

UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES



FACULTAD DE INGENIERÍA

TESIS DE GRADO

Problemas de Sincronismo en UWB-OFDM

Alumno

Juan Augusto MAYA

`jmaya@fi.uba.ar`

Tutor de Tesis

Dra. Cecilia Gabriela GALARZA

`cgalar@fi.uba.ar`

Diciembre, 2008

Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecerles a mis padres, Delia y Charls, por haberme dado la oportunidad de estudiar una carrera universitaria. Ellos hicieron posible, en gran parte de la carrera, que yo me dedique solamente a los estudios sin la necesidad de trabajar. No todos tienen esa posibilidad. Siempre estaré más que agradecido por eso y por todo lo que significa criar un hijo (cuatro en realidad).

Por otro lado, quiero darles las gracias a mi novia por soportar el encierro en innumerables fines de semana debido a, ya saben, “mi amor, tengo que hacer la tesis”. Ella sabe y entiende el esfuerzo que significa completar la carrera de ingeniería. Siempre me ha bancado y espero que lo siga haciendo con lo que se viene. Tenemos muchos proyectos y vamos a poner todo para cumplirlos.

También quiero agradecerles a mis hermanos. Ellos siempre me han ayudado en lo que necesitaba. A mis amigos, algunos del secundario y de basquet, otros de la carrera, con quienes compartí las aulas de esta querida facultad.

La gente del Instituto Argentino de Radioastronomía (IAR), lugar en el que trabajo, ha sido muy gentil y comprensiva, otorgándome varios días de estudio para poder terminar la tesis. A ellos mi agradecimiento.

Por último, quiero agradecerle a la Doctora, Ingeniera y Amiga Cecilia Galarza. He aprendido muchas cosas de ella y me encantó haber trabajado a su lado. Ella me ayudó a decidirme a seguir en la línea de la investigación. Espero que en algún momento podamos volver a trabajar juntos.

Gracias totales!

Índice general

1. Introducción	1
2. Sistemas UWB-OFDM	5
2.1. Señales UWB	6
2.1.1. Utilización del Espectro para Señales UWB	8
2.2. Sistemas OFDM	12
2.2.1. Principio de Funcionamiento	12
2.2.2. Espectro de una Señal OFDM	22
2.3. Modulación Diferencial	23
2.3.1. Modulación ADPSK	24
2.3.2. Demodulación de una Señal ADPSK	26
2.3.3. Sistemas OFDM con Modulación Diferencial	27
3. El Canal Inalámbrico	29
3.1. Particularidades de los Canales UWB	30
3.2. Efectos de Pequeña Escala	31
3.3. Caracterización de un Canal Inalámbrico	32
3.3.1. Dispersión Temporal y Ancho de Banda de Coherencia	32
3.3.2. Doppler Spread y Tiempo de Coherencia	34
3.4. Canal Saleh-Valenzuela	36
3.5. Ejemplo de un Canal Inalámbrico UWB	38
4. Sincronización de Sistemas UWB-OFDM	43
4.1. Sincronización de Portadora	43
4.2. Sincronización de Período de Muestreo	44
4.3. Sincronización de Bloque	45
4.4. Interferencias IBI e ICI	48

4.5. Análisis de un Sistema UWB	54
5. Métodos de Sincronización	59
5.1. Estimación Utilizando el Prefijo Cíclico	60
5.2. Estimación Utilizando Tonos Pilotos	63
5.3. Estimador Robusto	67
5.4. Estimador Robusto en Canales Dispersivos	72
5.5. Análisis Comparativo de los Algoritmos de Sincronización	74
6. Conclusiones	79
A. Espacio de Señales y Representación en Banda Base	83
A.1. Representación de Señales en el Espacio de Hilbert	84
A.2. Representación de Señales y Sistemas en Banda Base	85
A.2.1. Equivalente Banda Base de una Señal	86
A.2.2. Equivalente Banda Base de un Sistema	87
A.2.3. Equivalente Banda Base de Ruido	88
B. Señales Moduladas Pasabanda	91
B.1. Modulación por Amplitud de Pulsos, PAM	91
B.2. Modulación en Fase, PSK	92
B.3. Modulación en Amplitud y Fase, QAM	93
C. Modelado de los Efectos de Gran Escala	95

Capítulo 1

Introducción

En la última década, uno de los ejes de avance de las telecomunicaciones fue el desarrollo e instalación de redes inalámbricas de corta distancia. En ese sentido, las tecnologías inalámbricas de área personal WPAN (*Wireless Personal Area Network*) como Bluetooth fueron desarrolladas con el objetivo de interconectar sin cables distintos dispositivos a distancias cortas (10-20m) a velocidades moderadas. Sin embargo, estas tecnologías presentan aún serias limitaciones en cuanto a su velocidad de transmisión, autonomía de funcionamiento y seguridad.

Los sistemas de comunicación que mejoran notablemente estas características son los sistemas de comunicación de ultra banda ancha UWB (*Ultra Wideband*). Tales sistemas pueden ser clasificados en su forma más general como sistemas de altas tasas de transmisión en los cuales la relación entre el ancho de banda y la frecuencia central es grande.

Los sistemas UWB trabajan con densidades espectrales de potencia muy bajas. Esto les permite transmitir en bandas de frecuencias licenciadas sin interferir de manera apreciable con otros sistemas de comunicación en la misma banda. También se puede pensar en un esquema de comunicaciones multiusuario, donde distintos usuarios comparten el medio físico. Ésta es una ventaja muy importante ya que el espectro electromagnético utilizable para las comunicaciones es un recurso natural escaso, y por lo tanto se debe usar de la manera más eficiente posible. Por otro lado, el hecho de trabajar con densidades espectrales de potencia bajas minimiza la probabilidad de interceptar la señal transmitida, brindando seguridad al sistema de comunicaciones.

Los sistemas UWB utilizan un ancho de banda grande y, por lo tanto, tienen una gran resolución temporal. Esta característica los hace robustos en canales con múltiples caminos, como los canales en un ambiente interior, ya que es posible distinguir una gran cantidad de réplicas de la señal transmitida

en el receptor. Los sistemas UWB están pensados para una gran cantidad de aplicaciones de consumo masivo. Pueden ser utilizados en mediciones de distancia que requieran gran precisión, también para capturar imágenes de alta resolución, como radar o para redes WPAN, etc.. Como sistemas de comunicación, UWB fue pensado para dispositivos de bajo consumo (gran autonomía), bajos costos, corto alcance, gran ancho de banda y altas tasas de datos.

Actualmente existen dos modos de utilizar UWB: el primero está basado en la transmisión de pulsos modulados de duración muy corta (fracción de nanosegundo) y se lo conoce como radio impulsivo UWB (I-UWB, *Impulsive UWB*). El segundo modo utiliza la modulación de múltiples portadoras OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) de gran ancho de banda. El sistema es conocido como MC-UWB (*Multicarrier UWB*) o UWB-OFDM. El tema de interés de esta tesis se centra en el esquema de múltiples portadoras. En particular, el problema central de estudio es el de diseño de algoritmos de sincronización robustos para estos sistemas.

La modulación OFDM divide al ancho de banda disponible en múltiples subbandas de un ancho de banda muy inferior al disponible. Por lo tanto, para la mayoría de los casos de interés, cada subbanda tiene un ancho de banda tal que la respuesta en frecuencia del canal para cada uno de ellos es aproximadamente constante. O sea esta modulación transforma un canal dispersivo en muchos subcanales cuasi ideales o no dispersivos. De este modo se evita la implementación de complejos y costosos ecualizadores en el dominio del tiempo.

Además como cada subcanal tiene un ancho de banda muy inferior al ancho de banda total, el soporte temporal de cada una de las señales que representan a los símbolos es mucho más grande que el que tendría una señal de portadora única con la misma tasa de datos. De este modo OFDM resulta ser muy robusto en canales con múltiples trayectos y desvanecimientos.

Sin embargo, OFDM es muy sensible a problemas de sincronismo. En general, el sistema transmisor y receptor están sincronizados a dos relojes locales independientes. Por otro lado, el canal puede introducir un factor de fase que varía con el tiempo. El efecto total genera diversos problemas de sincronismo. En los sistemas OFDM, el sincronismo afecta la ortogonalidad de las portadoras, introduciendo interferencia entre los subcanales y entre los bloques OFDM consecutivos.

En esta tesis se estudia, en primer lugar, la degradación de la performance de los sistemas UWB-OFDM cuando existe pérdida de sincronismo entre el transmisor y el receptor. En ese caso se observa que cuando la sincronización de bloque es errónea, la pérdida de relación señal a ruido en el receptor puede llegar a ser 6dB.

Para solucionar estos problemas se estudiaron distintos algoritmos de sincronización. En particular, se trabajó con esquemas que utilizan el prefijo cíclico de OFDM y los tonos pilotos. Sin embargo, estos métodos fueron diseñados para canales AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) y tienen un desempeño pobre en canales dispersivos. En esta tesis se propone una modificación a estos algoritmos que permite mejorar su desempeño para canales dispersivos cuando se conoce su respuesta impulsiva.

Organización del trabajo

La tesis está dividida en cuatro capítulos principales. En el Capítulo 2 se describe el sistema UWB-OFDM sobre el cual se va a trabajar. En este capítulo se define formalmente una señal UWB y se detalla sus características cuando se utiliza la modulación OFDM en ese ancho de banda. Dado que la transmisión de las señales UWB es a través de canales inalámbricos, se describen sus particularidades en el Capítulo 3. Los Capítulos 4 y 5 están dedicados a estudiar el problema de sincronización en estos sistemas. En el Capítulo 4 se analiza la performance del sistema cuando existen errores de sincronización. En particular, se obtienen expresiones analíticas de los símbolos OFDM en función del error de sincronización de bloque donde se observa que aparecen factores de atenuación indeseados. En el Capítulo 5 se analizan distintos algoritmos para resolver el problema de sincronización en sistemas OFDM. En particular, se propone una nueva solución y se muestra que el desempeño de este nuevo algoritmo supera al de los sistemas reportados en la literatura cuando el canal es dispersivo.

Aportes

En esta tesis analizamos el problema de sincronización en sistemas de comunicaciones UWB-OFDM. Las principales contribuciones de esta tesis se detallan a continuación.

Desarrollo de un modelo formal:

- Se analizó el efecto de los errores de sincronismo sobre el sistema de comunicaciones UWB-OFDM. Se determinó que los problemas de sincronismo introducen un factor de atenuación desconocido y un término de interferencia cuyo resultado conjunto es disminuir la relación señal a ruido en el receptor y degradar el desempeño del sistema de comunicaciones..
- Se establecieron los requerimientos necesarios sobre los algoritmos de

sincronización de manera que la pérdida de relación señal a ruido causada por los errores de sincronización no supere un umbral previamente determinado.

Análisis de la modulación diferencial en sistemas OFDM:

- Notando que los sistemas OFDM son muy sensibles a los problemas de sincronización, se propone utilizar modulaciones diferenciales conjuntamente con OFDM. Se desarrollaron dos esquemas distintos de modulación diferencial multiportadora. Uno de ellos emplea codificación diferencial entre subcanales OFDM consecutivos. Un segundo esquema emplea codificación diferencial dentro de cada subcanal entre bloques OFDM consecutivos.
- Se realizó un análisis comparativo entre las modulaciones diferenciales y las modulaciones coherentes en un sistema OFDM. Se mostró que las modulaciones diferenciales son robustas frente a errores de sincronización de bloque, aunque tienen como desventaja una pequeña disminución de la eficiencia espectral del sistema.

Diseño de un nuevo algoritmo de sincronización:

- En primer lugar se analizaron diversos algoritmos existentes en la literatura. Estos algoritmos fueron diseñados para canal AWGN y utilizan el prefijo cíclico del bloque OFDM y los tonos pilotos para realizar la estimación del comienzo del bloque.
- Se propuso un nuevo algoritmo de sincronización que, asumiendo conocimiento del canal, supera el desempeño de los algoritmos existentes en la literatura para canales dispersivos.

Capítulo 2

Sistemas UWB-OFDM

En este capítulo se aborda la modulación de banda ultra ancha en su modalidad multiportadora UWB-OFDM. Esta modulación tiene por objetivo transmitir datos a muy altas tasas a través de distancias pequeñas, del orden de los metros.

En canales inalámbricos es imprescindible utilizar esquemas de transmisión con diversidad para lograr que los sistemas de comunicaciones tengan rendimientos aceptables. Implementar esquemas de diversidad significa transmitir la misma información por distintas vías de comunicación.

Un parámetro típico de los canales inalámbricos es el ancho de banda de coherencia. Este parámetro indica que una señal con un ancho de banda inferior al ancho de banda de coherencia del canal tiene el mismo patrón de interferencia, constructiva o destructiva, para todas sus componentes de frecuencia. O sea que todas las componentes frecuenciales de la señal sufren el mismo desvanecimiento. Por otro lado, bandas de frecuencias separadas por una cantidad mayor al ancho de banda de coherencia del canal experimentan desvanecimientos independientes, que no guardan relación entre ellos.

En sistemas UWB, las señales utilizan un gran ancho de banda para poder explotar distintas vías de comunicación en el dominio de la frecuencia, ya que el ancho de banda utilizado es muy superior al ancho de banda de coherencia del canal consiguiendo un sistema de comunicación confiable.

En líneas generales, un aumento en el ancho de banda utilizado es más efectivo que un aumento de energía para mejorar la tasa de transmisión. Por esto es que los sistemas UWB utilizan señales de gran ancho de banda para transmitir la información.

En este capítulo, en primer lugar se clasifican los sistemas UWB. Se mencionan las características que deben presentar para ser considerados de banda ultra ancha. En segundo lugar se mencionan las dos modalidades en que pue-

den trabajar los sistemas UWB: modulación por pulsos o modulación multiportadora. Como ya se mencionó anteriormente, en esta tesis se hará hincapié en los sistemas multiportadora, por lo que se describe con buen nivel de detalle la modulación en bloques multiportadora OFDM. Luego se realiza el cálculo del espectro de una señal OFDM y se muestra un esquema de un sistema de comunicaciones OFDM para su implementación eficiente. Por último se presenta un sistema completo UWB-OFDM que cumple con el estándar propuesto por un grupo de trabajo de la IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) [1] y se encuentra dentro de la normativas de la FCC (*Federal Communications Commission*) [2].

2.1. Señales UWB

Los sistemas UWB se caracterizan por utilizar señales de gran ancho de banda. El ancho de banda de una señal UWB se define como

$$BW_{UWB} = f_H - f_L,$$

donde f_H y f_L son las frecuencias en las cuales la densidad espectral de potencia PSD (*Power Spectral Density*) de las ondas electromagnéticas emitidas se reduce en 10dB (Figura 2.1). Por otro lado, la frecuencia central de la señal transmitida es $f_c = \frac{f_L + f_H}{2}$. Entonces, definimos el ancho de banda fraccional como

$$\gamma_{BW} = \frac{f_H - f_L}{\frac{f_H + f_L}{2}}. \quad (2.1)$$

La FCC se encargó en el año 2002 de definir las señales UWB [2]. Se

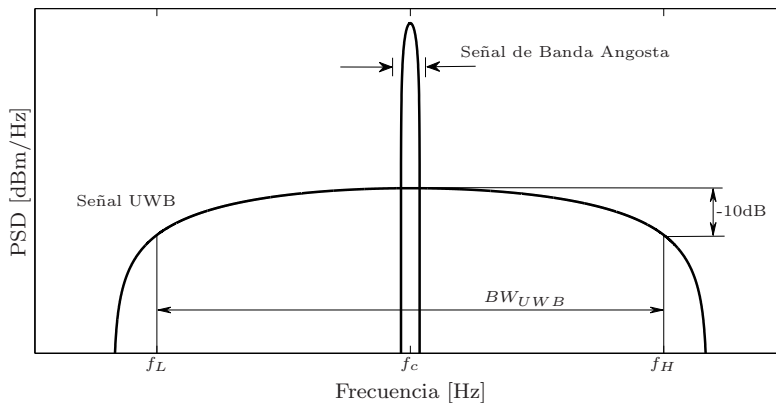


Figura 2.1: Comparación de los espectros de una señal de banda angosta y una señal UWB.

consideran señales UWB a las señales cuyo ancho de banda es superior a 500MHz o su ancho de banda fraccional supera el 20 %.

Para evitar ambigüedades en la definición de señales UWB, la FCC definió un umbral de frecuencia en 2.5GHz. Para señales de frecuencia central superior a 2.5GHz una señal es UWB si su ancho de banda es superior a 500MHz. Por otro lado, para señales de frecuencia central inferior a 2.5GHz, una señal es considerada UWB si su ancho de banda fraccional cumple $\gamma_{BW} > 0,2$. Por ejemplo, una señal con un ancho de banda de 2MHz con frecuencia central menor a 10MHz es considerada UWB.

Los dispositivos UWB fueron pensados para operar de manera simultanea con otros servicios o sistemas existentes, es decir, en bandas de frecuencias licenciadas. Por eso, los sistemas UWB deben tolerar interferencias de otros dispositivos electrónicos, en general de banda angosta, así como interferir de manera despreciable para no degradar la performance de los sistemas con quienes comparte el medio físico. Entonces, la densidad espectral de potencia de los dispositivos UWB queda limitada a niveles bajos lo cual limita su rango de operación. Con el propósito de regular los servicios UWB se definieron distintas máscaras espectrales [3] según su utilización: comunicaciones, radares, sistemas de vigilancia, servicio de imágenes, etc..

Existen dos maneras distintas de modular señales UWB: por pulsos o utilizando múltiples portadoras. La modulación por pulsos se caracteriza por la generación de pulsos extremadamente cortos. Este método de generación se conoce como radio impulsivo I-UWB (*Impulsive UWB*). Los sistemas I-UWB utilizan una serie de pulsos en banda base para transportar la información. Los pulsos tienen una duración de centenas de picosegundos por lo que el ancho de banda utilizado es del orden de los GHz. La manera como la señal de información modula estos pulsos puede variar. Los métodos más utilizados son: modulación por amplitud de pulsos (PAM, *Pulse Amplitud Modulation*) y modulación por posición de pulsos (PPM, *Pulse Position Modulation*). Los sistemas I-UWB se caracterizan por ser sencillos y simples de implementar y, por lo tanto, de bajo costo, aunque no es un esquema tan flexible como el sistema de múltiples portadoras.

La otra alternativa en cuanto al tipo de modulación en sistemas UWB es la utilización de señales con múltiples portadoras. Un caso especial de estos sistemas es la modulación OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). El sistema es conocido como MC-UWB (*Multicarrier UWB*) o UWB-OFDM. En la sección 2.2 describiremos los sistemas OFDM en detalle.

Con el propósito de crear un estándar y garantizar interoperabilidad entre dispositivos UWB fabricados por distintas empresas, la IEEE comenzó el proceso de estandarización UWB formando el grupo IEEE 802.15.3a Task Group en 2002. Debido a que no hubo un acuerdo final en cuanto a si era conveniente

utilizar OFDM o modulación por pulsos, se fueron creando distintas organizaciones para lograr un estándar. Algunas de éstas, como Multiband OFDM Alliance (MBOA)[4], se inclinaron por OFDM y otras por la modulación por pulsos. Luego MBOA fue absorbida por WiMedia Alliance [5], que es una coalición liderada por grandes fabricantes de semiconductores como Texas Instrument, Intel, Philips, AMD, etc.. Estas empresas impulsan la utilización de la modulación multiportadora OFDM como una solución de banda ultra ancha porque puede satisfacer sus requerimientos debido a sus propiedades espectrales y flexibilidad. Finalmente en 2006, la IEEE resolvió disolver el grupo IEEE 802.15.3a Task Group.

2.1.1. Utilización del Espectro para Señales UWB

En el año 2002 la FCC [2] expidió un documento de regulación del espectro electromagnético en el cual ubica a los dispositivos UWB en la banda de frecuencias 3.1 -10.6GHz y limita la potencia emitida a -41.30dBm/MHz en los 7.5GHz de ancho de banda. Otros límites en potencia más restrictivos son de -51.3dBm/MHz para dispositivos en ambientes interiores y -61.3dBm/MHz para teléfonos móviles en la banda 2 -3.1GHz. La limitación de la potencia en los dispositivos UWB tiene por objeto reducir la interferencia a los otros dispositivos que operan en la misma banda de frecuencia para no provocar una degradación en su funcionamiento sin tener la necesidad de estar varios metros alejado del transmisor UWB.

Una de las ventajas de OFDM, y por ello es muy flexible, es que tiene la capacidad de adaptar su espectro según la máscara espectral definida por la regulación en cada país de manera muy sencilla. Además, OFDM es robusta a interferencia de banda angosta, debido al uso de una gran cantidad de portadoras. Una señal de banda angosta puede interferir sólo una pequeña cantidad subcanales. En OFDM, las subbandas interferidas pueden ser recuperadas utilizando técnicas de corrección de errores tipo FEC (*Forward Error Correction*) o aplicando redundancia a través de distintas subbandas de frecuencia. También se puede evitar la interferencia directamente deshabilitando las subbandas interferidas.

El espectro asignado por la FCC de 7.5GHz es dividido en catorce bandas de 528MHz cada una [1, 3, 6], como de muestra en la Figura 2.2. Las primeras doce bandas son agrupadas de a tres formando cuatro grupos y las últimas dos forman el quinto grupo.

Actualmente, sólo el primer grupo es obligatorio, los otros grupos están reservados para uso futuro. Dentro de cada banda de 528MHz se utilizan 128 portadoras espaciadas 4.125MHz, como se muestra en la Figura 2.3. Del total de 128 portadoras, 100 portadoras (líneas llenas) son utilizadas para transmi-

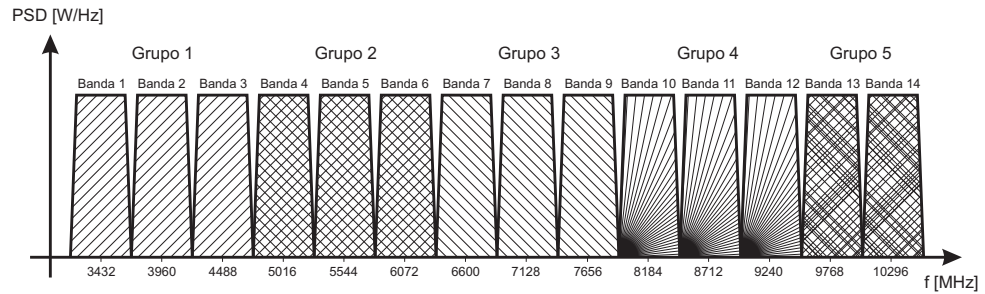


Figura 2.2: Ubicación de las 14 bandas de 528MHz en el rango 3.1GHz-10.6GHz.

tir símbolos de información, 12 símbolos pilotos (línea punteada) conocidos por el transmisor y el receptor modulan 12 portadoras ubicadas cada 10 tonos de datos son usados para estimación del canal y sincronización de frecuencia y fase de portadora y pueden ser utilizados para sincronización de los bloques OFDM (sección 4.3). Se utilizan 10 tonos de guarda (mostrados en gris), 5 a cada lado de la banda de 528MHz para evitar interferir a otras bandas contiguas. Finalmente, 6 tonos nulos, incluyendo la componente continua DC, resultan en un total de 128 tonos o portadoras, un número potencia de 2 para la eficiente implementación radix-2 de la IFFT y FFT. Las portadoras con índice negativo corresponden a las portadoras entre 67 y 127 de manera que $k = (\kappa) \bmod(N)$, $\kappa = -1, \dots, -61$.

Aunque en la actualidad es estándar recomienda utilizar la modulación QPSK en cada portadora, no se descarta emplear la modulación QAM o modulaciones diferenciales para aumentar la tasa de transmisión del sistema. En particular, como veremos en capítulos posteriores, las modulaciones diferenciales son más robustas frente a pérdidas de sincronismo entre el transmisor y el receptor, un tema de vital importancia en todo sistema de comunicaciones y más aún en los sistemas OFDM.

Para combatir interferencia, tener la posibilidad de emplear esquemas de diversidad y soportar de manera simultanea varias redes pequeñas, llamadas *Piconets*, UWB-OFDM emplea saltos en frecuencia (FH, *Frequency Hopping*). La Figura 2.4 muestra la utilización de un código TFC (*Time Frequency Code*) en el primer grupo de bandas de frecuencias.

En cada salto de frecuencia, el prefijo cíclico provee inmunidad a la interferencia entre bloques para canales con dispersión temporal τ_d menor en 60.6ns. Luego hay intervalos de 242.4ns para transmitir los símbolos OFDM y finalmente, un tiempo de guarda de 9.5ns provee un tiempo necesario para que el transmisor y el receptor cambien de banda de frecuencia. Por ello, el período de símbolo es de 312.5ns y la frecuencia con que se producen los saltos es de 3.2MHz.

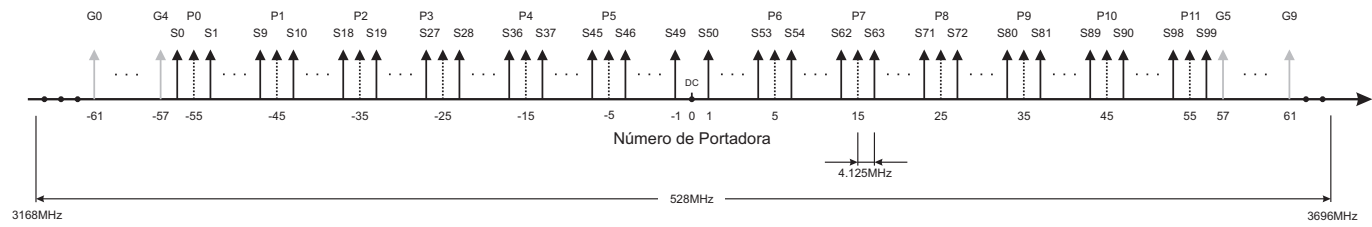


Figura 2.3: Distribución de los 128 tonos del sistema UWB-OFDM: 100 son para datos, 12 para símbolos pilotos, 10 tonos de guarda y 6 tonos nulos incluyendo la componente DC.

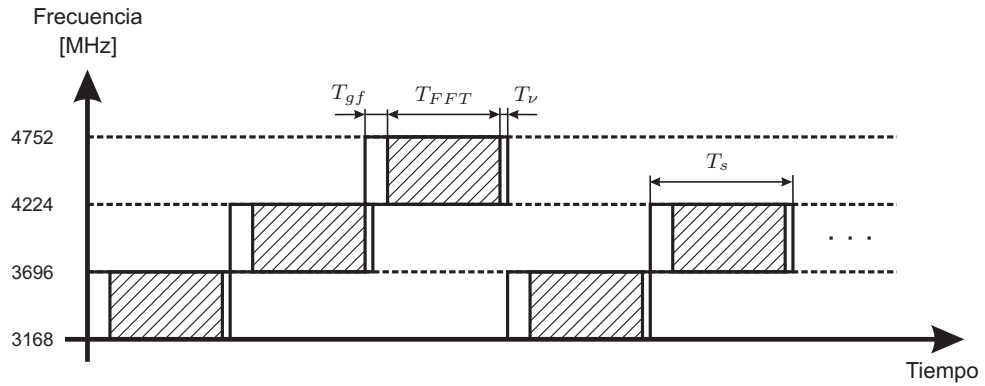


Figura 2.4: Utilización de un código TFC en el primer grupo de bandas.

En la Tabla 2.1 se resumen los parámetros característicos de un sistema UWB-OFDM.

Parámetro	Descripción	Valor
W	Ancho de banda total	528MHz
Δf	Ancho de banda de cada subbanda	4.125MHz
N	Cantidad de portadoras totales	128
N_d	Cantidad de portadoras para datos	100
N_p	Cantidad de portadoras pilotos	12
N_g	Cantidad de portadoras de guarda	10
N_n	Cantidad de portadoras no utilizadas	6
T	Período FFT/IFFT	242.4ns
T_ν	Duración del prefijo cíclico	60.6ns
ν	Duración del prefijo cíclico en muestras	32
T_{gf}	Tiempo de guarda entre bandas de frecuencias	9.5ns
ν_g	Intervalo de guarda en muestras	5
T_s	Período de símbolo	312.5ns
T_m	Reloj de los conversores DAC/ADC	1.894ns
R	Tasas de datos permitidas	53.3-480Mbps

Cuadro 2.1: Parámetros definidos por el estándar UWB-OFDM.

OFDM es la única modulación entre los sistemas UWB que permite introducir diversidad tanto en la frecuencia como en el tiempo. De esta manera, al sistema UWB-OFDM puede ser más robusto a canales selectivos en la frecuencia o con interferencia. La diversidad en el tiempo se consigue codificando los datos y distribuyendo las palabras de código en distintos intervalos de tiempo y frecuencia según el código TFC asignado.

2.2. Sistemas OFDM

La modulación OFDM es relativamente más compleja que la modulación por pulsos, sin embargo, OFDM presenta varias ventajas y por ello es ampliamente utilizada en los sistemas MC-UWB. Las principales ventajas son: gran eficiencia espectral, robustez en canales con multicaminos, capacidad de adaptar la distribución de energía en función de la respuesta en frecuencia del canal, etc.. Esto último posibilita que el sistema MC-UWB pueda evitar interferencia de sistemas de banda angosta simplemente no haciendo uso de las portadoras con mayor interferencia. Además, MC-UWB provee mayor flexibilidad y escalabilidad, pero requiere de señales de control adicionales en la capa física y un nivel más de sincronismo, es decir, sincronización de bloque.

En un sistema de comunicación digital, el transmisor envía a intervalos regulares de tiempo una señal que es seleccionada dentro un conjunto finito de señales. Cada una de estas señales representa un símbolo portador de información. Para poder recuperar la información transmitida, el sistema receptor determina qué señal, dentro del conjunto finito de señales, fue enviada por el transmisor.

La señal a la salida del transmisor es conocida como señal modulada y el dispositivo que asigna una señal a cada símbolo de información se llama modulador. En el receptor, el sistema que realiza el proceso inverso, es decir, decide qué señal fue transmitida en función de la señal recibida y le asigna un símbolo es conocido como demodulador.

Una modulación que en los últimos años ha recibido gran atención de la comunidad científica y tecnológica es OFDM . Prueba de esto es la diversidad de aplicaciones que utilizan esta modulación (redes inalámbricas, transmisión de video de alta definición, sistemas de banda ancha por líneas telefónicas y de transmisión de energía, etc) [7, 8, 9, 10].

2.2.1. Principio de Funcionamiento

El principio fundamental en el que se basa OFDM propuesto por Chang en 1966 [11] es que el ancho de banda disponible es dividido en una gran cantidad de bandas mucho más estrechas en las cuales el canal, inalámbrico o cableado, puede ser considerado no selectivo en frecuencia. En la Figura 2.5 se muestra un sistema de comunicaciones multiportadora.

Cada una de las bandas en que es dividido el ancho de banda total disponible es llamada subbanda y la porción del canal que cada subbanda ocupa es llamada subcanal. El hecho que cada subcanal sea no selectivo en frecuencia significa que los subcanales se comportan como canales ideales no dispersivos. Es decir que las señales transmitidas en cada subbanda sólo experimentan

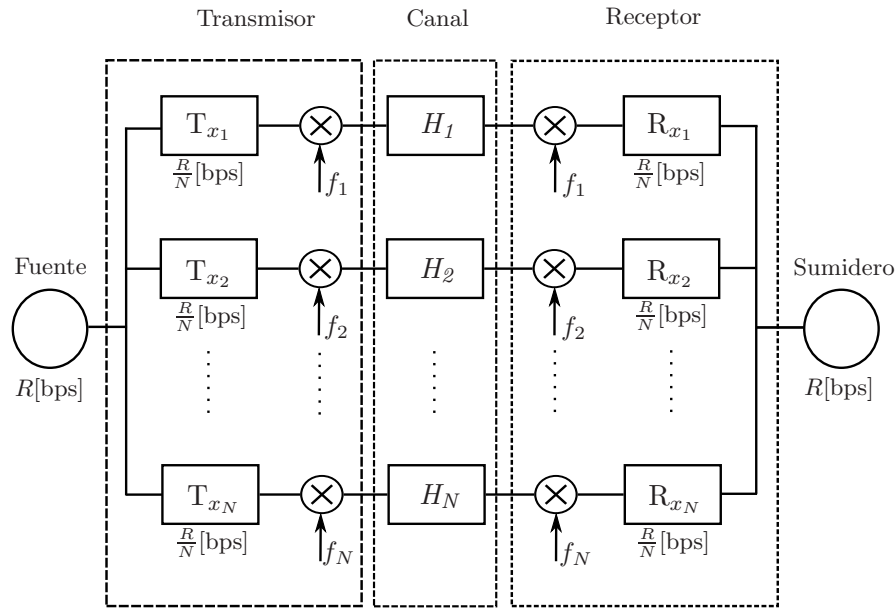


Figura 2.5: Esquema de un sistema de transmisión multiportadora.

una atenuación y un retardo dados por el subcanal pero no sufren distorsión. O sea que la interferencia entre símbolos sucesivos en cada subbanda es despreciable, por lo cual no es necesario implementar costosos ecualizadores en el dominio del tiempo, quienes en un sistema convencional tienen la función de reducir o eliminar la interferencia entre símbolos.

En el sistema de la Figura 2.5, los datos provenientes de la fuente son pasados a través de un demultiplexor que divide los datos serie en N canales en paralelo. Si la fuente de datos genera R bits por segundo, cada subbanda deberá transmitir en promedio una tasa de datos N veces más chica, es decir, R/N bits por segundo.

Los datos en cada subbanda modulan un portadora diferente, f_0, f_1, \dots, f_{N-1} , y son transmitidos a través del canal como una señal multiportadora. La separación en frecuencia entre subbandas adyacentes es Δf y el ancho de banda total del canal W es ocupado por las N subbandas, esto es, $W = N\Delta f$.

En el receptor, la señal multiportadora OFDM es demultiplexada en N subbandas de frecuencia. La información transmitida en cada una de las subbandas puede ser perfectamente separada debido a que las portadoras moduladas por los datos son ortogonales y, además, mantienen esta propiedad luego de pasar por el canal. Las señales en cada una de las subbandas son convertidas a banda base por un mezclador y un filtro pasa bajos para luego pasar por el receptor R_{xi} , donde se decide qué símbolo fue transmitido. Por último, la información es multiplexada y combinada mediante un conversor

paralelo-serie o multiplexor.

En un sistema convencional de transmisión serie [12], los datos modulan una única portadora ubicada en el centro de la banda de transmisión, $f_c = (f_0 + f_{N-1})/2$ y la señal modulada ocupa todo el ancho de banda disponible W . De esta manera, el efecto de un desvanecimiento profundo en el canal causa una ráfaga de errores, si es que el desvanecimiento se extiende a la duración de varios bits.

Por el contrario, en un esquema de múltiples portadoras, cada uno de los símbolos en cada subbanda tiene una duración N veces mayor a la del sistema convencional serie. Entonces, un desvanecimiento de iguales características que el anterior sólo afecta una porción del símbolo OFDM de duración extendida. De esta manera, el sistema puede recuperar todos los símbolos transmitidos en paralelo parcialmente afectados por el desvanecimiento del canal. Mientras el sistema de transmisión serie exhibe una ráfaga de errores, el sistema multiportadora comete pocos errores.

En un canal inalámbrico como veremos en el siguiente capítulo, se define un conjunto de parámetros que lo caracteriza. Uno de esos parámetros es la dispersión multicamino del canal. La dispersión multicamino o dispersión temporal (*Delay Spread*) se define básicamente como el intervalo de tiempo entre la primera y la última réplica de la señal transmitida que arriba al receptor. Debido a que el período de símbolo OFDM es N veces superior al de un sistema convencional serie, la dispersión del canal se hace N veces menor en términos relativos a la duración de un símbolo. Esto hace que el sistema multiportadora sea significativamente menos sensible a la dispersión del canal que un sistema convencional serie.

La desventaja que presenta el sistema OFDM de la Figura 2.5 es su complejidad, ya que es necesario implementar un banco de N filtros con sus respectivos moduladores y demoduladores tanto en el transmisor como en el receptor. Además todas las portadoras del transmisor y del receptor deben estar sincronizadas para mantenerse ortogonales entre sí. El sistema se hace inviable cuando la cantidad de portadoras N es grande.

En lugar de utilizar un banco de filtros, en 1971 Weinstein y Ebert [8] propusieron emplear la transformada discreta de Fourier DFT (*Discrete Fourier Transform*) para realizar la modulación y la demodulación, lo cual reduce sustancialmente la complejidad de implementación de los modems OFDM.

En el Apéndice A se muestra que las señales moduladas que tienen la mayor parte su energía alrededor de una frecuencia portadora pueden ser representadas por su equivalente banda base. La señal multiportadora OFDM cumple con ese requisito, por lo cual trabajaremos directamente con el equi-

valente banda base de la señal multiportadora,

$$s_{bb}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} g(t) S_k \phi_k(t) \quad 0 \leq t \leq T, \quad (2.2)$$

donde $g(t)S_k$ es el equivalente banda base de la modulación primaria elegida. En el Apéndice B se presentan las señales moduladas pasabanda más utilizadas en sistemas de comunicaciones OFDM. Allí se ve que los símbolos S_k son escalares complejos que contienen la información a transmitir y $g(t)$ es el pulso formador que mejora las características espectrales de la señal a transmitir.

La cantidad de funciones ortogonales determinan la dimensión del espacio de señales. OFDM utiliza N funciones base de distinta frecuencia, con una separación entre portadoras tal que estas funciones sean ortogonales. Las funciones base OFDM son exponenciales complejas de soporte T , es decir,

$$\phi_k(t) = e^{j2\pi f_k t} \quad 0 \leq t \leq T, \quad k = 0, \dots, N-1. \quad (2.3)$$

Para obtener la mínima separación en frecuencia de las portadoras, planteamos la condición de ortogonalidad entre dos portadoras de frecuencias f_k y f_l y fases φ_k y φ_l distintas. Las portadoras deben ser ortogonales independientemente de sus fases debido a que el símbolo S_k es en general un número complejo, por lo cual la fase de la portadora dependerá de la información, y para cualquier símbolo se debe preservar la ortogonalidad entre las portadoras. Entonces, dos portadoras son ortogonales si el producto interno entre ellas es nulo, es decir,

$$\begin{aligned} \langle \phi_k(t), \phi_l(t) \rangle &= \int_0^T \phi_k(t) \phi_l^*(t) dt \\ &= e^{j(\varphi_k - \varphi_l)} \int_0^T e^{j2\pi t(f_k - f_l)} dt \\ &= \frac{e^{j(\varphi_k - \varphi_l)}}{j2\pi(f_k - f_l)} \left(e^{j2\pi(f_k - f_l)T} - 1 \right) \\ &= 0. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Para que (2.4) se anule, el factor de la derecha debe ser nulo. Entonces,

$$f_k - f_l = \frac{n}{T}, \quad n \in \mathcal{Z} \neq 0.$$

Por lo tanto la mínima separación entre portadoras es

$$\Delta f = \frac{1}{T}.$$

La modulación OFDM utiliza la mínima separación entre portadoras manteniendo la ortogonalidad entre ellas para optimizar la eficiencia espectral. Entonces, las frecuencias portadoras son

$$f_k = k\Delta f = \frac{k}{T}, \quad k = 0, \dots, N - 1. \quad (2.5)$$

Reemplazando (2.3) y (2.5) en (2.2), la señal modulada multiportadora OFDM de banda base es

$$s_{bb}(t) = g(t) \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j2\pi \frac{k}{T} t} \quad 0 \leq t \leq T. \quad (2.6)$$

Una gran ventaja de los sistemas OFDM es que pueden ser implementados de manera completamente digital, transformando la señal discreta en una señal continua compatible con el canal en la última etapa del transmisor. Dicha transformación se lleva a cabo por un conversor digital analógico DAC (*Digital to Analog Converter*). Siendo (2.6) la señal de tiempo continuo, la secuencia de muestras que genera esta señal es

$$s_{bb}(nT_m) = g(nT_m) \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j2\pi \frac{k}{T} nT_m} \quad n = 0, \dots, N - 1. \quad (2.7)$$

donde T_m es el período de muestreo y se cumple que $T_m = T/N$. Sea $\tilde{s}_n = s_{bb}(nT_m)$ y tomando al pulso $g(t)$ de valor $1/\sqrt{N}$ en el intervalo $[0, T]$ de manera que su energía sea unitaria, la ecuación anterior queda

$$\tilde{s}_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j\frac{2\pi}{N} kn}, \quad n = 0, \dots, N - 1, \quad (2.8)$$

donde se ve que si se considera a los símbolos S_k como una secuencia de longitud N , $\{S_k, k = 0, \dots, N - 1\}$, su transformada discreta de Fourier inversa (IDFT) $\{\tilde{s}_n, n = 0, \dots, N - 1\}$ son las muestras de la señal banda base.

En la Figura 2.6 se muestra un diagrama en bloques simplificado de un transmisor y un receptor UWB-OFDM. Comenzando por el transmisor, el modulador toma un conjunto de bits b_k generados por la fuente de datos y le asigna un símbolo S_k . A continuación, un conversor serie-paralelo agrupa estos símbolos en bloques de tamaño N , a los cuales se les computa la IDFT empleando el algoritmo eficiente IFFT. Un conversor paralelo-serie transforma la salida de la IFFT en una secuencia que, en general, es compleja. Como veremos más tarde, un prefijo cíclico es agregado a cada secuencia de longitud N para hacer al sistema robusto frente a canales con multicamino.

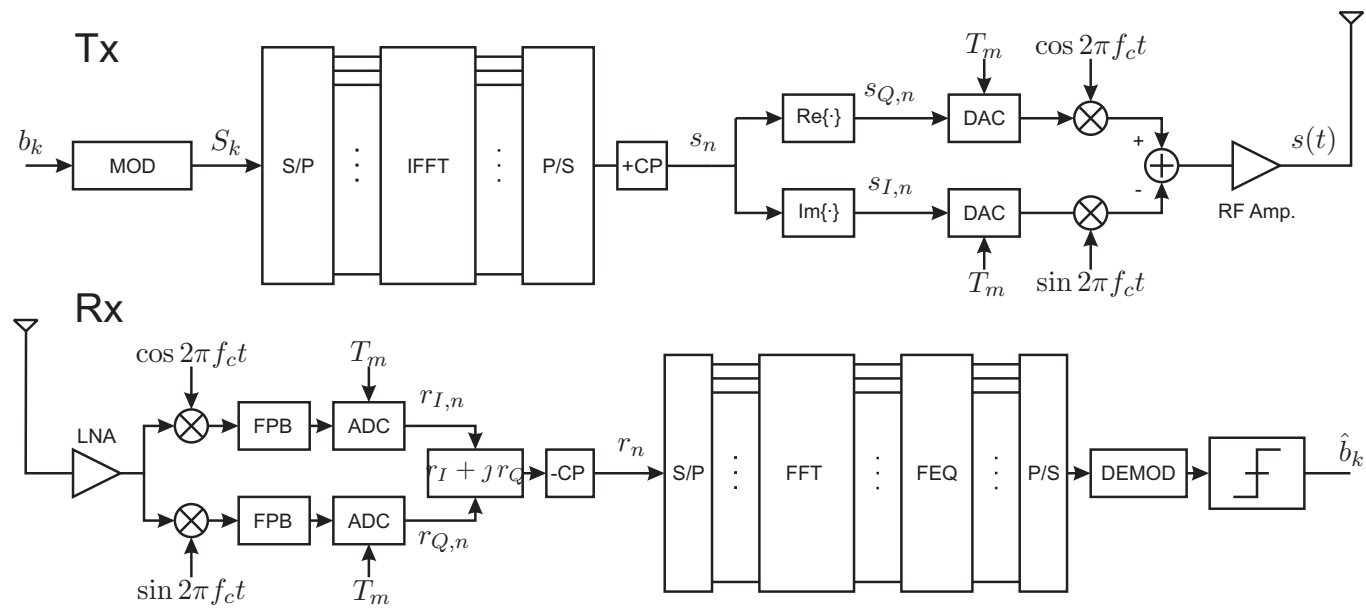


Figura 2.6: Implementación eficiente de un sistema UWB-OFDM utilizando el algoritmo IFFT/FFT con modulación en fase y cuadratura.

Los sistemas de comunicaciones UWB transmiten señales pasabanda de radio frecuencia (RF) y, generalmente, utilizan un modulador en fase y cuadratura IQ, de acuerdo a sus siglas en inglés *In-phase* y *Quadrature*. Un modulador IQ descompone la secuencia compleja s_n que se quiere transmitir en dos secuencias reales: la parte real $s_{I,n}$ y la parte imaginaria $s_{Q,n}$ de dicha secuencia compleja. Luego de que estas secuencias reales son convertidas a señales de tiempo continuo por un conversor digital-analógico, estas señales modulan dos portadoras desfasadas 90° , es decir, la portadora en fase $\cos 2\pi f_c t$ y la portadora en cuadratura $\sin 2\pi f_c t$, ambas de frecuencia portadora f_c . La señal transmitida al canal es la suma de las dos señales moduladas amplificadas por un amplificador de potencia, tal como se muestra en la Figura 2.6.

En el receptor, en primer lugar la señal recibida es amplificada por un amplificador de bajo ruido LNA (*Low Noise Amplifier*) y luego es demodulada a través de dos canales, el canal en fase y el canal en cuadratura. Para ello, las portadoras $\cos 2\pi f_c t$ y $\sin 2\pi f_c t$ trasladan las señales en fase y en cuadratura a banda base. Ambos canales tienen filtros pasabajos FPB para eliminar componentes de frecuencia indeseadas producidas por la mezcla de frecuencias. Los conversores analógico-digital de ambos canales muestrean las señales de ambos canales y luego, ambas secuencias reales son combinadas para formar una secuencia compleja. El prefijo cíclico añadido en el transmisor es removido para que luego la demodulación sea llevada a cabo a través de la DFT, implementada eficientemente por el algoritmo FFT. Como veremos más adelante, es necesario incluir un ecualizador en el dominio de la frecuencia (FEQ, según sus siglas en inglés) para deshacer los efectos del canal y luego tomar las decisiones de cada símbolo según las regiones de decisión de las constelaciones transmitidas.

El modulador IQ requiere que la etapa de sincronización del receptor tenga mayor precisión, y por ello, es más compleja. Esto es porque ante pequeñas diferencias de fase entre las portadoras IQ generadas localmente en el receptor y las portadoras de la señal recibida, las señales en fase y cuadratura interfieren entre sí. La ventaja es que con este modulador la señal en banda base (2.6) puede ser compleja y, por lo tanto, se pueden utilizar las N subbandas de frecuencia disponibles para transportar datos sin ninguna restricción en cuanto a simetría.

En (2.7) asumimos que el pulso formador $g(t)$ era un cajón de altura 1 en el intervalo $[0, T]$. Sin embargo, este pulso puede tener otra forma. De hecho, de aquí surge una variante a OFDM llamada WOFDM (*Windowed OFDM*) [13].

La señal de tiempo continuo (2.6) es transmitida a través de un canal inalámbrico lineal, cuya respuesta impulsiva llamaremos $h_i(t)$. El índice i

indica el instante de tiempo $t = iT_s$ en el que se comienza a transmitir el i -ésimo símbolo OFDM, donde T_s es el período de símbolo OFDM. Se asume que el canal no cambia significativamente durante la transmisión de un símbolo OFDM. En el siguiente capítulo trataremos en detalle el canal inalámbrico y sus modelos.

Cuando se transmite el i -ésimo bloque OFDM, la señal recibida es

$$r_i(t) = h_i(t) * s_{bb}(t) + w_i(t)$$

donde $*$ es el producto de convolución y $w_i(t)$ es ruido blanco Gaussiano aditivo causado por el ruido térmico en los circuitos electrónicos del receptor.

El efecto dispersivo del canal provoca que los bloques OFDM consecutivos interfieran entre sí. Este fenómeno es conocido como interferencia entre bloques IBI (*Inter-Block Interference*), mostrado en la Figura 2.7. El efecto es similar a la interferencia entre símbolos en un esquema de una única portadora.

La modulación OFDM elimina el IBI añadiendo un intervalo de guarda de T_g segundos entre bloques, tal como se muestra en la Figura 2.8. Sea L_h la longitud del canal medida en cantidad de muestras cada T_m segundos,

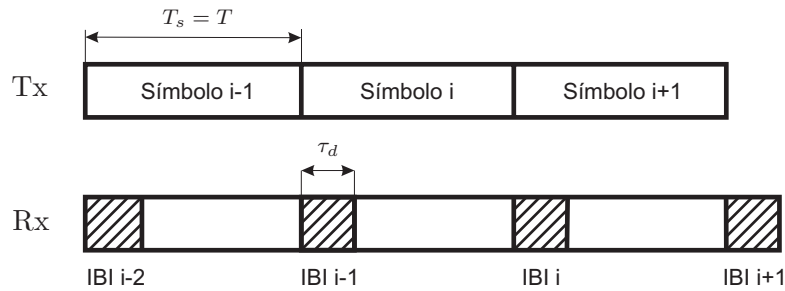


Figura 2.7: Un canal dispersivo genera IBI en el receptor cuando los símbolos OFDM son transmitidos de manera consecutiva en el transmisor.

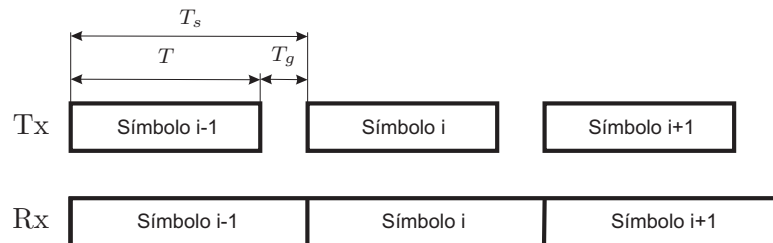


Figura 2.8: El IBI en el receptor se evita introduciendo un intervalo de guarda en el transmisor. Técnica de relleno con ceros ZP.

entonces $L_h = \lfloor \frac{\tau_d}{T_m} \rfloor$, donde τ_d es la máxima dispersión temporal del canal. La longitud del intervalo de guarda T_g se selecciona de manera que $T_g \geq \tau_d$, o en muestras

$$\nu \geq L_h - 1, \quad (2.9)$$

donde $T_g = \nu T_m$. De esta manera el IBI es nulo. Este es el caso conocido como relleno con ceros ZP (*Zero Padding*), donde entre símbolo y símbolo se añaden ν ceros de manera que la salida del transmisor es nula entre dos bloques consecutivos OFDM durante T_g segundos. Esta técnica es empleada en los sistemas inalámbricos portátiles o con sensores remotos para ahorrar energía y prolongar la duración de la batería de los transmisores.

Otra alternativa es, en lugar de no transmitir nada, transmitir una copia de las ν últimas muestras de cada símbolo en cada intervalo de guarda. Esta técnica es conocida como prefijo cíclico CP (*Cyclic Prefix*), mostrada en la Figura 2.9. En el receptor, las muestras con interferencia son descartadas y sólo se procesan las N muestras de la parte útil del símbolo recibido. En el artículo [14] se discuten las ventajas y desventajas de ambas técnicas.

En ambos casos, al introducir el tiempo de guarda, el período de símbolo se incrementa a $T_s = T + T_g$ y, por lo tanto, la tasa transmisión de datos disminuye por un factor de $T/T_s = N/(N + \nu)$. Al diseñar el sistema de comunicaciones se deberá elegir la cantidad de portadoras N lo suficientemente grande en relación a la longitud del canal para que esta pérdida no sea significativa.

En esta tesis se utilizará la técnica CP. El i -ésimo símbolo OFDM con prefijo cíclico es

$$\underbrace{\tilde{s}_{N-\nu}, \dots, \tilde{s}_{N-1}}_{\text{CP}}, \underbrace{\tilde{s}_0, \dots, \tilde{s}_{N-1}}_{\text{Información}} = s_{-\nu}, \dots, s_{-1}, s_0, \dots, s_{N-1}. \quad (2.10)$$

Si trabajamos en tiempo discreto, las muestras del canal son $h_n^i = h^i(nT_m)$,

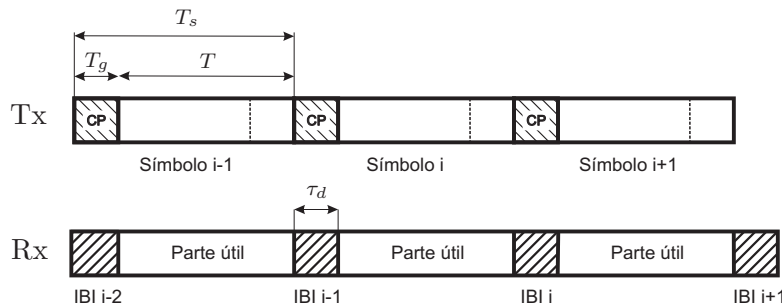


Figura 2.9: Técnica prefijo cíclico CP para evitar el IBI en el receptor.

$n = 0, \dots, L_h - 1$ y las muestras de la señal recibida son

$$y_n^i = s_n^i * h_n^i + w_n^i = \sum_{l=0}^{L_h-1} h_l^i s_{n-l}^i + w_n^i \quad n = -\nu, \dots, N + L_h - 2.$$

donde h_n^i y w_n^i son las muestras del canal y del ruido respectivamente. Como los bloques OFDM transmitidos tienen simetría circular, $s_{N-n}^i = s_{-n}^i$, $n = 1, \dots, \nu$, la ecuación anterior puede ser expresada por

$$\begin{aligned} y_n^i &= \sum_{l=0}^{L_h-1} h_l^i s_{(n-l) \bmod(N)}^i + w_n^i \quad n = 0, \dots, N - 1, \\ &= h_n^i \otimes s_n^i + w_n^i \quad n = 0, \dots, N - 1. \end{aligned}$$

donde \otimes significa convolución circular y las muestras fuera de la ventana $0 \leq n \leq N - 1$ son descartadas por el receptor.

Aplicando la DFT a ambos miembros de la ecuación anterior tenemos lo siguiente

$$Y_k^i = H_k^i S_k^i + W_k^i \quad (2.11)$$

donde $Y_k^i = \text{DFT}\{y_n^i\}$, $H_k^i = \text{DFT}\{h_n^i\}$, S_k^i son los símbolos de información enviados por el transmisor y $W_k^i = \text{DFT}\{w_n^i\}$ es ruido blanco Gaussiano complejo.

Los coeficientes complejos H_k^i son las muestras de la respuesta en frecuencia del canal en las portadoras $f_k = k\Delta f$, $k = 0, \dots, N - 1$ cuando se transmite el i -ésimo bloque OFDM.

En (2.11) se ve que no existe interferencia entre bloques ni interferencia entre subcanales. El canal sólo provoca una atenuación y una rotación de fase dadas por el subcanal correspondiente H_k^i . Entonces, es necesario ecualizar en el dominio de la frecuencia para que los símbolos recibidos correspondan a la misma constelación del transmisor y eliminar la distorsión introducida por el canal. El dispositivo encargado de realizar esto es conocido como FEQ (*Frequency Equalizer*). Tal ecualizador es mucho más simple de implementar que un ecualizador en el dominio del tiempo ya que consiste en un conjunto de ganancias complejas. Estos coeficientes complejos son simplemente la inversa de cada uno de los coeficientes del canal en cada frecuencia portadora. Sea $\{G_n^i, n = 0 \dots N - 1\}$ el conjunto de escalares del FEQ para el i -ésimo bloque, luego,

$$G_k^i = (H_k^i)^{-1}, \quad (2.12)$$

donde se asume que la respuesta en frecuencia del canal no se anula en ninguna portadora. La estimación del canal es crítica para implementar el FEQ y realizar la detección de los símbolos.

Una de las ventajas de las modulaciones multiportadora es que la potencia en cada subbanda puede ser distribuida en función de las condiciones del canal en cada subbanda con el objetivo de maximizar la tasa de transmisión del sistema. A esta distribución de potencias se la conoce como carga del canal. Existen diferentes algoritmos de carga de canal, quienes determinan la potencia y la cantidad de información que se puede transmitir en cada subcanal en función de la probabilidad de error requerida.

Uno de los algoritmos de carga más conocidos es el *Water Filling* [15]. Este algoritmo realiza la carga del canal asumiendo que cada subcanal es un canal con ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN). Además, para considerar las constelaciones de alfabeto finito, se introduce un gap [16] que tiene en cuenta la pérdida de tasa de transmisión por el hecho de no utilizar señalización Gaussiana. El gap es la relación señal a ruido extra necesaria para lograr la misma tasa de bits y probabilidad de error de un sistema con señalización Gaussiana en canal AWGN cuando se usan constelaciones con alfabeto finito, tales como QAM y ADPSK. Éste es función de la señalización o tipo de modulación utilizada y se lo calcula para cumplir una dada probabilidad de error.

2.2.2. Espectro de una Señal OFDM

En esta sección vamos a calcular la densidad espectral de potencia PSD (*Power Spectral Density*) de la señal multiportadora OFDM. La PSD de una señal estocástica es la transformada de Fourier de su función de autocorrelación. Entonces, primero obtenemos la autocorrelación de la señal OFDM.

Retomando la ecuación (2.6) con $g(t) = 1$ en el intervalo $[0, T]$, la señal de banda base se puede escribir como

$$s_{bb}(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right) \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j2\pi \frac{k}{T} t}, \quad (2.13)$$

donde

$$\text{rect} \left(\frac{t}{T} \right) = \begin{cases} 1 & t \in [0, T] \\ 0 & t \notin [0, T] \end{cases} \quad (2.14)$$

La autocorrelación de $s_{bb}(t)$ se define como

$$R_s(\tau) = E[s_{bb}(t)s_{bb}^*(t + \tau)] \quad (2.15)$$

donde * significa conjugado y asumimos que la señal $s_{bb}(t)$ es estacionaria en sentido amplio (ESA), es decir, $s_{bb}(t)$ es un proceso estocástico de media y varianza constantes e independientes del tiempo y su autocorrelación sólo depende de τ .

Para evitar que el cálculo de la autocorrelación conduzca a resultados no estacionarios, introducimos un retardo aleatorio T_0 , con distribución uniforme en el intervalo $[0, T]$ y calculamos la autocorrelación sabiendo que $E(X) = E_Y[E(X/Y)]$ se cumple para dos variables aleatorias cualesquiera X e Y. Entonces, la autocorrelación es

$$\begin{aligned} R_s(\tau) &= E_{T_0}[E[s_{bb}(t+T_0)s_{bb}^*(t+\tau+T_0)/T_0]] \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} E_{T_0} \left[\text{rect} \left(\frac{t+T_0}{T} \right) \text{rect} \left(\frac{t+\tau+T_0}{T} \right) \right] E(S_k S_l^*) e^{j2\pi l \frac{\tau}{T}}. \end{aligned}$$

La ecuación anterior se cumple si asumimos que los símbolos S_k y S_l con $k \neq l$ son independientes, de media nula y varianza $\mathcal{E}_s(k)$, i.e.,

$$E(S_k S_l^*) = \delta_{kl} \mathcal{E}_s(k).$$

Además, el primer factor es

$$E_{T_0} \left[\text{rect} \left(\frac{t+T_0}{T} \right) \text{rect} \left(\frac{t+\tau+T_0}{T} \right) \right] = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T} & |\tau| \leq T \\ 0 & |\tau| > T \end{cases}$$

Finalmente, la expresión de la autocorrelación es

$$R_s(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \mathcal{E}_s(k) \left(1 - \frac{|\tau|}{T} \right) e^{j2\pi k \frac{\tau}{T}} \quad |\tau| \leq T, \quad (2.16)$$

y 0 para otro τ . La densidad espectral de potencia es

$$\begin{aligned} P_s(f) &= \mathcal{F}\{R_s(\tau)\} \\ &= \frac{T^2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \mathcal{E}_s(k) \left[\frac{\sin \pi T(f - f_k)}{\pi T(f - f_k)} \right]^2 \\ &= \frac{T^2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \mathcal{E}_s(k) \text{sinc}^2 \frac{f - f_k}{\Delta f} \end{aligned} \quad (2.17)$$

donde $\text{sinc } x = \sin \pi x / \pi x$ y $\Delta f = T^{-1}$. En la Figura 2.10 se muestra la densidad espectral de potencia $P_s(f)$ para tres portadoras con varianza $\mathcal{E}_s(k) = \mathcal{E}_s$ constante.

2.3. Modulación Diferencial

Como se verá en el Capítulo 4 los sistemas OFDM son muy sensibles frente a pequeñas desincronizaciones. Una manera de hacer más robustos a estos sistemas es utilizar esquemas de codificación/modulación diferenciales

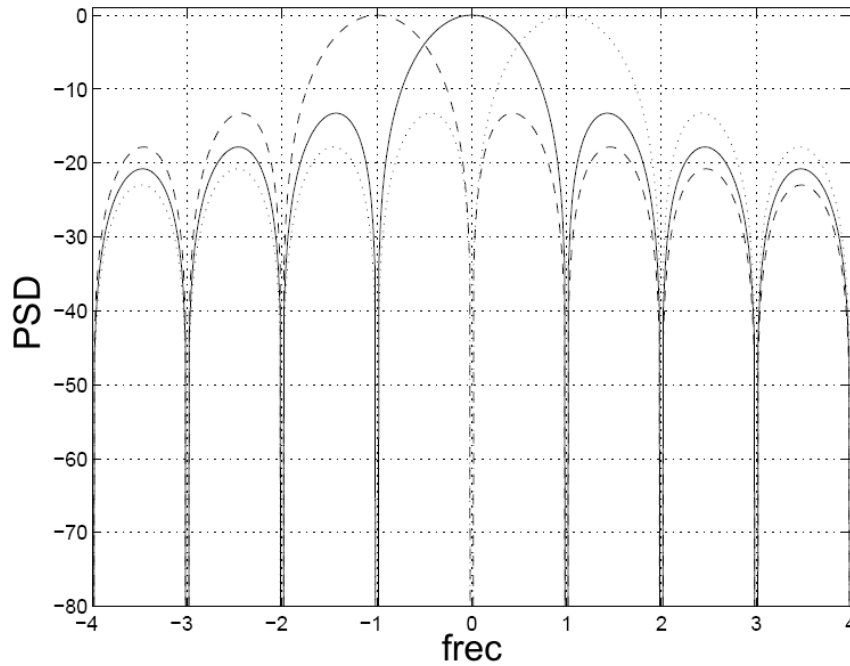


Figura 2.10: Densidad espectral de potencia para tres portadoras con carga \mathcal{E}_s constante.

tales como ADPSK. La eficiencia espectral de una modulación es la tasa de bits por unidad de ancho de banda que puede ser transmitida sin interferencia entre símbolos utilizando los pulsos de Nyquist [17, 18], no realizables en un caso práctico. La eficiencia espectral de la modulación ADPSK es inferior a la de la modulación QAM y, por lo tanto, utilizar la modulación diferencial en un sistema OFDM provocará una disminución de la tasa de símbolos del sistema. Ésta es la desventaja de tener un sistema robusto frente errores de sincronización.

2.3.1. Modulación ADPSK

Una señal codificada diferencialmente y modulada tanto en amplitud como en fase permite otro tipo de demodulación en la que no se requiere estimación de la fase de la portadora. Por eso, la demodulación de una señal modulada en amplitud y fase diferencial ADPSK (*Amplitude Differential Phase Shift Keying*) es a menudo considerada no coherente o diferencialmente coherente [17, 18].

Una señal ADPSK transporta la información en la diferencia de fases de símbolos consecutivos así como en la amplitud de cada símbolo. La modu-

lación ADPSK queda completamente definida con la notación α -A β -DPSK donde α es la cantidad de niveles o amplitudes de la modulación y β es la cantidad de fases distintas. De esta manera, la cantidad de símbolos total de una constelación α -A β -DPSK es $M = \alpha\beta$. En la Figura 2.11 se muestran cuatro constelaciones típicas ADPSK para $M = 2, 4, 8$ y 16 .

Cuando se inicia la transmisión, el sistema ADPSK envía un símbolo s_0 (que no lleva información) para que el receptor lo utilice de referencia de fase. Luego, el modulador toma bloques de b bits cada período de símbolo y les asigna un símbolo ADPSK. $b_\alpha = \log_2 \alpha$ y $b_\beta = \log_2 \beta$ bits son utilizados para codificar la amplitud y la fase de los símbolos, donde $b = b_\alpha + b_\beta$.

La fase del símbolo que se quiere transmitir $\theta_{n,m}$ es la suma de la fase del símbolo determinado anteriormente $\theta_{n-1,m}$ y de la fase que representa la información que se quiere transmitir $\psi_{n,m}$, es decir,

$$\theta_{n,m} = \theta_{n-1,m} + \psi_{n,m}, \quad n = 1, 2, \dots \quad m = 1, \dots, \beta. \quad (2.18)$$

donde n puede ser el índice de tiempo, en el caso de una modulación de portadora única o el índice de tiempo o frecuencia, en el caso de una modulación multiportadora OFDM, y m es el índice de fase los símbolos de la constelación ADPSK.

La señal modulada pasabanda ADPSK de portadora única es

$$s_{n,m}(t) = A_{n,mI}g(t) \cos(2\pi f_c t) - A_{n,mQ}g(t) \sin(2\pi f_c t) \quad m = 1, \dots, M, \quad (2.19)$$

donde $A_{n,mI}$ y $A_{n,mQ}$ son las amplitudes de las portadoras en fase $\cos(2\pi f_c t)$ y en cuadratura $\sin(2\pi f_c t)$ respectivamente y $g(t)$ es el pulso formador de energía unitaria. A partir de (A.4) y (A.6), el equivalente banda base de (2.19) es

$$s_{n,m,bb}(t) = g(t) \left(\frac{A_{n,mI}}{\sqrt{2}} + j \frac{A_{n,mQ}}{\sqrt{2}} \right), \quad (2.20)$$

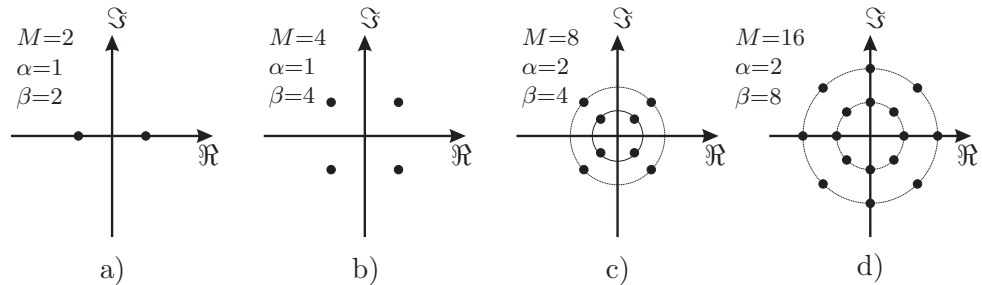


Figura 2.11: Constelaciones ADPSK de distintos valores de M dibujadas en el plano complejo.

donde el factor $1/\sqrt{2}$ hace que la energía de la señal pasabanda (2.19) y de la señal de banda base sea la misma siempre que la frecuencia central f_c sea mucho mayor al ancho de banda de la señal pasabanda. Alternativamente, la ecuación anterior se puede expresar como

$$s_{n,m,bb}(t) = g(t)V_{n,m}e^{j\theta_{n,m}}, \quad (2.21)$$

donde

$$V_{n,m} = \sqrt{\frac{A_{n,mI}^2 + A_{n,mQ}^2}{2}} \quad m = 1, \dots, \alpha. \quad n = 1, 2, \dots \quad (2.22)$$

$$\theta_{n,m} = \arctan \frac{A_{n,mQ}}{A_{n,mI}} \quad m = 1, \dots, \beta. \quad n = 1, 2, \dots \quad (2.23)$$

y la fase $\theta_{n,m}$ se encuentra codificada diferencialmente tal como lo indica (2.18).

2.3.2. Demodulación de una Señal ADPSK

Asumiendo que el canal a través del cual son transmitidos los símbolos es del tipo *flat fading*, el canal puede ser representado por un único coeficiente \mathcal{H} . Si trabajamos con el equivalente banda base del canal, \mathcal{H} es complejo. Los símbolos recibidos se pueden expresar del siguiente modo

$$r_n = \mathcal{H}e^{j\phi}s_{n,m} + w_n$$

donde ϕ es una fase desconocida que representa la falta de sincronismo y w_n es una variable aleatoria compleja Gaussiana circularmente simétrica que modela el ruido térmico en los componentes electrónicos del receptor. En esta ecuación evitamos escribir la dependencia temporal y el subíndice bb de (2.20) por simplicidad de notación en la representación de los símbolos ADPSK.

Como parte de la información es transportada en la amplitud de los símbolos, en el receptor es necesario estimar el canal. La ventaja de usar una modulación diferencial es que no es necesario estimar la fase del canal. El demodulador decide la amplitud y la fase del símbolo enviado por caminos separados. Para obtener la fase compara las fases de los símbolos consecutivos y para obtener la amplitud, luego de dividir por la amplitud del canal, compara cada símbolo con el/los umbral/es definido/s por el detector de máxima verosimilitud. El diagrama en bloques de un demodulador ADPSK se muestra en la Figura 2.12.

Siendo $r'_n = r_n/|\mathcal{H}|$, la proyección de r'_n sobre r'_{n-1} nos brinda la variable de decisión de la fase, esto es,

$$\begin{aligned} r'_n r'^*_{n-1} &= V_{n,m}V_{n-1,m}e^{j\psi_{n,m}} + V_{n,m}e^{j(\theta_n + \phi + \angle \mathcal{H})}w_{n-1}^* + \\ &+ V_{n-1,m}e^{-j(\theta_{n-1} + \phi + \angle \mathcal{H})}w_n + w_n w_{n-1}^*. \end{aligned} \quad (2.24)$$

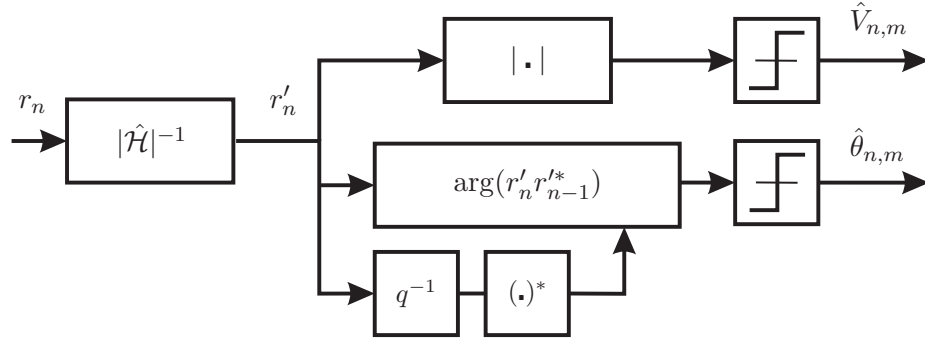


Figura 2.12: Esquema de un demodulador ADPSK.

donde $\angle \mathcal{H}$ es la fase (desconocida) del canal. En ausencia de ruido, la salida del comparador de fase es $\psi_{n,m}$ independientemente de la fase del canal y la fase introducida por la desincronización en el receptor ϕ .

2.3.3. Sistemas OFDM con Modulación Diferencial

Las modulaciones OFDM con codificación diferencial pueden ser implementadas de dos maneras: una es codificando diferencialmente entre los mismos subcanales de bloques OFDM consecutivos. Otra posibilidad es codificar diferencialmente entre subcanales adyacentes de un mismo bloque OFDM. La primera opción requiere que el canal permanezca invariante durante al menos dos períodos de símbolo OFDM o varíe lentamente de manera que la referencia de fase de las portadoras no se modifique significativamente en símbolos consecutivos. Por otro lado, la segunda opción tiene como desventaja que en casos de pérdida de sincronismo entre el transmisor y el receptor, la referencia de fase en portadoras consecutivas no es la misma, lo que lleva a una degradación de la probabilidad de error del sistema.

Sea e_θ el error de sincronismo definido como la diferencia entre la estimación del comienzo del bloque OFDM y su posición real, la diferencia entre las fases de las portadoras adyacentes es función de e_θ se puede escribir como

$$\begin{aligned} \Delta\psi &= 2\pi \frac{n+1}{N} e_\theta + \phi_{n+1} - \left(2\pi \frac{n}{N} e_\theta + \phi_n \right) \\ &= \frac{2\pi}{N} e_\theta + \phi_{n+1} - \phi_n, \end{aligned} \quad (2.25)$$

donde ϕ_n es la fase del canal para la n -ésima portadora y e_θ se encuentra normalizado al período de muestreo. Mientras se cumpla la condición $\Delta\psi \ll \frac{2\pi}{\beta}$, donde β es la cantidad de fases utilizadas por la modulación ADPSK (sección 2.3.1), este esquema funcionará. Como se puede apreciar en (2.25), una de las formas de disminuir $\Delta\psi$ es aumentando la cantidad de portadoras.

Si el medio de transmisión varía lentamente en relación al período de símbolo OFDM, la mejor opción es la primera, ya que la referencia de fase es aproximadamente la misma para símbolos OFDM consecutivos siempre que no haya cambios significativos en el error de sincronización e_θ . Este esquema sólo requiere estimación de amplitud del canal pero no de fase, lo que disminuye la complejidad del receptor y posibilita estimar la amplitud del canal aún cuando se están transmitiendo datos modulados sólo en fase.

Si el canal es tal que su variación temporal no permite aplicar el primer esquema, o si debido al *delay jitter* (variación del retardo) en el receptor u otro factor el error de sincronización varía rápidamente, la segunda opción es más adecuada. Se debe notar que frente a la misma variación en el error de sincronización, el primer caso es más sensible ya que en primer lugar, el tiempo en que el retardo de sincronización tiene que permanecer constante es N veces mayor que en el segundo caso. En segundo lugar, como se ve en (2.25), e_θ se encuentra dividido por N , por lo tanto influye N veces menos en la referencia de fase.

Para realizar la carga el canal para una constelación ADPSK es necesario conocer el gap, definido en la sección 2.2.1. Su cálculo es complicado, ya que la expresión analítica de la probabilidad de error es compleja. En este trabajo se utilizó una aproximación en la cual el gap para ADPSK es 3dB mayor que el correspondiente a la modulación coherente QAM, donde el cálculo del gap es sencillo. Cabe señalar que como el gap para ADPSK es mayor que para QAM, el uso de la modulación diferencial trae como consecuencia una disminución de la tasa de bit total del sistema OFDM.

Capítulo 3

El Canal Inalámbrico

El canal de comunicaciones es el medio físico a través del cual se propagan las señales u ondas electromagnéticas transmitidas por el transmisor hacia el receptor. Existen distintos tipos de canales de comunicación. Los canales cableados más comunes son los cables bifilares, los cables coaxiales, las fibras ópticas. En el caso de los enlaces de radio frecuencia (RF), los canales pueden ser la atmósfera, el espacio vacío o el aire. En esta tesis trabajaremos con canales inalámbricos. En este capítulo analizaremos algunas de las características distintivas de los canales aéreos

Existen distintos enfoques para los modelos de canal inalámbrico. Están los modelos determinísticos y modelos estocásticos o aleatorios. En los modelos determinísticos se describe la interacción de las ondas electromagnéticas en el ambiente de propagación específico de interés. Para esto es necesario conocer la distribución de los obstáculos, las paredes, los edificios, vehículos, etc., en algunos casos no disponible. En general, las comunicaciones inalámbricas se desarrollan en bandas de frecuencias elevadas, del orden de los GHz. En esos casos las longitudes de onda de las señales son del orden de una fracción de metro, y para calcular el campo electromagnético en el receptor, la ubicación de los obstáculos y el receptor deben ser conocidas con una exactitud de una fracción de metro. Por ello, las ecuaciones de Maxwell son muy complicadas de resolver.

Otro enfoque para modelar el canal inalámbrico es usar modelos estocásticos. Estos tipos de modelos intentan describir el canal de comunicaciones de manera general, sin tener en cuenta la distribución exacta de los objetos que se encuentran en el medio de transmisión. Por lo tanto, esta clase de modelos es útil para una amplia variedad de ambientes. Debido a que los modelos estocásticos son más flexibles, en la práctica son ampliamente utilizados.

Para modelar un canal inalámbrico se distinguen dos situaciones:

- Efectos de gran escala (*Large Scale*) o efectos macroscópicos.
- Efectos de pequeña escala (*Small Scale*) o efectos microscópicos.

El primero se refiere al impacto que tiene el canal sobre la señal transmitida a grandes distancias, por ejemplo, del orden del tamaño de la celda de un sistema de telefonía celular o el ambiente en el que se encuentran el transmisor y el receptor. Estos efectos incluyen sólo los efectos de atenuación en promedio debido a la distancia y a los objetos que se encuentran en el medio de propagación de la señal.

El segundo se refiere al cambio de atenuación de la señal en el receptor en pequeñas distancias del orden de la longitud de onda de las ondas electromagnéticas transmitidas. En un canal inalámbrico, la señal en el receptor está compuesta por múltiples réplicas de la señal transmitida que viaja por diferentes caminos entre el transmisor y el receptor. Las distintas réplicas se pueden sumar constructiva y destructivamente y de ello depende la amplitud de la señal en el receptor.

En este capítulo, en primer lugar, comentamos los cuidados que se deben tener al momento de plantear un modelo del medio físico para sistema de banda ultra ancha. En segundo lugar, presentamos un modelo general de pequeña escala para los canales inalámbricos. Luego introducimos los cuatro parámetros básicos para la caracterización de un canal inalámbrico, es decir, dispersión temporal, ancho de banda de coherencia, dispersión Doppler y el tiempo de coherencia. A continuación, presentamos el modelo específico para canales UWB y, finalmente, mostramos un ejemplo completo del canal utilizado en los capítulos posteriores.

3.1. Particularidades de los Canales UWB

Los sistemas tradicionales asumen que los coeficientes de difracción, atenuación y absorción de los materiales son constantes en la banda de frecuencia de interés. Por lo tanto, la atenuación de gran escala es función de la distancia (*path loss*) pero es independiente de la frecuencia.

Los sistemas de banda angosta se caracterizan por tener una tasa de ancho de banda $\gamma_{BW} < 0,01$, que es la relación entre el ancho de banda de la señal y su frecuencia portadora según vimos en 2.1. Para dichos sistemas las hipótesis mencionadas en el párrafo anterior se verifican, pero para sistemas UWB ya no y hay que analizar cómo influyen en los distintos medios de propagación.

Además, los sistemas de banda angosta suelen incluir en el cálculo de la pérdida de camino los efectos de las antenas tales como la apertura efectiva, ganancia, etc. Esto es aceptable en sistemas de banda angosta pero no en

UWB, donde los efectos de la antena varían con la frecuencia en el ancho de banda de interés.

Desde el punto de vista de los efectos de pequeña escala varias hipótesis dejan de ser válidas cuando pasamos de sistemas de banda angosta a sistemas de banda ancha. Los modelos del canal asumen que la señal recibida es la suma de réplicas de la señal transmitida con distintos retardos y atenuaciones. La interacción entre las réplicas provoca desvanecimiento de la señal recibida y selectividad en la frecuencia. Sin embargo, se asume que las copias individuales de la señal transmitida no sufren distorsión. En los sistemas UWB, esta afirmación puede no ser cierta.

3.2. Efectos de Pequeña Escala

Los modelos microscópicos del canal inalámbrico permiten diseñar la arquitectura del sistema de comunicaciones, incluso definir los parámetros fundamentales de la modulación que se va a utilizar de manera de poder implementar técnicas de diversidad y diseñar un sistema confiable. Por otro lado, tener un modelo microscópico del canal inalámbrico permite evaluar el desempeño del sistema de comunicaciones.

Típicamente, el canal microscópico es modelado con un filtro lineal variante en el tiempo LTV (*Linear Time Variant*) [19]. El modelo que vamos a presentar asume que la señal transmitida se propaga a través de múltiples trayectos, que surgen de reflexiones en distintos objetos en el ambiente de propagación. Aplicando el principio de superposición y asumiendo que las atenuaciones y los retardos no dependen de la frecuencia, la señal recibida puede ser expresada por

$$y(t) = \sum_{i=0}^{L(t)-1} a_i(t)x(t - \tau_i(t)), \quad (3.1)$$

donde $L(t)$ es la cantidad de caminos o trayectos y $a_i(t)$ y $\tau_i(t)$ son, respectivamente, la amplitud y el retardo del i -ésimo camino del canal. La dependencia temporal de estos parámetros indican que el canal varía en función del tiempo debido al movimiento del transmisor, del receptor o de los objetos o personas que se encuentran en el ambiente. El efecto Doppler consiste en la variación de la frecuencia de la señal recibida debido a que el transmisor se encuentra en movimiento respecto del receptor y produce que el canal cambie en el tiempo.

La ecuación (3.1) describe una relación lineal entre la entrada y la salida del sistema. Luego, el canal puede ser descrito por $h(\tau, t)$, es decir, la respuesta en el tiempo t a un impulso transmitido en el tiempo $t - \tau$. Entonces,

(3.1) se puede expresar por

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t)x(t - \tau)d\tau \quad (3.2)$$

donde

$$h(\tau, t) = \sum_{i=0}^{L(t)-1} a_i(t)\delta(\tau - \tau_i(t)), \quad (3.3)$$

Si el canal no cambia o lo hace de manera despreciable durante el intervalo de tiempo de interés, tal como el tiempo de símbolo, el canal se comporta en un filtro lineal invariante en el tiempo LTI (*Linear Time Invariant*) cuya respuesta impulsiva es

$$h(\tau) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i\delta(\tau - \tau_i). \quad (3.4)$$

Para el canal LTV, es posible definir la respuesta en frecuencia variante en el tiempo

$$\begin{aligned} H(f, t) &= \mathcal{F}_{\tau}\{h(\tau, t)\} \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t)e^{-j2\pi f\tau}d\tau \\ &= \sum_{i=0}^{L(t)-1} a_i(t)e^{-j2\pi f\tau_i(t)}. \end{aligned} \quad (3.5)$$

3.3. Caracterización de un Canal Inalámbrico

A continuación definimos cuatro parámetros fundamentales de un canal inalámbrico: la dispersión temporal, el ancho de banda de coherencia, la dispersión Doppler y el tiempo de coherencia. En función de ellos es posible analizar y diseñar el sistema de comunicaciones.

3.3.1. Dispersión Temporal y Ancho de Banda de Coherencia

En la sección anterior vimos que la señal recibida en un canal inalámbrico puede ser modelada como la suma de réplicas de la señal transmitida con distintos retardos. La dispersión temporal de un canal inalámbrico se define como el intervalo de tiempo entre el arribo de la primera y la última réplica de la señal transmitida, teniendo en cuenta sólo las réplicas con energía significativa. Es decir,

$$\tau_d(t) = \max_{i,j} |\tau_i(t) - \tau_j(t)|. \quad (3.6)$$

Esta definición es un tanto imprecisa, ya que no está claro qué significa que una replica de la señal transmitida tenga energía significativa. Para evitar esta ambigüedad, en la práctica se utiliza el valor eficaz de la dispersión temporal dado por

$$\tau_{rms}(t) = \sqrt{\frac{\sum_i a_i^2(t)\tau_i^2(t)}{\sum_i a_i^2(t)} - \tau_m^2(t)}, \quad (3.7)$$

donde τ_m es el retardo medio del canal (*mean excess delay* en inglés) y se define como

$$\tau_m(t) = \frac{\sum_i a_i^2(t)\tau_i(t)}{\sum_i a_i^2(t)}. \quad (3.8)$$

Retomando (3.5), la diferencia de fase de dos caminos i y j es $2\pi f(\tau_i(t) - \tau_j(t))$. Esto es lo que causa el desvanecimiento selectivo en frecuencia. Cuando la frecuencia f varía en una cantidad del orden de $\frac{1}{\tau_d}$, la fase de la respuesta en frecuencia del canal cambia significativamente. Entonces el ancho de banda de coherencia queda definido por

$$W_c \simeq \frac{1}{2\tau_d} \quad (3.9)$$

y nos da un orden de magnitud de cuanto deben estar separadas dos bandas de frecuencia para que sus desvanecimientos sean independientes.

Cuando el ancho de banda de una señal es considerablemente menor a W_c , se dice que el canal tiene desvanecimiento plano (*Flat Fading*). En el caso opuesto, cuando el ancho de banda de la señal de información es mucho mayor a W_c , se dice que el canal es selectivo en frecuencia.

Los sistemas de comunicación UWB están pensados para operar a distancias cortas ($d < 10\text{m}$). Por lo tanto la diferencia de caminos es del orden de los metros y, en consecuencia, τ_d es del orden de las decenas de nanosegundos. Cabe destacar que aunque las amplitudes y los retardos del canal varían con el tiempo, estas variaciones son lentas (del orden de los segundos) respecto a la dispersión temporal del canal. Entonces, la dispersión temporal también varía lentamente y, por lo tanto, la variación temporal de los parámetros del canal no tiene influencia sobre el ancho de banda de coherencia.

Ejemplo 1 Cálculo de W_c para un canal LOS *En un canal donde existe un camino directo entre el transmisor y el receptor conocido como Line of Sight (LOS, según sus siglas en inglés) con las características dadas por el comité de evaluación del canal UWB de la IEEE [20], la dispersión temporal es $\tau_{rms} = 5\text{ns}$. Utilizando (3.9), el ancho de banda de coherencia es $W_c \simeq 100\text{MHz}$.*

Del ejemplo anterior podemos extraer una conclusión importante para los sistemas UWB. Para que los desvanecimientos en dos subcanales de frecuencia distinta sean independientes, estos deben estar separados en una cantidad del orden de 100MHz, lo cual justifica los 528MHz de ancho de banda utilizados en un sistema UWB. De esta manera los sistemas UWB pueden implementar técnicas de diversidad en el dominio de la frecuencia donde los símbolos en el transmisor son codificados y distribuidos en subcanales que experimenten desvanecimientos independientes, lo cual mejora sustancialmente el desempeño de los sistemas de comunicaciones en canales con desvanecimiento.

3.3.2. Doppler Spread y Tiempo de Coherencia

Los canales inalámbricos, en general, varían con el tiempo debido al movimiento del transmisor, del receptor o de la geometría del ambiente de propagación, sean personas u objetos. La caracterización de la variación del canal es muy importante al momento de definir la arquitectura del sistema de comunicaciones. Dos parámetros, la dispersión Doppler (*Doppler Spread*) en el dominio de la frecuencia y el tiempo de coherencia en el dominio del tiempo, caracterizan la rapidez con la que varían dichos canales. La dispersión Doppler de un canal inalámbrico se produce por el movimiento del transmisor, del receptor o de los objetos o personas que se encuentran en el ambiente de propagación. Es decir que el canal varía en el tiempo exclusivamente debido al efecto Doppler.

La dispersión Doppler es función de la frecuencia portadora f_c y de la velocidad relativa $\Delta v_i(t)$ con que se mueven el transmisor, el receptor y los objetos y se define como

$$D_s = \max_i \frac{f_c}{c} \Delta v_i(t), \quad (3.10)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío. Si el canal varía rápidamente, D_s es grande (relativo al ancho de banda de los datos).

El intervalo de tiempo en la cual la respuesta impulsiva del canal no presenta variaciones significativas se denomina tiempo de coherencia T_c . Dicho de otra manera, el tiempo de coherencia indica el intervalo de tiempo que tiene que transcurrir para que los desvanecimientos del canal sean independientes. T_c es inversamente proporcional a la dispersión Doppler,

$$T_c = \frac{1}{4D_s}. \quad (3.11)$$

El factor $\frac{1}{4}$ es sumamente arbitrario y varía según el autor que aborde el tema. Por ello el tiempo de coherencia, al igual que el ancho de banda de

coherencia, debe ser tomado como un orden de magnitud y no como una cantidad exacta.

Para poder implementar técnicas de diversidad temporal es imprescindible conocer el tiempo de coherencia del canal inalámbrico. La diversidad en el dominio del tiempo puede ser obtenida mediante codificación y entremezclado (*interleaving*). La información es codificada y dispersada en el tiempo sobre varios períodos de coherencia de manera que diferentes partes de una misma palabra de código experimenten desvanecimientos independientes. El intervalo de tiempo T_I durante el cual se hace el interleaving depende de dos parámetros: el tiempo de coherencia del canal T_c y la máxima latencia que la aplicación puede tolerar $T_{L_{max}}$. Entonces, $T_c \ll T_I < T_{L_{max}}$.

Ejemplo 2 Cálculo de la dispersión Doppler *Tal como lo indica (3.10) el desplazamiento Doppler es función de la frecuencia. En consecuencia, las subbandas de frecuencia de una señal multiportadora sufren distintos desplazamientos Doppler. En el caso de UWB, la velocidad relativa con que cambia el canal interior es baja (del orden de 1m/s) y aunque el ancho de banda sea muy grande ($f_H - f_L = 528\text{MHz}$) la diferencia de desplazamientos Doppler ΔD_d que experimentan las subbandas de los extremos es despreciable, $\Delta D_d = (f_H - f_L)v/c \simeq 2\text{Hz}$. O sea que podemos considerar que todas las subbandas sufren el mismo desplazamiento Doppler y calcular la dispersión Doppler para la frecuencia central f_c . Por ejemplo, si consideramos la primera banda de frecuencias de la Figura 2.2, $f_c = 3432\text{MHz}$, la dispersión Doppler es $D_s = f_c \frac{\Delta v}{c} \simeq 22\text{Hz}$. Usando (3.11), el tiempo de coherencia para un canal UWB es del orden de $T_c \simeq 10\text{ms}$.*

En relación a su variación, los canales inalámbricos son clasificados como *Fast Fading* o *Slow Fading* (con desvanecimiento rápido o lento). Un canal es Fast Fading si el tiempo de coherencia es mucho menor que período del símbolo T . En cambio, el canal es Slow Fading si el periodo de símbolo es mucho menor al tiempo de coherencia del canal. En la Tabla 3.1 se resumen los distintos tipos de canales inalámbricos.

Tipo de canal	Característica
Flat Fading	$W \ll W_c$
Selectivo en Frecuencia	$W \gg W_c$
Fast Fading	$T \gg T_c$
Slow Fading	$T \ll T_c$
Subdispersivo	$T_c \gg \tau_d$ o $W_c T_c \gg 1$

Cuadro 3.1: Parámetros fundamentales de un canal inalámbrico.

3.4. Canal Saleh-Valenzuela

Uno de los modelos estocásticos más utilizados para canales interiores UWB es el modelo de Saleh-Valenzuela [21]. Este modelo se aplica a canales NLOS, aunque agregando la componente del camino directo también puede ser utilizado en canales LOS [22].

El modelo Saleh-Valenzuela modifica la respuesta impulsiva (3.3) asumiendo que los caminos o trayectos arriban al receptor en grupos. El modelo de la respuesta impulsiva es

$$h(\tau, t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} a_{k,l} \delta(t - T_k - \tau_{k,l}), \quad (3.12)$$

donde L es la cantidad de caminos por grupo, K es la cantidad de grupos, T_k , $\tau_{k,l}$ y $a_{k,l}$ son variables aleatorias que describen respectivamente, el retardo del k -ésimo grupo y el retardo y la amplitud del l -ésimo camino del k -ésimo grupo. La variación temporal del canal está implícita en la definición de los retardos T_k y $\tau_{k,l}$ como variables aleatorias.

Se asume que tanto los grupos de caminos como los caminos dentro de cada grupo arriban según un proceso de Poisson. Es decir que los intervalos entre dos arribos consecutivos están distribuidos exponencialmente. Definiendo dos nuevas variables aleatorias, $\Delta T = T_k - T_{k-1}$ y $\Delta \tau = \tau_{k,l} - \tau_{k,l-1}$, sus funciones de densidad de probabilidad son,

$$f_{\Delta T}(\Delta t) = \Lambda e^{-\Lambda \Delta t} \quad \Delta t \geq 0 \quad (3.13)$$

y

$$f_{\Delta \tau}(\Delta t) = \lambda e^{-\lambda \Delta t} \quad \Delta t \geq 0 \quad (3.14)$$

donde Λ es el número medio de grupos por unidad de tiempo y λ es el número medio de caminos en cada grupo por unidad de tiempo. O sea que el tiempo medio entre dos grupos consecutivos es $\mu_{\Delta T} = \frac{1}{\Lambda}$ y el tiempo medio entre dos caminos consecutivos de un mismo grupo es $\mu_{\Delta \tau} = \frac{1}{\lambda}$.

En cuanto a las amplitudes $a_{k,l}$, se asume que la energía promedio de los grupos y de los caminos dentro de cada grupo decae exponencialmente. El perfil de energía (EDP, de acuerdo a sus siglas en inglés) del canal se obtiene a partir de la energía promedio de cada retardo. Para un camino con retardo $T_k + \tau_{k,l}$, la energía promedio de dicho retardo es

$$\text{EDP}(\tau) = \overline{a_{k,l}^2} = \overline{a_{0,0}^2} e^{-\frac{T_k}{\Gamma}} e^{-\frac{\tau_{k,l}}{\gamma}}, \quad (3.15)$$

donde $\overline{a_{0,0}^2}$ es el valor esperado de la energía del primer camino que arriba al receptor y Γ y γ son, respectivamente, las constantes de tiempo con que

decae la energía de los grupos y de los caminos en cada grupo. Entonces, se asume que la amplitud de cada camino es una variable aleatoria cuya media varía con el tiempo de retardo según una ley exponencial.

En el modelo original la distribución de las amplitudes es Rayleigh. En sistemas de banda ancha donde los caminos no pueden ser resueltos y varios caminos contribuyen a un mismo coeficiente esta hipótesis es válida, ya que es posible aplicar el teorema central del límite. Pero para sistemas de banda ultra ancha UWB, la resolución temporal es mucho mayor, cada coeficiente se debe a la contribución de pocos caminos y la distribución deja de ser Rayleigh. Se ha encontrado que las distribuciones log-normal y Nakagami proveen un mejor ajuste [22].

Entonces, el uso de variables aleatorias log-normales es conveniente para modelar las amplitudes de los grupos así como las amplitudes de los caminos dentro de cada grupo. Esto sugiere utilizar dos variables aleatorias independientes para representar las amplitudes de los grupos y de los caminos dentro de los grupos,

$$a_{k,l} = p_{k,l} 10^{(\mu_{k,l} + \xi_k + \zeta_{k,l})/20} \quad (3.16)$$

donde $p_{k,l}$ es una variable aleatoria Bernoulli que toma valores $+1$ y -1 con probabilidad $\frac{1}{2}$ y representa la polaridad del pulso,

$$\mu_{k,l} = \frac{20 \ln |\overline{a_{0,0}}| - 10 T_k/\Gamma - 10 \tau_{k,l}/\gamma}{\ln 10} - \frac{(\sigma_\xi^2 + \sigma_\zeta^2) \ln 10}{20} \quad (3.17)$$

y

$$\xi_k \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\xi^2) \quad , \quad \zeta_{k,l} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\zeta^2). \quad (3.18)$$

En el modelo (3.12), la energía total del canal es normalizada y se agrega una variable aleatoria X con distribución log-normal para representar el efecto de gran escala conocido como *shadowing*, descrito en el Apéndice C, que produce variaciones en la ganancia global del canal. Entonces, los coeficientes $a_{k,l}$ cumplen

$$\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} |a_{k,l}|^2 = 1$$

y el modelo completo del canal es

$$h(\tau, t) = X \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} a_{k,l} \delta(t - T_k - \tau_{k,l}), \quad (3.19)$$

donde

$$X = 10^{g/20},$$

siendo

$$g \sim \mathcal{N}(\mu_g, \sigma_g^2).$$

El valor μ_g depende de la ganancia total de multicamino G , definida en el Apéndice C, que a su vez es función del ambiente de propagación y de la distancia entre el transmisor y el receptor.

$$\mu_g = \frac{10 \ln G}{\ln 10} - \sigma_g^2 \frac{\ln 10}{20}.$$

La varianza σ_g^2 también es un parámetro característico del medio de propagación y es obtenido mediante mediciones.

3.5. Ejemplo de un Canal Inalámbrico UWB

En esta sección se muestra el canal inalámbrico que se empleará en los capítulos posteriores para evaluar el desempeño de los sistemas de banda ultra ancha. En [20] el grupo de trabajo de la IEEE recomienda valores para los parámetros Λ , λ , Γ , γ , σ_ξ , σ_ζ y σ_g del modelo definidos en la sección anterior basados en distintas mediciones efectuadas en diversos ambientes. Los modelos del canal propuesto consideran cuatro escenarios posibles: LOS 0-4m, NLOS 0-4m, NLOS 6-10m y NLOS extremo, donde LOS es, según sus siglas en inglés, un canal con vista directa entre el transmisor y el receptor y NLOS define un canal donde entre el transmisor y el receptor existen obstáculos que no permiten un camino directo. En particular, en esta tesis trabajaremos con el modelo LOS cuya dispersión temporal es de $\tau_{rms} = 5\text{ns}$. En la Tabla 3.2 se muestran los parámetros para este canal.

Parámetro	Descripción	Valor
Λ	Tasa de arribos de los grupos	0.0233 1/ns
λ	Tasa de arribos de los caminos	2.5 1/ns
Γ	Cte. de tiempo de grupos	7.1ns
γ	Cte. de tiempo de caminos	4.3ns
σ_ξ	Desvío estándar de las amplitudes de los grupos	3.39
σ_ζ	Desvío estándar de las amplitudes de los caminos	3.39
σ_g	Desvío estándar del shadowing	3
G	Ganancia multicamino del canal	1

Cuadro 3.2: Parámetros del modelo Saleh-Valenzuela en un ambiente LOS 0-4m [20].

Utilizando este modelo, las principales características del canal coinciden con las mediciones y se resumen en la Tabla 3.3.

En las Figuras 3.1 y 3.2 se muestran la respuesta impulsiva y la densidad espectral de energía (ESD, según las siglas en inglés) del canal para cuatro realizaciones distintas. Cabe señalar que la respuesta impulsiva se obtiene

Característica	Descripción	Valor
τ_m	Mean excess delay	5.1ns
τ_{rms}	Dispersión temporal	5.0ns
$\overline{\mathcal{E}_c}$	Energía media del canal	-0.4dB
$\sigma_{\mathcal{E}_c}$	Desvío estándar de la energía del canal	2.9
$N_{p_{10dB}}$	Número de caminos (10dB)	12.5
$N_{p_{85\%}}$	Número de caminos (85 %)	20.8

Cuadro 3.3: Características del canal para el modelo de Saleh-Valenzuela en un ambiente LOS [20].

directamente del modelo presentado en la sección anterior, ecuación (3.12), y que la ESD de cada realización es calculada utilizando (3.5) a través de la siguiente expresión,

$$\text{ESD}(f)^{(i)} = |H^{(i)}(f)|^2, \quad (3.20)$$

donde el superíndice i indica la realización del canal. En los gráficos de la Figura 3.2 se puede ver cuánto cambia el canal de una realización a otra, es decir, el efecto de desvanecimiento en frecuencia que experimenta el canal. Estas variaciones son de más de 20dB en algunos casos. Luego, en la Figura 3.3 se muestra la densidad espectral de energía del proceso aleatorio que modela al canal. Ésta es calculada promediando las densidades espectrales de energía de cada una de las realizaciones, es decir,

$$\text{ESD}(f) = \sum_{i=1}^M \text{ESD}(f)^{(i)} = \sum_{i=1}^M |H^{(i)}(f)|^2, \quad (3.21)$$

donde M es la cantidad de realizaciones del proceso aleatorio. En la figura se promediaron 500 realizaciones del canal. Se ve que el espectro aquí es mucho más suave comparado con la densidad espectral de energía de cada realización, ya que se trata de un promedio. Aquí toda la banda de frecuencias se encuentra en el rango 0.5 -1.3dB.

Por último, en la Figura 3.4 se muestra el perfil de energía del canal en función del tiempo de arribo τ de los caminos, dado por (3.15).

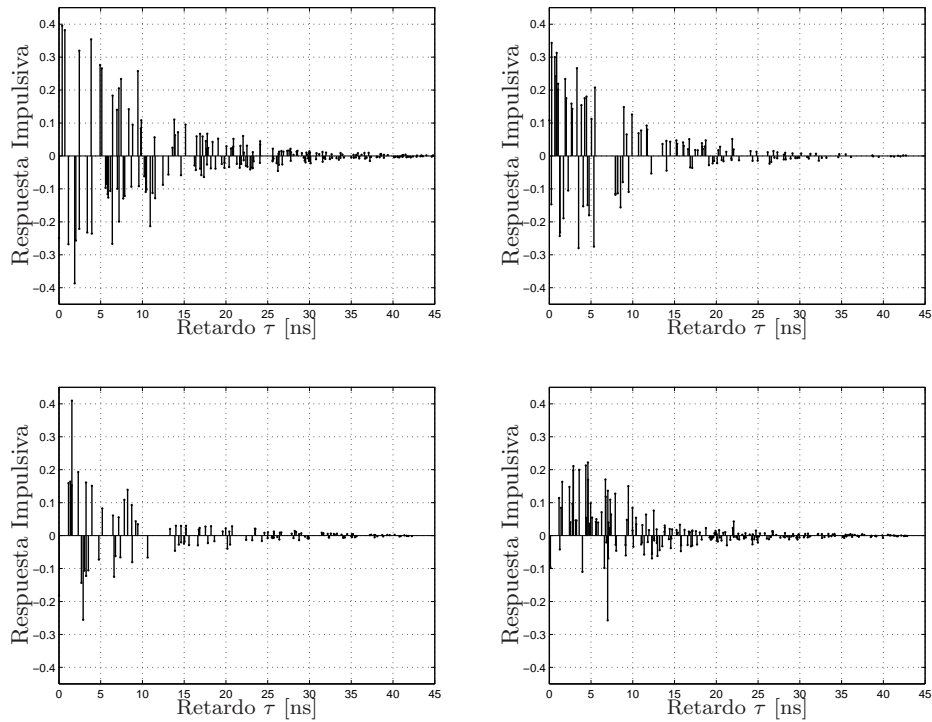


Figura 3.1: Respuestas impulsivas pertenecientes cuatro realizaciones del canal UWB.

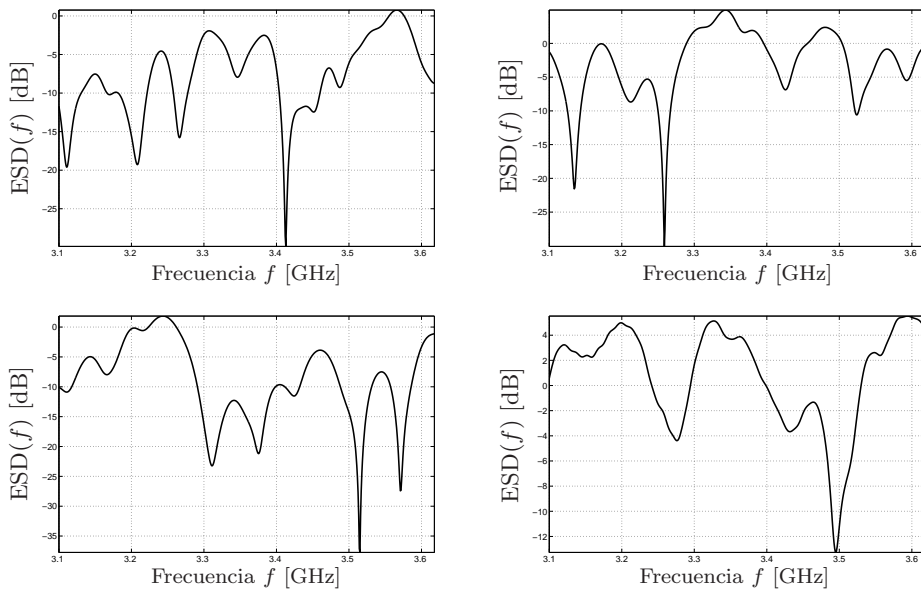


Figura 3.2: Densidades espectrales de energía de cuatro realizaciones del canal UWB.

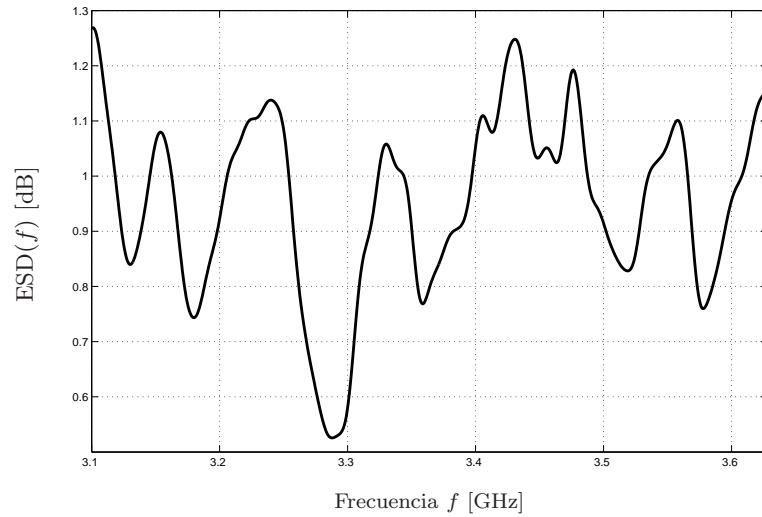


Figura 3.3: Densidad espectral de energía del canal UWB considerando $M = 500$ realizaciones del canal.

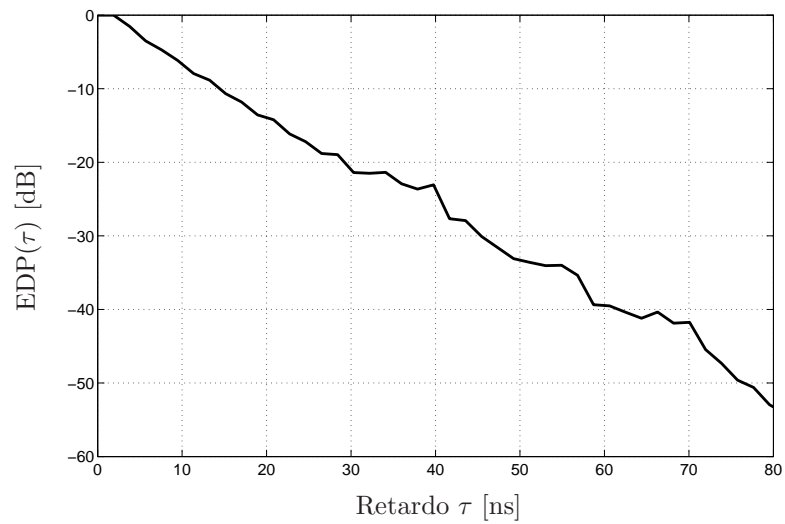


Figura 3.4: Perfil de energía del canal UWB en función del retardo.

Capítulo 4

Sincronización de Sistemas UWB-OFDM

En un sistema de comunicaciones la generación de las señales portadoras y de los relojes, tanto en el transmisor como en el receptor, es local. Por lo tanto, en el lado del receptor se requiere de una etapa de sincronización que ajuste las portadoras y los relojes generados localmente a las señales enviadas por el transmisor, de manera de realizar una detección correcta que cumpla con la tasa de error requerida.

En un sistema de modulación en bloques, los errores de sincronización pueden introducir tanto interferencia entre bloques de símbolos (IBI, de acuerdo a sus siglas en inglés) como interferencia entre portadoras (ICI), este último caso debido a la pérdida de ortogonalidad entre portadoras.

A continuación discutimos tres problemas de sincronización en los sistemas OFDM así como los principales efectos que provocan la pérdida de sincronismo y hacen necesario que el receptor esté continuamente actualizando las señales de sincronismo. Luego, analizamos la interferencia producida por los errores de sincronismo y obtenemos una expresión para la pérdida de relación señal a ruido. Por último, estudiamos el comportamiento de un sistema UWB-OFDM frente a errores de sincronismo. Allí verificamos que las modulaciones coherentes requieren de una sincronización muy precisa y que las modulaciones diferenciales son más robustas frente a este tipo de problemas.

4.1. Sincronización de Portadora

Para realizar la conversión de la señal de radio de frecuencia (RF) a banda base es necesario conocer la señal portadora de la señal recibida, es decir, se

debe estimar la frecuencia y la fase de la señal portadora. Cuando la señal portadora estimada en el receptor difiere de la señal portadora recibida se produce un corrimiento en frecuencia de la señal trasladada a banda base, lo cual introduce interferencia entre portadoras (ICI) y degrada el desempeño del receptor. Entonces, el error de sincronización de portadora deberá ser despreciable comparado con el ancho de banda de cada subbanda de la señal OFDM para que el receptor tenga un buen desempeño.

En la práctica, el dispositivo encargado de realizar la estimación de la señal portadora se llama lazo de enganche de fase PLL (*Phase Lock Loop*). El PLL genera una señal local en el receptor de frecuencia y fase tal que el error de esta señal respecto a la señal portadora recibida sea despreciable. Este proceso de estimación es conocido como sincronización de frecuencia portadora y es tratado ampliamente en la bibliografía [10, 23].

Las principales causas de pérdida de sincronismo son imperfecciones del PLL, el delay jitter (variaciones de fase) de los osciladores de RF en el transmisor y el receptor y las características no lineales de los canales inalámbricos, incluyendo el efecto Doppler. El canal inalámbrico es considerado variante en el tiempo debido exclusivamente al movimiento relativo del transmisor, el receptor y los objetos o personas que se encuentran en el ambiente de propagación. Entonces, la variación del canal en el tiempo se debe al efecto Doppler, y por lo tanto existe un desplazamiento en frecuencia de la señal multiportadora que emite el transmisor.

En el Capítulo 3, sección 3.3.2 se vio que el desplazamiento Doppler es despreciable relativo al ancho de banda de cada subbanda (4.125MHz), es decir, que el corrimiento en frecuencia dependerá fundamentalmente de las características del PLL del receptor para estimar la señal portadora y de la estabilidad de los osciladores de RF.

4.2. Sincronización de Período de Muestreo

Una vez que la señal recibida fue convertida a banda base, el receptor digitaliza dicha señal tomando muestras a intervalos regulares espaciados en el período de muestreo T_m . En esta etapa, el receptor debe conocer tanto T_m como la fase de la señal utilizada en el transmisor en el proceso de conversión digital-analógico. Por supuesto que dicha fase es modificada por el canal. Por lo tanto, el receptor debe generar una señal local que tenga en cuenta tanto la señal de reloj utilizada en el transmisor como la fase introducida por el canal. Entonces, la sincronización de reloj o período de muestreo puede ser dividida en dos etapas: la primera, referida a la frecuencia de muestreo $f_m = 1/T_m$ y la segunda, referida a la fase de la señal de reloj. La sincronización de fase de la señal de reloj en el receptor es similar a la sincronización de bloque y,

por lo tanto, los errores de sincronismo producen efectos similares, es decir, rotación de las constelaciones de símbolos.

La pérdida de sincronismo en el receptor en cuanto a la sincronización de período de muestreo se debe a la variación temporal del canal, la deriva del reloj local en el receptor respecto del reloj del transmisor y el delay jitter (variación de fase) de los relojes de los conversores digital-analógico en transmisor y analógico-digital en el receptor. Los desajustes en frecuencia entre los relojes del transmisor y el receptor pueden provocar ICI, tal como es sugerido en [24, 25, 26]. Más aún, errores en la frecuencia de muestreo pueden resultar en derivas que empeoren la sincronización de bloque, tratada en la siguiente sección. Si por ejemplo el reloj en el receptor tiene una deriva especificada en 0.1 ppm (partes por millón) y la frecuencia de muestreo es de 1GHz, la deriva en la sincronización de bloque es de 100 muestras por segundo. Esto hace imprescindible implementar algoritmos de estimación de período de muestreo tal como en [27, 28].

4.3. Sincronización de Bloque

Un nivel adicional de sincronización requerido en sistemas de modulación en bloques, tal como lo es OFDM, es conocido como sincronización de bloque, trama o símbolo OFDM. En estas modulaciones surge la necesidad de determinar el comienzo de cada bloque para poder llevar a cabo la demodulación. En el caso específico de OFDM, el receptor debe determinar la ubicación de una ventana en la cual se encuentran las muestras de la señal recibidas pertenecientes al bloque OFDM que se quiere demodular sin interferencia de otros bloques y con la fase correcta.

En la etapa de sincronización de bloque del receptor es necesario continuamente actualizar la estimación del comienzo de cada bloque debido a tres razones. En primer lugar, el canal inalámbrico es un canal que varía con el tiempo y, aunque en el caso del canal UWB dichas variaciones sean relativamente lentas (el tiempo de coherencia es del orden de 10ms), es necesario recalcular la estimación de bloque periódicamente. En segundo lugar, los relojes del transmisor y del receptor tienen derivas que pueden provocar pérdidas de sincronismo. Este problema afecta tanto a la sincronización de bloque como a la sincronización de período de muestreo, tratado en la sección 4.2. Por último, la estimación del comienzo de bloque presenta una incerteza dada por la varianza del error de estimación. Para disminuir esta varianza es necesario emplear varios bloques de datos, lo que sugiere que el estimador se encuentra continuamente mejorando la estimación del comienzo de cada bloque.

La eficiencia espectral de una modulación es la tasa de bits por ancho de

banda que puede ser transmitida sin interferencia entre símbolos utilizando los pulsos de Nyquist [17, 18], no realizables en un caso práctico. Para aumentar la eficiencia espectral se requiere que la estimación del comienzo de bloques sea realizada a partir de los datos transmitidos, sin recurrir a secuencias de entrenamiento. En los sistemas OFDM con prefijo cíclico se aprovecha la simetría circular del bloque para realizar dicha estimación.

Los sistemas OFDM con detección coherente requieren de los tres niveles de sincronización discutidos en este capítulo: sincronización de portadora, sincronización de bloque y sincronización de período de muestreo, además de conocer el canal. En estos sistemas las modulaciones típicas utilizadas QAM y PSK requieren de una sincronización muy precisa, sobre todo cuando se utilizan constelaciones de gran tamaño, ya que ante pequeñas desincronizaciones la performance de estos sistemas disminuye drásticamente. El problema de sincronización de bloque consiste en determinar el comienzo de cada bloque o símbolo OFDM transmitido de manera de poder realizar la demodulación a través de la FFT (*Fast Fourier Transform*). O sea que el objetivo del algoritmo de sincronización de bloque es ubicar correctamente la ventana de la FFT. Dentro de dicha ventana se encuentran las muestras a las cuales el receptor calculará la FFT.

En primer lugar vamos a definir el error de sincronización de bloque OFDM como

$$e_{\theta} = \hat{\theta} - \theta_0, \quad (4.1)$$

donde θ_0 representa la posición de la primera muestra de la parte útil del bloque OFDM y $\hat{\theta}$ es la posición estimada por el sistema de sincronismo del receptor. Asumimos que e_{θ} , $\hat{\theta}$ y θ_0 se encuentran normalizados al período de muestreo T_m .

En la Figura 4.1 se muestran dos situaciones posibles con problemas de sincronización de bloque. En un primer caso, dentro del intervalo de guarda existe una zona libre de interferencia entre símbolos que no es afectada por el bloque anterior debido a que la dispersión temporal del canal es menor que el tiempo de guarda. Recordemos que el tiempo de guarda siempre se toma superior a la máxima dispersión temporal del canal, $T_g > \tau_{d_{max}}$, justamente para evitar el IBI.

En el estándar UWB dado por [3, 5, 29], la longitud del intervalo de guarda es de 70.1ns y el delay spread para canales interiores se encuentra entre 5ns y 25ns según las mediciones realizadas en [20]. Es decir que este primer caso puede ser bastante frecuente en los sistemas UWB. Si la ventana de la FFT comienza en esta zona, la ortogonalidad de las portadoras se mantiene y, en consecuencia, el ICI es nulo. Entonces, en esta zona libre de IBI e ICI el error de sincronización sólo provoca una rotación de fase que es función de la frecuencia. En ese caso podemos reescribir (2.11) de manera

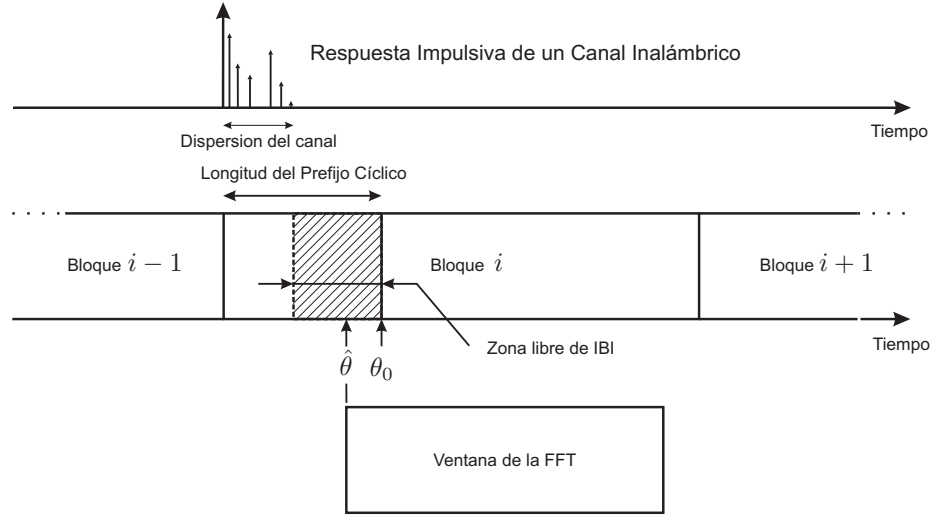


Figura 4.1: Sincronización de bloque en los sistemas OFDM. El algoritmo de sincronización del receptor determina el comienzo de la ventana de la FFT ($\hat{\theta}$) para realizar la demodulación.

que los símbolos recibidos para la k -ésima portadora se pueden expresar del siguiente modo,

$$Y_k^{(i)} = X_k^{(i)} H_k^{(i)} e^{j\frac{2\pi}{N}ke\theta} + W_k^{(i)}$$

si $-\frac{T_g - \tau_{dmax}}{T_m} < e_\theta \leq 0, \quad k = 0, \dots, N - 1,$ (4.2)

donde el índice i indica el bloque transmitido. La rotación de fase $e^{j\frac{2\pi}{N}ke\theta}$ es desconocida por el receptor y por lo tanto no es posible corregir el FEQ, introducido en la sección 2.2.1, ecuación 2.12. Con el FEQ mal calculado la rotación de fase de la constelación en cada una de las portadoras no es la adecuada con lo cual la probabilidad de error de símbolo aumenta notablemente.

En el segundo caso, si la ventana de la FFT está fuera del intervalo libre de interferencia entre símbolos, la ortogonalidad entre portadoras es destruida y el ICI no es nulo. En este caso, la expresión de los símbolos recibidos es

$$Y_k^{(i)} = \alpha_{e_\theta} X_k^{(i)} H_k^{(i)} e^{j\frac{2\pi}{N}ke\theta} + W_{e_\theta, k}^{(i)} + W_k^{(i)}$$

si $e_\theta < -\frac{T_g - \tau_{dmax}}{T_m}$ ó $e_\theta > 0$ y $k = 0, \dots, N - 1.$ (4.3)

donde $W_{e_\theta, k}^{(i)}$ es un término de interferencia que representa el IBI e ICI provocado por la desincronización. Este término puede ser aproximado por ruido

Gaussiano [30] y es una fuente de interferencia dominante. Algo para destacar en la ecuación anterior es que no sólo aparece una fuente adicional de interferencia, también se ve modificada la amplitud del primer término por un factor de atenuación desconocido

$$\alpha_{e_\theta} = \frac{N - e_\xi}{N}, \quad (4.4)$$

donde

$$e_\xi = \begin{cases} e_\theta, & e_\theta > 0 \\ 0, & -(\nu - L_h + 1) \leq e_\theta \leq 0 \\ \nu - L_h + 1 + e_\theta, & e_\theta < -(\nu - L_h + 1) \end{cases}$$

y L_h es la longitud del canal que incluyen los retardos con energía significativa y es de 2 a 4 veces la dispersión temporal del canal τ_{rms} , según se trate de canales LOS (*Line of Sight*) o NLOS (*Not LOS*).

O sea que la relación señal a ruido disminuye y en el caso de utilizar modulaciones en amplitud tales como QAM, la ubicación de los umbrales de decisión no es la correcta por lo que la performance empeora aún más.

Una solución al problema de sincronismo en el caso en que se conserva la ortogonalidad radica en el cambio del tipo de codificación y demodulación. La rotación de fase debido a la falta de sincronismo con el bloque OFDM es un problema si la demodulación utilizada es del tipo coherente, es decir, se asume sincronización de portadora, de bloque y de período de muestreo además de conocimiento del canal. Sin embargo, si se utiliza codificación diferencial, que permite demodulación no coherente, la rotación de fase ya no es un problema tan grave. Es más, en el caso de codificación diferencial entre bloques la estimación de fase del canal ya no es necesaria por lo que la complejidad del sistema disminuye.

Otra posible solución en el caso en el que la ventana de la FFT se encuentra en la región libre de IBI consiste en estimar la fase $e^{j\frac{2\pi}{N}ke_\theta}$ a través de tonos pilotos y corregir el ecualizador en el dominio de la frecuencia. Esto posibilitaría utilizar las modulaciones coherentes, cuya eficiencia espectral es superior a la de las modulaciones diferenciales. En los esquemas en que se utilizan tonos pilotos para realizar la estimación del canal y con propósitos de sincronización, esta opción sería más conveniente ya que no introduce *overhead* adicional [31].

4.4. Interferencias IBI e ICI

En esta sección calculamos mediante simulaciones la energía de los términos de interferencia entre bloques (IBI) e interferencia entre portadoras (ICI)

en función del error de sincronización de bloques definido en (4.1) para un sistema de comunicaciones UWB, cuyo canal fue modelado en el Capítulo 3.

Para calcular la energía de la interferencia provocada por el error de sincronización se utilizó la modulación DQPSK (ver sección 2.3.1) codificada diferencialmente entre las mismas subbandas de bloques OFDM consecutivos. Del total de N subbandas disponibles para transmitir información, $N - 1$ subbandas transportan símbolos DQPSK de igual energía \mathcal{E}_s . La subbanda restante no es utilizada para transmitir información, es decir, se transmiten ceros. En el receptor, variando el error de sincronización e_θ se calcula la energía promedio en dicha subbanda. En el caso ideal en que la sincronización es perfecta y el canal tiene una respuesta impulsiva finita de longitud inferior al tamaño del prefijo cíclico (sección 2.2.1, ecuación (2.9)), la energía en esta subbanda es nula, ya que en esta simulación no se incluye ruido.

En el caso UWB, el modelo del canal es estocástico y, por lo tanto, la respuesta impulsiva para algunas realizaciones del canal puede ser más larga que el prefijo cíclico, provocando IBI e ICI aún cuando la sincronización es perfecta.

Vale la pena aclarar que la dispersión temporal (3.7) es el desvío estándar de los retardos con energía significativa y nos da una idea de la longitud del canal, pero no es exactamente la longitud del canal. Debido a que la distribución del canal es compleja, no es posible establecer una relación directa entre la longitud del canal y la dispersión temporal. En las simulaciones realizadas encontramos que la longitud del canal es aproximadamente de 2 a 4 veces la dispersión temporal.

Cabe señalar que la energía de los términos de ICI e IBI es independiente de la subbanda que se utilice para calcularla ya que el modelo del canal UWB presenta en promedio una atenuación constante a través de la frecuencia y todas las subbandas de frecuencias transportan símbolos de igual energía media.

Considerando el caso de sincronización perfecta y asumiendo que la longitud del prefijo cíclico es superior a la longitud del canal para toda realización del proceso aleatorio que lo describe, (4.2) se cumple y podemos definir la relación señal a ruido para la k -ésima portadora como

$$\text{SNR}_{ideal}^{(k)} = \frac{\mathcal{E}_s |\overline{H}_k|^2}{\sigma_W^2}, \quad (4.5)$$

donde el subíndice *ideal* denota sincronización perfecta, \mathcal{E}_s es la energía media de los símbolos en cada subbanda, $\mathcal{E}_s = E[|X_k|^2] \forall k$, $|\overline{H}_k|^2$ es la atenuación promedio que presenta el canal en la portadora número k y σ_W^2 es la varianza del ruido blanco Gaussiano aditivo W_k .

En el caso en que el error de sincronismo es tal que existe IBI e ICI,

de acuerdo con (4.3) podemos definir una nueva relación señal a ruido que contemple dicha interferencia, por lo cual llamaremos relación señal a ruido más interferencia a

$$\text{SNIR}^{(k)} = \frac{\alpha_{e\theta}^2 \mathcal{E}_s |\overline{H}_k|^2}{\sigma_W^2 + \sigma_{W_{e\theta}}^2}, \quad (4.6)$$

donde $\sigma_{W_{e\theta}}^2$ es la varianza de $W_{e\theta}$, el término adicional de interferencia debido al ICI e IBI y $\alpha_{e\theta}$ está definido en (4.4).

A los fines de calcular la tasa de error total de un sistema multiportadora se define una relación señal a ruido equivalente [15] que se puede aproximar por la media geométrica de la relación señal a ruido de cada subbanda. Aunque no tiene asociada una única tasa de error, esta cantidad otorga un orden de magnitud del desempeño del sistema de comunicaciones. Para el caso de sincronización perfecta, la relación señal a ruido equivalente la definimos como

$$\text{SNR}_{ideal}^{eq} = \prod_{k=1}^N (\text{SNR}_{ideal}^{(k)})^{(1/N)}. \quad (4.7)$$

A partir de esto podemos definir la atenuación media equivalente del canal a través del promedio geométrico de $|\overline{H}_k|^2$,

$$|\overline{H}^{eq}|^2 = \prod_{k=1}^N (|\overline{H}_k|^2)^{1/N}. \quad (4.8)$$

Entonces, la relación señal a ruido más interferencia equivalente en el receptor que considera la imperfecciones del algoritmo de sincronización es

$$\text{SNIR}^{eq} = \frac{\alpha_{e\theta}^2 \mathcal{E}_s |\overline{H}^{eq}|^2}{\sigma_W^2 + \sigma_{W_{e\theta}}^2}. \quad (4.9)$$

A continuación definimos el parámetro Γ para cuantificar el efecto de la interferencia causada por el error de sincronización. Llamaremos Γ a la degradación de la relación señal a ruido del sistema causada por errores de sincronismo,

$$\Gamma = \frac{\text{SNR}_{ideal}^{eq}}{\text{SNR}^{eq}}. \quad (4.10)$$

Esta ecuación se puede expresar en dB de la siguiente manera

$$\Gamma]_{\text{dB}} = \text{SNR}_{ideal}^{eq}]_{\text{dB}} - \text{SNR}^{eq}]_{\text{dB}}. \quad (4.11)$$

Ejemplo 3 *Supongamos que para un sistema de comunicaciones UWB de $N = 128$ portadoras y $\nu = 37$ muestras de prefijo cíclico (70.1ns), la relación señal a ruido requerida en el receptor es de 7dB. La relación \mathcal{E}_s/σ_W^2 es de*

12dB, donde \mathcal{E}_s es la energía transmitida y σ_W^2 es la energía de ruido en el receptor. Se utilizan dos canales UWB tales que $|\overline{H^{eq}}|^2 = -4\text{dB}$. El primero es un canal LOS cuya dispersión temporal es $\tau_{rms} = 5\text{ns}$ y tiene una longitud promedio de 6 muestras (Figura 3.1). El segundo es un canal NLOS cuya dispersión temporal es $\tau_{rms} = 15\text{ns}$ y tiene una longitud promedio de 30 muestras. La longitud del canal se la calculó teniendo en cuenta los retardos que contribuyen al 85 % de la energía total del canal. Se requiere averiguar cual es el máximo error de sincronización de bloque que el receptor puede tolerar para cumplir con la relación señal a ruido requerida.

$$\text{SNR}_{ideal}^{eq} = \frac{\mathcal{E}_s |\overline{H^{eq}}|^2}{\sigma_W^2} \quad (4.12)$$

$$= 8\text{dB}. \quad (4.13)$$

Utilizando (4.11) calculamos la máxima pérdida de relación señal a ruido tolerada por el receptor provocada por las imperfecciones del algoritmo de sincronización de bloque,

$$\Gamma]_{\text{dB}} = 1\text{dB}. \quad (4.14)$$

En la Figura 4.2 se muestra la relación señal a ruido en el caso de sincronización perfecta (SNR_{ideal}^{eq}) y la relación señal a ruido más interferencia (SNIR^{eq}) en función del error de sincronización e_θ para el canal UWB LOS de 5ns de dispersión temporal. De esta figura obtenemos que el algoritmo de sincronización de bloque tiene que estimar la posición de la ventana FFT tal que el error de sincronización cumpla

$$-32 \leq e_\theta \leq 2 \quad (4.15)$$

de manera de tener una relación señal a ruido superior o igual a la requerida. En la Figura 4.3 graficamos el factor de atenuación α_{e_θ} que afecta proporcionalmente a la relación señal a ruido más interferencia (4.9).

En segundo lugar, en la Figura 4.4 se grafican la relación señal a ruido SNR_{ideal}^{eq} y la relación señal a ruido más interferencia SNIR^{eq} en función del error de sincronización e_θ para el canal UWB NLOS de 15ns de dispersión temporal. En este caso, la sincronización de bloque tiene que estimar la posición de la ventana FFT de modo que el error de sincronización se encuentre en el siguiente rango,

$$-6 \leq e_\theta \leq 5 \quad (4.16)$$

para cumplir con la relación señal a ruido requerida. Cabe mencionar que aún con sincronización perfecta ($e_\theta = 0$), existe una pérdida de 0.3dB relación señal a ruido debido a que para algunas realizaciones del canal, la longitud

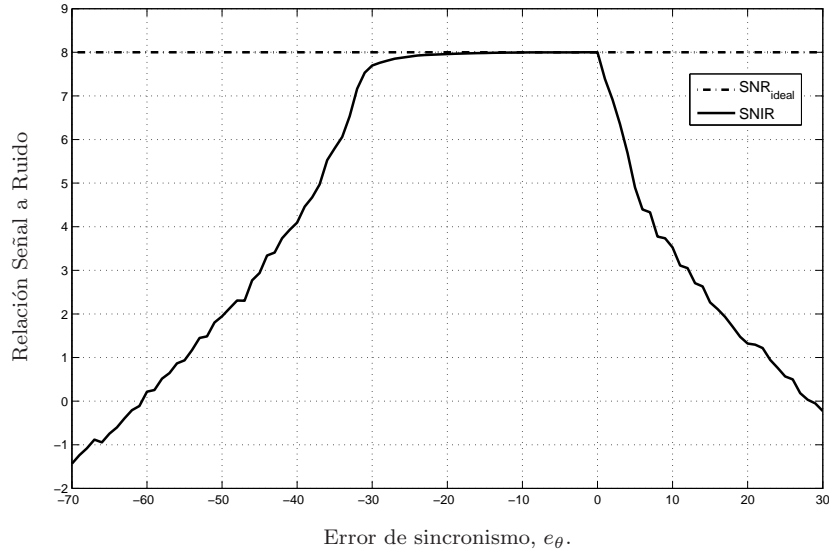


Figura 4.2: Canal UWB LOS, $\tau_{rms} = 5$ ns, $L_h = 6$ muestras. Relación señal a ruido en el caso de sincronización perfecta (SNR_{ideal}^{eq}) y relación señal a ruido más interferencia (SNIR^{eq}) en función del error de sincronización e_θ .

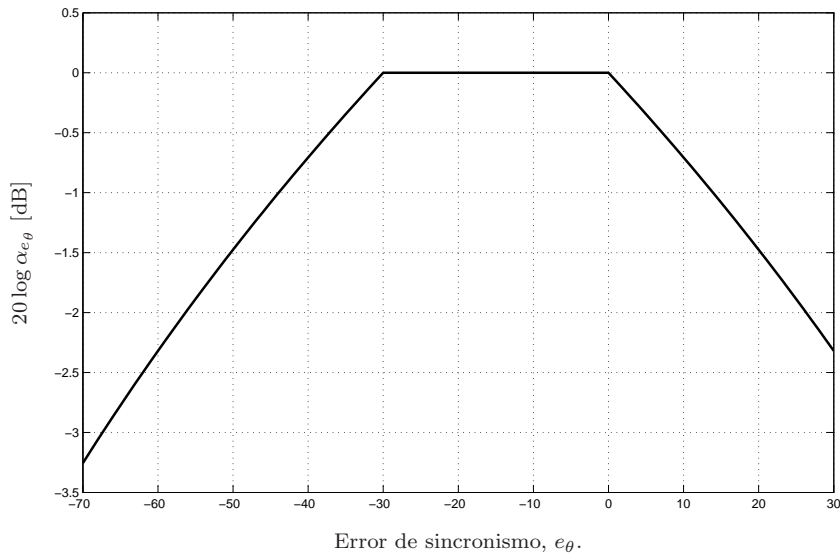


Figura 4.3: Factor de atenuación en función del error de sincronismo para canal UWB LOS, $\tau_{rms} = 5$ ns y $L_h = 6$ muestras.

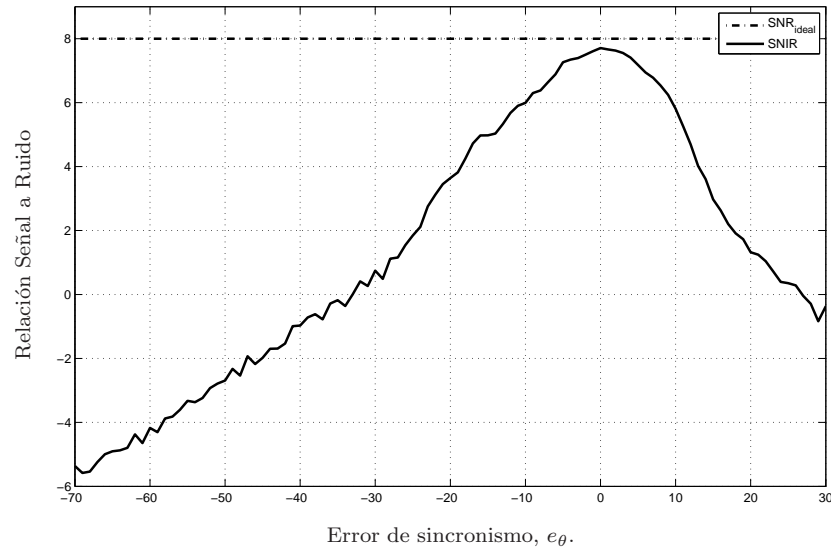


Figura 4.4: Canal UWB NLOS, $\tau_{rms} = 15\text{ns}$, $L_h = 30$ muestras. Relación señal a ruido en el caso de sincronización perfecta (SNR_{ideal}^{eq}) y relación señal a ruido más interferencia (SNIR^{eq}) en función del error de sincronización e_θ .

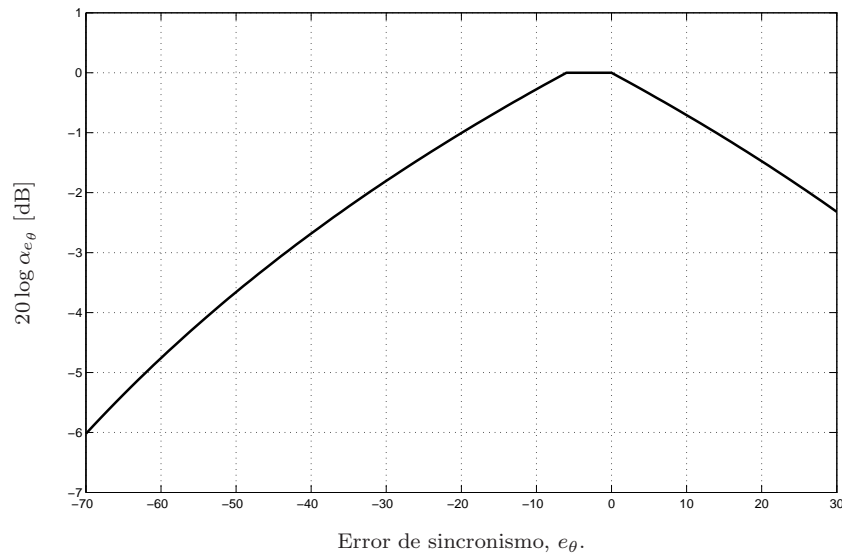


Figura 4.5: Factor de atenuación en función del error de sincronismo para canal UWB NLOS, $\tau_{rms} = 15\text{ns}$ y $L_h = 30$ muestras.

del canal es superior al prefijo cíclico produciendo interferencias IBI e ICI. Por último, en la Figura 4.5 graficamos el factor de atenuación α_{e_θ} . \square

Como conclusión del Ejemplo 3 podemos decir que las curvas de las Figuras 4.2 y 4.4 son muy útiles al momento de definir los requerimientos de los algoritmos de sincronización, que serán desarrollados en el Capítulo 5. Por otro lado, como mencionamos en la sección 4.3, el factor α_{e_θ} es un factor de atenuación desconocido por lo que no es posible, a menos que se lo estime luego de la demodulación vía FFT, corregir el ecualizador FEQ (2.12), con lo cual las regiones de decisión del detector no serán las óptimas deteriorando la performance del sistema. Otro punto a destacar es la influencia del canal en la performance del sistema de comunicaciones. En un canal LOS de baja dispersión temporal, el prefijo cíclico provee gran inmunidad a los errores de sincronismo. Sin embargo, cuando la longitud del canal inalámbrico es similar a la longitud del prefijo cíclico, tal como sucede en el canal NLOS del ejemplo anterior, pequeños errores de sincronismo provocan pérdidas significativas en la performance del sistema.

4.5. Análisis de un Sistema UWB

En esta sección se analiza mediante simulaciones un caso práctico de gran interés tecnológico, es decir, cómo se comporta un sistema UWB-OFDM frente a pérdidas de sincronismo. Se evalúa y compara la performance de un detector coherente con otro no-coherente en el sistema de comunicaciones mencionado con pérdida de sincronismo entre el transmisor y el receptor. En el caso no-coherente se simulan las dos opciones propuestas en la sección 2.3: codificación diferencial entre bloques y codificación diferencial entre subbandas de un mismo bloque. Cuando el detector es coherente la modulación empleada es QAM y cuando el detector es no-coherente la modulación empleada es ADPSK. Se asume que el ecualizador en el dominio de la frecuencia FEQ es perfectamente conocido en el receptor, es decir, se conoce perfectamente el canal.

El sistema UWB-OFDM que se simula cumple el estándar de redes WPAN (Wireless Personal Area Network) UWB que fue inicialmente tratado por el grupo IEEE 802.15. Actualmente dicho estándar se encuentra regido por un conjunto de empresas agrupadas en WiMedia Alliance [5]. El organismo de estandarización internacional ECMA también realizó un estándar [29] para Europa basado en el hecho por WiMedia Alliance. La Tabla 2.1 resume los parámetros del sistema de comunicaciones. Este sistema utiliza $N = 128$ portadoras, el tamaño del prefijo cíclico es de 70.1ns y el período de símbolo es de 312.5ns. El ancho de banda de la señal multiportadora es de 528MHz, es decir que cada subcanal es de 4.125MHz , $T = 1/4,125\text{MHz} = 242,4\text{ns}$ y

$T_m = T/N = 1,894\text{ns}$. La banda de frecuencias utilizada es la primera de las 14 que propone el estándar y su frecuencia central es $f_c = 3432\text{MHz}$, tal como se muestra en la Figura 2.2. El sistema es simulado utilizando su equivalente banda base.

La potencia disponible en el transmisor es distribuida en cada subcanal con el objetivo de maximizar la tasa de transmisión del sistema completo y aproximarse a la capacidad del canal. Este problema es resuelto por los algoritmos de carga, quienes determinan la potencia y la cantidad de información que se puede transmitir en cada subcanal cumpliendo con la probabilidad de error requerida. En particular, se utilizó un algoritmo Water Filling (WF) con truncamiento [15].

Entonces, en función de la potencia determinada por el WF para cada subcanal se calcula la cantidad de símbolos de cada constelación de manera que la probabilidad de error se mantenga constante para todos los subcanales y, en particular en esta simulación, la tasa de error de símbolos (SER, según sus siglas en inglés) requerida es $\text{SER}_{\text{req}} = 10^{-3}$.

Como se mencionó en la sección 2.3, la modulación ADPSK tiene una menor eficiencia espectral que la modulación QAM, por lo tanto, al utilizar la modulación diferencial, la tasa de transmisión del sistema disminuye. En las simulaciones realizadas la pérdida de tasa de bit para ADPSK es del orden del 12% respecto a QAM. Éste es el precio a pagar a cambio de mayor robustez de las modulaciones diferenciales frente a errores de sincronismo.

El canal de comunicaciones a través del cual se transmiten los datos es un modelo de un canal interior estudiado en el Capítulo 3 cuya respuesta impulsiva está dada por (3.19). El modelo utilizado es el recomendado por el estándar UWB [20] basado en mediciones en distintos ambientes interiores. En la Figura 3.1, sección 3.5, se muestran cuatro realizaciones del canal UWB para un ambiente interior LOS (*Line of Sight*) donde existe un camino directo entre el transmisor y el receptor.

La Figura 4.6 muestra la tasa de error de símbolos en función del delay de sincronismo para los tres casos: QAM-OFDM y modulación diferencial OFDM entre subcanales (ADPSK IC) y entre bloques (ADPSK IB).

En el caso de modulación coherente QAM, ni bien el sistema pierde sincronismo, $\text{SER}_{\text{QAM}} \gg \text{SER}_{\text{req}}$. Esto se debe a que el FEQ no contempla la rotación de fase causada por la falta de sincronismo en la ecuación (4.2). En esa ecuación se ve que a partir del subcanal 16 y asumiendo el error de sincronización de sólo un período de muestreo, $e_\theta = 1$, se tiene una rotación de fase superior a 45° , algo intolerable para constelaciones QAM de 4 o más símbolos. El problema afecta fuertemente a los subcanales de mayor frecuencia.

Cuando se utiliza la modulación diferencial entre subcanales de un mismo

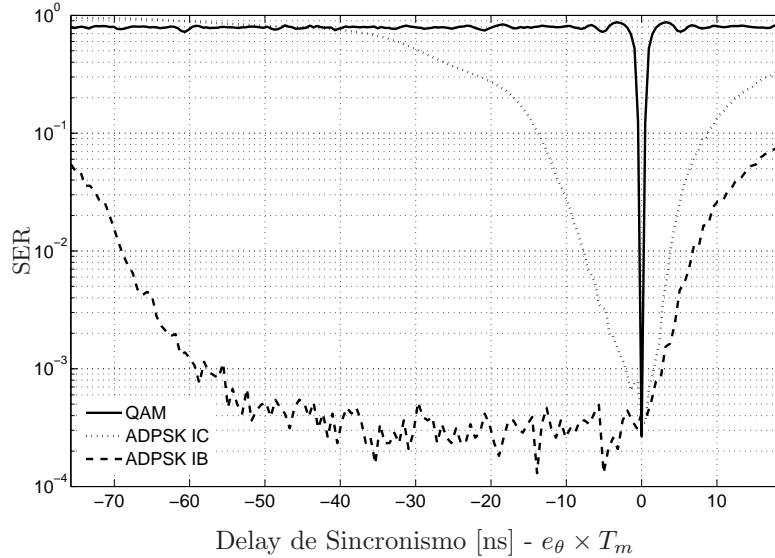


Figura 4.6: Tasa de error de símbolos (SER) en función de delay de sincronismo para las modulaciones QAM con detección coherente y ADPSK, entre subcanales y entre bloques, con detección no-coherente.

bloque ADPSK IC se puede ver que el sistema es un poco más robusto frente a la pérdida de sincronismo, aunque el hecho de tener una cantidad de portadoras relativamente baja ($N = 128$) no permite obtener grandes ventajas respecto de QAM. Retomando (2.25), como asumimos que se conoce perfectamente el canal, el FEQ elimina el error de referencia de fase para subcanales consecutivos provocado por la respuesta de fase del canal, es decir, $\phi_{n+1} - \phi_n = 0 \forall n$. Por lo tanto, el error de referencia de fase sólo es función del error de sincronismo normalizado e_θ y de la cantidad de portadoras,

$$\Delta\psi = \frac{2\pi}{N}e_\theta.$$

La ecuación anterior nos indica que la referencia de fase aumenta linealmente con el error de sincronismo provocando un aumento gradual de la tasa de error de símbolos para el caso ADPSK IC mostrada en la Figura 4.6. Se ve que aumentando la cantidad de portadoras se podría tolerar errores de sincronismo mayores.

La gran ventaja de emplear codificación diferencial se obtiene cuando se utiliza codificación diferencial entre bloques ADPSK IB. Aquí se ve que la tasa de error de símbolos se mantiene por debajo de 10^{-3} frente a delays de sincronismo de hasta 60ns. Para delays más grandes la interferencia del bloque anterior comienza a ser significativa. Incluso, en este último caso se asumió sólo el conocimiento del módulo de la respuesta en frecuencia del ca-

nal y no la fase, ya que si el canal no varía significativamente de un bloque OFDM a otro, la referencia de fase para cada subcanal es la misma independientemente de la variación de fase del canal en función de la frecuencia. Esta es una hipótesis válida ya que los canales interiores tienen un tiempo de coherencia del orden de 10ms y la duración de cada símbolo es de 312.5ns, 4 órdenes de magnitud menor. El hecho de no requerir conocimiento de fase del canal simplifica el algoritmo de estimación del receptor.

Capítulo 5

Métodos de Sincronización

La sincronización de trama es necesaria debido a que en el receptor, a priori, se desconoce la ubicación del símbolo OFDM ya que el retardo del canal no es conocido. En el Capítulo 4 mostramos a través del Ejemplo 3 la degradación de la performance del sistema de comunicaciones UWB-OFDM en función del error de sincronismo. Allí vimos que aún pequeños errores en la estimación del comienzo del bloque OFDM provocan pérdidas de relación señal a ruido significativas y pudimos establecer el requerimiento para el algoritmo encargado de la sincronización de bloque, es decir, obtuvimos un rango de valores para el error de estimación de manera que se cumpla con la performance requerida. Luego, en la sección 4.5 evaluamos el desempeño de distintas modulaciones para las subbandas de un sistema UWB-OFDM. Allí observamos que las modulaciones coherentes son muy sensibles a los errores de sincronización y que es necesario estimar el error de sincronismo luego de demodular con la FFT. Para ello es necesario transmitir símbolos pilotos, reduciéndose así la tasa de transmisión total del sistema. En cambio, los sistemas UWB-OFDM con modulación diferencial son más robustos frente a errores de sincronización, aunque requieren que la ventana se encuentre en la zona libre de interferencia entre símbolos, tal como vimos en la sección 4.3. Por lo tanto, es necesario estimar el comienzo de cada bloque que llamaremos SOF (*start of frame*) de manera de cumplir con los requerimientos arriba mencionados para lograr la performance deseada.

Los canales inalámbricos, tal como se mostró en el Capítulo 3, son variantes en el tiempo. En consecuencia, el retardo medio del canal dado por (3.8) varía y es necesario estimar periódicamente el SOF. En la sección 3.3.2 vimos que el tiempo de coherencia es un parámetro de los canales inalámbricos que describe la variabilidad del canal. En el Ejemplo 2 de dicha sección vimos que el tiempo de coherencia para un sistema UWB es de $T_c \simeq 10\text{ms}$. Esto quiere decir que el canal debe ser estimado al menos 100 veces por segundo.

Este parámetro impone limitaciones a los algoritmos de estimación del SOF en cuanto a su complejidad numérica.

La mayoría de los estimadores propuestos en la literatura especializada están desarrollados para canales no dispersivos con ruido blanco Gaussiano aditivo (AWGN, según sus siglas en inglés). En general utilizan la periodicidad de los símbolos OFDM introducida por el prefijo cíclico para estimar el SOF.

En este capítulo describimos cuatro algoritmos para la estimación del SOF que maximizan la función de verosimilitud de la señal recibida, a los cuales llamaremos MLE1, MLE2, MLE3 y MLE4. El MLE1 está basado exclusivamente en la correlación introducida en el bloque OFDM debido al prefijo cíclico. Los algoritmos MLE2 y MLE3, además de utilizar el prefijo cíclico, tienen en cuenta tonos pilotos para refinar y mejorar la estimación. Veremos que el algoritmo MLE3 es una versión del MLE2 modificada para preservar la performance aún frente a desplazamientos en frecuencia provocados fundamentalmente por errores en la sincronización de portadora. Luego, en el algoritmo MLE4 proponemos modificar el MLE3 para mejorar el comportamiento del estimador en canales dispersivos cuando se conoce su respuesta impulsiva. Para cada uno de ellos planteamos el modelo de la señal recibida y obtenemos la función de verosimilitud. Por último, en la sección 5.5 realizamos un análisis comparativo de los distintos algoritmos para los canales AWGN y UWB.

5.1. Estimación Utilizando el Prefijo Cíclico

Comenzamos planteando el estimador del comienzo del bloque asumiendo un canal AWGN. Entonces, el equivalente banda base de la señal pasabanda recibida es

$$y_n = s_{n-\theta} + w_n, \quad (5.1)$$

donde $s_{n-\theta}$ es la señal transmitida dada por (2.10), w_n es ruido blanco complejo Gaussiano de media nula y varianza σ_w^2 y θ es el retardo introducido por el canal que se quiere estimar.

La energía de la secuencia $s_{n-\theta}$ es

$$\mathcal{E}_s = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \mathcal{E}_s(k),$$

donde $\mathcal{E}_s(k) = \mathbb{E}[|S_k|^2]$ es la energía media en la subbanda k .

Cada símbolo OFDM es de largo $N + \nu$ muestras. Para realizar la estimación del SOF se consideran $2N + \nu$ muestras ya que es la mínima cantidad

de datos para la cual se puede asegurar que hay un símbolo OFDM completo. Llamaremos θ a la posición del comienzo del bloque OFDM. Definimos los siguientes conjuntos de índices,

$$\mathcal{I} = \{\theta, \dots, \theta + \nu - 1\} \quad \mathcal{I}' = \{\theta + N, \dots, \theta + N + \nu - 1\} \quad (5.2)$$

donde \mathcal{I} contiene los índices del prefijo cíclico e \mathcal{I}' contiene los índices de las muestras que se reproducen en el prefijo cíclico. También definimos el siguiente vector de $2N + \nu$ muestras de la señal recibida,

$$\mathbf{y} = [y_0, \dots, y_{2N+\nu-1}]. \quad (5.3)$$

Considerando que las secuencias $s_{n-\theta}$ y w_n son independientes entre sí, la correlación de los elementos de \mathbf{y} es

$$\forall n \in \mathcal{I} : E[y_n y_{n+m}^*] = \begin{cases} \mathcal{E}_s + \sigma_w^2 & m = 0, \\ \mathcal{E}_s & m = N, \\ 0 & \text{otro caso,} \end{cases} \quad (5.4)$$

ya que los elementos en el prefijo cíclico y sus copias $y_n, n \in \mathcal{I} \cup \mathcal{I}'$ contienen las muestras $s_{n-\theta}$ que están correlacionadas de a pares. Dado que el canal es AWGN, el resto de las muestras $y_n, n \notin \mathcal{I} \cup \mathcal{I}'$ son independientes unas con otras y, por lo tanto, están descorrelacionadas.

La función de verosimilitud, en nuestro caso, es la función densidad de probabilidad (PDF, según sus siglas en inglés) de la señal recibida \mathbf{y} dada la ubicación del símbolo OFDM θ dentro de la ventana de longitud $2N + \nu$. Utilizando la hipótesis de canal AWGN y (5.4) obtenemos

$$f(\bar{\mathbf{y}}/\theta) = \prod_{n \in \mathcal{I}} f(y_n, y_{n+N}) \prod_{n \notin \mathcal{I} \cup \mathcal{I}'} f(y_n), \quad (5.5)$$

donde $f(y_n)$ y $f(y_n, y_{n+N})$ son las PDFs unidimensional y bidimensional de las variables aleatorias en sus argumentos respectivamente. Para aliviar la notación se omitirán los subíndices de las PDFs que hacen mención a las variables aleatorias a las que pertenece. Incluso se omitirá la condicionalidad sobre θ , el parámetro a estimar.

La estima de máxima verosimilitud se obtiene maximizando (5.5) sobre todos los posibles valores de la posición de la ventana θ . Maximizar la función de verosimilitud o el logaritmo de ésta es exactamente lo mismo debido a que $\ln(\cdot)$ es una función monótona creciente, por lo tanto, haremos esto último ya que simplifica los cálculos. Llamaremos $\Lambda_{cp}(\theta)$ al logaritmo de la función de verosimilitud también conocida como la función *log-likelihood*,

$$\Lambda_{cp}(\theta) = \ln f(\bar{\mathbf{y}}/\theta), \quad (5.6)$$

entonces la estima de máxima verosimilitud $\hat{\theta}_{MLE1}$ es

$$\hat{\theta}_{MLE1} = \arg \max_{\theta} \Lambda_{cp}(\theta). \quad (5.7)$$

En los pasos sucesivos obtendremos una representación equivalente del logaritmo de la función de verosimilitud $\Lambda_{cp}(\theta)$ tal que el argumento de su maximización no se modifique, por lo que los términos y factores que no intervengan en la maximización serán descartados. De acuerdo con esto, una representación equivalente de (5.6) es

$$\Lambda_{cp}(\theta) = \ln \left[\prod_{n \in \mathcal{I}} \frac{f(y_n, y_{n+N})}{f(y_n) f(y_{n+N})} \right]. \quad (5.8)$$

En (5.1) la secuencia $s_{n-\theta}$ es la suma de N símbolos complejos y para N suficientemente grande puede ser aproximada por un proceso Gaussiano. El ruido w_n es considerado también Gaussiano. Entonces, podemos asumir que \mathbf{y} es un vector conjuntamente Gaussiano complejo, y su PDF se puede expresar a través de

$$f(y_n) = \frac{1}{\pi(\mathcal{E}_s + \sigma_w^2)} e^{-\frac{|y_n|^2}{\mathcal{E}_s + \sigma_w^2}}, \quad (5.9)$$

y

$$f(y_n, y_{n+N}) = \frac{1}{\pi^2(1 - \rho^2)(\mathcal{E}_s + \sigma_w^2)^2} e^{-\frac{|y_n|^2 + |y_{n+N}|^2 - 2\rho \Re\{y_n y_{n+N}^*\}}{(1 - \rho^2)(\mathcal{E}_s + \sigma_w^2)^2}}, \quad (5.10)$$

donde ρ es el coeficiente de correlación del vector complejo aleatorio bidimensional $[y_n \ y_{n+N}]^t$, i.e.,

$$\rho = \frac{\mathcal{E}_s}{\mathcal{E}_s + \sigma_w^2} = \frac{\text{SNR}}{\text{SNR} + 1} \quad (5.11)$$

siendo la relación señal a ruido

$$\text{SNR} = \frac{\mathcal{E}_s}{\sigma_w^2}. \quad (5.12)$$

Reemplazando (5.9) y (5.10) en (5.8), trabajando algebraicamente esta última ecuación y teniendo en cuenta que $0 < \rho < 1$, obtenemos que

$$\Lambda_{cp}(\theta) = \Re \left\{ \sum_{n=\theta}^{\theta+\nu-1} y_n y_{n+N}^* \right\} - \frac{\rho}{2} \sum_{n=\theta}^{\theta+\nu-1} |y_n|^2 + |y_{n+N}|^2 \quad (5.13)$$

donde $0 \leq \theta \leq N$.

El estimador de máxima verosimilitud (MLE, según sus siglas en inglés) dado por (5.7) y (5.13) explota la correlación de las muestras del símbolo OFDM debido al agregado del prefijo cíclico. Además tiene en cuenta la SNR y la energía de cada muestra en un término de regularización. Para bajas SNRs, $\rho \rightarrow 0$ y el MLE se basa prácticamente en la correlación de las muestras de la señal recibida separadas en N . En cambio, para altas SNRs, el segundo término de (5.13) cobra importancia teniendo en cuenta la energía de cada muestra. En el caso límite en el que $\rho = 1$, $\text{SNR} \rightarrow \infty$, el MLE simplemente minimiza el cuadrado del valor absoluto de la diferencia de las muestras complejas separadas en N . Es decir,

$$\hat{\theta}_{MLE1} = \arg \min_{\theta} \sum_{n=\theta}^{\theta+\nu-1} |y_n - y_{n+N}|^2. \quad (5.14)$$

En la Figura 5.1 se muestran cuatro realizaciones de la función de verosimilitud $\Lambda_{cp}(\theta)$ en función de la posición de la ventana FFT θ para canal AWGN con una relación señal a ruido de $\text{SNR}=5\text{dB}$. La línea punteada vertical indica el valor correcto de la posición de la ventana, i.e., $\theta = \theta_0$. El sistema UWB-OFDM utiliza $N = 128$ portadoras y un prefijo cíclico de $\nu = 16$.

En la Figura 5.2 se muestran cuatro realizaciones de la función de verosimilitud $\Lambda_{cp}(\theta)$ en función de la posición de la ventana FFT θ para el canal inalámbrico de interés UWB. Se utilizó el modelo con visión directa entre el transmisor y el receptor (LOS) recomendado por [20] presentado en la sección 3.5 cuya dispersión temporal es $\tau_{rms} = 5\text{ns}$. Los parámetros N , ν y SNR del sistema UWB-OFDM son los usados en la figura anterior.

Observando estas figuras nos damos cuenta como al pasar del canal AWGN, para el cual el estimador fue planteado, al canal dispersivo UWB las funciones de verosimilitud tienen una “campana” más ancha alrededor de θ_0 .

5.2. Estimación Utilizando Tonos Pilotos

Este estimador refuerza la estimación anterior con el conocimiento de los tonos pilotos en el receptor enviados por el transmisor. Estos tonos pilotos típicamente son utilizados para estimar el canal y, en este trabajo, se aprovecha su inclusión para refinar la estimación del comienzo de los bloques OFDM.

A continuación planteamos el modelo de las señales involucradas y del canal con el cual trabajaremos para luego obtener el estimador. Del total de N portadoras disponibles en el sistema UWB-OFDM, N_p son moduladas por símbolos pilotos. Sea \mathcal{P} el conjunto de índices de las N_p portadoras utilizadas como tonos pilotos, la señal en el transmisor puede ser separada en dos partes.

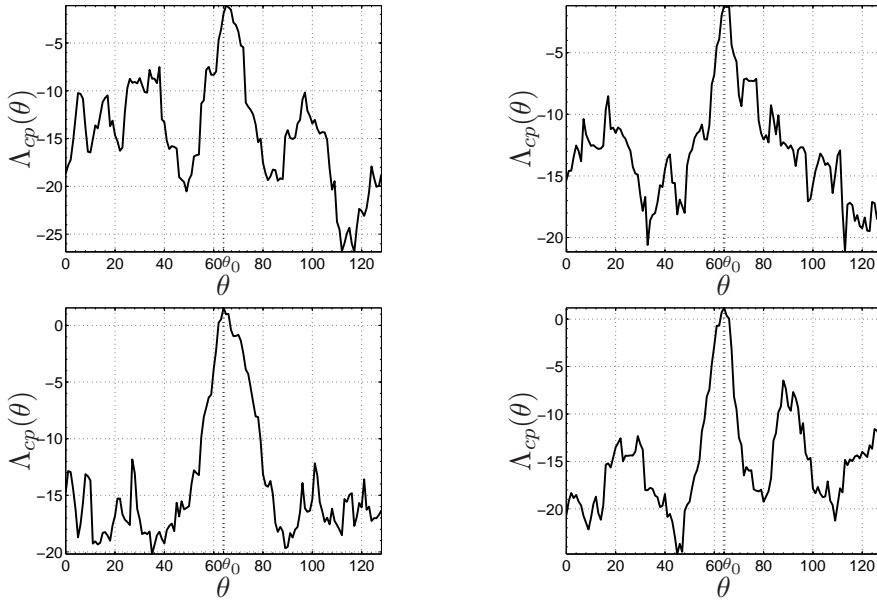


Figura 5.1: Estimador MLE1 para canal AWGN: función de verosimilitud en función de θ , parámetro del SOF, para cuatro realizaciones de ruido diferentes. El sistema UWB-OFDM simulado utiliza $N=128$, $\nu=16$ y $\text{SNR}=5\text{dB}$.

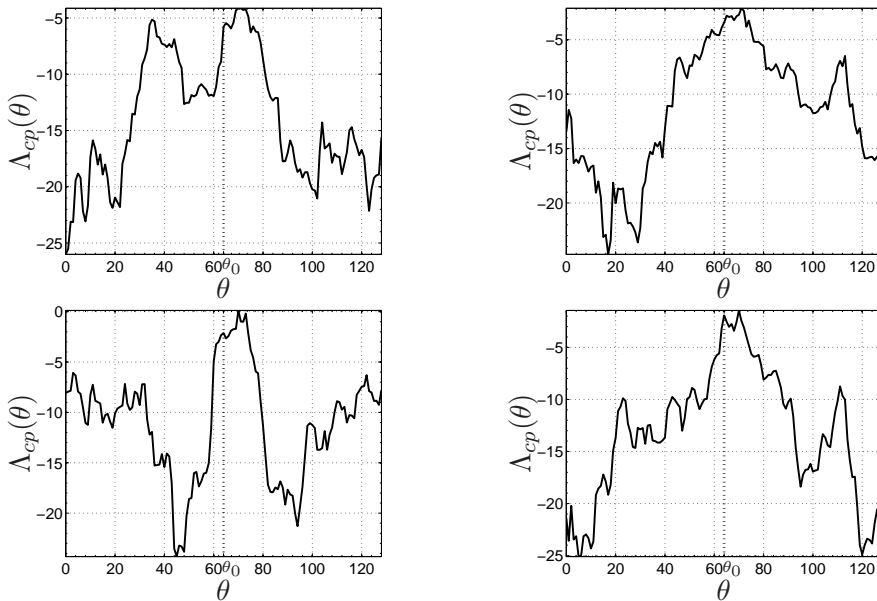


Figura 5.2: Estimador MLE1 para canal UWB: función de verosimilitud en función de θ para cuatro realizaciones del canal UWB distintas con $\tau_{rms}=5\text{ns}$ (3 muestras). El sistema UWB-OFDM simulado utiliza $N=128$, $\nu=16$ y $\text{SNR}=5\text{dB}$.

La primera corresponde a la señal que transporta información. Su expresión se obtiene a partir de (2.8) considerando que la cantidad de portadoras es $N - N_p$ en lugar de N ,

$$s'_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{\substack{k=\{0,\dots,N-1\} \\ k \notin \mathcal{P}}} S_k e^{j \frac{2\pi}{N} kn}, \quad n = 0, \dots, N - 1. \quad (5.15)$$

La segunda parte de la señal contiene los tonos pilotos,

$$p_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k \in \mathcal{P}} P_k e^{j \frac{2\pi}{N} kn}, \quad n = 0, \dots, N - 1. \quad (5.16)$$

donde P_k es el símbolo piloto transmitido en la k -ésima portadora. En la Figura 5.3 mostramos la parte real de la función de autocorrelación de la señal correspondiente a los tonos pilotos p_n . Dicha función posee picos abruptos y puede ser explotada para mejorar la sincronización de bloque OFDM. Asumiendo un canal no dispersivo con ruido blanco Gaussiano aditivo (AWGN), la señal recibida responde a la siguiente ecuación,

$$y_n = s'_{n-\theta} + p_{n-\theta} + w_n \quad (5.17)$$

donde θ es el retardo desconocido que se quiere estimar y w_n es ruido AWGN de media nula y varianza σ_w^2 . La estimación del comienzo del bloque θ para

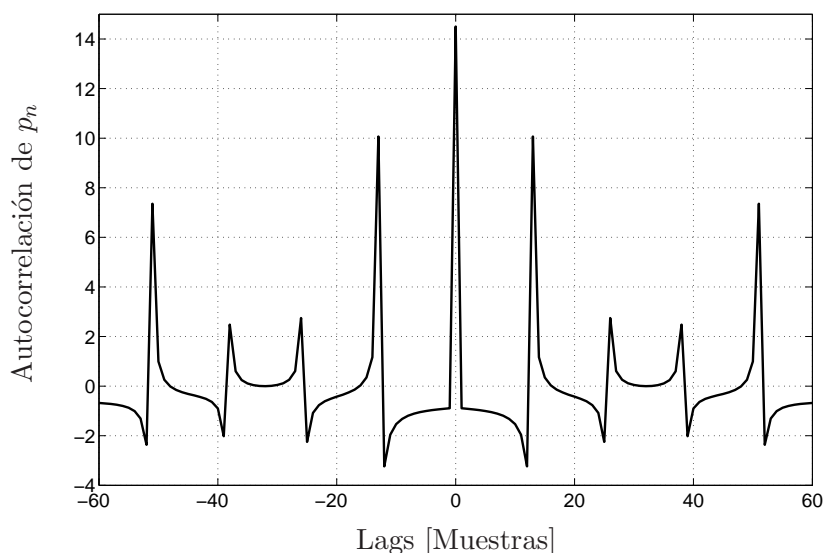


Figura 5.3: Función de autocorrelación de la secuencia de pilotos dada por (5.16). La cantidad total de portadoras es $N = 128$, de las cuales $N_p = 12$ son utilizadas por los símbolos pilotos $P_k = 1$, $k = 4, 14, \dots, 124$.

este algoritmo está basada en las propiedades estadísticas de la señal de información s'_n y en el conocimiento de la señal correspondiente a los tonos pilotos p_n .

En el caso en que $N_p \ll N$ la señal s'_n es la suma de los símbolos complejos S_k y puede ser aproximada por un proceso Gaussiano de media nula y varianza

$$\mathcal{E}_{s'} = \frac{1}{N} \sum_{\substack{k=\{0,\dots,N-1\} \\ k \notin \mathcal{P}}} \mathcal{E}_s(k)$$

Para simplificar el desarrollo del algoritmo asumiremos que todas las subbandas utilizan constelaciones de símbolos de la misma energía media \mathcal{E}_s , por lo cual la ecuación precedente se reduce a

$$\mathcal{E}_{s'} = \alpha \mathcal{E}_s$$

donde

$$\alpha = \frac{N - N_p}{N}. \quad (5.18)$$

Como en la sección anterior, las muestras de $s_n = s'_n + p_n$ correspondientes al prefijo cíclico están correlacionadas de a pares con aquellas alejadas en la cantidad N . Una correlación adicional que aparece entre las muestras del símbolo OFDM se debe a que s_n tiene un término determinístico p_n correspondiente a los tonos pilotos. Sin embargo, esta última correlación es despreciable si la cantidad de tonos pilotos no es excesiva, i.e., $N_p \ll N$. Por otro lado, asumiremos que el ruido w_n está descorrelacionado con la secuencia s_n .

Bajo estas hipótesis, y_n es un proceso Gaussiano cuya media es variante en el tiempo y está dada por p_n y cuya varianza es $\mathcal{E}'_s + \sigma_w^2$. Utilizando el conjunto de índices definido en (5.2), la correlación de los elementos de \mathbf{y} (5.3) es

$$\forall n \in \mathcal{I} : E [y_n y_{n+m}^*] = \begin{cases} \mathcal{E}_{s'} + \sigma_w^2 & m = 0, \\ \mathcal{E}_{s'} & m = N, \\ 0 & \text{otro caso.} \end{cases} \quad (5.19)$$

Al igual que en la sección anterior, para obtener la estima $\hat{\theta}_{MLE2}$ maximizaremos la función de verosimilitud, es decir,

$$\hat{\theta}_{MLE2} = \arg \max_{\theta} \Lambda_2(\theta) \quad (5.20)$$

El logaritmo de la función de verosimilitud del vector \mathbf{y} , $\Lambda_2(\theta) = \ln f(\mathbf{y}/\theta)$, puede ser calculado como en [31] utilizando las propiedades estadísticas antes mencionadas obteniendo

$$\Lambda_2(\theta) = \rho \Lambda_{cp}(\theta) + (1 - \rho) \Lambda_p(\theta) \quad (5.21)$$

donde

$$\rho = \frac{\mathcal{E}_{s'}}{\mathcal{E}_{s'} + \sigma_w^2} = \frac{\alpha \text{SNR}}{\alpha \text{SNR} + 1}, \quad (5.22)$$

la SNR está dada por (5.12), $\Lambda_{cp}(\theta)$ es la misma que fue calculada en la sección anterior cuya expresión se muestra en (5.13) y

$$\Lambda_p(\theta) = (1 + \rho) \Re \left\{ \sum_{n=0}^{2N+\nu-1} y_n^* p_{n-\theta} \right\} - \rho \Re \left\{ \sum_{n=\theta}^{\theta+\nu-1} (y_n + y_{n+N})^* p_{n-\theta} \right\} \quad (5.23)$$

La función $\Lambda_p(\theta)$ se puede interpretar como un filtro adaptado a la señal de pilotos p_n . Por otro lado, el estimador $\Lambda_2(\theta)$ pesa las funciones $\Lambda_{cp}(\theta)$ y $\Lambda_p(\theta)$ según el factor ρ que es función de la relación señal a ruido y del factor α definido por (5.18).

En la Figura 5.4 se muestran dos realizaciones de la función de verosimilitud $\Lambda_2(\theta)$ en función del parámetro del comienzo de bloque θ para canal AWGN con una relación señal a ruido de SNR=5dB. En las Figuras 5.4(a) y (c) se muestra la contribución de los pilotos $\Lambda_p(\theta)$, mientras que en las figuras (b) y (d) se grafica la función de verosimilitud completa del MLE2. La línea punteada vertical indica el valor correcto de la posición de la ventana, i.e., $\theta = \theta_0$. El sistema UWB-OFDM utiliza $N = 128$ portadoras, un prefijo cíclico de $\nu = 16$ y 12 pilotos son utilizados, es decir, 1 piloto cada 10 portadoras. Comparando esta figura con la Figura 5.1 del estimador MLE1 basado sólo en el prefijo cíclico, es notorio cómo el agregado de los tonos pilotos mejora las características de la función de verosimilitud. Mientras $\Lambda_{cp}(\theta)$ en (5.21) provee una estimación de θ sin ambigüedades, el término $\Lambda_p(\theta)$ otorga un refinamiento debido a las propiedades de correlación de la secuencia de pilotos mostrada en la Figura 5.3.

En la Figura 5.5 se muestran dos realizaciones de la función de verosimilitud $\Lambda_2(\theta)$ en función de la posición de la ventana FFT θ para el canal inalámbrico UWB. Nuevamente, se utilizó el modelo LOS cuya dispersión temporal es $\tau_{rms} = 5\text{ns}$. Los parámetros N , ν y SNR del sistema OFDM UWB son los mismos que la figura anterior.

Observando estas figuras nos damos cuenta cómo el canal dispersivo UWB destruye la función de verosimilitud $\Lambda_p(\theta)$ provocando que el pico en θ_0 que en canal Gaussiano refinaba la estimación ahora esté corrido de lugar deteriorando la performance del MLE2.

5.3. Estimador Robusto

Los errores en la estimación de la portadora provocan desplazamientos en frecuencia (*frequency offset*) de la señal multiportadora. Un modelo que

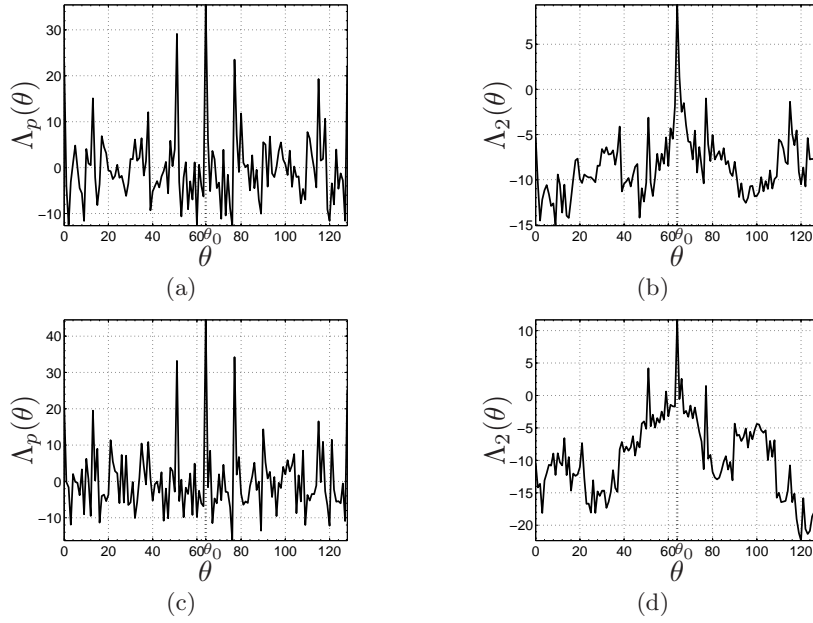


Figura 5.4: Estimador MLE2 para canal AWGN: función de verosimilitud en función de θ para dos realizaciones de ruido distintas. El sistema UWB-OFDM simulado utiliza $N=128$, $\nu=16$ y $\text{SNR}=5\text{dB}$.

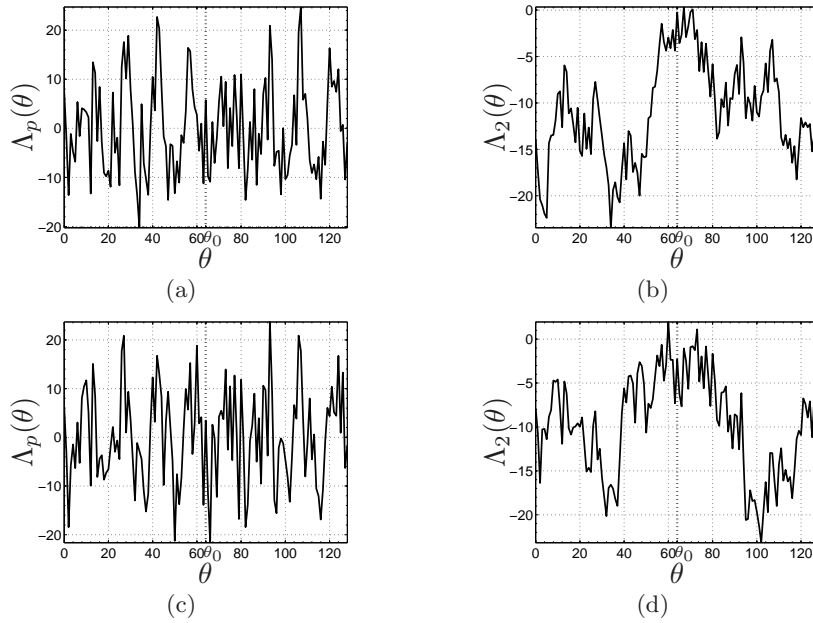


Figura 5.5: Estimador MLE2 para canal UWB: función de verosimilitud en función de θ . La dispersión del canal es $\tau_{rms}=5\text{ns}$ (3 muestras). El sistema UWB-OFDM simulado utiliza $N=128$, $\nu=16$ y $\text{SNR}=5\text{dB}$.

contempla este efecto para canal AWGN es

$$y_n = s_{n-\theta} e^{j\frac{2\pi}{N}\epsilon n} + w_n \quad (5.24)$$

donde el factor $e^{j\frac{2\pi}{N}\epsilon n}$ modela el desplazamiento en frecuencia provocado por la diferencia de las portadoras generadas localmente en el transmisor y el receptor. El parámetro ϵ es el desplazamiento en frecuencia normalizado al ancho de banda de cada subbanda de frecuencia Δf . Cabe señalar que este modelo no contempla los errores de sincronización de período de muestreo descritos en la sección 4.2 provocados por diferencias en los relojes de muestreo del transmisor y el receptor. En esta tesis asumiremos que la pérdida de performance debido a los errores de sincronización de período de muestreo es despreciable. Este tema es investigado en [25].

Definimos el error cuadrático medio (MSE, según sus siglas en inglés) de la posición del comienzo del bloque θ en el receptor como

$$\text{MSE}_\theta = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (\hat{\theta} - \theta_0)^2 \quad (5.25)$$

donde M es la cantidad de estimaciones realizadas. En la Figura 5.6 graficamos el MSE_θ en función del desplazamiento en frecuencia para distintos estimadores. Esta figura muestra cómo pequeños desplazamientos en frecuencia ϵ degradan severamente la performance de los algoritmos (5.13) y (5.21). Por lo tanto, a partir de esto surge la necesidad de plantear un estimador que sea robusto al desplazamiento en frecuencia. En [31] se propone modificar el estimador (5.21) en dos aspectos. En primer lugar, como el desplazamiento en frecuencia introduce una fase desconocida en el modelo (5.24), es conveniente tomar valor absoluto en el primer término de $\Lambda_{cp}(\theta)$ (ecuación (5.13)) en lugar de la parte real para conservar la contribución de este término independientemente del desplazamiento en frecuencia. En cuanto a $\Lambda_p(\theta)$, también modificamos el estimador tomando valor absoluto en lugar de la parte real para conservar los picos de esta función ante desplazamientos de frecuencia. En segundo lugar, [31] propone diseñar un estimador genérico fijando la relación señal a ruido a un valor más bajo de lo esperado $\overline{\text{SNR}}$ de manera de tener buena performance aún en canales con desvanecimiento multicamino. Esto hace que el estimador incremente la contribución del término de los tonos pilotos. Entonces, el estimador robusto frente a desplazamientos en frecuencia queda definido por

$$\hat{\theta}_{MLE3} = \arg \max_{\theta} \Lambda_3(\theta) \quad (5.26)$$

siendo

$$\Lambda_3(\theta) = \bar{\rho} \bar{\Lambda}_{cp}(\theta) + (1 - \bar{\rho}) \bar{\Lambda}_p(\theta), \quad (5.27)$$

donde las funciones de verosimilitud son modificadas como sigue

$$\bar{\Lambda}_{cp}(\theta) = \left| \sum_{n=\theta}^{\theta+\nu-1} y_n y_{n+N}^* \right| - \frac{\bar{\rho}}{2} \sum_{n=\theta}^{\theta+\nu-1} (|y_n|^2 + |y_{n+N}|^2), \quad (5.28)$$

$$\bar{\Lambda}_p(\theta) = (1 + \bar{\rho}) \left| \sum_{n=0}^{2N+\nu-1} y_n p_{n-\theta}^* \right| - \bar{\rho} \left| \sum_{n=\theta}^{\theta+\nu-1} (y_n + y_{n+N}) p_{n-\theta}^* \right|. \quad (5.29)$$

En la Figura 5.6 se ve que el estimador (5.26) es robusto frente al desplazamiento en frecuencia.

En la Figura 5.7 se muestran dos realizaciones de la función de verosimilitud $\Lambda_3(\theta)$ en función del comienzo del bloque θ para canal AWGN con una relación señal a ruido de SNR=5dB. También se muestra la contribución de $\Lambda_p(\theta)$ en la Figuras 5.7(a) y (c). La línea punteada vertical indica el valor correcto de la posición de la ventana, i.e., $\theta = \theta_0$. El sistema UWB-OFDM utiliza $N = 128$ portadoras, un prefijo cíclico de $\nu = 16$ y 1 piloto cada 10 portadoras. En la Figura 5.8 se muestran dos realizaciones de la función de ve-

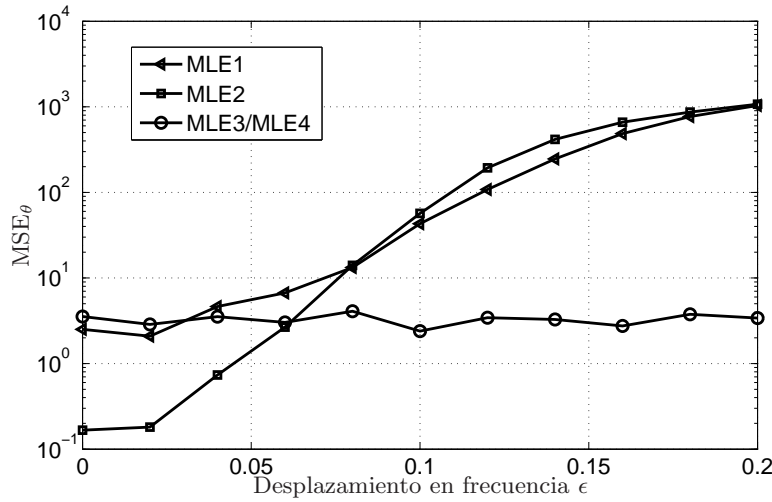


Figura 5.6: Error cuadrático medio en función del desplazamiento en frecuencia para un sistema OFDM en canal AWGN con $N = 128$, $\nu = 16$ y SNR=5dB. Los algoritmos MLE2 y MLE3 utilizan 1 símbolo piloto cada 32 portadoras ($N_p = 4$) y la relación señal a ruido de diseño del algoritmo MLE3 es $\overline{\text{SNR}} = 5\text{dB}$. El estimador MLE4 será presentado en la siguiente sección y en canal AWGN presenta la misma performance que el MLE3 en función de ϵ .

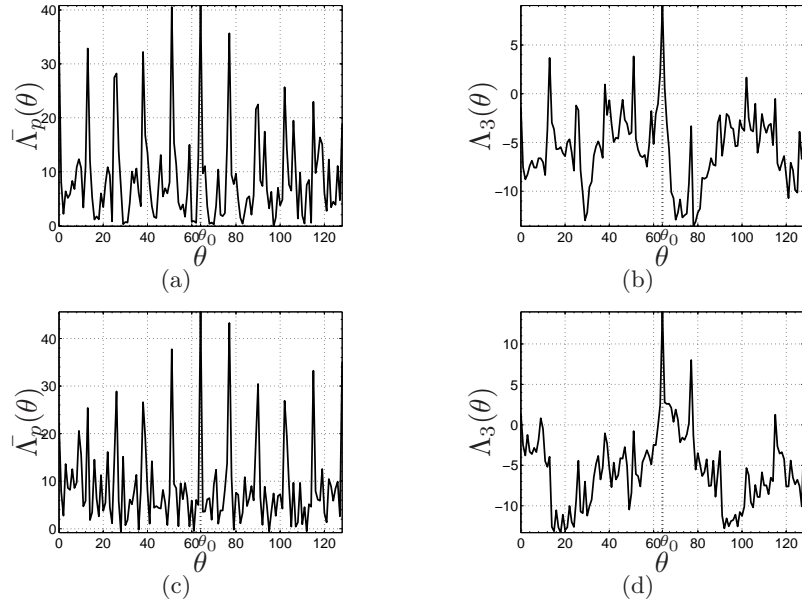


Figura 5.7: Función de verosimilitud del estimador MLE3 en función de θ para canal AWGN. El sistema UWB-OFDM simulado utiliza $N=128$, $\nu=16$ y $\text{SNR}=5\text{dB}$.

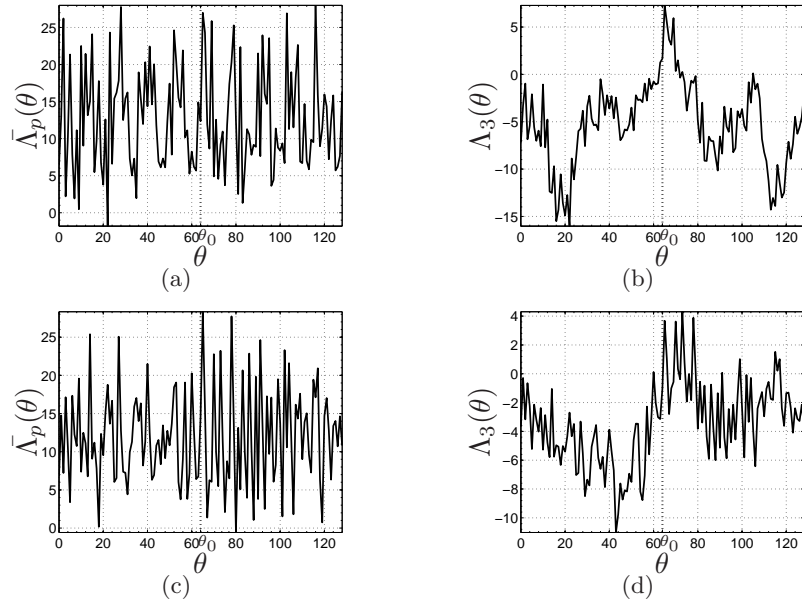


Figura 5.8: Función de verosimilitud del estimador MLE3 en función de θ para canal UWB de dispersión $\tau_{rms}=5\text{ns}$ (3 muestras). El sistema UWB-OFDM simulado utiliza $N=128$, $\nu=16$ y $\text{SNR}=5\text{dB}$.

rosimilitud $\Lambda_3(\theta)$ en función de θ para el canal inalámbrico UWB. Se utilizó el mismo modelo de canal UWB que antes y el mismo sistema UWB-OFDM. La contribución de $\bar{\Lambda}_p(\theta)$ mostrada en las Figuras 5.8(a) y (c) funcionan bien para canal AWGN pero para canales dispersivos sus picos no se encuentran en la posición correcta.

5.4. Estimador Robusto en Canales Dispersivos

En las secciones anteriores vimos que al utilizar los estimadores MLE2 y MLE3 en canales dispersivos tal como el canal UWB, se obtiene una función de verosimilitud con una campana ensanchada con picos erróneos respecto a la correspondiente al canal AWGN. Esto se debe a que el término de la función de verosimilitud asociado a los tonos pilotos $\Lambda_p(\theta)$ emplea un filtro adaptado p_n a la señal para canal AWGN. Cuando el canal es dispersivo, la secuencia p_n ya no es el filtro adaptado a la señal recibida.

Los tonos pilotos son utilizados tanto para sincronización de bloque como para la estimación del canal, necesaria para llevar a cabo la demodulación. Dicha estimación puede ser utilizada para mejorar la estimación del comienzo de bloque realizando un filtro adaptado a la señal recibida, es decir, proponemos modificar la secuencia de pilotos p_n de (5.29) por

$$v_n = p_n * h_n \quad (5.30)$$

donde h_n es la respuesta impulsiva del canal dispersivo estimada por el receptor. Con esta modificación el estimador MLE4 queda definida por

$$\hat{\theta}_{MLE4} = \arg \max_{\theta} \Lambda_4(\theta) \quad (5.31)$$

siendo

$$\Lambda_4(\theta) = \bar{\rho} \bar{\Lambda}_{cp}(\theta) + (1 - \bar{\rho}) \check{\Lambda}_p(\theta), \quad (5.32)$$

donde la función de verosimilitud $\bar{\Lambda}_{cp}(\theta)$ fue definida en (5.28) y $\check{\Lambda}_p(\theta)$ está dada por

$$\check{\Lambda}_p(\theta) = (1 + \bar{\rho}) \left| \sum_{n=0}^{2N+\nu-1} y_n v_{n-\theta}^* \right| - \bar{\rho} \left| \sum_{n=\theta}^{\theta+\nu-1} (y_n + y_{n+N}) v_{n-\theta}^* \right|. \quad (5.33)$$

En la Figura 5.9 se muestran dos realizaciones de la función de verosimilitud $\Lambda_4(\theta)$ en función de la posición del comienzo del bloque θ para el canal inalámbrico UWB. Se utilizó el mismo modelo de canal UWB que en las secciones anteriores y el mismo sistema UWB-OFDM. La contribución de $\bar{\Lambda}_p(\theta)$ mostrada en los gráficos de la izquierda, ahora sí tiene un buen comportamiento en canales dispersivos similar al de $\Lambda_p(\theta)$ de los estimadores MLE2 y MLE3 para canal AWGN, lo que lleva a una mejora de la performance tal como veremos en la siguiente sección.

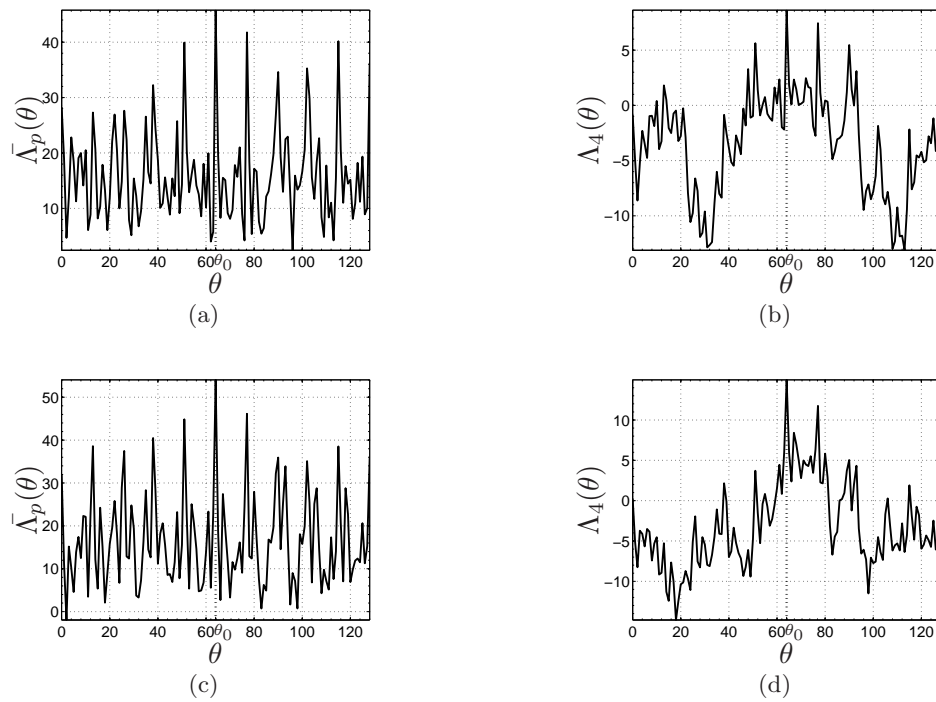


Figura 5.9: Estimador MLE4 para canal UWB: función de verosimilitud en función de θ . Dispersión del canal $\tau_{rms}=5\text{ns}$ (3 muestras). El sistema UWB-OFDM simulado utiliza $N=128$, $\nu=16$ y $\text{SNR}=5\text{dB}$.

5.5. Análisis Comparativo de los Algoritmos de Sincronización

En esta sección comparamos la performance de los algoritmos de sincronización de bloque antes presentados. Las simulaciones fueron hechas en dos canales: AWGN y UWB. En el caso de UWB se utilizó el mismo canal que para las secciones anteriores cuya dispersión temporal es $\tau_{rms} = 5\text{ns}$. Considerando un período de muestreo de $T_m = 1,894\text{ns}$, esto equivale a aproximadamente 3 muestras. Como vimos en el Capítulo 3, el canal UWB es modelado por un proceso estocástico, por lo cual las simulaciones deben hacerse para varias realizaciones del canal. En este trabajo se utilizaron 50 realizaciones del canal, todas con energía unitaria.

En la Figura 5.10 se grafica el error cuadrático medio de la posición del comienzo del bloque θ del receptor definido en (5.25) en función de la relación señal a ruido para los canales AWGN y UWB. Para canal AWGN se ve que el estimador de mejor desempeño es el MLE2 debido a que es óptimo para este canal. El MLE1 también es óptimo pero el MLE2 funciona mejor porque utiliza el conocimiento de los tonos pilotos. Aunque el MLE1 trabaja con sistemas OFDM de mayor eficiencia espectral debido a que no utilizan tonos pilotos, estos típicamente son utilizados para estimar el canal, algo requerido para efectuar la demodulación de los bloques OFDM, con lo cual en esos casos el sistema de sincronización no agrega *overhead*. Finalmente, el desempeño de los algoritmos MLE3 y MLE4 es menor a los dos anteriores debido a las modificaciones introducidas en ellos, por lo cual dejan de ser óptimos para canal AWGN. Vale la pena mencionar que en canal AWGN, el desempeño del MLE3 y MLE4 es idéntico ya que los filtros adaptados utilizados en este caso en $\bar{\Lambda}_p(\theta)$ (5.29) y $\check{\Lambda}_p(\theta)$ (5.33) son iguales.

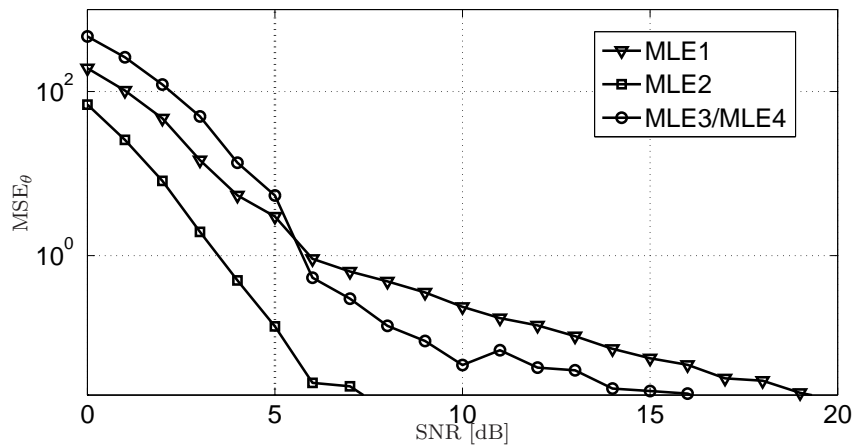
En la Figura 5.10(b) el canal utilizado es el UWB. El mejor desempeño en cuanto a MSE se logra con el MLE4 debido a que además de usar los tonos pilotos y ser robusto frente a las distintas fases introducidas por el canal, asume conocimiento del canal para modificar el filtro adaptado en (5.33).

Para ilustrar mejor el comportamiento de los algoritmos en el canal UWB en la Figura 5.11 se muestran los histogramas normalizados correspondientes a cada uno de los estimadores en función de la posición de la ventana $\hat{\theta}$ estimada para 25000 símbolos OFDM en 50 canales UWB. Dichos histogramas son una estimación de la función densidad de probabilidad de la estimación $\hat{\theta}$. Se puede observar que el estimador MLE4 tiene un pico bien definido en el valor correcto de $\hat{\theta} = \theta_0$, mientras que los demás presentan una campana más ancha alrededor de θ_0 . Más aún, tanto el estimador MLE1 como el estimador MLE3 tienen el máximo del histograma en $\theta \neq \theta_0$, indicando que estos estimadores son insesgados. Una cantidad que cuantifica la calidad de

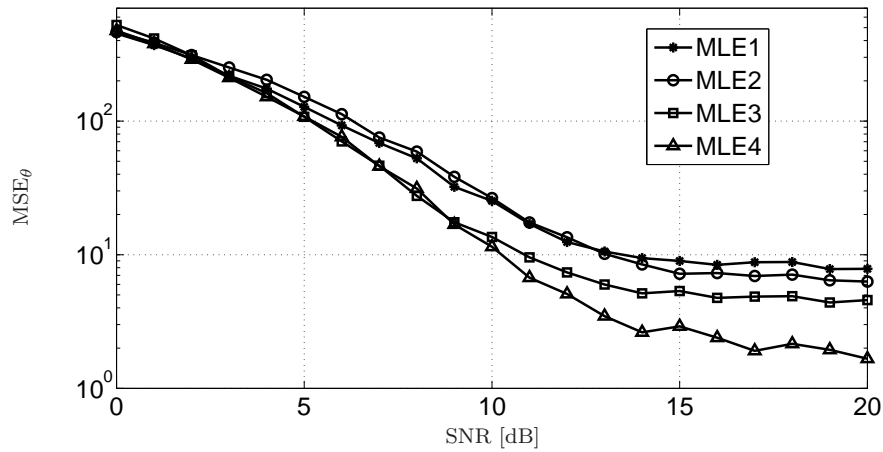
los estimadores es la probabilidad de error definida por

$$P_e = P(\hat{\theta} \neq \theta_0).$$

En la Tabla 5.1 se muestran las probabilidades de error para cada uno de los estimadores presentados en este capítulo. Se ve que el algoritmo de mejor performance es el MLE4 propuesto en esta tesis.



(a) Canal AWGN



(b) Canal UWB

Figura 5.10: Error cuadrático medio del comienzo del bloque θ de los estimadores en función de la relación señal a ruido para los canales AWGN y UWB. El sistema UWB-OFDM emplea $N = 128$ portadoras, un prefijo cíclico de $\nu = 16$. Los estimadores MLE2, MLE3 y MLE4 utilizan $N_p = 12$ portadoras pilotos, tal como recomienda el estándar [1].

Estimador	MLE1	MLE2	MLE3	MLE4
P_e	0.85	0.79	0.68	0.11

Cuadro 5.1: Probabilidades de error para cada uno de los estimadores en canal UWB con SNR=5dB.

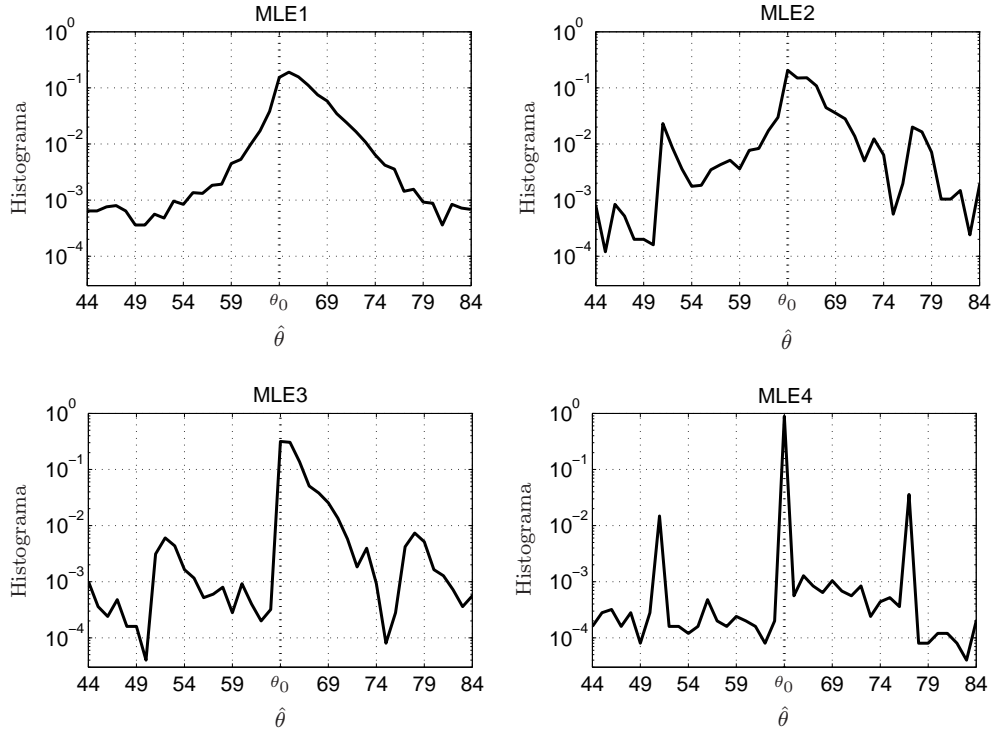


Figura 5.11: Histogramas normalizados de los θ s detectados para cada uno de los estimadores en canal UWB cuya dispersión temporal es de 3 muestras. El sistema UWB-OFDM emplea $N = 128$ portadoras, un prefijo cíclico de $\nu = 16$ y la relación señal a ruido es SNR=5dB. Los estimadores MLE2, MLE3 y MLE4 utilizan $N_p = 12$ portadoras pilotos.

Por último, la Figura 5.12 muestra la performance de los estimadores tomando como figura de mérito el parámetro más importante en un sistema de comunicaciones, la tasa de error de símbolos en función de la relación señal a ruido. Los símbolos transmitidos en cada una de las subbandas corresponden a una constelación DQPSK, y se utiliza codificación diferencial entre subbandas de bloques OFDM consecutivos, explicado en la sección 2.3.3. Utilizando esta modulación diferencial no es necesario compensar la fase introducida por estimaciones erróneas de θ . En la figura se ve que el algoritmo que proponemos tiene una pérdida de performance de sólo 0.14dB respecto del caso de

sincronización perfecta cuando el sistema trabaja con una SNR=6dB.

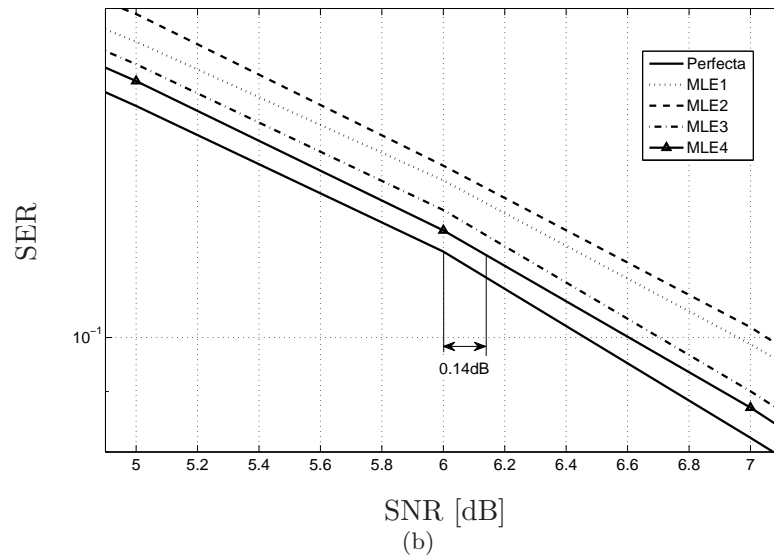
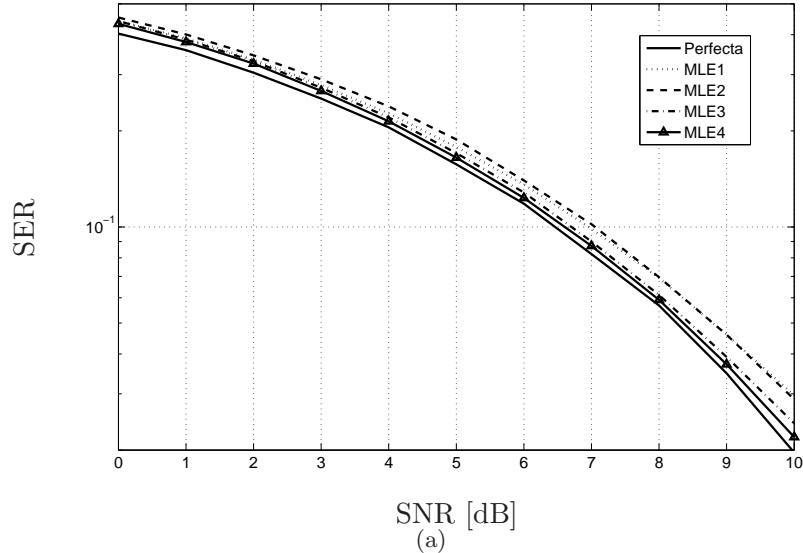


Figura 5.12: Tasa de error de símbolos (SER) para la modulación DQPSK codificada entre subbandas de símbolos OFDM consecutivos en función de la relación señal a ruido en canal UWB. La figura (b) es una ampliación de la figura (a). El sistema UWB-OFDM usa $N = 128$, $\nu = 16$. Los estimadores MLE2, MLE3 y MLE4 utilizan 1 tono piloto cada 10 portadoras, $N_p = 12$.

Capítulo 6

Conclusiones

En esta tesis abordamos el problema de la sincronización en los sistemas UWB-OFDM. Los sistemas UWB aplicados a comunicaciones inalámbricas a distancias cortas son de gran interés tecnológico en la actualidad, y presentan nuevos desafíos en el área de las comunicaciones inalámbricas. En particular, la utilización de la modulación OFDM en sistemas UWB es un tema de estudio importante en la comunidad científico-tecnológica.

Es sabido que una de las debilidades de los sistemas OFDM es que son muy sensibles a los errores de sincronismo. Este problema se agrava en canales dispersivos y no existe una solución cerrada que sea de bajo costo de implementación y buen desempeño. Las soluciones propuestas en la literatura especializada se basan en la hipótesis de que el canal es AWGN. Cuando son utilizadas en un canal dispersivo, estas soluciones degradan su desempeño o se tornan computacionalmente no factibles. En esta tesis analizamos estos problemas y propusimos una solución que requiere conocer el canal. En particular, esta nueva solución utiliza el canal para modificar el pulso formador de la señal en el receptor y adaptarlo a la señal recibida. De este modo, la función de verosimilitud sobre la cual se toma la decisión del comienzo del bloque presenta picos bien definidos haciendo más confiable la estimación.

Los sistemas UWB-OFDM utilizan un ancho de banda de 528MHz. Como se mencionó en el Capítulo 2, estos sistemas utilizan 128 portadoras, cada una con un subcanal de 4.125MHz de ancho de banda. Analizando los parámetros de un canal inalámbrico típico, llegamos a la conclusión de que la dispersión Doppler en un ambiente interior usado para transmitir señales UWB es despreciable frente al ancho de banda de cada subbanda OFDM. Por lo tanto, los problemas de sincronización de portadora en estos sistemas se deben fundamentalmente a las características de los osciladores locales en el transmisor y en el receptor.

Dado que el canal puede presentar grandes variaciones en su respuesta en frecuencia, es importante utilizar un esquema OFDM que divide el ancho de banda total en bandas de frecuencias mucho más estrechas y que permite transmitir información a través de los subcanales con mejor relación señal a ruido y descartar aquellos que presentan gran atenuación.

OFDM tiene grandes ventajas porque permite una utilización más eficiente del ancho de banda disponible pero requiere de una señalización de tiempos ajustada. Como se vió en el Capítulo 4, OFDM requiere de tres niveles de sincronización.

Los errores de sincronismo de bloque generan interferencia que degrada el desempeño del sistema UWB-OFDM. A través de experimentación numérica vimos que la pérdida de relación señal a ruido en el receptor debida a la falta de sincronización puede llegar a ser de 6dB cuando el error de sincronismo es de 24 muestras. Es interesante recordar que para transmitir 2 bits adicionales en una modulación QAM se necesita aproximadamente 6dB más de relación señal a ruido.

En el Capítulo 4, analizamos la performance de un sistema UWB-OFDM con distintas modulaciones primarias: QAM, ADPSK codificada diferencialmente entre portadoras (ADPSK IC) y entre bloques (ADPSK IB). Allí se muestra que la modulación ADPSK IB es robusta frente a errores de sincronización. Esto se debe a que en el caso de las modulaciones coherentes es necesario corregir la fase de los símbolos recibidos luego de la demodulación realizada a través de la FFT. Para ello es necesario introducir símbolos pilotos teniendo como resultado una disminución de la eficiencia espectral del sistema.

Si bien la modulación diferencial mejora la tasa de error de símbolos (SER) frente a errores de sincronización, también analizamos distintos algoritmos de sincronización que emplean el prefijo cíclico del bloque OFDM y tonos pilotos para estimar el comienzo del bloque. Los algoritmos presentados en la literatura son diseñados para canal AWGN y tienen un desempeño pobre en canales con múltiples trayectos UWB. Por lo tanto, en esta tesis proponemos una modificación a los algoritmos mencionados que mejora el desempeño en canal UWB asumiendo el conocimiento de la respuesta impulsiva.

En particular, el mejor desempeño en canales dispersivos en cuanto al error cuadrático medio y la probabilidad de error es obtenido cuando se utiliza el algoritmo propuesto en esta tesis. Por otro lado, la Figura 5.11 muestra a través de histogramas de las posiciones del bloque decididas que el nuevo estimador propuesto tiene un pico bien definido en el valor correcto del comienzo del bloque θ_0 , mientras que los otros estimadores presentan una campana más ancha alrededor de θ_0 y algunos de ellos son sesgados.

Es decir, a partir de esta experimentación numérica, podemos concluir que de los cuatro algoritmos de sincronización estudiados el que tiene menor sesgo y menor varianza es el nuevo estimador propuesto en esta tesis.

Futuras Líneas de Investigación

El algoritmo de sincronización de bloque propuesto en esta tesis asume conocimiento perfecto del canal. En una situación real, el canal debe ser estimado. En un trabajo futuro se deberá investigar cómo repercuten los errores de identificación del canal en el desempeño del algoritmo de sincronización propuesto.

Por otro lado, resulta interesante determinar mediante un análisis formal la mínima cantidad de tonos pilotos requerida de manera de optimizar la eficiencia espectral conjuntamente con el desempeño del algoritmo de sincronización y la identificación del canal.

Otro trabajo que puede surgir de esta tesis es determinar analíticamente la secuencia de pilotos que presente mejores propiedades de autocorrelación.

Apéndice A

Espacio de Señales y Representación en Banda Base

Muchas señales de información son transmitidas modulando una frecuencia portadora. Es decir que la mayor parte de la energía de la señal se encuentra alrededor de esta frecuencia portadora. Por ello dichas señales se llaman señales moduladas pasabanda. También existen muchos sistemas de comunicaciones transmiten sin modular ninguna frecuencia, es decir, en banda base. Otros sistemas tales como OFDM generan bloques de símbolos a partir de un conjunto de símbolos en banda base.

En este apéndice, en primer lugar, definimos el espacio de señales en el que trabajaremos y luego describimos una representación conveniente de las señales moduladas, es decir, el equivalente banda base. Veremos que es posible establecer una relación matemática entre las señales pasabanda y de banda base, lo cual posibilita trabajar con señales de menor frecuencia y, por lo tanto, aprovechar mejor los recursos disponibles en cuanto a procesamiento de señales. Evaluar sistemas pasabanda con frecuencia portadora elevada puede ser muy costoso desde el punto de vista computacional, ya que se requerirá de un periodo de muestreo inferior a la inversa de la frecuencia portadora en cuestión. En cambio, obteniendo el equivalente banda base de las señales y los sistemas, sólo es necesario trabajar con periodos de muestreo inferiores a la inversa del ancho de banda de las señales, independientemente de la frecuencia portadora.

A.1. Representación de Señales en el Espacio de Hilbert

La señal modulada transmitida a través del canal de comunicaciones tiene las siguientes características:

- Es de soporte finito, es decir, de duración acotada.
- Es de energía finita.

El conjunto de señales que cumple con las características mencionadas arriba forman el espacio de funciones de Hilbert denotado $L_2(0, T)$, donde T es la duración o el soporte de la señal, también conocido como tiempo de símbolo.

Es útil trabajar en el espacio de Hilbert porque se puede definir el producto interno entre dos señales pertenecientes a dicho espacio,

$$\langle s_1(t), s_2(t) \rangle = \int_0^T s_1(t) s_2^*(t) dt$$

donde $s_1(t)$ e $s_2(t)$ son dos señales, en general, complejas incluidas en $L_2(0, T)$.

Resulta práctico representar a las señales moduladas mediante vectores. Para ello se define un subespacio vectorial S generado por N funciones base ortonormales $\{\phi_i(t), i = 0, \dots, N - 1\}$,

$$S = \text{gen}\{\phi_i(t)\}_{i=0}^{N-1},$$

donde

$$\langle \phi_i(t), \phi_j(t) \rangle = \delta_{ij}$$

siendo δ_{ij} la delta de Kronecker definida como

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases}$$

Vale la pena mencionar que no todas las señales en el espacio de funciones $L_2(0, T)$, de dimensión infinita, pueden ser representadas por combinaciones lineales de las funciones base de S , que es de dimensión finita N . Sólo aquellas señales que estén incluidas en S .

Entonces, una señal $s(t) \in S$ puede ser exactamente y unívocamente representada por un vector de dimensión N ,

$$\mathbf{s} = [s_0, \dots, s_{N-1}]^T,$$

donde

$$s_i = \langle s(t), \phi_i(t) \rangle \quad i = 0, \dots, N - 1.$$

De esta manera, las señales en S son tratadas como elementos de \mathfrak{R}^N y surge el concepto de constelación de una modulación. La constelación de una modulación está formada por un conjunto de puntos \mathbf{s}_m , $m = 1, \dots, M$ donde cada uno de estos puntos o símbolos representa una dada cantidad de información. La señal modulada se puede escribir como combinación lineal de las funciones base,

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i \phi_i(t).$$

Se puede demostrar [17] que la energía de la señal $x(t)$ coincide con la norma 2 de \mathbf{x} al cuadrado, es decir,

$$\mathcal{E}_s = \int_0^T |s(t)|^2 dt = \|\mathbf{s}\|^2.$$

La potencia de la señal $s(t)$ se define como la energía por tiempo de símbolo,

$$\mathcal{P}_s = \frac{\mathcal{E}_s}{T}.$$

A.2. Representación de Señales y Sistemas en Banda Base

Las ventajas de la representación de señales en banda base son:

- La señal de información que en banda pasante modula la portadora está completamente descrita por la señal de banda base, o también conocida como envolvente compleja, independientemente de la frecuencia portadora.
- Las señales de banda base son señales de frecuencias muy inferiores a la señal pasabanda y por ello tienen menor complejidad de procesamiento, ya sea para realizar simulaciones o para construir el hardware necesario del sistema de comunicaciones.

De esta manera es posible realizar todo el procesamiento requerido en banda base, con señales de frecuencia relativamente bajas y multiplicarlas por una portadora para convertirlas en señales pasabanda en la última etapa del transmisor y en la primera etapa del receptor, sólo cuando es estrictamente necesario.

A.2.1. Equivalente Banda Base de una Señal

Sea $s(t)$ una señal real pasabanda que tiene su energía concentrada alrededor de la frecuencia portadora f_c y utiliza la banda de frecuencias $[f_c - W/2, f_c + W/2]$, donde W es el ancho de banda de $s(t)$ y se cumple que $W < 2f_c$ y sea $S(f)$ la transformada de Fourier de $s(t)$, construimos una señal que tiene sólo las frecuencias positivas de $s(t)$ [17],

$$S_A(f) = \sqrt{2}u(f)S(f), \quad (\text{A.1})$$

donde $u(f)$ es el escalón unitario,

$$u(f) = \begin{cases} 1 & \text{si } f \geq 0 \\ 0 & \text{si } f < 0 \end{cases}$$

y el factor $\sqrt{2}$ es elegido para que $S_A(f)$ y $S(f)$ tengan la misma energía. La transformada inversa de Fourier de A.1 es conocida como señal analítica,

$$\begin{aligned} s_A(t) &= \mathcal{F}^{-1}\{S_A(f)\} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\delta(t) + \frac{j}{\pi t} \right] * s(t) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} [s(t) + j\check{s}(t)], \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

donde $\check{s}(t)$ es la transformada de Hilbert de $s(t)$,

$$\begin{aligned} \check{s}(t) &= \frac{j}{\pi t} * s(t) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s(\tau)}{t - \tau} d\tau. \end{aligned}$$

El equivalente banda base de $s(t)$ es

$$s_{bb}(t) = s_A(t)e^{-j2\pi f_c t}. \quad (\text{A.3})$$

En general, $s_{bb}(t)$ es una señal compleja y puede ser expresada de la siguiente manera

$$s_{bb}(t) = s_I(t) + j s_Q(t), \quad (\text{A.4})$$

donde $s_I(t)$ y $s_Q(t)$ son las componentes en fase y en cuadratura de la señal pasabanda $s(t)$ respectivamente.

Observando (A.2), (A.3) y (A.4), la señal pasabanda puede ser recuperada utilizando las siguientes expresiones,

$$\begin{aligned} s(t) &= \sqrt{2}\Re\{s_A(t)\} \\ &= \sqrt{2}\Re\{s_{bb}(t)e^{j2\pi f_c t}\} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

$$= \sqrt{2}[s_I(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_c t)]. \quad (\text{A.6})$$

A.2.2. Equivalente Banda Base de un Sistema

Como se ve en el Capítulo 3, Sección 3.2, la señal recibida $y(t)$ en el receptor de comunicaciones cuando se transmite $x(t)$ a través de un canal de inalámbrico responde al siguiente modelo

$$y(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i(t)x(t - \tau_i(t)). \quad (\text{A.7})$$

La respuesta impulsiva del canal lineal variante en el tiempo es

$$h(\tau, t) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i(t)\delta(t - \tau_i(t)).$$

Sean $y_{bb}(t)$ y $x_{bb}(t)$ los equivalentes banda base de $y(t)$ y $x(t)$ respectivamente, usando A.5 tenemos

$$\begin{aligned} y(t) &= \sqrt{2}\Re\{y_{bb}(t)e^{j2\pi f_c t}\} \\ x(t) &= \sqrt{2}\Re\{x_{bb}(t)e^{j2\pi f_c t}\}. \end{aligned}$$

Reemplazando estas ecuaciones en A.7,

$$\begin{aligned} \Re\{y_{bb}(t)e^{j2\pi f_c t}\} &= \sum_{i=0}^{L-1} a_i(t)\Re\{x_{bb}(t - \tau_i(t))e^{j2\pi f_c(t - \tau_i(t))}\} \\ &= \Re\left\{\left[\sum_{i=0}^{L-1} a_i(t)x_{bb}(t - \tau_i(t))e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)}\right]e^{j2\pi f_c t}\right\}. \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Similarmente se puede obtener

$$\Im\{y_{bb}(t)e^{j2\pi f_c t}\} = \Im\left\{\left[\sum_{i=0}^{L-1} a_i(t)x_{bb}(t - \tau_i(t))e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)}\right]e^{j2\pi f_c t}\right\}. \quad (\text{A.9})$$

De (A.8) y (A.9), el equivalente banda base del canal es

$$y_{bb}(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i^{bb}(t)x_{bb}(t - \tau_i(t)), \quad (\text{A.10})$$

donde

$$a_i^{bb}(t) = a_i(t)e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)}.$$

El sistema (A.10) es también un sistema lineal variante en el tiempo, y el equivalente banda base de la respuesta impulsiva es

$$\begin{aligned} h_{bb}(\tau, t) &= \sum_{i=0}^{L-1} a_i^{bb}(t) \delta(\tau - \tau_i(t)) \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} a_i(t) e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \delta(\tau - \tau_i(t)) \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

A.2.3. Equivalente Banda Base de Ruido

Las señales portadoras de información típicamente se encuentran contaminadas con ruido térmico producido por los circuitos electrónicos del receptor. Es bien conocido que el ruido térmico tiene una densidad espectral de potencia constante $N_0/2$ [W/Hz] en las bandas de frecuencia de interés para las comunicaciones y por eso es llamado ruido blanco. Además, como el ruido térmico es producido por la excitación térmica de una gran cantidad de átomos con energías similares, aplicando el teorema central del límite se concluye que la distribución de amplitudes es Gaussiana.

Para los propósitos de la demodulación en el receptor, típicamente las señales pasabanda recibidas son filtradas con un filtro pasabanda, cuyo ancho de banda es función del ancho de banda de la señal recibida. De esta manera, las componentes de frecuencia del ruido que se encuentran fuera de la banda de paso del filtro son eliminadas. El ruido a la salida del filtro pasabanda es conocido como ruido blanco pasabanda. Asumiendo un filtro pasabanda ideal de ganancia $1/\sqrt{B}$ en la banda de paso $|f - f_c| < B/2$, donde B es el ancho de banda del filtro, la densidad espectral de potencia del ruido pasabanda es tal como se muestra en la Figura A.1.

El equivalente banda base del ruido blanco pasabanda tiene una densidad

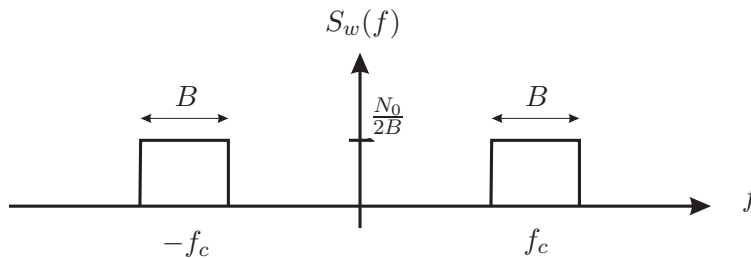


Figura A.1: Densidad espectral de potencia del ruido luego del filtrado pasabanda.

espectral de potencia dada por

$$S_{w,bb}(f) = \begin{cases} N_0/B & |f| < B/2 \\ 0 & \text{Resto} \end{cases}$$

Generalmente, después de haber realizado el filtrado pasabanda y haber convertido la señal recibida a banda base se realiza el muestreo de la señal. Entonces, las muestras del proceso aleatorio $w(t)$ que modela el ruido térmico a la salida del procesamiento mencionado en los instantes $t = n/B$ son

$$\begin{aligned} w_I[n] &= \Re\{w_{bb}[n]\} = \int_{-\infty}^{+\infty} w(t)\psi_{n,I}(t)dt, \\ w_Q[n] &= \Im\{w_{bb}[n]\} = \int_{-\infty}^{+\infty} w(t)\psi_{n,Q}(t)dt, \end{aligned}$$

siendo

$$\begin{aligned} \psi_{n,I} &= \sqrt{2B} \cos 2\pi f_c t \operatorname{sinc}(Bt - n), \\ \psi_{n,Q} &= -\sqrt{2B} \sin 2\pi f_c t \operatorname{sinc}(Bt - n). \end{aligned}$$

un conjunto de funciones ortonormales. Una propiedad clave de un proceso aleatorio blanco Gaussiano es que las proyecciones sobre un conjunto de funciones ortonormales son variables aleatorias independientes e idénticamente distribuidas (iid). Por lo cual, el equivalente banda base del ruido puede ser representado por una secuencia de variables aleatorias complejas

$$w_{bb}[n] = w_I[n] + j w_Q[n]$$

cuyas componentes $w_I[n]$ y $w_Q[n]$ son iid de varianza $N_0/2$. Además, w_{bb} tiene simetría circular, es decir, $e^{j\phi}w_{bb}$ tiene la misma distribución que w_{bb} para todo ϕ . Entonces, w_{bb} es una variable aleatoria Gaussiana compleja circularmente simétrica y la denotaremos de la siguiente manera,

$$w_{bb} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$$

donde $\sigma^2 = E[|w_{bb}|^2] = N_0$.

Apéndice B

Señales Moduladas Pasabanda

En este apéndice se describen las principales modulaciones digitales utilizadas en los sistemas de comunicaciones OFDM. Estas modulaciones son representadas con señales pasabanda. Su equivalente banda base es obtenido para cada una de ellas para utilizarlos posteriormente.

En un sistema de comunicaciones digital el modulador es el dispositivo que mapea la información digital en una señal analógica que es apta para propagarse a través del canal de comunicaciones. El mapeo es generalmente realizado tomando bloques de $k = \log_2 M$ bits de la secuencia de información $\{a_n\}$ y seleccionando una de $M = 2^k$ señales determinísticas $\{s_m(t), m = 1, \dots, M\}$ que será transmitida a través del canal.

Las señales moduladas pueden transportar la información, según el tipo de modulación, en su amplitud, fase, frecuencia o una combinación de estos parámetros. Las primeras tres modulaciones que se muestran a continuación (PAM, PSK y QAM) necesitan de una demodulación coherente. Es decir, el canal debe ser conocido (estimado) de manera de conocer la fase de la portadora para llevar a cabo la sincronización del receptor.

B.1. Modulación por Amplitud de Pulsos, PAM

En la modulación PAM (*Pulse Amplitude Modulation*), también conocida como ASK (*Amplitude Shift Keying*), las señales moduladas pueden ser representadas por

$$\begin{aligned} s_m(t) &= \Re\{A_m g(t) e^{j2\pi f_c t}\} \\ &= A_m g(t) \cos(2\pi f_c t), \quad m = 1, \dots, M, \quad 0 \leq t \leq T \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

donde $\{A_m, m = 1, \dots, M\}$ es el conjunto de las M posibles amplitudes (símbolos) correspondientes a los $M = 2^k$ posibles bloques de k bits. El pulso $g(t)$ es una señal real de energía unitaria cuya forma influye en el espectro de la señal transmitida y es conocido como pulso formador y f_c es la frecuencia portadora. Las amplitudes A_m toman los siguientes valores o niveles discretos,

$$A_m = (2m - 1 - M) \frac{d}{2}, \quad m = 1, \dots, M$$

donde d es la distancia entre dos amplitudes adyacentes.

La velocidad a la cual cambia la amplitud de la señal que modula la portadora es R_s , la tasa de símbolos de la señal modulada, indicando la transmisión de un nuevo conjunto de k bits de información.

Usando (A.4) y (A.6), el equivalente banda base de la señal PAM pasabanda (B.1) es

$$s_{m,bb}(t) = s_I(t) = g(t) \frac{A_m}{\sqrt{2}}, \quad m = 1, \dots, M, \quad (\text{B.2})$$

donde el factor $1/\sqrt{2}$ hace que la energía de la señal pasabanda y de la señal de banda base sea la misma siempre que $f_c \gg W$ siendo $T = 1/W$ el período de símbolo. En la Figura B.1 se muestra la constelación de una PAM cuyos símbolos están separados en d .

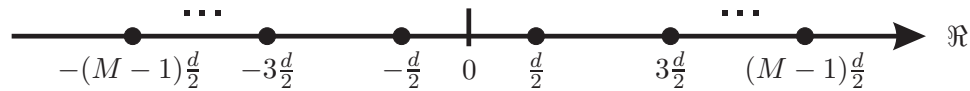


Figura B.1: Constelación PAM.

B.2. Modulación en Fase, PSK

En la modulación de fase PSK (*Phase Shift Keying*), las M señales moduladas son representadas por

$$\begin{aligned} s_m(t) &= \Re\{\sqrt{2\mathcal{E}}g(t)e^{j2\pi(m-1)/M}e^{j2\pi f_c t}\} \quad m = 1, \dots, M, \quad 0 \leq t \leq T \\ &= \sqrt{2\mathcal{E}}g(t) \cos[2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M}(m-1)] \\ &= \sqrt{2\mathcal{E}}g(t) \cos \frac{2\pi}{M}(m-1) \cos 2\pi f_c t - \sqrt{2\mathcal{E}}g(t) \sin \frac{2\pi}{M}(m-1) \sin 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

donde $g(t)$ es el pulso formador de energía unitaria, \mathcal{E} es la energía promedio de los símbolos y $\theta_m = 2\pi(m-1)/M, m = 1, \dots, M$ son las M posibles fases de la portadora que transportan la información. Una característica de la modulación PSK es que todos los símbolos tienen la misma energía \mathcal{E} .

Usando (A.4) y (A.6), el equivalente banda base de la señal PSK pasa-banda (B.3) es

$$\begin{aligned} s_{m,bb}(t) &= \sqrt{\mathcal{E}}g(t) \left(\cos \frac{2\pi}{M}(m-1) + j \sin \frac{2\pi}{M}(m-1) \right), \quad m = 1, \dots, M. \\ &= \sqrt{\mathcal{E}}g(t)e^{j\theta_m} \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

En la Figura B.2 se muestran las constelaciones PSK para $M = 2, 4$ y 8 . Se ve que para $M = 2$ corresponde a una señal unidimensional y es exactamente igual a una señal PAM binaria.

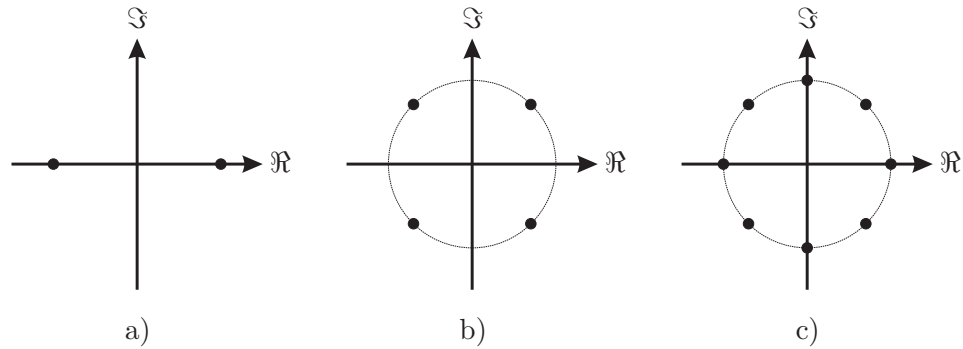


Figura B.2: Constelación PSK para distintos M dibujada en el plano complejo. a) $M = 2$. b) $M = 4$. c) $M = 8$.

B.3. Modulación en Amplitud y Fase, QAM

Combinando dos señales PAM en cuadratura se obtiene la modulación eficiente en ancho de banda QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*). Las señales moduladas son

$$\begin{aligned} s_m(t) &= \Re\{(A_{mI} + jA_{mQ})g(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad m = 1, \dots, M, \quad 0 \leq t \leq T \\ &= A_{mI}g(t)\cos 2\pi f_c t - A_{mQ}g(t)\sin 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

donde A_{mI} y A_{mQ} son las amplitudes de las portadoras en fase $\cos 2\pi f_c t$ y en cuadratura $\sin 2\pi f_c t$ y $g(t)$ es el pulso formador de energía unitaria.

Usando (A.4) y (A.6), el equivalente banda base de la señal QAM pasabanda (B.5) es

$$\begin{aligned} s_{m,bb}(t) &= \frac{g(t)}{\sqrt{2}} (A_{mI} + jA_{mQ}), \quad m = 1, \dots, M. \\ &= g(t)V_m e^{j\theta_m} \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

donde

$$V_m = \sqrt{\frac{A_{mI}^2 + A_{mQ}^2}{2}}$$

y

$$\theta_m = \arctan(A_{mI}/A_{mQ}).$$

Con esta expresión de la señal de banda base es claro que la modulación QAM puede ser interpretada como una modulación en amplitud y fase. En la Figura B.3 se muestran las constelaciones QAM para $M = 2, 4, 8$ y 16 en el plano complejo.

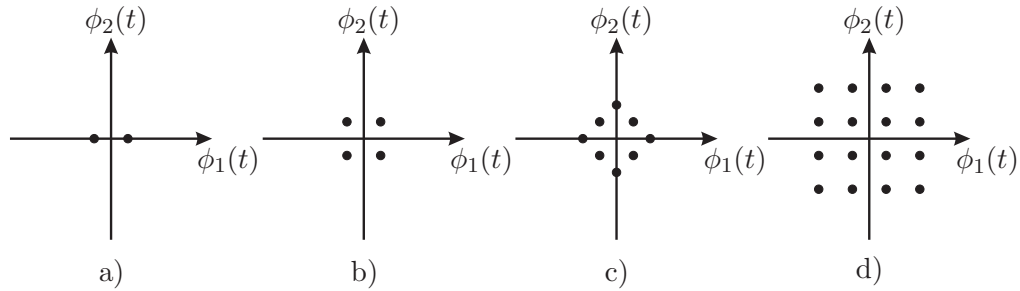


Figura B.3: Constelación QAM para distintos M dibujada en el plano complejo. a) $M = 2$. b) $M = 4$. c) $M = 8$. d) $M = 16$.

Apéndice C

Modelado de los Efectos de Gran Escala

Un modelo del canal de gran escala (o macroscópico) permite realizar el balance de potencia del enlace de comunicaciones. De este modo, es posible determinar el rango del sistema, es decir, la máxima distancia entre el transmisor y el receptor para la cual se cumple con la probabilidad error requerida bajo los límites de potencia establecidos (ver el apéndice 10.C de [3]).

Además, a través del modelo macroscópico del canal es posible saber los niveles de potencia más allá del rango de cobertura. Esto es importante desde el punto de vista de la interferencia que podría provocar un sistema UWB a otros sistemas de comunicaciones en el mismo ambiente, incluso a otros dispositivos UWB de otra red que utilicen la misma banda de frecuencias. Por todo esto es importante tener bien caracterizado al canal desde el punto de vista macroscópico.

Los efectos de gran escala o macroscópicos del canal introducen una atenuación de la señal recibida en función de la distancia. Es importante conocer estos efectos de manera de poder diagramar el enlace de comunicaciones, calcular el balance de potencia, poder definir los amplificadores de potencia del transmisor y del receptor.

Para sistemas de banda angosta que operan en el espacio libre, la potencia en el receptor está dada por la fórmula de Friis [32]

$$P_r = \frac{EIRP}{4\pi d^2} A_e, \quad (\text{C.1})$$

donde $EIRP$ es la potencia isotrópica radiada efectiva (*Effective Isotropic Radiated Power*), la cual asume que la potencia es radiada de igual manera en todas las direcciones por el transmisor, d es la distancia entre el transmisor y el receptor y A_e es la apertura efectiva de la antena receptora. La ganancia

de una antena se puede expresar en función de A_e y de la longitud de onda de la señal transmitida λ según

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e. \quad (\text{C.2})$$

Escribiendo la $EIRP$ en función de la potencia emitida por el transmisor P_t y la ganancia de la antena, $EIRP = P_t G_t$ y reemplazando (C.2) en (C.1) tenemos

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2, \quad (\text{C.3})$$

donde G_t y G_r son las ganancias de las antenas del transmisor y del receptor respectivamente, y el factor

$$PL(d) = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (\text{C.4})$$

es la pérdida de camino o *path loss*. Esto sugiere que la pérdida de camino depende de la frecuencia. Sin embargo, esta dependencia es introducida por las antenas. En realidad, la pérdida de camino es independiente de la frecuencia, por lo menos en espacio libre y en ambientes LOS (*Line of Sight*) con un camino directo entre el transmisor y el receptor [3, 33].

No obstante, no hay un consenso total en la comunidad científica sobre este tema. Muchos investigadores consideran que la pérdida de camino podría depender de la frecuencia, fundamentalmente en los ambientes NLOS (*Not Line of Sight*) de gran distancia, donde la señal arriba al receptor luego de múltiples reflexiones en diversos materiales con características dependientes de la frecuencia y no hay un camino directo entre el transmisor y el receptor.

Entonces, en ambientes LOS y en espacio libre la pérdida de camino es independiente de la frecuencia aún en sistemas UWB. La dependencia con la frecuencia debe ser tomada cuando se introducen las antenas.

Todas las antenas, sin importar el tipo, tienen su densidad de flujo de potencia proporcional a $\frac{1}{d^2}$. La potencia recibida para cualquier distancia d puede ser expresada en función de la potencia P_0 medida a una distancia de referencia d_0 ,

$$P_r(d) = P_0 \left(\frac{d_0}{d} \right)^2, \quad (\text{C.5})$$

donde la dependencia de las antenas con la frecuencia es absorbida por la potencia de referencia P_0 . En ambientes NLOS, la potencia recibida puede ser modelada por [34]

$$\overline{P}_r(d) = \overline{P}_0 \left(\frac{d_0}{d} \right)^n, \quad (\text{C.6})$$

donde \overline{P}_0 es la potencia promedio medida en un mismo ambiente con distintas ubicaciones del transmisor y el receptor separados en d_0 e incluye la dependencia frecuencial de las antenas. El exponente n es función del ambiente de propagación y, debido a los efectos de difracción, penetración, absorción y otros efectos en los materiales, n podría cambiar con la frecuencia.

En [35] se hicieron mediciones en canales NLOS a cortas distancias, menores a 10m, y no se observaron variaciones significativas del exponente n . Sin embargo, es posible que a mayor distancia exista un comportamiento que muestre dependencia con la frecuencia. No obstante, aunque UWB puede ser utilizado en diversas aplicaciones, el mayor interés está en las comunicaciones a distancia cortas, donde vimos que la pérdida de camino puede ser considerada independiente de la frecuencia excluyendo los efectos de la antena.

Para ambientes interiores, la potencia P_0 es medida a la distancia de referencia d_0 , típicamente de 1m. Si la medición incluye factores ambientales, es decir, multicamino, P_0 depende del ambiente. Entonces, una caracterización estadística de estas mediciones puede ser muy útil.

En primer lugar se debe determinar el exponente n de la pérdida de camino. Para ello se realizan mediciones a distintas distancias y en distintos sectores del ambiente que se pretende caracterizar. Usando (C.6), la potencia media recibida a una distancia d expresada en dBm es

$$\overline{P}_r(d)]_{\text{dBm}} = \overline{P}_0]_{\text{dBm}} - 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right). \quad (\text{C.7})$$

Entonces, el exponente n puede ser obtenido haciendo una regresión lineal de las mediciones y calculando la pendiente de la recta.

Las desviaciones de la potencia promedio $\overline{P}_r(d)]_{\text{dBm}}$ según los distintos puntos del ambiente en que se toma la medición pueden ser caracterizadas por una variable aleatoria con distribución log-normal. O sea que la potencia recibida es

$$P_r(d)]_{\text{dBm}} = \overline{P}_0]_{\text{dBm}} - 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma, \quad (\text{C.8})$$

donde $X_\sigma \sim \log\mathcal{N}(0, \sigma^2)$ modela el efecto *shadowing*, llamado así en analogía a cómo una nube bloquea los rayos solares. Este efecto de gran escala es provocado por variaciones de la geometría del ambiente.

Además de n , el otro parámetro característico del modelo macroscópico de los canales inalámbricos es el desvío estándar de X_σ . Para calcularlo se toman mediciones de ambientes similares y luego se calcula su varianza.

En algunos modelos el exponente de pérdida de camino n también se modela como una variable aleatoria con distribución Gaussiana de media μ_n y varianza σ_n^2 , es decir,

$$n \sim \mathcal{N}(\mu_n, \sigma_n^2).$$

Tanto para el *shadowing* como para el exponente de pérdida de camino, las distribuciones de las variables aleatorias deben ser truncadas para obtener valores físicamente razonables.

Un parámetro que es usualmente obtenido de las mediciones del medio de propagación es la ganancia total multicamino G , definida por el cociente de la potencia promedio recibida a una distancia d y la potencia transmitida,

$$G = \frac{\overline{P_r}(d)}{P_t} = G_0 \left(\frac{d_0}{d} \right)^n.$$

Aquí, la ganancia G_0 es la transferencia de potencia medida a la distancia de referencia d_0 . G_0 puede ser calculada de la siguiente manera,

$$G_0 = 10^{-PL_0]_{\text{dB}}/10},$$

donde PL_0 es la pérdida de camino en dB a la distancia d_0 . En [36] se encontró que para un ancho de banda de 1.25GHz con frecuencia central en 5GHz, $PL_0]_{\text{dB}} = 47\text{dB}$ para ambientes LOS, que coincide con el valor hallado con (C.4). Para ambientes NLOS, $PL_0]_{\text{dB}} = 51\text{dB}$.

Idealmente los modelos de gran escala deberían ser completamente independientes de las antenas utilizadas. Sin embargo es extremadamente difícil hacerlo porque esto requiere quitar todos los efectos de la antena de las mediciones. Entonces, un mismo ambiente con distintas antenas tendrá distinta pérdida de camino. Esto se debe a que, por ejemplo, antenas con mayor ganancia tendrán más pérdida de camino que una antena omnidireccional, que colecta mayor energía de multicamino.

En [3] se hicieron mediciones del exponente de pérdida de camino para los escenarios LOS y NLOS con dos tipos de antenas, unas del tipo bicónica y otras del tipo bocina transversal electromagnética (*TEM horn*). Los resultados se muestran en la Tabla C.1.

n	Bicónica	TEM horn
LOS	1.3	1.3
NLOS	2.3	2.4

Cuadro C.1: Pérdida de camino (path loss) para dos ambientes interiores LOS y NLOS medido con dos antenas distintas.

Las antenas TEM horn son antenas más directivas que las primeras. Esto que explica que para canales NLOS, las antenas bicónicas tengan menor pérdida de camino. Se ve que los ambientes LOS tienen menos pérdida de camino que los ambientes NLOS, ya que en los NLOS la señal tiene que recorrer distancias más largas y además encuentra más obstáculos en su recorrido.

Algo interesante es que los ambientes LOS tienen menos pérdida de camino que el espacio libre ($n = 2$). Esto se debe al multicamino recolectado por las antenas.

Bibliografía

- [1] A. Batra. *Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a*. IEEE, November 2003.
- [2] Federal Communication Commission. Revision of Part 15 of the Commission's rules Regarding Ultra-Wide Band Transmission Systems: First report and Order. Technical report, FCC 02-48, April 2002.
- [3] Jeffrey H. Reed. *An Introduction to Ultra Wideband Communication Systems*. Prentice Hall, first edition, June 2005.
- [4] Multiband OFDM Alliance. www.multibandofdm.org.
- [5] WiMedia Alliance. www.wimedia.org.
- [6] Marilyn P. Wylie-Green, Pekka A. Ranta, and Juha Salokanel. Multi-band OFDM UWB Solution for IEEE 802.15.3a WPANs. *IEEE*, 2005.
- [7] M. Zimmermann and A. Kirsch. Variable Rate Data Modem for HF Radio. *IEEE Transactions on Communications Technology*, CCM(15):197-205, April 1967.
- [8] S.B. Weinstein and P.M. Ebert. Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform. *IEEE Transactions on Communications Technology*, COM(19):628-634, October 1971.
- [9] L. Cimini. Analysis and Simulation of Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing. *IEEE Transactions on Communications Technology*, 33:665-675, July 1985.
- [10] L. Hanzo, M. Münster, B.J. Choi, and T. Keller. *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*. Wiley, first edition, June 2003.
- [11] R. W. Chang. *Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signal for Multi-channel Data Transmission*, volume 46. Bell System Technical Journal, December 1966. pp. 1775-1796.

-
- [12] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller. *Single- and Multi-Carrier Quadrature Amplitude Modulation: Principles and Applications for Personal Communications, WLANs and Broadcasting*. John Wiley and IEEE Press, 2000.
- [13] Trivellato Matteo. Windowed/Shaped OFDM and OFDM-OQAM: Alternative Multicarrier Modulations for Wireless Applications. Master's thesis, Universita Degli Studi Di Padova, 2005.
- [14] Bertrand Muquet, Zhengdao Wang, Georgios B. Giannakis, Marc de Courville, and Pierre Duhamel. Cyclic Prefixing or Zero Padding for Wireless Multicarrier Transmissions? *IEEE Transactions on Communications*, 50(12), December 2002.
- [15] John Cioffi. Advanced Digital Communication, Multi-channel Modulation. <http://www.stanford.edu/class/ee379c/>, Class Reader, Chapter 4.
- [16] Thomas M. Cover and Joy A. Thomas. *Elements of Information Theory*. John Wiley and Sons, second edition, 1991.
- [17] John G. Proakis. *Digital Communications*. Mc Graw Hill, fourth edition, 2001.
- [18] Bernard Sklar. *Digital Communications, Fundamentals and Applications*. Prentice Hall PTR, second edition, 2001.
- [19] T.S. Rappaport. *Wireless Communications: Principles and Practice*. Upper Saddle River. Prentice Hall, NJ, second edition, 2002.
- [20] J. Foerster. Channel Modeling Sub-Committee Final Report. *IEEE*, 2002. 02490r1P802-15 SG3a-Channel-Modeling-Subcommittee-Report-Final.zip.
- [21] A.A. Saleh and R.A. Valenzuela. A Statical Model for Indoor Multipath Propagation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, SAC-5(2):128-137, February 1987.
- [22] J. Kunisch and J. Pamp. An Ultra-Wideband Space Variant Multipath Indoor Radio Channel Model. *IEEE*, 2003.
- [23] Baoguo Yang. Timing Recovery for OFDM Transmission. *IEEE*, 18(11), November 2000.
- [24] M. Speth, D. Daecke, and H. Meyr. Minimum Overhead Burst Synchronization for OFDM Based Broadband Transmission. *Proc. Globecom*, pages 3227-3232, 1998.

-
- [25] T. Pollet, P. Spruyt, and M. Moeneclaey. The BER Performance of OFDM Systems Using Non-Synchronized Sampling. *Globecom*, pages 253–257, November 1994.
- [26] T. M. Zogakis and J. Cioffi. The Effect of Timing Jitter on the Performance of a Discrete Multitone System. *IEEE Transaction Communication*, 44:799–807, July 1996.
- [27] Michael Speth, Ferdinand Classen, and Heinrich Meyr. Frame Synchronization of OFDM Systems in Frequency Selective Fading Channels. *IEEE*, 1997.
- [28] Young Sun Lim, Sung won Kim, and Jin Young Kim. Frame Synchronization for OFDM-Based High Speed Wireless Communications Systems in a Impulsive Channel. *ICACT2007*, pages 1318–1322, February 2007.
- [29] ECMA-368, High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard. <http://www.ecma-international.org/publications/files/ECMA-ST/ECMA-368.pdf>. Estándar Internacional para Sistemas UWB en Redes WPAN.
- [30] P. H. Moose. A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction. *IEEE Transaction Communications*, 42:2908–2914, October 1994.
- [31] Daniel Landström, Sarah Kate Wilson, Jan-Jaap van de Beek, Per Ödling, and Per Ola Börjesson. Symbol Time Offset Estimation in Coherent OFDM Systems. *IEEE*, 1999.
- [32] W. Stutzman and G. Thiele. *Antenna Theory and Design*. John Wiley and Sons, New York, 1981.
- [33] R. M. Buehrer, W. A. Davis, A. Safaai-Jazi, and D. Sweeney. Ultra-Wideband Propagation Measurements and Modeling. *DARPA NEXTEX Program Final Report*, January 2004.
- [34] J. Keignart and N. Daniele. Channel Sounding and Modeling for Indoor UWB Communications. *Proc. International Workshop on Ultra Wideband Systems*, 2003.
- [35] R. M. Buehrer, A. Safaai-Jazi, W. A. Davis, and D. Sweeney. Characterization of the UWB Channel. *Proc. IEEE Conference on Ultra Wideband and Technologies*, pages 26–31, November 2003.
- [36] Ghassemzadeh and Tarokh. UWB Path Loss Characterization in Residential Environments. *IEEE*, 2003.