWB, con el fin de proteger a los sistemas de comunicación ya establecidos de interferencias nocivas generadas por dichos dispositivos.

Debido a lo mencionado en el párrafo anterior, las señales usadas en las transmisiones de los sistemas IR-UWB deben tener un espectro de potencia esparcido sobre anchos de banda ultra amplios con niveles máximos de radiación limitados (Swiak, 2001). Es importante notar como esto es un enfoque diferente al utilizado en los sistemas de comunicaciones de ancho de banda angosto convencionales, los cuales por normatividad son tradicionalmente limitados en el ancho de banda utilizado por la señal radiada y no necesariamente en su nivel de potencia.

El hecho de tener que ajustar la DEP a los niveles de potencia pre-establecidos por diferentes entidades reguladoras, ha hecho que se adopten soluciones que permitan moldear la densidad espectral de potencia (DEP) de las transmisiones UWB. Una solución común se basa en el diseño de la densidad espectral de energía de la señal utilizada para la transmisión de datos y en el uso de secuencias pseudo-aleatorias suficientemente largas para "volver cuasi-aleatoria" la polaridad del pulso y/o su posición en el eje del tiempo, (Arslan *et* al., 2006; Ghavami *et* al., 2007). Aunque estas técnicas logran su cometido con cierta efectividad, se ha demostrado que la DEP también puede ser moldeada utilizando códigos convolucionales (Villarreal, 2007). El utilizar técnicas de codificación para moldear la DEP tiene una ventaja clara sobre las otras soluciones propuestas, ya que estos mejoran el desempeño de la tasa de error de bit (BER por sus siglas en inglés, "*bit error rate*") del sistema de comunicaciones y las otras técnicas no necesariamente proveen esto.

Como regla se sabe que cuando las señales espurias que se encuentran en el canal de comunicaciones tienen una amplitud mayor a la de la señal que se está transmitiendo, la probabilidad de cometer errores en el proceso de demodulación y decisión del lado del receptor se incrementa (Proakis, 1995). Es por este fenómeno que el empleo de esquemas de codificación de canal es indispensable en el desarrollo de cualquier sistema de comunicación, incluyendo aquellos que utilizan UWB como una tecnología de capa física.

La estructura de la capa física presentada en el estándar 802.15.4a permite que el diseñador del sistema UWB implemente una variedad de codificadores con diferentes relaciones complejidad-desempeño. Entre las diferentes opciones de esquemas de codificación se pueden utilizar códigos de bloques, códigos convolucionales, o esquemas concatenados de códigos. Dentro de los esquemas concatenados se pueden tener códigos convolucionales concatenados en paralelo (PCCC por sus siglas en inglés, "*parallel concatenated convolutional code*") y códigos convolucionales concatenados en serie (SCCC por sus siglas en inglés, *"serial concatenated convolutional code"*). Aunque los códigos convolucionales proveen una mejora en la tasa de error de bit respecto a los sistemas no codificados, en la actualidad los esquemas de codificación PCCC y SCCC ofrecen una mejora considerable en el

desempeño del BER sin agregar tanta complejidad al diseño del sistema de comunicaciones. Los PCCC y los SCCC también son conocidos como esquemas de turbo codificación.

Los esquemas de turbo codificación, basan su funcionamiento en imitar a un código convolucional con una memoria muy grande. Su construcción se basa en el principio del dicho “divide y conquistarás”, ya que en los turbo codificadores se asocian códigos convolucionales concatenados en serie o paralelo con una pequeña cantidad de elementos de memoria, lo que conlleva a un proceso de decodificación particular con una complejidad razonable. El proceso de decodificación se caracteriza por un intercambio de información entre los decodificadores elementales, ofreciendo una tasa de error de bit muy baja (Berrou, 2007).

En este trabajo de tesis se aborda el problema del moldeado de la DEP de un sistema IR-UWB mediante el uso de un esquema de turbo codificación para ofrecer a la par una mejora en el BER del sistema de comunicaciones.

1.2 Planteamiento del problema

El crecimiento en la demanda de nuevos y mejores servicios de comunicaciones, ha provocado que se busquen nuevas alternativas de tecnologías que permitan satisfacer los requerimientos de estos nuevos servicios.

En la actualidad se tiene un problema de saturación del espectro electromagnético y se espera que este problema empeore en el futuro. Las nuevas tecnologías de telecomunicaciones tendrán que trabajar compartiendo el espectro electromagnético con las tecnologías actuales, o deberán de trabajar en espacios del espectro que se encuentren desocupados. La mayoría de los estándares utilizados en los sistemas de comunicación actuales poseen mecanismos que permiten disminuir la interferencia generada por otros dispositivos, sin embargo, esta interferencia es imposible de eliminar. La interferencia de los sistemas de comunicaciones provoca diferentes problemas en las aplicaciones, como la disminución en la tasa de transmisión de datos debido a la pérdida de paquetes de información.

La idea de tener un sistema de comunicación que sea capaz de compartir el canal sin causar interferencia con otros dispositivos, implica que el espectro de potencia generado por sus transmisiones no deberá de provocar una alteración considerable en el espectro de potencia de los otros sistemas. IR-UWB es una tecnología que plantea ser utilizada como un sistema de comunicaciones que pueda coexistir con los sistemas que ya se encuentran establecidos. Diferentes organismos internacionales han

determinado que para que IR-UWB pueda operar sin interferir con los sistemas de comunicaciones actuales, es necesario que la forma adquirida por la DEP de las señales transmitidas esté delimitada. La delimitación se realiza en forma de máscaras espectrales (Federal Communication Commision, 2002; CEPT/ECC, 2006). En la Figura 1 se muestra la máscara espectral establecida por la FCC para las emisiones en espacios cerrados de sistemas UWB. Esta máscara espectral esta especificada en términos de la potencia efectiva isotrópica radiada (EIRP por sus siglas en inglés, *"effective isotropic radiated power"*) en dBm.

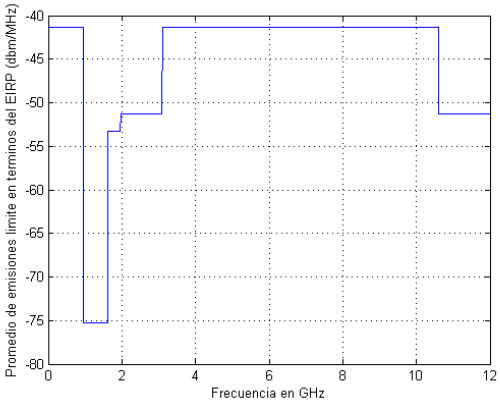


Figura 1. Máscara espectral establecida por la FCC para un sistema UWB en un espacio cerrado.

La DEP de una señal IR-UWB está conformada por una componente continua de potencia y/o por líneas espectrales (componentes armónicos) distribuidas en un intervalo específico de frecuencia. Estas líneas espectrales aparecen debido a los componentes periódicos de la señal UWB, el formato de modulación utilizado y/o las características estadísticas de la fuente de datos (Proakis, 1995; Di Benedetto y Giancola, 2004). La cantidad de potencia contenida en las líneas espectrales de una señal UWB, puede provocar que la DEP no se amolde a los requerimientos de las máscaras espectrales. Por ejemplo, en la Figura 2 se grafica la DEP de una señal IR-UWB junto con la máscara espectral de la FCC. La figura muestra claramente como estas líneas espectrales impiden que la DEP esté por debajo de la máscara espectral. En el capítulo 2, se hablará más de este fenómeno.

La forma más sencilla de hacer que la DEP de un sistema IR-UWB esté dentro de la máscara espectral es por medio del ajuste de la amplitud de la señal transmitida. Sin embargo, el realizar esto implicaría que se estaría utilizando menos energía para transmitir la información provocando un incremento en la tasa de error de bit (BER). Una forma de evitar que el BER aumente, es utilizar una mayor cantidad de pulsos para representar un símbolo, no obstante el realizar esto implicaría una disminución en la tasa de

transmisión de datos del sistema. Por estas razones es que se han desarrollado diferentes formas de moldear la DEP de las señales IR-UWB, buscando que no se penalice el desempeño del sistema.

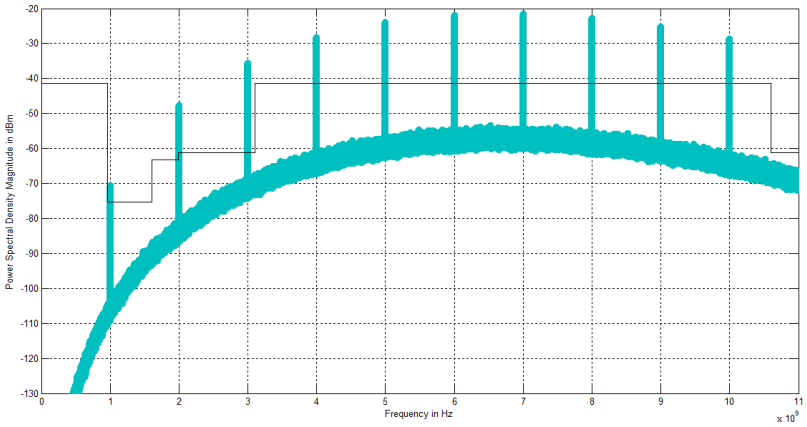


Figura 2. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema IR-UWB con modulación BPSK y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados.

En principio, la técnica clásica para el moldeado de la DEP involucra la elección adecuada del pulso de transmisión. Originalmente los pulsos que se utilizaban en los sistemas IR-UWB correspondían a la primer y segunda derivada del pulso Gaussiano (Win y Scholtz, 2000). El uso de una forma de pulso en particular determinará de forma general la DEP de la señal IR-UWB. En los trabajos de Di Benedetto en 2005 y de Wu en 2006 se observa como la DEP se puede amoldar a las máscaras de la FCC siguiendo las recomendaciones propuestas. Sin embargo, características importantes como la inclusión y supresión de líneas espectrales depende de otro tipo de variables como el esquema de modulación y técnicas de acceso múltiple (Di Benedetto y Giancola, 2004; Wu *et* al., 2006).

Dado que la elección del pulso no asegura que la DEP se amolde a las máscaras espectrales de la FCC, surgieron otras técnicas para el moldeado espectral de la señal IR-UWB. Una de las técnicas más utilizadas para el moldeado de la DEP de un sistema IR-UWB requiere el empleo de secuencias pseudo-aleatorias (PR por sus siglas en inglés, "*pseudo random*") suficientemente largas para volver cuasi-aleatoria la polaridad del pulso y/o su posición en el eje del tiempo. Dichas secuencias PR pueden utilizar secuencias con saltos en el tiempo (TH por sus siglas en inglés, "*time hopping*") y/o secuencias directas PR (DS por sus siglas en inglés, "*direct sequence*").

Básicamente un sistema TH-IR-UWB transmite pulsos con muy bajo ciclo de trabajo. La posición relativa de cada pulso en un intervalo de tiempo específico está determinada por la secuencia PR-TH. El enfoque principal de los trabajos es el de atenuar las líneas espectrales a través de un diseño adecuado

de los códigos TH y de ofrecer la secuencia TH como técnica de acceso múltiple (Muller *et* al., 2002; Piazzo y Romme, 2003).

En un sistema DS-IR-UWB la posición relativa de cada pulso en el tiempo no sufre ninguna alteración. Sin embargo, la amplitud del pulso es multiplicada por la PR-DS, la cual usualmente toma valores en el intervalo {-1,1}. Si se compara el ciclo de trabajo de DS-IR-UWB con el de TH-IR-UWB se observará como el del segundo puede alcanzar valores más pequeños. El uso de secuencias DS para el moldeado espectral de las señales IR-UWB ha sido estudiado en (Mo *et* al., 2003; Nakache y Molish, 2003). Al igual que las secuencias TH, la secuencia DS también puede ser utilizada como técnica de acceso múltiple (Win y Scholtz, 1998; Win y Scholtz, 2000; Oppermann *et* al., 2004).

También existen sistemas TH-DS-IR-UWB que buscan combinar ambas técnicas con el fin de moldear el espectro de la señal UWB. El problema que se tiene con estas técnicas radica en que para poder suprimir las líneas espectrales de la DEP se tiene que tener una secuencia perfectamente aleatoria e infinita, lo cual es imposible. En la práctica se utilizan secuencias PR de diferentes tamaños, ya que entre más grande sea el periodo de la secuencia, mayor será la complejidad del diseño del transmisor y receptor.

Si bien el uso de secuencias DS y TH permite moldear la DEP de señales UWB, su uso no necesariamente tiene un impacto en el desempeño del sistema en términos de la tasa de error de bit (BER). Adicionalmente, para aplicaciones de acceso múltiple es conveniente tener secuencia PR con un periodo finito, lo cual se contrapone con la necesidad de utilizar frecuencias con periodo extremadamente largo para aplicaciones de moldeado espectral. Con el fin de mejorar las prestaciones de los sistemas de comunicación IR-UWB, se han buscado alternativas al uso de las secuencias PR para el moldeado de la DEP. En la literatura se encontró que utilizando esquemas de codificación de canal, en específico, utilizando códigos convolucionales, es posible moldear la DEP de una señal UWB (Villarreal, 2007). En general, los esquemas de codificación son utilizados con el propósito principal de mejorar la tasa de error de bit (BER) del sistema de comunicaciones. En la literatura se encuentran trabajos donde se han utilizado códigos convolucionales para mejorar el BER de sistemas de comunicación IR-UWB (Yamamoto y Ohtsuki, 2003; Choi *et* al., 2005), sin embargo, estos trabajos no tocan el tema de moldeado espectral.

Basándose en los resultados presentados por Villarreal en 2007, es claro que la elección correcta de un esquema de codificación permite mejorar el BER de sistemas IR-UWB y simultáneamente permite moldear la DEP de las señales IR-UWB transmitidas. Esto resulta en una ventaja clara sobre las otras técnicas que sólo ofrecen una disminución de la amplitud de las líneas espectrales y ninguna mejora en

el BER. Es por estas razones que la elección de un esquema de codificación adecuado se convierte entonces en una tarea muy importante.

Hoy en día, los esquemas de codificación mayormente utilizados en los sistemas IR-UWB están basados en códigos de bloques o códigos convolucionales (IEEE, 2007). Actualmente existen técnicas de codificación modernas que pueden ofrecer mejores resultados, como por ejemplo los esquemas de turbo codificación que partiendo de códigos convolucionales permiten desarrollar nuevas estructuras de codificación con un mejor desempeño en la tasa de error de bit (Nail y Qasem, 2015). Los esquemas de turbo codificación poseen una eficiencia energética cercana al límite teórico establecido por Shannon en el año 1948.

En la literatura se encontraron trabajos en los que se emplean turbo códigos para mejorar el desempeño del BER de los sistemas IR-UWB (Yoshida y Ohtsuki, 2004; Payommai y Higuchi, 2013), obteniendo buenos resultados. Sin embargo, estos trabajos se enfocan en analizar el impacto de utilizar turbo codificadores para mejorar la tasa de error de bit, pero ninguno analiza el comportamiento espectral de la señal transmitida cuando se han utilizado dichos codificadores. Es decir, los turbo codificadores propuestos IR-UWB plantean mejorar sólo la tasa de error de bit del sistema y no son utilizados para moldeado espectral.

Después de analizar la bibliografía, se concluye que existe trabajo por realizar en el diseño de esquemas de codificación que utilicen técnicas de codificado novedosas, que permitan mejorar el desempeño de los sistemas IR-UWB en términos de BER y del moldeado de su DEP. En este contexto, este trabajo de investigación propone el diseño de un turbo codificador utilizando como base los códigos convolucionales propuestos en la literatura (Villarreal, 2007), los cuales ya han demostrado que pueden moldear adecuadamente la DEP de las señales IR-UWB. El diseño adecuado de un turbo codificador con capacidades de moldeado espectral podría llevar al desarrollo de sistemas IR-UWB más robustos, permitiendo el despliegue de aplicaciones con requerimientos de confiabilidad más grandes. El desempeño del turbo codificador propuesto se comparará con el de esquemas de codificación encontrados en la literatura.

1.3 Objetivo general

Proponer un esquema de turbo codificación con capacidades de moldeado espectral para sistemas IR-UWB. El esquema propuesto deberá ser capaz de moldear el espectro de señales IR-UWB y simultáneamente mejorar la tasa de error de bit del sistema. La evaluación del turbo codificador

propuesto se llevará a cabo utilizando programas especializados de análisis numérico y de simulación de sistemas de comunicaciones inalámbricas.

1.4 Objetivos particulares

- Estudiar las características principales de la tecnología UWB y de las técnicas de codificación que emplean turbo codificadores.
- Investigar y analizar el estado del arte del diseño de turbo codificadores para sistemas de comunicación IR-UWB.
- Investigar y analizar los mecanismos de moldeado espectral utilizados en los sistemas IR-UWB.
- Proponer un turbo codificador que permita moldear el espectro de la señal transmitida y mejorar la tasa de error de sistemas IR-UWB.
- Evaluar las capacidades de moldeado espectral y tasa de bit de error del esquema de turbo codificación propuesto.
- Realizar un análisis comparativo entre el turbo codificador propuesto y otros turbo codificadores utilizados en sistemas UWB.

1.5 Metodología de la investigación

Estudio bibliográfico de las técnicas de codificación y tecnologías de capa física consideradas. Se estudiaron las principales características de la tecnología de capa física de sistemas IR-UWB y de las técnicas de turbo codificación. La finalidad de esto es la de poder determinar las características que deberá de poseer el esquema de turbo codificación que se propondrá.

Estudio del estado del arte del diseño de turbo códigos para sistemas de comunicación UWB. El fin de este este estudio es el de encontrar aplicaciones para sistemas de comunicación UWB inalámbricos y en los que se utilicen turbo codificadores para moldear la DEP de las señales y/o para mejorar el desempeño del BER del sistema de comunicaciones.

Propuesta de un esquema de turbo codificación. El esquema de codificación que se propone utilizará en su construcción los códigos convolucionales reportados en (Villarreal-Reyes, 2007). El punto de esta propuesta es el de encontrar un turbo codificador que mejore el desempeño del BER y permita moldear adecuadamente la DEP de la señal UWB.

Diseño de un escenario de simulación para evaluar el desempeño del turbo código respecto a la capacidad de moldeado de la DEP. Programar y validar las rutinas necesarias para realizar una simulación en la que se estimen las capacidades de moldeado de la DEP de cada turbo código.

Diseño de un escenario de simulación para evaluar el desempeño del turbo código respecto a la tasa de error de bit. Programar y validar las rutinas necesarias para simular el turbo código propuesto, y evaluar su desempeño en función de la tasa de error de bit lograda.

Comparación del desempeño de los esquemas de codificación. Realizar la comparación del desempeño de los turbo códigos propuestos y seleccionar el turbo código que logre el mejor balance entre desempeño de tasa de errores y capacidad de moldeado de la DEP.

1.6 Organización de la tesis

En el capítulo 2 se describe la tecnología UWB junto con sus aplicaciones y diferentes regulaciones, agregando también el concepto de radio por impulso. Enseguida se analiza también la DEP de una señal IR-UWB para los sistemas en los que no se están utilizando técnicas de moldeado espectral y para aquellos que si las utilizan. Se incluyen dentro de estas técnicas el uso de los esquemas de codificación convolucional. Para complementar esta sección, se presentan conceptos básicos de la codificación convolucional junto con las técnicas utilizadas para el análisis de su desempeño en un sistema de comunicaciones.

El capítulo 3 introduce todos los conceptos básicos de un esquema de turbo codificación. Se empieza haciendo un análisis de los diferentes esquemas de codificación concatenados en serie y en paralelo. Se dedica una sección al análisis de los entrelazadores y el efecto que estos tienen en el desempeño de un turbo codificador. El capítulo finaliza con un análisis del proceso de decodificación de un codificador SCCC y PCCC, utilizando el principio de decodificación iterativa junto con el algoritmo BCJR.

En el capítulo 4 se analizan las capacidades de moldeado espectral que pueden tener los esquemas de turbo codificación SCCC y PCCC, siendo el objetivo encontrar cuál de los dos codificadores permite moldear mejor la DEP de las señales IR-UWB. Se empieza describiendo el periodograma, el cual es la técnica utilizada para estimar la DEP de las señales IR-UWB por medio de simulación. Se describe tanto la metodología utilizada para su cálculo, como los problemas que se tienen al tratar de utilizar esta técnica para calcular la DEP de las señales UWB. En seguida se trabaja con los codificadores PCCC y SCCC,

añadiéndolos a los sistemas de comunicación IR-UWB, con el fin de encontrar si las estructuras de los codificadores permiten que se moldee el espectro de las señales transmitidas.

Una vez que se encuentra el esquema de turbo codificación que permita eliminar líneas espectrales de la DEP de las señales IR-UWB, en el capítulo 5 se aborda el problema del diseño de un turbo codificador que permita seguir eliminando las líneas espectrales y que además mejore el BER del sistema de comunicaciones. El capítulo se divide en tres partes. La primera describe los codificadores diseñados y como es que se construyeron; en la segunda parte se analizan las capacidades de moldeado espectral de los codificadores propuestos; finalmente en la tercera parte se analiza el desempeño del BER de los codificadores diseñados para un canal de comunicaciones AWGN y un canal UWB definido en el estándar 802.15.3a.

Por último, el capítulo 6 presenta las conclusiones generales de la tesis, junto con un resumen de los resultados obtenidos y algunas sugerencias de posible trabajo futuro.

Capítulo 2. Tecnología de ultra ancho de banda (UWB)

2.1 Introducción

Las tecnologías inalámbricas han provocado cambios significativos en el estilo de vida de las personas. Los beneficios introducidos por este tipo de tecnologías en dispositivos como los celulares y computadoras han provocado que los consumidores de estos productos empiecen a demandar estos mismos tipos de beneficios en otros aparatos (Intel, 2004). Este fenómeno se puede ver reflejado en las nuevas áreas de aplicaciones donde se están utilizando las tecnologías de las telecomunicaciones. En particular, en áreas como la domótica, la telemedicina y la electrónica de consumo, el uso de sistemas de comunicaciones inalámbricos es cada vez más común. Adicionalmente, en la actualidad se tiene un crecimiento acelerado en el número de aplicaciones y dispositivos que consideran el uso de alguna tecnología de transmisión de datos inalámbrica, incrementando la necesidad de encontrar nuevas tecnologías que puedan ayudar a satisfacer el consecuente incremento en la demanda de servicios de conectividad inalámbrica. Tecnologías de comunicación inalámbrica actuales como WiFi y Bluetooth, ofrecen soluciones para cierto tipo de aplicaciones. Sin embargo, problemas como el alto consumo energético de WiFi y las tasas de transmisión de datos limitadas de Bluetooth no permiten alcanzar los requerimientos de varias aplicaciones que buscan utilizar conectividad inalámbrica. Uno de los problemas que se tienen en la actualidad es que estas tecnologías además han provocado una saturación del espectro electromagnético lo cual puede llegar a afectar el desempeño y prestaciones ofrecidas por estas tecnologías.

Cuando se busca establecer una red que contenga una cantidad significativa de dispositivos electrónicos en un área de cobertura pequeña (menor a 10 metros), generalmente se busca que la tecnología tenga: un consumo energético bajo; un costo bajo; un tamaño reducido; tasas de datos versátiles que puedan dar abasto a las necesidades de diferentes aplicaciones. La tecnología de comunicación inalámbrica de ancho de banda ultra-amplio (UWB) promete cubrir varias de las necesidades antes mencionadas (Intel, 2004). Además de que UWB permite hacer un uso eficiente del espectro electromagnético al poder trabajar armónicamente con otros sistemas de comunicación inalámbricos ya establecidos.

El propósito de este capítulo es el de introducir los conceptos, terminología y definiciones que serán usados en capítulos posteriores que son referentes a los sistemas UWB. En la Sección 2.2 se define a los sistemas de comunicaciones UWB y sus aspectos técnicos, junto con ejemplos de posibles aplicaciones. En la Sección 2.3 se aborda el tema de las regulaciones impuestas a las transmisiones que utilizan

tecnología de capa física UWB. Las Secciones 2.4 y 2.5 abordan los temas de la definición de un sistema UWB basado en radio por impulsos y el análisis espectral de las señales utilizadas en la transmisión de datos. La Sección 2.6 habla sobre el uso de códigos convolucionales en sistemas de comunicación IR-UWB con fines de moldeado de la DEP. Además, en esta sección se da una introducción sobre los códigos convolucionales y su funcionamiento. Las conclusiones de este capítulo se dan en la Sección 2.7.

2.2 Definición de la tecnología de ancho de banda ultra amplio

Las características de los sistemas de ancho de banda ultra amplio permiten que exista una cantidad variada de aplicaciones en las que se puede hacer uso de esta tecnología. La localización de objetos por medio de radares, la detección de intrusos y el desarrollo de sensores para evitar colisiones entre objetos, son algunas de las aplicaciones en las que los sistemas UWB son utilizados. En esta investigación se trabaja con sistemas UWB enfocados hacia el área de telecomunicaciones en general.

La FCC define a las emisiones UWB como señales de radio intencionalmente radiadas con un ancho de banda fraccional mayor al 20% o un ancho de banda mayor a los $500\ MHz$, donde el ancho de banda fraccional está definido por la ecuación 2.1.

$$Ancho\ de\ banda\ fraccional = 2\frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \quad (2.1)$$

Con f_H y f_L establecidos en $-10\ dB$ en los puntos de emisión mayor y menor del espectro de la señal (Federal Communication Commision, 2002).

En el año 2002 la WiMedia Alliance definió en Estados Unidos de América 14 canales de $500\ MHz$, distribuidos entre las frecuencias de los $3.1\ GHz$ a los $10.6\ GHz$ para los sistemas de comunicaciones que utilizan tecnología UWB. Es importante mencionar que en este ancho de banda se encuentran trabajando diferentes sistemas de comunicaciones, y los sistemas UWB no son usuarios primarios en ninguna de las frecuencias.

De la definición de la FCC se tiene que los sistemas UWB se asocian entonces a la ocupación de un ancho de banda espectral determinado y no precisamente al uso de una tecnología de transmisión de datos específica. Por esta definición se encuentran múltiples diferencias entre UWB y las tecnologías de radio convencionales. En comparación con estas tecnologías UWB utiliza cantidades enormes del espectro de radiofrecuencia en sus transmisiones mientras mantiene el nivel máximo de la DEP por debajo de -41 dBm. Esta característica puede permitir una de dos cosas: tener altas tasas de transmisión

de datos al usar pulsos ultra cortos para transmitir información (Fernandes y Wentzloff, 2010); o alternativamente tener tasas de transmisión de datos medianas con un consumo de energía bajo para aplicaciones en redes de sensores. En ambos casos el objetivo de la tecnología UWB es trabajar en porciones del espectro previamente utilizadas por otras tecnologías sin causar interferencia dañina. La Figura 3 muestra una comparación conceptual de la forma que poseen las densidades espectrales de potencia de los sistemas que utilizan tecnologías de banda angosta como GPS ("*Global Position System*") y PCS ("*Personal Communications Service*"), espectro esparcido como 802.15.4 y 802.11b, y UWB. En la figura se puede ver que UWB puede hacer uso de una cantidad mucho más grande de espectro en sus transmisiones que los otros sistemas.

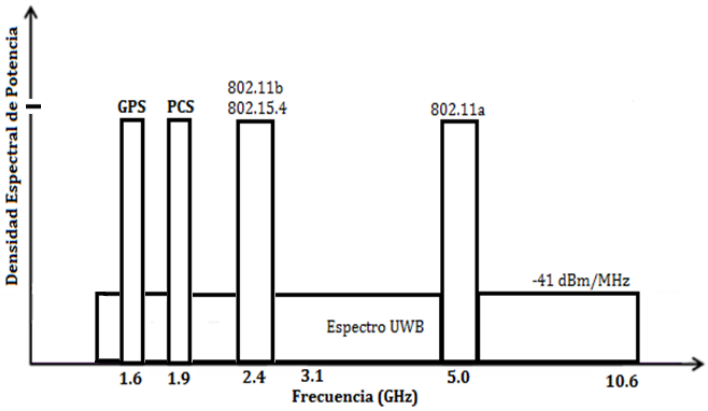


Figura 3. Comparación del ancho de banda y nivel de potencia asignado a los sistemas UWB respecto a otros sistemas como GPS, PCS, estándares 802.15.4, 802.11b y 802.11a.

Los sistemas UWB utilizan porciones del espectro electromagnético que están especificadas para ser usadas por otros sistemas de comunicación. Por esta razón, para que un sistema UWB pueda operar es necesario que el nivel de la DEP de sus transmisiones sea lo suficientemente bajo como para no causar interferencia dañina a las transmisiones de otras tecnologías inalámbricas previamente establecidas (FCC, 2002). Es así como UWB se convierte en una tecnología que puede ser usada en redes de corta distancia con altas tasas de transmisión de datos, o en redes de bajo consumo energético con tasas de transmisión moderadas.

Respecto a las tasas de transmisión de datos, en el año 2010, Fernandes y Wentzloff publicaron una revisión general de las diferentes tasas de transmisión de datos que se están utilizando en los diferentes trabajos que emplean sistemas IR-UWB. En el trabajo se muestra un compendio de aplicaciones que tienen tasas de transmisión que van desde un $1\ \mathrm{Mbit/s}$ hasta los $6\ \mathrm{Gbits/s}$, aunque la gran mayoría de las aplicaciones utilizan tasas de trasmisión entre los $100\ \mathrm{Mbits/s}$ y $1\ \mathrm{Gbit/s}$.

Son las características de bajo consumo energético, coexistencia espectral armoniosa y tasas de transmisión de datos adaptables a diferentes aplicaciones lo que ha vuelto a UWB una tecnología atractiva para ser utilizada en redes de área personal (WPAN de sus siglas en inglés, Wireless Personal Area Network) y redes de área corporal (WBAN de sus siglas en inglés, Wireless Body Area Network).

2.3 Aspectos regulatorios de las emisiones UWB

En la Sección 2.2 se mencionó como la tecnología UWB tiene a su disposición grandes cantidades de ancho de banda para sus transmisiones. Por lo mencionado anteriormente es que organizaciones internacionales como la FCC y la CEPT/ECC han establecido regulaciones sobre los niveles de potencia máximos que pueden poseer las señales de los sistemas UWB, con el fin de evitar que estas interfieran con otros sistemas de comunicaciones.

En el año 2002 la FCC estableció los límites para las emisiones UWB en forma de máscaras espectrales. En la Tabla 1 se muestra el promedio de potencia de las emisiones UWB permitida por la FCC para aplicaciones en espacios abiertos y cerrados. En la Figura 4 se grafican estos niveles de potencia promedio para ambas aplicaciones.

Tabla 1. Máscaras espectrales para el promedio de potencia en las emisiones UWB en términos de EIRP en dBm/MHz establecidas por la FCC para aplicaciones en espacios cerrados y abiertos.

Banda de frecuencia [GHz]	**Niveles de potencia en términos de EIRP (dBm/MHz)**	
	Espacios cerrados	Espacios abiertos
0.000009-0.960	-41.3	-41.3
0.960-1.610	-75.3	-75.3
1.610-1.990	-53.3	-63.3
1.990-3.100	-51.3	-61.3
3.100-10.600	-41.3	-41.3
10.600-22.000	-51.3	-61.3
22.000-29.000	-51.3	-61.3
Mayor a 29.000	-51.3	-61.3

La regulación de la FCC establece un límite de $0\ dBm$ en el pico del nivel de emisión contenido dentro de un ancho de banda de $50\ MHz$ centrado en la frecuencia a la que la emisión más fuerte ocurre.

Otras organizaciones internacionales como la "*European Conference of Postal and Telecommunications Administrations/Electronic Communications Commitee*" (CEPT/ECC) han establecido regulaciones parecidas a las hechas por la FCC. En el año 2006 las reglas ECC/DEC/(06)04 y ECC/DEC/(06)12 empezaron a regular el funcionamiento de los dispositivos UWB. En la Tabla 2 se

muestran los límites de emisión establecidos por la regla ECC/DEC/(06)04 para las transmisiones de sistemas UWB.

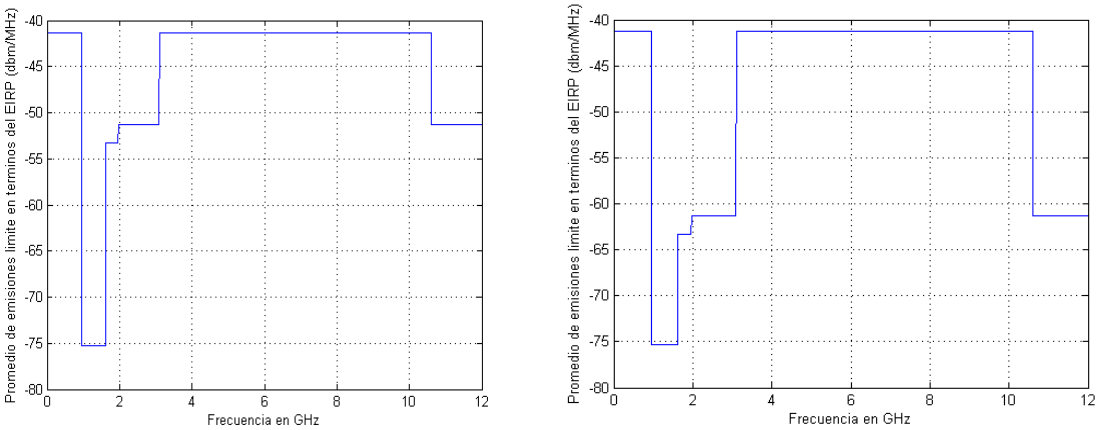


Figura 4. Máscaras espectrales establecidas por la FCC para aplicaciones en espacios cerrados (izquierda) y abiertos (derecha).

Tabla 2. Máscaras espectrales para el promedio de potencia en las emisiones UWB en términos de EIRP en dBm/MHz establecidas por la CEPT/ECC en la regla ECC/DEC/(06)04.

Banda de frecuencia [GHz]	**Promedio máximo EIRP (dBm/MHz)**
Debajo de 1.6	-90
1.6-3.8	-85
3.8-4.8	-70
4.8-6.0	-70
6.0-8.5	-41.3
8.5-10.6	-65
Mayor a 10.6	-85

Al comparar la Tabla 2 con la Tabla 1 se observa que sólo en la banda de los 6 a $8.5\ GHz$ ambas regulaciones concuerdan con el valor máximo de potencia permitido. En general se tiene que la CEPT/ECC asigna niveles promedio de potencia más bajos que la FCC, esto con el propósito de brindar una protección extra a los diferentes sistemas de comunicación ya establecidos a lo largo de Europa.

En la regulación ECC/DCC/(06)12 se cambiaron los límites de potencia promedio para la banda de los $3.8 - 4.8\ \mathrm{GHz}$. En la regla se estableció que para dispositivos UWB que emplean técnicas de bajo ciclo de trabajo (LDC por sus sigla en inglés, "*Low Duty Cycle*") como mecanismo de mitigación, la potencia promedio máxima EIRP será de $-41.3\ \mathrm{dBm/MHz}$, siempre que los dispositivos cumplan con requerimientos especificados en la regulación.

En el 2013 la CEPT escribió un reporte a la comisión Europea para clarificar parámetros técnicos sobre la tecnología UWB con el fin de realizar una posible actualización a las regulaciones concernientes a esta tecnología. En el reporte se habla de cómo existen demandas por partes del sector privado para relajar un poco las medidas impuestas en los límites de potencia promedio, junto con un compendio de algunas aplicaciones y tecnologías en las que UWB se ve involucrada (CEPT, 2013).

2.4 Descripción de sistemas UWB basados en radio por impulsos (IR-UWB)

Como ya se mencionó en la sección de antecedentes en el Capítulo 1, el presente trabajo de tesis se enfoca en las implementaciones de sistemas UWB basados en radio por impulsos (IR-UWB). Los sistemas IR-UWB utilizan pulsos de baja potencia ultra cortos (en el orden de algunos nanosegundos) para transmitir información. Al ser pulsos de muy baja potencia es común que se utilicen varios de ellos para representar un sólo bit. En general se tiene que las formas más comunes de pulsos son, el Gaussiano junto con sus derivadas, Laplaciano, Rayleigh y Hermitiano (Oppermann *et* al., 2004). En la Figura 5 se muestra la representación en el dominio del tiempo y de la frecuencia de una señal IR-UWB y de una señal de banda angosta.

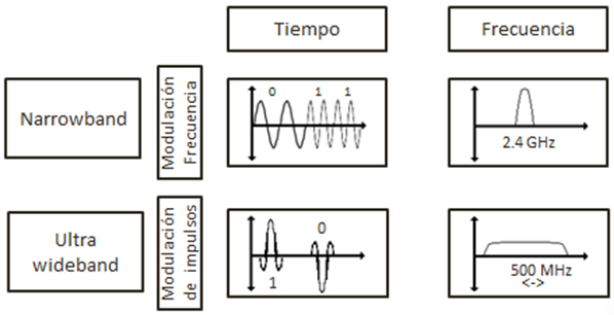


Figura 5. Comparativa en el dominio del tiempo y de la frecuencia de un sistema de comunicaciones de banda angosta y de uno UWB.

Los sistemas IR-UWB pueden utilizar una gran variedad de esquemas de modulación, como: modulación por posición de pulso (PPM por sus siglas en inglés, "*pulse position modulation*"); modulación por amplitud de pulso (PAM por sus siglas en inglés, "*pulse amplitude modulation*"); modulación por forma de pulso (PSM por sus siglas en inglés, "*pulse shape modulation*"); manipulación encendido-apagado (OOK por sus siglas en inglés, "*on-off keying*"); modulación por cambio de fase binario (BPSK por sus siglas en inglés, "*binary phase shift keying*"); y modulación por posición de pulso bi-ortogonal (BOPPM por sus siglas en inglés, "*biorthogonal pulse position modulation*"). En la Figura 6 se muestran algunos de los esquemas de modulación propuestos para los sistemas IR-UWB.

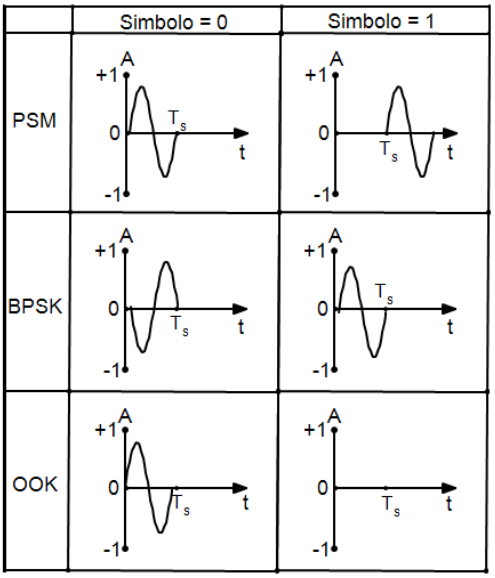


Figura 6. Representación de los símbolos utilizados para los esquemas de modulación PSM, BPSK Y OOK. T_S es el periodo del símbolo transmitido.

La elección de un esquema de modulación debe de realizarse considerando que cada esquema tendrá: un desempeño particular en términos del BER; un nivel de complejidad diferente; y DEP con características específicas para cada modulación. La señal transmitida por un sistema IR-UWB sin el uso de técnicas de moldeado espectral, se puede describir con la siguiente expresión matemática:

$$x_{T_x} = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_w-1} \alpha_l w_{T_x}(t - lT_s - kT_r) \quad (2.2)$$

donde N_w es el número de pulsos transmitidos por símbolo de datos, w_{T_x} es la ecuación de la forma del pulso transmitido, α_l es la secuencia de datos transmitida, T_r es la media del tiempo de repetición entre pulsos, T_s es el tiempo de duración del símbolo, definido por $T_s = N_w T_r$.

Dependiendo de las técnicas de moldeado espectral que se utilicen, la representación matemática de las señales IR-UWB cambiará. Los sistemas IR-UWB con saltos en el tiempo utilizan esquemas de modulación como PPM o PAM para transmitir información. La secuencia de saltos es de naturaleza pseudo-aleatoria y es utilizada principalmente para propósitos de acceso múltiple y para mejorar las características espectrales de las señales transmitidas (Oppermann *et* al., 2004). Matemáticamente es posible definir a los sistemas TH-IR-UWB de la siguiente manera:

$$x_{T_x TH} = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_w-1} \alpha_l w_{T_x}\left(t - lT_s - kT_r - c_{IN_w+k} T_c - \beta_l T_\beta\right) \quad (2.3)$$

donde N_w es el número de pulsos transmitidos por símbolo de datos, w_{T_x} es la ecuación de la forma del pulso transmitido, α_l es la secuencia de datos transmitida referente a la modulación PAM, y β_l la secuencia referente a la modulación PPM. T_r es la media del tiempo de repetición entre pulsos, T_s es el tiempo de duración del símbolo, definido por $T_s = N_w T_r$, T_β es el índice de modulación PPM y T_c es el corrimiento introducido por la secuencia TH. c_{IN_w+k} es la secuencia pseudo aleatoria de saltos en el tiempo.

En la Figura 7 se muestra como la secuencia pseudo-aleatoria define los instantes en los que se realizará la transmisión de un pulso. En la misma figura es posible observar otro fenómeno importante, el cual tiene que ver con el número de pulsos utilizados para representar un bit de información. Tradicionalmente se transmiten varios pulsos por símbolo de datos con el fin de aumentar la energía de símbolo y entonces alcanzar niveles de BER aceptables, por lo que la tasa de transmisión de datos está controlada por el número de pulsos que se utilicen para representar un bit.

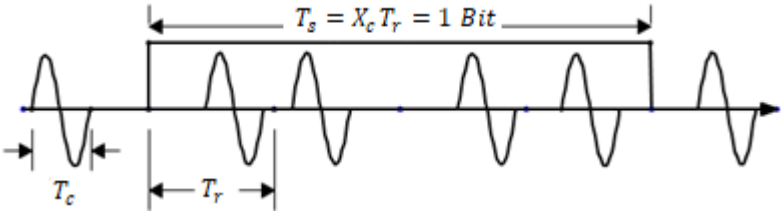


Figura 7. Concepto del proceso de transmisión de un bit de información para un sistema IR-UWB con secuencias de saltos en el tiempo pseudo-aleatoria. T_c es el periodo de un pulso, T_r es el promedio del tiempo entre pulsos, T_s es el tiempo de bit.

Cuando se utilizan secuencias directas en los sistemas IR-UWB, el código pseudo-aleatorio es utilizado para esparcir un bit en múltiples chips, como en los sistemas convencionales de espectro esparcido con secuencias directas. Para los sistemas IR-UWB, la forma del pulso toma el papel del chip en la secuencia directa (Oppermann *et* al., 2004). Es posible definir a las señales transmitidas por los sistemas DS-IR-UWB de la siguiente manera:

$$x_{T_x DS} = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_w-1} a_{lN_w+k} \alpha_l w_{T_x}(t - lT_s - kT_r) \qquad (2.4)$$

donde N_w es el número de pulsos transmitidos por símbolo de datos, w_{T_x} es la ecuación de la forma del pulso transmitido, α_l es la secuencia de datos transmitida referente a la modulación PAM. T_r es la media del tiempo de repetición entre pulsos, T_s es el tiempo de duración del símbolo, definido por $T_s = N_w T_r$. a_{lN_w+k} es la secuencia directa pseudo-aleatoria. Entre los esquemas de modulación que han

sido empleados en estos sistemas se encuentra BPSK, PAM, OOK, y PSM. En este tipo de sistemas, la secuencia directa generalmente toma valores del conjunto $\{-1,1\}$ y se multiplica por la amplitud del pulso. En la Figura 8 es posible observar el comportamiento de un sistema DS-IR-UWB. Se observa como precisamente a diferencia de TH-IR-UWB la amplitud de la señal es la que se ve afectada por la secuencia pseudo-aleatoria mientras que el tiempo de generación de los pulsos no se ve alterado. Al igual que en la transmisión TH-IR-UWB de la Figura 7, en la transmisión DS-IR-UWB de la Figura 8 se utilizan múltiples transmisiones de un pulso para representar la transmisión de un bit de información.

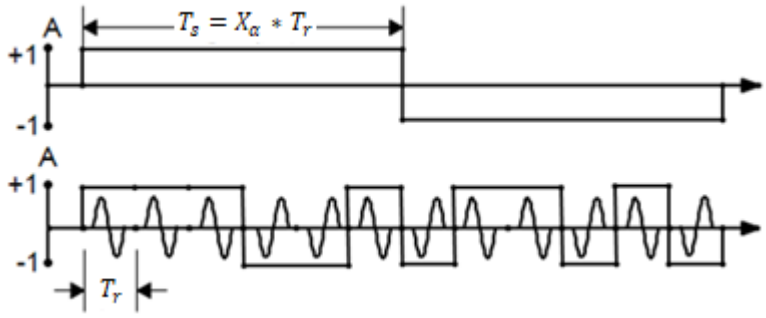


Figura 8. Concepto del proceso de transmisión de un bit de información para un sistema IR-UWB con secuencias directas. T_r es el tiempo entre cada transmisión de un pulso, X_α es el periodo de la secuencia directa, y T_s es el tiempo de bit.

También existen sistemas donde se considera la utilización de DS y TH. En estos casos DS se podría utilizar para cuestiones de moldeado espectral y TH para acceso múltiple. Al utilizar estas dos técnicas en un mismo sistema de comunicaciones, la complejidad en el proceso de comunicación del mismo también aumentará. Es posible definir a las señales transmitidas por los sistemas DS-TH-IR-UWB de la siguiente manera:

$$x_{T_xTH-DS} = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_w-1} a_{lN_w+k} \alpha_l w_{T_x}\left(t - lT_s - kT_r - c_{IN_w+k}T_c - \beta_l T_\beta\right) \qquad (2.5)$$

donde N_w es el número de pulsos transmitidos por símbolo de datos, w_{T_x} es la ecuación de la forma del pulso transmitido, α_l es la secuencia de datos transmitida referente a la modulación PAM, y β_l la secuencia referente a la modulación PPM. T_r es la media del tiempo de repetición entre pulsos, T_s es el tiempo de duración del símbolo, definido por $T_s = N_w T_r$. a_{lN_w+k} es la secuencia directa pseudo-aleatoria. T_β es el índice de modulación PPM y T_c es el corrimiento introducido por la secuencia TH. c_{IN_w+k} es la secuencia pseudo aleatoria de saltos en el tiempo.

Independientemente del esquema de modulación, moldeado espectral o mecanismo de accesos múltiple utilizado, como se mencionó anteriormente los sistemas IR-UWB están limitados en términos de máscaras espectrales. En particular, la DEP de una señal IR-UWB transmitida no debe de exceder los límites de emisión establecidos por las máscaras. Por esta razón a continuación se analizarán la DEP de los sistemas IR-UWB típicos.

2.5 Análisis espectral de una señal IR-UWB

La densidad espectral de potencia de una señal describe la distribución de potencia que existe en las diferentes componentes de frecuencia que la componen. El análisis espectral realizado en este trabajo se basa en el uso de un periodograma para estimar la DEP de diferentes tipos de señales IR-UWB. La metodología utilizada para el cálculo del periodograma se describe en el Capítulo 4.

En el caso de los sistemas IR-UWB, el realizar un análisis espectral permite establecer si estos se ajustan a las normas impuestas por diferentes organismos regulatorios. El espectro de un sistema IR-UWB puede poseer líneas espectrales producidas por componentes armónicos de la señal transmitida. Dichos componentes pueden ser generados por elementos determinísticos de la señal, el esquema de modulación utilizado y/o el comportamiento estadístico de la fuente de datos de entrada (Di Benedetto y Giancola, 2004; Proakis, 1995).

Como se mencionó en el Capítulo 1, se han desarrollado técnicas para moldear el espectro de una señal IR-UWB. En particular, la densidad espectral de energía (DEE) del pulso utilizado determinará la forma general que adquirirá la DEP de un sistema IR-UWB. En los primeros trabajos acerca de IR-UWB se utilizaron los pulsos Gaussianos y sus derivadas, sin embargo, en la literatura se han abordado el uso de diferentes pulsos (Di Benedetto y Giancola, 2004).

La elección de un pulso en particular está ligada al objetivo del sistema IR-UWB y a las características de la aplicación que se está buscando implementar. La antena utilizada en el sistema de comunicaciones y el canal pueden distorsionar la forma del pulso y por lo tanto también cambiar la DEP de las señales transmitidas (Villarreal, 2007). Además, algunas características de la DEP como la aparición de líneas espectrales dependen de otras variables diferentes a la elección del pulso utilizado en la transmisión. Por lo tanto, después de haber elegido una forma particular de pulso es necesario agregar mecanismos de moldeado espectral adicionales que ayuden a mejorar las características de la DEP (Oppermann *et* al., 2004).

En la literatura es común encontrar que los sistemas IR-UWB utilizan para transmitir la información alguna derivada del pulso Gaussiano (Ghavami *et* al., 2007). En la Figura 9 de muestra la densidad espectral de energía de las primeras 5 derivadas del pulso Gaussiano, junto con la máscara espectral de la FCC para emisiones UWB en interiores.

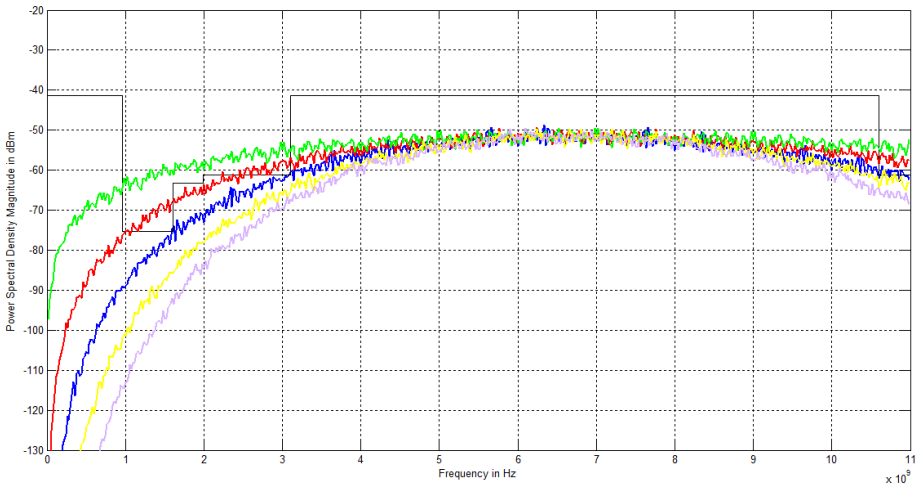


Figura 9 Graficas de EDS de las 5 primeras derivadas del pulso gaussiano. El valor de σ se seleccionó tal que todas las EDS alcancen su valor máximo en 6.7 GHz. La curva de color verde corresponde a la primera derivada del pulso Gaussiano, la roja a la segunda, la azul a la tercera, la amarilla a la cuarta y la morada a la quinta.

De la figura se observa que solo las derivadas de 4 y 5 orden, se encuentran por debajo de la máscara espectral. En este trabajo de tesis se utiliza la cuarta derivada del pulso Gaussiano. Dicho pulso esta descrito por la ecuación 2.6.

$$w_{G,0}(t) = \frac{A}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (2.6)$$

Este pulso tiene la forma mostrada en la Figura 10. El periodo de duración del pulso se identifica con el término T_w.

Para los resultados mostrados en esta sección se tomará como base el modelo de señales definido por la ecuación 2.5. De forma genérica todas señales para las cuales se muestra una DEP tendrán $T_w = 0.41\ ns, T_s = 20\ ns, T_r = 10\ ns$ y 2 pulsos por símbolo transmitido ($N_w = 2$). De esta manera se tiene que el tiempo promedio de transmisión de pulso es el mismo para todas las señales, además de todas ser moduladas utilizando un esquema BPSK. Similarmente, la energía de bit y la potencia total serán iguales. Lo único que cambiará será la forma adquirida por la DEP.

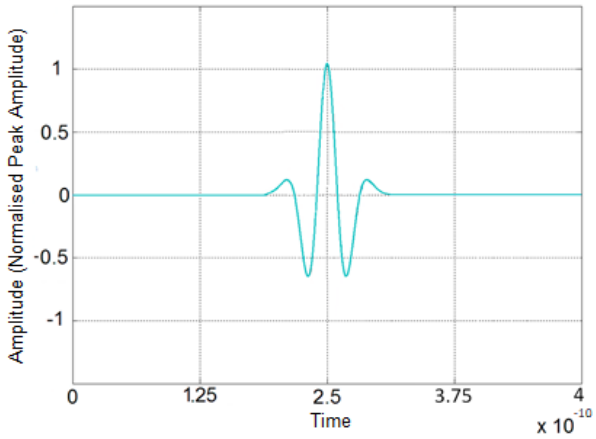


Figura 10 Grafica de la cuarta derivada del pulso Gaussiano.

En la Figura 11 se muestra la DEP de la señal de un sistema de comunicaciones IR-UWB con una fuente de datos de entrada perfectamente aleatoria, es decir, una fuente de datos que genera bits como un proceso independiente idénticamente distribuido (iid) sin memoria con probabilidad $P_0 = p\ y\ P_1 = 1 - p$, con $p = 0.5$. En este sistema IR-UWB no se están utilizando secuencias TH ni DS por lo que $c_{IN_w+k} = 0$, $T_\beta = 0$ y $a_{lN_w+k} = 1$. Se observa como la DEP de la señal IR-UWB está por debajo de la máscara espectral de la FCC sin la necesidad de tener que utilizar una técnica de moldeado espectral. Esto se debe a principalmente a que la fuente de datos utilizada es perfectamente aleatoria, lo cual provoca que no se produzcan líneas espectrales en la DEP de la señal transmitida. El problema está en que en la práctica las fuentes perfectamente aleatorias no son comunes, dominando las fuentes de datos con diferentes probabilidades de generación de bits.

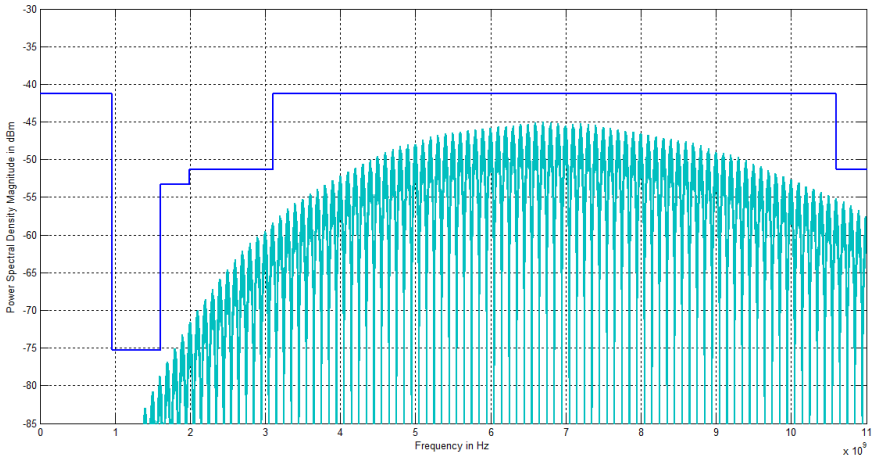


Figura 11. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema IR-UWB con modulación BPSK y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados. Se usó la cuarta derivada del pulso Gaussiano con $T_w = 0.41ns$, $N_w = 2$, junto con una fuente de datos con probabilidades de generación de bit $P_0 = 0.5\ y\ P_1 = 0.5$. No se utilizó ningún mecanismo para la reducción de las líneas espectrales.

Para tener una mejor vista de la forma de la DEP de la Figura 11 en la Figura 12 se muestra un acercamiento de la misma. En la figura se observan lóbulos periódicos en los que no se tiene ninguna línea espectral.

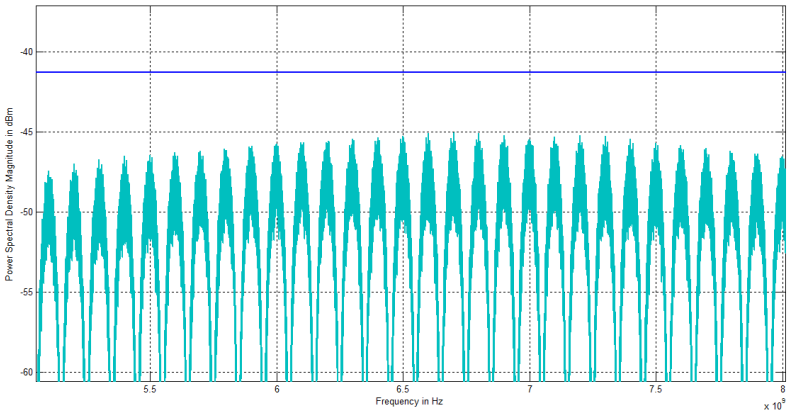


Figura 12. Acercamiento de la Figura 11.

Cambiando ahora las probabilidades de generación de bit a $P_0 = 0.75$ y $P_1 = 0.25$ en la señal utilizada para obtener la Figura 11, la DEP de la señal cambia a la mostrada en la Figura 13. Se observa como surgen líneas espectrales que sobrepasan los límites de potencia establecidos por la FCC, siendo necesaria una reducción general de más $10\ dBm/GHz$ para que el nivel más alto de la DEP quede por debajo a la máscara espectral de la FCC. Sin embargo esta reducción afectaría negativamente el desempeño del BER de nuestro sistema de comunicaciones, debido a que se estaría reduciendo la potencia de transmisión considerablemente ($10\ dBm$).

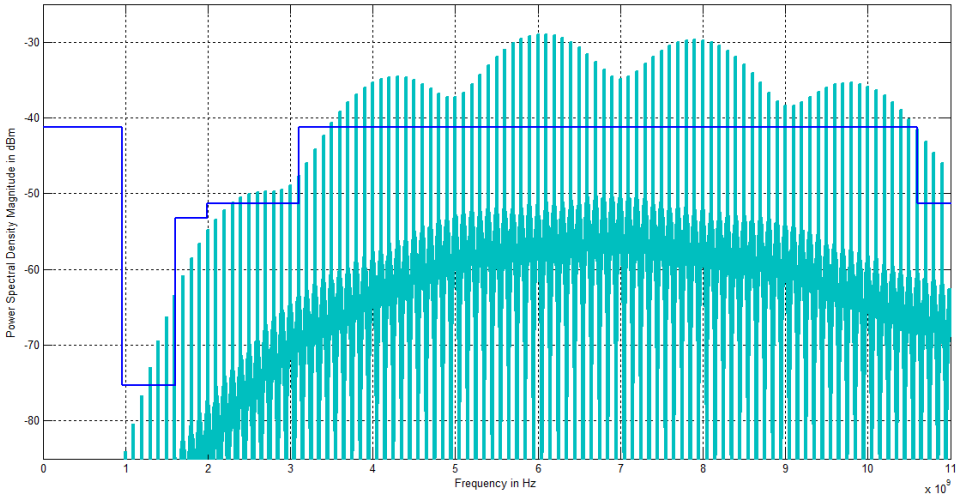


Figura 13. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema IR-UWB con modulación BPSK y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados. Se usó la cuarta derivada del pulso Gaussiano con

$T_w = 0.41ns$,$N_w = 2$, junto con una fuente de datos con probabilidades de generación de bit $P_0 = 0.75$ y $P_1 = 0.25$. No se utilizó ningún mecanismo para la reducción de las líneas espectrales.

En la Figura 14 se tiene un acercamiento de la Figura 13. En esta imagen se observa como en los lóbulos han aparecido líneas espectrales. Es la amplitud de dichas líneas espectrales las que provocan que la DEP de la señal IR-UWB sobrepase los límites de las máscaras espectrales.

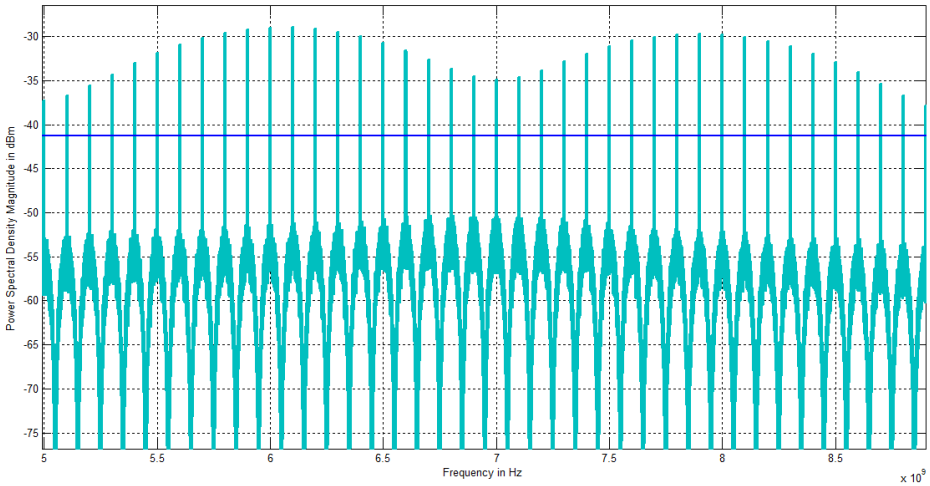


Figura 14. Acercamiento de la Figura 13.

En la sección anterior se describieron sistemas IR-UWB que emplean secuencias pseudo-aleatorias con saltos en el tiempo y/o secuencias directas, con fines de acceso múltiple y/o molde ado de la DEP. En la Figura 15 se observa la DEP de la señal de un sistema TH-IR-UWB. El pulso utilizado, el esquema de modulación, el número de repeticiones de pulso por símbolo es el mismo que se utilizó en las simulaciones anteriores. La fuente de datos trabaja con probabilidades de generación de bits $P_0 = 0.75$ y $P_1 = 0.25$. Respecto a la secuencia TH utilizada se empleó una secuencia TH perfectamente aleatoria, c_{IN_w+k}, distribuida uniformemente sobre el conjunto $\{0,1,2,3,4\}$ con $T_c = 2\ ns$ y $T_\beta = 1\ ns$. Al no utilizar secuencias directas $a_{lN_w+k} = 1$.

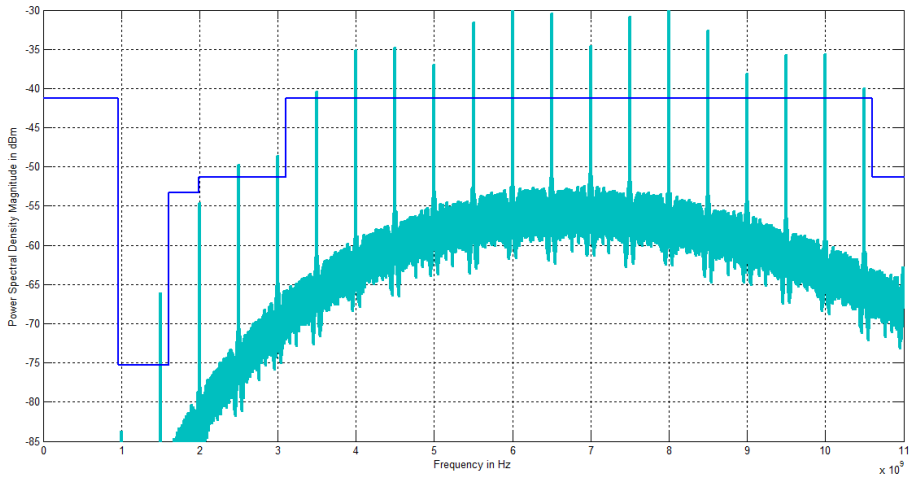


Figura 15. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema TH-IR-UWB y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados. La fuente de datos tiene probabilidades de generación de bit $P_0 = 0.75$ y $P_1 = 0.25$. La secuencia TH perfectamente aleatoria , c_{IN_w+k}, se distribuye sobre el conjunto $\{0,1,2,3,4\}$, con parámetros de la señal TH-IR-UWB $T_\beta = 1$, $T_s = 20$ ns y $T_r = 10$ ns. Se utiliza una modulación BPSK y $N_w = 2$.

Si se compara la Figura 15 con la Figura 13 se observa como existe una clara disminución en la potencia de las líneas espectrales. Sin embargo, no se han podido eliminar del todo y la DEP sigue sin amoldarse a la máscara impuesta por la FCC. Entre más larga sea la secuencia pseudo-aleatoria, mayor será la disminución de la potencia en las líneas espectrales. En la Figura 16 se muestra la DEP para un mismo sistema TH-IR-UWB, con la diferencia de que en este caso la secuencia TH perfectamente aleatoria está distribuida sobre el conjunto $\{0,1,2,3,4,5,6,7,8,9\}$. En la figura se observa como otra vez se ha vuelto a disminuir la potencia de las líneas espectrales. El inconveniente está en que el uso de secuencias pseudo-aleatorias muy largas vuelve al proceso de sincronía entre el transmisor y el receptor muy complicado (Muller *et* al., 2002; Wu *et* al., 2003).

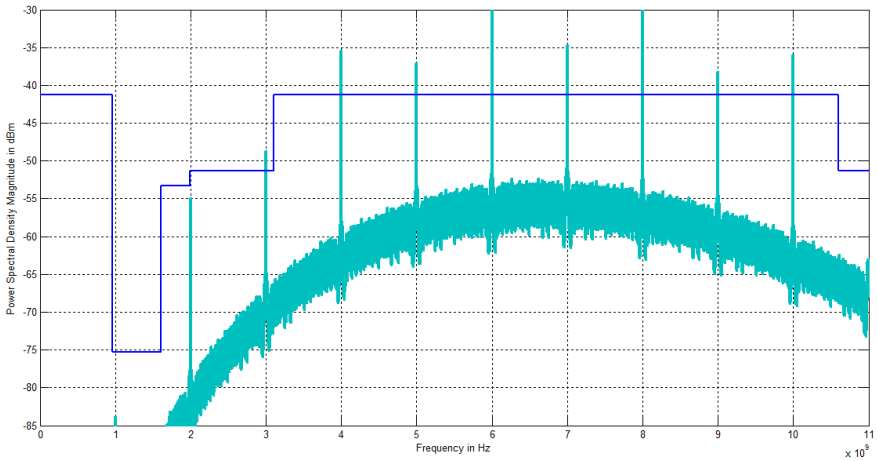


Figura 16. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema TH-IR-UWB y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados. La fuente de datos tiene probabilidades de generación de bit $P_0 = 0.75$ y $P_1 = 0.25$. La secuencia TH perfectamente aleatoria, c_{IN_w+k}, se distribuye sobre el conjunto $\{0,1,2,3,4,5,6,7,8,9\}$, con parámetros de la señal TH-IR-UWB $T_\beta = 1$, $T_s = 20$ ns y $T_r = 10$ ns. La modulación es BPSK y $N_w = 2$.

La Figura 17 muestra la DEP de una señal transmitida por un sistema DS-IR-UWB. Los parámetros de la señal son los mismos que se establecieron para la señal TH-IR-UWB que se evaluó anteriormente, con la diferencia de que aquí se utiliza una secuencia DS, a_{IN_w+k}, de 5 elementos $\{0,1,0,1,1\}$. En este caso no se considera una secuencia TH por lo cual $c_{IN_w+k} = 0$.

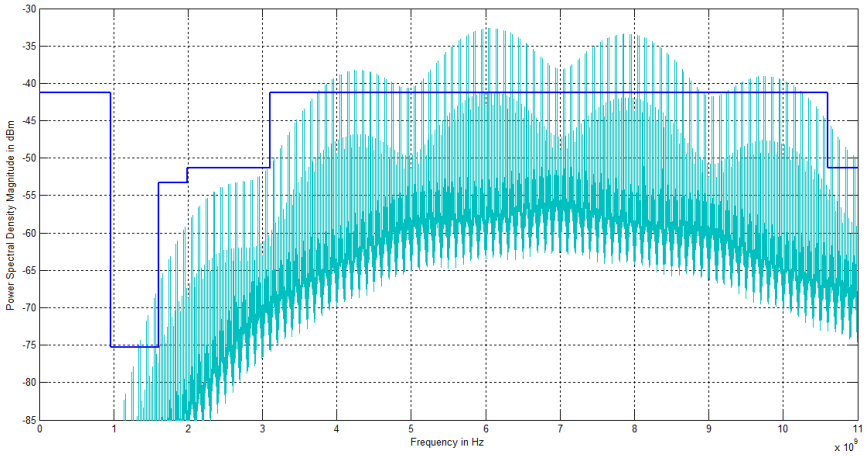


Figura 17. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema DS-IR-UWB y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados. La fuente de datos tiene probabilidades de generación de bit $P_0 = 0.75$ y $P_1 = 0.25$. Se empleó una secuencia DS $a_{IN_w+k} = \{0,1,0,1,1\}$. Los parámetros de la señal DS-IR-UWB son: $T_s = 20$ ns y $T_r = 10$ ns. Se utiliza una modulación BPSK y $N_w = 2$.

Al igual que en el caso de los sistemas TH-IR-UWB las líneas espectrales han sido reducidas en amplitud, y la potencia que poseían anteriormente, ha pasado a ser distribuida en todo el espectro de la señal. Sin embargo la DEP aún no está cumpliendo con las regulaciones impuestas por FCC. Con el fin de observar las líneas espectrales en la Figura 18 se muestra un acercamiento de la Figura 17.

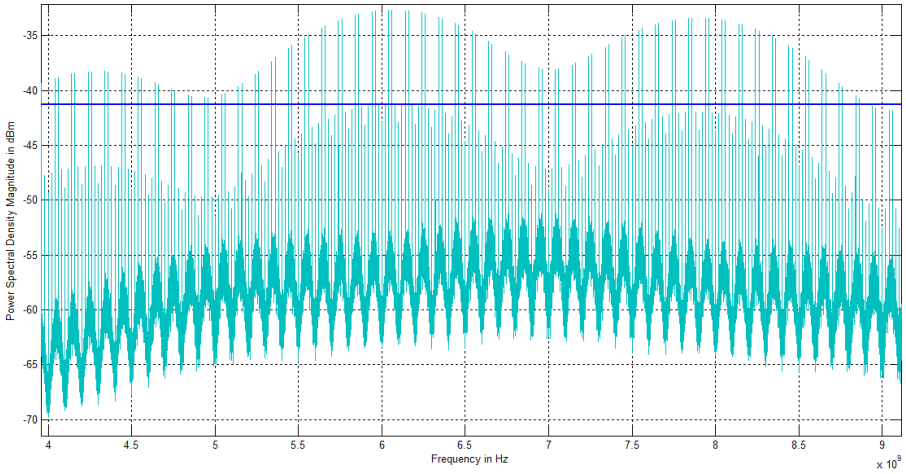


Figura 18. Acercamiento de la Figura 17. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema DS-IR-UWB y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados.

La reducción de la amplitud de las líneas depende directamente del nivel de aleatoriedad de la secuencia DS utilizada. Generar una secuencia directa perfectamente aleatoria requiere generar códigos pseudo-aleatorios de secuencia directa con periodos extremadamente largos. En la Figura 19 se tiene el mismo sistema DS-IR-UWB que se usó para obtener la DEP de la Figura 17 con la diferencia de que la secuencia DS, a_{lN_w+k}, ha cambiado a $\{0,0,0,1,0,0,1,1,0,1\}$, siendo esta una secuencia más larga. Se observa una disminución de dos decibeles en la amplitud de las líneas espectrales.

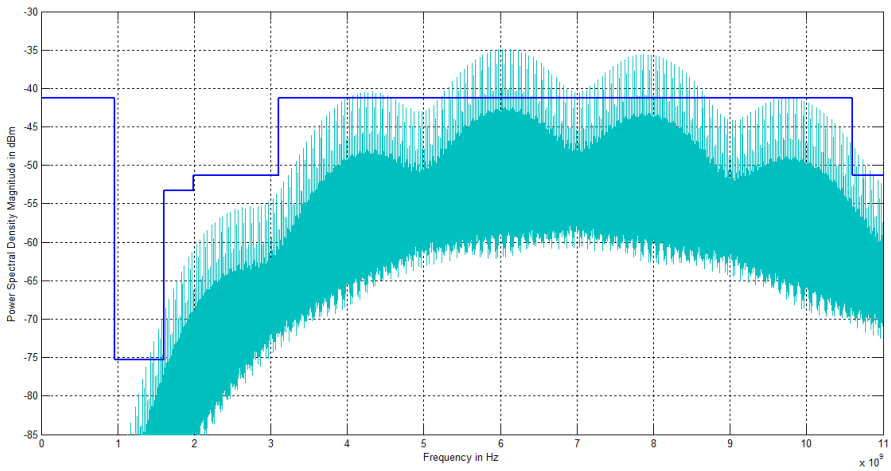


Figura 19. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema DS-IR-UWB y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados. La fuente de datos tiene probabilidades de generación de bit $P_0 = 0.75$ y $P_1 = 0.25$. Se empleó una secuencia DS $a_{lN_w+k} = \{0,0,0,1,0,0,1,1,0,1\}$. Los parámetros de la señal DS-IR-UWB son: $T_s = 20$ ns y $T_r = 10$ ns. Se utiliza una modulación BPSK y $N_w = 2$.

Al igual que en los sistemas TH-IR UWB el utilizar códigos PR-DS muy largos si bien permite moldear la DEP de una señal IR-UWB, también provoca que el diseño del receptor se vuelva más complicado (Nakache y Molish, 2006).

2.6 Códigos convolucionales en sistemas IR-UWB

Existen múltiples trabajos donde se emplea el uso de esquemas de codificación convolucionales en sistemas IR-UWB. Algunos han demostrado como para ciertos tipos de modulación, utilizar códigos convolucionales ofrece una mejora respecto a esquemas de repetición de pulsos en términos de la tasa de error de bit sin la necesidad de aumentar la potencia transmitida (Forouzan y Abtahi, 2003; Nariri-Kenari y Shayesteh, 2005; Zeinalpour-Yazdi y Nasari-Kenari, 2006). Además de los trabajos encontrados en la literatura, también se encontró en las especificaciones del estándar IEEE 802.15.4a para redes inalámbricas de área personal el uso de un código convolucional sistemático.

En la mayoría de la literatura sobre el uso de códigos convolucionales en los sistemas IR-UWB se limita a realizar un análisis del BER sin considerar los efectos del codificador convolucional sobre la DEP de la señal transmitida. Sin embargo, existen algunos trabajos donde se ha demostrado que utilizando esquemas de codificación basados en códigos convolucionales puede ser modificada la DEP de la señal transmitida de un sistema IR-UWB, además de ofrecer una mejora natural en el desempeño del BER del sistema (Villareal, 2007).

Un sistema IR-UWB con codificación convolucional esta fundamentalmente constituido por los bloques mostrados en la Figura 20. Al principio del sistema se tiene una fuente de datos que genera n símbolos independientes idénticamente distribuidos, $\underline{y_l} = [y_l^{(0)}, y_l^{(1)}, \dots, y_l^{(n-1)}]$; en seguida se tiene un codificador convolucional de tasa v/k produce una vector de salida codificado con k elementos, $\underline{z_l} = [z_l^{(0)}, z_l^{(1)}, \dots, z_l^{(k-1)}]$. Una vez que se realiza el proceso de codificado y se tenga el vector $\underline{z_l}$, el paso siguiente en el sistema IR-UWB es el que corresponde al proceso de modulación. Dependiendo del esquema de modulación que se utilice, la cantidad de pulsos que se transmitirán será diferente y el símbolo de salida del codificador, z_l, podrá ser entonces transmitido usando uno o múltiples pulsos. Los pulsos generados $\underline{w_z(t)}$ por el proceso de modulación son entonces sujetos a un cambio en el tiempo provocado por la secuencia pseudo-aleatoria TH o un cambio en su amplitud provocado por la multiplicación de la secuencia pseudo-aleatoria DS. Este bloque es opcional y sus funciones incluyen brindar un mecanismo de acceso múltiple y/o moldeado espectral adicional.

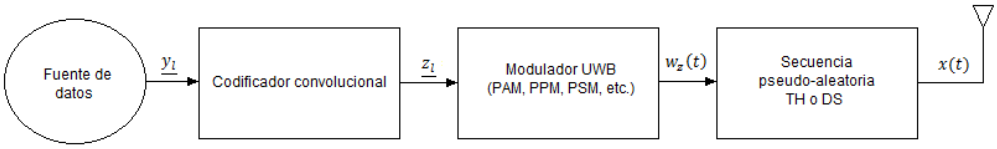


Figura 20. Diagrama a bloques de un sistema IR-UWB con codificación convolucional.

La expresión matemática de la señal transmitida por el sistema mostrado en la Figura 20 es:

$$x_{T_x}(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_w-1} w_{T_x}\left(t - lT_s - kT_r - c_{IN_w+k}T_c - z_l T_\beta\right) \quad (2.7)$$

donde N_w son los símbolos de código, w_{T_x} es la ecuación de la forma del pulso transmitido. T_r es la media del tiempo de repetición entre pulsos, T_s es el tiempo de duración del símbolo, definido por $T_s = N_w T_r$, T_β es el índice de modulación PPM y T_c es el corrimiento introducido por la secuencia TH. c_{IN_w+k} es la secuencia pseudo aleatoria con saltos en el tiempo. z_l es el vector con N_w símbolos codificados por símbolo de entrada y_l (Villarreal, 2007).

A continuación se realiza una revisión de los conceptos básicos relacionados con los códigos convolucionales necesarios para tener un mejor entendimiento de este trabajo.

2.6.1 Conceptos básicos de códigos convolucionales.

Los códigos convolucionales son ampliamente utilizados en sistemas de comunicación digitales para mejorar las tasas de error de bit (Proakis, 1994). Esto lo logran protegiendo a la información transmitida de los efectos inducidos por el canal de comunicaciones. Reciben el nombre de convolucionales, debido a que los bits redundantes generados por el codificador son creados a partir del uso de convoluciones modulo-2. En general, se les asocia dos parámetros principales, los cuales son la tasa de codificación y la longitud de la restricción (mejor conocida como "*constraint length*") del código. La tasa del código, $R = \frac{v}{k}$, define el número de símbolos codificados, k, generados por una entrada v de símbolos. La longitud de la restricción, $K = m + 1$, se obtiene de la suma de uno más el número de elementos de memoria del código, dando una idea de la complejidad del proceso de decodificación del código.

La relación entre la entrada y la salida del codificador convolucional se puede representar utilizando una matriz de función de transferencia del código (Proakis, 2004), definida como

$$G(D) = \begin{bmatrix} g_0^{(0)} & \cdots & g_0^{(k-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{v-1}^{(0)} & \cdots & g_{v-1}^{(k-1)} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

donde cada elemento, $g_i^j(D)$, se le conoce como generador. Los generadores poseen la siguiente forma

$$g_i^{(j)}(D) = \frac{a_{i,0}^{(j)} + a_{i,1}^{(j)} D + \cdots + a_{i,v_i}^{(j)} D^{v_i}}{1 + b_{i,1} D + \cdots + b_{i,v_i} D^{v_i}} \quad (2.9)$$

donde D es el elemento de retraso introducido por cada elemento de memoria. Las constantes $a_{i,l}^{(j)}$ y $b_{i,l}$ son constantes que toman valores entre el conjunto {0, 1} dependiendo de las interconexiones entre los registros de cambio y los bloques sumadores modulo-2. Los polinomios generadores comúnmente se representan utilizando notación octal o binaria, por ejemplo, $1 + D + D^2 = 111_2 = 7_8$.

Tipos de representaciones de los códigos convolucionales

En la Figura 21 se muestra un diagrama de un codificador convolucional recursivo de tasa de codificación $R = \frac{1}{2}$ y $K = 4$. El codificador es un circuito secuencial que consiste de v símbolos de entrada, m registros de cambio, k salidas y múltiples puntos de suma. En cada instante de tiempo se tienen v símbolos a la entrada del codificador, y simultáneamente se están produciendo k símbolos codificados de salida a partir del contenido de los registros de cambio y la entrada actual.

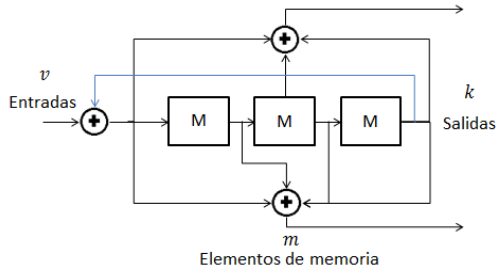


Figura 21. Diagrama de un codificador convolucional recursivo, con tasa de codificación $R = \frac{1}{2}$ y $K = 4$.

Si bien la representación en forma de circuito secuencial nos permite observar cómo es que está construido el código, existen otras representaciones que nos permiten ver el comportamiento de este. El diagrama de estados es una de estas herramientas. El codificador convolucional puede representarse utilizando este tipo de diagramas debido a que en esencia, es una máquina de estados secuencial finita (FSSM por sus siglas en inglés, "*Finite State Secuencial Machine*"), que consiste de M estados y

sumadores modulo-2. Una FSSM puede ser clasificada en dos tipos, Melay y Moore. Una máquina de estados es Melay si su salida depende de la entrada y el estado actual, en cambio será Moore si la salida es un mapeo directo de la entrada. Al ser los códigos convolucionales dependientes del valor de entrada y de sus estados de memoria, entonces, se tiene que son FSSM del tipo Melay.

En la Figura 22 se muestra una representación de una máquina de estados para un código convolucional de tasa de codificación $R = \frac{1}{2}$ y $K = 4$. Los términos S_i representan todos los posibles estados que pueden existir en el circuito secuencial del código convolucional, en otras palabras, son las combinaciones de los valores que pueden quedar almacenados en los elementos de memoria del circuito. En el diagrama, cada cambio de estado se describe con el bit de entrada que lo provoca y la secuencia entregada a la salida del circuito secuencial, $\text{entrada}/\text{salida}$.

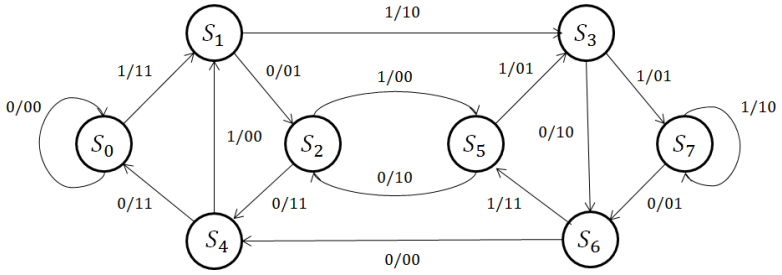


Figura 22. Diagrama de estados de un codificador convolucional con tasa de codificación $R = \frac{1}{2}$ y $K = 4$, y matriz de funcion generadora $G(D) = [1 + D \quad 1 + D^2 \quad 1 + D + D^2]$.

Existe una representación adicional que también puede ser utilizada para representar todos los posibles cambios de estado que pueden existir en un código convolucional, junto con las salidas que este puede producir. Esta representación se considera una expansión en el tiempo de un diagrama de estados y se le conoce como diagrama trellis (Lin y Costello, 1982). La importancia de esta representación radica en su utilidad al momento de estudiar diferentes algoritmos de decodificación, como el clásico algoritmo de decodificación de Viterbi, o el algoritmo de decodificación BCJR el cual es vital en el desarrollo de este trabajo. En la Figura 23 se muestra el diagrama de un trellis para un código con tasa de codificación $R = \frac{1}{2}$ y $K = 4$, cuando se tiene una secuencia de entrada de longitud $\mathrm{v} = [1\ 1\ 1\ 0\ 1]$. A las conexiones entre los estados del trellis se les conoce como ramas. En el proceso de decodificado, los algoritmos asocian un valor a las ramas, que representa la probabilidad de que exista una transición hacia ese estado dado un cierto valor de entrada.

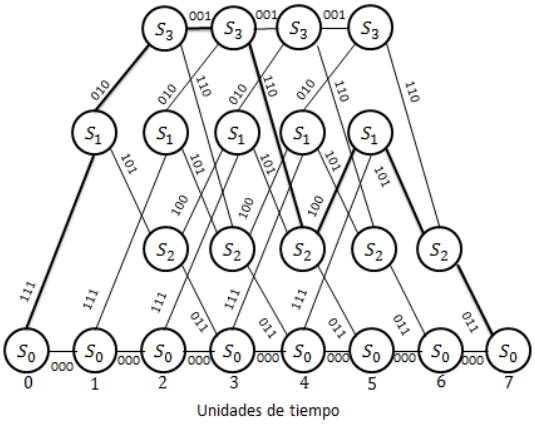


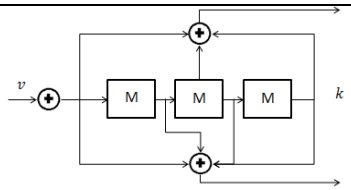
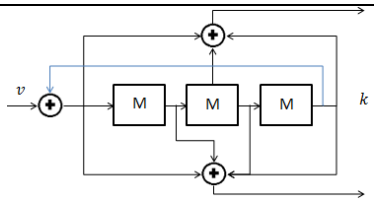
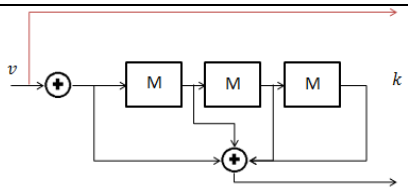
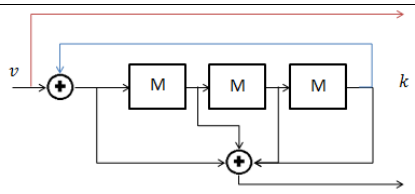
Figura 23. Trellis de un codificador convolucional con tasa de codificación $R = \frac{1}{2}$ y $\mathrm{K} = 4$, y matriz de funcion generadora $\mathrm{G(D)} = [1 + \mathrm{D} \quad 1 + \mathrm{D}^2 \quad 1 + \mathrm{D} + \mathrm{D}^2]$ y una secuencia de entrada $\mathrm{v} = [1\ 1\ 1\ 0\ 1]$.

Del trellis se puede obtener directamente la salida codificada para una secuencia de entrada arbitraria (Lin y Costello, 1982). El uso del trellis en la decodificación se analizará a detalle en el Capítulo 3, cuando se analice el algoritmo de decodificación BCJR.

Clasificación de los códigos convolucionales.

Por su estructura, los códigos convolucionales se pueden separar en diferentes tipos. En la Figura 21 se observa una línea de color azul que conecta la salida del último elemento de memoria con la entrada del codificador. Esta conexión es lo que vuelve al código convolucional, en un código recursivo (comúnmente conocido como *"feedback encoder"*). De no existir esta conexión se tendría un código no recursivo (comúnmente conocido como "*feed forward encoder"*). Existe otro tipo de código convolucional conocido como sistemático. Un código es sistemático cuando una de las salidas del código corresponde directamente al símbolo que se tiene en la entrada. Cada uno de los diferentes tipos de códigos convolucionales ofrece diferentes desempeños, por lo que dependiendo de las características de la aplicación se deberá de elegir la estructura que más convenga. En la Tabla 3 se muestran ejemplos de matrices de funciones de transferencia para los diferentes tipos de códigos convolucionales junto con diagramas de sus estructuras.

Tabla 3. Descripción de las 4 estructuras básicas de los códigos convolucionales.

Códigos convolucionales		
Tipo de código	**Matriz de función de transferencia**	**Diagrama característico**
Convolucional	$[1+D^2+D^3 \quad 1+D+D^2+D^3]$	
Recursivo	$[\frac{1+D^2+D^3}{1+D^3} \quad \frac{1+D+D^2+D^3}{1+D^3}]$	
Sistemático	$[1 \quad 1+D+D^2+D^3]$	
Recursivo sistemático	$[1 \quad \frac{1+D+D^2+D^3}{1+D^3}]$	

Análisis del desempeño de los códigos convolucionales

El desempeño de un código convolucional en un sistema de comunicaciones se puede evaluar a través de la tasa de error de bit obtenida para diferentes razones de energía de bit respecto a ruido (Eb/No). El Eb/No representa la relación que existe en la amplitud de la señal transmitida y la amplitud de las señales espurias del canal de comunicaciones. Entre más pequeño sea el valor del Eb/No, mayor es la amplitud del ruido respecto a la de la señal transmitida. Es importante mencionar que el BER depende de otros factores además del Eb/No, como el esquema de modulación que se esté utilizando y el algoritmo de decodificación que se emplee (Proakis, 1994).

El Eb/No se relaciona directamente con la cantidad de errores que se tendrán en el proceso de demodulación del lado del receptor, ya que permite dar una idea de las condiciones del canal de comunicaciones. Para cualquier esquema de codificación, en valores bajos de Eb/No se tendrán tasas de error de bit altas en comparación con las que se esperan obtener en valores de Eb/No más grandes. Como ya se mencionó el objetivo del esquema de codificación es disminuir esta cantidad de errores. De

allí que se puedan utilizar las gráficas BER vs Eb/No para comparar el desempeño de los esquemas de codificación.

En la Figura 24 se observa una gráfica con los diferentes valores de BER vs Eb/No obtenidos al emplear un código convolucional recursivo. De la figura se comprueba como para valores pequeños de Eb/No se tienen tasas de error de bit más altas.

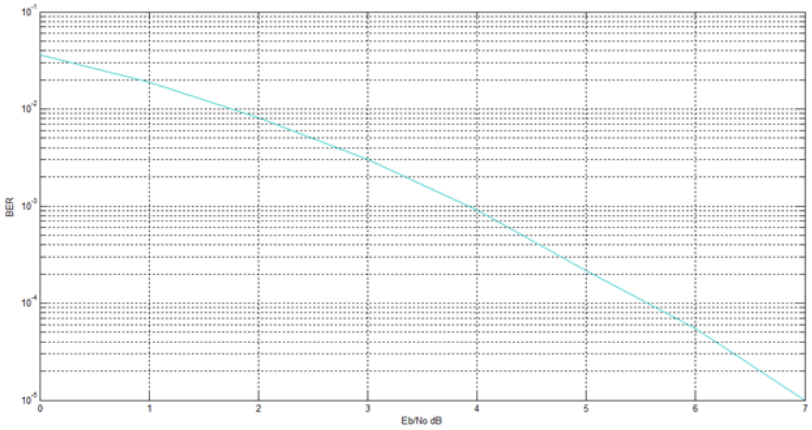


Figura 24. Gráfica BER vs Eb/No de un código convolucional recursivo con polinomios generadores $[2\ 5]_8$, polinomio de realimentación $[4]_8$, tasa de codificación $R = \frac{1}{2}$ y $K = 3$. El algoritmo de decodificación usado es el logarítmico de máxima probabilidad a posteriori (max-log-map). Se utilizó un esquema de modulación BPSK y un canal con ruido aditivo blanco gaussiano.

Un término importante que es necesario conocer es la distancia libre (comúnmente abreviado como d_{free}) el cual es un parámetro característico de los códigos convolucionales que puede utilizarse para estimar el desempeño de un esquema de codificación en un sistema de comunicaciones. La distancia libre es el peso de la palabra código más pequeña que el código convolucional puede generar cuando se tiene una secuencia de datos en la entrada de un peso diferente a cero. En general, entre mayor sea el valor de la distancia libre, el desempeño del código será mejor.

2.6.2 Análisis espectral de un sistema IR-UWB con códigos convolucionales.

Existen códigos convolucionales que no mejoran las capacidades de supresión de las líneas espectrales de los sistemas IR-UWB. De hecho algunos códigos aumentan el número de líneas espectrales, volviendo más difícil el adecuar la DEP a las máscaras de la FCC (Villarreal, 2007). Esto claramente empeora el problema planteado al principio de esta tesis. En la Figura 25 se muestra la DEP de un sistema IR-UWB cuando se está utilizando un código convolucional sistemático recursivo de tasa $R = \frac{1}{2}$. La fuente de datos tiene probabilidades de símbolo $\mathrm{P}_0 = 0.75$ y $\mathrm{P}_1 = 0.25$. El modelo de señal

simulado es el que se muestra en la ecuación 2.7. El esquema de modulación y las características de la señal IR-UWB son los mismos que se usaron en los sistemas con secuencias PR-TH y PR-DS. Al no emplear secuencias TH $c_{IN_w+k} = 0$. Claramente se ve como se tienen más líneas espectrales en comparación a la Figura 11 donde no se está utilizando ninguna técnica de moldeado espectral. De igual forma si se compara esta figura con la Figura 17 donde se muestra la DEP de un sistema DS-IR-UWB, se observa como la amplitud de las líneas espectrales para el sistema que está utilizando el código convolucional es mayor.

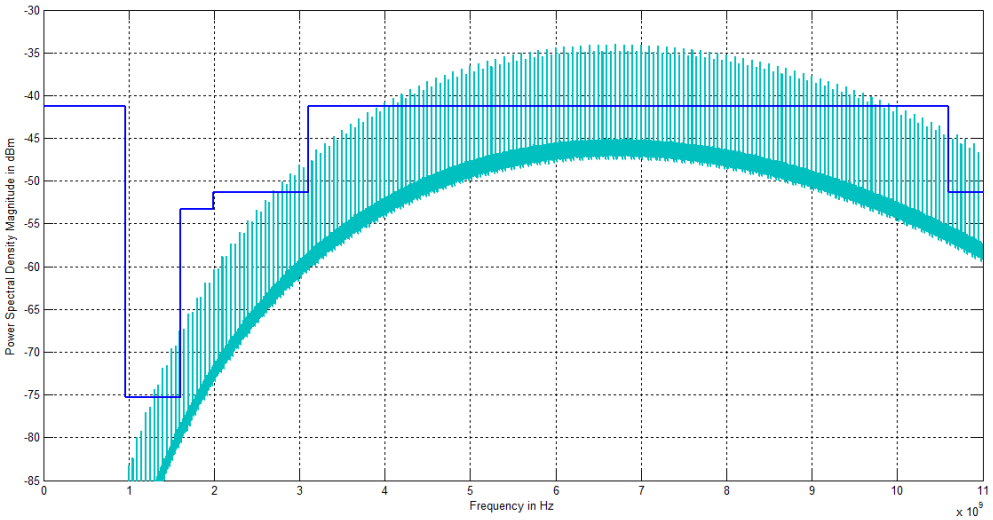


Figura 25. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema IR-UWB y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados. Se empleó un código convolucional sistemático recursivo de tasa $R = \frac{1}{2}$, con polinomios generadores $[37\ 21]_8$, polinomio de realimentación $[37]_8$ y $\mathrm{K} = 5$. La fuente de datos tiene probabilidades de generación de bit $\mathrm{P}_0 = 0.75$ y $\mathrm{P}_1 = 0.25$. Los parámetros de la señal IR-UWB son: $\mathrm{T_s} = 10$ ns y $\mathrm{T_r} = 10$ ns. Se utiliza una modulación BPSK y $N_w = 2$.

Si se toman en cuenta algunos otros aspectos, como el hecho de que el permutar las columnas de la matriz generadora de un código convolucional sistemático deja de ser una acción intrascendente, ya que si bien el permutar las columnas no afecta el desempeño del BER (Proakis, 1994), pero si produce cambios en la DEP de la señal del sistema IR-UWB (Villarreal, 2007), se llega a la conclusión de que la elección del esquema de codificación no es una tarea trivial, y debe de realizarse pensando en cómo se afectará al BER y a la DEP.

De (Villarreal, 2007) se tomaron códigos convolucionales que permiten eliminar líneas espectrales de la DEP de una señal IR-UWB. En la Tabla 4 se muestran algunos de los códigos encontrados. Los códigos mostrados en la tabla se seleccionaron a partir del número de elementos de memoria que poseen, el valor de su d_{free}, y la forma del polinomio de realimentación que utilizan.

Tabla 4. Códigos convolucionales con capacidades de moldeado espectral en sistemas IR-UWB (Villarreal, 2007).

K	Polinomios generadores	Polinomio de realimentación	d_{free}
4	$[13,17]_8$	$[11]_8$	6
5	$[23,35]_8$	$[21]_8$	7
6	$[53,75]_8$	$[41]_8$	8
4	$[13,17]_8$	$[15]_8$	6
5	$[27,31]_8$	$[23]_8$	7
6	$[53,75]_8$	$[51]_8$	8

En la Figura 26 se observa la DEP de un sistema IR-UWB cuando se utiliza uno de los códigos de la Tabla 4, específicamente el código convolucional recursivo con polinomios generadores $[13\ 17]_8$, polinomio de realimentación $[11]_8$, tasa de codificación $R = \frac{1}{2}$ y $K = 4$. Los parámetros de la señal IR-UWB son los mismos que se utilizaron para obtener la DEP mostrada en la Figura 25.

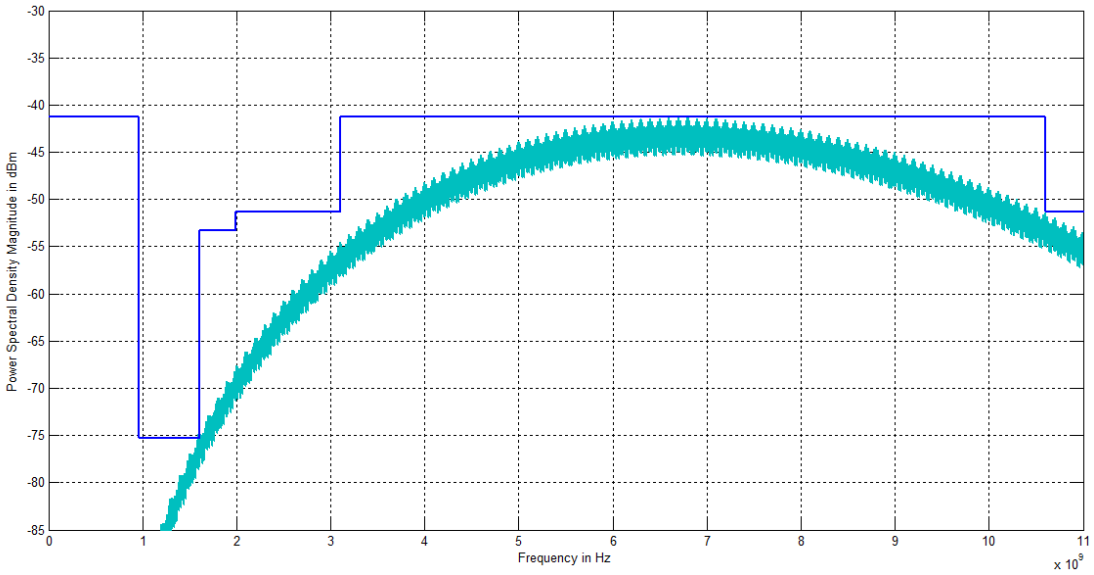


Figura 26. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema IR-UWB y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados. Se empleó un código convolucional recursivo con polinomios generadores $[13\ 17]_8$, polinomio de realimentación $[11]_8$, tasa de codificación $R = \frac{1}{2}$ y $K = 4$. La fuente de datos tiene probabilidades de generación de bit $P_0 = 0.75$ y $P_1 = 0.25$. Los parámetros de la señal IR-UWB son: $T_s = 10$ ns y $T_r = 10$ ns. Se utiliza una modulación BPSK y $N_w = 1$.

En la figura se observa como la DEP de la señal transmitida no presenta líneas espectrales y se amolda a la máscara espectral establecida por la FCC, sin la necesidad de haber disminuido la potencia de la transmisión o haber utilizado secuencias pseudo-aleatorias TH o DS.

2.7 Conclusiones

En este capítulo se introdujeron los conceptos básicos sobre sistemas IR-UWB y codificación convolucional. Se empezó dando una definición de un sistema de comunicación UWB junto con una descripción de las regulaciones existentes para sus emisiones. En seguida se describieron las características principales de los diferentes sistemas IR-UWB encontrados en la literatura, y se realizó un análisis de las capacidades de moldeado espectral de la DEP de la señal IR-UWB que poseen.

Del análisis de la DEP de las señales transmitidas de los sistemas TH-IR-UWB y DS-IR-UWB, se encontró que en ambos se tienen líneas espectrales con una potencia menor que en el caso de un sistema IR-UWB que no utiliza ninguna técnica de moldeado espectral. El inconveniente de estos sistemas está en que para lograr disminuir la potencia de las líneas espectrales de las señales IR-UWB y poder cumplir con las regulaciones impuestas en forma de máscaras espectrales, es necesario emplear secuencias pseudo-aleatorias (PR) TH y/o DS muy largas. Al aumentar la longitud de las secuencias PR la complejidad en el diseño del sistema de comunicaciones también se incrementa.

En el caso de un sistema IR-UWB que emplea esquemas de codificación convolucional para el moldeado espectral de la DEP de la señal transmitida, se encontró que estos a diferencia de TH-IR-UWB y DS-IR-UWB son capaces de suprimir las líneas espectrales de la DEP de la señal IR-UWB. Además de permitir que la DEP de la señal transmitida cumpla con las regulaciones establecidas, el codificador convolucional también ofrece una mejora en la tasa de error de bit del sistema de comunicaciones (Villarreal, 2007). Esto último es una ventaja clara del sistema IR-UWB que emplea codificadores convolucionales con capacidades de moldeado espectral por sobre los sistemas convencionales que utilizan secuencias PR-TH o PR-DS, que no ofrecen ninguna mejora en la tasa de error del sistema.

En la actualidad existen esquemas de codificación de canal que pueden mejorar aún más la tasa de error de bit que se tiene cuando se utiliza un codificador convolucional, sin que se tenga un aumento considerable en la complejidad del sistema de comunicaciones (Declerq, 2014). Sin embargo no se encontró ningún otro trabajo en la literatura donde se empleen técnicas de codificación de canal para moldear la DEP de una señal IR-UWB y disminuir la tasa de error de bit. Es así como se concluyó que evaluar las capacidades de moldeado espectral de un esquema de codificación moderno con mejores prestaciones que el clásico codificador convolucional podría resultar provechoso. El esquema de codificación que se decidió evaluar fue el de un turbo codificador, el cual se construye utilizando códigos convolucionales concatenados en diferentes formas.

Capítulo 3. Esquemas de turbo codificación

3.1 Introducción

En 1948, Shannon definió el término capacidad de canal, como la tasa de transmisión de información máxima que puede utilizarse en el proceso de comunicación sin que exista ningún error en la recepción de los datos. El objetivo de los codificadores de canal es acercarse al límite de capacidad de canal de Shannon al añadir redundancia a la información que se está transmitiendo (Shannon, 1948).

En un principio existían dos grandes familias de esquemas de codificación, aquellos que utilizaban códigos de bloque, y los que empleaban códigos convolucionales. La capacidad correctora de errores de ambas familias de códigos depende directamente de aspectos relacionados con su construcción. Como ya se mencionó en el Capítulo 2, los códigos convolucionales pueden mejorar su desempeño al añadir una mayor cantidad de elementos de memoria. Sin embargo, esto aumenta la complejidad del proceso de decodificado. En el caso de los códigos de bloque para mejorar su desempeño es necesario aumentar la distancia mínima Hamming (MHD por sus siglas en inglés, "*Minimun Hamming Distance*") de sus palabras código, lo cual se logra al aumentar el grado de los polinomios generadores. Desafortunadamente aumentar el grado de los polinomios provoca que el grado de complejidad del decodificador también crezca.

El problema se puede resumir en que la tasa de error de bit de un sistema de comunicaciones que utilice un codificador con MHD pequeño siempre será inferior a la de uno con MHD grande. Sin embargo, el proceso de decodificación para los códigos con valor de MHD grande será más complejo que para uno con MHD pequeño. Es por esto que la comunidad científica empezó a desarrollar nuevos esquemas de codificación de canal que permitan mejorar la tasa de error de bit sin aumentar en gran medida la complejidad del proceso de decodificación. Es así cómo se proponen los esquemas de codificación basados en el concatenado de códigos de bloques o códigos convolucionales.

El principio en el que se basan los esquemas de codificación concatenados es en el de juntar códigos con valores de MHD pequeños y con procesos de decodificación sencillos (para imitar el comportamiento de un código con MHD grande) sin aumentar en gran medida la complejidad del proceso de decodificación. Fueron los esquemas concatenados de códigos los que llevaron a la invención de los turbo codificadores. Un turbo codificador está constituido por códigos concatenados en serie o en paralelo. Sin embargo, es importante mencionar que no todos los esquemas concatenados son turbo

códigos. Esto último se debe a que un esquema de codificación sólo se considera que es un turbo codificador cuando en el proceso de decodificado se sigue el principio de la decodificación iterativa.

El objetivo de este Capítulo es el de introducir los esquemas de turbo codificación a través del análisis de los esquemas de codificación concatenados y de sus procesos de decodificado. En la Sección 3.2 se abordan los esquemas de codificación concatenados en paralelo y en serie, su construcción y características principales. La Sección 3.3 describe las características y funcionamiento de algunos de los entrelazadores (piezas clave en la construcción de un turbo codificador) más utilizados en la literatura. La Sección 3.4 está dedicada a describir el proceso de decodificación de un esquema de turbo codificación partiendo del principio de la decodificación iterativa, y terminando con una descripción de los algoritmos de decodificación utilizados. Las conclusiones de este Capítulo se dan en la Sección 3.5.

3.2 Concatenado de códigos

En el año 1965 Forney propuso el primer esquema de codificación formado a partir de la unión diferentes códigos al cual llamo código concatenado. Su código concatenado, en la actualidad se corresponde con un código concatenado en serie sin la presencia de un entrelazador entre los códigos constituyentes del codificador. En la Figura 27 se muestra el diagrama a bloques del proceso de codificación y decodificación para el código concatenado propuesto por Forney.

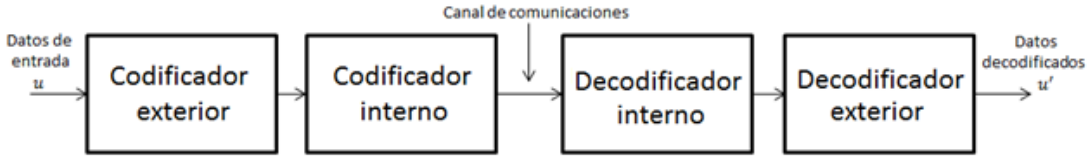


Figura 27. Diagrama a bloques del proceso de codificado y decodificado de una entrada de datos en el código concatenado de Forney (Forney, 1965).

El código concatenado de Forney contemplaba un codificador formado por un código exterior Reed-Solomon y un código interior BCH. En el proceso de decodificación primero se tiene el decodificador interno para el código BCH y en seguida el decodificador para el código Reed-Solomon. El inconveniente con el esquema del código concatenado de Forney, está en el hecho de que en el proceso de decodificado el decodificador interno no aprovecha la redundancia añadida por el codificador exterior, y el decodificador exterior no aprovecha la redundancia añadida por el codificador interior.

No es hasta la década de los noventa que los esquemas de concatenado de códigos vuelven a ser de interés debido a la reinvención de la decodificación de los códigos concatenados. En esta sección se hablará sobre los esquemas de concatenado de códigos en paralelo y en serie.

3.2.1 Códigos concatenados en paralelo

En la literatura se encontró que la mayoría de los códigos concatenados en paralelo tienen como códigos constituyentes a los códigos convolucionales (PCCC). Sin embargo, también existen algunas excepciones como los códigos de matriz de paridad de baja densidad (LDPC por sus siglas en inglés, "l*ow density parity check*"). A continuación se describirán brevemente los PCCC ya que estos son los más relevantes para este trabajo de investigación. La razón de esto radica en que este trabajo parte del análisis del uso de códigos convolucionales con capacidades de moldear la DEP de una señal, por lo que es más adecuado trabajar con los esquemas que utilicen estos códigos en su construcción.

En el año de 1993 Claude Berrou presento a la comunidad científica los turbo códigos siendo estos en realidad códigos convolucionales concatenados en paralelo. Se le dio el término "turbo" a este tipo de códigos debido a que el proceso de decodificación usado se asemeja al funcionamiento de un turbo cargador en un motor de combustión, en el cual se realimenta el aire del tubo de escape de vuelta al motor haciéndolo más eficiente. Fueron los turbo códigos los primeros esquemas de codificación que pudieron tener un rendimiento cercano al límite teórico propuesto por Shannon en 1948.

Como se mencionó en el Capítulo 2 es el proceso de decodificación lo que vuelve a un esquema de codificación concatenado en un esquema de turbo codificado. Por esta razón es importante mencionar que en diferentes trabajos se encontró que a esquemas de codificación concatenados en serie, también se les llama turbo códigos.

3.2.1.1 Características generales del codificador de un PCCC

El codificador de un turbo código está conformado por códigos convolucionales conectados de forma paralela, un entrelazador que se encarga de alimentar secuencias de entrada diferentes a los códigos constituyentes, y un pinchador utilizado para aumentar la tasa de codificación en caso de ser necesario. En general sólo se concatenan dos códigos convolucionales ya que el beneficio de utilizar más códigos constituyentes no es tan grande, y en cambio la complejidad del proceso de decodificación aumentaría considerablemente (Berrou, 2007).

La Figura 28 muestra el diagrama del codificador de un turbo código. En la figura se observa cómo la salida codificada está constituida por el bit de entrada también llamado bit sistemático u, más la salida de los codificadores también conocidos como bits de paridad ρ_1 y ρ_2.

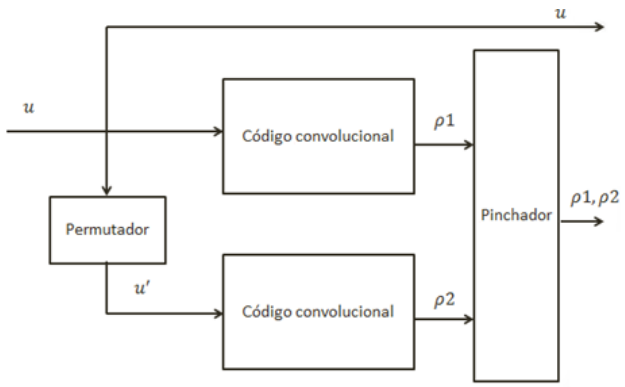


Figura 28. Diagrama a bloques de un código convolucional concatenado en paralelo o turbo código.

La tasa de codificación de un turbo código es:

$$R_p = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2 - (R_1 R_2)} = \frac{R_1 R_2}{1 - (1 - R_1)(1 - R_2)} \qquad (3.1)$$

donde R_1 y R_2 son las tasas de codificación de los códigos constituyentes del turbo código.

Para ciertas aplicaciones el utilizar tasas de codificación pequeñas no es adecuado, por lo que muchas veces se busca eliminar parte de la redundancia agregada por los códigos constituyentes. En este tipo de situaciones es donde se puede utilizar el pinchador, el cual permite aumentar la tasa de codificación global al eliminar ciertos bits de las secuencias de paridad entregadas por los códigos convolucionales. Es común encontrar codificadores que utilicen pinchadores cuando se está trabajando con códigos convolucionales que poseen una cantidad pequeña de elementos de memoria ($m = 1$ o $m = 2$), sin embargo pueden ser utilizados siempre que se requiera aumentar la tasa de codificación (Berrou, 2007). Debido a que esté tópico no es relevante para los resultados presentados en este trabajo de investigación, se refiere al lector a (Robertson y Worz, 1998) para más información en este tópico.

Uno de los aspectos más importantes en el diseño de un turbo código es la elección del entrelazador. Su función es la de permutar los bits de entrada de tal manera que los codificadores constituyentes trabajen con versiones diferentes de la secuencia de entrada. El añadir un cambio en el orden de los bits de la secuencia de entrada tiene como consecuencia que las palabra código entregadas por los codificadores varíen en la posición de los bits y el peso Hamming promedio. En la Sección 3.3 se habla

más sobre los entrelazadores utilizados en los esquemas de turbo codificación, y su efecto en el desempeño de los mismos.

Otro tópico importante en la construcción de un turbo código tiene que ver con la forma en la que los códigos convolucionales serán terminados. Esto se refiere a la forma en la que se llevara al código convolucional al estado de todos ceros en el trellis después de haber producido una palabra código. No es común que se dibuje un bloque que se encargue de realizar la terminación del código convolucional, debido a que comúnmente la secuencia de entrada finaliza con un conjunto de bits que forzarán al codificador a ir al estado inicial. Debido a que esté tópico no es relevante para los resultados presentados en este trabajo de investigación, se refiere al lector a (Declerq *et* al., 2014) para más información en este tópico.

3.2.1.2 Elección de los códigos constituyentes de un PCCC

Como cualquier esquema de codificación los requerimientos de la aplicación donde se utilizará el esquema serán los que definan la construcción del codificador. De cualquier forma en la literatura se encuentran diferentes recomendaciones que de seguirse, llevarán a tener un codificador con un buen desempeño en términos de la tasa error de bit y la complejidad del proceso de decodificado.

Una de las recomendaciones más comunes es la que nos dice que para alcanzar las tasas de error de bit características de los turbo códigos, al menos uno de los códigos constituyentes deberá de ser recursivo. De no seguir esta recomendación para algunos casos el desempeño del turbo código podría ser peor que el desempeño de uno o ambos códigos constituyentes por separado (Shlegel y Perez, 2003). La necesidad de que al menos uno de los códigos convolucionales sea recursivo es fácil de probar si se analizan los siguientes dos escenarios utilizando una secuencia de entrada de peso Hamming unitario. El primer escenario involucra un turbo código con dos códigos convolucionales constituyentes iguales, no recursivos y no sistemáticos con matriz de funciones generadoras

$$G = [g_1(D) \quad g_2(D)] = [1 + D^3 + D^4 \quad 1 + D + D^3 + D^4] \quad (3.2)$$

Si a la entrada de este codificador se tiene una secuencia de entrada u de peso Hamming unitario, es decir, una entrada con n cantidad de bits 0, y un sólo bit 1, el resultado será una secuencia codificada de salida v de peso Hamming finito, pudiendo alcanzar un peso máximo de 2 veces el grado más alto de uno de los polinomios generadores. En el turbo código el código convolucional colocado antes del entrelazador generara una salida de peso Hamming pequeño. El codificador colocado después del entrelazador recibirá como secuencia de entrada una versión permutada de la entrada del primer

codificador, sin embargo, este al igual que el otro codificador también producirá una palabra código de peso Hamming pequeño ya que no importa cuál sea la secuencia de permutación, la entrada al segundo codificador también será de un peso Hamming unitario.

El segundo escenario emplea un turbo código con un par de códigos constituyentes convolucionales recursivos sistemáticos iguales con matriz de funciones generadoras:

$$G = \begin{bmatrix} 1 & \frac{g_1(D)}{g_2(D)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1 + D + D^3 + D^6}{1 + D^3 + D^4} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Si a la entrada de este código también se tiene una secuencia de bits con un peso Hamming uno, a diferencia del primer escenario el codificador generará a la salida una palabra código de peso infinito (en la práctica se tiene un peso máximo delimitado por la longitud de la secuencia de entrada) debido a la recursividad del codificador. En el turbo código el codificador convolucional colocado antes del permutador podría entregar una palabra código de un peso Hamming pequeño, sin embargo, en este caso el entrelazador al permutar la secuencia de entrada y entregarla al segundo codificador, este entregara una palabra código diferente con un peso Hamming de salida también diferente.

Entonces, al utilizar códigos convolucionales recursivos se incrementará notablemente la probabilidad de que el turbo codificador genere una palabra código con un peso Hamming grande, lo cual repercute bastante en su desempeño (Berrou, 1993). Vale la pena mencionar que el análisis anterior expone otro aspecto muy importante de los turbo códigos, el cual es que para esperar buenos resultados del codificador el entrelazador deberá de proveer secuencias de entrada a los codificadores constituyentes que sean lo más diferente entre ellas. Se ahondara más en este tema en la Sección 3.3.

En general los códigos convolucionales utilizados en el diseño del turbo código son recursivos y sistemáticos (RSCC por sus siglas en inglés, "*recursive systematic convolutional codes*") (Berrou, 2007). En la mayoría de los codificadores presentados en la literatura se eligen códigos convolucionales iguales, sin embargo esto no es obligatorio. También que se elijan códigos recursivos y/o sistemáticos no es una regla haciendo que los códigos constituyentes sean elegidos dependiendo de las especificaciones de la aplicación donde se vaya a utilizar el turbo código. A pesar de lo mencionado anteriormente es importante notar que por la forma en la que está construido el codificador del turbo código se tiene que por lo menos el primer codificador convolucional será sistemático.

3.2.1.3 Comportamiento del BER de un PCCC

Uno de los primeros aspectos que se analizan de cualquier esquema de codificación es la tasa de error de bit que este ofrecerá. Para el caso de los turbo códigos, predecir su comportamiento es una tarea difícil de realizar y por lo general es un problema que se aborda heurísticamente. Esto se debe a que el desempeño del turbo código se ve afectado por aspectos como el tamaño del entrelazador y sus características aleatorias y distributivas, el proceso de decodificación, la terminación de los códigos convolucionales en el codificador y la elección de los códigos constituyentes. Estas razones vuelven muy difícil estimar las tasas de error de bit que se tendrán (Berrou, 1993). La Figura 29 muestra una gráfica de BER contra Eb/No de un esquema de turbo codificación con códigos constituyentes RSCC con tasa de codificación $R = \frac{1}{2}$ y $K = 4$. La grafica ha sido separada en diferentes valores de Eb/No que representan regiones donde la tasa de error de bit decrece de diferente manera.

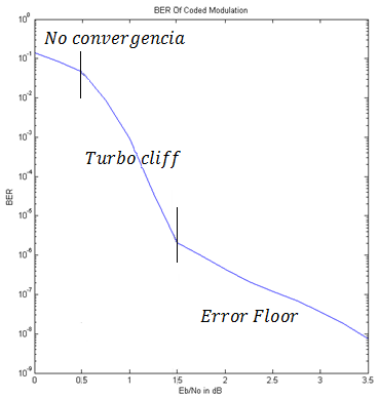


Figura 29. Grafica BER vs Eb/No de un turbo código de tasa de codificación $R = \frac{1}{3}$. Los códigos constituyentes son ambos RSCC con matriz de función generadora $G = [1\ 1 + D^2 + D^3]$, polinomio de realimentación $b = [1 + D]$ y $K = 4$. En la gráfica se han separado las diferentes regiones de Eb/No en las que trabaja un turbo código.

En la región de no convergencia se espera que la tasa de error de bit disminuya de forma lenta en comparación a las otras regiones del turbo código. Esta región se controla indirectamente al establecer la posición en la que empieza la región de cascada del turbo código.

El "*turbo cliff*" o región de cascada posee una tasa de error de bit con un decremento acelerado. Esta región se ve afectada principalmente por el proceso de decodificación utilizado además de la elección de los códigos constituyentes.

Por último se encuentra la región "*error floor*". En esta región la tasa de error de bit vuelve a disminuir lentamente y es necesario que se alcancen valores de Eb/No más altos para que disminuya

considerablemente. Esta región se ve afectada principalmente por la elección del entrelazador (Ryan y Lin, 2009).

3.2.2 Códigos concatenados en serie

Antes de la invención de los turbo códigos en el año 1993 ya se habían propuesto esquemas de codificación con códigos convolucionales concatenados en serie. Uno de estos trabajos fue propuesto por el laboratorio de propulsión jet de la agencia aeroespacial estadounidense en el año 1990. Además de este trabajo, desde el año 1977 ya existían algunos proyectos que utilizaban códigos Reed-Solomon concatenados en serie con códigos BCH, como el código corrector de errores implementado en la misión Voyager de la agencia aeroespacial estadounidense (Wicker y Bhargava, 1999). Esto plantea un panorama en el cual los códigos constituyentes utilizados en los codificadores concatenados en serie pueden estar construidos a partir de códigos de bloques, convolucionales o combinaciones de ambos.

En la actualidad existen muchos esquemas de codificación concatenados en serie o en paralelo. Al revisar la literatura se encontrará que muchos esquemas de codificación concatenados en serie o en paralelo son en realidad esquemas de turbo codificación. Esto se debe a que son decodificados utilizando el principio de la decodificación iterativa. En la Figura 30 se muestra un mapa conceptual con algunos de los esquemas de codificación concatenados en serie y en paralelo más utilizados en la literatura. En la sección anterior ya se comentaron los códigos convolucionales concatenados en paralelo por lo que no se hablara de ellos en esta sección. En cuanto a los códigos concatenados en serie se tienen que existen por lo menos tres opciones diferentes: los turbo productos, los Reed Solomon más códigos convolucionales y los convolucionales en serie (SCCC). En este trabajo sólo se analizan los esquemas de códigos convolucionales en serie.

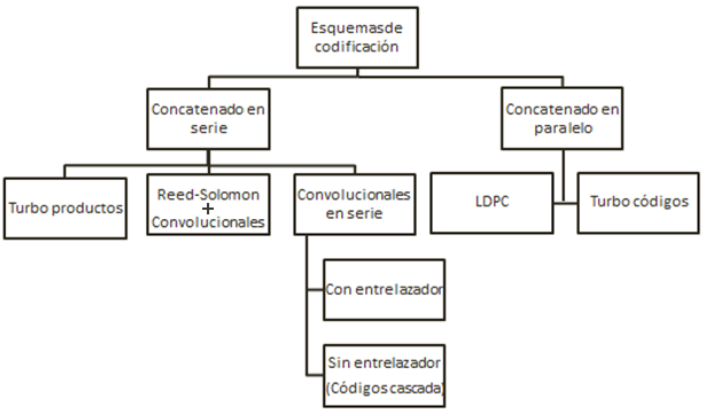


Figura 30. Diagrama con algunos de los diferentes tipos de esquemas de codificación para estructuras de códigos concatenados en serie y en paralelo.

Los SCCC se dividen en dos, aquellos que utilizan un entrelazador entre los códigos convolucionales y los que no. Cuando no se utiliza el entrelazador al código formado se le da el nombre de código convolucional en cascada. A este tipo de tipo de códigos se les puede ver como a un sólo código convolucional, ya que las matrices de función característica de cada uno de los códigos se pueden unir en una sola matriz. Cuando se utiliza un entrelazador al código formado se le conoce simplemente como código convolucional concatenado en serie. Los SCCC se decodifican utilizando el principio de turbo decodificación y tienen una tasa de error de bit muy parecida a la de los turbo códigos (Benedetto *et* al., 1998).

3.2.2.1 Características generales del codificador de un SCCC

El codificador general de un SCCC se muestra en la Figura 31. Se compone por un primer codificador conocido como codificador exterior (comúnmente conocido como "*outer encoder*") que entrega una salida codificada a un segundo codificador, llamado codificador interno (comúnmente conocido como "*inner encoder*"). Entre él codificador externo e interno se encuentra un entrelazador el cual tiene el propósito de entregar una versión permutada de la secuencia de salida del codificador exterior a la entrada del codificador interior. Al igual que en los PCCC dependiendo de la elección del entrelazador el SCCC tendrá diferentes desempeños.

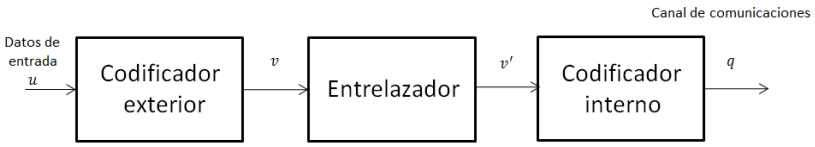


Figura 31. Diagrama a bloques del codificador de un SCCC.

Un SCCC tiene la siguiente tasa de codificación:

$$R_s = R_1 R_2 \quad (3.4)$$

donde R_1 y R_2 son las tasas de codificación de los códigos exterior e interior. Si se compara la ecuación 3.1 con la 3.2 se observa que los turbo códigos podrán alcanzar tasas de codificación más altas, siempre que los códigos constituyentes tengan tasas de codificación de valores pequeños.

Igual que en el caso de los PCCC los códigos constituyentes deben de ser terminados de alguna manera, siendo que los problemas que se tienen por no realizar esto son prácticamente los mismos.

3.2.2.2 Elección de los códigos constituyentes de un SCCC

En 1998 Benedetto publicó las reglas de diseño que se deben de seguir al momento de construir un SCCC. En primer lugar se tiene que por la forma en la que están construidos los SCCC, existen reglas de diseño independientes de las características de los códigos convolucionales constituyentes. A continuación se describen estas reglas:

- Para valores de Eb/No pequeños donde el comportamiento del SCCC está dominado principalmente por el valor d_{free}, incrementar el tamaño del entrelazador mejorará el desempeño del código en la región "*error floor*".
- El código exterior deberá de poseer un valor de d_{free} grande para así maximizar la ganancia del entrelazador (en la Sección 3.3 se hablara sobre esta ganancia).
- Disminuir el BER requiere que la combinación de los codificadores interno y externo aseguren un valor de peso mínimo Hamming grande.

En cuanto a la elección de los códigos se tienen las siguientes consideraciones

- Si la d_{free} del código interno resulta ser impar es conveniente que el polinomio de realimentación del código interno tenga como factor el término $1 + D$.
- El código interno deberá de ser recursivo y sistemático. Esto se debe a que los códigos recursivos siempre ofrecen un aumento en la ganancia del entrelazador.
- La ganancia del entrelazador es diferente para valores pares e impares de d_{free}. Como consecuencia se debe de elegir un codificador exterior que además de tener un valor de d_{free} grande, también sea un valor impar, ya que para estos valores se tiene un aumento en la ganancia del entrelazador. Es entonces conveniente que el código externo sea no recursivo.

Al igual que en los PCCC la elección de los códigos constituyentes es muy importante. Sin embargo, existen otros factores que afectan considerablemente el desempeño de un SCCC. Uno de estos factores es el entrelazador, el cual será descrito en la siguiente sección.

3.2.2.3 Comportamiento del BER de un SCCC.

Las tasas de error de bit de los SCCC pueden llegar a ser igual de pequeñas que en el caso de los PCCC, sin embargo tienen comportamientos ligeramente diferentes. En la Figura 32 se muestra una

gráfica de BER contra Eb/No de un SCCC. En comparación con los PCCC en los SCCC la región de cascada aparece en valores de Eb/No un poco más grandes. Sin embargo, la región de "*error floor*" de los SCCC presenta caídas del BER más pronunciadas que en los PCCC.

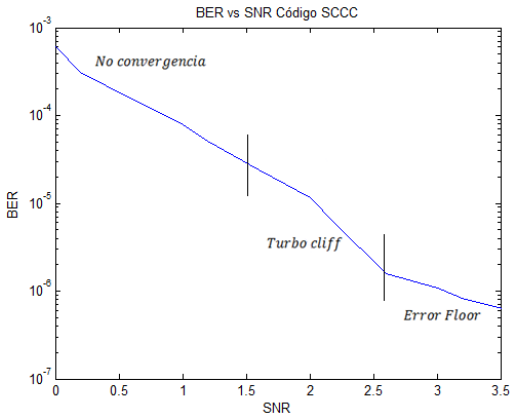


Figura 32. Grafica BER vs Eb/No de un SCCC de tasa de codificación $R = \frac{1}{4}$. Los códigos constituyentes son ambos convolucionales con matriz de función generadora $G = [D \;\; 1 + D^2]$, y $K = 3$. En la gráfica se han separado las diferentes regiones de Eb/No en las que trabaja un turbo código.

3.3 Entrelazador

Como ya se mencionó, el entrelazador o permutador es una pieza clave en el diseño de los codificadores PCCC y SCCC. Su objetivo es el de tomar los bits que tiene en la entrada y reacomodarlos en una secuencia de bits de salida diferente. De esta forma los codificadores constituyentes de un PCCC o un SCCC, trabajan con el mismo bloque de bits de entrada pero en diferente orden.

Los entrelazadores son representados en la literatura con el símbolo Π y se les asocia una secuencia de permutación en el eje del tiempo $p_\pi = z \leftrightarrow z$, siendo π un número infinito que representa a las secuencias de entrada $\underline{x} = x(i) \in A^z$ y a las secuencias de salidas permutadas $\underline{\tilde{x}} = \tilde{x}(i) = p_\pi(\tilde{x}) \in A^z$, siendo $\tilde{x}(i) = x(p_\pi(i))$.

Por definición también existe una operación inversa al entrelazador, la cual es conocida como entralazador inverso. Dado un entrelazador Π y una secuencia de entrelazado $p_\pi(i)$ existirá un entrelazador inverso $\widetilde{\Pi}$ con una secuencia de permutación inversa ${p_\pi}^{-1}$ tal que $\underline{x} = {p_\pi}^{-1}(x(i))$. En la Figura 33 se muestra un ejemplo de un entrelazador aleatorio con secuencia de entrelazado $p_\pi(i) = [\,5\;2\;0\;3\;1\;4\,]$ y su correspondiente desentrelazador con secuencia de entrelazado ${p_\pi}^{-1} = [0\;1\;2\;3\;4\;5]$.

En las siguientes secciones se describirán las características principales de los entrelazadores, junto con sus clasificaciones y algunos ejemplos de entrelazadores encontrados en la literatura.

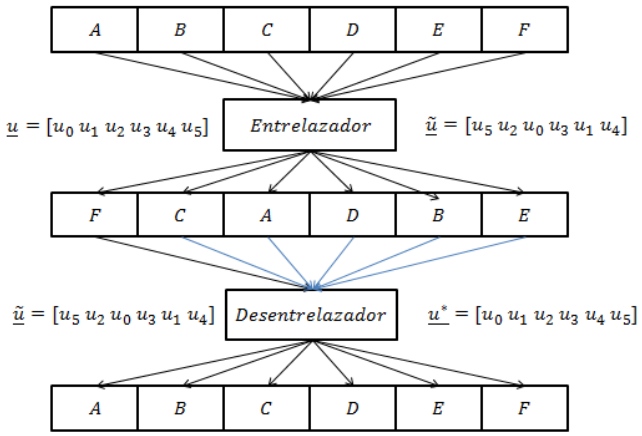


Figura 33. Ejemplo del funcionamiento de un entrelazado aleatorio.

3.3.1 Características de los entrelazadores

Las características principales de un entrelazador son su longitud, la ganancia del entrelazador y su latencia. El primero define el tamaño que tendrá el entrelazador y se denota con la letra N. Este parámetro nos indica cuantos bits permutara el entrelazador; el segundo parámetro (comúnmente llamado "*intearleaver gain*") indica el decremento que habrá en el BER al incrementar el tamaño del entrelazador (Benedetto *et* al., 1998); el último parámetro tiene que ver con el tiempo que le toma al entrelazador realizar el permutado de la secuencia de entrada. Generalmente se descompone en diferentes tipos de retrasos que permiten describir mejor el tiempo que le toma al entrelazador en hacer su trabajo (Declerq *et* al., 2014).

Si bien la operación que realiza el entrelazador podría pensarse que no es tan compleja, el impacto que causa en el desempeño de los esquemas de turbo codificación es muy grande. El desempeño del código será bueno siempre que el entrelazador que se esté utilizando sea el adecuado para la aplicación en la que se está usando el esquema de codificación. Por ejemplo, cuando se trabaja con fuentes de información que generan símbolos con probabilidades muy diferentes, un entrelazador puede usarse para dar la aleatoriedad necesaria a la secuencia de datos generada. Igualmente un entrelazador permite dispersar los bits de entrada, de tal forma que los errores en el proceso de decodificado realizado en el receptor no afecten a secuencias de bits consecutivas. Esto permite que los errores se distribuyan en la secuencia completa y afecte en menor medida al sistema de comunicaciones.

Además de los parámetros mencionados anteriormente a los entrelazadores también se les asocia un par más de características, el esparcimiento y la aleatoriedad. La aleatoriedad en un entrelazador permite que los esquemas de codificación concatenados mejoren su desempeño siempre que el tamaño

del entrelazador también aumente. Esto se debe a que al aumentar el tamaño del entrelazador, se aumenta directamente el número de posiciones que se tienen para acomodar los bits en la secuencia de salida, y así hacer que el parecido entre las secuencias de entrada de los codificadores constituyentes sea menor.

El esparcimiento en un entrelazador se asocia a la capacidad de dispersar lo más posible a bits consecutivos dentro de la secuencia de entrada. La importancia de esto radica en el hecho de que el principio del decodificado iterativo se basa en la premisa de que las secuencias de bits entrando a los decodificadores de entrada suave/salida suave (SISO por sus siglas en inglés, "*soft-input/soft output*") son independientes. Por esto el entrelazador debe de esparcir lo más posible los bits de entrada (Declerq et *al*, 2014).

Un entrelazador puede tener excelentes características de esparcimiento, pero muy malas características aleatorias y viceversa. Esto tiene como consecuencia que el optimizar un entrelazador para un esquema de codificación con una estructura específica sea una tarea muy difícil de realizar. Los análisis analíticos de un entrelazador en conjunto con el análisis de los códigos convolucionales constituyentes de los PCCC y SCCC es un área de investigación poco explorada ya que resulta demasiado compleja (Benedetto *et* al., 1998). La mejor manera de seleccionar un entrelazador, es partir de las descripciones de los diferentes tipos que existen y los efectos que pueden tener en el desempeño del esquema de codificación, para así saber si se podrán ajustar a los requerimientos de la aplicación donde se utilizara el código.

En la siguiente sección se describirán los tipos de entrelazadores y cómo afectan al desempeño de los PCCC y SCCC.

3.3.2 Tipos de entrelazadores

En seguida se describen los diferentes tipos de entrelazadores encontrados junto con sus beneficios y desventajas:

- Aleatorio.- El entrelazador ofrece un buen desempeño en la región de "*turbo cliff*" (valores de Eb/No medios y bajos). En general es muy difícil encontrar otros entrelazadores que lo superen en esa región de operación (Declerq *et* al., 2014). Para la región "*error floor*" (valores más altos de Eb/No) los permutadores aleatorios son superados por otros entrelazadores. Sin embargo, esto no quiere decir que tenga un mal desempeño, al grado de que son los más utilizados en la

literatura. La regla de permutación se obtiene utilizando una variable aleatoria uniforme de N valores. A este tipo de entrelazadores también se les caracteriza por poder agregárseles un cierto nivel de esparcimiento a sus secuencias de salida para así mejorar su desempeño (Declerq *et* al., 2014).

- Congruente.- En general si se compara un entrelazador congruente con uno aleatorio, se observará que los primeros tienen un desempeño muy malo al casi no añadir aleatoriedad a sus secuencias de salida (Declerq *et* al., 2014). Sin embargo, cuando se diseñan entrelazadores un factor a tomar en cuenta es que en el caso de los entralazadores aleatorios las direcciones de permutación necesarias para realizar la transposición de los bits se necesitan almacenar previamente en la memoria. En ciertas aplicaciones es preferible realizar el cálculo de la dirección de permutación en el momento. Para que esto pueda realizarse es necesario tener un algoritmo de permutación simple. Son los entrelazadores congruenciales los que ofrecen esto.

- Multidimencionales.- Es un hibrido entre el entrelazador aleatorio y congruente. Pueden calcular sus permutaciones en el momento y presentan mejores resultados que los entrelazadores congruentes.

- Golden Dithered.- Son entrelazadores que han demostrado tener un desempeño adecuado en términos de la región de "*error floor*". El algoritmo "*golden*" por si sólo ofrece buenos resultados en términos del esparcimiento. Si se desea aumentar la aleatoriedad, se hace uso de una perturbación (comúnmente llamada "*dither*") que se añade a la secuencia de permutación. En la mayoría de las aplicaciones prácticas se prefiere el uso de este entrelazador debido a que combina las buenas características del entrelazador aleatorio con la rapidez de generado de las secuencias de permutación de los entrelazadores congruenciales (Declerq *et* al., 2014). En la Figura 34 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo necesario para obtener la secuencia de entrelazado de un permutador "*golden dithered*" (Purushottama y Sujatha, 2015).

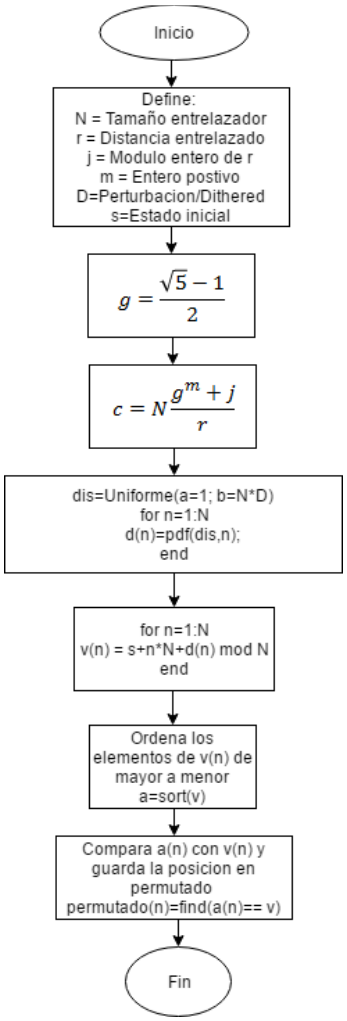


Figura 34. Diagrama a bloques del funcionamiento de un entrelazador "*golden dithered*".

3.4 Decodificación de un PCCC y un SCCC

Ya que los códigos constituyentes de los PCCC y los SCCC son convolucionales tendría sentido utilizar una técnica de decodificación clásica como el algoritmo de Viterbi. Sin embargo, una de las características principales de todos los esquemas de turbo codificación es que en el proceso de decodificación se utiliza el principio de decodificación iterativa. Este principio necesita para funcionar un algoritmo que pueda trabajar con entradas de datos suave y produzca una salida de datos suave también. El algoritmo de Viterbi es una técnica de decodificación de máxima verosimilitud (ML por sus siglas en inglés, *"Maximum Likelihood"*) que puede trabajar con entradas de datos duras o suaves, produciendo una secuencia de salida dura (Lin y Costello, 1982), por lo que no es posible emplearlo en el proceso de decodificación iterativa.

En la literatura se encontró que los algoritmos más utilizados en la decodificación de un PCCC y un SCCC son el algoritmo de salida suave de Viterbi (SOVA por sus siglas en inglés, *"soft output Viterbi algorithm"*) y el algoritmo Bahl-Cocke-Jelinek-Raviv (BCJR). En este trabajo se analiza solamente la técnica de decodificado BCJR.

3.4.1 Algoritmo de decodificación BCJR

El algoritmo BCJR fue desarrollado el año 1974 con el fin de decodificar códigos convolucionales. A diferencia del algoritmo de Viterbi, el decodificado utilizando BCJR utiliza la máxima probabilidad a posteriori (MAP por sus siglas en inglés, "*maximum a posteriori*") en el cálculo de la probabilidad de transición en las ramas del trellis. La diferencia entre los algoritmos radica en el hecho de que con el algoritmo de Viterbi se encuentra la palabra código más cercana a la recibida, mientras que con BCJR se obtiene un estimado para cada uno de los bits recibidos. El desempeño del algoritmo BCJR es ligeramente mejor que el de Viterbi cuando se decodifica un código convolucional. Sin embargo la complejidad del primero es más grande que la del segundo por lo que se prefiere el algoritmo de Viterbi cuando sólo se necesita decodificar un código convolucional. No es hasta la invención de los turbo códigos que el algoritmo BCJR cobra importancia debido a su utilidad en la decodificación iterativa.

En muchos trabajos se denomina al algoritmo BCJR con otros nombres como map, log-map y max-log-map. La realidad es que todos estos algoritmos son diferentes versiones de la técnica de decodificación BCJR, y tienen desempeños diferentes. En este trabajo cuando se hable del algoritmo map se estará haciendo referencia al algoritmo BCJR original. Los algoritmos log-map y max-log-map pueden ser explicados utilizando el algoritmo map, por lo que se empezara por explicar el funcionamiento de este.

3.4.1.1 Funcionamiento del algoritmo BCJR

El resultado de utilizar el algoritmo BCJR es un término conocido como razón logarítmica de verosimilitud (LLR por sus siglas en inglés, "*log likelihood ratio*"), el cual se interpreta como la probabilidad de que el valor a la entrada del decodificador haya sido un bit de valor 0 o 1. La expresión para el cálculo del LLR es la siguiente (Ryan y Lin, 2009):

$$LLR(u_L) = log\frac{\sum_{\substack{S'\to S\\ u_l=0}}\alpha_{l-1}(S')\gamma_l(S',S)\beta_l(S)}{\sum_{\substack{S'\to S\\ u_l=1}}\alpha_{l-1}(S')\gamma_l(S',S)\beta_l(S)} \qquad (3.5)$$

Para explicar cómo es que se obtienen los términos de la expresión 3.5 se emplea el escenario mostrado en la Figura 35. El codificador convolucional que se utiliza tiene una tasa de codificación $R = \frac{1}{2}$ y $K = 3$, el canal de comunicaciones es del tipo AWGN y se está utilizando un esquema de modulación BPSK. La secuencia de entrada se representa por el vector $\underline{u}$ y la entrada del decodificador se representa por el vector $\underline{r}$.

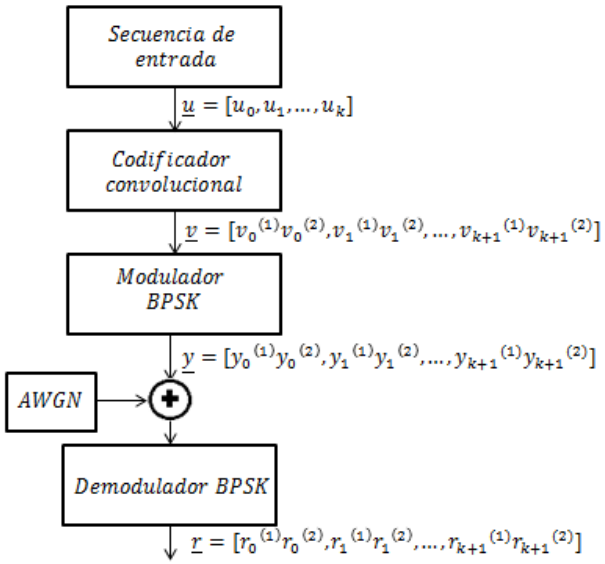


Figura 35. Escenario utilizado para describir el algoritmo BCJR. El sistema de comunicación utiliza un modulador BPSK, y el canal de comunicaciones evaluado es el AWGN.

En la Figura 36 se muestra el trellis de 4 estados del código convolucional utilizado en el sistema propuesto de la Figura 35. En el trellis se dibujan las posibles transiciones que pueden suceder en un instante de tiempo l cuando se ha recibido la secuencia de datos $r_l = [r_l^{(1)} r_l^{(2)}]$. La variable S_l representa el estado del trellis anterior a l y S_{l+1} es el estado después de l.

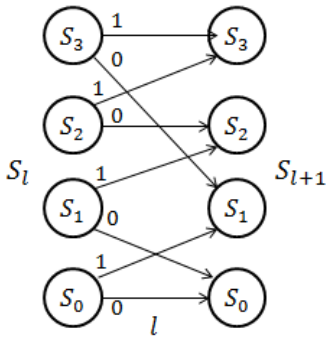


Figura 36. Diagrama trellis de 4 estados del esquema convolucional usado en el sistema de la Figura 35. Las ramas del trellis son solamente ilustrativas.

Para calcular el LLR el algoritmo BCJR necesita obtener la probabilidad de que se haya tenido un cierto valor de entrada u_l dado a que se ha recibido una secuencia $\underline{r}$. Ya que u_l es desconocida por el receptor para él es una variable aleatoria, por lo que el algoritmo BCJR busca calcular la siguiente expresión:

$$P\left(u_l = u \mid \underline{r}\right) \quad (3.6)$$

donde u puede tomar un valor del conjunto $[0\ 1]$. El cálculo del LLR se puede realizar obteniendo la probabilidad 3.6 para cuando se tiene $u_l = 0$ y $u_l = 1$. Para encontrar ese par de probabilidades se utiliza un mismo procedimiento. El desarrollo matemático para cuando se tiene $u_l = 0$ se realiza a continuación. Sustituyendo $u_l = 0$ en 3.6 se tiene:

$$P(u_l = 0, \underline{r}) \quad (3.7)$$

A partir del trellis es posible representar la expresión 3.7 en forma de una sumatoria, en la que se tienen las probabilidades de que en un instante l se haya recibido una secuencia $\underline{r}$, y que el estado anterior y el estado futuro del trellis hayan sido S' y S respectivamente, para todos los cambios de estado provocados por una entrada $u_l = 0$. Si no existe una conexión entre el estado $S_l = S'$ y $S_{l+1} = S$ el resultado de esa probabilidad lógicamente será cero. La expresión 3.8 representa dicha sumatoria.

$$P(u_l = 0, \underline{r_l}) = \sum_{\substack{S' \to S \\ u_l = 0}} P(S_l = S', S_{l+1} = S, \underline{r}) \quad (3.8)$$

Ya que las variables aleatorias dentro del trellis pueden ser modeladas como cadenas de Markov, se puede hacer uso de la propiedad sin memoria de las cadenas junto con algunas herramientas matemáticas como lo es regla de Bayes para simplificar la expresión 3.8 (Ryan y Lin, 2009), obteniéndose:

$$P\left(S_l = S', S_{l+1} = S, \underline{r}\right) = P\left(\underline{r}_{l+1}^{k+1} \mid S_{l+1} = S\right) P(S_{l+1} = S,\ r_l \mid S_l = S')\, P(\, S_l = S', \underline{r}_0^{l-1}) \quad (3.9)$$

Los términos que se tienen a la derecha en la ecuación 3.9 son renombrados de la siguiente manera:

$$\alpha_{l-1}(S') = P\left(S_l = S', \underline{r}_0^{l-1}\right) \quad (3.10)$$

$$\gamma_{l-1}(S', S) = P\left(S_{l+1} = S, \underline{r_l} \mid S_l = S'\right) \quad (3.11)$$

$$\beta(S) = P\left(\underline{r}_{l+1}^{k+1} \mid S_{l+1} = s\right) \quad (3.12)$$

La ecuación 3.19 entonces puede ser escrita de la siguiente forma:

$$P\left(S_l = S', S_{l+1} = S, \underline{r_l}\right) = \alpha_{l-1}(S')\gamma_l(S',S)\beta_l(S) \quad (3.13)$$

Al término $\alpha_{l-1}(S')$ se le conoce como coeficiente de recursión hacia adelante, y en el trellis se asocia a los estados pasados del instante l; $\beta_l(S)$ se le conoce como coeficiente de recursión hacia atrás, y en el trellis se asocia a los estados siguientes al instante l; $\gamma_{l-1}(S',S)$ se le conoce como probabilidad de transición de rama, y en el trellis representa precisamente la probabilidad de rama en el instante l. En la Figura 37 se observa la representación de estos valores en el trellis. En cada una de las ramas se tiene un valor de $\gamma_l(S',S)$, y en cada uno de los estados pasados y siguientes se tiene asociado un valor de $\alpha_{l-1}(S')$ y $\beta_l(S)$ respectivamente.

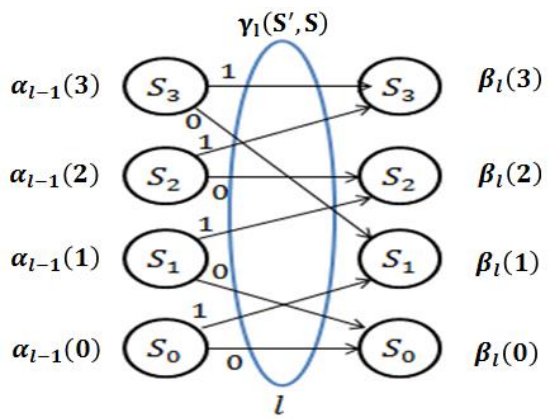


Figura 37. Representación de los términos α_{l-1}^S, β_l^S y γ_l^S en el trellis de un código convolucional. Las ramas del trellis son solamente ilustrativas.

Basándose en el trellis de la Figura 37, la ecuación 3.8 se resuelve a través de la suma de los resultados de multiplicar el valor de $\alpha_{l-1}(S')$ con $\beta_l(S)$ para todos los estados del trellis, con el valor de la probabilidad de rama $\gamma_l(S',S)$ provocada por una entrada $u_l = 0$. La clave para poder utilizar el algoritmo BCJR está en poder encontrar los valores de $\alpha_{l-1}(S')$,$\gamma_l(S',S)$, y $\beta_l(S)$.

Los términos $\alpha_{l-1}(S)$ y $\beta_l(S)$, pueden ser calculados por medio del uso de recursiones en el trellis. Esto lleva a que se necesite calcular el término $\alpha_l(S)$ él cual se describe como (Ryan y Lin, 2009):

$$\alpha_l(S) = \sum_{S'} \gamma_l(S',S)\alpha_{l-1}(S') \quad (3.14)$$

Asumiendo que el codificador fue inicializado en el estado de todos ceros la recursión de $\alpha_l(S)$ se inicializa según:

$$\alpha_0(S) = \begin{cases} 1, & S = 0 \\ 0, & S \neq 0 \end{cases}$$

El cálculo $\alpha_l(S)$ puede realizarse apoyándose en el trellis del código convolucional. En la Figura 38 se muestra un ejemplo de cómo se calcularía $\alpha_l(0)$. Para el cálculo de $\alpha_l(S)$ es necesario haber calculado previamente el valor de $\gamma_l(S',S)$.

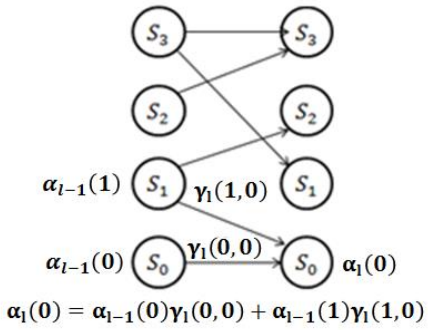


Figura 38. Calculo de $\alpha_l(S)$ utilizando el trellis de un código convolucional. Las ramas del trellis son solamente ilustrativas.

Para la expresión $\beta_{l-1}(S)$ se tiene que se puede encontrar utilizando la siguiente ecuación (Ryan y Lin, 2009):

$$\beta_{l-1}(S') = \sum_{S} \gamma_l(S',S)\beta_l(S) \quad (3.15)$$

Respecto a la inicialización de la recursión de $\beta_l(S)$, si se asume que el codificador convolucional fue terminado se tiene que:

$$\beta_l(S) = \begin{cases} 1, & S = 0 \\ 0, & S \neq 0 \end{cases}$$

En la Figura 39 se muestra como se realiza el cálculo de $\beta_{l-1}(3)$ en el trellis. A diferencia del cálculo de $\alpha_l(S)$ en el calculo $\beta_{l-1}(S)$ se parte del final del trellis hacia el principio del mismo.

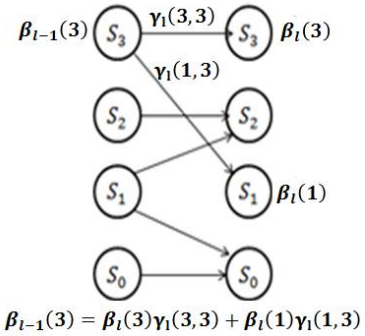


Figura 39. Calculo de $\beta_l(S)$ utilizando el trellis de un código convolucional. Las ramas del trellis son solamente ilustrativas.

El último término que resta por calcular es $\gamma_{l-1}(S',S)$, el cual se obtiene con la ecuación siguiente (Ryan y Lin, 2009):

$$\gamma_{l-1}(S',S) = P(S_{l+1} = S|S_l = S')P\left(\underline{r_l}\middle|S_l = S', S_{l+1} = S\right) \quad (3.16)$$

El segundo término de la derecha de la ecuación 3.16 se puede escribir en términos de la función de densidad de probabilidad de transición de un canal AWGN con modulación BPSK mostrada en la ecuación 3.17 (Ryan y Lin, 2009).

$$P(y_i|x_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \mathrm{e}^{\frac{-(y_i - x_i)^2}{2\sigma^2}} \quad (3.17)$$

Ya que el término $P\left(\underline{r_l}\middle|S_l = S', S_{l+1} = S\right)$ está formado por secuencias de dos elementos se tiene que dicha expresión es equivalente a la multiplicación de dos variables aleatorias gaussianas independientes con $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$. La ecuación 3.30 muestra esta representación.

$$P\left(\underline{r_l}\middle|S_l = S', S_{l+1} = S\right) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{\frac{-[\left(r_l^{(1)} - y_l^{(1)}\right)^2 + \left(r_l^{(2)} - y_l^{(2)}\right)^2]}{2\sigma^2}} \quad (3.18)$$

Además dado que en el trellis un cambio de estado $S' \rightarrow S$ es provocado por el evento u_l, y ya que para el análisis se asume que el codificador tiene una entrada binaria con la misma probabilidad a priori $P(S_{l+1} = S|S_l = S') = 1/2$, la métrica de rama se calcula finalmente utilizando la expresión:

$$\gamma_{l-1}(S',S) = \frac{1}{4\pi\sigma^2} e^{\frac{-[\left(r_l^{(1)} - y_l^{(1)}\right)^2 + \left(r_l^{(2)} - y_l^{(2)}\right)^2]}{2\sigma^2}} \quad (3.19)$$

Una observación importante es que a diferencia de la métrica de rama en el algoritmo de Viterbi, en BCJR es necesario calcular σ^2 del canal de comunicaciones para poder decodificar la señal recibida. Por lo que en un sistema de comunicaciones real será necesario estimar este valora a partir de las secuencias recibidas. En la Figura 40 se muestra el diagrama de flujo del funcionamiento de la técnica de decodificación BCJR descrita en esta sección.

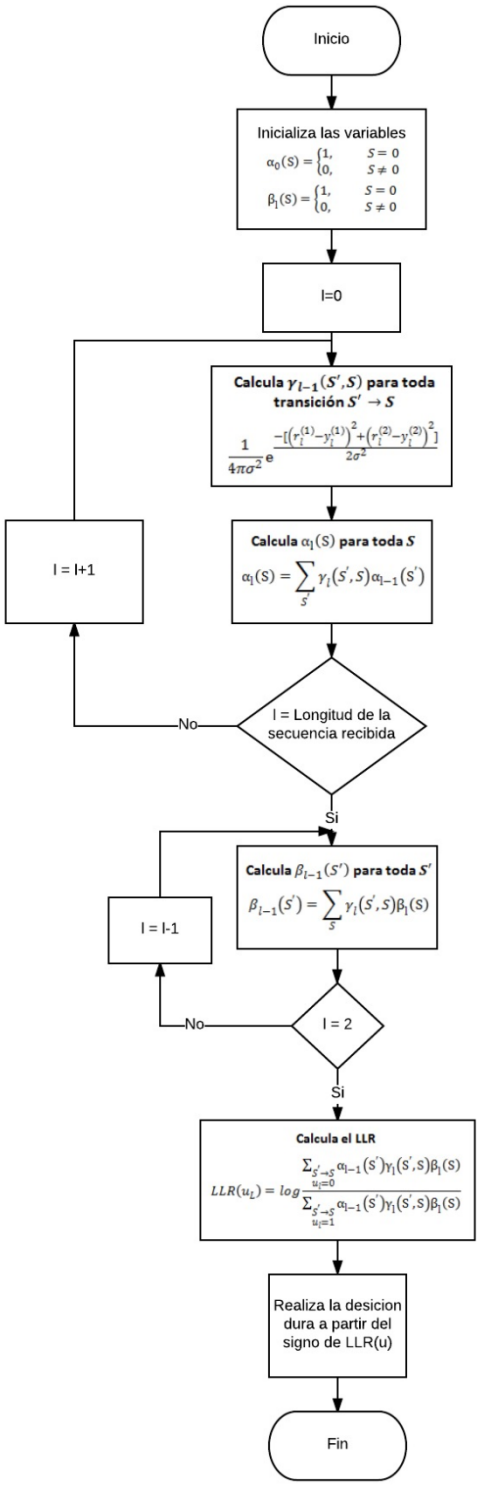


Figura 40. Diagrama de flujo del funcionamiento de la técnica de decodificación BCJR utilizada en la decodificación iterativa.

Con la ecuación 3.14, 3.15 y 3.19 ya es posible calcular el LLR con la ecuación 3.5. El último paso del algoritmo BCJR es decidir qué valor tiene el bit que se ha recibido a partir del signo del LLR. Cuando el signo es positivo la decisión será 1. En caso de que el signo sea negativo la decisión será 0.

3.4.1.2 Funcionamiento del algoritmo log-map y max-log map

Cuando se implementa el algoritmo map el cálculo de los valores de $\alpha_l(S)$ y $\beta_{l-1}(S')$ para secuencias de entrada de longitud larga o inclusive moderada, se empieza a complicar debido a que los valores de las métricas empiezan a disminuir tanto que la representación en punto flotante deja de ser confiable. Si se utilizan versiones logarítmicas de las métricas $\alpha_l(S)$, $\beta_{l-1}(S')$ y $\gamma_l(S',S)$ se soluciona este problema. Además de que el cálculo del LLR se simplifica. Cuando se utilizan estas versiones de las métricas el nombre del algoritmo cambia a log-map. La versión logarítmica de $\gamma_l(S',S)$ es la siguiente (Ryan y Lin, 2009):

$$\tilde{\gamma}_l(S',S) = -\log(4\pi\sigma^2) - \frac{\left[\left(r_l^{(1)} - y_l^{(1)}\right)^2 + \left(r_l^{(2)} - y_l^{(2)}\right)^2\right]}{2\sigma^2} \quad (3.20)$$

Respecto a la versión logarítmica de $\alpha_l(S)$ se tiene:

$$\tilde{\alpha}_l(\mathrm{S}) = log \sum_{S'} \exp\left(\tilde{\alpha}_{l-1}(S') + \tilde{\gamma}_l(S',S)\right) \quad (3.21)$$

La métrica $\tilde{\alpha}_l(\mathrm{S})$ se inicializa de la siguiente forma:

$$\widetilde{\alpha_0}(S) = \begin{cases} 0, & S = 0 \\ -\infty, & S \neq 0 \end{cases}$$

Finalmente la versión logarítmica de $\beta_{l-1}(S')$ es:

$$\widetilde{\beta_{l-1}}(S) = log \sum_{S'} exp\left(\tilde{\beta}_l(S) + \tilde{\gamma}_l(S',S)\right) \quad (3.22)$$

La métrica $\tilde{\beta}_l(\mathrm{S})$ se inicializa de la siguiente forma:

$$\tilde{\beta}_0(S) = \begin{cases} 0, & S = 0 \\ -\infty, & S \neq 0 \end{cases}$$

Para el cálculo de las métricas de $\tilde{\alpha}_l(\mathrm{S})$ y $\widetilde{\beta_{l-1}}(\mathrm{S})$ se introdujo un término exponencial. Esto se hace con el fin de realizar algunas simplificaciones más adelante. El cálculo del LLR queda como sigue:

$$LLR(u_L) = log \frac{\sum_{\substack{S' \to S \\ u_l = 0}} exp(\tilde{\alpha}_{l-1}(S') + \tilde{\gamma}_l(S',S) + \tilde{\beta}_l(S))}{\sum_{\substack{S' \to S \\ u_l = 1}} exp(\tilde{\alpha}_{l-1}(S') + \tilde{\gamma}_l(S',S) + \tilde{\beta}_l(S))} \quad (3.23)$$

De (Ryan y Lin, 2004) se sabe que:

$$max(x,y) = log\left(\frac{e^x + e^y}{1+\ e^{-|x-y|}}\right) \quad (3.24)$$

Definiendo:

$$max^*(x,y) \triangleq log(e^x + e^y) \quad (3.25)$$

Sustituyendo 3.37 en 3.36, y resolviendo para $max^*(x,y)$ se tiene:

$$max^*(x,y) = max(x,y) + log\left(1+\ e^{-|x-y|}\right) \quad (3.26)$$

Utilizando la ecuación 3.38 es posible calcular $\widetilde{\alpha_l}(S)$ y $\widetilde{\beta_{l-1}}(S)$ como sigue (Ryan y Lin, 2004):

$$\widetilde{\alpha_l}(S) = max^*{}_{S'}\left(\tilde{\alpha}_{l-1}(S') + \tilde{\gamma}_l(S',S)\right) \quad (3.27)$$

$$\tilde{\beta}_{l-1}(S') = max^*{}_S\left(\tilde{\beta}_l(S') + \tilde{\gamma}_l(S',S)\right) \quad (3.28)$$

De igual forma el cálculo de LLR se reduce a:

$$LLR(u_L) = max^*{}_{u_l=1}\left[\tilde{\alpha}_{l-1}(S') + \tilde{\gamma}_l(S',S) + \tilde{\beta}_l(S)\right] - \ max^*{}_{u_l=0}\left[\tilde{\alpha}_{l-1}(S') + \tilde{\gamma}_l(S',S) + \tilde{\beta}_l(S)\right] \quad (3.29)$$

El cálculo de todas las métricas se ha simplificado y se ha vuelto más sencillo utilizar el algoritmo. Para el proceso de decodificado basta con utilizar el diagrama de flujo de la Figura 40 con las ecuaciones 3.20, 3.27, 3.28 y 3.29 para el cálculo de las métricas.

Para la versión del algoritmo max-log-map el algoritmo utiliza las mismas ecuaciones (las ecuaciones 3.20, 3.27, 3.28 y 3.29) que el algoritmo log-map con la diferencia de que en este algoritmo cuando se realiza la operación $max^*(x,y)$ el término $log(1+e^{-|x-y|})$ se elimina. Este algoritmo es uno de los más utilizados en la práctica, y respecto a la versión log-map se tiene una pérdida asociada en el desempeño del proceso de decodificación de $0.5\ dB$ típicamente (Ryan y Lin, 2004).

3.4.2 Decodificación iterativa

Como ya se mencionó en la sección anterior el decodificador de un PCCC y un SCCC necesita utilizar una técnica de decodificado SISO. Esto se debe a que los turbo decodificadores utilizan el principio de la decodificación iterativa, el cual necesita que exista un intercambio de información suave en los elementos del decodificador. El buen desempeño que tienen los esquemas de turbo codificación se debe principalmente a la estructura de los decodificadores y no precisamente al algoritmo de decodificación

utilizado. Si bien en la literatura aún no se ha encontrado la justificación matemática que explique concretamente porque el principio de la decodificación iterativa tiene tan buenos resultados, es muy importante que se entiendan los preceptos en los que se basa este principio.

La decodificación iterativa se puede considerar como una evolución de la técnica de decodificado mediante la transmisión de mensajes (MSP por sus siglas en inglés, *"Message-Passing Decoding"*) (Ryan y Lin, 2004). MSP utiliza una colección de decodificadores de baja complejidad distribuidos de tal forma que el decodificado de una secuencia recibida se haga de manera concatenada. Utilizando el siguiente ejemplo tomado de la literatura Bayesiana de inferencia, donde se analiza el conteo de soldados en una fila (Pearl, 1988), es posible explicar los principios de MSP y por defecto de la decodificación iterativa. En la Figura 41 se muestran 8 soldados en una formación del tipo árbol. La meta es que todos los soldados sepan cuántos de ellos hay en la fila. La regla de conteo dice: "El mensaje que un soldado arbitrario X pasa a un vecino soldado arbitrario Y es igual a la suma de todos los mensajes entrantes, más uno que cuenta al propio soldado X, menos el mensaje que el soldado X acaba de recibir del soldado Y. Los soldados en los extremos siguen recibiendo ceros de uno de sus lados". Entonces la suma del mensaje recibido y transmitido a uno de sus vecinos es el número total de soldados.

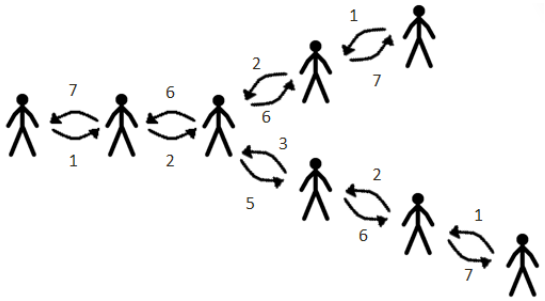


Figura 41. Conteo distribuido de soldados. Escenario con los soldados acomodados en ramas.

En este ejemplo se presenta el concepto de información extrínseca. Cuando el soldado Y recibe la suma de todos los mensajes que el soldado X tiene, menos la informacion que el soldado Y ya posee, es seguro que los soldados no transmitirán mensajes con información que ellos ya conocen. A la información que transmiten los soldados se le conoce como información extrínseca. El número de soldados representa la cantidad de decodificadores constituyentes que se tienen en la estructura del turbo decodificador, y la información extrínseca es el LLR de la secuencia de entrada de cada decodificador. En el ejemplo el valor de la información extrínseca va cambiando conforme el mensaje se transmite entre los soldados. En la primera iteración los soldados sólo se han contados a sí mismos, no es hasta la iteración 7 que se sabe cuántos soldados hay en la fila. En los turbo decodificadores el

número de iteraciones controla la confiabilidad del proceso de decodificado. En general con 6 iteraciones se asegura tener un buen desempeño (Declerq *et* al., 2014).

Una vez que se ha descrito el principio de la decodificación iterativa es posible empezar a describir las estructuras de los turbo decodificadores PCCC y SCCC con el fin de definir el algoritmo de decodificación para ambos esquemas.

3.4.2.1 Estructura de un decodificador PCCC

En la Figura 42 se muestra el diagrama a bloques del decodificador de un turbo código como el mostrado en la Figura 28.

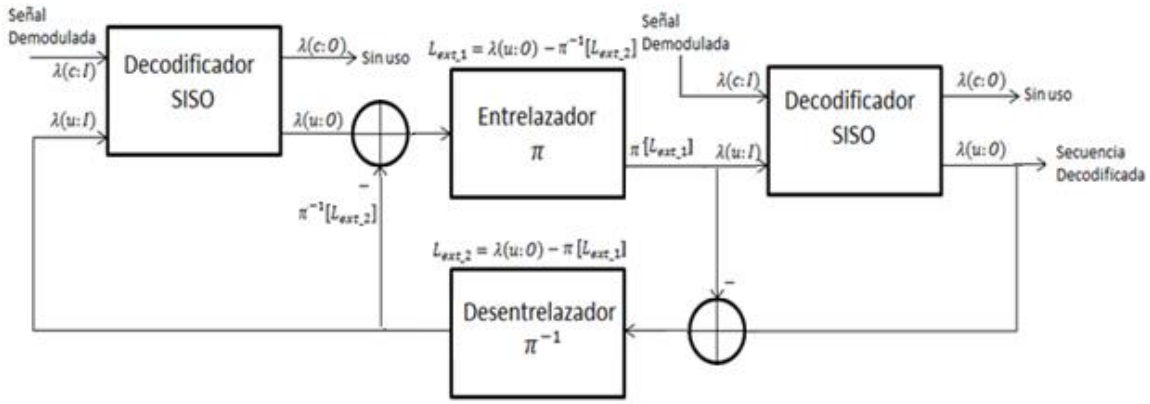


Figura 42. Diagrama a bloques de un decodificador PCCC (Benedetto *et* al., 1996).

El desentrelazador deberá ser el entrelazador inverso que se utilizó en el codificador. La secuencia de permutación que utiliza el entrelazador del decodificador es la misma que se emplea en el codificador.

El decodificador SISO es un módulo que se encarga de ejecutar el algoritmo max-log-map (en general puede ser cualquier decodificador SISO para códigos convolucionales) a partir de la distribución de probabilidades de entrada para la secuencia codificada $\lambda(c:I)$, y la secuencia de datos $\lambda(c:I)$ entregando a la salida versiones actualizadas de estas probabilidades $\lambda(c:O)$ y $\lambda(u:O)$. En los decodificadores SISO de un PCCC la información extrínseca es directamente la salida $\lambda(u:O)$.

El decodificador de la izquierda utiliza el trellis del primer codificador del turbo código en el proceso de decodificado, y el segundo decodificador hace lo mismo pero con el trellis del segundo codificador. Esto implica que las entradas marcadas como *señal modulada* corresponden a la secuencia de bits $[u\ \rho_1]$ para el primer decodificador, y $[u\ \rho_2]$ para el segundo decodificador.

3.4.2.2 Estructura de un decodificador SCCC

En la Figura 43 se muestra el diagrama a bloques del decodificador de un SCCC como el mostrado en la Figura 31. La regla de selección del entrelazador y el desentrelazador del decodificador SCCC es la misma que se usa en los decodificadores PCCC.

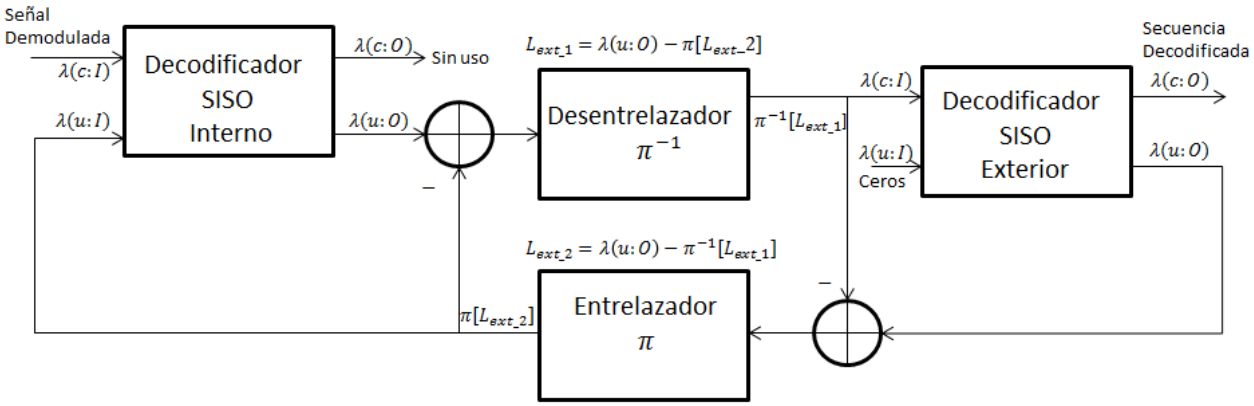


Figura 43. Diagrama a bloques de un decodificador SCCC (Benedetto *et* al., 1996).

El decodificador interno utiliza el trellis del codificador interno del SCCC en el proceso de decodificado, y el segundo decodificador hace lo mismo pero con el trellis del codificador exterior. A diferencia del decodificador PCCC la entrada del decodificador exterior proviene de la salida del decodificador interior. Esto se debe a que la secuencia de salida del codificador exterior no tiene información del canal de comunicaciones, lo que a su vez provoca que la información extrínseca deba de calcularse de otra manera. A la salida de datos de los decodificadores SISO $\lambda(u:O)$ se les deberá de restar el APP que generan sus entradas en el cálculo del LLR de los datos codificados $\lambda(c:I)$ obteniendo así la información extrínseca.

En la Sección 3.4.1 cuando se describe el algoritmo de decodificación BCJR no se mencionan los términos $\lambda(c:I)$, $\lambda(u:I)$, $\lambda(c:O)$ y $\lambda(u:O)$ debido a que estos términos no tienen ninguna importancia en el algoritmo. No es hasta que se utiliza la decodificación iterativa que es necesario obtener estos parámetros. Por lo tanto a continuación se introduce el principio de la decodificación iterativa al desarrollo del algoritmo BCJR.

3.4.2.3 Principio de la decodificación iterativa en el algoritmo BCJR

Con los ajustes necesarios a la técnica de decodificación max-log-map y con las estructuras de los decodificadores SCCC y PCCC, se hicieron los diagramas de flujo del proceso de decodificación completo

de los esquemas de codificación SCCC y PCCC. En la Figura 44 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo para el decodificador SCCC. Primero se inicializa la variable $iter$ en cero y a la variable x se le asigna el vector recibido del canal $\underline{r}$. La variable $iter$ permite controlar el número de veces que se realiza el proceso de decodificación. En seguida se ejecuta el algoritmo max-log-map para el codificador interior representado en el diagrama a bloques de la Figura 40, asignando a la entrada $\lambda(c{:}I)$ la secuencia x, y a la entrada $\lambda(u{:}I)$ el valor de $\pi[L_{ext_2}]$. El valor de L_{ext_2} en la primera iteración es igual a cero. En seguida se calcula la información extrínseca L_{ext_1} restando la salida $\lambda(u{:}O)$ con $\pi[L_{ext_2}]$. A la información extrínseca L_{ext_1} se le aplica una función de desentrelazado obteniéndose $\pi^{-1}[L_{ext_1}]$. El resultado es entonces enviado a la entrada $\lambda(c{:}I)$ del decodificador max-log-map del codificador exterior junto con una secuencia de ceros a la entrada $\lambda(u{:}I)$. Esta secuencia se utiliza en el algoritmo para ajustar la salida de bits del primer decodificador con la del segundo.

En seguida se evalúa el número de iteraciones que se han realizado. Entre más iteraciones se tengan el resultado del decodificador será mejor. Si el número de iteraciones no ha alcanzado lo establecido (5 iteraciones para el diagrama de flujo) se incrementará en una unidad el valor de $iter$, y se calculará el valor de la información extrínseca L_{ext_2} restándole a $\lambda(c{:}O)$ el valor de $\pi^{-1}[L_{ext_1}]$. Una vez que se tiene L_{ext_2} se utiliza un entrelazador para obtener $\pi[L_{ext_2}]$.

En el caso de que se alcance el número de iteraciones máximo establecido se tomara la secuencia de salida $\lambda(u{:}O)$ del decodificador exterior, y en base al signo de cada uno de sus elementos se decidirá que bit se ha transmitido. El signo negativo indica que se tiene un bit 0 y el positivo un bit 1.

El diagrama de flujo del proceso de decodificación para un PCCC es muy parecido al que se tiene en la decodificación SCCC existiendo sólo dos diferencias. La primera es que el entrelazador y el desentralazador cambian de orden en el proceso de decodificado. La segunda diferencia tiene que ver con las entradas de los decodificadores max-log-map. En la decodificación de un PCCC las entradas $\lambda(c{:}I)$ reciben una parte de la salida del demodulador, y las entradas $\lambda(u{:}I)$ reciben las secuencias información extrínseca. El primer decodificador recibe la secuencia $x_1 = [u\ \rho_1]$ y el segundo la secuencia $x_2 = [u\ \rho_2]$.

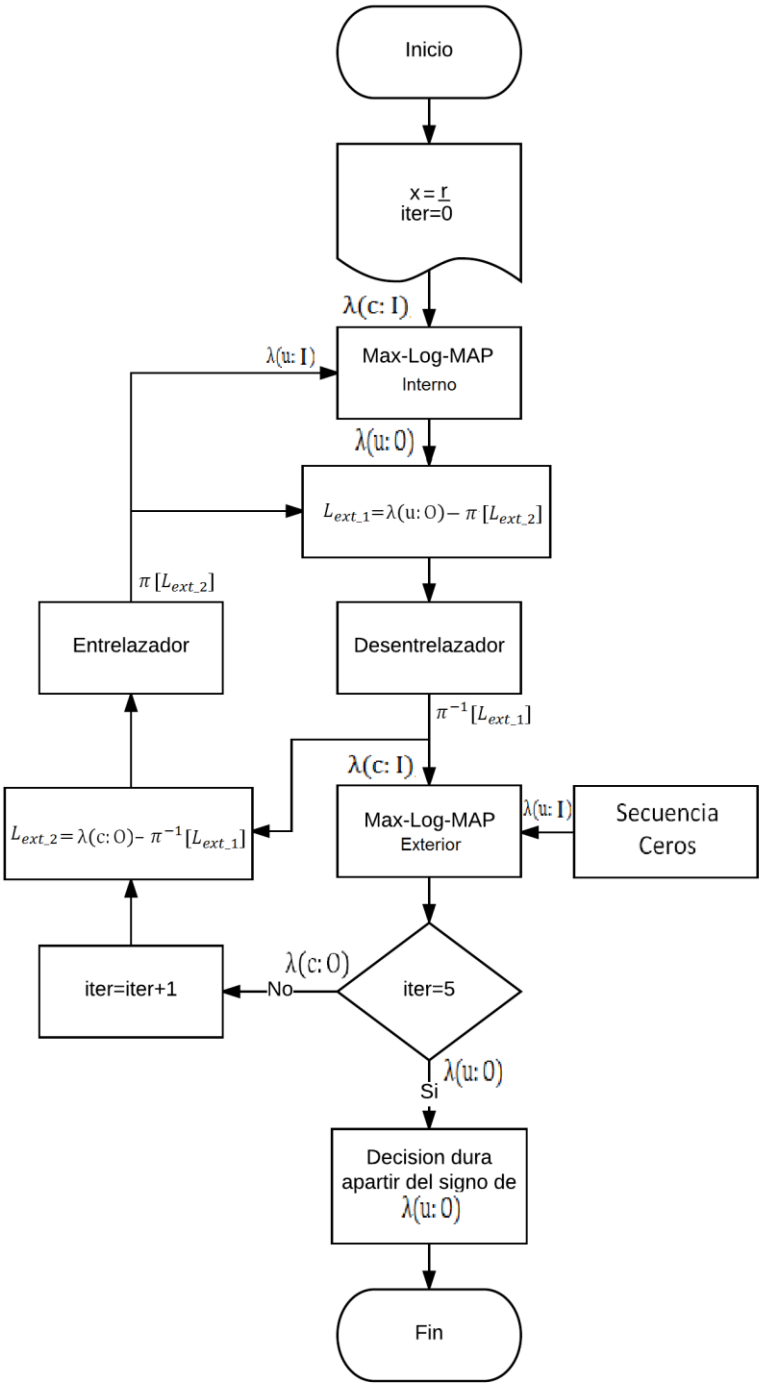


Figura 44. Diagrama de flujo del algoritmo de decodificado de un código SCCC.

El esquema iterativo de codificación y decodificación fue implementado en MATLAB®.

3.5 Conclusiones

El capítulo se dedicó a describir los esquemas de turbo codificación empezando por sus componentes principales, terminando con un análisis de los dos diferentes tipos de concatenado de códigos convolocionales. Es importante mencionar que en la investigación realizada para escribir este capítulo de la tesis, no se encontró ningún trabajo en el que se realizará un análisis sobre las capacidades de moldeado espectral de los esquemas de turbo codificación existentes, enfocándose la mayoría solamente en el análisis de las tasas de corrección de error de bit para distintos canales de comunicaciones.

En la Sección 3.1 se tiene una breve descripción de los turbos codificadores que pueden ser encontrados en la literatura teniendo entre los codificadores descritos el esquema de codificación de codigos convolucionales concatenados en serie (SCCC) y paralelo (PCCC). Se concluye que ambos esquemas tienen un buen desempeño en cuanto a la tasa de error de bit, y compiten entre ellos y con otros esquemas de turbo codificación como LDPC y los turbo productos (Benedetto *et* al., 1998; Ryan W. y Lin S., 2009; Declerq *et* al., 2014). Ya que utilizando algunos tipos de códigos convolucionales es posible moldear el espectro de una señal UWB (Villarreal, 2007) y los codificadores SCCC y PCCC utilizan códigos convolucionales en su construcción, se decide trabajar específicamente con estos esquemas de turbo codificación.

La Sección 3.2 presenta los conceptos principales de los entrelazadores junto con el efecto que tienen estos en la tasa de error de bit de los esquemas de codificación SCCC y PCCC. Entre los entrelazadores más notables se tiene el entrelazador aleatorio, el cual es el más utilizado en la literatura (Berrou, 2007) para comparar el desempeño de los diferentes esquemas de turbo codificación, y el entrelazador "*golden dithered*" el cual está siendo utilizado en aplicaciones prácticas. Es por la investigación realizada en esta sección que se decide utilizar ambos entrelazadores para el análisis de los codificadores propuestos en el Capítulo 5.

La Sección 3.3 y 3.4 tienen como propósito explicar cómo es que se pueden decodificar las palabras código otorgadas por los codificadores SCCC y PCCC. Se da énfasis en la estructura de los decodificadores y su funcionamiento. Se explica detalladamente el algoritmo BCJR junto con su adaptación al principio de la decodificación iterativa, lo cual es clave en el desarrollo de esta tesis.

La función principal de este capítulo fue presentar las reglas ya establecidas en la literatura para la construcción de turbo codificadores SCCC y PCCC que posean tasas de error de bit pequeñas.

Capítulo 4. Moldeado espectral de sistemas IR-UWB utilizando esquemas de turbo codificación.

4.1 Introducción

En el Capítulo 2 se describió brevemente lo que se conoce como densidad espectral de potencia, sin embargo es importante establecer mejor este concepto. Esto tiene el fin de poder definir la técnica que se utilizó para su estimación en las señales IR-UWB.

La densidad espectral de potencia (DEP) o espectro de potencia $S_x(f)$ de una señal $x(t)$ describe la distribución de potencia que existe en las componentes de frecuencia de la señal, siendo el promedio estadístico del contenido en frecuencia a lo que se le denomina espectro. La suma o la integración de las componentes espectrales producen la potencia total o varianza, idéntica a la que se obtendría al integrar $x^2(t)$ sobre el dominio del tiempo (Proakis, 1995).

Cuando una señal concentra en un intervalo finito de tiempo toda su energía, en especial cuando el total de su energía es finita, es posible calcular la densidad espectral de energía (DEE). En cambio la DEP se calcula para señales con periodos de tiempo extremadamente largos (Stoica y Moses, 2004).

Ya que la transmisión y la recepción de una señal es un proceso estocástico, las técnicas desarrolladas para encontrar la DEP ofrecen como resultado una estimación de la misma. Las técnicas de estimación de la DEP se dividen en 2 grupos:

- No paramétricas: son aquellas que utilizan un periodograma o un correlograma para estimar la DEP.
- Paramétricas: consisten en suponer un determinado modelo matemático para el proceso estocástico, y en la estimación de los parámetros de estos modelos mediante técnicas de predicción lineal u otros métodos.

En este capítulo se describe la metodología utilizada para encontrar la DEP de los sistemas IR-UWB a partir del uso de un periodograma, junto con una evaluación de las capacidades de moldeado espectral de los esquemas de codificación PCCC y SCCC. En la Sección 4.2 se define la técnica junto con la metodología utilizada para estimar la DEP en los sistemas SCCC-IR-UWB y PCCC-IR-UWB, que se proponen en este trabajo. En la Sección 4.3 se simula la DEP de sistemas IR-UWB utilizando diferentes esquemas de codificación PCCC. La Sección 4.4 sigue la misma temática que la sección anterior con la

diferencia de que aquí se analizan los esquemas de codificación SCCC. Las conclusiones de este capítulo se dan en la Sección 4.5.

4.2 Uso de un periodograma simulado para el análisis espectral de las señales IR-UWB.

El periodograma es un estimador de la DEP de un proceso aleatorio $\mathrm{x(t)}$ de un solo segmento de la realización del proceso (Geçkinli y Yavuz, 1983). El periodograma para una señal continua en términos de una ventana rectangular de longitud T se muestra en la siguiente ecuación (Papoulis y Pillai, 2002):

$$P_w(f) = \frac{1}{T}\left|\int_{\frac{-T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)e^{-j2\pi f t}\,dt\right|^2 \quad (4.1)$$

Si se expresa el periodograma en términos de una ventana de datos genérica $\mathrm{x_w(t)}$ se tiene (Geçkinli y Yavuz, 1983):

$$P_w(f) = \left|\int_{-\infty}^{\infty} x(t)x_w(t)e^{-j2\pi f t}\,dt\right|^2 \quad (4.2)$$

Donde $\mathrm{x_w(t)}$ es una función real tal que $\mathrm{x_w(t)} = 0$ para $-\infty < \mathrm{t} \leq 0$ y $\mathrm{T} \leq \mathrm{t} < \infty$. La multiplicación en el dominio del tiempo de las funciones $\mathrm{x(t)}$ y $\mathrm{x_w(t)}$ es una convolución en el dominio de la frecuencia. Resultando que el valor esperad del periodograma $\mathrm{E\{P_w(f)\}}$ está relacionado con el espectro verdadero de la señal $\mathrm{S_x(f)}$ del proceso por:

$$E\{P_w(f)\} = \overline{P_w}(f) = S_x(f) * |X_w(f)|^2 \quad (4.3)$$

Donde $*$ es la convolución. De la ecuación 4.3 se observa como el periodograma es un estimador sesgado del espectro real de la señal, siendo que el sesgo es la diferencia entre $\mathrm{S_x(f)}$ y $\mathrm{\overline{P_w}(f)}$.

Tradicionalmente en el cálculo de un periodograma se utiliza una ventana rectangular $x_w(t)$ de energía unitaria, como la que se define a continuación:

$$x_{w,rec}(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} & 0 \leq t \leq T \\ 0 & C.O.V \end{cases} \quad (4.4)$$

Teniéndose que $\left|X_{w,rec}(f)\right|^2$:

$$\left|X_{w,rec}(t)\right|^2 = Tsinc^2(Tf) = T(sin(\frac{\pi Tf}{\pi Tf}))^2 \quad (4.5)$$

Esta ventana permite obtener una buena estimación de la DEP para señales aleatorias como el ruido blanco Gaussiano (Villarreal, 2007). Sin embargo, para poder comparar por inspección de las gráficas obtenidas por utilizar el método de simulación del periodograma con las máscaras espectrales definidas por la FCC, lo adecuado es utilizar una ventana rectangular con $|X_w(0)|^2 = 1$ (Villarreal et al., 2005; Villarreal et al, 2006; Villarreal, 2007). Esta ventana está definida de la siguiente forma:

$$x_{w,rec}(t) = \begin{cases} \frac{1}{T} & 0 \leq t \leq T \\ 0 & C.O.V \end{cases} \quad (4.6)$$

Con $\left|X_{w,rec}(f)\right|^2$:

$$\left|X_{w,rec}(f)\right|^2 = Sinc^2(Tf) \quad (4.7)$$

Usando esta ventana en el cálculo del periodograma se tendrá que la gráfica obtenida por la simulación del periodograma representara adecuadamente la potencia de las componentes harmónicas de la DEP de una señal UWB con una cierta resolución de ancho de banda (RBW) (Villarreal, 2007).

Para las señales UWB, la regulación de la FCC define sus máscaras espectrales en términos de la potencia promedio de sus emisiones dada la potencia efectiva isotrópica radiada (EIRP) en dBm medida con una resolución de ancho de banda $\mathrm{RBW} = 1\ \mathrm{MHz}$ (FCC, 2002). Por lo tanto el periodograma simulado que estime la DEP de una señal IR-UWB tendrá que utilizar la ventana de datos definida en 4.6 con una longitud $T = \frac{1}{RBW} = \frac{1}{1\,Mhz} = 1\,\mu s$

Cuando se utiliza un periodograma para estimar la DEP de alguna señal, la cantidad de muestras tomadas de la misma juega un papel importante. Entre mayor sea la cantidad de información mejor se podrá estimar la DEP de la señal, haciendo que el sesgo (mejor conocido como "*bias*") aumente. En la práctica este es el problema principal que se tiene cuando se quiere utilizar un periodograma, ya que generalmente no se tiene tanta información sobre la señal que se está analizando. Sin embargo, en este trabajo el periodograma se obtiene a partir de la simulación de la transmisión de una señal IR-UWB, por lo que la información disponible no es un problema y no fue necesario implementar alguna técnica para solucionar esto.

Otro problema característico de los periodogramas es que la varianza de la DEP que entregan es muy alta y a diferencia del sesgo, esta no disminuye al aumentar la cantidad de información muestreada de la

señal. Es por esto que en la práctica se han desarrollado métodos como Bartlett, Welch, y Blackman-Tukey para reducir la varianza del periodograma. En este trabajo este inconveniente es atacado utilizando el método Bartlett, el cual se basa en el promediado de periodogramas sin traslapes.

Dado que el cálculo del periodograma se realiza en tiempo discreto la función del periodograma con la ventana de datos rectangular definida en 4.6 es (Villarreal, 2007):

$$\hat{S}_x\left[\frac{k}{NT_{mto}}\right] = \frac{1}{N}\left|\sum_{k=0}^{N-1} x(NT_{mto})e^{-\frac{2\pi ink}{N}}\right|^2 \qquad k = 0,1,\ldots N \quad (4.8)$$

donde T_{mto} es el periodo de muestreo, el cual se relaciona con el tiempo de duración de la ventana T y el número de muestras N con la expresión $T = T_{mto}N$. El cálculo de la expresión 4.6 es un proceso complejo en términos de capacidades de cómputo por lo que se hace uso de la transformada rápida de Fourier (FFT por sus siglas en inglés, "Fast Fourier Transform"), la cual permite resolver dicha ecuación en menos tiempo. En todas las simulaciones del periodograma se utilizó un número de muestras $N = 50000$, un periodo de muestreo $T_{mto} = 0.02\ nS$, y se realizó el promedio de 100 DEP de diferentes realizaciones con el fin de disminuir la varianza.

Todas las simulaciones de la DEP fueron realizadas en MATLAB® utilizando como base el trabajo realizado por el Dr. Salvador Villarreal Reyes (Villarreal, 2007). Si el lector desea más información sobre el uso de periodogramas para la estimación de la DEP de señales IR-UWB se refiere a el autor (Villarreal et al., 2005; Villarreal et al, 2006; Villarreal, 2007).

4.3 Moldeado espectral de un sistema IR-UWB con un esquema de codificación PCCC

Los codificadores PCCC pueden ser construidos utilizando cualquiera de las estructuras de los códigos convolucionales mostradas en la Tabla 2.3 del Capítulo 2. Sin embargo, existen reglas de diseño que establecen las características de los códigos constituyentes que se prefieren para la construcción de un PCCC. El beneficio principal de seguir estas reglas de diseño, es el de obtener una tasa de error de bit menor en comparación a esquemas de codificación que utilicen códigos convolucionales de las mismas características (misma tasa de codificación y mismo número de elementos de memoria) pero con estructuras diferentes. Para este trabajo se encuentra el inconveniente de que las reglas de diseño propuestas en la literatura no toman en cuenta las capacidades de moldeado espectral de los

codificadores, y por lo tanto no se sabe si los esquemas diseñados utilizando estas reglas podrán eliminar las líneas espectrales de las señales de los sistemas IR-UWB.

Para los resultados mostrados en esta sección todas las señales para las cuales se muestra una DEP utilizaron: modulación BPSK; la cuarta derivada del pulso Gaussiano con $T_w = 0.41\,ns$; $T_s = 10\,ns$; $T_r = 10\,ns$; 1 pulso por símbolo transmitido ($N_w = 1$) y no se utilizaran secuencias TH ni DS. De esta manera se tiene que el tiempo promedio de transmisión de pulso y la potencia total de la señal transmitida fue la misma para todos los casos analizados. Adicionalmente, se asumió que la fuente de datos de entrada a los codificadores tiene probabilidades de generación de bit $\mathrm{P}_0 = 0.75$ y $\mathrm{P}_1 = 0.25$. Con esto se garantizó que lo único que pudiera cambiar la DEP fuera un cambio en el esquema de codificación utilizado.

En la Figura 45 se muestra el diagrama a bloques del primer turbo código propuesto por Berrou en 1993, con códigos constituyentes elegidos usando las reglas de diseño propuestas por él. Es un código de tasa global $R = \frac{1}{3}$, y está constituido por dos códigos convolucionales recursivos sistemáticos idénticos de tasa de codificación $R = \frac{1}{2}$ con una matriz de polinomios generadores $G = [37\ 21]_8$, un polinomio de realimentación $b = [37]_8$ y $K = 5$. El permutador usado es aleatorio de longitud $N = 1024$, y no se utiliza ninguna secuencia de pinchado.

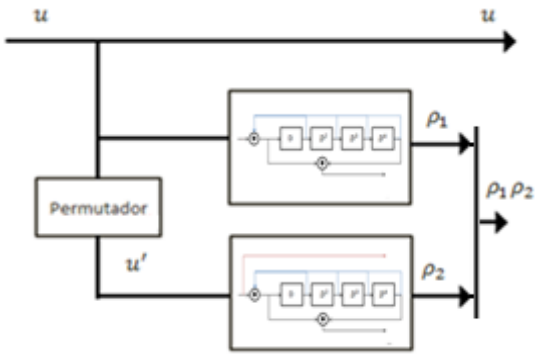


Figura 45. Diagrama a bloques de un PCCC de tasa global $R = \frac{1}{3}$, con códigos constituyentes RSCC idénticos de tasa de codificación $R = \frac{1}{2}$, con matriz de polinomios generadores $G = [37\ 21]_8$, y polinomio de realimentación $b = [37]_8$ y $K = 5$.

En la Figura 46 se tiene la DEP de la señal transmitida por el sistema IR-UWB que emplea el esquema de codificación de la Figura 45. Se observa como la amplitud de las líneas espectrales sobrepasan la máscara espectral incumpliendo con las normas de establecidas por la FCC.

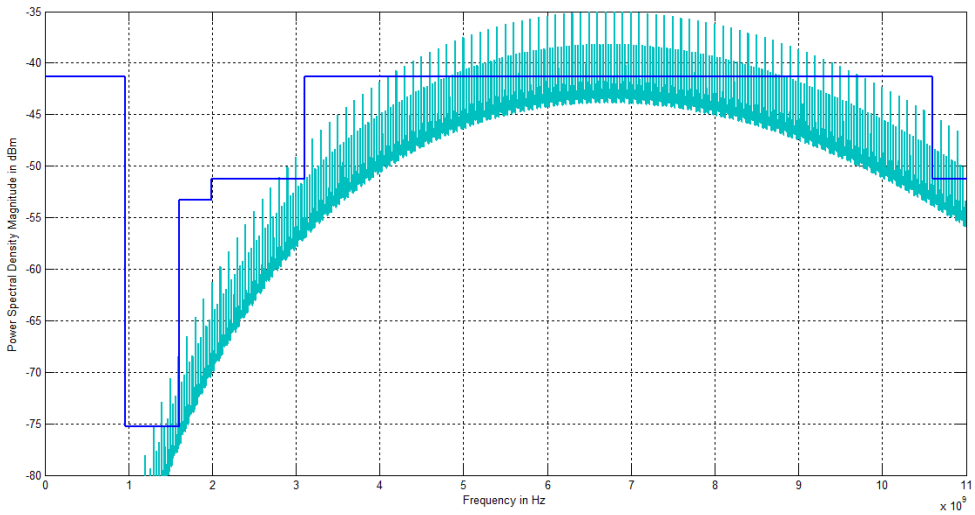


Figura 46. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema IR-UWB utilizando un PCCC y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados. El PCCC utilizado es el definido en la Figura 45. La fuente de datos tiene probabilidades de generación de bit $\mathrm{P}_0 = 0.75$ y $\mathrm{P}_1 = 0.25$. Los parámetros de la señal IR-UWB son: $\mathrm{T_s} = 10$ ns y $\mathrm{T_r} = 10$ ns. Se utiliza una modulación BPSK y $N_w = 1$.

En seguida se analiza un escenario en el que no se utilizan las reglas de diseño para la elección de los códigos constituyentes, y en cambio se eligen dos códigos convolucionales recursivos idénticos con capacidades de moldeado espectral (Villarreal, 2007) tomados de la Tabla 2.4. Los códigos utilizados cuentan con una matriz de polinomios generadores $\mathrm{G} = [13\ 17]_8$, polinomio de realimentación $\mathrm{b} = [11]_8$ y $K = 4$. En la Figura 47 se muestra el diagrama a bloques del codificador convolucional.

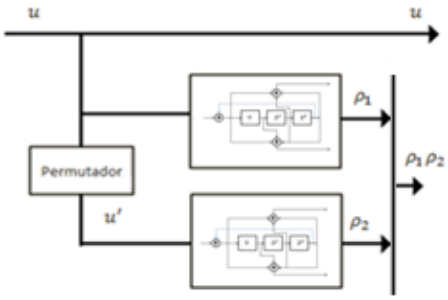


Figura 47. Diagrama a bloques de un PCCC de tasa global $R = \frac{1}{3}$, con códigos constituyentes convolucionales recursivos idénticos de tasa de codificación $R = \frac{1}{2}$, con matriz de polinomios generadores $G = [13\ 17]_8$, y polinomio de realimentación $b = [11]_8$ y $K = 4$.

Tomando el mismo sistema IR-UWB definido anteriormente e intercambiando el esquema de codificación por el de la Figura 47, se obtiene la DEP de la señal transmitida mostrada en la Figura 48. En la Figura 48 se observa cómo otra vez no se han podido suprimir las líneas espectrales de la DEP y se siguen sobrepasando los límites establecidos por la FCC. Entonces se tiene que si se eligen los códigos

constituyentes basándose en las reglas de diseño de un PCCC propuestas por Berrou en 1993 no se podrá moldear la DEP de la señal IR-UWB a la máscara de la FCC. Esto tiene como consecuencia que los esquemas de turbo codificación PCCC con una estructura como la mostrada en la Figura 28 probablemente no puedan ser utilizados con fines de moldeado espectral en un sistema IR-UWB.

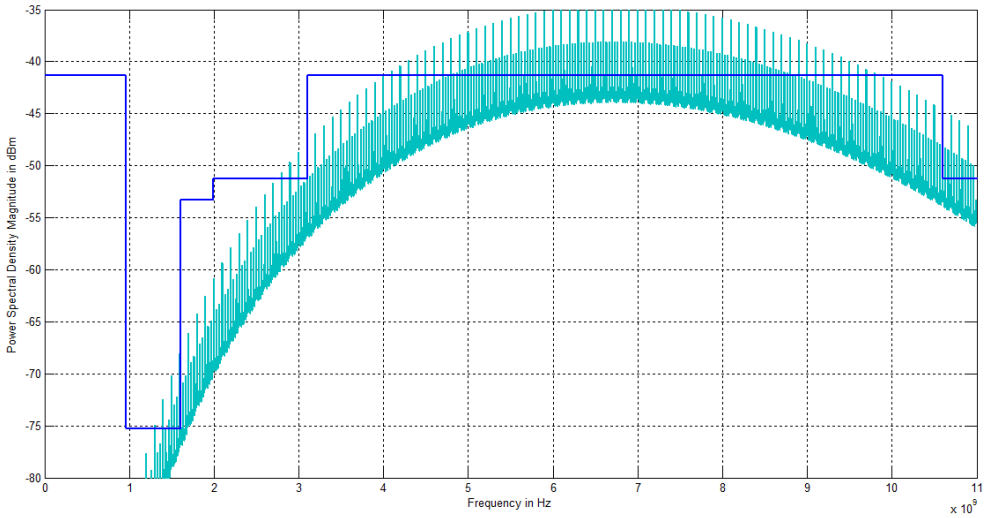


Figura 48. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema IR-UWB utilizando un PCCC y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados. El PCCC utilizado es el definido en la Figura 47. La fuente de datos tiene probabilidades de generación de bit $\mathrm{P}_0 = 0.75$ y $\mathrm{P}_1 = 0.25$. Los parámetros de la señal IR-UWB son: $\mathrm{T_s} = 10$ ns y $\mathrm{T_r} = 10$ ns. Se utiliza una modulación BPSK y $N_w = 1$.

4.4 Moldeado espectral de un sistema IR-UWB con un esquema de codificación SCCC

Al igual que en el caso de los PCCC para alcanzar tasas de error de bit bajas se puede hacer uso de las reglas de diseño para la construcción de codificadores SCCC mencionadas en el Capítulo 3. Estas reglas tampoco se establecieron pensando en las capacidades de moldeado espectral de los codificadores, por lo que a continuación se realiza una evaluación de diferentes codificadores SCCC construidos con y sin las reglas antes descritas.

En la Figura 49 se muestra el diagrama a bloques de un SCCC construido utilizando las reglas de diseño de Benedetto (Benedetto *et* al., 1998). El código exterior es un convolucional recursivo sistemático con $\mathrm{G} = [7\ 5]_8$, $\mathrm{b} = [7]_8$, $K = 3$, y el interior es un convolucional recursivo sistemático con $\mathrm{G} = [7\ 5\ 0, 0\ 7\ 6]_8$, $\mathrm{b} = [7, 7]_8$ y $K = [3,3]_8$. Al igual que en el caso de los PCCC el permutador utilizado para todos los esquemas de SCCC evaluados en esta sección es un permutador aleatorio de tamaño $N = 1024$.

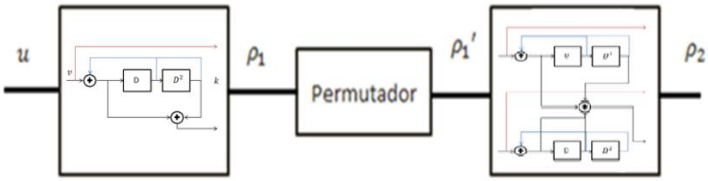


Figura 49. Diagrama a bloques de un SCCC de tasa global $R = \frac{1}{3}$, con un código RSC exterior con $G = [7\ 5]_8$, $b = [7]_8$, $K = 3$, y un código RSC interno con $G = [7\ 5\ 0, 0\ 7\ 6]_8$, $b = [7, 7]_8$, $K = [3,3]_8$.

La DEP de la señal IR-UWB que utiliza el SCCC de la Figura 49 se muestra en la Figura 50. Al igual que en la sección anterior para los sistemas IR-UWB con PCCC, en esta sección todas las señales utilizaron: modulación BPSK; la cuarta derivada del pulso Gaussiano con $T_w = 0.41\ ns$; $T_s = 10\ ns$; $T_r = 10\ ns$; 1 pulso por símbolo transmitido ($N_w = 1$) y no se utilizaran secuencias TH ni DS. De esta manera se garantizó que el tiempo promedio de transmisión de pulso y la potencia total de la señal transmitida fuera la misma para todos los esquemas PCCC y los esquemas SCCC analizados en este capítulo. Al igual que en la sección anterior, para todos los casos se empleó una fuente de datos de entrada con probabilidades de generación de bit $\mathrm{P}_0 = 0.75$ y $\mathrm{P}_1 = 0.25$. Con esto nuevamente se garantizó que lo único que pudiera cambiar la DEP fuera un cambio en el esquema de codificación utilizado.

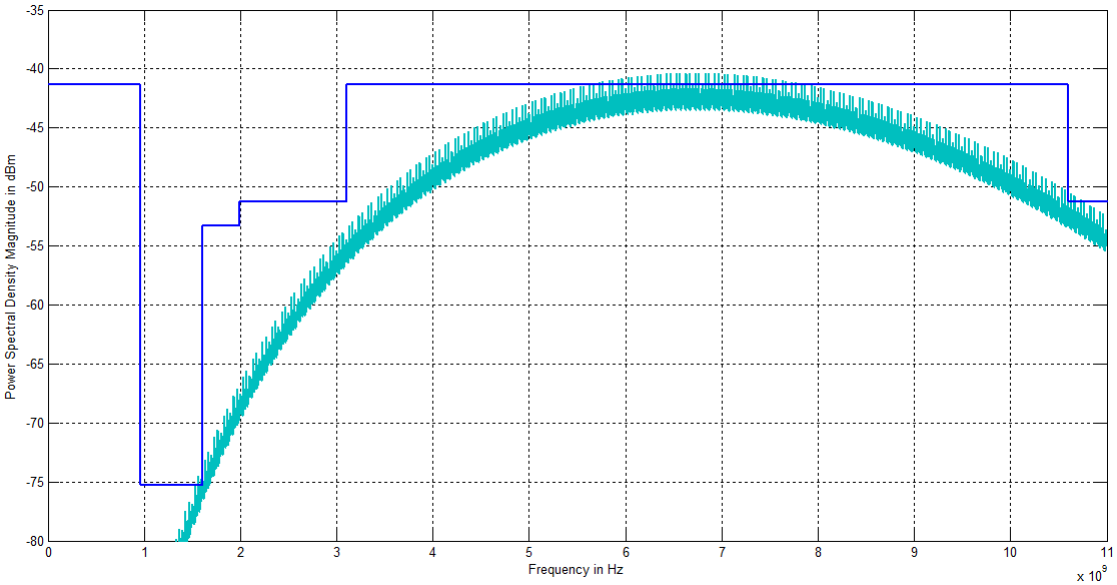


Figura 50. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema IR-UWB utilizando un SCCC y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados. El SCCC utilizado es el definido en la Figura 49. La fuente de datos tiene probabilidades de generación de bit $\mathrm{P}_0 = 0.75$ y $\mathrm{P}_1 = 0.25$. Los parámetros de la señal IR-UWB son: $\mathrm{T_s} = 10$ ns y $\mathrm{T_r} = 10$ ns. Se utiliza una modulación BPSK y $N_w = 1$.

En la Figura 50 se observa cómo la amplitud de las líneas espectrales de la DEP obtenida cuando se utiliza el SCCC de la Figura 49 es menor que en la DEP obtenida cuando se utilizan los esquemas con

PCCC. Sin embargo la DEP de la Figura 50 aún sigue estando $2\ dB$ por encima de la máscara espectral establecida por la FCC.

Este resultado junto con el obtenido al analizar los PCCC permite concluir que las reglas de diseño propuestas hasta el momento para la elección de los códigos constituyentes de los esquemas de codificación concatenados con códigos convolucionales (ya sean PCCC o SCCC), no pueden ser utilizadas para construir un esquema de codificación que logre suprimir las líneas espectrales de una señal IR-UWB, tal como lo hacen los códigos convolucionales reportados en (Villarreal, 2007).

Ahora se analiza un escenario en el que los codificadores convolucionales constituyentes del SCCC tienen capacidades de moldeado espectral. En la Figura 51 se tiene un SCCC constituido por un codificador exterior convolucional recursivo con $\mathrm{G} = [13\ 17]_8$, $\mathrm{b} = [11]_8$, $K = 4$, y un codificador interior convolucional recursivo con $\mathrm{G} = [13\ 17]_8$, $\mathrm{b} = [11]_8$ y $K = 4$. Ambos codificadores fueron tomados de la Tabla 2.4 del Capítulo 2.

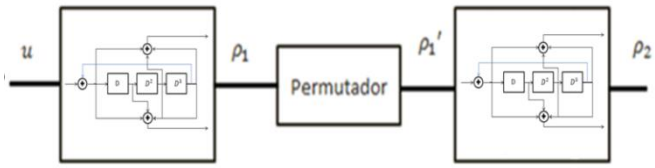


Figura 51. Diagrama a bloques de un SCCC de tasa global $R = \frac{1}{4}$, con un codigo convolucional recursivo exterior con $G = [13\ 17]_8$, $b = [11]_8$, $K = 4$, y un código convolucional recursivo interno con $G = [13\ 17]_8$, $b = [11]_8$, $K = 4$.

En la Figura 52 se muestra la DEP de la señal IR-UWB cuando se utiliza el codificador SCCC de la Figura 51. Se observa cómo la DEP está por debajo de la máscara espectral de la FCC. Más importante aún, en la Figura 52 se puede observar como al utilizar el SCCC de la Figura 51 la DEP está libre de líneas espectrales aún y cuando las estadísticas de los bits de entrada al codificador son $\mathrm{P}_0 = 0.75$ y $\mathrm{P}_1 = 0.25$.

Esto contrasta con los resultados obtenidos anteriormente para los codificadores PCCC y SCCC tradicionales, cuyas DEP mostraron líneas espectrales y sobrepasaron los límites establecidos por la máscara espectral de la FCC. Cabe hacer notar nuevamente que todas las señales utilizan el mismo tipo de pulso, tienen el mismo tiempo promedio de transmisión de pulso y la misma potencia total, por lo cual el codificador de la Figura 51 ofrece ventajas significativas sobre los otros en términos de la forma adquirida por la DEP de la señal IR-UWB.

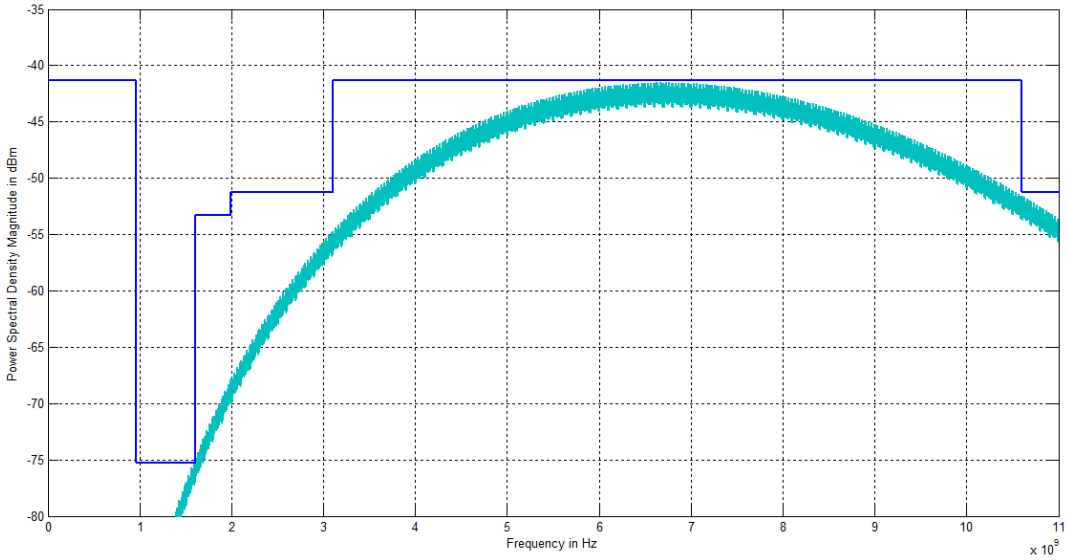


Figura 52. Comparativa de la DEP simulada de un sistema IR-UWB (azul) utilizando el SCCC de la Figura 51, con un código convolucional recursivo (negro) con $G = [13\ 17]_8, b = [11]_8, K = 4$, y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados. La fuente de datos tiene probabilidades de generación de bit $\mathrm{P}_0 = 0.75$ y $\mathrm{P}_1 = 0.25$. Los parámetros de la señal IR-UWB son: $\mathrm{T_s} = 10$ ns y $\mathrm{T_r} = 10$ ns. Se utiliza una modulación BPSK, para el SCCC se utilizo $N_w = 1$ y para el código convolucional $N_w = 1$.

En el caso de los esquemas PCCC y SCCC tradicionales se observa que todos presentan una estructura sistemática en su salida. En contraste se tiene que el codificador de la Figura 51 no tiene una estructura sistemática a la salida. Es por esta observación que se establece ***que en el caso de un SCCC el código interior deberá de ser recursivo – no sistemático para que pueda ser utilizado para suprimir las líneas espectrales de la DEP de una señal IR-UWB***.

4.5 Conclusiones

En este capítulo se evaluaron las capacidades de moldeado espectral de los codificadores PCCC y SCCC. Esto se hizo con el fin de encontrar si alguno de los dos esquemas permitiría que la DEP de la señal IR-UWB se ajuste a los requerimientos impuestos por las diferentes organizaciones regulatorias del espectro. Es importante aclarar que este capítulo no tuvo como propósito hacer un diseño de los codificadores. El único objetivo era el de encontrar un esquema de turbo codificación que pudiera disminuir y/o suprimir las líneas espectrales encontradas en la DEP de un sistema IR-UWB.

En la Sección 4.2 se describió lo que es un periodograma. Se describieron el tipo de ventana que se utilizó para la estimación de la DEP junto con las características principales del proceso de estimación.

Siguiendo con la Sección 4.3, se tomaron algunos esquemas de codificación PCCC de la literatura (Berrou, 2007) para evaluar su capacidad de moldeado espectral. De los resultados de evaluar estos codificadores se encontró que ninguno fue capaz de moldear el espectro de la señal IR-UWB tal que la DEP cumpliera con la máscara espectral de la FCC. De hecho para que estos codificadores puedan cumplir con la máscara espectral de la FCC, sería necesario reducir la potencia de la señal transmitida en al menos 8 dB (ver Figura 46).Después se realizó un nuevo experimento en el cual se tomaron como códigos constituyentes del codificador PCCC, códigos convolucionales que ya se conoce que son capaces de moldear el espectro. Sin embargo, los resultados fueron los mismos. El codificador construido tampoco fue capaz de suprimir o disminuir las líneas espectrales de la DEP.

En la Sección 4.4 se trabajó con los codificadores SCCC. Al igual que con los codificadores PCCC se empezó evaluando algunos codificadores encontrados en la literatura (Benedetto *et* al., 1998). Los resultados obtenidos indicaron una mejora, ya que se pudo disminuir la amplitud de las líneas espectrales de la DEP de la señal IR-UWB. Sin embargo aún se seguían sobrepasando los límites de la máscara espectral establecida por la FCC por al menos 2 dB (ver Figura 50). En seguida se tomaron los códigos convolucionales con capacidades de moldeado espectral, y se construyó un nuevo codificador SCCC que los utilizará como códigos constituyentes. Para este caso se obtuvo como resultado una DEP sin líneas espectrales que se amoldaba perfectamente a los requerimientos de la FCC. De esto se concluyó que los codificadores SCCC si pueden ser utilizados para moldear el espectro de una señal IR-UWB, siempre y cuando los códigos constituyentes sean elegidos siguiendo ciertas reglas de diseño establecidas en este capítulo.

Con los resultados obtenidos en este capítulo se encontró que la hipótesis planteada en la introducción de esta tesis, sobre la posible capacidad de algunos esquemas de turbo codificación de moldear la DEP de una señal IR-UWB, es cierta. En el siguiente capítulo se trabaja solamente en el diseño de un esquema de codificación SCCC que posea un buen desempeño en cuanto a la tasa de corrección de errores y que suprima las líneas espectrales de la DEP de la señal IR-UWB al mismo tiempo.

Capítulo 5. Diseño de un esquema de turbo codificación para un sistema de comunicación IR-UWB

5.1 Introducción.

En el Capítulo 4 se demostró cómo utilizando el código convolucional concatenado en serie (SCCC) propuesto en dicho capítulo, fue posible eliminar las líneas espectrales de la densidad espectral de potencia (DEP) de una señal IR-UWB. Esto a su vez permitió cumplir con los requerimientos de las máscaras espectrales establecidas por la FCC en contraste con la DEPs obtenidas cuando se utilizaron códigos convolucionales concatenados en serie y en paralelo tradicionales (SCCC y PCCC). Sin embargo, el SCCC propuesto en el capítulo no fue diseñado considerando las capacidades de corrección de errores que dicho código podría ofrecer. La razón de esto se debe a que lo que se buscó en primera instancia fue determinar si alguna estructura de turbo codificación, PCCC o SCCC, podría ofrecer capacidades de moldeado espectral para sistemas IR-UWB. Cabe recordar que el objetivo principal de un esquema de codificación de canal es el de proteger la información que se está transmitiendo del ruido e interferencia generados por el canal de comunicaciones. Por lo tanto, en este capítulo se realiza el diseño de diferentes esquemas de codificación SCCC combinando las reglas de diseño descritas en el Capítulo 3 para el diseño de codificadores con bajas tasas de error de bit, y las reglas del Capítulo 4 para la construcción de codificadores SCCC capaces de eliminar líneas espectrales en la DEP de señales IR-UWB.

En la Sección 5.2 se describen los codificadores SCCC propuestos y como es que se diseñaron. En la Sección 5.3 se evalúan las capacidades de moldeado espectral de los esquemas de codificación propuestos, utilizando dos entrelazadores diferentes en su construcción. La Sección 5.4 incluye el análisis de las capacidades correctoras de los codificadores propuestos para un canal de comunicación AWGN y UWB. Finalmente en la Sección 5.5 se dan las conclusiones de este capítulo.

5.2 Construcción de un esquema de turbo codificación SCCC para un sistema de comunicación IR-UWB.

Combinando las reglas de diseño de codificadores SCCC propuestas por Benedetto y los resultados del capítulo 4, se tiene que las reglas de diseño de codificadores SCCC utilizadas en esta sección son:

- El código exterior debe de poseer un valor de d_{free} grande e impar. La estructura del código exterior no debe de ser recursiva ni sistemática.

- El código interno deberá de ser recursivo y no sistemático. Su distancia libre deberá de ser impar y su polinomio de realimentación deberá de tener la forma $1 + D^m$ donde m es la memoria del código convolucional.
- Entre más grande sea el tamaño del entrelazador mayor será la pendiente que se tendrá en la región "*error floor*".

Si bien las reglas de diseño son fundamentales para la construcción de un esquema de codificación, no se podrá tener un diseño adecuado si no se toman en cuenta los requerimientos del sistema de comunicaciones en el que se utilizará el codificador. En este trabajo se planea que los codificadores diseñados sean utilizados en redes de sensores, por lo que se deberá de tomar en cuenta los requerimientos de estas redes. En seguida se enlistan algunas características de las posibles redes de sensores en las que se utilizarían los codificadores diseñados:

- Las tasas de transmisión de datos propuestas en el estándar 802.15.4a, el cual utiliza IR-UWB en su capa física van desde los 110 Kb/s a los 27.4 Mb/s. Para la mayoría de las aplicaciones en redes de sensores actuales estas tasas de transmisión de datos son suficientes (Karapistoli *et* al., 2010 ; Ahmed *et* al., 2012).
- En la mayoría de las aplicaciones pensadas para redes de sensores de baja transmisión de datos se tienen paquetes con un tamaño máximo de 127 bytes, variando dependiendo del estándar que se utilice. En el caso del estándar 802.15.4a se transmiten paquetes de hasta 150 bytes (Karapistoli *et* al, 2010).
- Algunas de las aplicaciones en las que se podría utilizar la tecnología de capa física IR-UWB son de bajo consumo energético.
- Los escenarios donde se despliegan las redes de sensores son muy variados, por lo que es muy complicado encontrar un modelo de canal que se ajuste a todos. También las distancias a la que se encuentran los sensores juega un papel importante, ya que en la mayoría de los estándares se tienen distancias que van desde los 0 a los 100 metros (Ahmed *et* al., 2012).

De los requerimientos se tiene que:

- El codificador que se proponga deberá de realizar el proceso de codificado y decodificado en una cantidad de tiempo razonable, ya que la tasa de generación de datos no deberá de superar el tiempo de decodificado de los mismos.
- Ya que al codificador entran paquetes de datos de hasta 150 bytes, el entrelazador que se elija deberá de ser por lo menos dos veces más grande. Se deberá de cuidar el hecho de que si se elige un entrelazador muy grande se añadirá un retraso de tiempo al proceso de comunicación.

- Para buscar reducir el consumo energético, el número de iteraciones que se realicen en el proceso de decodificado deberá de ser el menor posible sin descuidar la tasa de error de bit.

A partir de las reglas de diseño y de los requerimientos establecidos se realizaron dos diseños de codificadores SCCC, uno con una tasa de codificación $R = \frac{1}{4}$ y otro con una tasa $R = \frac{1}{3}$. En la Figura 53 se muestra el codificador SCCC de tasa $R = \frac{1}{4}$, el cual utiliza como código exterior un código convolucional de tasa $R = \frac{1}{2}$, polinomios generadores $G = [7\ 5]_8$, $K = 2$ y como código interior un código convolucional recursivo de tasa $R = \frac{1}{2}$, con polinomios generadores $G = [13\ 17]_8$, $K = 4$ y polinomio de realimentación $b = [11]_8$.

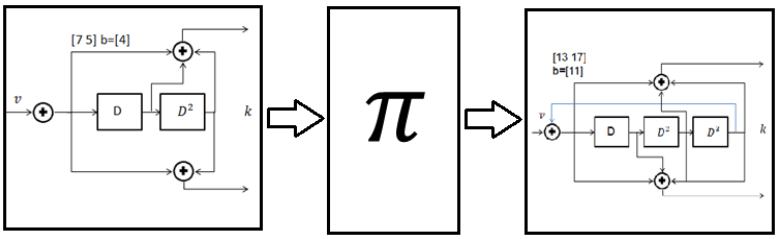


Figura 53 Diagrama a bloques de un SCCC de tasa global $R = \frac{1}{4}$, con un código convolucional exterior con $G = [7\ 5]_8$, $K = 4$, y un código convolucional recursivo interno con $G = [13\ 17]_8$, $b = [11]_8$, $K = 4$.

En la Figura 54 está el codificador SCCC de tasa $R = \frac{1}{3}$. El codificador está constituido por un código exterior convolucional de tasa $R = \frac{1}{2}$, con polinomios generadores $G = [7\ 5]_8$, $K = 3$ y un código interior convolucional recursivo de tasa $R = \frac{2}{3}$ con polinomios generadores $G = [1\ 4\ 5\ ;\ 0\ 1\ 6]_8$, $K = [3; 3]$ y polinomio de realimentación $b = [7\ 7]_8$.

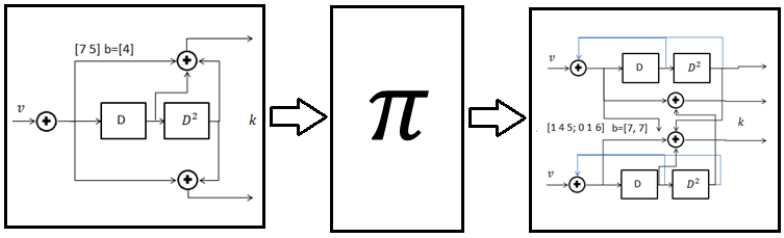


Figura 54 Diagrama a bloques de un SCCC de tasa global $R = \frac{1}{3}$, con un código convolucional exterior con $G = [7\ 5]_8$, $K = 4$, y un código convolucional recursivo interno con $G = [1\ 4\ 5\ ;\ 0\ 1\ 6]_8$, $b = [7\ 7]_8$, $K = [3\ 3]$.

En la Tabla 5 se muestran las características principales de los códigos convolucionales constituyentes empleados para la construcción de los codificadores SCCC.

Tabla 5.1 Códigos convolucionales utilizados en la construcción de los codificadores SCCC. Los polinomios de realimentación y los polinomios generadores están dados en notación octal. Se muestran los primeros 10 elementos del espectro de distancia y el espectro de peso de información.

Polinomio realimentación	Polinomio generador	Espectro de peso de información Espectro de distancia
[4]	[7 5]	[1 4 12 32 80 192 448 1024 2304 5120] [1 2 4 8 16 32 64 128 256 512]
[11]	[13 17]	[4 12 28 70 174 430 1046 2520 6032 14348] [1 3 5 11 25 55 121 267 589 1299]
[7 7]	[1 4 5; 0 1 6]	[3 15 84 315 979 3782 13315 45822 158515 541898] [1 4 14 44 121 396 1254 3878 12170 38081]

5.3 Análisis de la capacidad de moldeado espectral de los codificadores SCCC propuestos.

Debido a que dependiendo del tipo de entrelazador que se utilice en el codificador se podría moldear la DEP de la señal IR-UWB de forma diferente, para el análisis del moldeado espectral de los codificadores propuestos se decidió hacer uso de un entrelazador aleatorio y un entrelazador "*golden dithered*". El primero se seleccionó debido a que es uno de los más utilizados en la literatura para el estudio de las capacidades correctoras de un esquema de codificación SCCC (Benedetto, 1998), y el segundo debido a que es uno de los más utilizados en aplicaciones prácticas (Abderrahmane et al., 2014; Purushottama y Sujatha, 2015).

Para los resultados mostrados en esta sección todas las señales para las cuales se muestra una DEP utilizaron: modulación BPSK; la cuarta derivada del pulso Gaussiano con $T_w = 0.41\,ns$; $T_s = 10\,ns$; $T_r = 10\,ns$; 1 pulso por símbolo transmitido ($N_w = 1$) y no se utilizaran secuencias TH ni DS. De esta manera se tiene que el tiempo promedio de transmisión de pulso y la potencia total de la señal transmitida fue la misma para todos los casos analizados. Adicionalmente, se asumió que la fuente de datos de entrada a los codificadores tiene probabilidades de generación de bit $\mathrm{P}_0 = 0.75$ y $\mathrm{P}_1 = 0.25$. Con esto se garantizó que lo único que pudiera cambiar la DEP fuera un cambio en el esquema de codificación utilizado.

En la Figura 55 se muestra la DEP cuando se utiliza el codificador SCCC de tasa $R = \frac{1}{4}$ propuesto en este trabajo (Figura 53) en combinación con un entrelazador aleatorio de longitud $N = 2048$. En la Figura 55 se puede comprobar que el esquema de codificación propuesto elimina las líneas espectrales de la DEP, permitiendo que el espectro se encuentre por debajo de la máscara espectral establecida por la FCC.

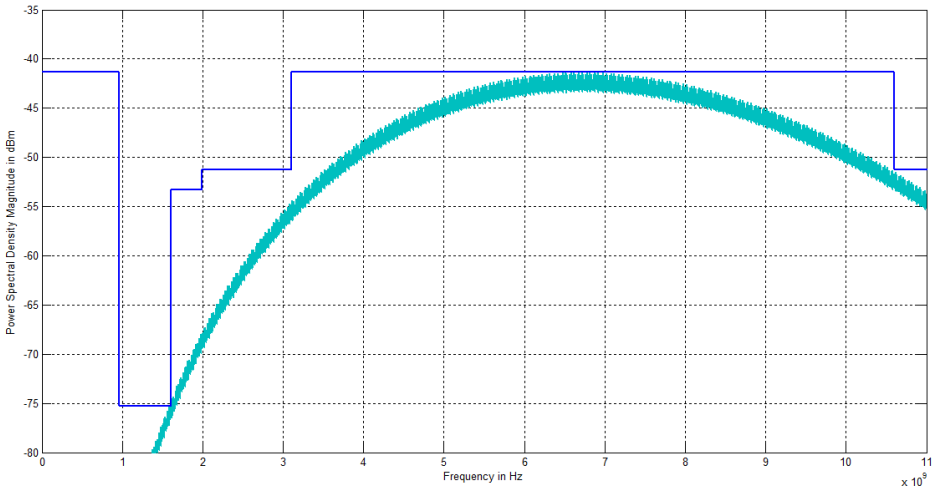


Figura 55. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema IR-UWB utilizando un SCCC y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados. El SCCC utilizado es el definido en la Figura 53 y se utilizó un entrelazador aleatorio de longitud $N = 2048$. La fuente de datos tiene probabilidades de generación de bit $\mathrm{P}_0 = 0.75$ y $\mathrm{P}_1 = 0.25$. Los parámetros de la señal IR-UWB son: $T_s = 10\ ns$ y $T_r = 10\ ns$. Se utiliza una modulación BPSK y $N_w = 1$.

En la Figura 56 se muestra la DEP para cuando se utiliza un entrelazador "*golden dithered*" con el código SCCC con tasa $R = \frac{1}{4}$ propuesto en este trabajo (Figura 53). En la Figura 56 se pueden observar ligeras diferencias en la forma de la DEP comparada con la de la Figura 55. Sin embargo, también se puede comprobar que el espectro permanece sin líneas espectrales y cumple con la máscara de la FCC.

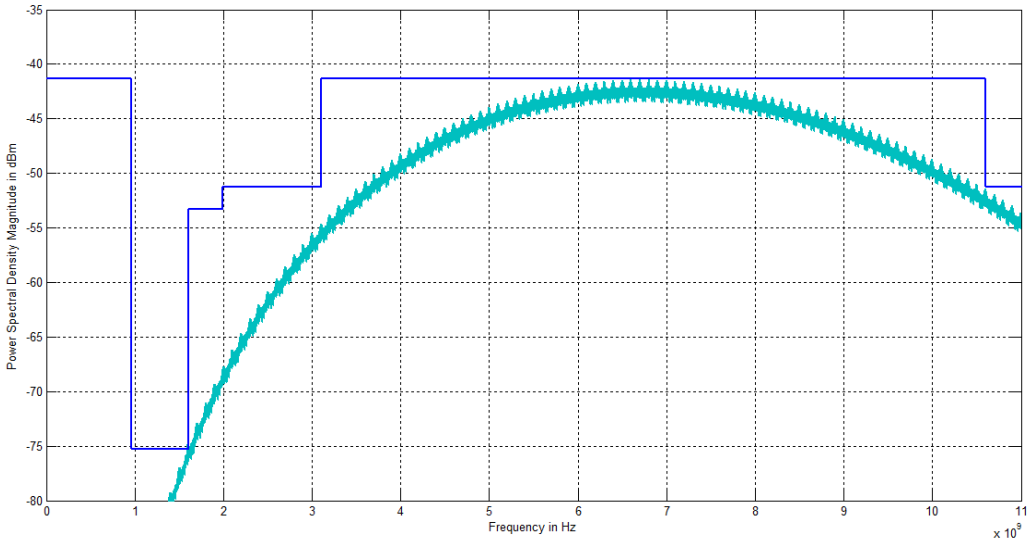


Figura 56. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema IR-UWB utilizando un SCCC y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados. El SCCC utilizado es el definido en la Figura 53 y se utilizó un entrelazador *"golden dithered"* de longitud $N = 2048$. La fuente de datos tiene probabilidades de generación de bit $\mathrm{P}_0 = 0.75$ y $\mathrm{P}_1 = 0.25$. Los parámetros de la señal IR-UWB son: $T_s = 10\ ns$ y $T_r = 10\ ns$. Se utiliza una modulación BPSK y $N_w = 1$.

Para el esquema de codificación SCCC con tasa $R = \frac{1}{3}$ propuesto en este trabajo (Figura 54) y un entrelazador aleatorio de longitud $N = 2048$, se tiene la DEP de la Figura 57. En este caso también se tiene una DEP sin líneas espectrales que cumple con la máscara de la FCC. Adicionalmente, se puede observar que la DEP de la Figura 57 muestra un nivel máximo más bajo que el observado en la Figura 55, donde se utilizó el codificador SCCC con tasa $R = \frac{1}{4}$.

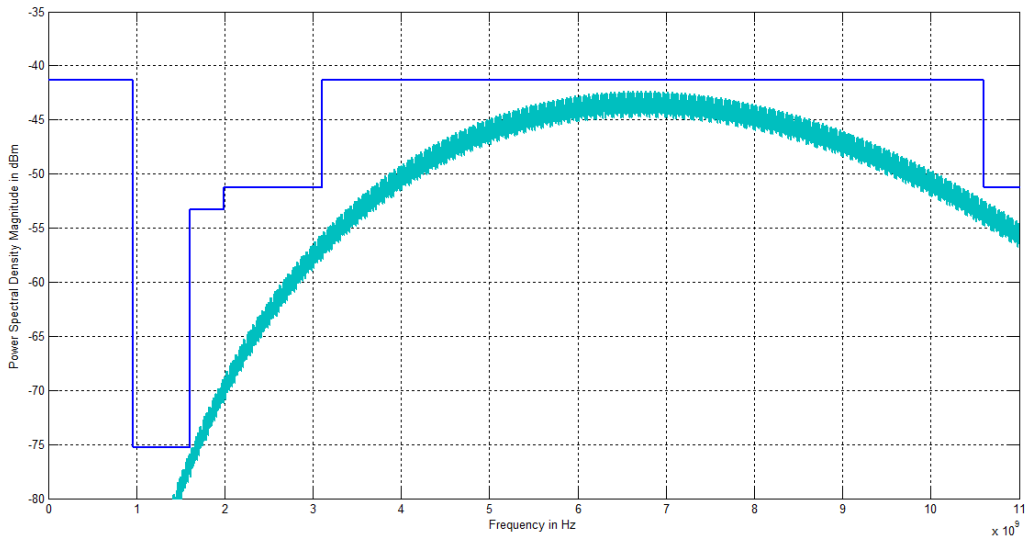


Figura 57. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema IR-UWB utilizando un SCCC y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados. El SCCC utilizado es el definido en la Figura 52 y se utilizó un entrelazador aleatorio de longitud $N = 2048$. La fuente de datos tiene probabilidades de generación de bit $\mathrm{P}_0 = 0.75$ y $\mathrm{P}_1 = 0.25$. Los parámetros de la señal IR-UWB son: $T_s = 10\ ns$ y $T_r = 10\ ns$. Se utiliza una modulación BPSK y $N_w = 1$.

Para el caso en el cual se utiliza el entrelazador "*golden dithered*" con el SCCC de tasa $R = \frac{1}{3}$ propuesto, se tiene la DEP mostrada en la Figura 58. Se observa nuevamente que en este caso también se tiene una DEP sin líneas espectrales que cumple con la máscara de la FCC. Igual que con el entrelazador anterior, se puede observar que la DEP de la Figura 58 muestra un nivel máximo más bajo que el observado en la Figura 56, donde se utilizó el codificador SCCC con tasa $R = \frac{1}{4}$.

Es importante mencionar que para ambos entrelazadores, la DEP de la señal generada con el codificador de tasa $R = \frac{1}{3}$ está alrededor de 2 dB por debajo de la máscara espectral. Esto implica que la potencia de la señal transmitida podría incrementarse sin dejar de cumplir con la normativa lo cual permitiría mejorar el BER del sistema.

Habiendo comprobado que los dos esquemas de codificación diseñados pueden moldear el espectro de una señal IR-UWB eliminando las líneas espectrales de la DEP, en la Sección 5.4 se analizarán las tasas de error de bit que ofrecen ambos esquemas.

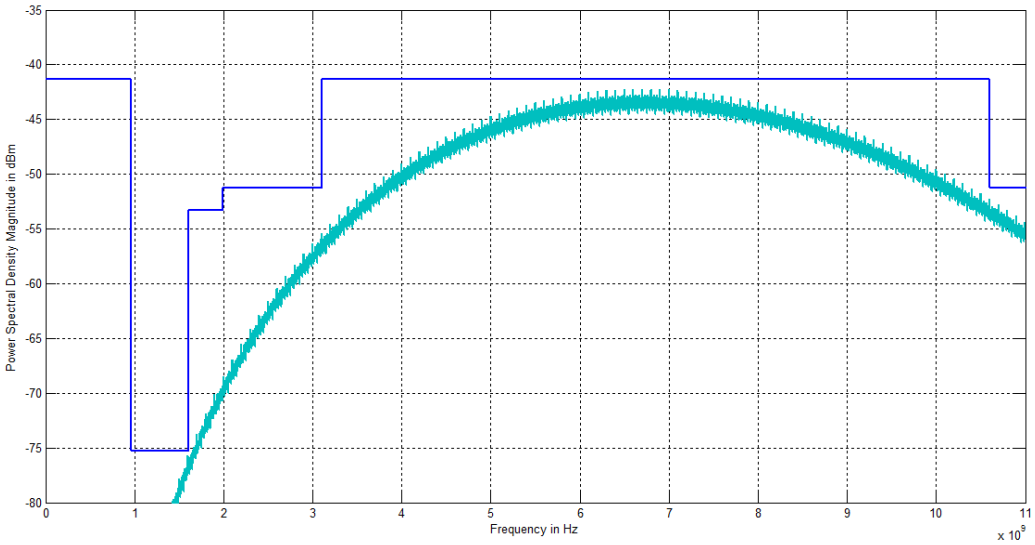


Figura 58. Comparativa entre la DEP (azul) simulada de un sistema IR-UWB utilizando un SCCC y la máscara espectral de la FCC para sistemas UWB en espacios cerrados. El SCCC utilizado es el definido en la Figura 52 y se utilizó un entrelazador *"golden dithered"* de longitud $N = 2048$. La fuente de datos tiene probabilidades de generación de bit $\mathrm{P}_0 = 0.75$ y $\mathrm{P}_1 = 0.25$. Los parámetros de la señal IR-UWB son: $T_s = 10\,ns$ y $T_r = 10\,ns$. Se utiliza una modulación BPSK y $N_w = 1$.

5.4 Análisis de la tasa de error de bit de los codificadores SCCC propuestos.

A continuación se realiza un análisis de las tasas de error de bit para los esquemas de codificación propuestos utilizando un canal de comunicación AWGN y otro UWB. En la Figura 59 se muestra el diagrama a bloques del sistema de comunicaciones que se implementó en las simulaciones.

La fuente de datos entrega a su salida una secuencia $\underline{u_l}$ de símbolos independientes idénticamente distribuidos con una probabilidad de símbolo $P_0 = p$ y $P_1 = 1 - p$, siendo $p = 0.5$. Para evaluar el desempeño de los esquemas de codificación SCCC diseñados, se hace uso de un canal de comunicaciones AWGN y uno UWB tomado del estándar IEEE 802.15.3a. En ambos escenarios se utiliza un esquema de modulación BPSK. Sin embargo, es importante notar que al ser dos canales de comunicaciones diferentes es necesario trabajar con dos diferentes receptores de radio. Para el caso del canal AWGN se implementó un receptor de máxima verosimilitud, mientras que para el canal UWB un receptor rake. Ambos receptores serán descritos en la Sección 5.4.1 y 5.4.2 respectivamente.

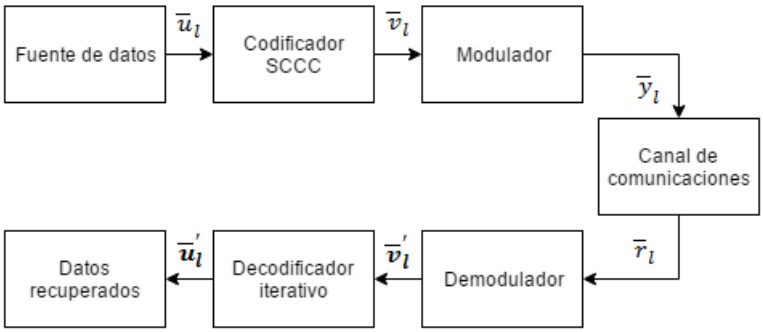


Figura 59. Diagrama a bloques del sistema de comunicaciones utilizado para evaluar el desempeño de la tasa de error de bit de los esquemas de codificación SCCC propuestos.

Los codificadores analizados son los propuestos en la Sección 5.2. También se hace uso de codificadores SCCC encontrados en la literatura y que poseen la misma tasa de codificación de los códigos SCCC diseñados, esto con el objetivo de comparar sus desempeños. En específico se hace uso de los esquemas de codificación propuestos por Benedetto en 1998. Las tasas de error de bit de los codificadores propuestos y encontrados en la literatura se obtienen utilizando un entrelazador aleatorio, y un entrelazador "*golden dithered*". El número de iteraciones establecido en el proceso de decodificación para todos los escenarios es 5. En la Figura 60 y 61 se muestran los diagramas de los codificadores SCCC seleccionados de la literatura.

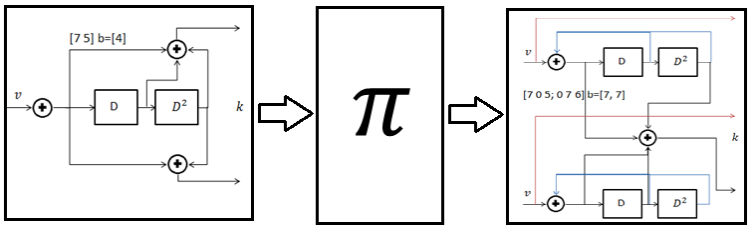


Figura 60. Diagrama a bloques de un SCCC de tasa global $R = \frac{1}{3}$, con un código convolucional exterior con $G = [7\ 5]_8$, $K = 4$, y un código convolucional recursivo interno con $G = [7\ 0\ 5; 0\ 7\ 6]_8$, $b = [7; 7]_8$, $K = [3; 3]$.

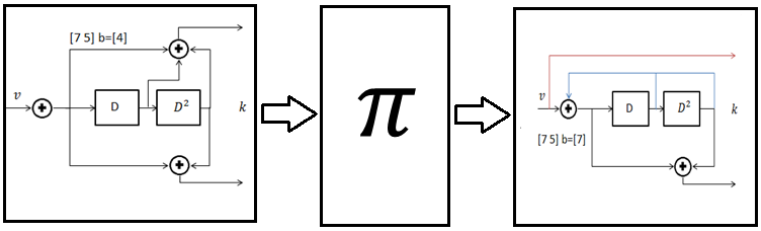


Figura 61. Diagrama a bloques de un SCCC de tasa global $R = \frac{1}{4}$, con un código convolucional exterior con $G = [7\ 5]_8$, $K = 4$, y un código convolucional recursivo interno con $G = [7\ 5]_8$, $b = [7]_8$, $K = 4$.

La razón principal por la que se eligieron los esquemas de codificación de Benedetto radica en el hecho de que tienen un desempeño muy bueno en cuanto a la tasa de corrección de bits. Además el artículo donde se presentan es uno de los más citados en el área de diseño de codificadores SCCC.

5.4.1 Evaluación de la tasa de error ofrecida por el esquema propuesto en un canal de comunicaciones AWGN.

Un canal de comunicaciones AWGN es aquel que añade ruido Gaussiano a la amplitud de la señal transmitida. Matemáticamente el canal AWGN se describe con la siguiente ecuación (Proakis, 1995):

$$r(t) = y(t) + n(t) \quad (5.1)$$

donde $r(t)$ es la señal recibida; $y(t)$ es la señal transmitida; y $n(t)$ es un proceso de ruido blanco Gaussiano con media cero y varianza $\frac{N_0}{2}$.

En la literatura el canal de comunicaciones AWGN es uno de los más sencillos de implementar y es probablemente el canal más utilizado para evaluar el desempeño de diferentes sistemas de comunicación.

En la simulación se implementó un receptor de máxima verosimilitud. Este receptor basa su funcionamiento en realizar la correlación de la señal recibida con las señales utilizadas en el proceso de modulación (Proakis, 1995). El resultado de las correlaciones se compara en forma de valor absoluto, y se elige aquel que sea mayor. Finalmente se entrega dicho resultado al bloque del decodificador el cual se encargará de ejecutar el algoritmo de decodificación iterativa descrito en el Capítulo 3 para definir qué fue lo que se transmitió.

5.4.1.1 Análisis de los codificadores utilizando un entrelazador aleatorio.

Para obtener las gráficas de tasa de error de bit (BER) vs la relación energía de bit a ruido (Eb/No) de esta subsección se utilizó el entrelazador aleatorio en el SCCC. En la Figura 62 se muestra una gráfica del BER vs Eb/No cuando se está utilizando el esquema de codificación propuesto (línea color rojo), y el tomado de la literatura (línea color verde) con tasa de codificación $R = \frac{1}{4}$. El desempeño del codificador propuesto supera al de la literatura en valores de Eb/No que van de los $0.6\,dB$ a los $1.6\,dB$. Este comportamiento nos indica que el codificador diseñado en esta tesis tiene una pendiente en la región "*turbo cliff*" con mejor desempeño que la del codificador de la literatura. Sin embargo la pendiente en la

región del "*error floor*" es menor para el codificador propuesto. En general ambos codificadores tienen un desempeño parecido.

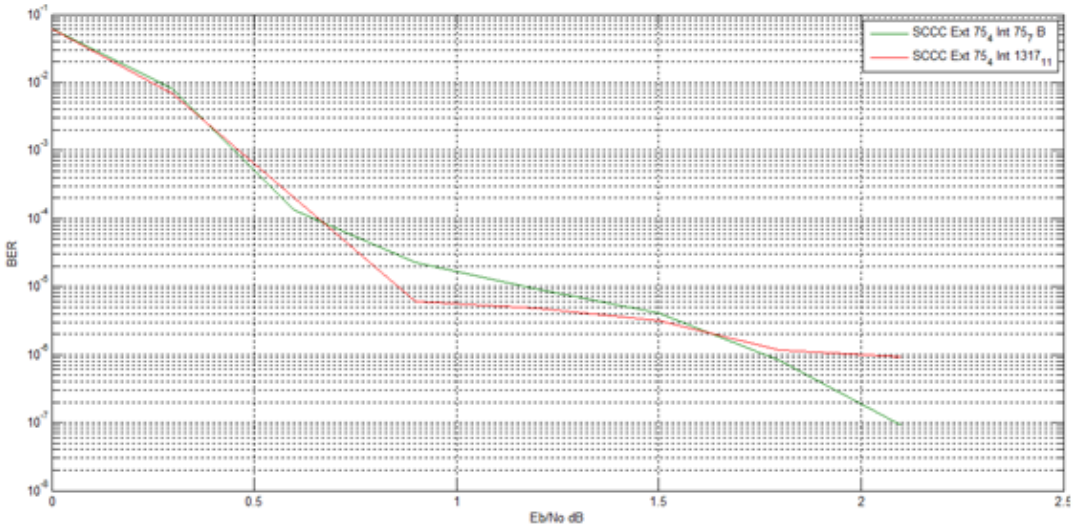


Figura 62. Grafica BER vs Eb/No del codificador SCCC propuesto (línea roja) de tasa de codificación $R = \frac{1}{4}$ mostrado en la Figura 51, junto con el codificador SCCC tomado de la literatura (línea verde) de la misma tasa mostrado en la Figura 60. En ambos se utiliza un entrelazador aleatorio de longitud $N = 2048$.

La Figura 63 muestra también una gráfica BER vs Eb/No pero ahora se analiza el código propuesto (línea color rojo) y el código encontrado en la literatura (línea color verde) con tasa de codificación $R = \frac{1}{3}$.

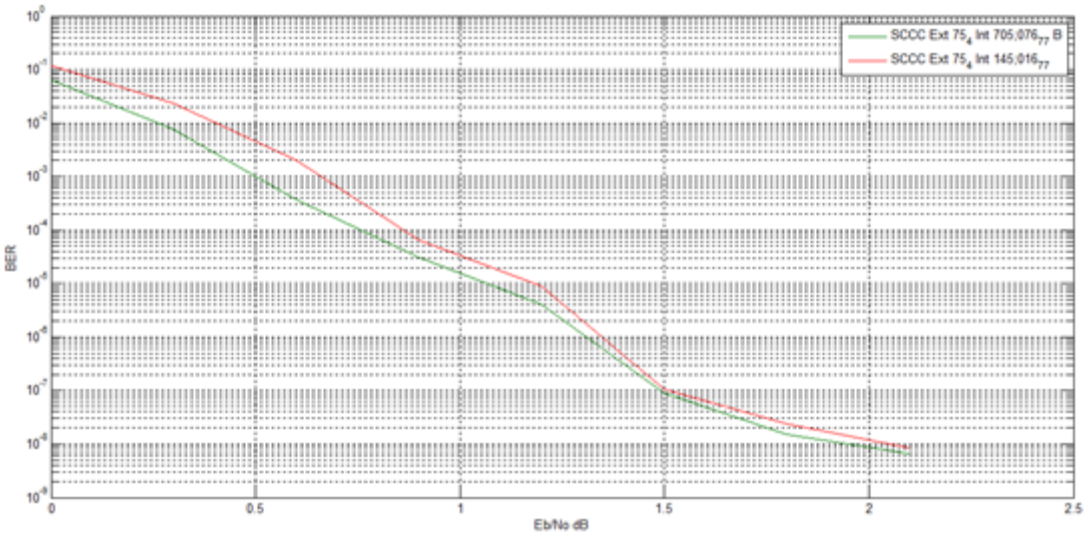


Figura 5.63 Grafica BER vs Eb/No del codificador SCCC propuesto (línea roja) de tasa de codificación $R = \frac{1}{3}$ mostrado en la Figura 52, junto con el codificador SCCC tomado de la literatura (línea verde) de la misma tasa mostrado en la Figura 61. En ambos se utiliza un entrelazador aleatorio de longitud $N = 2048$.

El código propuesto presenta un comportamiento muy parecido al del código encontrado en la literatura, alcanzando ambos tasas de error de bit de más de 10^{-8} bits en un $\mathrm{Eb/No} = 1.2\ dB$. Para valores de Eb/No más bajos el código de la literatura tiene un comportamiento ligeramente mejor.

Es importante notar que los códigos propuestos hasta el momento, han podido alcanzar tasas de error de bit que compiten con esquemas de codificación SCCC encontrados en la literatura, y que al mismo tiempo son códigos que ya se comprobó que eliminan las líneas espectrales de la DEP de las señales IR-UWB.

5.4.1.2 Análisis de codificadores utilizando un entrelazador "*golden dithered*".

El entrelazador "*golden dithered*" utiliza diferentes parámetros que dependiendo de su elección se tendrá una secuencia de permutación con diferentes características de esparcimiento y aleatoriedad. La selección de los parámetros se hizo basándose en un artículo (Abderrahmane *et* al., 2014) donde se describe el funcionamiento y los parámetros del entrelazador "*golden dithered*" utilizado en los codificadores de un turbo código.

En la Figura 64 se tiene la gráfica BER vs Eb/No para el esquema de codificación propuesto (línea color verde) y el tomado de la literatura (línea color rojo) de tasa de codificación $R = \frac{1}{4}$. El codificador propuesto sigue teniendo un mejor comportamiento en regiones menores a un $Eb/No = 1.2\ dB$, sin embargo a diferencia de cuando se utiliza el entrelazador aleatorio, la diferencia entre el desempeño del codificador propuesto respecto al tomado de la literatura se hace más pequeña. También es importante notar como en general la tasa de error de bit ha empeorado. Por ejemplo en un valor de $Eb/No = 0.6\ dB$ la tasa de error que se tiene utilizando un entrelazador aleatorio es prácticamente un orden de magnitud más pequeño que -para el caso de cuando se tiene un entrelazador "*golden dithered*".

La Figura 65 muestra la gráfica BER vs Eb/No para el SCCC de tasa de codificación $R = \frac{1}{3}$ propuesto (línea color verde) y el tomado de la literatura (línea color rojo). De la figura se observa como no hay una diferencia tan pronunciada en el comportamiento del codificador propuesto con el tomado de la literatura. Al igual que para los codificadores de tasa $R = \frac{1}{4}$ la tasa de error de bit ha empeorado al momento de utilizar el entrelazador "*golden dithered*". Este comportamiento era de esperarse ya que el entrelazador aleatorio es el que presenta una mayor aleatoriedad en la secuencia de salida respecto a los demás tipos de entrelazadores, siendo esta una de las características más importantes en su diseño (Declerq *et* al., 2015).

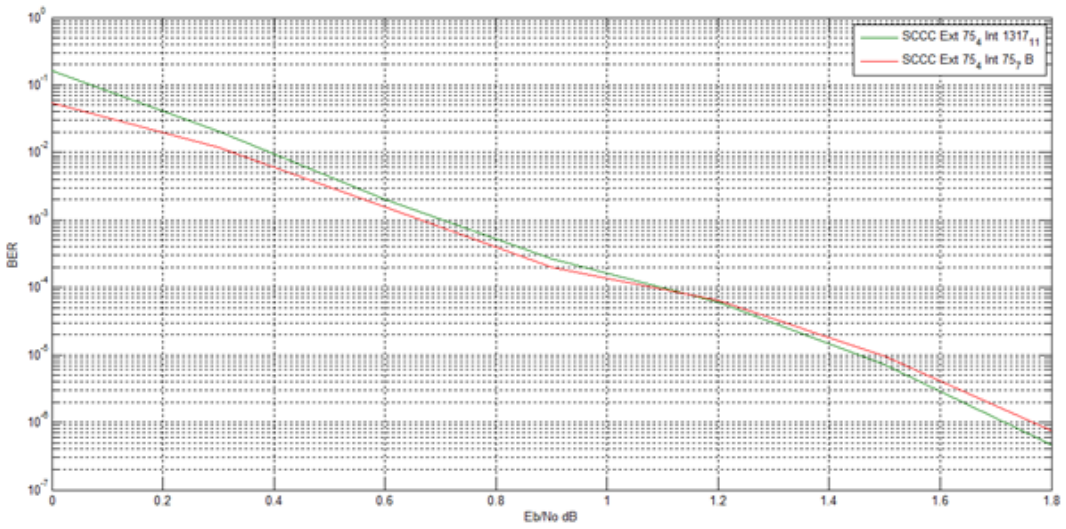


Figura 64. Grafica BER vs Eb/No del codificador SCCC propuesto (línea roja) de tasa de codificación $R = \frac{1}{4}$ mostrado en la Figura 51, junto con el codificador SCCC tomado de la literatura (línea verde) de la misma tasa mostrado en la Figura 60. En ambos se utiliza un entrelazador "*golden dithered*" de longitud $N = 2048$.

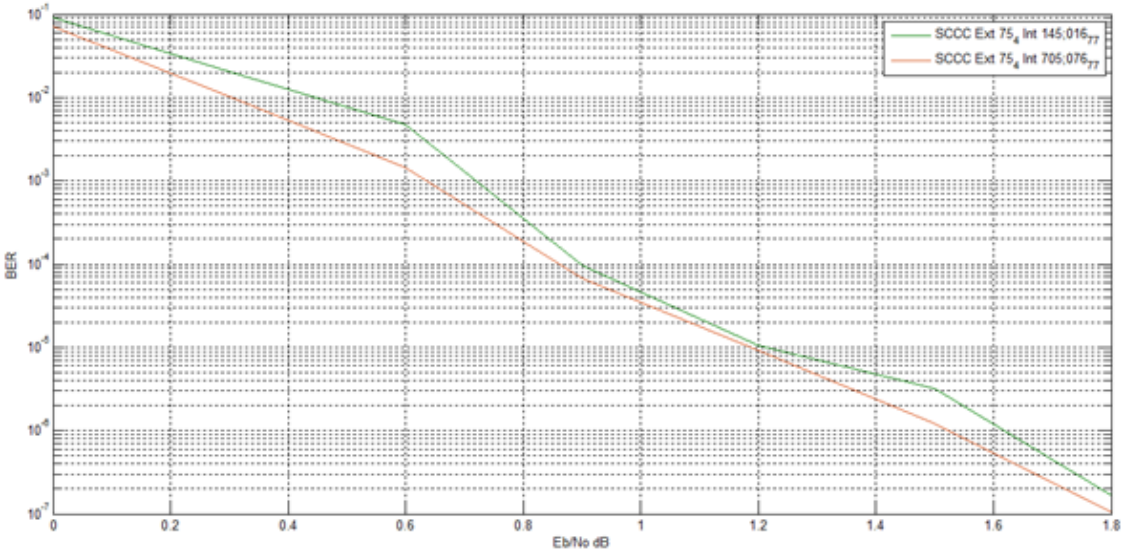


Figura 65. Grafica BER vs Eb/No del codificador SCCC propuesto (línea roja) de tasa de codificación $R = \frac{1}{3}$ mostrado en la Figura 52, junto con el codificador SCCC tomado de la literatura (línea verde) de la misma tasa mostrado en la Figura 61. En ambos se utiliza un entrelazador "*golden dithered*" de longitud $N = 2048$.

5.4.2 Evaluación de la tasa de error ofrecida del esquema propuesto en un canal de comunicaciones UWB.

Se procedió a evaluar los esquemas de codificación diseñados en el sistema de comunicaciones descrito al inicio de esta sección, utilizando el canal de comunicaciones UWB tomado del estándar IEEE

802.15.3a. La respuesta al impulso del modelo de canal de multitrayectorias de la IEEE 802.15.3a para las comunicaciones UWB se describe con la ecuación 5.3 (Oppermann *et* al., 2004).

$$h_i(t) = x_i \sum_{l=1}^{L^i} \sum_{k=1}^{k_l^i} \varphi_{k,l}^i \delta\left(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i\right) \quad (5.2)$$

Donde i, funciona como la realización del canal; x_i representa el sombreado log-normal; L^i es el número de grupos recibidos; k^i es el número de componentes de la multitrayectoria recibidos en el l^{th}grupo; $\varphi_{k,l}^i$ son los coeficientes del k^{th} componente de la multitrayectoria del l^{th} grupo; T_l^i es el tiempo de arribo de l^{th} grupo; $\tau_{k,l}^i$ es el retraso del k^{th} componente de la multitrayectoria contenida en el l^{th} grupo. El modelo propuesto utiliza las siguientes definiciones:

- T_l es el tiempo de arribo de la primer trayectoria del l^{th} grupo;
- Λ es la tasa de arribo de cada grupo;
- λ es la tasa de arribo del rayo (la tasa de arribo de la trayectoria para cada grupo)

En la definición se asume que $\tau_{0,l}^i = 0$. Entonces la distribución de las tasas de arribo puede ser representada como:

$$P(T_l|T_{l-1}) = \Lambda\, exp\left(-\Lambda(T_l - T_{l-1})\right),\ l > 0 \quad (5.3)$$

$$P(\tau_{k,l}|\tau_{k-1,l}) = \lambda\, exp\left(-\lambda\left(\tau_{k,l} - \tau_{k-1,l}\right)\right),\ k > 0 \quad (5.4)$$

Los coeficientes del canal se definen como sigue

$$\alpha_{k,l} = \rho_{k,l}\varepsilon_l\varsigma_{k,l} \quad (5.5)$$

$$20log10\left(\varepsilon_l\varsigma_{k,l}\right) \propto N\left(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2\right) \quad (5.6)$$

ó

$$\left|\varepsilon_l\varsigma_{k,l}\right| = 10^{(\mu_{k,l}n_1 + n_2)/20} \quad (5.7)$$

Donde $n_1 \propto N(\mu_{k,l}, \sigma_1^2)$ y $n_2 \propto N(\mu_{k,l}, \sigma_2^2)$ son distribuciones normales independientes y corresponden al desvanecimiento en cada grupo y rayo respectivamente.

Para seguir con el análisis es necesario obtener la media de las distribuciones. En la ecuación 5.9 se muestra este procedimiento matemático.

$$E\{|\varepsilon_l \varsigma_{k,l}|\}^2 = \Omega_0 \, exp\left(\frac{-T_l}{\Gamma}\right) exp\left(\frac{-\tau_{k,l}}{\gamma}\right) \quad (5.8)$$

Donde T_l es el exceso del delay de bin l y Ω_0 es la media de la energía de la primera trayectoria del primer grupo, y $\rho_{k,l}$ es equiprobable {-1,1} para tomar en cuenta la inversión en la polaridad de la señal debido a las reflexiones; Γ y γ son el factor de decaimiento del grupo y el factor de decaimiento del rayo respectivamente. Los términos ε_l y $\varsigma_{k,l}$ reflejan el desvanecimiento asociado al l^{th} grupo, y al k^{th} rayo del grupo. El término $\mu_{k,l}$ está definido como:

$$\mu_{k,l} = \frac{10\, ln(\Omega_0) - \left(\frac{10T_l}{\Gamma}\right) - \left(\frac{-10\tau_{k,l}}{\gamma}\right)}{ln10} - \frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2) ln(10)}{20} \quad (5.9)$$

Dado que el sombreo log-normal del total de energía por multitrayectoria es representado por el termino x_i, el total de energía contenida en los términos $\varphi_{k,l}^i$ es normalizado a la unidad por cada realización. Este término de sombreado es caracterizado por:

$$20log10(x_i) \;\propto\; N(0, \sigma_x^2) \quad (5.10)$$

En la literatura se proponen 4 implementaciones del modelo de canal que están basadas en el promedio de la distancia entre el transmisor y el receptor, junto con las características del canal de comunicaciones, por ejemplo un canal con línea de vista o sin línea de vista (Oppermann *et* al., 2004). Los parámetros para cada una de las 4 implementaciones del modelo de canal UWB se muestran en la Tabla 6.

Tabla 6 Conjunto de 4 modelos de canal UWB junto con sus características principales, utilizados en la evaluación de los sistema de comunicación propuesto en esta sección (Oppermann *et* al., 2007).

Parámetros del modelo	Modelo de canal 1	Modelo de canal 2	Modelo de canal 3	Modelo de canal 4
$\Lambda[1/ns]$	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
$\lambda[1/ns]$	2.5	0.5	2.1	2.1
Γ	7.1	5.5	2.1	2.1
γ	4.3	6.7	7.9	1.2
$\sigma_1[db]$	3.4	3.4	3.4	3.4
$\sigma_2[db]$	3.4	3.4	3.4	3.4
$\sigma_x[db]$	3	3	3	3

El modelo de canal uno es aquel en el que existe línea de vista entre el transmisor y el receptor, y se encuentran separados entre 0-4 m. El modelo de canal dos es idéntico al uno con la diferencia de que es sin línea de vista. El modelo de canal tres también es sin línea de vista pero separados entre 4-10 m. El

modelo cuatro representa un canal con multitrayectoria sin línea de vista en el que se tiene 25 nS RMS de retraso esparcido. En las simulaciones realizadas en este trabajo se utiliza el modelo de canal UWB número uno.

Cuando se describió la implementación hecha para la simulación del sistema de comunicaciones con el canal de comunicaciones AWGN se trabajó con un receptor de máxima verosimilitud. Sin embargo, para el canal UWB se tiene que este es del tipo multitrayectorias y es necesario utilizar un receptor con características diferentes.

Un receptor de radio diseñado para contrarrestar los efectos del desvanecimiento por multitrayectorias es el receptor rake. Este utiliza un banco de correladores (denominados comúnmente como "*fingers*") que pretenden corregir un componente específico de las diferentes multitrayectorias. Todas las salidas de los correladores son evaluadas después de una cierta cantidad de tiempo para entonces así reconstruir la señal que se transmitió.

Tres de las versiones de receptores rake comúnmente encontradas en la literatura son: el receptor rake completo (A-rake), el selectivo (S-rake) y el parcial (P-rake). El receptor A-rake es aquel que tiene recursos ilimitados y utiliza un número infinito de correladores alcanzado así el mejor desempeño. Sin embargo, en la práctica el número de correladores en el receptor dependerá de algunos factores de diseño, por ejemplo el consumo de potencia. El receptor S-rake en cambio utiliza un número finito de "*fingers*" y sólo selecciona las mejores salidas de multitrayectoria entregadas por el banco de correladores. Finalmente el receptor P-rake es una aproximación del receptor S-rake con la diferencia de que este sólo toma las primeras componentes de las multitrayectorias (Oppermann *et* al., 2004). En la Figura 66 se tiene una conceptualización de como es el proceso de selección de las diferentes señales recibidas por los tres diferentes receptores.

La Figura 66 muestra como para el receptor A-rake se hace uso de un número infinito de "*fingers*". Para el caso de los receptores S-rake y P-rake se tiene que ambos están utilizando 5 "*fingers*" con la diferencia de que el S-rake selecciona los lóbulos de mayor amplitud, mientras que el P-rake selecciona los primeros 5. El desempeño en la tasa de error de bit del receptor A-rake se acercaría más al que se tiene en un receptor de máxima verosimilitud en un canal AWGN, siendo seguido por el S-rake y finalizando con el P-rake.

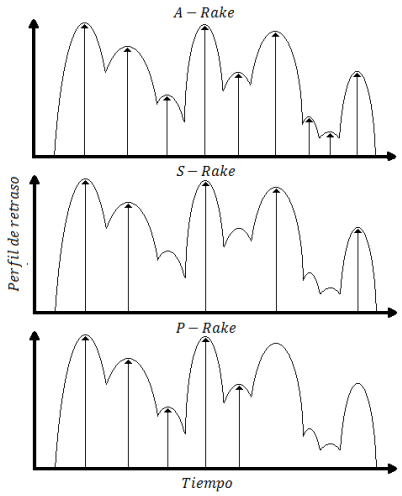


Figura 66. Conceptualización del proceso de selección de las componentes de la señal recibida por los receptores A-rake, S-rake y P-rake.

En el trabajo se evaluará el desempeño de un receptor S-rake solamente. A continuación se realiza el análisis de los codificadores propuestos con el entrelazador aleatorio y el "*golden dithered*", usando el canal de comunicaciones UWB antes descrito.

5.4.2.1 Análisis de los codificadores utilizando un entrelazador aleatorio.

En la Figura 67 se muestra una gráfica BER vs Eb/No para los esquemas de codificación de tasa $R = \frac{1}{4}$ propuestos junto con los tomados de la literatura como referencia. Las curvas son para receptores S-rake de 5, 15 y 25 *"fingers"*. De los resultados se tiene que los códigos propuestos en ningún caso pudieron estar por debajo de la curva BER vs Eb/No de los códigos de referencia. Sin embargo, es importante notar que el desempeño de los códigos propuestos no ha sido malo y en realidad es muy parecido al que tienen los códigos utilizados como referencia en este trabajo, siendo que en la mayoría de los casos la diferencia en el nivel de potencia necesario para alcanzar el mismo valor de BER es menor a ½ dB.

Al comparar la Figura 67 con la Figura 62 la primera diferencia que se encuentra está en las tasas de error de bit alcanzadas en diferentes valores de Eb/No. Por ejemplo, en el caso de cuando se analiza la curva del receptor S-rake con 15 *"fingers"* se alcanza un BER de 10^{-5} hasta un $\mathrm{Eb/No} = 5\ \mathrm{dB}$, mientras que en el canal AWGN se tenía ese desempeño en un $\mathrm{Eb/No} = 1\ \mathrm{dB}$. En otras palabras el desempeño de los esquemas de turbo codificación se vio reducido tanto para el esquema propuesto, como para el esquema de referencia.

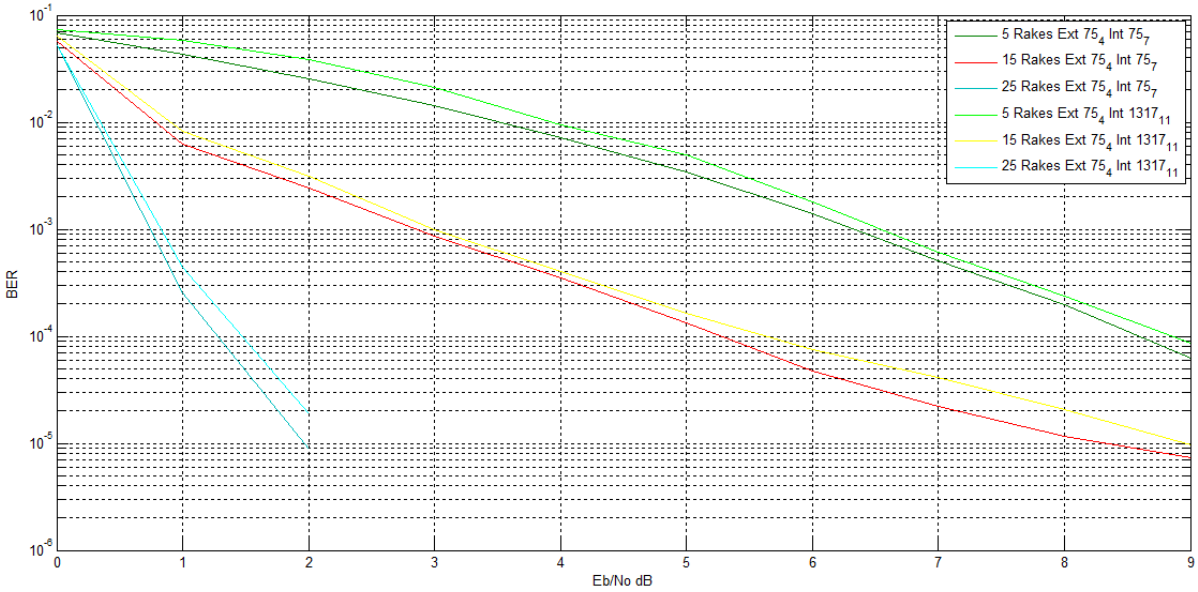


Figura 67. Grafica BER vs Eb/No del codificador SCCC propuesto de tasa de codificación $R = \frac{1}{4}$ mostrado en la Figura 51, junto con el codificador SCCC tomado de la literatura de la misma tasa mostrado en la Figura 60. En ambos se utiliza un entrelazador aleatorio de longitud $N = 2048$, y se evalúan receptores S-rake de 5,15 y 25 *"fingers"*.

Se tiene que para el canal UWB en los receptores de 5 y 15 "*fingers*", la región "*turbo cliff*" es difícil de distinguir y la región "*error floor*" parece tener una caída un poco más pronunciada. Sin embargo, para el receptor rake con 25 "fingers" se ve un comportamiento mucho más parecido al que se tiene cuando se analizaron los esquemas de codificación en el canal de comunicaciones AWGN. Este fenómeno se debe a que la cantidad de energía de bit es mayor para el caso de los receptores con mayor número de "fingers", provocando que el desempeño esperado de los esquemas de codificación cambie. De cualquier forma el utilizar los esquemas de turbo codificación logra mejorar la tasa de error de bit del sistema de comunicaciones IR-UWB.

En la Figura 68 se tiene la gráfica BER vs Eb/No de los SCCC de tasa $R = \frac{1}{3}$ propuestos junto con los tomados de la literatura como referencia. Al igual que en el análisis realizado para los códigos de tasa $R = \frac{1}{4}$, el desempeño de los códigos propuestos fue ligeramente inferior que el de los encontrados en la literatura. Sin embargo nuevamente la diferencia en el nivel de potencia necesario para alcanzar el mismo valor de BER es menor a ½ dB. Otro aspecto importante de los resultados es que nuevamente las curvas BER vs Eb/No para los receptores rake con menos de 25 "fingers", vuelven a tener una forma diferente a las que se obtuvieron en las simulaciones en las que se utilizaba el canal de comunicaciones AWGN. Sin embargo, se vuelve a observar como la región "*turbo cliff*" es mucho más fácil de encontrar en la simulación en la que se utilizó el receptor rake de 25 "fingers".

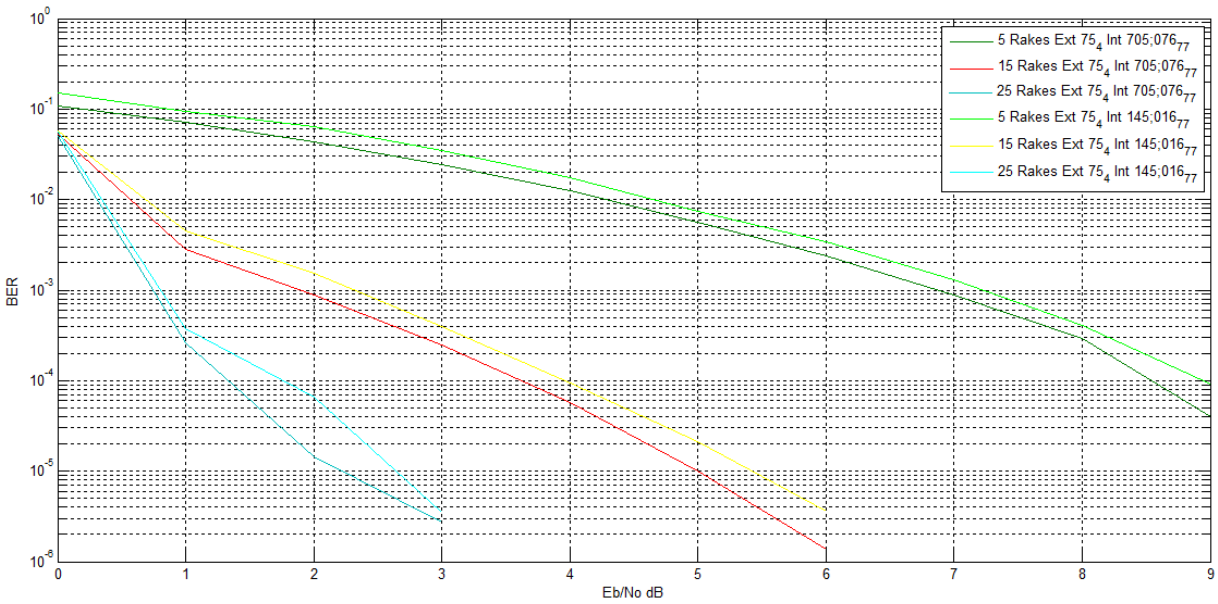


Figura 68. Grafica BER vs Eb/No del codificador SCCC propuesto de tasa de codificación $R = \frac{1}{3}$ mostrado en la Figura 52, junto con el codificador SCCC tomado de la literatura de la misma tasa mostrado en la Figura 61. En ambos se utiliza un entrelazador aleatorio de longitud $N = 2048$, y se evalúan receptores S-rake de 5,15 y 25 "fingers".

5.4.2.2 Análisis de codificadores utilizando un entrelazador "*golden dithered*".

En la Figura 69 se tiene la gráfica BER vs Eb/No del codificador SCCC con tasa de codificación $R = \frac{1}{4}$ propuesto junto con la del codificador tomado de la literatura. El entrelazador "*golden dithered*" que se utilizó es el mismo que se empleó en la simulación del canal de comunicaciones AWGN. Si se compara la Figura 69 con la Figura 67 (donde se utilizó el entralazador aleatorio), se observa como en el caso del entrelazador "*golden dithered"* los codificadores tienen un comportamiento mucho más parecido que cuando se utiliza el entrelazador aleatorio.

Analizando el BER de los receptores rake de 5 y 15 "*fingers*" se tiene prácticamente la misma tasa de error de bit para ambos codificadores siendo diferentes en valores de Eb/No menores a dos y mayores a nueve. Para el caso del receptor de 25 "fingers" se tiene un BER muy parecido al que se obtuvo con el entrelazador aleatorio, con la diferencia de que en el caso del entrelazador *"golden dithered"* se tiene una caída con una pendiente un poco más grande.

La Figura 70 muestra las curvas BER vs Eb/No del codificador SCCC de tasa de codificación $R = \frac{1}{3}$ propuesto junto la correspondiente gráfica del codificador encontrado en la literatura. En este caso se repite el mismo fenómeno que para los codificadores SCCC de tasa $R = \frac{1}{4}$. El desempeño de ambos

esquemas se vuelve mucho más parecido que para cuando se usaron los SCCC con entrelazador aleatorio. También es importante observar cómo es que el desempeño del BER se ha perjudicado un poco en comparación con el que se tiene con el entrelazador aleatorio.

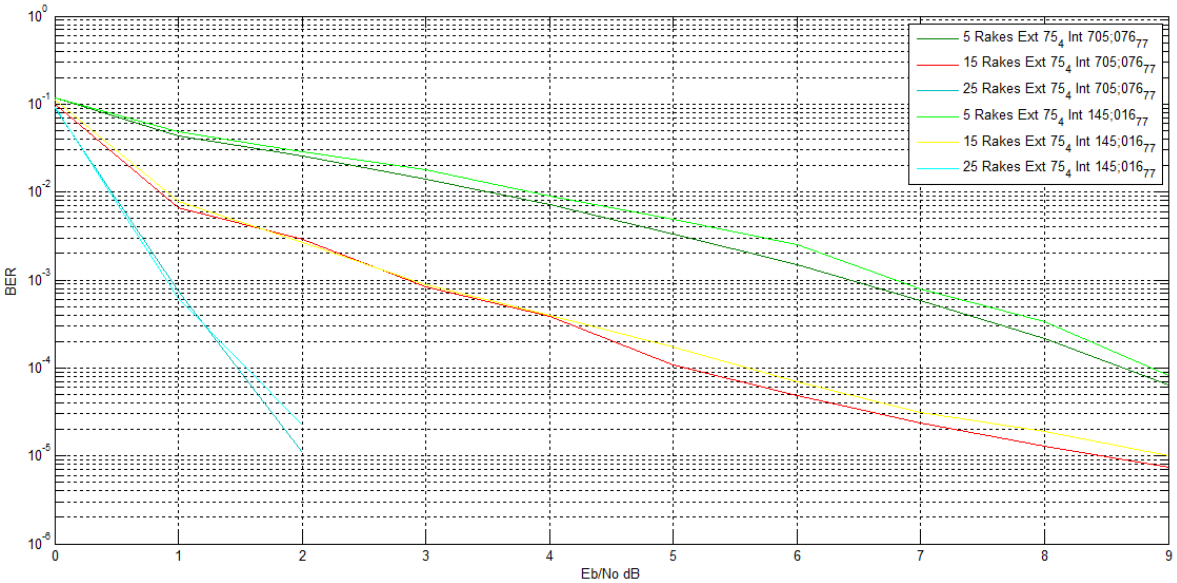


Figura 69. Grafica BER vs Eb/No del codificador SCCC propuesto de tasa de codificación $R = \frac{1}{4}$ mostrado en la Figura 51, junto con el codificador SCCC tomado de la literatura de la misma tasa mostrado en la Figura 60. En ambos se utiliza un entrelazador *"golden dithered"* de longitud $N = 2048$, y se evalúan receptores S-rake de 5,15 y 25 *"fingers"*.

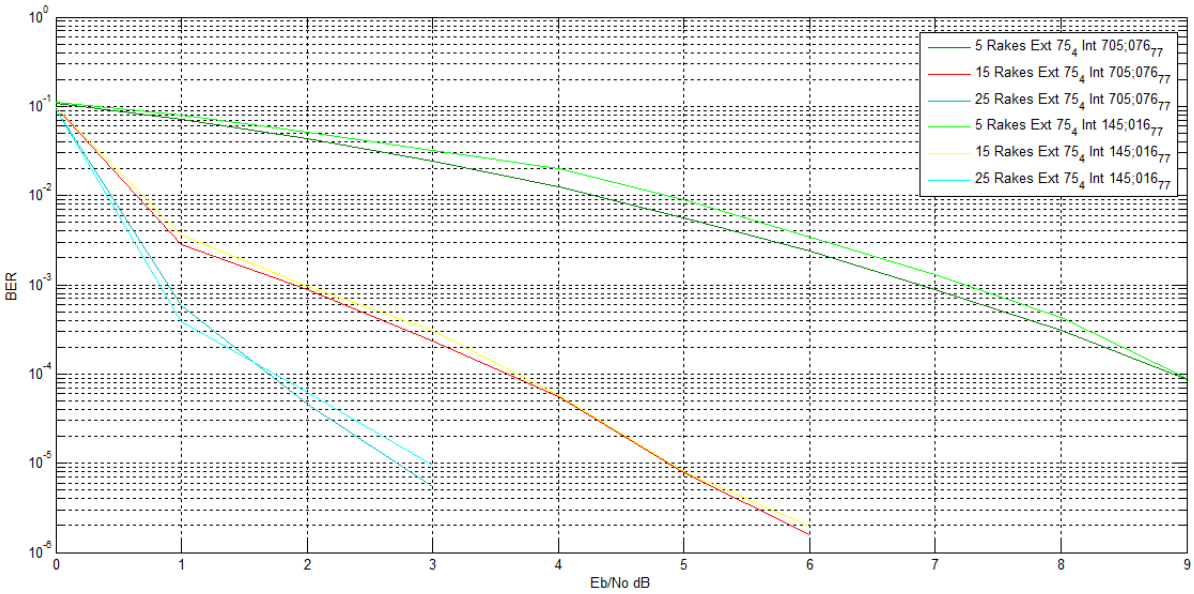


Figura 70. Grafica BER vs Eb/No del codificador SCCC propuesto de tasa de codificación $R = \frac{1}{3}$ mostrado en la Figura 52, junto con el codificador SCCC tomado de la literatura de la misma tasa mostrado en la Figura 62. Ambos usan un entrelazador "*golden dithered*" de longitud $N = 2048$, y se evalúan receptores S-rake de 5,15 y 25 *"fingers"*.

5.5 Conclusiones.

En este capítulo se presentaron los esquemas de codificación diseñados junto con el procedimiento utilizado para su construcción. La construcción de dichos códigos se realizó pensando en su habilidad para moldear el espectro de la señal UWB y al mismo tiempo ofrecer una tasa de error de bit baja.

En la Sección 5.2 se describieron las diferentes reglas encontradas en la literatura para el diseño de un codificador SCCC que posea una tasa de error de bit baja. A estas reglas se le añadió una extra que permite diseñar codificadores que mantengan una buena tasa de error de bit y además permitan eliminar líneas espectrales de la DEP de una señal IR-UWB. Además de estas reglas también se listaron algunos requerimientos que se tienen en aplicaciones de redes de sensores, los cuales fueron tomados en cuenta al momento de construir el codificador SCCC. La importancia de realizar el diseño del codificador SCCC de esta manera radica en que permitirá que se alcance el mejor desempeño del esquema de codificación para esa aplicación en específico.

En la Sección 5.3 se analizaron las capacidades de moldeado espectral de los codificadores diseñados, con el fin de comparar su desempeño con el de los códigos tomados de la literatura como referencia y cuya DEP se analizó en el Capítulo 4. En los resultados se encontró como los codificadores diseñados logran eliminar las líneas espectrales de la DEP de la señal IR-UWB permitiendo que la DEP esté por debajo de las máscaras espectrales definidas por la FCC. De los resultados se observó cómo la DEP obtenida cuando se utilizan los codificadores propuestos en esta tesis cumplen con la máscara espectral. Incluso, la DEP de la señal generada con ambos entrelazadores con el codificador de tasa $R = \frac{1}{3}$ está alrededor de 2 dB por debajo de la máscara espectral. Esto implica que la potencia de la señal transmitida podría incrementarse sin dejar de cumplir con la normativa lo cual permitiría mejorar el BER del sistema.

La Sección 5.4 se dedicó a obtener la tasa de error de bit para los codificadores SCCC diseñados en dos canales de comunicación diferentes. Además se utilizaron diferentes algoritmos de permutación en los entrelazadores de los codificadores SCCC. De los resultados obtenidos del canal AWGN se observó que los esquemas de codificación propuestos compiten e inclusive para ciertos valores de Eb/No superan a los esquemas de codificación tomados de la literatura como referencia. De esto último se concluyó que las reglas de diseño descritas en la Sección 5.2 pueden ser utilizadas para el diseño de turbo codificadores SCCC capaces de moldear el espectro de señales UWB manteniendo también buenas tasas de error de bit. Con los resultados obtenidos de la simulación en el canal de comunicaciones IR-UWB, se confirmó como los codificadores SCCC propuestos logran mejorar el desempeño del proceso de

transmisión y recepción de información en un sistema de comunicación IR-UWB. Sin embargo se observó cómo para este canal de comunicaciones son los códigos encontrados en la literatura los que tienen un desempeño ligeramente superior. Es importante mencionar que si bien los esquemas encontrados en la literatura tuvieron un mejor desempeño que los propuestos en este trabajo, estos no pueden eliminar las líneas espectrales de la DEP de la señal IR-UWB tal como se demostró en el Capítulo 4. Para que estos sistemas puedan tener una DEP que este por debajo de las máscaras espectrales establecidas por la FCC, se tendría que hacer una reducción en la potencia de sus transmisiones provocando que se tenga una penalización extra en el BER del sistema de comunicaciones. En el caso del sistema IR-UWB que utiliza los códigos de la literatura se tendría que reducir al menos en 2 dB la potencia de la señal IR-UWB para los codificadores con tasa $R = \frac{1}{3}$.y 8 dB para los codificadores con tasa $R = \frac{1}{4}$ Por lo tanto los códigos propuestos en esta tesis para sistemas IR-UWB tienen una mejora de al menos 1.5 dB en lo que respecta al desempeño en términos del BER bajo la regulación existente para sistemas UWB.

En ambas simulaciones cuando se utilizó el entrelazador aleatorio se obtuvieron tasas de error de bit más pequeñas que cuando se utilizó el "*golden dithered*", sin embargo no hubo mucha diferencia entre su desempeño. Ya que además el entrelazador "*golden dithered*" también puede ser utilizado en la construcción de codificadores SCCC que permitan eliminar líneas espectrales de la DEP de la señal IR-UWB, se concluye que la regla de permutación "*golden*" es una muy buena opción para el diseño del entrelazador de un SCCC.

Capítulo 6. Conclusiones y trabajo futuro

Este capítulo concluye el trabajo de investigación realizado por medio de un resumen de todas las contribuciones y hallazgos hechos en el desarrollo de esta tesis. Además de discutir los resultados obtenidos también se describen algunas ideas de posible trabajo a futuro y mejoras a los resultados ya obtenidos.

6.1 Resumen de los resultados obtenidos.

En esta tesis se han estudiado los efectos de los esquemas de turbo codificación sobre la densidad espectral de potencia (DEP) de una señal transmitida por un sistema de comunicaciones de ancho de banda ultra amplio basado en radio por impulsos (IR-UWB). En la tesis se muestra como siguiendo algunas reglas de diseño es posible construir un esquema de turbo codificación para sistemas IR-UWB que mejore las características de la DEP y la tasa de error de bit. Al tener este resultado se cumple con el objetivo planteado al principio de esta tesis.

En el segundo capítulo se mostró el trabajo que existe sobre moldeado espectral de las señales IR-UWB y es aquí donde se determina que no existen trabajos previos donde se haya utilizado un esquema de turbo codificación para moldear el espectro de una señal IR-UWB. Se encontró que la mayoría de las técnicas utilizadas para moldeado espectral no ofrecen una mejora en la tasa de error de bit (BER) con algunas excepciones, como los trabajos donde se demuestra que utilizando un esquema de codificación convolucional es posible moldear la DEP de la señal y mejorar el BER.

El Capítulo 3 es un compendio de los conceptos, terminología y algoritmos de decodificación utilizados en esta tesis relacionados con los esquemas de turbo codificación. Existen dos puntos principales en el desarrollo de este capítulo. El primero tiene que ver con establecer cuáles son los esquemas de turbo codificación que se consideraron para la realización de este trabajo, siendo elegidos los esquemas de codificación con códigos convolucionales concatenados en paralelo (PCCC) y codificación con códigos convolucionales concatenados en serie (SCCC). El segundo punto abordado corresponde a la descripción detallada del algoritmo utilizado para decodificar las palabras código de los codificadores construidos.

Las capacidades de moldeado espectral de los turbo codificadores seleccionados se analizan en el Capítulo 4. Las simulaciones se realizaron considerando una fuente de datos binarios con distribución no uniforme junto con un sistema de comunicaciones IR-UWB que utiliza modulación BPSK. En primer lugar

se analizaron los esquemas de codificación PCCC encontrados en la literatura los cuales se construyeron utilizando las reglas de diseño también descritas en la literatura. En seguida se construyeron nuevos codificadores PCCC utilizando como códigos consitituyentes a códigos convolucionales que ya se conoce que eliminan líneas espectrales. Los resultados mostraron una incapacidad de los codificadores PCCC para eliminar líneas espectrales en la DEP de la señal IR-UWB. Los codificadores SCCC se analizaron de la misma manera que los PCCC, empezando por los encontrados en la literatura y siguiendo con algunos codificadores construidos utilizando códigos convolucionales con capacidades de moldeado espectral. Para los codificadores encontrados en la literatura se tuvo que no fueron capaces de eliminar las líneas espectrales de la DEP de la señal IR-UWB, a diferencia de los codificadores construidos en esta tesis que sí pudieron suprimir líneas espectrales y ajustar la DEP a la máscara espectral de la FCC. Es a partir de estos resultados que se define una condición de diseño para los codificadores SCCC, que indica que el código interior no deberá de ser sistemático si se pretende que sea utilizado para eliminar las líneas espectrales de la DEP de una señal IR-UWB.

Una vez que se determinó que el esquema de turbo codificación SCCC puede tener efectos positivos en el moldeado de la DEP de sistemas IR-UWB, se empezó con la construcción de un codificador SCCC que ofrezca simultáneamente:

a) Un buen desempeño del BER como el de los codificadores encontrados en la literatura.

b) Buenas características de moldeado espectral, en particular que sea capaz de eliminar las líneas espectrales de la DEP de la señal IR-UWB.

El Capítulo 5 está dedicado a la construcción y evaluación del codificador SCCC que presente las características antes mencionadas. Los codificadores se construyeron utilizando las reglas de diseño encontradas en la literatura ajustándolas con la regla definida en el Capítulo 4. Primero se comprobó que los codificadores construidos efectivamente fueran capaces de eliminar las líneas espectrales de la DEP permitiendo que se ajustara a la máscara espectral de la FCC. De los resultados se encontró que se pueden utilizar los entrelazadores aleatorio o *"golden dithered"* en el diseño de los codificadores y las capacidades de moldeado espectral no se pierden.

Una vez que se evaluaron las capacidades de moldeado espectral se analizó el desempeño de los codificadores construidos en términos del BER. Para esto se compararon las curvas BER contra Eb/No de los codificadores propuestos con las de los codificadores tomados de la literatura. El primer escenario de evaluación involucró un canal de comunicaciones AWGN, un esquema de modulación BPSK y un receptor de máxima verosimilitud. Los resultados indicaron que los esquemas propuestos son capaces de

competir con los encontrados en la literatura e inclusive superarlos en ciertas regiones de Eb/No. Con este resultado se demuestra que las reglas establecidas al principio del Capítulo 5 pueden ser utilizadas para la construcción de codificadores SCCC con bajas tasas de error de bit y capacidades de moldeado espectral de una señal IR-UWB. En seguida se evaluó un segundo escenario en el que se tiene un canal de comunicaciones IR-UWB, un esquema de modulación BPSK y un receptor S-Rake. Los resultados de esta parte del trabajo mostraron que los esquemas de codificación construidos mejoran significativamente el desempeño del sistema de comunicaciones al proveer una mejora en la tasa de error de bit. Al comparar el desempeño de los códigos de la literatura con los propuestos se encontró que no existía mucha diferencia, siendo hasta cierto punto equivalentes. Se encontró que para receptores S-Rake que utilizan menos de 25 "*fingers*", las curvas características de los turbo códigos no son parecidas a las que se tienen cuando se trabaja con el receptor de máxima verosimilitud en un canal AWGN. Estos últimos resultados demostraron que los esquemas de codificación diseñados pueden ser utilizados específicamente en un sistema de comunicación IR-UWB y mejorar así su tasa de error de bit.

Basados en la discusión de los resultados obtenidos en esta tesis, se puede establecer que los sistemas de comunicación IR-UWB que emplean los esquemas de turbo codificación construidos bajo el conjunto de reglas descritas en este trabajo ofrecen ventajas significativas en términos de la DEP y el BER, comparados con sistemas IR-UWB convencionales. Entonces se puede concluir que los objetivos planteados al inicio de esta tesis fueron alcanzados.

6.2 Conclusiones.

En este trabajo de tesis se ha demostrado que utilizar un esquema de turbo codificación SCCC en los sistemas de comunicación IR-UWB tiene un impacto directo en el desempeño del BER y en la DEP de la señal transmitida.

La capacidad de un turbo codificador de poder moldear la DEP de la señal transmitida radica en la forma en la que está construido el codificador, y en su capacidad de dar aleatoriedad a la secuencia de datos que se tiene en su entrada. En la literatura se encuentra que la mayoría de los códigos convolucionales utilizados en la construcción de los turbo codificadores de un PCCC y un SCCC utilizan estructuras sistemáticas recursivas o sólo sistemáticas. En general es con estas estructuras que se tiene un codificador con mejor desempeño (Berrou, 1993; Declerq, 2014). Sin embargo, los resultados de este trabajo concluyen que utilizar este tipo de estructuras en la construcción de los turbo codificadores no permitirá que se puedan eliminar las líneas espectrales de la DEP de la señal IR-UWB. Teniéndose que la

estructura sistemática de un PCCC es la que no le permite al esquema de codificación poder moldear el espectro de la señal IR-UWB. En el caso de los SCCC también es la estructura sistemática en el código exterior la que no le permite eliminar las líneas espectrales de la DEP de la señal IR-UWB.

Además de contar con capacidades de moldeado espectral, los esquemas construidos en esta tesis también tienen un buen desempeño en el BER del sistema de comunicaciones. Esto contrasta con los códigos encontrados en la literatura los cuales ofrecen un buen BER pero no permiten moldear la DEP de las señales IR-UWB. Para que los sistemas encontrados en la literatura puedan tengan una DEP por debajo de las máscaras espectrales establecidas por la FCC, se tendría que reducir la potencia de sus transmisiones, lo cual impondría una penalización en el BER del sistema IR-UWB.

Por lo tanto un sistema IR-UWB que utilice los esquemas de turbo codificación propuestos en esta tesis tendrá un mejor desempeño que sistemas IR-UWB que usen esquemas de turbo codificación tradicionales, esto considerando los esquemas de regulación actual basados en mascaras espectrales como las de la FCC.

Añadir un esquema de turbo codificación al sistema de comunicaciones IR-UWB provoca un aumento en la complejidad del diseño del mismo, en especial si se compara con uno que no utiliza ningún esquema de codificación. Sin embargo, encontrar un sistema de comunicaciones moderno que no utilice ningún esquema de codificación resulta un poco difícil. En conclusión, tener un esquema de codificación que además de funcionar como un mecanismo de corrección de errores también solucione un problema inherente a los sistemas IR-UWB resulta en extremo conveniente. No hay que olvidar que de no utilizar un esquema de codificación que permita moldear el espectro, sería necesario incluir en el sistema de comunicaciones algún otro mecanismo que permita eliminar las líneas espectrales teniendo como consecuencia que la labor de diseño del sistema sea más compleja.

6.3 Trabajo futuro.

El análisis de esquemas de turbo codificación que tengan un buen desempeño espectral y una mejora en el BER es un área que aún puede seguirse explorando. En esta sección se dan algunas recomendaciones para trabajos futuros derivados de los resultados obtenidos en esta tesis.

- Evaluar las capacidades de moldeado espectral de diferentes esquemas de turbo codificación como pueden ser los códigos LDPC o los códigos de turbo producto.

- Análisis del impacto de utilizar otros entrelazadores en el diseño de los esquemas de turbo codificación SCCC. En la práctica es posible que no sea conveniente implementar un entrelazador "*golden dithered*" y se tenga que recurrir a un entrelazador más sencillo, por lo que valdría la pena analizar cómo se ven afectadas las capacidades de moldeado espectral y el BER ofrecido por el esquema de codificación.
- Evaluar la tasa de error de bit para escenarios donde existe interferencia provocada por otros sistemas de comunicación. Con este análisis será posible observar de mejor forma el impacto de las transmisiones IR-UWB en el espectro de las demás transmisiones. Para esta evaluación sería conveniente que se utilizarán varios sistemas IR-UWB transmitiendo al mismo tiempo, con el fin de observar cómo se afecta el desempeño individual de los sistemas.
- Implementar el esquema de codificación y decodificación en un sistema embebido seleccionado para una red de sensores especifica. Esto permitirá conocer cuanta es la carga computacional que se agrega por el esquema de codificación diseñado y saber si no afecta en alguna forma el desempeño de la red.

Literatura citada

Ahmed M. R., Huang X., Sharma D., & Cui H. 2012. Wireless Sensor Network: Characteristics and Architectures. International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering 6(12), 1398–1401. Consultado el 8 de octubre de 2016 de https://waset.org/Publication/wireless-sensor-network-characteristics-and-architectures/9345

Akyildiz I. F., Su W., Sankarasubramaniam Y., Cayirci E. 2002. Wireless sensor networks: a survey. Elsevier, Computer Networks. 38(4), 393-422. doi: 10.1016/S1389-1286(01)00302-4

Arslan H., Chen Z. N., Di Benedetto M. G. 2006. Ultra Wideband Wireless Communication. Wiley – Interscience. USA.

Baghaei Nejad M. 2007. UWB radio module design for wireless sensor networks. Analog Integrated Circuits Signal Process. 50(1), 47–57. doi: 10.1007/s10470-006-9617-0

Berrou C. 2007. Codes and Turbo Codes. Springer. Francia.

Benedetto S., Divsalar D., Montorsi G., Pollara F. 1996. A Soft-Input Soft-Output Maximum A Posteriori (MAP) Module to Decode Parallel and Serial Concatenated Codes. Jet Propulsion Lab TDA Progress Report. Consultado 2 de febrero de 2017. http://web.mit.edu/~6.962/www/www_fall_2000/jnl/divsalar-tm.pdf

Benedetto S., Divsalar D., Montorsi G., Pollara F. 1998. Serial Concatenation of Interleaved Codes: Performance Analysis, Design, and Iterative Decoding. IEEE Transactions on Information Theory. 44 (3), 909-926. doi: 10.1109/18.669119

CEPT/ECC. 2006. ECC Decision of 24 March 2006 on the harmonized conditions for devices using Ultra-Wideband (UWB) technology in bands below 10.6 GHz. Consultado el 1 de septiembre de 2016 de https://www.apwpt.org/downloads/eccdec0604uwb.pdf

CEPT.2013. Report from CEPT to the European Commission in response to the Fifth Mandate to CEPT on ultra-wideband technology to clarify the technical parameters in view of a potential update of Commission Decision 2007/131/EC. Consultado el 9 de Noviembre de 2016 de http://www.erodocdb.dk/Docs/doc98/official/pdf/CEPTREP045.PDF

Choi S. 2005.200Mbps Viterbi decoder for UWB. En: The 7th International Conference on Advanced Communication Technology, ICACT. http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=1462924

Declerq D., Fossosier M., Biglier E.2014. Channel Coding: Theory, Algorithms, and Applications: Academic Press Library in Mobile and Wireless Communications. Elsevier Science. USA

Di Benedetto M. G., Giancola G. 2004. Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals. Prentice Hall. USA.

Di Benedetto M. G., Kaiser T., Molisch A. F., Oppermann I., Politano C., Porcino D. 2005. UWB Communications Systems: A Comprehensive Overview., EURASIP. Germany.

Federal Communication Commision. 2002. First Report and Order, revision of part of the Commision's rules regarding ultra-wideband transmission systems. ET Docket 98-153, FCC 02-48. https://transition.fcc.gov/Bureaus/Engineering_Technology/Orders/2002/fcc02048.pdf

Fernandes J., Wentzloff D. 2010. Recent advances in IR-UWB transceivers: An overview. En: Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Paris, Francia,30-mayo-2. doi: 10.1109/ISCAS.2010.5537916

Forouzan A. R., Abtahi M. 2003. Application of convolutional error correcting codes in ultrawideband M-ary PPM signaling. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 13, 308–310. doi: 10.1109/LMWC.2003.815700

Ghavami M., Michael L. B., Kohno R. 2007. Ultra Wideband Signals and Systems in Communications Engineering. 2 ed. John Wiley & Sons. USA.

Geçkinli N., Yavuz D.1983. Discrete Fourier Transformation and Its Applications to Power Spectra Estimation. Elsevier. USA.

Harrop P., Das R. 2015. Wireless Sensor Networks (WSN) 2014-2024: Forecasts, Technologies, Players The new market for Ubiquitous Sensor Networks (USN). IDTechEx. USA. http://www.idtechex.com/research/reports/wireless-sensor-networks-wsn-2014-2024-forecasts-technologies-players-000382.asp

Huang X., Dutkiewicz E., Gandia R., Lowe D. 2006.Ultra-wideband technology for video surveillance sensor networks. En: Proc. IEEE International Conference Industrial Informatics, Singapore, Singapore,16-18 de agosto.IEEE. p. 1012–1017. doi:10.1109/INDIN.2006.275736

IEEE Computer Society.2007. Approved Draft IEEE Standard 802.15.4aTM-2007. IEEE. Consultado el 6 de septiembre de http://www.ie.itcr.ac.cr/acotoc/Ingenieria/Lab%20TEM%20II/Antenas/Especificacion%20802%2011- 2007.pdf

Intel. 2004. Ultra-Wideband (UWB) Technology Enabling high-speed wireless personal area networks. http://ecee.colorado.edu/~ecen4242/marko/UWB/UWB/Intel'%20UWB.pdf

Lin S., Costello D. 1982. Error Control Coding: Fundamentals and Applications. Prentice Hall. EUA.

Mo S. S., Gelman A. D., Gopal J. 2003. Frame synchronization in UWB using multiple SYNC words to eliminate line frequencies. En: IEEE Wireless Communications and Networking Conference 2003, Nueva Orleans, Los Angeles, USA, 16-20 marzo .p. 773-778. doi:10.1109/WCNC.2003.1200468

Muller C., Zeisberg S., Seidel H., Finger A. 2002. Spreading properties of time hopping codes in ultra wideband systems. En: IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications 2002, Praga, Republica Checa, 2-5 de septiembre. IEEE, p. 64-67. doi: 10.1109/ISSSTA.2002.1049287

Nail R., Qasem N. 2015.Enhancing the Power Spectral Density of PPM-IR for Ultra-Wide Band signals by using a convolutional encoder. En: IEEE, Internet Technologies and Applications (ITA), Wrexham, UK ,8-11 de septiembre. IEEE0. doi: 10.1109/ITechA.2015.7317361

Nakache Y. P., Molisch A. F. 2003. Spectral shape of UWB signals – influence of modulation format, multiple access scheme and pulse shape. En: IEEE Vehicular Technology Conference 2003, Jeju, Corea del Sur, Corea del Sur, 22-25 de abril. IEEE, p. 2510-2514. doi:10.1109/VETECS.2003.1208843

Nakache Y. P., Molisch A. F. 2006. Spectral shaping of UWB signals for time-hopping impulse radio. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 24(4),738–744.doi:10.1109/JSAC.2005.863817.

Nasiri-Kenari M., Shayesteh M. G. 2005. Performance analysis and comparison of different multirate TH-UWB systems: uncoded and coded schemes. IEEE Proceedings in Communications. 152, 833-844. doi: 10.1109/TENCON.2006.343691

Oppermann I., Hamalainen M., Linatt J. 2004.UWB Theory and Applications. John Wiley & Sons.USA

Payommai T., Higuchi K. 2013. Study of Turbo Code for Pulse Base UWB Ad-Hoc Network. En: 2013 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, Naha, Japón, 12-15 de noviembre. IEEE, p.569–572. doi: 10.1109/ISPACS.2013.6704615

Papoulis A., Pillai S. 2002. Probability Random Variables and Stochastic Processes, Fourth Edition, McGraw-Hill. USA.

Piazzo L., Romme J. 2003. Spectrum control by means of the TH code in UWB systems. En: IEEE Vehicular Technology Conference 2003, Jeju, Corea del Sur, 22-25 de abril. IEEE, p. 1308-1312. doi: 10.1109/VETECS.2003.1207102

Proakis J. G. 1995. Digital Communications. 3ed., McGraw Hill. USA.

Purushottama G., Sujatha R. 2015. Turbo codes with golden section intearleaver. International Research Journal of Engineering and Technology. 2(3), 1069–1073. ISSN: 2395 -0056

Robertson P., Worz T. 1998. Bandwidth-efficient turbo trellis-coded modulation using punctured component codes. IEEE Journal on selected areas in communications. 16(2), 206-218. doi: 10.1109/49.661109

Ryan W., Lin S. 2009. Channel Codes Classical and Modern. Cambridge. USA.

Shannon C. E. 1948. A Mathematical Theory of Communication. Bell Syst. Tech. Journal.27 (1), 379-423. doi:10.1002/j.1538-7305.1948.tb01338.

Shen M. 2005. UWB radio module design for wireless sensor networks. En: NORCHIP Conference, Oulu, Finlandia, 21–22 de noviembre. IEEE, p.184–187. doi:10.1109/NORCHP.2005.1597020

Shlegel C., Perez L. 2003. Trellis and Turbo Coding. Wiley-IEEE Press. USA.

Stoica P., Moses R. 2004. Spectral Analysis Of Signals. Prentice Hall. USA.

Swiak P. 2001. Ultra-Wide band radio: introducing a new technology. En: IEEE Vehicular Technology Conference 2001, Rhodes, Grecia, 6-9 de mayo. IEEE, p. 1169-1172. doi:10.1109/VETECS.2001.944546

Thoma R. S., Hirsch O., Sachs J., Zetik R. 2007. UWB sensor networks for position location and imaging of objects and environments. En: The Second European Conference of Antennas Propagation 2007, Edinburgh, UK, 11-16 de Noviembre. IET. doi:10.1049/ic.2007.1336

Verdone R., Dardari D., Mazzini G., Conti A. 2008. Wireless Sensor and Actuator Networks: Technologies, Analysis and Design. Elsevier. UK.

Villarreal S., Edwards R., Vardaxoglou J. 2005. On The Behaviour Of Simulation-DFT Based Analysis For Spectral Estimation Of PPM TH-IR UWB Signals. En: Vehicular Technology Conference 2005 Stockholm, Sweden, 30 Mayo a 1 Junio. IEEE. doi: 10.1109/VETECS.2005.1543533

Villarreal S., Edwards R., Al haj Moh'd B. 2006. On the Comparison of Measurement and Simulation of the Power Spectral Density of PPM Th-Ir UWB Signals. En: Loughborough Antennas and Propagation Conference 2006, LAPC, Loughborough University (pp. 118-122).

Villarreal S. 2007. Convolutional Coding Schemes with Convenient Power Spectral Density Characteristics.Tesis de doctorado. Loughborough University. 201 pp.

Wicker S., Bhargava V. 1999. Reed-Solomon Codes and Their Applications. Wiley-IEEE Press. USA.

Win M. Z., Scholtz R. A. 1998. Impulse Radio: How it works. IEEE Communications letters, 2(2),36-38. doi: 10.1109/4234.660796.

Win M. Z., Scholtz R. A. 2000. Ultra-wide bandwith time-hooping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications. IEEE Transactions on Communications, 48(4), 679-689. doi: 10.1109/26.843135.

Wu W. D., Wang C. H., Chao C. C. 2003. Effects of hopping codes in TH-SS UWB signals. En: Vehicular Technology Conference 2003, Orlando, Florida, USA, 6-9 de octubre.IEEE, p. 1308-1312. doi: 10.1109/VETECF.2003.1285234

Wu X., Tian Z., Davidson T. N., Giannakis G. B. 2006. Optimal waveform design for UWB radios. IEEE Transactions on Signal Processing. 54 (6), 2009-2021. doi: 10.1109/TSP.2006.872556.

Yamamoto N., Ohtsuki T. 2003.Adaptive internally turbo-coded ultra wideband-impulse radio (AITC-UWB-IR) system. En: IEEE conference on Communications 2003, Anchorage, USA, 11-15 de mayo. IEEE, p.3535-3539.doi:10.1109/ICC.2003.1204111

Yoshida S., Ohtsuki I. 2004. Performance evaluation of adaptive internally turbo coded ultra wideband-impulse radio (AITC-UWB-IR) in multipath channels. En: Vehicular Technology Conference, Los Angeles, California, USA, 26-29 de septiembre. IEEE, p.. doi: 10.1109/VETECF.2004.1400207

Zeinalpour-Yazdi Z., Nasiri-Kenari M. 2006. Performance analysis and comparisons of different ultrawideband multiple access modulation schemes. IEEE, Proceedings in Communications. 153(5), 705-718. doi: 10.1109/RAWCON.2002.1030123

Zhang J., Orlik P., Sahinoglu Z., Molisch F., Kinney P. 2009. UWB Systems for Wireless Sensor Networks. IEEE, Proceedings of the IEEE. 97(12), 313-331. doi: 10.1109/JPROC.2008.2008786