



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

DPTO. TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

TESIS DOCTORAL

**Estimación de canal y desplazamiento de frecuencia en
sistemas MIMO-OFDM con prefijo cíclico insuficiente**

Autor: **CARLOS PRIETO DEL AMO**

Directora: **Dra. MARÍA JULIA FERNÁNDEZ-GETINO GARCÍA**

Leganés, Diciembre 2015

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR
DPTO. TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

TESIS DOCTORAL

Estimación de canal y desplazamiento de frecuencia en sistemas MIMO-OFDM con prefijo cíclico insuficiente

Autor: CARLOS PRIETO DEL AMO

Directora: Dra. MARÍA JULIA FERNÁNDEZ-GETINO GARCÍA

El tribunal nombrado para juzgar la Tesis arriba indicada, compuesto por los siguientes
Doctores:

Presidente: _____

Secretario: _____

Vocal: _____

acuerdan otorgarle la

Calificación: _____

En Leganés, a ____ de _____ de 2015.

La presente Tesis aborda el análisis de la estimación de canal y desplazamiento de frecuencia en sistemas MIMO-OFDM (*Multiple-Input Multiple-Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) en condiciones de prefijo cíclico insuficiente. La motivación fundamental es estudiar uno de los sistemas más utilizados actualmente, como es MIMO-OFDM, pero con la intención de mejorar una de las características intrínsecas que le proporciona mayores ventajas, como es el uso del prefijo cíclico. Dicho prefijo cíclico permite mantener la ortogonalidad entre subportadoras y evita la aparición de interferencias entre símbolos y entre portadoras, facilitando también la ecualización en entornos multitrayecto, siempre que su longitud sea mayor que la del canal. Sin embargo, produce un decremento de la capacidad del sistema, al no llevar información por ser una réplica de las últimas muestras de cada símbolo OFDM, y disminuye la eficiencia de la estimación de parámetros.

La Tesis se centra, por tanto, en analizar un sistema MIMO-OFDM con prefijo cíclico insuficiente, menor a la longitud del canal, que puede ser debido a una supresión intencionada para incrementar la capacidad, a canales largos altamente dispersivos o para eliminar patrones repetitivos de la señal que facilitan la interceptabilidad de la señal OFDM.

Por consiguiente, para abordar el objetivo principal de esta Tesis es necesario analizar aquellos inconvenientes que surgen de la existencia de un prefijo cíclico insuficiente.

Por un lado, se analiza el impacto sobre las comunicaciones MIMO-OFDM en términos de interferencias en la parte de datos de la estructura de trama así como sobre la estimación de canal y desplazamiento de frecuencia. También se evalúan las secuencias utilizadas

como preámbulo para dichas estimaciones tanto desde el punto de vista de sus características y utilización como desde el punto de vista de rango de adquisición del desplazamiento de frecuencia. Se demuestra claramente que los estimadores propuestos convergen a sus límites teóricos y que las secuencias seleccionadas tienen el mayor rango de adquisición posible.

Por otro lado, una vez analizado el efecto sobre la parte de datos de la trama, también se analiza el impacto sobre el propio preámbulo que se utiliza para labores de estimación y se presentan los resultados correspondientes a la tasa de error, demostrando que el rendimiento obtenido se equipara al de aquellos sistemas con prefijo cíclico suficiente. Debido a que las estrategias propuestas incrementan la complejidad del sistema, se analiza con detalle el coste computacional de la implementación del esquema de receptor propuesto concluyéndose que el coste que supone es muy inferior comparado con el ahorro que propicia en términos de capacidad y energía.

Finalmente, se propone la implementación de algunas de las estrategias definidas anteriormente en un sistema real como es el enlace descendente del estándar LTE (*Long Term Evolution*). En primer lugar, se propone una estructura de trama y receptor aplicados a una aproximación simplificada del estándar. Posteriormente, se adaptan las estrategias propuestas a una versión más fidedigna de dicho estándar. Los resultados obtenidos en ambos casos ponen de manifiesto las notables mejoras que implica la utilización de los receptores propuestos dando lugar a rendimientos del sistema similares a los obtenidos en el caso de haber utilizado un prefijo cíclico suficiente.

This Thesis tackles the analysis of channel and frequency offset estimation in MIMO-OFDM (*Multiple-Input Multiple-Output Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) systems in conditions of insufficient cyclic prefix. The main motivation is to study one of the most currently used systems, as is MIMO-OFDM, but with the intention of improving one of its intrinsic characteristics that provides more advantages, as the use of the cyclic prefix is. This cyclic prefix allows to keep the orthogonality between subcarriers and avoid the appearance of inter symbol and inter carrier interferences, making easier the equalization in multi-path environments provided that its length is longer than the channel length. However, it produces a decrease in the system capacity, since it does not bear any information because it is a replica of a some last samples in every OFDM symbol, and decrease the efficiency of parameters estimation.

Therefore, this Thesis is focused on analyzing a MIMO-OFDM system with insufficient cyclic prefix, shorter than the channel length, which can arise due to an intentional suppression to increase the system capacity, to highly dispersive long channels or to eliminate repetitive patterns in the OFDM signal that ease the signal interception.

Consequently, to tackle the main objective of this Thesis it is necessary to analyze those inconveniences arisen from the existence of an insufficient cyclic prefix.

On the one hand, the impact in MIMO-OFDM communications is analyzed in terms of interferences in the data part of the frame structure and in terms of channel and frequency offset estimation. In addition, those sequences used as preamble are assessed in relation with

these estimations both concerning their characteristics and handling and considering which is the acquisition range of the frequency offset. It is clearly demonstrated that the proposed estimators converge to their theoretical limits and that the selected sequences have the highest possible acquisition range.

On the other hand, once the effect over the data part of the frame has been analyzed, it is also evaluated the impact over the own preamble used for estimation tasks and the results corresponding to the error rate are presented, showing that the performance is similar to that one obtained in systems with sufficient cyclic prefix. Due to the fact that the proposed strategies increase the system complexity, the computational cost of the proposed receiver has been analyzed with detail to conclude that the implicit cost is much lower compared with the saving in terms of capacity or energy.

Finally, the implementation of some of the previously defined schemes has been proposed for a real system, such as the down link in the LTE (*Long Term Evolution*) standard. In first place, it is proposed a frame structure and receiver for a simplified version of the standard. Later, these proposed strategies are adapted to a more similar version of the standard. The results in both cases prove the dramatic improvements of the utilization of these two proposed receivers giving rise to system performances comparable to those obtained in the case of having used a sufficient cyclic prefix.

DEDICATORIA

A mis padres

AGRADECIMIENTOS

Querría aprovechar la oportunidad que me dan estas líneas para agradecer al departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones por el soporte que me han dado durante el desarrollo de mis estudios de doctorado. Un especial agradecimiento a los componentes del Grupo de Comunicaciones, particularmente a Víctor Gil que ha participado muy activamente en las contribuciones de esta Tesis. Y qué decir de Julia Fernández-Getino, no sólo me ha orientado durante estos años para enfocar nuestros esfuerzos en la dirección adecuada, sino que además me ha proporcionado un gran apoyo anímico en los malos momentos. Le estoy muy agradecido.

La otra parte importante de la gestión emocional de esta carrera de fondo ha recaído, como no, en mi familia. Tanto a mis padres como a mi hermano debo darles las gracias por ayudarme a superar cada bajón y animarme cuando ha hecho falta. También he tenido la fortuna de estar rodeado de buenos amigos que me han apoyado y se han interesado por el progreso de mi trabajo.

Elena, parece que el esfuerzo realizado ha dado sus frutos y en gran medida te lo debo a ti. Tú (me) has aguantado gran parte del proceso y has supuesto un pilar fundamental sin el que no hubiera sido posible la elaboración de este trabajo.

ÍNDICE GENERAL

Resumen	III
Abstract	V
Agradecimientos	IX
Índice general	XIII
Índice de figuras	XV
Índice de tablas	XIX
Acrónimos y abreviaturas	XXI
Notación	XXV
1. Introducción	1
1.1. Motivación y objetivos	1
1.2. Estructura	4
1.3. Contribuciones	4
2. Principios de OFDM y MIMO	7
2.1. Sistemas FDM	7
2.2. Evolución de OFDM	9

2.3. Principios de OFDM	9
2.4. Prefijo cíclico	12
2.5. Sistemas con múltiples antenas – MIMO	15
2.6. Estimación de canal	16
2.7. Estimación del desplazamiento de frecuencia	18
2.8. Modelado de canal	18
2.9. Estado del arte en esquemas sin prefijo cíclico	20
3. Estimación conjunta y secuencias de entrenamiento	23
3.1. Introducción	23
3.2. Estimador conjunto de máxima verosimilitud	24
3.3. Rango de adquisición del desplazamiento de frecuencia para secuencias de entrenamiento	27
3.4. Análisis de la estimación	30
3.4.1. Cota de Cramér-Rao	30
3.4.2. Error cuadrático medio	32
3.4.3. MSE del estimador de canal en presencia de error de desplazamiento de frecuencia	34
3.5. Resultados	35
3.6. Conclusiones	40
4. Estimación conjunta con cancelación iterativa en el preámbulo	43
4.1. Introducción	44
4.2. Modelo de señal	45
4.2.1. Secuencias simétricas	46
4.2.2. Estimación ML	49
4.3. Procedimiento de estimación iterativa conjunta (IJEP)	49
4.3.1. Cálculo de $\hat{\epsilon}_{1/2}$	51
4.3.2. Cálculo de $\hat{\mathbf{h}}_{1/2}$	51
4.3.3. Compensación de $\hat{\epsilon}_{1/2}$ en el preámbulo	51
4.3.4. Cancelación de interferencias en el preámbulo	52
4.3.5. Reinserción de $\hat{\epsilon}_{1/2}$ en el preámbulo	52

4.3.6. Cálculo de $\hat{\varepsilon}$ y $\hat{\mathbf{h}}$	53
4.4. Análisis de rendimiento	53
4.5. Ahorro en el coste computacional	54
4.6. Resultados	58
4.7. Conclusiones	65
5. Estimación de canal en un sistema LTE con prefijo cíclico insuficiente	67
5.1. Introducción	68
5.2. Descripción de la capa física del enlace descendente de LTE	70
5.3. Modelo de señal	73
5.4. Receptor con estructura de trama modificada	75
5.4.1. Estimación de canal inicial	75
5.4.2. Cancelación de interferencias	77
5.4.3. Estimación de canal con señales de referencia dispersas	78
5.4.4. Detección de datos	79
5.4.5. Resultados	80
5.5. Receptor con estructura de trama según el estándar LTE	82
5.5.1. Estimación de canal inicial	83
5.5.2. Cancelación de interferencias	90
5.5.3. Estimación de canal con señales de referencia dispersas	90
5.5.4. Detección de datos	92
5.5.5. Resultados	93
5.6. Conclusiones	96
6. Conclusiones y líneas futuras de investigación	99
6.1. Conclusiones generales	99
6.2. Líneas futuras de investigación	100
APÉNDICES	103
A. Correlación en los canales de comunicaciones	105
BIBLIOGRAFÍA	107

ÍNDICE DE FIGURAS

2.1. Representación espectral de un sistema FDM básico.	8
2.2. Representación de un transmisor FDM básico.	8
2.3. Representación espectral de un sistema OFDM básico.	10
2.4. Representación espectral de un canal de HF.	12
2.5. Representación del prefijo cíclico.	13
2.6. Representación de un esquema MIMO con N_t antenas en transmisión y N_r antenas en recepción.	16
3.1. Diagrama de bloques con símbolos preámbulo en el dominio de la frecuencia y el tiempo, $\tilde{\mathbf{x}}_i(\ell)$ y $\mathbf{x}_i(\ell)$, respectivamente, para un sistema MIMO 2×2	29
3.2. Diagrama con las diferentes estrategias de manipulación de los preámbulos recibidos.	36
3.3. MSE de la estimación de desplazamiento de frecuencia para la PNSS propuesta, $\varepsilon = [0, 0.1, 0.4]$	38
3.4. MSE de la estimación de desplazamiento de frecuencia para CSS, $\varepsilon = [0, 0.1, 0.4]$	39
3.5. Comparación del MSE de la estimación de desplazamiento de frecuencia para CSS y PNSS propuesta, $\varepsilon = [0.1, 0.4]$	40
3.6. MSE de la estimación de canal para PNSS propuesta, $\varepsilon = [0, 0.1, 0.4]$	41
3.7. MSE de la estimación de canal para CSS, $\varepsilon = [0, 0.1, 0.4]$	41
4.1. Extensión del canal sobre una Secuencia Simétrica en el dominio del tiempo.	46

4.2.	Diagrama de bloques del <i>Iterative Joint Estimation Procedure</i> (IJEP) propuesto.	54
4.3.	MSE de la estimación de desplazamiento de frecuencia y canal mostrando las CRBs teóricas y los diferentes esquemas de estimación. 16-QAM, $N = 64$ subportadoras, $L_{CP} = 2, L = 6, \varepsilon = 0.2$ y el número de iteraciones del IJEP en el preámbulo $t_P = \{1, 2, 5\}$.	60
4.4.	MSE de la estimación de desplazamiento de frecuencia y canal mostrando las CRBs teóricas y los diferentes esquemas de estimación. 16-QAM, $N = 64$ subportadoras, $L_{CP} = 2, L = 6, \varepsilon = 0.4$ y el número de iteraciones del IJEP en el preámbulo $t_P = \{1, 2, 5\}$.	61
4.5.	BER del sistema con cancelación de interferencias en la parte de datos utilizando los diferentes esquemas de estimación. $L_{CP} = 2, L = 6, \varepsilon = 0.4$, 16-QAM y el número de iteraciones de la cancelación de interferencias en la parte de datos $t_D = \{1, 2, 3\}$.	63
4.6.	BER del sistema con cancelación de interferencias en la parte de datos utilizando los diferentes esquemas de estimación. $L_{CP} = 2, L = 6, \varepsilon = 0.4$, 4-QAM y el número de iteraciones de la cancelación de interferencias en la parte de datos $t_D = \{1, 2, 3\}$.	64
5.1.	Canales físicos en la estructura de trama Tipo 1 en LTE.	71
5.2.	Estructura de trama Tipo 1 en LTE.	72
5.3.	Configuración de un <i>slot</i> .	72
5.4.	<i>Physical Resource Block</i> (PRB) y <i>Reference Signals</i> (RS).	74
5.5.	Diagrama de bloques del esquema de receptor propuesto con estructura de trama modificada.	77
5.6.	MSE de las estimaciones de canal empleadas.	81
5.7.	Comparación de BER para los datos correspondientes al <i>primer slot</i> .	82
5.8.	Comparación de BER para los datos correspondientes a los <i>siguientes slots</i> .	83
5.9.	Diagrama de bloques del esquema de recepción propuesto.	84
5.10.	PSS en el dominio de la frecuencia, partes real e imaginaria (a) y SSS en el dominio de la frecuencia, partes real e imaginaria (b).	85

5.11. PSS en el dominio del tiempo, partes real e imaginaria (a) y SSS en el dominio del tiempo, partes real e imaginaria (b).	86
5.12. Transmisión de las secuencias de sincronismo requerida para que el receptor propuesto se adapte al estándar. Esquema estandarizado.	89
5.13. MSE de las estimaciones de canal correspondientes a (i) PSS y SSS y (ii) RS contenidas en aquellos símbolos hasta alcanzar los <i>primeros</i> L_p <i>símbolos</i> . Esquema Propietario.	94
5.14. MSE de las estimaciones de canal correspondientes a las RS contenidas en los <i>siguientes</i> <i>símbolos</i> desde los <i>primeros</i> L_p <i>símbolos</i> . Esquema Propietario. . .	95
5.15. Comparación de BER para los datos incluidos en aquellos símbolos hasta alcanzar los <i>primeros</i> L_p <i>símbolos</i> . Esquema Propietario.	96
5.16. Comparación de BER para los datos incluidos en los <i>siguientes</i> <i>símbolos</i> desde los <i>primeros</i> L_p <i>símbolos</i> . Esquema Propietario.	97

ÍNDICE DE TABLAS

- 4.1. Parámetros principales para un DSP de coma fija 55
- 4.2. Número de operaciones por tarea del algoritmo de cancelación de interferencias 56

Acrónimos

BER	<i>Bit Error Rate</i>
CP	<i>Cyclic Prefix</i>
CRB	<i>Cramér-Rao Bound</i>
CSS	<i>Circularly-shifted Symmetric Sequence</i>
DA	<i>Data Aided</i>
DAB	<i>Digital Audio Broadcasting</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DD	<i>Decision Directed</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DL	<i>Down-Link</i>
DRM	<i>Digital Radio Mondiale</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DDS	<i>Direct Digital Synthesis</i>
DVB-H	<i>Digital Video Broadcasting - Handheld</i>
DVB-T	<i>Digital Video Broadcasting - Terrestrial</i>
DVB-S	<i>Digital Video Broadcasting - Satellite</i>
EM	<i>Expectation Maximization</i>
ETU	<i>Extended Typical Urban</i>

EVA	<i>Extended Vehicular A</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplexing</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FIM	<i>Fisher Information Matrix</i>
HF	<i>High Frequency</i>
HSDPA	<i>High Speed Downlink Packet Access</i>
ICI	<i>Inter Carrier Interference</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
IJEP	<i>Iterative Joint Estimation Procedure</i>
ISI	<i>Inter Symbol Interference</i>
LMMSE	<i>Linear Minimum Mean Squared Error</i>
LS	<i>Least Squares</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MIMO	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
MISO	<i>Multiple-Input Single-Output</i>
ML	<i>Maximum Likelihood</i>
MMSE	<i>Minimum Mean Squared Error</i>
MSE	<i>Mean Squared Error</i>
NBI	<i>Narrow Band Interference</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
P/A	<i>Pilot Aided</i>
PN	<i>Pseudo Noise</i>
PNSS	<i>Pseudo Noise Symmetric Sequence</i>
PAR	<i>Peak-to-Average power Ratio</i>
PRB	<i>Physical Resource Blocks</i>
PSS	<i>Primary Synchronization Sequence</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>

RE	<i>Resource Element</i>
RS	<i>Reference Signals</i>
SCP	<i>Sufficient Cyclic Prefix</i>
SFBC	<i>Space Frequency Block Code</i>
SFN	<i>Single Frequency Network</i>
SIMO	<i>Single-Input Multiple-Output</i>
SISO	<i>Single-Input Single-Output</i>
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SS	<i>Symmetric Sequence</i>
SSS	<i>Secondary Synchronization Sequence</i>
STBC	<i>Space Time Block Code</i>
TDD	<i>Time Division Duplexing</i>
TDL	<i>Tapped Delay Line</i>
WiFi	<i>Wireless Fidelity</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
xDSL	<i>x Digital Subscriber Line</i>
ZC	<i>Zadoff-Chu</i>

Abreviaturas

dB	decibelios
e.g.	exempli gratia (por ejemplo)
Fig.	figura
Hz	herzios
i.e.	id est (esto es)
mA	mili amperios
MHz	Mega herzios
mW	mili Vatios
pW	pico Vatios
seg	segundos
V	Voltios

Letras minúsculas denotan escalares, letras minúsculas en negrita denotan vectores columna, letras mayúsculas en negrita denotan matrices.

A	Matriz
a	Vector
$(\cdot)^*$	Complejo conjugado
$(\cdot)^T$	Transpuesto de una matriz o vector
$(\cdot)^H$	Transpuesto conjugado (hermítico) de una matriz o vector
$ \cdot $	Valor Absoluto
$\mathbf{0}_{M \times N}$	Matriz nula $M \times N$
\mathbf{I}_N	Matriz identidad de tamaño N
$diag\{\mathbf{x}\}$	Matriz diagonal con \mathbf{x} como elementos de la diagonal principal y cero en el resto
$\langle \cdot \rangle_N$	Operación módulo- N
$\tilde{\mathbf{x}}$	Símbolo OFDM en el dominio de la frecuencia
\mathbf{x}	Símbolo OFDM en el dominio del tiempo
$\text{Re}\{\cdot\}$	Parte real
$\text{Im}\{\cdot\}$	Parte imaginaria
\otimes	Producto de Kronecker

Cuando varios años atrás se abordó la idea de realizar unos trabajos de investigación que desembocaran en una Tesis Doctoral, fueron varias las vías de estudio que se siguieron inicialmente, todas relacionadas con la modulación OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), para confluir finalmente en el presente trabajo enfocado principalmente en la propuesta de nuevos esquemas en recepción para este sistema de transmisión tan ampliamente utilizado en la actualidad en escenarios multi-antena. A continuación, se presenta brevemente el trabajo realizado para conseguir los objetivos fundamentales de la Tesis.

1.1. Motivación y objetivos

Nadie pone en duda las características ventajosas de OFDM que le han hecho ser seleccionada en la definición e implementación de la gran mayoría de estándares de comunicación actuales. Está presente en sistemas de radiodifusión de vídeo (*Digital Video Broadcasting*, DVB) en todas sus versiones DVB-T, DVB-T2, DVB-S, DVB-H,... en sistemas de radiodifusión de audio (*Digital Audio Broadcasting*, DAB) (*Digital Radio Mondiale*, DRM), sistemas de comunicación por cable (*Digital Subscriber Loop*, xDSL) tanto por par de cobre como fibra óptica o coaxial, y en los ampliamente conocidos y masivamente utilizados sistemas de comunicación inalámbrica o móviles (WiFi, WiMAX, LTE, etc.). Sin embargo, merece la pena destacar el hecho de que la aparición de la modulación con portadoras ortogonales data

de los años 50 donde fue utilizada en sistemas de comunicaciones en la banda de HF (*High Frequency*)[1].

De sobra son conocidas todas las ventajas que ofrece OFDM sobre otros sistemas de comunicaciones o tipos de modulación. Entre ellas cabe destacar que es un modo eficiente de manejar el multitrayecto ya que la complejidad del igualador es menor; en canales lentos en el dominio del tiempo se puede adaptar el régimen binario a cada subportadora; es robusta frente a interferencias de banda estrecha (*Narrow Band Interference*, NBI); se pueden utilizar redes de frecuencia única (*Single Frequency Network*, SFN), lo que es muy atractivo para radiodifusión; y hace uso de una implementación eficiente mediante la IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) y FFT (*Fast Fourier Transform*) para generar las subportadoras.

Por otro lado, existen también una serie de desventajas intrínsecas a OFDM, dos de las cuales son especialmente relevantes. Por un lado está la sensibilidad al desplazamiento de frecuencia y ruido de fase y, por el otro, la existencia de una PAR (*Peak-to-Average power Ratio*) relativamente grande. Este hecho tiende a reducir la eficiencia de los amplificadores de potencia en el transmisor.

No obstante, existen otros aspectos de OFDM que se pueden mejorar para aprovechar más eficientemente los recursos utilizados o para facilitar los mecanismos de transmisión o recepción.

Una de las desventajas principales que presenta OFDM se debe fundamentalmente a una de sus características intrínsecas como es el uso del prefijo cíclico, es decir, la inclusión al inicio de cada uno de los símbolos de una réplica de un número determinado de las últimas muestras de dicho símbolo. Más adelante se explican con más detalle los motivos fundamentales que hacen estrictamente necesario el uso de este prefijo cíclico, pero se puede observar fácilmente que al ser una repetición de una parte de cada símbolo ello implica una reducción del régimen binario real y, por lo tanto, de la capacidad del sistema.

En los últimos años hay una gran actividad investigadora en torno a la posibilidad de suprimir el prefijo cíclico. La motivación para esta supresión se debe a tres factores principalmente: el incremento de la capacidad que supone, la existencia de canales muy dispersivos que pueden ser más largos que la longitud del prefijo cíclico y el hecho de querer disminuir la interceptabilidad de la señal OFDM en sistemas militares evitando patrones repetitivos. Esto abre la posibilidad a nuevos retos y dificultades, como puede ser en la estimación de

parámetros en recepción (canal, desplazamiento de frecuencia, etc.) dentro de este nuevo escenario.

OFDM puede ser fácilmente utilizado en un entorno de múltiples antenas, lo que comúnmente se conoce como *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO). La utilización de múltiples antenas es el estado del arte en sistemas OFDM actuales debido al incremento de capacidad que ofrece su uso.

El objetivo fundamental de esta Tesis es abordar la estimación de canal y desplazamiento de frecuencia en un sistema multiantena OFDM (MIMO-OFDM) en condiciones de prefijo cíclico insuficiente. Este objetivo general se puede dividir, a su vez, en tres objetivos concretos.

El primero de estos tres objetivos se centra básicamente en fijar la estructura básica de estimación de parámetros en recepción, canal y desplazamiento de frecuencia, y la elección de la secuencia de entrenamiento a utilizar en el preámbulo de la trama OFDM. Como uno de los parámetros a estimar es el desplazamiento de frecuencia, es fundamental caracterizar las secuencias de entrenamiento analizadas en función del rango de adquisición que cada una de ellas ofrece al sistema.

El siguiente objetivo está enfocado a evaluar la posibilidad de contrarrestar los efectos que produce en el preámbulo la supresión del prefijo cíclico. En el objetivo anterior, se consideran las interferencias en cada símbolo en función de si se trata de la parte de datos de la trama o si, por el contrario, es el preámbulo. La idea fundamental es poder aplicar la cancelación de interferencias también sobre los símbolos que conforman el preámbulo y utilizar éste para mejorar las estimaciones y, por consiguiente, el rendimiento del sistema. Además, surge la necesidad de identificar el coste computacional que supone todo el proceso propuesto para evaluar la posibilidad de implementar las estrategias propuestas en un sistema real.

El tercer, y último objetivo, se centra en la aplicación de las técnicas de estimación con prefijo cíclico insuficiente a un sistema real, concretamente el enlace descendente de LTE (*Long Term Evolution*). Para ello, inicialmente se modificará parcialmente la trama LTE para adaptarla al esquema propuesto y poder analizar el rendimiento del sistema desde el punto de vista de tasa de error de bit (*Bit Error Rate*, BER) y error cuadrático medio (*Mean Squared Error*, MSE). Posteriormente, se propone un receptor capaz de trabajar con prefijo cíclico insuficiente para una versión más fidedigna del estándar.

Los objetivos de esta Tesis mantienen una interrelación cuyo objetivo principal es dotar

a los receptores que utilizan modulación MIMO-OFDM de unas mejores prestaciones.

1.2. Estructura

La Tesis se ha estructurado en dos partes principales. La primera de ellas se compone del capítulo 2. En dicho capítulo se realiza una breve introducción de los principios básicos de OFDM junto con una explicación más detallada del uso del prefijo cíclico. Además, se presentan diferentes tipos de estimación de parámetros, canal y desplazamiento de frecuencia, ya que la supresión del prefijo cíclico tiene un gran impacto en su estimación y es en ello en lo que está basada la Tesis. Además, se realiza un estudio del estado del arte en el que se encuentra la estimación de parámetros en recepción para sistemas OFDM, centrándose básicamente en aquellos que se abordan en la Tesis.

La segunda abarca los capítulos 3, 4 y 5 y está enfocada a presentar detalladamente las contribuciones científicas de la Tesis que cubren los objetivos de la misma y que están orientadas a mejorar la estimación de parámetros en sistemas MIMO-OFDM en condiciones de prefijo cíclico insuficiente.

El trabajo se finaliza con una serie de conclusiones acerca de la investigación realizada y se proponen unas líneas de investigación futuras.

1.3. Contribuciones

En el capítulo 3 se presenta la primera de las contribuciones de la presente Tesis. En él se realiza una exposición de cuál es el problema principal que aparece cuando se reduce o suprime el prefijo cíclico, básicamente la aparición de interferencias y un decremento en el funcionamiento de la estimación de parámetros realizada de forma tradicional. En dicho capítulo se presenta el estimador conjunto de máxima verosimilitud de canal y desplazamiento de frecuencia, los dos parámetros en los que se han analizados los efectos de la supresión del prefijo cíclico. Para que dicho estimador conjunto proporcione resultados similares a los que se obtienen en el caso de tener un prefijo cíclico suficiente es necesario cancelar las interferencias de manera adecuada utilizando un preámbulo que haga uso de secuencias determinadas *ad-hoc*, y cuya característica principal es tener dos mitades iguales en el dominio del tiempo. Se demuestra que el uso de la segunda mitad de esta secuencia para la estimación de parámetros

es suficiente como para cancelar las interferencias que genera el prefijo cíclico insuficiente. También se presentarán diversos tipos de secuencias cuya capacidad para estimar valores de desplazamiento de frecuencia es diferente. Por ese motivo, también se ha desarrollado matemáticamente cuál es el rango de adquisición de dichas secuencias en lo que al desplazamiento de frecuencia se refiere. Para la evaluación de las técnicas expuestas se han utilizado numerosas simulaciones, las cuales han sido comparadas con los valores teóricos de MSE y de la cota de Cramér-Rao (*Cramér-Rao Bound*, CRB) que también han sido desarrollados de forma analítica. El capítulo se finaliza con la presentación de los resultados obtenidos que demuestran que las técnicas propuestas consiguen resultados similares a aquellos obtenidos cuando se considera un prefijo cíclico ideal.

El trabajo presentado en este capítulo se puede consultar en la siguiente publicación [2]:

- C. Prieto del Amo, V.P. Gil Jiménez, and M. J. Fernández-Getino García, “Joint Channel and Frequency Offset Estimation in MIMO-OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix”, *Physical Communication, Special Issue on Advances in MIMO-OFDM*, Elsevier, Vol. 4(4), pp. 254-265, Dec. 2011.

La siguiente contribución se expone en el capítulo 4. Dicha contribución es un desarrollo más avanzado de las ideas expuestas en el capítulo anterior pero enfocado a mejorar las prestaciones del sistema dado que ahora la cancelación de las interferencias no sólo se realiza en la parte de datos de la trama OFDM sino también en el símbolo OFDM correspondiente al preámbulo. El patrón repetitivo en el dominio del tiempo de la secuencia definida como preámbulo se utilizaba anteriormente para cancelar las inteferencias pero sólo en la parte de datos. Lo que se propone en este capítulo es la posibilidad de cancelar las interferencias que aparecen en la propia secuencia, en su primera mitad fundamentalmente, y así poder obtener mejores estimaciones de canal y desplazamiento de frecuencia. Esto proporciona a su vez mejores prestaciones en lo que se refiere a la cancelación de interferencias en la parte de datos. Esta mejora se ha demostrado no sólo a través de simulaciones sino también mediante un análisis teórico del coste computacional de todo el proceso necesario en el receptor para implementar la propuesta.

La referencia del trabajo expuesto en este capítulo aparece en la siguiente publicación [3]:

- C. Prieto del Amo and M. J. Fernández-Getino García, “Iterative Joint Estimation

Procedure for Channel and Frequency Offset in Multi-Antenna OFDM Systems With an Insufficient Cyclic Prefix”, *IEEE Trans. on Vehic. Technol.*, Vol. 62, Issue 8, pp. 3653-3662, Oct. 2013.

La última de las contribuciones presentada en el capítulo 5 está enfocada a la utilización de las técnicas propuestas en un estándar de comunicaciones real. En concreto se ha elegido el estándar de comunicaciones móviles LTE [4], ampliamente conocido. Utilizando una estructura de trama LTE simplificada en el enlace descendente, que es el que utiliza OFDM, se ha analizado el efecto de utilizar un prefijo cíclico insuficiente y la posibilidad de implementar las técnicas expuestas en la Tesis, con la salvedad de que en esta ocasión sólo se evalúa el efecto sobre la cancelación de interferencias y la estimación de canal. Ello se debe a que la estimación del desplazamiento de frecuencia en LTE se realiza mediante otras secuencias diferentes a las que se utilizan para la estimación de canal. A través de simulaciones se demuestra que se consiguen resultados similares al caso de tener el prefijo cíclico tal y como lo define el estándar. Es importante destacar que el estándar define un valor de prefijo cíclico que en algunas situaciones puede llegar a ser de hasta 1/4 de la duración del símbolo OFDM.

Esta contribución fue presentada en la siguiente conferencia [5]:

- C. Prieto del Amo and M. J. Fernández-Getino García, “Suppression of Cyclic Prefix in Down-Link LTE like Systems to Increase Capacity”, *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC13 Spring*, 2013.

Adicionalmente, a lo largo de esta Tesis se ha realizado otra contribución que, aunque no se corresponde con las aportaciones específicas de la Tesis, está muy directamente relacionada con la investigación realizada. Esta contribución es:

- M. J. Fernández-Getino García, C. Prieto del Amo and V.P. Gil Jiménez, “Channel Estimation”. Capítulo del Libro: Bader F. and Zorba N. eds. *Advances on Processing for Multiple Carrier Schemes OFDM and OFDMA*. New York: Nova Science Publishers Inc., pp. 143-211, 2012.

CAPÍTULO 2

PRINCIPIOS DE OFDM Y MIMO

En este capítulo se presentan las características básicas de los sistemas OFDM y de la variante que hace uso de múltiples antenas, denominada MIMO. Para entender los conceptos de OFDM se expondrán inicialmente los sistemas basados en multiplexación por división en frecuencia (*Frequency Division Multiplexing*, FDM), los cuales se pueden considerar como los precursores de la modulación ortogonal. Ello servirá para realizar un breve repaso cronológico sobre cómo ha evolucionado OFDM desde sus inicios. Una vez repasados los antecedentes de OFDM y sus conceptos principales, incluido el uso del prefijo cíclico, se analizarán las características de los sistemas MIMO. También se realizará una descripción de los diferentes tipos de estimadores de canal y desplazamiento de frecuencia ya que son éstos y su adaptación a sistemas con prefijo cíclico insuficiente los que se evalúan posteriormente en cada una de las contribuciones de la presente Tesis. Posteriormente se presentan diferentes tipos de parámetros para modelar el canal y se finaliza el capítulo con una sección que presenta el estado del arte en esquemas OFDM sin prefijo cíclico.

2.1. Sistemas FDM

Para explicar el concepto fundamental de los sistemas FDM basados en multiplexación por división de frecuencia se hará uso de la Fig. 2.1. En dicha figura se puede ver cómo este tipo de sistemas hace uso de varias portadoras centradas en el espectro de manera que, teniendo

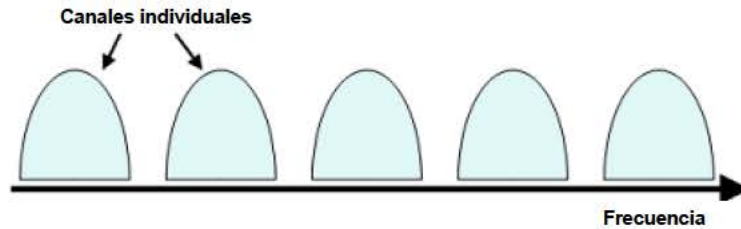


Figura 2.1: Representación espectral de un sistema FDM básico.

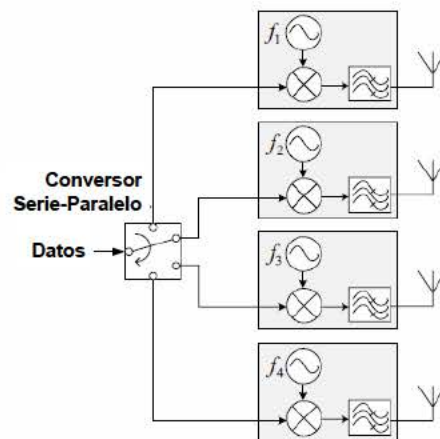


Figura 2.2: Representación de un transmisor FDM básico.

en cuenta el espectro que porta cada una, haya un espacio de guarda entre ellas para evitar interferencia entre portadoras. Esta región espectral de guarda también facilita la extracción de la información en el receptor a través de los correspondientes filtros. Como queda patente en la figura, la eficiencia espectral de este tipo de transmisión es baja ya que no se usa todo el espectro disponible. Además, la información que porta cada una de estas portadoras procede de un flujo de datos de alta velocidad, véase Fig. 2.2 [6], que se distribuye a cada una de ellas con lo que cualquier desvanecimiento que se produzca en el canal corromperá los datos sólo con afectar a una de las portadoras.

2.2. Evolución de OFDM

Las comunicaciones basadas en OFDM surgieron a finales de los años 50 cuando Mosier y Clabaugh [1] desarrollaron el sistema conocido como *KINEPLEX*, siendo aplicado inicialmente en sistemas militares en la banda de HF. No obstante, también se fija el origen de las comunicaciones OFDM en el artículo de Chang [7] en el que se aplica la transmisión de datos multicanal sin interferencia entre símbolos y entre portadoras. El rendimiento de la idea de Chang fue analizado poco después por Saltzberg [8]. Una aplicación inicial de los sistemas OFDM fue diseñada por Zimmerman y Kirsch [9] que construyeron un modem de HF de velocidad variable de hasta 34 tonos en paralelo; dicho sistema fue denominado Kathryn. Posteriormente, Weinstein y Ebert [10] aplicaron la transformada discreta de Fourier (*Discrete Fourier Transform*, DFT) a los sistemas de transmisión de datos en paralelo como parte del proceso de modulación y demodulación. En la década de los 90 comenzaron a ser utilizadas en las comunicaciones digitales de uso civil por par de cobre, lo que usualmente se conoce como xDSL. Debido a las múltiples ventajas que ofrece fueron introduciéndose paulatinamente en los estándares de comunicaciones móviles e inalámbricas (HSDPA, LTE, LTE-*Advanced*, WiFi, WiMAX, etc.), y otros múltiples sistemas de comunicación por radio difusión (DAB, DVB,...). Las comunicaciones militares también han evolucionado a lo largo de los años desde la aparición del sistema Kineplex en los orígenes de OFDM, pudiéndose encontrar en la actualidad diversidad de sistemas de transmisión basados en este tipo de modulación.

2.3. Principios de OFDM

OFDM puede ser vista como un sistema de modulación o un sistema de multiplexación. Como su propio nombre indica, OFDM es un esquema de multiplexación por división de frecuencia pero que, a diferencia de FDM convencional, aprovecha la ortogonalidad entre las diferentes subportadoras para comprimir el espectro y hacerlo, por tanto, más eficiente.

La forma de conseguir la ortogonalidad entre subportadoras es generarlas de manera que el máximo de cada una de ellas se sitúe justo en los nulos de las adyacentes, tal y como puede verse en la Fig. 2.3. Además, el flujo de datos, que inicialmente se genera a un determinado régimen binario R_b , pasa de serie a paralelo asignándole a cada subportadora un flujo de datos a una velocidad N veces inferior, siendo N el número de subportadoras o tonos.

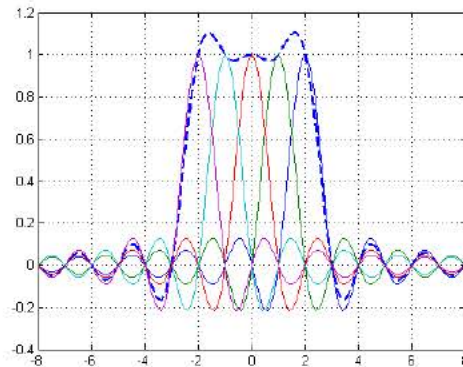


Figura 2.3: Representación espectral de un sistema OFDM básico.

Este concepto que en sus inicios se implementaba mediante bancos de moduladores para cada frecuencia pasó en los años 70 a ser realizado de una manera más eficiente haciendo uso de la transformación matemática conocida como FFT, la cual relaciona la representación temporal de una señal con su correspondiente representación espectral.

La división del espectro de la señal transmitida en subportadoras moduladas de manera independiente hace que este tipo de modulación sea especialmente robusta frente a canales selectivos en frecuencia al afectar cada desvanecimiento únicamente a los datos asignados a la correspondiente subportadora. La evolución del espectro de cada símbolo OFDM dividido en subportadoras a lo largo del tiempo hace que se genere una rejilla tiempo-frecuencia característica de este tipo de modulación.

Si durante el proceso de transmisión y recepción se conserva la ortogonalidad entre subportadoras, el proceso de igualación se simplifica considerablemente, comparado con la igualación para sistemas mono-portadora, al depender únicamente de la estimación de canal obtenida para cada subportadora.

Para garantizar la ortogonalidad y evitar la aparición de interferencias entre símbolos es necesario incluir un tiempo de guarda antes de cada símbolo OFDM, el cual en sus inicios no introducía ningún tipo señal. Posteriormente, se concluyó que la opción óptima consistía en que estuviera compuesto de una réplica de las últimas muestras de cada símbolo, por lo que pasó a denominarse prefijo cíclico.

El ancho de banda de las subportadoras es bajo comparado con el ancho de banda de

coherencia del canal, es decir, cada subportadora experimenta desvanecimiento casi plano, lo que permite una ecualización simple. Esto, a su vez, implica que el periodo de los sub-flujos sea largo comparado con la dispersión temporal del canal dispersivo en el tiempo.

Entre sus ventajas hay que destacar la robustez que presenta ante canales selectivos en frecuencia originados por multitrayecto, típico de las comunicaciones móviles. También es el caso del canal de HF debido a las múltiples reflexiones de la señal en las diferentes capas de la ionosfera. Otras de sus ventajas son la simplicidad en la igualación de canal, el incremento de la eficiencia espectral que posibilita mayor tasa binaria para un mismo ancho de banda, menor sensibilidad a errores temporales y su gran flexibilidad para adecuarse a diferentes tasas binarias.

Entre las desventajas se pueden destacar las dos siguientes. En primer lugar, la existencia de picos de potencia que dan lugar a la aparición de valores altos de la relación potencia de pico a potencia media (PAR). En segundo lugar, es destacable la pérdida de régimen binario debido a la necesaria utilización del prefijo cíclico.

- La PAR se debe a que la señal en el dominio del tiempo se obtiene mediante la IFFT dando lugar a una envolvente tipo Rayleigh con picos de señal relativos a la potencia media muy altos.

En cualquier caso la presencia de PAR se traduce a nivel práctico en que no se hace un uso efectivo de toda la potencia disponible de los amplificadores de radiofrecuencia, efecto que se ve compensado sobradamente por la mejora de prestaciones de un sistema de múltiples subportadoras ortogonales frente al mono-portadora.

- Superar la pérdida de régimen binario que supone la inserción del prefijo cíclico en cada uno de los símbolos OFDM es otro de los inconvenientes. Como esta parte del símbolo es una copia de las últimas L_{CP} muestras temporales de dicho símbolo y, además, el valor de L_{CP} debe ser al menos tan grande como la longitud del canal, es evidente la pérdida de régimen binario que ello implica. Un ejemplo claro lo podemos encontrar en los estándares LTE y DVB-T donde en función de las características del canal, puede ser necesario un prefijo cíclico de hasta 1/4 del periodo de símbolo. En el caso de HF, donde un canal muy desfavorable, véase Fig. 2.4, puede requerir compensar un retardo de señal del orden de milisegundos, la pérdida de régimen binario o ancho de banda es

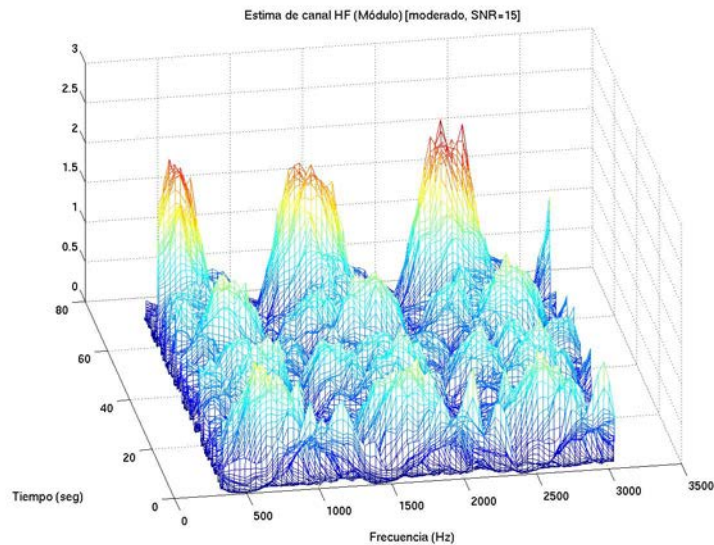


Figura 2.4: Representación espectral de un canal de HF.

también muy considerable. Por otro lado, en el estándar DRM [11] de radiodifusión hay varios modos de robustez definidos por una relación tiempo de símbolo (sin prefijo) a prefijo cíclico que va desde $1/9$ hasta $11/14$.

Otros inconvenientes de este esquema de modulación son la sensibilidad ante los desplazamientos de frecuencia y la sensibilidad ante el desplazamiento Doppler debido a la movilidad de transmisor y/o receptor. Respecto a la corrección de estos desajustes en frecuencia, existen en la actualidad algoritmos avanzados que permiten un adecuado funcionamiento de los receptores.

2.4. Prefijo cíclico

Para que un sistema OFDM funcione correctamente es necesario mantener la ortogonalidad entre subportadoras para que no aparezcan interferencias. Weinstein y Ebert [10] fueron los que propusieron el uso de una banda de guarda, sin datos, para suprimir las interferencias entre símbolos. Sin embargo, esta idea no suprime la interferencia entre portadoras. Fueron Peled y Ruiz [12] los que presentaron el prefijo cíclico tal y como lo conocemos, siendo una réplica de las últimas muestras de manera que se asegura la circularidad en la transformada

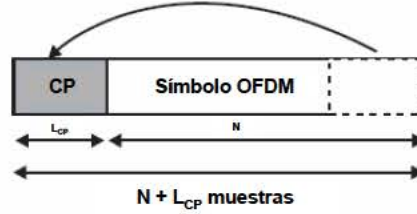


Figura 2.5: Representación del prefijo cíclico.

de Fourier y, por lo tanto, se evita la aparición de interferencias, tanto entre símbolos como entre portadoras. Para ello es necesario que la longitud de la réplica sea mayor que la longitud del canal sobre el que se transmite la señal OFDM.

Cuando se extiende el símbolo OFDM con L_{CP} muestras, el ancho de banda de la señal resultante es $(N + L_{CP})/T_s$ Hz siendo T_s en periodo de símbolo OFDM, mientras que sin la extensión sería N/T_s Hz. En este sentido, el prefijo cíclico desperdicia L_{CP}/T_s Hz de ancho de banda ya que no transporta información alguna y, por lo tanto, existe una pérdida de eficiencia espectral de $L_{CP}/(N + L_{CP})$. En [13] esta pérdida en eficiencia se traduce en forma de pérdida en la relación señal a ruido (*Signal-to-Noise Ratio*, SNR), ya que la energía utilizada en el prefijo cíclico se desperdicia pues éste es eliminado en recepción [14].

$$SNR_{loss} = -10 \log_{10} \left(1 - \frac{L_{CP}}{L_{CP} + N} \right) \quad (2.1)$$

Es sencillo deducir que cuanto menor sea L_{CP} menor será la pérdida de eficiencia espectral. La longitud del prefijo cíclico se suele elegir para que sea mayor que la máxima dispersión temporal, y menor que $N/5$ para no afectar mucho a la eficiencia del sistema. Esto puede ser interpretado aproximadamente como perder 1 dB de relación señal a ruido debido a la utilización del prefijo cíclico [15]. En general se suelen elegir valores de prefijo cíclico tales que la pérdida de eficiencia no sea superior al 10 % [16]. Este es el precio que hay que pagar por mantener la ortogonalidad de los sub-canales [14]. Sin embargo, como se ha indicado anteriormente, en los estándares actuales se llegan a dar casos en los que el prefijo cíclico puede llegar a ser $1/4$ de la longitud del símbolo, como es el caso de LTE [4] para ciertas condiciones del canal; esto se traduce en una pérdida del 25 % en la tasa binaria.

Debido al prefijo cíclico, la señal transmitida se convierte en periódica y el efecto de un canal multitrayecto dispersivo en el tiempo pasa a ser equivalente a una convolución circular, al descartar el prefijo cíclico en el receptor. Debido a las propiedades de la convolución circular, el efecto del canal se limita a una multiplicación punto-a-punto de los datos transmitidos (constelación) mediante el canal en el dominio de la frecuencia, o la transformada de Fourier de la respuesta al impulso del canal, es decir, las subportadoras permanecen ortogonales [17].

Del concepto básico de prefijo cíclico se desprende que la idea fundamental de esta Tesis, que está orientada a tratar de suprimir o eliminar el uso de esta réplica en cada uno de los símbolos de los que consta una trama OFDM, dotará a los sistemas basados en este tipo de modulación de una mayor capacidad al evitar repeticiones y utilizar todos los recursos disponibles. Esta alteración del concepto básico de la modulación OFDM, *i.e.*, la supresión del prefijo cíclico, tiene una serie de consecuencias negativas que se abordan en la presente Tesis. Por un lado, la aparición de dos tipos de interferencias, entre símbolos y entre portadoras y, por el otro, la necesidad de estimar correctamente aquellos parámetros necesarios para que la comunicación se produzca de manera correcta y que se vería degradada por la aparición de interferencias. Los parámetros que se analizarán en profundidad en la presente Tesis son el canal y el desplazamiento de frecuencia.

Del mismo modo, la supresión o eliminación del prefijo cíclico, dificulta la capacidad de interceptación de la señal OFDM. Aunque para este tipo de modulación tal y como está concebido en los estándares actuales la interceptación no es un concepto a tener en cuenta, sí que lo es para ciertos sistemas de comunicación militares. El hecho de utilizar un patrón repetitivo, como es el prefijo cíclico, hace que una señal OFDM sea fácilmente reconocida, lo que facilita la posibilidad de extraer información, mediante ciertas técnicas como puede ser una simple correlación de la señal [18].

También es importante recalcar que en determinados entornos se puede dar la situación de necesitar suprimir o atenuar aquellos efectos negativos que surgen de la supresión del prefijo cíclico pero que son debidos a efectos habituales en la comunicación y no a estrategias deliberadas como es su supresión intencionada. Uno de los trastornos que produce la supresión del prefijo cíclico, la aparición de varios tipos de interferencias, surge también si la comunicación entre transmisor y receptor se encuentra sometida a un canal con condiciones muy adversas, ya sea por dispersión o por efecto Doppler. En este caso, el hecho de poder manipular las

interferencias apropiadamente posibilita el establecimiento de comunicaciones en casos donde habitualmente no estaban concebidas.

2.5. Sistemas con múltiples antenas – MIMO

Según han ido avanzando los servicios ofrecidos por las redes de comunicaciones, ya sean por cable o inalámbricas, dichos servicios han ido demandando una mayor capacidad o régimen binario de los sistemas tales que redes relativamente modernas se han ido quedando desactualizadas en este aspecto. Una de las formas utilizadas para incrementar la capacidad de un sistema es mediante el uso de múltiples antenas, ya sea en el transmisor o en el receptor. De este concepto, y dependiendo de dónde se utilicen múltiples antenas, podemos distinguir sistemas de comunicaciones SISO (*Single Input Single Output*) con una única antena en transmisor y receptor, SIMO (*Single Input Multiple Output*) donde se emplean varias antenas en el receptor, MISO (*Multiple Input Single Output*) con múltiples antenas en el transmisor y, finalmente el tema que se estudia en esta Tesis, MIMO donde se utilizan múltiples antenas tanto en el transmisor como en el receptor.

Entre las ventajas que ofrece un sistema de comunicaciones MIMO se pueden destacar las siguientes:

- Incremento de la capacidad del sistema.
- Mayor eficiencia espectral.
- Mejora la fiabilidad del enlace.
- Incremento de la velocidad de transmisión.
- Facilita la cancelación de interferencias.

Al introducir múltiples antenas entre transmisor y receptor lo que ocurre es que la información se envía entre tantos canales de comunicaciones como combinaciones posibles haya, véase la Fig. 2.6 [19].

Además, hay que tener en cuenta que MIMO unido a OFDM facilita en gran medida la transmisión de información ya que en el receptor la etapa de igualación se simplifica enormemente.

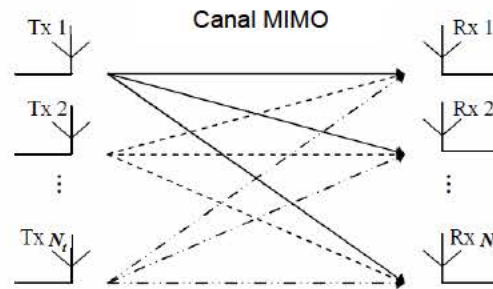


Figura 2.6: Representación de un esquema MIMO con N_t antenas en transmisión y N_r antenas en recepción.

Un sistema MIMO también es capaz de explotar eficazmente la diversidad espacial que representa, pudiendo transmitirse la misma información por las antenas o utilizando señales completamente diferentes para conseguir multiplicación espacial.

Una de las desventajas a destacar es que incrementa la complejidad del sistema, tanto computacionalmente como físicamente. De hecho, los requisitos físicos que requiere un sistema MIMO se cumplen con dificultad en terminales móviles, donde tanto el espacio como la duración de las baterías es limitado.

Sin embargo, debido a las ventajas que supone, se ha ido incluyendo en multitud de estándares de comunicaciones. La presente Tesis está orientada, por tanto, a sistemas MIMO-OFDM y, debido a que en las últimas versiones del estándar LTE [4] también existe la posibilidad de utilizar MIMO en el enlace descendente, parte del trabajo también está enfocado a este estándar en concreto.

2.6. Estimación de canal

No es el objeto de esta sección, ni de la siguiente enfocada a la estimación del desplazamiento de frecuencia, el de presentar de manera detallada los diferentes tipos de estimación de canal que existen. El objetivo es presentar brevemente aquellos estimadores de canal que se emplean habitualmente en los sistemas de comunicación, algunos de los cuales serán analizados con más detalle en los diferentes capítulos de la Tesis.

La estimación de canal se puede dividir en dos tipos principales: esquemas asistidos por datos (*Data Aided*, DA), *i.e.*, información conocida ya sean pilotos, cabeceras, secuencias

de entrenamiento, etc., y aquellos dirigidos por decisión (*Decision Directed*, DD), también conocidos como estimadores ciegos. Dentro de los primeros se engloban aquellos definidos como asistidos por pilotos (*Pilot Aided*, P/A). Hay que destacar que en la presente Tesis únicamente se ha hecho uso de los primeros en diferentes versiones [20].

La estimación DA emplea datos conocidos, normalmente referidos como información piloto, para obtener la información del canal. La información piloto consta de ciertos símbolos, o subportadoras dispersas, que son datos conocidos transmitidos en localizaciones predeterminadas de la rejilla tiempo-frecuencia. Por lo tanto, el transmisor envía dicha información piloto junto con la señal útil. Esta información piloto, con la que se realizará la estimación en el receptor, se puede insertar de diferentes maneras, ya sea una secuencia completa de entrenamiento con símbolos OFDM, tonos pilotos o símbolos pilotos dispersos. Haciendo uso de esta clasificación, se pueden definir estimadores adicionales variando la configuración de los tonos o símbolos pilotos en la rejilla tiempo-frecuencia [20].

Por otro lado, los métodos DD trabajan con decisiones previas o tentativas, y no requieren de ningún tipo de información insertada en el flujo de datos. Sin embargo, su mayor inconveniente es que sufren de propagación de errores.

Considerando los esquemas DA, una vez que se ha elegido la configuración de la información conocida para realizar la estimación en el receptor, existen diversos tipos de estimadores, en el dominio de la frecuencia o del tiempo, que permiten extraer la información del canal. Alguno de estos estimadores se utilizarán en los esquemas de recepción propuestos en la presente Tesis, y entre ellos podemos destacar el estimador de Máxima Verosimilitud (*Maximum Likelihood*, ML), estimador de Error Cuadrático Medio Mínimo (*Minimum Mean Squared Error*, MMSE), estimador de Mínimos Cuadrados (*Least Squares*, LS), y el estimador EM (*Expectation Maximization*).

Una vez extraída la información contenida en los pilotos, ya sean subportadoras o símbolos completos, puede ser necesario conocer la respuesta del canal en toda la rejilla tiempo-frecuencia, para lo que se utilizan diversos esquemas de interpolación en una o dos dimensiones y en el dominio del tiempo o de la frecuencia.

2.7. Estimación del desplazamiento de frecuencia

El desplazamiento de frecuencia es, desgraciadamente, un parámetro intrínseco a este tipo de modulación y es debido a diversos factores, como puede ser el desplazamiento Doppler o las discrepancias entre los osciladores locales de transmisor y receptor. La desventaja fundamental que aporta al sistema es la aparición de desplazamientos entre las subportadoras causando lo que se conoce como interferencias entre portadoras (*Inter Carrier Interference*, ICI).

La mayoría de los algoritmos de estimación de desplazamiento de frecuencia están basados en el criterio de Máxima Verosimilitud. La estimación del desplazamiento de frecuencia se hace habitualmente mediante un símbolo especialmente incluido en la estructura de trama y que se denomina preámbulo. Aunque también es posible utilizar tonos pilotos o algunas funciones de la señal recibida [21].

Existen estrategias de estimación basadas en la correlación de los símbolos preámbulo [22] o tonos piloto [23][24][25], correlación en el dominio del tiempo [26], otros esquemas basados en la extracción de un tono puro cuyo valor es exactamente igual al desplazamiento de frecuencia [27][28] o mediante la búsqueda de nulos en el espectro del símbolo preámbulo [29].

El algoritmo utilizado a lo largo de la Tesis está basado en el criterio de Máxima Verosimilitud y hace uso de un preámbulo introducido al comienzo de la trama a efectos de realizar estimación de canal y desplazamiento de frecuencia. La estimación se realiza de manera totalmente diferente a los esquemas enumerados anteriormente y se basa en un proceso de búsqueda, mediante el método de Newton [30], por toda la función de coste resultante de la función de Máxima Verosimilitud.

2.8. Modelado de canal

En el estudio de cualquier tipo de sistema de comunicaciones, es labor indispensable la de conocer el canal existente entre emisor y receptor y la de poder caracterizarlo de manera adecuada con el fin de poder evaluar los diferentes aspectos del sistema. A continuación se describen de manera somera las características principales de los canales de comunicaciones en sistemas OFDM.

- **Propagación.** En primer lugar, hay que considerar las pérdidas por propagación, básicamente las del espacio libre o efectos de sombra. Existen multitud de modelos calculados de manera empírica en los que, a través de ciertos parámetros, se determina la atenuación entre dos puntos. Dichos modelos también se clasifican en función del entorno en el que se desarrollen las comunicaciones, ya sea urbano o suburbano.
- **Multitrayecto.** Cuando la señal se propaga entre emisor y receptor ésta sufre rebotes y retardos de manera que al receptor llegan múltiples copias retardadas de la señal original y con diferentes amplitudes. La forma más habitual de incluir estos efectos es mediante el modelo de respuesta al impulso de canal denominado como *Tapped Delay Line* (TDL) cuya expresión es

$$h(t, \tau) = \sum_{p=0}^{L-1} h_p(t) \delta(\tau - \tau_p(t)),$$

donde L es el número de coeficientes del canal, o rebotes, $\tau_p(t)$ representa el retardo de cada trayecto y $h_p(t)$ son las amplitudes de los mismos. Se representa de forma temporal ya que puede tener valores discretos o ser una variable estocástica.

- **Desvanecimientos.** La relación entre la parte imaginaria y real de dicha variable estocástica define la distribución estadística que siguen los desvanecimientos de la señal en cada coeficiente. Es decir, cada retardo puede considerarse una variable diferente, pudiendo ser típicamente Rayleigh, Rice o simplemente Gauss en función de si hay una componente predominante o no.
- **Efecto Doppler.** Se debe a la movilidad entre transmisor y receptor y define la variabilidad de cada uno de los coeficientes del canal transformados al dominio de la frecuencia.
- **Diversidad Espacial.** Otro aspecto fundamental a la hora de evaluar el canal de comunicaciones en sistemas de múltiples antenas está enfocado a la diversidad espacial. Cuando se trabaja con varias antenas en uno de los extremos es necesario introducir nuevos parámetros relativos a la correlación que hay entre las diferentes antenas. De este modo, un canal que en principio se había considerado como incorrelado pasa a ser correlado. La definición concreta de este tipo de canales se encuentra en el Apéndice A.

2.9. Estado del arte en esquemas sin prefijo cíclico

Normalmente, la técnica de modulación OFDM hace uso del prefijo cíclico tal y como se ha definido en la sección 2.4, cuya longitud L_{CP} tiene que ser mayor que la longitud del canal L para asegurar un funcionamiento apropiado del sistema.

Sin embargo, como ya se ha indicado, este prefijo cíclico conlleva un decremento en la capacidad del sistema ya que consume recursos sin incorporar información adicional. Ésta es la razón por la que su supresión, que conduce a un incremento de la capacidad, está actualmente bajo análisis como es el caso en la presente Tesis. Por otro lado, el acceso a los servicios de comunicaciones independientemente de la localización y movilidad de los usuarios conduce a unas condiciones en las que el canal de comunicación pasa a tener una longitud mayor que la del prefijo cíclico en determinadas situaciones. Por lo tanto, en ambos casos el prefijo cíclico es insuficiente y no cumple las condiciones necesarias dando lugar al mismo tipo de perturbaciones. Además, en determinadas ocasiones la supresión del prefijo cíclico se lleva a cabo de manera intencionada para evitar la interceptación de la señal, vital en sistemas de comunicaciones militares.

Lo que un prefijo cíclico insuficiente conlleva es la aparición de interferencia entre símbolos (*Inter Symbol Interference*, ISI) e interferencia entre portadoras (ICI) [31][32], las cuales se deben mitigar o cancelar para conseguir tener un funcionamiento del sistema adecuado, es decir, similar al caso ideal de tener un prefijo cíclico de longitud suficiente. Esto ya se ha propuesto en la literatura, tanto en MIMO [33] como en SISO [32][34][35][36] donde se han introducido algunos algoritmos de cancelación de interferencias [34][35] o procedimientos de filtrado [32][36]. Sin embargo, estos trabajos normalmente consideran condiciones ideales para la estimación de parámetros que facilitan la mitigación de las interferencias en la parte de datos. Por ejemplo, en [34][35] el estimador de canal utilizado para cancelación iterativa de perturbaciones se obtiene para un caso donde el preámbulo siempre cumple la condición ideal de prefijo cíclico, es decir, $L_{CP} > L$. Por lo tanto, el escenario de prefijo cíclico insuficiente sólo se considera en la señal de datos y la cancelación de interferencias se realiza únicamente en dicha parte. La no consideración de un prefijo cíclico insuficiente en el preámbulo es habitual en los estándares actuales [37]. A pesar de ello, pueden seguir dándose las condiciones de tener un canal con un retardo muy amplio o la necesidad de reducir o suprimir voluntariamente el

prefijo cíclico para incrementar la capacidad, tanto en la parte de datos como en el preámbulo.

La aparición de ISI e ICI, debido a la supresión total o parcial del prefijo cíclico en el preámbulo, ha sido abordado en algunos trabajos [2][38][39] pero la forma en la que se utiliza la información de dicho preámbulo da lugar a estimadores que no son óptimos, que no convergen a la cota CRB y, por lo tanto, no permiten la implementación de un proceso de cancelación de interferencias efectivo en la parte de datos, debido principalmente a unas estimaciones de canal imprecisas. De hecho, en [2][38][39] se emplea una secuencia simétrica (*Symmetric Sequence*, SS) en el dominio del tiempo para el preámbulo, es decir, un símbolo OFDM con dos mitades iguales. Esta SS absorbe, casi en su totalidad, tanto la ISI como la ICI en su primera mitad, la cual se descarta, posibilitando la estimación de parámetros haciendo uso únicamente de la segunda de las mitades. Aunque simple, esta estrategia de estimación funciona relativamente bien pero las secuencias del preámbulo no proporcionan el mejor rango de adquisición para el desplazamiento de frecuencia, pues no lo tienen en cuenta. Además, ignora la información de la primera mitad, razón por la cual su rendimiento no se aproxima a la CRB correspondiente a un símbolo OFDM completo, es decir, el que contiene las dos mitades.

CAPÍTULO 3

ESTIMACIÓN CONJUNTA Y SECUENCIAS DE ENTRENAMIENTO

En este capítulo se presentan los estimadores de canal y desplazamiento de frecuencia que se utilizarán para realizar la cancelación de interferencias surgidas a raíz del uso de un prefijo cíclico menor que la longitud del canal. Además, se analizan diversos tipos de secuencias de entrenamiento que facilitan el proceso de cancelación de interferencias debido a sus características en el dominio del tiempo. Parte del análisis se centra en el rango de adquisición de cada una de estas secuencias en lo que se refiere al desplazamiento de frecuencia, ya que aquella que tenga mayor rango será la que mejor rendimiento proporcione a la estimación conjunta. El rendimiento de los estimadores de canal y de desplazamiento de frecuencia se ha evaluado a través de la CRB y el MSE. Asimismo, se presentan los efectos en la estimación de canal en el caso de que la estimación de desplazamiento de frecuencia sea imperfecta.

3.1. Introducción

Como ya se ha dicho anteriormente, los sistemas MIMO-OFDM normalmente incluyen un prefijo cíclico suficientemente largo que permite mantener la ortogonalidad entre subportadoras y así evitar la aparición de ISI e ICI. También es sabido que existen ciertos motivos por los que dicho prefijo cíclico puede ser suprimido o reducido, ya sea para incrementar la capacidad del sistema, por la existencia de canales muy dispersivos que dan lugar a un prefijo

cíclico insuficiente o por motivos de seguridad en sistemas militares [40].

Hay una amplia literatura relativa a la estimación de canal en sistemas MIMO-OFDM [41][42][43]. Sin embargo, en escenarios reales, estas estimaciones se verán corrompidas por el desplazamiento de frecuencia que reduce considerablemente el rendimiento del estimador de canal [44][45]. Esquemas de estimación conjunta de canal y desplazamiento de frecuencia se pueden encontrar en [46][47][30][48] para sistemas MIMO-OFDM. Sin embargo, todos estos trabajos utilizan algoritmos en los que el prefijo cíclico es siempre mayor que la longitud del canal, con lo que no hay aparición de ISI o ICI que perturbe la señal [31][49].

Como se indicó en la sección 2.9 existen diversos tipos de estrategias para abordar la supresión de un prefijo cíclico, tanto para SISO como para MIMO. Sin embargo, el problema de la estimación conjunta de canal y desplazamiento de frecuencia en sistemas MIMO-OFDM con prefijo cíclico insuficiente no ha sido abordado, a pesar de ser una situación habitual en escenarios reales. Por ello, se presenta en este capítulo dicha estimación conjunta y la evaluación de su rendimiento en términos de CRB y MSE, además de la evaluación de las secuencias utilizadas como preámbulo y el rango de adquisición en términos de desplazamiento de frecuencia.

3.2. Estimador conjunto de máxima verosimilitud

En esta sección se presenta el estimador conjunto de máxima verosimilitud ML, que se ha utilizado para estimar el canal y el desplazamiento de frecuencia. Para ello, se parte inicialmente de un esquema típico MIMO-OFDM $N_t \times N_r$, con N_t antenas transmisoras y N_r antenas receptoras. Los símbolos en el dominio de la frecuencia se convierten al dominio del tiempo utilizando la transformada discreta de Fourier inversa (IDFT) de orden N , siendo N el número de subportadoras. Si se considera un prefijo cíclico insuficiente, la señal recibida por la j -ésima antena, $j = 1, 2, \dots, N_r$, durante el ℓ -ésimo símbolo en el dominio del tiempo una vez que el prefijo cíclico ya ha sido extraído en el receptor, se puede representar como

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}_j(\ell) = \mathbf{C}_o(\varepsilon) & \left[\sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{F}_N \mathbf{H}_{ji} \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{x}}_i(\ell) + \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{F}_N \mathbf{H}_{ji}^{ISI} \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{x}}_i(\ell - 1) - \right. \\ & \left. - \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{F}_N \mathbf{H}_{ji}^{ICI} \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{x}}_i(\ell) \right] + \tilde{\mathbf{w}}_j(\ell), \end{aligned} \quad (3.1)$$

donde $\tilde{\mathbf{r}}_j(\ell)$ es un vector $N \times 1$ con la señal recibida en el dominio de la frecuencia; $\mathbf{C}_o(\varepsilon) = \text{diag} \{e^{(1,j)2\pi\varepsilon}, \dots, e^{(j,2\pi\varepsilon(N-1))}\}$ incluye el efecto del desplazamiento de frecuencia con ε definido como el desplazamiento de frecuencia normalizado por el espaciado entre subportadoras Δf ; \mathbf{F}_N es la matriz DFT de tamaño $N \times N$; \mathbf{H}_{ji} , con $i = 1, 2, \dots, N_t$, y $j = 1, 2, \dots, N_r$, es una matriz circulante $N \times N$ que contiene las respuestas al impulso del canal \mathbf{h}_{ji} de tamaño $L \times 1$ entre la i -ésima antena transmisora y la j -ésima antena receptora, donde L representa la longitud del canal y cada entrada (s, t) viene dada por $\mathbf{h}_{ij, \langle s-t \rangle_N}$, con $0 \leq s \leq N-1$, $0 \leq t \leq N-1$ y $\langle \cdot \rangle_N$ el operador módulo- N ; $\tilde{\mathbf{x}}_i(\ell)$ representa un vector $N \times 1$ con la señal transmitida en el dominio de la frecuencia desde la i -ésima antena; \mathbf{H}_{ji}^{ISI} y \mathbf{H}_{ji}^{ICI} son las contribuciones de ISI e ICI debidas a los símbolos anterior y posterior, $\tilde{\mathbf{x}}_i(\ell-1)$ y $\tilde{\mathbf{x}}_i(\ell)$, respectivamente; y $\tilde{\mathbf{w}}_j(\ell)$ es la componente gaussiana de ruido $N \times 1$ con media cero y varianza σ_n^2 para la j -ésima antena receptora durante el ℓ -ésimo símbolo en el dominio del tiempo.

El primer término dentro de los corchetes en (3.1) representa la señal deseada, mientras que el segundo y tercer término denotan la ISI e ICI, respectivamente. Hay que tener en cuenta que la ICI no se debe únicamente al desplazamiento de frecuencia sino también al efecto del prefijo cíclico insuficiente y a que la señal recibida en un sistema real también puede verse influenciada por otros efectos como la subportadora residual no deseada o el nivel de componente continua DC inherente en el chasis de tarjetas de banda base. Estos dos últimos efectos no han sido considerados en esta Tesis pero deberían tenerse en cuenta si se analizan aspectos de sincronización.

Si se considera que en el receptor, al trabajar con SS, se descarta la primera mitad del preámbulo, la cual absorbe toda la ISI y la mayor parte de la ICI, entonces la ecuación (3.1) se puede reescribir en el dominio del tiempo como

$$\mathbf{r}_j(\ell) = \mathbf{C}_o(\varepsilon) \left[\sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{H}_{ji} \mathbf{x}_i(\ell) \right] + \tilde{\mathbf{w}}_j(\ell), \quad (3.2)$$

siendo $\mathbf{r}_j(\ell) = \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{r}}_j(\ell)$ y $\mathbf{x}_i(\ell) = \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{x}}_i(\ell)$ dos vectores $N \times 1$ con las señales recibida y transmitida en el dominio del tiempo tras la IDFT, respectivamente.

Los resultados obtenidos por simulación, mostrados más adelante, demuestran que la aproximación considerada para simplificar esta expresión es completamente válida. En lo sucesivo, el índice temporal de símbolo ℓ será omitido por simplicidad.

La ecuación (3.2) se puede reescribir de forma compacta, agrupando todas las antenas

receptoras, como

$$\mathbf{r} = \mathbf{C}(\varepsilon)\mathbf{X}\mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (3.3)$$

donde \mathbf{r} es un vector $(NN_r) \times 1$ cuyo j -ésimo elemento \mathbf{r}_j , con $j = 1, 2, \dots, N_r$, es la señal recibida en la j -ésima antena dado por un vector columna de longitud N . $\mathbf{C}(\varepsilon)$ se define como

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C}_o(\varepsilon) & \mathbf{0}_{N \times N} & \cdots & \mathbf{0}_{N \times N} \\ \mathbf{0}_{N \times N} & \mathbf{C}_o(\varepsilon) & \ddots & \mathbf{0}_{N \times N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{N \times N} & \mathbf{0}_{N \times N} & \cdots & \mathbf{C}_o(\varepsilon) \end{bmatrix}, \quad (3.4)$$

el vector columna \mathbf{h} de longitud $(N_t N_r L)$ recoge todas las respuestas impulsivas del canal \mathbf{h}_{ji} y la matriz \mathbf{X} se construye de la siguiente manera

$$\begin{bmatrix} \mathbf{X}_1 & \mathbf{X}_2 & \cdots & \mathbf{X}_{N_t} & \mathbf{0}_{N \times L} & \mathbf{0}_{N \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{N \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{N \times L} & \mathbf{0}_{N \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{N \times L} \\ \mathbf{0}_{N \times L} & \mathbf{0}_{N \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{N \times L} & \mathbf{X}_1 & \mathbf{X}_2 & \cdots & \mathbf{X}_{N_t} & \cdots & \mathbf{0}_{N \times L} & \mathbf{0}_{N \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{N \times L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{N \times L} & \mathbf{0}_{N \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{N \times L} & \mathbf{0}_{N \times L} & \mathbf{0}_{N \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{N \times L} & \cdots & \mathbf{X}_1 & \mathbf{X}_2 & \cdots & \mathbf{X}_{N_t} \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

donde \mathbf{X}_i es una matriz circulante de dimensión $N \times L$ para el i -ésimo transmisor donde la entrada (s, t) está dada por $\mathbf{x}_{i, \langle s-t \rangle_N}$, con $0 \leq s \leq N-1$ y $0 \leq t \leq L-1$.

Para el estimador ML, una vez resuelta la función de verosimilitud

$$\mathbf{\Lambda}(\mathbf{r}|\mathbf{h}) = \frac{1}{(\pi\sigma_n^2)^N} \exp \left\{ -\frac{1}{\sigma_n^2} \left(|\mathbf{r} - \mathbf{C}(\varepsilon)\mathbf{X}\mathbf{h}|^H |\mathbf{r} - \mathbf{C}(\varepsilon)\mathbf{X}\mathbf{h}| \right) \right\}, \quad (3.6)$$

donde $|\cdot|$ representa el valor absoluto, la estimación ML del canal \mathbf{h} y desplazamiento de frecuencia ε están dadas por

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\varepsilon) \mathbf{r} = \mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\varepsilon) \mathbf{r} \quad (3.7)$$

y

$$J(\varepsilon) = \mathbf{r}^H \mathbf{C}(\varepsilon) \mathbf{X} (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\varepsilon) \mathbf{r} = \mathbf{r}^H \mathbf{C}(\varepsilon) \mathbf{P} \mathbf{C}^H(\varepsilon) \mathbf{r}, \quad (3.8)$$

con $\mathbf{A} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1}$ y $\mathbf{P} = \mathbf{X} (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H$. La estimación de ε utilizando la función de coste $J(\varepsilon)$ se puede resolver por el método de Newton [30] mediante

$$\varepsilon_{k_{n+1}} = \varepsilon_{k_n} - [\nabla^2 J(\varepsilon_{k_n})]^{-1} \nabla J(\varepsilon_{k_n}), \quad (3.9)$$

donde el subíndice k_n representa la k_n -ésima iteración, ∇ denota el operador gradiente y

$$\begin{aligned}\nabla J(\varepsilon_{k_n}) &= j2\pi\mathbf{r}^H\mathbf{C}(\varepsilon_{k_n})(\mathbf{BP} - \mathbf{PB})\mathbf{C}^H(\varepsilon_{k_n})\mathbf{r} = j2\pi\mathbf{r}^H\mathbf{C}(\varepsilon_{k_n})\mathbf{Q}\mathbf{C}^H(\varepsilon_{k_n})\mathbf{r}, \\ \nabla^2 J(\varepsilon_{k_n}) &= 4\pi^2\mathbf{r}^H\mathbf{C}(\varepsilon_{k_n})(2\mathbf{BPB} - \mathbf{PB}^2 - \mathbf{B}^2\mathbf{P})\mathbf{C}^H(\varepsilon_{k_n})\mathbf{r},\end{aligned}\quad (3.10)$$

siendo $\mathbf{B} = \text{diag}\{0, 1, \dots, N-1, \dots, 0, 1, \dots, N-1\}$ una matriz diagonal de tamaño $(N_r N) \times (N_r N)$ y $\mathbf{Q} = \mathbf{BP} - \mathbf{PB}$. Una vez que se obtiene el estimador de desplazamiento de frecuencia, la solución se incluye en (3.7) para obtener la estimación de canal.

3.3. Rango de adquisición del desplazamiento de frecuencia para secuencias de entrenamiento

Se considera que el preámbulo, que consta de un símbolo OFDM completo, se construye con una Secuencia Simétrica (SS) en el dominio del tiempo, tal y como ocurre en alguno de los actuales estándares y propuestas [50]. Las secuencias simétricas se obtienen transmitiendo la secuencia piloto en las subportadoras pares y asignando valores nulos a las subportadoras impares. Esto hace que el símbolo generado en el dominio del tiempo conste de dos mitades iguales. El modo habitual de explotar esta periodicidad de longitud $N/2$ de las secuencias simétricas para eliminar los efectos de utilizar un prefijo cíclico insuficiente consiste en descartar en el receptor la primera mitad de dicha SS, aquella que se ve afectada por ISI e ICI, y utilizar únicamente la segunda mitad para los propósitos de estimación conjunta de canal y desplazamiento de frecuencia, siempre considerando que el canal tiene una longitud $L < N/2$.

El análisis de las diferentes formas de utilizar estas secuencias se examinarán más adelante en la sección 3.5, donde se presentarán los resultados de las simulaciones realizadas para evaluar el comportamiento de los estimadores de desplazamiento de frecuencia y de canal.

En esta Tesis se propone el uso de un preámbulo construido con SS en el dominio de la frecuencia albergando las secuencias comúnmente conocidas como PN (*Pseudo Noise*); dichas secuencias se denominarán en lo sucesivo PNSS (*Pseudo Noise Symmetric Sequence*). Con estas secuencias se incrementa el rango de adquisición del desplazamiento de frecuencia, como se demuestra más adelante en esta sección. Utilizando este tipo de secuencias se consigue que las antenas transmisoras empleen secuencias PN totalmente diferentes entre antenas, lo cual es absolutamente necesario para obtener un rendimiento óptimo en un sistema con múltiples

antenas. La expresión de estas secuencias propuestas para la i -ésima antena está dada por

$$\tilde{\mathbf{x}}_i = \begin{cases} \alpha e^{j c_i^s} & s \in \text{par} \quad s = 0, \dots, N-1 \\ 0, & s \in \text{impar} \quad i = 1, 2, \dots, N_t \end{cases} \quad (3.11)$$

donde α es una amplitud constante y c_i^s es el s -ésimo elemento de la secuencia PN de longitud N que aleatoriamente modula la fase de la señal para las subportadoras pares, siendo s el índice de subportadora.

Para obtener el periodo de la función de coste $J(\varepsilon)$ introducida en (3.8), la cual nos da el rango de adquisición del desplazamiento de frecuencia, es necesario analizar la estructura de la matriz \mathbf{P} . De aquí en adelante, para facilitar los cálculos analíticos, el número de antenas se fijará a dos, pero la extensión a un número mayor de antenas es directa. En este caso, la matriz \mathbf{P} viene dada por

$$\mathbf{P} = \mathbf{X} (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H = \mathbf{X} \mathbf{A} \mathbf{X}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_o & \mathbf{0}_{N \times N} \\ \mathbf{0}_{N \times N} & \mathbf{P}_o \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

la cual es Hermítica de tamaño $2N \times 2N$ y debido a la definición de \mathbf{X} , se construye mediante la matriz \mathbf{P}_o de dimensiones $N \times N$ cuyos elementos cumplen la condición $P_{m,n} \neq 0$, con $m, n = 0, \dots, N-1$. Consecuentemente, la expresión (3.8) se puede transformar en

$$\begin{aligned} J(\varepsilon) &= \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 \\ \mathbf{r}_2 \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \mathbf{C}_o(\varepsilon) \mathbf{0}_{N \times N} \\ \mathbf{0}_{N \times N} \mathbf{C}_o(\varepsilon) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{P}_o & \mathbf{0}_{N \times N} \\ \mathbf{0}_{N \times N} & \mathbf{P}_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_o^H(\varepsilon) \mathbf{0}_{N \times N} \\ \mathbf{0}_{N \times N} \mathbf{C}_o^H(\varepsilon) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{r}_1 \\ \mathbf{r}_2 \end{bmatrix} = \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{r}_1^*(m) \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{r}_1(n) P_{m,n} e^{j2\pi\varepsilon(n-m)} + \\ &+ \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{r}_2^*(m) \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{r}_2(n) P_{m,n} e^{j2\pi\varepsilon(n-m)} \end{aligned} \quad (3.13)$$

demostrando que el periodo de $J(\varepsilon)$ depende de la estructura particular de \mathbf{P}_o , independientemente de la secuencia utilizada en el preámbulo.

Para las secuencias PNSS propuestas no hay ningún tipo de patrón repetitivo entre las secuencias asignadas a cada una de las antenas transmisoras y, por lo tanto, todos los elementos de la matriz \mathbf{P}_o tienen valores no nulos. Como en (3.13) el argumento de las exponenciales es un número entero $(n-m)$ de $2\pi\varepsilon$, se concluye que el periodo de $J(\varepsilon)$ en el caso de las secuencias propuestas PNSS está dentro del rango $\varepsilon = [0, 1]$ o, equivalentemente, $\varepsilon = [-0.5, 0.5]$.

En [39], se propone un tipo particular de secuencia simétrica, que se denominará en lo sucesivo como Circularly-shifted SS (CSS),

$$\tilde{\mathbf{x}}_i = \begin{cases} \beta e^{j2\pi((s+i\lfloor N/N_t \rfloor)/2)^2/N} & s \in \text{par} \quad s = 0, \dots, N-1 \\ 0, & s \in \text{impar} \quad i = 1, 2, \dots, N_t \end{cases} \quad (3.14)$$

donde $\tilde{\mathbf{x}}_i$ es el vector columna de longitud N con la señal transmitida en el dominio de la frecuencia en la i -ésima antena, $\lfloor \cdot \rfloor$ representa la parte entera y β define una amplitud constante. Para dos antenas transmisoras, estas secuencias tienen un desplazamiento circular de periodo $N/4$ en el dominio del tiempo entre diferentes antenas transmisoras. La Fig. 3.1 muestra un diagrama de bloques con una representación de las dos secuencias consideradas, la PNSS propuesta y la CSS. Se puede observar que para la secuencia PNSS las dos antenas transmisoras emplean secuencias preámbulo totalmente diferentes, mientras que la CSS muestra un desplazamiento entre las antenas. La propia definición de CSS conlleva una configuración

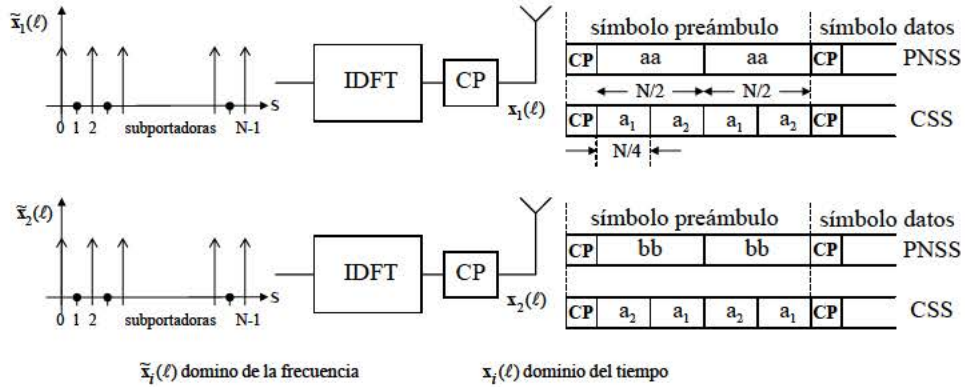


Figura 3.1: Diagrama de bloques con símbolos preámbulo en el dominio de la frecuencia y el tiempo,

$\tilde{\mathbf{x}}_i(\ell)$ y $\mathbf{x}_i(\ell)$, respectivamente, para un sistema MIMO 2×2 .

particular de \mathbf{P}_o ya que cualquier elemento $P_{m,n}$ con $|m-n|$ impar tiene un valor nulo. Como \mathbf{P}_o es Hermitica entonces, $P_{m,n} = P_{n,m}^*$ para $n \neq m$. Considerando

$$\mathbf{r}_j^*(m) \mathbf{r}_j(n) P_{m,n} e^{j2\pi\epsilon(n-m)} = \left(\mathbf{r}_j^*(n) \mathbf{r}_j(m) P_{n,m} e^{j2\pi\epsilon(m-n)} \right)^*, \quad m \neq n, \quad j = 1, 2,$$

y el hecho de que estos dos términos estén incluidos en los dos sumatorios de (3.13), entonces $J(\epsilon)$ se puede reducir a una expresión similar a la forma compleja de una serie de Fourier [51]

$$J(\epsilon) = c_o + \sum_{q=-\infty}^{\infty} (c_q e^{jq4\pi\epsilon} + c_{-q} e^{-jq4\pi\epsilon}), \quad (3.15)$$

donde el valor $2\pi\varepsilon$ ha sido sustituido por $4\pi\varepsilon$ debido a que en (3.13) únicamente existen aquellos términos con un valor par de $(n - m)$. Entonces, el primer término está dado por

$$c_o = \sum_{m=0}^{N-1} P_{m,m} |\mathbf{r}_1(m)|^2 + \sum_{m=0}^{N-1} P_{m,m} |\mathbf{r}_2(m)|^2.$$

Por otro lado, c_q y c_{-q} son los coeficientes resultantes de la evaluación de la siguiente expresión

$$\sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{r}_1^*(m) \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{r}_1(n) P_{m,n} + \sum_{m=0}^{N-1} \mathbf{r}_2^*(m) \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{r}_2(n) P_{m,n}, \quad (3.16)$$

donde c_q se obtiene evaluando (3.16) para $(n - m) = 2q$ y c_{-q} se obtiene de forma análoga mediante la evaluación de (3.16) para $(n - m) = -2q$. Consecuentemente, considerando (3.15), el periodo de $J(\varepsilon)$ en el caso de CSS está limitado a $\varepsilon = [0, 0.5]$ o, equivalentemente, $\varepsilon = [-0.25, 0.25]$.

Este análisis teórico demuestra por qué las secuencias PNSS propuestas muestran un máximo de la función de coste en el rango $\varepsilon = [-0.5, 0.5]$ mientras que CSS muestran dos máximos debido al desplazamiento circular entre las antenas transmisoras. Por ello, el desplazamiento de frecuencia en CSS da ocasionalmente valores ambiguos de $\varepsilon \pm 0.5$.

3.4. Análisis de la estimación

El análisis de la estimación ha sido evaluado mediante la CRB (sección 3.4.1) y las expresiones teóricas del MSE (sección 3.4.2), ambos para las estimaciones de canal y desplazamiento de frecuencia. Además, las expresiones analíticas para el MSE de la estimación de canal han sido calculadas teniendo en cuenta que se ha obtenido una estimación imprecisa de desplazamiento de frecuencia (sección 3.4.3).

3.4.1. Cota de Cramér-Rao

Las expresiones para la CRB [30] surgen de la construcción de lo que se denomina *Fisher Information Matrix* (FIM). Esta matriz se obtiene calculando la derivada de la función de verosimilitud (3.6) de los datos recibidos con respecto al vector $\boldsymbol{\theta} = [\text{Re}(\mathbf{h})^T \text{Im}(\mathbf{h})^T \varepsilon]$. Las dimensiones de este vector son $(2N_t N_r L + 1) \times 1$ ya que incluye todos los parámetros que se van a estimar, *i.e.*, el desplazamiento de frecuencia y las partes real e imaginaria de todos los

coeficientes del canal. El vector \mathbf{CRB} establece un límite en la varianza de cada elemento. La u -ésima componente de \mathbf{CRB} se encuentra como el $[u, u]$ elemento de la inversa de la FIM o

$$\text{var}\{\theta_u\} \geq [\mathbf{FIM}^{-1}\{\boldsymbol{\theta}\}]_{uu} = \mathbf{CRB}\{\theta_u\} \quad (3.17)$$

donde la matriz \mathbf{FIM} está definida por

$$[\mathbf{FIM}\{\boldsymbol{\theta}\}]_{uv} = -\mathbb{E}\left\{\frac{\partial^2 \ln \Lambda(\mathbf{r}|\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_u \partial \theta_v}\right\}, \quad (3.18)$$

siendo $\Lambda(\mathbf{r}|\boldsymbol{\theta})$ la función de verosimilitud definida en (3.6), $\boldsymbol{\theta}$ el vector de parámetros especificado más arriba, $\mathbb{E}\{\cdot\}$ representa la esperanza matemática y $u, v = 1, 2, 3$ los índices de los parámetros para calcular las derivadas parciales, *i.e.*, con respecto a $\text{Re}(\mathbf{h})$, $\text{Im}(\mathbf{h})$ y ε .

Para calcular la FIM, se necesita tener en cuenta de (3.3) la igualdad $\mathbf{w} = \mathbf{r} - \mathbf{C}(\varepsilon)\mathbf{X}\mathbf{h}$ y que la matriz de covarianza de ruido \mathbf{w} es $\sigma_n^2 \mathbf{I}_N$.

Consecuentemente, las derivadas de la función de verosimilitud logarítmica (3.18) con respecto a los componentes del vector de parámetros $\boldsymbol{\theta}$ a estimar están dados por

$$\begin{aligned} \frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \text{Re}(\mathbf{h})} &= \frac{2}{\sigma_n^2} \text{Re}(\mathbf{X}^H \mathbf{C}(\varepsilon)^H \mathbf{w}) \\ \frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \text{Im}(\mathbf{h})} &= \frac{2}{\sigma_n^2} \text{Im}(\mathbf{X}^H \mathbf{C}(\varepsilon)^H \mathbf{w}) \\ \frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \varepsilon} &= \frac{4\pi}{\sigma_n^2} \text{Im}(\mathbf{h}^H \mathbf{X}^H \mathbf{B} \mathbf{C}(\varepsilon) \mathbf{w}) \end{aligned} \quad (3.19)$$

con \mathbf{B} tal y como se definió en (3.10). Por lo tanto, los elementos de la FIM son

$$\begin{aligned} \mathbf{FIM}_{1,1} &= \mathbb{E}\left\{\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \text{Re}(\mathbf{h})} \left(\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \text{Re}(\mathbf{h})}\right)^T\right\} = \frac{2}{\sigma_n^2} \text{Re}(\mathbf{X}^H \mathbf{X}) \\ \mathbf{FIM}_{1,2} &= \mathbb{E}\left\{\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \text{Re}(\mathbf{h})} \left(\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \text{Im}(\mathbf{h})}\right)^T\right\} = -\frac{2}{\sigma_n^2} \text{Im}(\mathbf{X}^H \mathbf{X}) \\ \mathbf{FIM}_{1,3} &= \mathbb{E}\left\{\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \text{Re}(\mathbf{h})} \left(\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \varepsilon}\right)^T\right\} = -\frac{4\pi}{\sigma_n^2} \text{Im}(\mathbf{X}^H \mathbf{B} \mathbf{X} \mathbf{h}) \\ \mathbf{FIM}_{2,1} &= \mathbb{E}\left\{\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \text{Im}(\mathbf{h})} \left(\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \text{Re}(\mathbf{h})}\right)^T\right\} = \frac{2}{\sigma_n^2} \text{Im}(\mathbf{X}^H \mathbf{X}) \\ \mathbf{FIM}_{2,2} &= \mathbb{E}\left\{\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \text{Im}(\mathbf{h})} \left(\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \text{Im}(\mathbf{h})}\right)^T\right\} = \frac{2}{\sigma_n^2} \text{Re}(\mathbf{X}^H \mathbf{X}) \\ \mathbf{FIM}_{2,3} &= \mathbb{E}\left\{\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \text{Im}(\mathbf{h})} \left(\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \varepsilon}\right)^T\right\} = \frac{4\pi}{\sigma_n^2} \text{Re}(\mathbf{X}^H \mathbf{B} \mathbf{X} \mathbf{h}) \\ \mathbf{FIM}_{3,1} &= \mathbb{E}\left\{\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \text{Re}(\varepsilon)} \left(\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \text{Re}(\mathbf{h})}\right)^T\right\} = \frac{4\pi}{\sigma_n^2} \text{Im}(\mathbf{h}^H \mathbf{X}^H \mathbf{B} \mathbf{X}) \\ \mathbf{FIM}_{3,2} &= \mathbb{E}\left\{\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \text{Re}(\varepsilon)} \left(\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \text{Im}(\mathbf{h})}\right)^T\right\} = \frac{4\pi}{\sigma_n^2} \text{Re}(\mathbf{h}^H \mathbf{X}^H \mathbf{B} \mathbf{X}) \\ \mathbf{FIM}_{3,3} &= \mathbb{E}\left\{\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \varepsilon} \left(\frac{\partial \ln \Lambda}{\partial \varepsilon}\right)^T\right\} = \frac{8\pi^2}{\sigma_n^2} \text{Re}(\mathbf{h}^H \mathbf{X}^H \mathbf{B}^2 \mathbf{X} \mathbf{h}) \end{aligned} \quad (3.20)$$

dando lugar a la matriz FIM

$$\mathbf{FIM} = \frac{2}{\sigma_n^2} \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{X}^H \mathbf{X}) & -\text{Im}(\mathbf{X}^H \mathbf{X}) & -2\pi \text{Im}(\mathbf{X}^H \mathbf{B} \mathbf{X} \mathbf{h}) \\ \text{Im}(\mathbf{X}^H \mathbf{X}) & \text{Re}(\mathbf{X}^H \mathbf{X}) & 2\pi \text{Re}(\mathbf{X}^H \mathbf{B} \mathbf{X} \mathbf{h}) \\ 2\pi \text{Im}(\mathbf{h}^H \mathbf{X}^H \mathbf{B} \mathbf{X}) & 2\pi \text{Re}(\mathbf{h}^H \mathbf{X}^H \mathbf{B} \mathbf{X}) & 4\pi^2 \text{Re}(\mathbf{h}^H \mathbf{X}^H \mathbf{B}^2 \mathbf{X} \mathbf{h}) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

de dimensiones $(2N_t N_r L + 1) \times (2N_t N_r L + 1)$.

Utilizando (3.17) se puede obtener la CRB de un parámetro independiente estimado e incluido en el vector de parámetros $\boldsymbol{\theta}$. Consecuentemente, extrayendo la diagonal de la matriz FIM inversa, $\mathbf{FIM}^{-1}(\boldsymbol{\theta})$, se obtiene el vector **CRB** con los límites de los $2N_t N_r L + 1$ parámetros. El último elemento del vector **CRB**($\boldsymbol{\theta}$) es el límite de la varianza del desplazamiento de frecuencia, mientras que el resto de los elementos se corresponden con los coeficientes del canal, partes real e imaginaria.

Debido al alto número de parámetros independientes del canal, su evaluación debería hacerse individualmente, *i.e.*, en el caso de dos antenas transmisoras y receptoras, se necesitarían $8L$ evaluaciones individuales. Sin embargo, la evaluación se llevará a cabo utilizando el promedio dado por

$$\mathbf{CRB}\{\mathbf{h}\} = \mathbb{E} \left\{ \sum_{i=1}^{4L} \mathbf{CRB}\{\theta_i\} + \sum_{i=4L+1}^{8L} \mathbf{CRB}\{\theta_i\} \right\}. \quad (3.22)$$

Y, tal y como se indica más arriba, la CRB del desplazamiento de frecuencia se calcula según

$$\mathbf{CRB}\{\varepsilon\} = \mathbf{CRB}\{8L + 1\}. \quad (3.23)$$

3.4.2. Error cuadrático medio

De acuerdo con [52], la media y la varianza de la estimación de desplazamiento de frecuencia puede calcularse tomando las derivadas de la función de coste (3.8), cuyas primeras y segundas derivadas están dadas en (3.10). La esperanza matemática y el error cuadrático medio (MSE) del estimador ML en el intervalo de valores altos de SNR se pueden aproximar como

$$\mathbb{E}\{\hat{\varepsilon}\} \cong \varepsilon - \frac{\mathbb{E}\{\nabla J(\varepsilon)\}}{\mathbb{E}\{\nabla^2 J(\varepsilon)\}} \quad (3.24)$$

$$\text{MSE}\{\hat{\varepsilon}\} = \text{var}\{\hat{\varepsilon}\} \cong \frac{\mathbb{E}\{[\nabla J(\varepsilon)]^2\}}{[\mathbb{E}\{\nabla^2 J(\varepsilon)\}]^2}. \quad (3.25)$$

Teniendo en cuenta que $\mathbf{h}^H \mathbf{X}^H (\mathbf{B}\mathbf{P} - \mathbf{P}\mathbf{B}) \mathbf{X} \mathbf{h} = \mathbf{h}^H \mathbf{X}^H \mathbf{Q} \mathbf{X} \mathbf{h} = 0$, si se sustituye (3.3) en (3.10) da lugar a

$$\begin{aligned} \nabla J(\varepsilon) &= j2\pi [\mathbf{h}^H \mathbf{X}^H \mathbf{Q} \mathbf{C}^H(\varepsilon) \mathbf{w} + \\ &+ (\mathbf{C}^H(\varepsilon) \mathbf{w})^H \mathbf{Q} \mathbf{X} \mathbf{h} + (\mathbf{C}^H(\varepsilon) \mathbf{w})^H \mathbf{Q} \mathbf{C}^H(\varepsilon) \mathbf{w}]. \end{aligned} \quad (3.26)$$

Los dos primeros términos tienen media nula y considerando que la matriz de covarianza de ruido \mathbf{w} es $\sigma_n^2 \mathbf{I}_N$ y que $E\{\mathbf{w}(\ell)\mathbf{w}^T(\ell)\} = 0$, se demuestra fácilmente que el tercer término tiene también media nula y, consecuentemente, $E\{\nabla J(\varepsilon)\} = 0$. Este resultado incluido en (3.24) da lugar a un estimador de desplazamiento de frecuencia insesgado, *i.e.*, $E\{\hat{\varepsilon}\} = \varepsilon$.

Para el cálculo de la varianza de $\hat{\varepsilon}$, partiendo de (3.25) es necesario calcular las expresiones $E\{\nabla^2 J(\varepsilon)\}$ y $E\{[\nabla J(\varepsilon)]^2\}$. Teniendo en cuenta las consideraciones previas para el cálculo de la esperanza matemática se puede concluir que

$$\begin{aligned} E\{\nabla^2 J(\varepsilon)\} &= 4\pi^2 \mathbf{h}^H \mathbf{X}^H (2\mathbf{B}\mathbf{P}\mathbf{B} - \mathbf{P}\mathbf{B}^2 - \mathbf{B}^2\mathbf{P}) \mathbf{X}\mathbf{h} = \\ &= 2\mathbf{y}^H (\mathbf{P} - \mathbf{I}_N) \mathbf{y} \end{aligned} \quad (3.27)$$

y

$$\begin{aligned} E\{[\nabla J(\varepsilon)]^2\} &= -4\pi^2 E\{2\mathbf{h}^H \mathbf{X}^H \mathbf{Q} \mathbf{C}^H(\varepsilon) \mathbf{w} (\mathbf{C}^H(\varepsilon) \mathbf{w})^H \mathbf{Q} \mathbf{X}\mathbf{h} + \\ &\quad + [(\mathbf{C}^H(\varepsilon) \mathbf{w})^H \mathbf{Q} \mathbf{C}^H(\varepsilon) \mathbf{w}]^2\} = -2\sigma_n^2 \mathbf{y}^H (\mathbf{P} - \mathbf{I}_N) \mathbf{y}, \end{aligned} \quad (3.28)$$

donde $\mathbf{y} = 2\pi \mathbf{B}\mathbf{X}\mathbf{h}$ es un vector N -dimensional.

Finalmente, sustituyendo (3.27) y (3.28) en (3.25) se obtiene el resultado

$$\text{MSE}\{\hat{\varepsilon}\} = \text{var}\{\hat{\varepsilon}\} \cong \frac{\sigma_n^2}{2\mathbf{y}^H (\mathbf{I}_N - \mathbf{P}) \mathbf{y}}. \quad (3.29)$$

Por otro lado, el MSE de la estimación de canal, $\hat{\mathbf{h}}$, se calcula según

$$\text{MSE}\{\hat{\mathbf{h}}\} = \frac{1}{N_t N_r L} E\left\{(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h})^H (\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h})\right\}. \quad (3.30)$$

Sustituyendo (3.3) en (3.7) y considerando una estimación perfecta de desplazamiento de frecuencia de modo que $\mathbf{C}(\hat{\varepsilon}) = \mathbf{C}(\varepsilon)$ se obtiene

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{h} + (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{C}(\hat{\varepsilon}) \mathbf{w}$$

que incluido en (3.30) da

$$\begin{aligned} \text{MSE}\{\hat{\mathbf{h}}\} &= \frac{1}{N_t N_r L} E\{\mathbf{w}^H \mathbf{C}(\hat{\varepsilon}) \mathbf{X} \mathbf{A}^H \mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\hat{\varepsilon}) \mathbf{w}\} = \\ &= \frac{1}{N_t N_r L} \text{tr}\left\{\sigma_n^2 \mathbf{X} \mathbf{A}^H \mathbf{A} \mathbf{X}^H\right\} = \\ &= \frac{\sigma_n^2}{N_t N_r L} \text{tr}\left\{(\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1}\right\} = \frac{\sigma_n^2}{N_t N_r L} \text{tr}\{\mathbf{A}\}, \end{aligned}$$

donde $\text{tr}\{\cdot\}$ denota la traza.

3.4.3. MSE del estimador de canal en presencia de error de desplazamiento de frecuencia

En [53], los autores obtienen analíticamente el rendimiento del Error Cuadrático Medio Mínimo Lineal (*Linear Minimum Mean Squared Error*, LMMSE) del estimador de canal cuando éste se ve afectado por un error en la estimación del desplazamiento de frecuencia. El estimador LMMSE del canal se define por

$$\hat{\mathbf{h}} = [\mathbf{X}^H \mathbf{X} + \sigma_n^2 \mathbf{R}_h^{-1}]^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\hat{\varepsilon}) \mathbf{r}, \quad (3.31)$$

donde \mathbf{R}_h es la matriz de correlación del canal de tamaño $(N_t N_r L) \times (N_t N_r L)$ desarrollado en el Apéndice A. El estimador LMMSE de canal requiere el conocimiento de los estadísticos del canal y la varianza de ruido a diferencia del estimador ML de canal dado por (3.7), y reproducido aquí para facilitar la referencia,

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\hat{\varepsilon}) \mathbf{r} = \mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\hat{\varepsilon}) \mathbf{r}. \quad (3.32)$$

Sin embargo, como en el presente caso el estimador ML no hace uso de estos estadísticos, la expresión para el estimador de canal afectado por el error en la estimación de desplazamiento de frecuencia cambia de la siguiente forma. Sustituyendo (3.3) en el estimador ML (3.32), se obtiene

$$\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\hat{\varepsilon}) \mathbf{C}(\varepsilon) \mathbf{X} \mathbf{h} + \mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\hat{\varepsilon}) \mathbf{w}. \quad (3.33)$$

Para calcular el MSE de la estima del canal para este caso de un estimador imperfecto de desplazamiento de frecuencia, la ecuación (3.33) se incluye en los dos factores de la esperanza matemática en (3.30) dando lugar a

$$\begin{aligned} (\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}) &= \mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\hat{\varepsilon}) \mathbf{C}(\varepsilon) \mathbf{X} \mathbf{h} + \mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\hat{\varepsilon}) \mathbf{w} - \mathbf{h} = \\ &= [\mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}(\varepsilon - \hat{\varepsilon}) \mathbf{X} - \mathbf{I}_{N_t N_r L}] \mathbf{h} + \mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\hat{\varepsilon}) \mathbf{w}, \\ (\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h})^H &= [\mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\hat{\varepsilon}) \mathbf{C}(\varepsilon) \mathbf{X} \mathbf{h}]^H + [\mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\hat{\varepsilon}) \mathbf{w}]^H - \mathbf{h}^H = \\ &= \mathbf{h}^H [\mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\varepsilon - \hat{\varepsilon}) \mathbf{X} \mathbf{A}^H - \mathbf{I}_{N_t N_r L}] + \mathbf{w}^H \mathbf{C}(\hat{\varepsilon}) \mathbf{X} \mathbf{A}^H. \end{aligned}$$

Sustituyendo estas dos expresiones en (3.30) se obtiene¹

$$\begin{aligned} \text{MSE}\{\hat{\mathbf{h}}\} &= \frac{1}{N_t N_r L} \mathbb{E} \left\{ \left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h} \right)^H \left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h} \right) \right\} = \\ &= \frac{1}{N_t N_r L} \mathbb{E} \left\{ \mathbf{h}^H \left[\mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\varepsilon - \hat{\varepsilon}) \mathbf{X} \mathbf{A}^H - \mathbf{I}_{N_t N_r L} \right] \right. \\ &\quad \left. \left[\mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}(\varepsilon - \hat{\varepsilon}) \mathbf{X} - \mathbf{I}_{N_t N_r L} \right] \mathbf{h} + \mathbf{w}^H \mathbf{C}(\hat{\varepsilon}) \mathbf{X} \mathbf{A}^H \mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\hat{\varepsilon}) \mathbf{w} \right\}. \end{aligned}$$

Por lo tanto, la expresión resultante para $\text{MSE}\{\hat{\mathbf{h}}\}$ sería²

$$\begin{aligned} \text{MSE}\{\hat{\mathbf{h}}\} &= \frac{1}{N_t N_r L} \mathbb{E} \left\{ \left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h} \right)^H \left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h} \right) \right\} = \\ &= \frac{1}{N_t N_r L} \text{tr} \left\{ \left[\mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\varepsilon - \hat{\varepsilon}) \mathbf{X} \mathbf{A}^H - \mathbf{I}_{N_t N_r L} \right] \right. \\ &\quad \left. \left[\mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}(\varepsilon - \hat{\varepsilon}) \mathbf{X} - \mathbf{I}_{N_t N_r L} \right] \mathbf{R}_h + \sigma_n^2 \mathbf{C}(\hat{\varepsilon}) \mathbf{X} \mathbf{A}^H \mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\hat{\varepsilon}) \right\} = \\ &= \frac{1}{N_t N_r L} \text{tr} \left\{ \left[\mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\varepsilon - \hat{\varepsilon}) \mathbf{X} \mathbf{A}^H - \mathbf{I}_{N_t N_r L} \right] \right. \\ &\quad \left. \left[\mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}(\varepsilon - \hat{\varepsilon}) \mathbf{X} - \mathbf{I}_{M_t M_r L} \right] \mathbf{I}_{N_t N_r L} + \sigma_n^2 \mathbf{X} \mathbf{A}^H \mathbf{A} \mathbf{X}^H \right\}, \end{aligned}$$

ya que en este caso se tiene un modelo de canal incorrelado $\mathbf{R}_h = \mathbf{I}_{N_t N_r L}$ y $\mathbf{C}(\varepsilon) \mathbf{C}^H(\varepsilon) = \mathbf{I}_N$.

Esta expresión representa el MSE del estimador de canal cuando la estimación de desplazamiento de frecuencia no converge a su correspondiente CRB, *i.e.*, cuando el tratamiento de la secuencia SS, descartando la mitad de la información, no permite obtener una estimación de desplazamiento de frecuencia próxima a la CRB de una secuencia de N subportadoras. De ahí que este error de lugar a un error en el estimador de canal mayor que el que está definido por su límite teórico de N muestras.

3.5. Resultados

El análisis de los estimadores conjuntos se ha llevado a cabo mediante la simulación de un sistema MIMO-OFDM 2×2 con $N = 64$ subportadoras, una longitud de prefijo cíclico de 7 muestras y una modulación 16-QAM con un modelo de canal incorrelado con 15 coeficientes según un perfil exponencial [39]. Para obtener los resultados se han realizado 500 iteraciones. Para el cálculo de la estimación del desplazamiento de frecuencia el número de iteraciones del

¹Se tiene en cuenta la siguiente igualdad para un vector estocástico \mathbf{x} con media \mathbf{m} y covarianza \mathbf{M} , siendo \mathbf{D} una matriz simétrica; $E\{(\mathbf{D}\mathbf{x})^H (\mathbf{D}\mathbf{x})\} = \text{tr}\{\mathbf{D}\mathbf{M}\mathbf{D}\} + (\mathbf{D}\mathbf{m})^H + (\mathbf{D}\mathbf{m})$ [54].

²Para llegar a esta igualdad es necesario utilizar la regla $\text{tr}\{\mathbf{A}\mathbf{C}\mathbf{B}\} = \text{tr}\{\mathbf{C}\mathbf{B}\mathbf{A}\}$ [54].

método de Newton (3.9) se ha limitado a cinco ($k_n = 5$). Para resolver el problema de ISI e ICI en el preámbulo, descartando la primera mitad del preámbulo en el receptor tal y como se señalaba en la sección 3.3, se han analizado dos estrategias de manipulación del preámbulo detalladas a continuación en (a) y (b). Además, también se ha investigado un tercer caso (c) en el que no se considera descartar la primera mitad de la secuencia. Un esquema de estas tres posibilidades se representa en la Fig. 3.2.

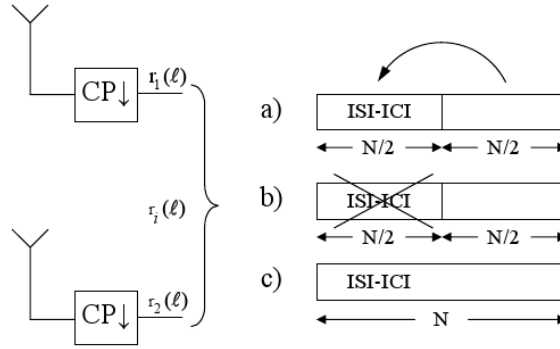


Figura 3.2: Diagrama con las diferentes estrategias de manipulación de los preámbulos recibidos a) copiando la segunda mitad en la primera, b) utilizando sólo la segunda mitad y c) considerando el preámbulo completo.

- a) La primera mitad de la secuencia SS se descarta y la segunda (que no está afectada por ISI e ICI) se copia en la primera para eliminar los efectos del prefijo cíclico insuficiente [39]. El efecto de copiar ambas mitades implica una discontinuidad de fase en (3.10), que se resuelve si

$$\mathbf{C}_o(\varepsilon) = \text{diag} \left\{ e^{j2\pi\varepsilon(N/2, \dots, N-1, N/2, \dots, N-1, N/2, \dots, N-1, N/2, \dots, N-1)} \right\}$$

y

$$\mathbf{B} = \text{diag} \{ N/2, \dots, N-1, N/2, \dots, N-1, N/2, \dots, N-1, N/2, \dots, N-1 \},$$

siendo $\mathbf{C}_o(\varepsilon)$ y \mathbf{B} matrices diagonales de tamaño $2N \times 2N$.

- b) Se propone que la estimación se lleve a cabo utilizando sólo la segunda mitad pero considerando en este caso $\mathbf{C}_o(\varepsilon) = \text{diag} \{ e^{j2\pi\varepsilon(N/2, \dots, N-1, N/2, \dots, N-1)} \}$ y

$\mathbf{B} = \text{diag}\{N/2, \dots, N-1, N/2, \dots, N-1\}$, siendo en esta ocasión $\mathbf{C}_o(\varepsilon)$ y \mathbf{B} matrices diagonales de tamaño $N \times N$. Como se mostrará más adelante, se ha comprobado que el hecho de copiar la segunda mitad de la secuencia SS en la primera (a) da unos resultados similares a la utilización de únicamente la segunda mitad (b).

- c) Se considera el uso de todo el preámbulo tal y como se recibe (N muestras), *i.e.*, la primera mitad no se descarta. Esta estrategia conduce a un suelo de error en el rendimiento de los estimadores, como se muestra en las Figs. 3.3 y 3.4.

La CRB, tal y como se expuso en la sección 3.4.1, está calculada para los estimadores de canal y desplazamiento de frecuencia y, de manera similar, el MSE teórico presentado en la sección 3.4.2. Ambas expresiones, CRB y MSE teórico, se calcularán considerando el preámbulo completo (N muestras) y también teniendo en cuenta únicamente la segunda mitad ($N/2$ muestras). En las figuras, CRB_N y MSE_N^{th} denotan los valores para el preámbulo completo (N muestras) mientras que $\text{CRB}_{N/2}$ y $\text{MSE}_{N/2}^{th}$ consideran sólo la segunda mitad ($N/2$ muestras).

Para el MSE simulado utilizando el estimador conjunto de canal y desplazamiento de frecuencia, ambos estimadores serán analizados inicialmente con la técnica de copiar la segunda mitad del preámbulo en la primera (a). Se puede observar que el MSE simulado, utilizando la estrategia de copiar mitades (a), converge al $\text{MSE}_{N/2}^{th}$ teórico de la segunda mitad del preámbulo, confirmando que ambas estrategias (a) y (b) proporcionan los mismos resultados.

Las Figs. 3.3 y 3.4 muestran los resultados de MSE para la estimación de desplazamiento de frecuencia. La Fig. 3.3 representa el rendimiento de la estimación de desplazamiento de frecuencia para PNSS. El comportamiento de las secuencias PNSS propuestas es similar para todos los valores de desplazamiento de frecuencia y para valores de SNR medios/altos converge a la CRB y MSE teórico calculado para la segunda mitad del preámbulo ($\text{CRB}_{N/2}$ y $\text{MSE}_{N/2}^{th}$). Por lo tanto, dicha convergencia permite concluir que copiar la segunda mitad de la secuencia en la primera (a) da lugar a resultados similares a la utilización de sólo la segunda mitad (b) (curvas PNSS). Respecto al preámbulo completo tal y como se recibe (curva PNSS_N), el rendimiento de la secuencia PNSS propuesta también converge a la cota CRB_N para valores bajos de SNR. Sin embargo, muestra un suelo de error en la zona de SNR alta debido a las interferencias ISI e ICI. La Fig. 3.4 muestra el rendimiento para

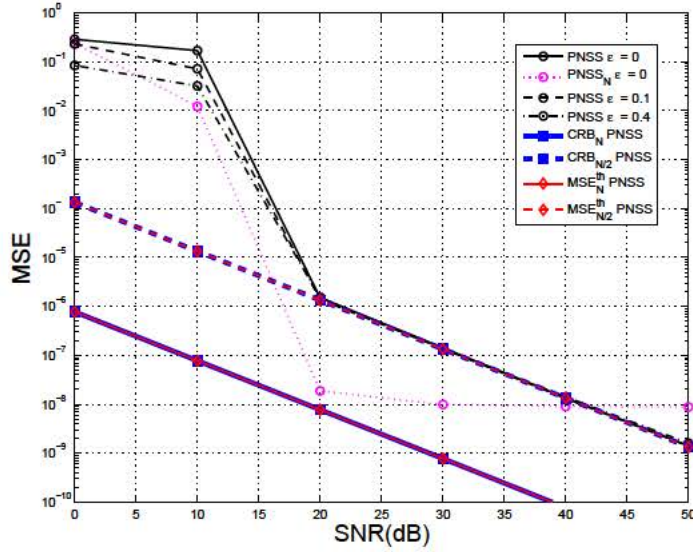


Figura 3.3: MSE de la estimación de desplazamiento de frecuencia para la PNSS propuesta, $\varepsilon = [0, 0.1, 0.4]$, incluyendo, MSEs teórico (MSE^{th}) y la estimación con el preámbulo completo (curva PNSS_N).

CSS. Se observa cómo con $\varepsilon = 0.4$ el MSE se degrada considerablemente, debido a que este valor de desplazamiento de frecuencia está fuera del intervalo de adquisición $|\varepsilon| \leq 0.25$. Para los otros dos valores de ε , $[0, 0.1]$, el rendimiento es similar al caso de PNSS, aunque para CSS la convergencia se alcanza en valores de SNR más altos que para PNSS. El rendimiento utilizando el preámbulo completo (curva CSS_N) también conduce a la aparición de un suelo de error pero sin converger a la cota CRB_N para valores de SNR bajos.

En la Fig. 3.5, para comparar los resultados de las Figs. 3.3 y 3.4, se representa el MSE de la estimación de desplazamiento de frecuencia para dos valores de ε , $[0.1, 0.4]$. Se observa cómo la secuencia PNSS propuesta muestra un mejor rendimiento que la secuencia CSS en un margen más amplio de SNR y cómo PNSS converge mucho más rápido que CSS a la cota CRB. Es importante resaltar que para $\varepsilon = 0.4$ la secuencia CSS exhibe una degradación muy severa debido, tal y como se explicó anteriormente, a que este valor está fuera del rango de adquisición del desplazamiento de frecuencia.

Las Figs. 3.6 y 3.7 muestran los resultados de MSE para la estimación de canal. En estas dos figuras, se muestra el MSE teórico para la estimación de canal debido a una estimación de desplazamiento de frecuencia imperfecta tal y como se derivó en la sección 3.4.3

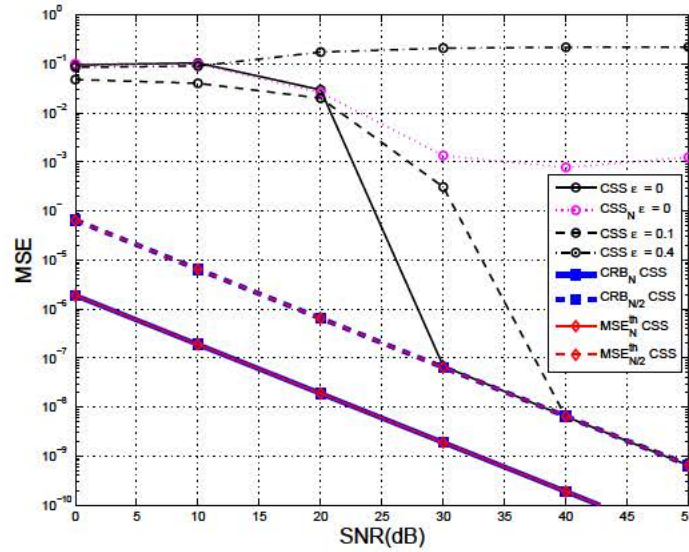


Figura 3.4: MSE de la estimación de desplazamiento de frecuencia para CSS dada en [39], $\epsilon = [0, 0.1, 0.4]$, incluyendo CRBs, MSEs teóricos (MSE^{th}) y la estimación con el preámbulo completo (curva CSS_N).

($MSE_{N/2}^{th}(\text{err})$). El MSE simulado converge a esta cota, la cual es mayor que la que corresponde a la segunda mitad del preámbulo, cuando no hay error de estimación de desplazamiento de frecuencia. En la Fig. 3.6, se muestra la estimación de canal para PNSS. Al igual que para el caso del desplazamiento de frecuencia, las curvas correspondientes a CRB y MSE utilizando el preámbulo completo (N muestras) son similares, estando superpuestas, y lo mismo ocurre para dichas curvas pero en el caso de considerar su cálculo únicamente con la segunda mitad de la secuencia ($N/2$ muestras). Sin embargo, el MSE simulado para los tres valores de ϵ convergen al MSE teórico calculado en caso de estimación de desplazamiento de frecuencia imperfecta ($MSE_{N/2}^{th}(\text{err})$). La razón detrás de este comportamiento es que la CRB para el estimador de canal implícitamente asume una compensación perfecta de desplazamiento de frecuencia obtenida con un estimador de desplazamiento de frecuencia igual a CRB_N . Resultados similares se muestran en la Fig. 3.7 para CSS, pero a diferencia de PNSS, si $\epsilon = 0.4$ el MSE se comporta como en el caso de no haber estimación de desplazamiento de frecuencia, ya que ese valor de ϵ está fuera del rango de adquisición.

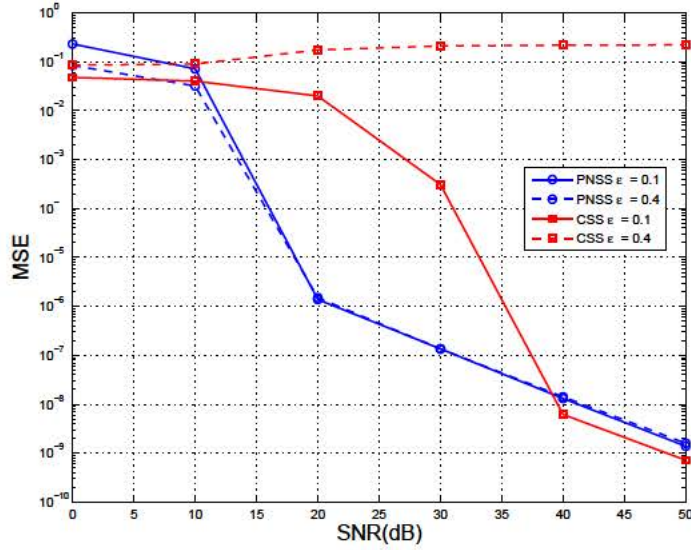


Figura 3.5: Comparación del MSE de la estimación de desplazamiento de frecuencia para CSS dada en [39] y PNSS propuesta, $\epsilon = [0.1, 0.4]$.

3.6. Conclusiones

En este capítulo se presente un algoritmo de estimación conjunta de canal y desplazamiento de frecuencia para sistemas MIMO-OFDM cuando el prefijo cíclico es más corto que la longitud del canal. Se ha demostrado que, utilizando simples secuencias PNSS como preámbulo, se puede obtener un buen rendimiento de la estimación de canal y desplazamiento de frecuencia. A pesar de que las secuencias PNSS y CSS se construyen de manera similar, el desarrollo analítico del intervalo de adquisición para el desplazamiento de frecuencia demuestra que las secuencias propuestas PNSS tienen un intervalo de adquisición más amplio dentro del intervalo $|\epsilon| \leq 0.5$, el doble del que se obtiene en el caso de secuencias CSS. El rendimiento del estimador ML de desplazamiento de frecuencia se aproxima a la CRB y el MSE teórico. Sin embargo, el comportamiento del estimador de canal converge al MSE deducido en caso de tener una estimación imperfecta de desplazamiento de frecuencia en lugar de converger a las cotas originales. También se ha demostrado que no hay ningún beneficio en copiar la segunda mitad del preámbulo en la primera comparado con el uso de únicamente la segunda mitad, mientras que ha quedado claro que la utilización de todo el preámbulo degrada el rendimiento y conduce a la aparición de un suelo de error.

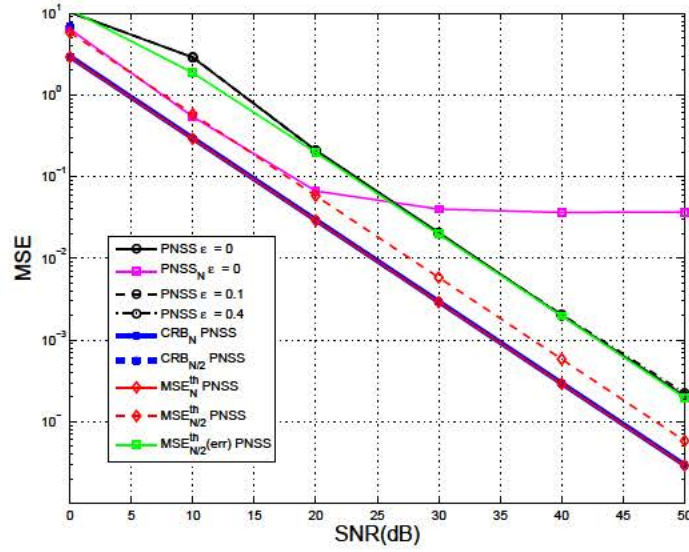


Figura 3.6: MSE de la estimación de canal para PNSS propuesta, $\varepsilon = [0, 0.1, 0.4]$, incluyendo CRBs, MSEs teóricos (MSE^{th}) y la estimación con el preámbulo completo (curva $PNSS_N$); el MSE correspondiente a la estimación imperfecta de desplazamiento de frecuencia también se representa

$$(MSE_{N/2}^{th}(err)).$$

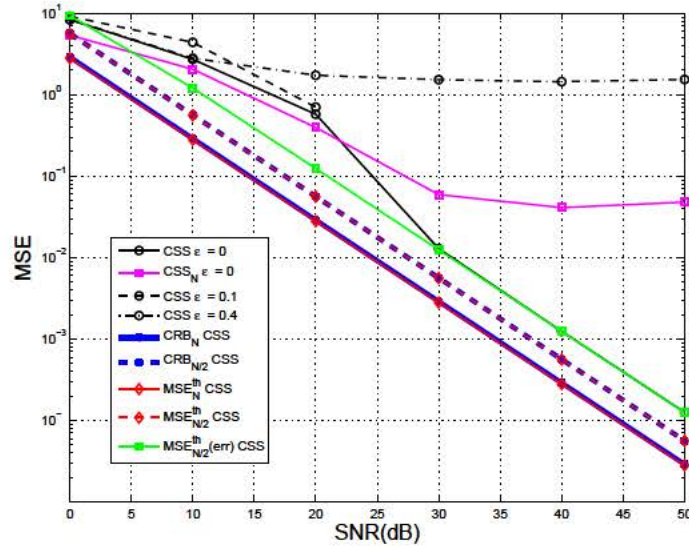


Figura 3.7: MSE de la estimación de canal para CSS dada en [39], $\varepsilon = [0, 0.1, 0.4]$, incluyendo CRBs, MSEs teóricos (MSE^{th}) y la estimación con el preámbulo completo (curva CSS_N); el MSE correspondiente a la estimación imperfecta de desplazamiento de frecuencia también se representa

$$(MSE_{N/2}^{th}(err)).$$

CAPÍTULO 4

ESTIMACIÓN CONJUNTA CON CANCELACIÓN ITERATIVA EN EL PREÁMBULO

En este capítulo se define una estrategia para mejorar la estimación conjunta de canal y desplazamiento de frecuencia en un sistema multiantena MIMO-OFDM sin prefijo cíclico pero considerando la cancelación de interferencias, surgidas de la supresión del prefijo cíclico, tanto en los símbolos que conforman la parte de datos de la trama como en el propio preámbulo. El propio preámbulo se utiliza para realizar la estimación de parámetros que posteriormente se utilizan en el proceso propuesto de cancelación de interferencias.

Para ello se ha propuesto e implementado un algoritmo iterativo, denominado IJEP (*Iterative Joint Estimation Procedure*), que cancela sucesivamente las interferencias localizadas en el preámbulo de la trama OFDM, debido a que también tiene prefijo cíclico insuficiente. Este proceso IJEP requiere un algoritmo de cancelación de interferencias iterativo apropiado, el cual hará uso de la estimación inicial de canal y desplazamiento de frecuencia, ambos obtenidos gracias al uso de secuencias simétricas en el dominio del tiempo como preámbulo. Tras la cancelación iterativa de interferencias, el procedimiento realiza una estimación adicional de canal y desplazamiento de frecuencia cuyos MSE convergen a los límites definidos por la CRB aplicable a cada caso. Esta estimación adicional permite eliminar las interferencias en la parte de datos de la trama, también con prefijo cíclico insuficiente, de la misma manera iterativa pero ahorrando iteraciones si se compara con el uso de la estimación inicial. La evaluación del procedimiento se ha realizado analizando la convergencia de los estimadores simulados

hacia la CRB en función del número de iteraciones. Además, se han realizado simulaciones para calcular la BER y así evaluar cómo la utilización del proceso IJEP mejora claramente el rendimiento del sistema. Se puede concluir que, con un número reducido de iteraciones en el preámbulo, el IJEP converge a los límites teóricos reduciendo, por lo tanto, las perturbaciones que genera un prefijo cíclico insuficiente. Este hecho también facilita la cancelación de interferencias en la parte de datos dando lugar a unos resultados de BER que se aproximan al caso ideal de prefijo cíclico suficiente. Se ha realizado un estudio del coste computacional del proceso para poner de manifiesto el ahorro que supone cada iteración de menos y, por consiguiente, el menor consumo de energía.

4.1. Introducción

Como se ha indicado previamente, en este capítulo se presenta un algoritmo novedoso para la estimación iterativa de canal y desplazamiento de frecuencia, utilizando dicho algoritmo un preámbulo que está afectado por un prefijo cíclico insuficiente. Las contribuciones de este capítulo se exponen a continuación.

En primer lugar, la propuesta aborda la estimación conjunta de ambos parámetros, canal y desplazamiento de frecuencia, en los escenarios bajo estudio. La mayoría de los estudios previos sólo consideraban la estimación de canal y el prefijo cíclico insuficiente, excluyendo el efecto del desplazamiento de frecuencia, y abarcaban condiciones ideales en los símbolos preámbulo, es decir, no analizaban el efecto de las distorsiones dentro del preámbulo para realizar estimaciones conjuntas apropiadas. De hecho, la estimación conjunta en este tipo de escenarios sólo ha sido abordada, tal y como se mostró en el capítulo anterior de esta Tesis, en [2].

Seguidamente, en este capítulo la estimación conjunta está basada en todas las muestras del preámbulo (N muestras), a pesar del hecho de que la primera mitad ($N/2$ muestras) contiene interferencias ISI e ICI. Los trabajos previos [2][38][39], incluyendo el presentado en el capítulo anterior, sólo utilizan la segunda mitad del preámbulo ($N/2$ muestras) para realizar la estimación. Este capítulo presenta una estimación conjunta cuasi óptima de canal y desplazamiento de frecuencia que se aproxima a la CRB correspondiente al símbolo preámbulo completo, a diferencia de lo expuesto en los trabajos previos. El algoritmo se ha denominado

procedimiento iterativo de estimación conjunta, IJEP por sus siglas en inglés, ya que cancela sucesivamente las interferencias localizadas en la parte del preámbulo de la trama OFDM. Se propone un algoritmo de seis pasos que inicialmente, en los pasos 1 y 2, obtiene una compensación inicial de desplazamiento de frecuencia y estimación de canal obtenidos ambos gracias a la utilización de secuencias simétricas en el preámbulo. Esta estimación inicial permite el desarrollo de un algoritmo de cancelación de interferencias iterativa, paso 4, en la parte del preámbulo que incluye la mayor parte de la distorsión, *i.e.*, la primera mitad del preámbulo, lo que posteriormente hace posible la obtención de una nueva estimación conjunta cuyo MSE converge a la CRB del símbolo completo.

En tercer lugar, tras la estimación conjunta de ambos parámetros basada en el preámbulo, dichas estimaciones se utilizan en los símbolos de datos que van localizados en la trama después del preámbulo. Como los estimadores convergen a las correspondientes cotas, la cancelación iterativa de interferencias en la parte de datos de la trama, que también tiene un prefijo cíclico insuficiente, se realiza de una forma más eficiente ya que, al hacer uso de una estimación de parámetros más precisa, el número de iteraciones necesarias para mitigar las interferencias en la parte de datos es menor que si se utiliza cualquier otra estrategia de estimación. La evaluación del sistema mediante simulaciones muestra una mejora apreciable en la BER del sistema completo. La propuesta claramente supera los trabajos previos manteniendo la convergencia al caso ideal de prefijo cíclico suficiente, denominado a partir de ahora como SCP (*Sufficient Cyclic Prefix*).

Para finalizar, el análisis detallado del coste computacional del proceso completo expuesto en la sección 4.5 pone de manifiesto el ahorro en el coste en términos del número de ciclos requeridos de un Procesador Digital de Señal (*Digital Signal Processor*, DSP) y, por lo tanto, esto se traduce en un menor consumo de energía, que para los dispositivos móviles supone la extensión de la duración de la batería y consiguiente reducción en el tiempo de latencia.

4.2. Modelo de señal

El modelo de señal es similar al que se introdujo en el capítulo anterior. Se parte de un sistema MIMO-OFDM típico con N_t y N_r antenas transmisoras y receptoras, respectivamente. Se reproduce a continuación la expresión (3.1) de la sección 3.2 para facilitar al lector el

seguimiento de la formulación y se le refiere a dicha sección donde se explica cada uno de los elementos de la expresión. De nuevo, la condición de prefijo cíclico insuficiente introduce dos términos adicionales en la expresión de la señal recibida. Consecuentemente, una vez que el prefijo cíclico ha sido suprimido en el receptor, la señal recibida en la j -ésima antena, $j = 1, 2, \dots, N_r$, para el ℓ -ésimo instante temporal puede formularse según

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}_j(\ell) = & \mathbf{C}_o(\varepsilon) \left[\sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{F}_N \mathbf{H}_{ji} \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{x}}_i(\ell) + \right. \\ & + \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{F}_N \mathbf{H}_{ji}^{ISI} \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{x}}_i(\ell - 1) - \\ & \left. - \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{F}_N \mathbf{H}_{ji}^{ICI} \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{x}}_i(\ell) \right] + \tilde{\mathbf{w}}_j(\ell). \end{aligned} \quad (4.1)$$

La señal deseada se denota por el primer término entre corchetes en (4.1), mientras que el segundo y tercer término describen las componentes de ISI e ICI, respectivamente.

4.2.1. Secuencias simétricas

Se considerará que el preámbulo, que consta de un símbolo OFDM completo, se construye con una secuencia SS en el dominio del tiempo, tal y como lo hacen algunos de los estándares actuales y propuestas [50]. Como ya se ha indicado en el capítulo anterior, la secuencia SS se obtiene con la transmisión de la secuencia piloto en las subportadoras pares, mientras que las impares se fijan a valores nulos, lo que conduce a obtener un símbolo con dos mitades idénticas en el dominio del tiempo. El modo de explotar esta periodicidad $N/2$ de la secuencia SS para poder reducir los efectos del prefijo cíclico insuficiente consiste en descartar en recepción la primera mitad de la secuencia, la cual está afectada por ISI e ICI, y utilizar únicamente la segunda parte para la estimación inicial de canal y desplazamiento de frecuencia (considerando $L < N/2$). En la Fig. 4.1 se muestra el efecto real de las interferencias dentro de un preámbulo construido con SS. La secuencia SS puede formarse de manera óptima como las propuestas

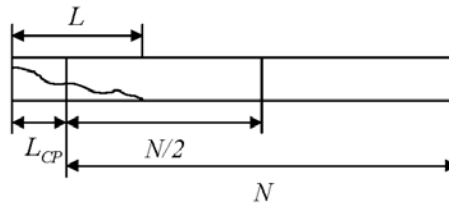


Figura 4.1: Extensión del canal sobre una Secuencia Simétrica en el dominio del tiempo.

en [39] o a través de secuencias PN en el dominio del tiempo propuestas en esta Tesis y denominadas PNSS. El objetivo es mantener la ortogonalidad entre las múltiples antenas. Con las secuencias PNSS, las múltiples antenas emplean secuencias PN totalmente diferentes con la ventaja de que las PNSS superan otras SS propuestas previamente en términos de intervalo de adquisición del desplazamiento de frecuencia, como se describe en el capítulo anterior.

La expresión de la secuencia PNSS para la antena transmisora i -ésima viene dada por

$$\tilde{\mathbf{x}}_{i,k} = \begin{cases} \alpha e^{j\mathbf{c}_{i,k}} & k \in \text{par} \\ 0, & k \in \text{impar} \end{cases} \quad (4.2)$$

donde $\tilde{\mathbf{x}}_{i,k}$ es el k -ésimo elemento del preámbulo transmitido, siendo $k = 0, \dots, N - 1$ el índice de subportadora, α es una constante de amplitud y $\mathbf{c}_{i,k}$ es el k -ésimo elemento de la i -ésima secuencia PN \mathbf{c}_i de longitud N que modula aleatoriamente la fase de la señal de las subportadoras pares.

En el lado receptor, las contribuciones de ISI e ICI se absorben mayoritariamente en la primera mitad de la secuencia SS, por lo que los correspondientes términos segundo y tercero de (4.1) se pueden considerar nulos si la primera mitad se descarta. Consecuentemente, la expresión (4.1) correspondiente al preámbulo se corresponde con la ecuación en el dominio del tiempo (3.2) de la sección 3.2, la cual se reproduce a continuación

$$\mathbf{r}_j(\ell) = \mathbf{C}_o(\varepsilon) \left[\sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{H}_{ji} \mathbf{x}_i(\ell) \right] + \mathbf{w}_j(\ell), \quad (4.3)$$

donde $\mathbf{r}_j(\ell) = \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{r}}_j(\ell)$ y $\mathbf{x}_i(\ell) = \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{x}}_i(\ell)$ son dos vectores $N \times 1$ con la señal recibida y transmitida en el dominio del tiempo tras la operación IDFT, respectivamente. Como en el capítulo anterior, el símbolo temporal ℓ se omitirá por simplicidad.

La operación de descartar la primera mitad implica considerar únicamente las segundas $N/2$ muestras de (4.3), de modo que la expresión de la segunda mitad del preámbulo recibido se puede expresar en forma matricial como

$$\mathbf{r}_{N/2} = \mathbf{C}_{N/2}(\varepsilon) \mathbf{X}_{N/2} \mathbf{h} + \mathbf{w}_{N/2} \quad (4.4)$$

donde ahora $\mathbf{r}_{N/2}$ es un vector $(\frac{N}{2} N_r) \times 1$ cuyo elemento j -ésimo $\mathbf{r}_{N/2,j}$, con $j = 1, 2, \dots, N_r$, es la señal recibida en la antena receptora j -ésima dada por un vector columna de longitud $N/2$;

$\mathbf{C}_{N/2}(\varepsilon)$ es una matriz diagonal $(\frac{N}{2}N_r) \times (\frac{N}{2}N_r)$ con la submatriz $\mathbf{C}_{o,N/2}(\varepsilon)$ en su diagonal principal definida como

$$\mathbf{C}_{N/2}(\varepsilon) = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{o,N/2}(\varepsilon) & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}} \\ \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}} & \mathbf{C}_{o,N/2}(\varepsilon) & \ddots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times \frac{N}{2}} & \cdots & \mathbf{C}_{o,N/2}(\varepsilon) \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

y $\mathbf{C}_{o,N/2}(\varepsilon) = \text{diag} \{e^{(t2\pi\varepsilon N/2, t2\pi\varepsilon(N/2+1), \dots, t2\pi\varepsilon(N-1))}\}$; el vector columna \mathbf{h} de longitud $(N_t N_r L)$ recoge todas las respuestas al impulso del canal \mathbf{h}_{ji} ; y la matriz $\mathbf{X}_{N/2}$ viene dada por

$$\mathbf{X}_{N/2} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{N/2,1} & \mathbf{X}_{N/2,2} & \cdots & \mathbf{X}_{N/2,N_t} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} \\ \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \mathbf{X}_{N/2,1} & \mathbf{X}_{N/2,2} & \cdots & \mathbf{X}_{N/2,N_t} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \cdots & \mathbf{X}_{N/2,1} & \mathbf{X}_{N/2,2} & \cdots & \mathbf{X}_{N/2,N_t} \end{bmatrix}, \quad (4.6)$$

donde $\mathbf{X}_{N/2,i}$ es una matriz circulante $\frac{N}{2} \times L$ para el i -ésimo transmisor donde la entrada (s, t) está dada por $\mathbf{x}_{N/2,i,(s-t)_{N/2}}$, con $0 \leq s \leq N/2 - 1$, $0 \leq t \leq L - 1$ y $\mathbf{x}_{N/2,i}$ siendo las últimas $N/2$ muestras de \mathbf{x}_i . La utilización de $\mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L}$ en (4.6) se debe a la consideración de un escenario de múltiples antenas.

Del mismo modo, si inicialmente no había interferencias en la señal recibida correspondiente al preámbulo porque el prefijo cíclico es más largo que la longitud del canal o, como en este caso, las interferencias han sido canceladas en su mayoría, la forma matricial del preámbulo recibido completo está dado por

$$\mathbf{r} = \mathbf{C}(\varepsilon)\mathbf{X}\mathbf{h} + \mathbf{w}, \quad (4.7)$$

estando construido de la misma manera que (4.4) pero considerando en esta ocasión N muestras para todos sus componentes. Esta última expresión se utilizará en las derivaciones de la estimación ML en la sección 4.2.2 y la CRB en la sección 4.4.

4.2.2. Estimación ML

Para obtener el estimador ML se sigue el mismo proceso presentado en la sección 3.2, de manera que la función de verosimilitud resultante

$$\Lambda(\mathbf{r}|\mathbf{h}) = \frac{1}{(\pi\sigma_n^2)^N} \exp \left\{ -\frac{1}{\sigma_n^2} \left(|\mathbf{r} - \mathbf{C}(\varepsilon)\mathbf{X}\mathbf{h}|^H |\mathbf{r} - \mathbf{C}(\varepsilon)\mathbf{X}\mathbf{h}| \right) \right\}, \quad (4.8)$$

correspondiente a la señal recibida de todo el preámbulo (4.7) o sólo la segunda mitad (4.4), debe ser resuelta para obtener la estimación ML del canal \mathbf{h} y del desplazamiento de frecuencia ε dadas, respectivamente, por

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\varepsilon) \mathbf{r} = \mathbf{A} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\varepsilon) \mathbf{r} \quad (4.9)$$

y

$$J(\varepsilon) = \mathbf{r}^H \mathbf{C}(\varepsilon) \mathbf{X} (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{C}^H(\varepsilon) \mathbf{r} = \mathbf{r}^H \mathbf{C}(\varepsilon) \mathbf{P} \mathbf{C}^H(\varepsilon) \mathbf{r}, \quad (4.10)$$

con $\mathbf{A} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1}$ y $\mathbf{P} = \mathbf{X} (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H$. La estimación de ε utilizando la función de coste $J(\varepsilon)$ se puede resolver por el método de Newton tal y como se indica en el capítulo anterior. Una vez que el desplazamiento de frecuencia ha sido estimado, la solución se compensa en (4.9) para obtener la estimación de canal.

Es importante destacar que (4.9) y (4.10) deben modificarse adecuadamente si los estimadores provienen de la expresión (4.4) que considera únicamente la segunda mitad del preámbulo.

4.3. Procedimiento de estimación iterativa conjunta (IJEP)

La estimación ML conjunta de canal y desplazamiento de frecuencia habitualmente ha sido tratada en la literatura en condiciones casi ideales al no considerar la existencia de cualquier interferencia significativa en la parte del preámbulo utilizada para la estimación [2][38][39], es decir, la primera mitad de la SS se descarta y la segunda mitad se utiliza para la estimación. De hecho, en el capítulo anterior [2] se demuestra que utilizar la SS como preámbulo completo (ambas mitades) genera un suelo de error. Por ello, se propone la implementación del algoritmo denominado IJEP en el caso de un escenario con prefijo cíclico insuficiente, utilizando la señal recibida de longitud N . El procedimiento completo permite obtener los dos estimadores conjuntamente gracias a la cancelación de interferencias realizada

en el preámbulo. El procedimiento hace uso de las expresiones (4.9) y (4.10) introducidas en la sección anterior para obtener los estimadores y utiliza uno de los algoritmos de cancelación de interferencias referenciados en la literatura [39] para suprimir las interferencias debidas a una longitud de canal mayor que el prefijo cíclico.

Los beneficios de este nuevo procedimiento iterativo son dos. En primer lugar, proporciona una estimación de canal y desplazamiento de frecuencia cuasi óptima. En segundo lugar, esta estimación mejorada de parámetros conduce a un mejor rendimiento de la parte de datos. Debido a que la parte de datos también requiere la ejecución de un algoritmo iterativo de cancelación de interferencias, por el uso de un prefijo cíclico más corto que la longitud de canal L , se pueden ahorrar iteraciones en la parte de datos mediante la utilización de una estimación de parámetros más precisa.

El algoritmo propuesto IJEP se resume en la lista siguiente y los pasos a ejecutar se explican a continuación.

1. Cálculo de $\hat{\varepsilon}_{1/2}$
 2. Cálculo del $\hat{\mathbf{h}}_{1/2}$
 3. Compensación de $\hat{\varepsilon}_{1/2}$ en el preámbulo
 4. Cancelación de interferencias en el preámbulo
 5. Reinserción de $\hat{\varepsilon}_{1/2}$ en el preámbulo
 6. Cálculo de $\hat{\varepsilon}$ y $\hat{\mathbf{h}}$
-

Para aplicar esta estrategia iterativa se emplea en el preámbulo la estructura particular de SS que se presentó en la sección 4.2.1. La simetría que presentaban dichas SS posibilitan una mitigación apropiada de ISI e ICI en los cuatro primeros pasos de la estrategia, al descartarse la primera mitad del preámbulo.

4.3.1. Cálculo de $\hat{\varepsilon}_{1/2}$

El paso inicial del procedimiento es calcular la estimación inicial de desplazamiento de frecuencia utilizando el estimador ML

$$\hat{\varepsilon}_{1/2} = \underset{\varepsilon}{\text{máx}} J(\varepsilon), \quad (4.11)$$

donde

$$J(\varepsilon) = \mathbf{r}_{N/2}^H \mathbf{C}_{N/2}(\varepsilon) \mathbf{X}_{N/2} (\mathbf{X}_{N/2}^H \mathbf{X}_{N/2})^{-1} \mathbf{X}_{N/2}^H \mathbf{C}_{N/2}^H(\varepsilon) \mathbf{r}_{N/2}. \quad (4.12)$$

Como se explicó anteriormente, para superar el efecto de las interferencias se descarta la primera mitad del preámbulo en recepción, lo que se denota en (4.12) mediante $\mathbf{r}_{N/2}$, que representa las últimas $N/2$ muestras de \mathbf{r} . Resolviendo iterativamente la función de coste (4.12) se obtiene la estimación inicial $\hat{\varepsilon}_{1/2}$.

4.3.2. Cálculo de $\hat{\mathbf{h}}_{1/2}$

Tras la estimación inicial de desplazamiento de frecuencia, la siguiente estimación de canal se obtiene mediante

$$\hat{\mathbf{h}}_{1/2} = (\mathbf{X}_{N/2}^H \mathbf{X}_{N/2})^{-1} \mathbf{X}_{N/2}^H \mathbf{C}_{N/2}^H(\hat{\varepsilon}_{1/2}) \mathbf{r}_{N/2}, \quad (4.13)$$

que hace uso de los elementos definidos en el paso 1 e introduce el valor $\hat{\varepsilon}_{1/2}$ estimado en la submatriz $\mathbf{C}_{o,N/2}(\hat{\varepsilon}_{1/2})$, véase ecuación (4.5).

4.3.3. Compensación de $\hat{\varepsilon}_{1/2}$ en el preámbulo

Antes de cancelar las interferencias es necesario compensar $\hat{\varepsilon}_{1/2}$ en el preámbulo completo, previamente obtenido en el paso 1. Esto se realiza mediante la expresión

$$\mathbf{r}'_j = \mathbf{r}_j \exp\{(1, \iota 2\pi \hat{\varepsilon}_{1/2}, \dots, \iota 2\pi \hat{\varepsilon}_{1/2} (N-1))\}^T. \quad (4.14)$$

De este modo, la distorsión introducida en el sistema por el desplazamiento de frecuencia se elimina. Antes del siguiente paso, la señal recibida necesita convertirse al dominio de la frecuencia, $\tilde{\mathbf{r}}_j = \mathbf{F}_N \mathbf{r}'_j$.

4.3.4. Cancelación de interferencias en el preámbulo

En este paso se utiliza un algoritmo de cancelación de interferencias para mitigar la distorsión introducida por el uso de un prefijo cíclico insuficiente [39]. El proceso consiste en sustraer y compensar ciertas componentes correspondiente a la ISI e ICI. Considerando (4.1), esta señal recibida en el dominio de la frecuencia en la j -ésima antena puede escribirse en forma reducida mediante

$$\tilde{\mathbf{r}}_j = \sum_{i=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^U + \sum_{i=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^{ISI} - \sum_{i=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^{ICI} + \tilde{\mathbf{w}}_j, \quad (4.15)$$

donde $\tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^U$ es el término de señal útil y $\tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^{ISI}$ y $\tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^{ICI}$ son las componentes de ISI e ICI, respectivamente. El proceso de cancelación se lleva a cabo iterativamente y principalmente consta de la Cancelación de ISI, representado como C_{ISI} ,

$$\tilde{\mathbf{r}}_j^{C_{ISI}} = \tilde{\mathbf{r}}_j - \sum_{i=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^{ISI}, \quad (4.16)$$

y una posterior Compensación de la ICI, representado como C_{ICI} , mediante

$$\tilde{\mathbf{r}}_j^{C_{ICI}} = \tilde{\mathbf{r}}_j^{C_{ISI}} + \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{C}_{j,i}, \quad (4.17)$$

a través del uso del término de compensación de ICI, $\mathbf{C}_{j,i}$, que satisface la siguiente relación

$$\mathbf{C}_{j,i} + \tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^U - \tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^{ICI} = \tilde{\mathbf{x}}_i \mathbf{F}_N \mathbf{H}_{ji}. \quad (4.18)$$

Esta igualdad representa la condición general para compensación de ICI de modo que sea posible recuperar la señal transmitida simplemente si $\tilde{\mathbf{x}}_i$ es multiplicada por la matriz de canal en el dominio de la frecuencia, siempre que el término de compensación de ICI sea añadido a la señal recibida¹. Consecuentemente, tras haber obtenido $\tilde{\mathbf{r}}_j^{C_{ICI}}$ y haber estimado apropiadamente la matriz del canal \mathbf{H}_{ji} es posible obtener el símbolo transmitido $\tilde{\mathbf{x}}_i$.

4.3.5. Reinserción de $\hat{\varepsilon}_{1/2}$ en el preámbulo

Una vez que se han cancelado las interferencias en el preámbulo, se puede estimar de nuevo el desplazamiento de frecuencia y el canal pero para ello es necesario este paso adicional

¹Esta expresión considera que el término de ISI ya ha sido suprimido y que no hay ruido en el sistema.

que consiste en la re inserción en el preámbulo del desplazamiento de frecuencia estimado anteriormente, $\hat{\varepsilon}_{1/2}$. Esto se realiza análogamente al paso 3 utilizando

$$\mathbf{r}'_j{}^{CICI} = \mathbf{r}_j{}^{CICI} \exp\{-(1, l2\pi\hat{\varepsilon}_{1/2}, \dots, l2\pi\hat{\varepsilon}_{1/2}(N-1))^T\} \quad (4.19)$$

y considerando $\mathbf{r}_j{}^{CICI} = \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{r}}_j{}^{CICI}$.

4.3.6. Cálculo de $\hat{\varepsilon}$ y $\hat{\mathbf{h}}$

Este paso engloba la estimación conjunta de canal y desplazamiento de frecuencia descrita en (4.9) y (4.10) pero utilizando $\mathbf{r}'_j{}^{CICI}$.

El procedimiento completo de estimación conjunta iterativa (IJEP) se representa en la rama inferior del diagrama de bloques de la Fig. 4.2. Esta rama está destinada a realizar la estimación y cancelación de interferencias en el preámbulo. Una vez que se han obtenido las estimaciones adecuadas, los símbolos de datos que sufren los efectos de un prefijo cíclico insuficiente se dirigen por la rama superior para compensar el desplazamiento de frecuencia y mitigar las interferencias con el mismo algoritmo utilizado en el paso 4 del procedimiento propuesto.

4.4. Análisis de rendimiento

El análisis de rendimiento en las simulaciones se evalúa mediante la CRB, para las estimaciones de desplazamiento de frecuencia y canal. El cálculo de la CRB se deriva de la FIM de la misma manera que se introdujo en la sección 3.4.1. El proceso completo hasta llegar a las expresiones puede ser consultado en dicha sección y únicamente se presentan las expresiones finales que se usan en las simulaciones.

Debido al alto número de parámetros independientes del canal, su evaluación debería hacerse individualmente, *i.e.*, en el caso de dos antenas transmisoras y receptoras ($N_t = 2$ y $N_r = 2$) se necesitarían $8L$ evaluaciones individuales. No obstante, la evaluación se realizará utilizando el promedio dado, en este caso, por

$$\mathbf{CRB}\{\mathbf{h}\} = \mathbf{E} \left\{ \sum_{i=1}^{4L} \mathbf{CRB}\{\boldsymbol{\theta}_i\} + \sum_{i=4L+1}^{8L} \mathbf{CRB}\{\boldsymbol{\theta}_i\} \right\}, \quad (4.20)$$

donde $\mathbf{E}\{\cdot\}$ denota la esperanza matemática.

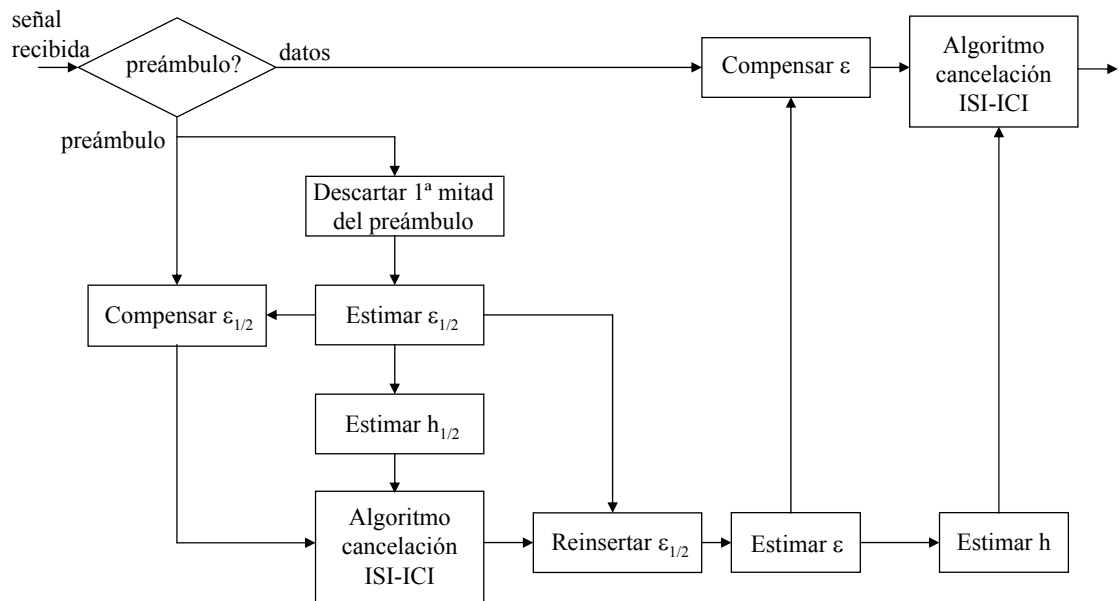


Figura 4.2: Diagrama de bloques del *Iterative Joint Estimation Procedure* (IJEP) propuesto.

La CRB del desplazamiento de frecuencia se calculará como

$$\mathbf{CRB}\{\varepsilon\} = \mathbf{CRB}\{8L + 1\}. \quad (4.21)$$

Hay que destacar que (4.20) y (4.21) son las CRB's cuando se considera el preámbulo completo (N muestras), en lugar de utilizar sólo la segunda mitad, la cual puede derivarse de forma sencilla.

4.5. Ahorro en el coste computacional

Un ahorro del coste computacional de una única iteración en el algoritmo de cancelación por cada símbolo de datos OFDM, como se demuestra en la sección de resultados, implica menor consumo de energía, además de la reducción de la latencia. Esto puede ser de gran interés en el caso de una implementación práctica del sistema. A continuación, se analiza el coste de una iteración considerando un DSP de coma fija, cuyos parámetros se resumen en la Tabla 4.1 [55]. Ciertamente, el proceso de ejecutar IJEP en el preámbulo también implica un coste computacional adicional no requerido si se realiza otro tipo de estimación conjunta

propuesta anteriormente. Sin embargo, en tramas OFDM, un preámbulo está seguido normalmente por numerosos símbolos de datos, de modo que el coste computacional adicional inducido en el preámbulo se puede considerar despreciable en lo que se refiere al coste computacional total. Es importante destacar que el paso que produce más consumo en IJEP es el que se corresponde con el procedimiento de cancelación, indicado en el paso 4. Como este paso tiene que llevarse a cabo en la parte de datos en cualquier caso, ya sea considerando IJEP u otro estimador conjunto previamente propuesto, si se evita una iteración por símbolo OFDM se obtiene un ahorro considerable en el coste computacional, siempre que el número de símbolos en la parte de datos sea mucho mayor que el número de iteraciones que hay que realizar en el preámbulo. Merece la pena apuntar que éste es el caso usual ya que la trama OFDM normalmente constará de más de cinco símbolos de datos, valor seleccionado como número de iteraciones a ejecutar en el preámbulo para alcanzar la cota CRB.

La evaluación del coste computacional tiene en cuenta las expresiones (4.16) y (4.17), donde se presentan los términos de Cancelación de ISI y Compensación de ICI correspondientes al paso 4 del algoritmo. Considerándolas se ha llevado a cabo un profundo análisis dividiendo el paso 4 en varias tareas para averiguar el número de operaciones por cada una de ellas. Los

Parámetro	Valor
Computador/Procesador ciclo/segundo	0.33mA/MHz
Tensión de alimentación	1.26 V
Energía/ciclo	415.8pW seg/ciclo
Ciclos/FFT de N -puntos	$306 + 5\frac{N}{2}\log_2(\frac{N}{2})$
Ciclos/Multiplicación	1/2
Ciclos/Suma	1/4
Ciclos/Multiplicación Compleja	3
Ciclos/Suma Compleja	1/2
(*)Ciclos/ búsqueda min-índice de longitud X	$17 + X/2$
(*)Ciclos/ búsqueda max-valor de longitud Y	$Y/2 + 6$

(*) X e Y pueden tomar cualquier valor.

Tabla 4.1: Parámetros principales para un DSP de coma fija

	Tarea	# Ciclos
1)	Remodulación	0
2)	Truncar Canales	0
3)	Convertir Canales Truncados al Dominio de la Frecuencia	$N_t N_r (306 + 5/2 N \log_2(N/2))$
4)	Calcular $\sum_{i=1}^{N_t} \bar{\mathbf{r}}_{j,i}^{ISI}(\ell)$	$N_t N_r N (L - L_{CP}) N (L - L_{CP}) \times \sum \begin{pmatrix} 2 & \text{mult. compleja} & = & 6 \\ 1 & \text{suma compleja} & = & 1/2 \\ 9 & \text{mult. real} & = & 9/2 \\ 3 & \text{suma real} & = & 3/4 \end{pmatrix}$ $N_t N_r N (L - L_{CP}) N \times \sum \begin{pmatrix} 1 & \text{mult. compleja} & = & 3 \\ 1 & \text{suma compleja} & = & 1/2 \end{pmatrix}$ $N_t N_r N (L - L_{CP}) \times \sum \begin{pmatrix} 1 & \text{suma compleja} & = & 1/2 \end{pmatrix}$ $N_t N_r N \times \sum \begin{pmatrix} 2 & \text{mult. compleja} & = & 6 \end{pmatrix}$
5)	Calcular $\sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{C}_{j,i}(\ell)$	$N_t N_r N (L - L_{CP}) N \times \sum \begin{pmatrix} 2 & \text{mult. compleja} & = & 6 \\ 1 & \text{suma compleja} & = & 1/2 \\ 8 & \text{mult. real} & = & 4 \\ 1 & \text{suma real} & = & 1/4 \end{pmatrix}$ $N_t N_r N (L - L_{CP}) \times \sum \begin{pmatrix} 1 & \text{mult. compleja} & = & 3 \\ 1 & \text{suma compleja} & = & 1/2 \end{pmatrix}$ $N_t N_r N (L - L_{CP}) \times \sum \begin{pmatrix} 1 & \text{suma compleja} & = & 1/2 \end{pmatrix}$ $N_t N_r N \times \sum \begin{pmatrix} 2 & \text{mult. compleja} & = & 6 \end{pmatrix}$
6)	Calcular $\bar{\mathbf{r}}^{CICI}(\ell) = \sum_{j=1}^{N_r} \bar{\mathbf{r}}_j(\ell) - \bar{\mathbf{r}}_j^{ISI}(\ell) + \mathbf{C}_j(\ell)$	$2N_r N \times \text{suma compleja} = N_r N$
7)	Demodulación	$3 \text{ suma real} + 2 \text{ mult. real} + 17 + Q/2$

Tabla 4.2: Número de operaciones por tarea del algoritmo de cancelación de interferencias

resultados se han resumido en la Tabla 4.2.

- Tarea 1: Realiza la remodulación del símbolo OFDM, el cual es 16-QAM o 4-QAM dependiendo del escenario simulado. Esta tarea no requiere un número apreciable de operaciones ya que los datos modulados pueden obtenerse directamente de una tabla *look-up* o mediante técnicas *Direct Digital Synthesis* (DDS).
- Tareas 2 y 3: Estas dos tareas se encargan de truncar los canales en el dominio del tiempo entre las antenas receptoras y transmisoras y su conversión al dominio de la frecuencia. La primera tarea simplemente consiste en la extracción de las muestras de los coeficientes del canal que dan lugar a las interferencias, por lo que no se considera que implique un consumo de tiempo apreciable. La segunda de ellas conlleva la ejecución de $(N_t N_r)$ operaciones FFT, dando lugar a

$$N_t N_r (306 + 5/2 N \log_2(N/2)) \quad \text{ciclos.}$$

- Tareas 4 y 5: A continuación, estas dos tareas son las que se encargan del cálculo de los términos de la Componente ISI y la Compensación de ICI. Tras la evaluación de

las expresiones se ha concluido que el número total de ciclos para estas dos tareas, expuestas en la Tabla 4.2, son

$$\sum_{i=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^{ISI}(\ell) \Rightarrow N_t N_r N (6 + \frac{1}{2}(L - L_{CP}) + \frac{7}{2}(L - L_{CP})N + \frac{47}{4}(L - L_{CP})^2 N)$$

y

$$\sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{C}_{j,i}(\ell) \Rightarrow N_t N_r N (6 + \frac{1}{2}(L - L_{CP}) + \frac{7}{2}(L - L_{CP})N + \frac{43}{4}(L - L_{CP})^2 N)$$

respectivamente. Como se suponía, las tareas con mayor consumo de todo el proceso se corresponden precisamente con éstas.

- Tarea 6: A continuación, es necesario calcular la señal con la interferencia ya cancelada, $\tilde{\mathbf{r}}^{ICI}(\ell)$, haciendo uso de $N_r N$ ciclos. El símbolo demodulado dará lugar a los datos introducidos en la siguiente iteración del algoritmo.
- Tarea 7: La demodulación de la señal requiere el cálculo de las distancias a los Q puntos de la constelación siendo $Q = 16$ para 16-QAM y $Q = 4$ para 4-QAM. Encontrar la distancia euclídea entre dos puntos cualesquiera requiere 3 sumas reales y 2 multiplicaciones reales, conjuntamente con una búsqueda de índices mínimos de longitud Q , lo que da lugar a un total de $3/4 + 2/2 + 17 + Q/2$ ciclos para esta tarea.

En conjunto, la cantidad total de ciclos necesaria para ejecutar una iteración de este algoritmo de cancelación de interferencias considerando $N = 64$ subportadoras, 16-QAM, $L = 6$, $L_{CP} = 2$, dos antenas transmisoras y receptoras ($N_t = 2$ y $N_r = 2$) y teniendo en cuenta un valor de consumo de 415.8 pW seg/ciclo del DSP de referencia, conlleva un consumo de energía, o ahorro, de aproximadamente 2.6 mW.

Como se apuntaba más arriba, a pesar del hecho de que la propuesta presentada implícitamente requiere la ejecución de este procedimiento en el preámbulo durante un número fijo de iteraciones, el procedimiento completo incluyendo la parte de datos es efectivo en términos de coste. Esto es cierto siempre que, si se ahorra una iteración en la parte de datos, el número de símbolos en dicha parte sea mucho mayor que el de iteraciones llevadas a cabo en el preámbulo.

4.6. Resultados

Para validar el procedimiento IJEP propuesto en un escenario de prefijo cíclico insuficiente se han realizado una serie de simulaciones. Se ha considerado un sistema MIMO-OFDM 2×2 con dos antenas transmisoras y receptoras, donde el número de subportadoras es inicialmente $N = 64$ y la longitud del prefijo cíclico, L_{CP} , se fija a una tercera parte de la longitud del canal L , $L_{CP} = L/3$. Los canales MIMO simulados entre las antenas están basados en un modelo individual TDL siguiendo un perfil exponencial, ampliamente utilizado en la implementación de canales multitrayecto [56]. Se supone implícitamente que el canal no varía durante la duración de la trama, los diferentes trayectos entre antenas transmisora y receptora son incorrelados y su duración es de seis coeficientes, $L = 6$. Se ha simulado un número variable de tramas, con un mínimo de 10000, utilizando un esquema de modulación 16-QAM donde cada trama consta de un preámbulo y 20 símbolos OFDM correspondientes a la parte de datos. La detección de datos está basada en el detector ML símbolo a símbolo. Es importante recalcar que estos resultados se han obtenido sin considerar ningún tipo de esquema de codificación de canal. Ambos, tanto el número de subportadoras como el tamaño de la constelación del esquema de modulación, se han variado para mostrar el efecto del procedimiento IJEP en la BER de diferentes sistemas. Para el cálculo de la estimación de desplazamiento de frecuencia el número de iteraciones del método de Newton se ha limitado a $k_n = 5$ y el valor de desplazamiento de frecuencia se ha fijado a $\varepsilon = \{0.2, 0.4\}$ para comprobar la independencia de la propuesta con respecto al valor de desplazamiento de frecuencia.

El objetivo de estas simulaciones es demostrar los dos aspectos principales del algoritmo. Por un lado, se muestra cómo la ISI e ICI del preámbulo pueden suprimirse iterativamente, superando propuestas previas y convergiendo al caso ideal de SCP en términos de MSE y BER. Esto se logra utilizando el procedimiento IJEP presentado en la sección 4.3. Por otro lado, se ha probado que este procedimiento mejora el rendimiento general del sistema ya que el nuevo preámbulo cuasi libre de interferencias no sólo reduce el número de iteraciones necesarias para cancelar las interferencias en la parte de datos sino que también mejora la BER frente a la SNR.

Resumiendo, se evalúa el procedimiento IJEP comparando tres casos diferentes, los cuales engloban las diferentes estrategias tratadas hasta ahora mediante sus respectivos comporta-

mientos de MSE y BER.

Caso a: Propuesta presentada en este capítulo 4 donde IJEP se ejecuta para las N muestras del preámbulo durante un número específico de iteraciones, denotado como t_P . Las estimaciones obtenidas con la ejecución de IJEP se utilizan posteriormente para cancelar las interferencias en la parte de datos durante otro número diferente de iteraciones, representado como t_D , y calcular así la BER del sistema. Este caso se etiqueta con el subíndice '*IJEP*' en las figuras.

Caso b: Procedimientos presentados en [2][38][39] donde sólo la segunda mitad del preámbulo, $N/2$ muestras que están libres de interferencias, se utilizan para determinar las estimaciones, *i.e.*, considera la propuesta planteada en el capítulo 3. Estas estimaciones menos precisas se utilizan, como en el caso anterior, para cancelar posteriormente las interferencias en la parte de datos y calcular la BER. En esta ocasión, únicamente el parámetro t_D es aplicable. Este caso se etiqueta con el subíndice '*prev*' en las figuras, refiriéndose a trabajos previos.

Caso c: Las estimaciones se realizan con todo el preámbulo, N muestras, que alberga todas las interferencias, pero sin aplicar IJEP. La carencia de precisión en la estimación para este caso no permite la ejecución de ningún tipo de cancelación de interferencias en la parte de datos. Este caso está etiquetado con el subíndice '*N*' en las figuras.

La evaluación inicial se lleva a cabo mediante el rendimiento de la estimación conjunta de canal y desplazamiento de frecuencia en comparación con las cotas teóricas dadas por las CRBs, expuestas en la sección 4.4. La cota se calcula considerando todo el preámbulo (N muestras) y también teniendo en cuenta únicamente la segunda mitad del preámbulo ($N/2$ muestras). En las figuras, CRB_N denota los límites para el preámbulo completo mientras que $CRB_{N/2}$ considera sólo la segunda mitad. Es importante remarcar que CRB_N es la cota correspondiente con el caso SCP ideal.

Las Figs. 4.3a y 4.3b muestran los resultados de MSE para la estimación de desplazamiento de frecuencia y canal, respectivamente, para $\varepsilon = 0.2$ y análogamente las Figs. 4.4a y 4.4b para el caso de $\varepsilon = 0.4$. En ambos casos, el rendimiento de los estimadores utilizando el preámbulo completo pero sin implementar IJEP, el cual contiene las interferencias (*Caso c*,

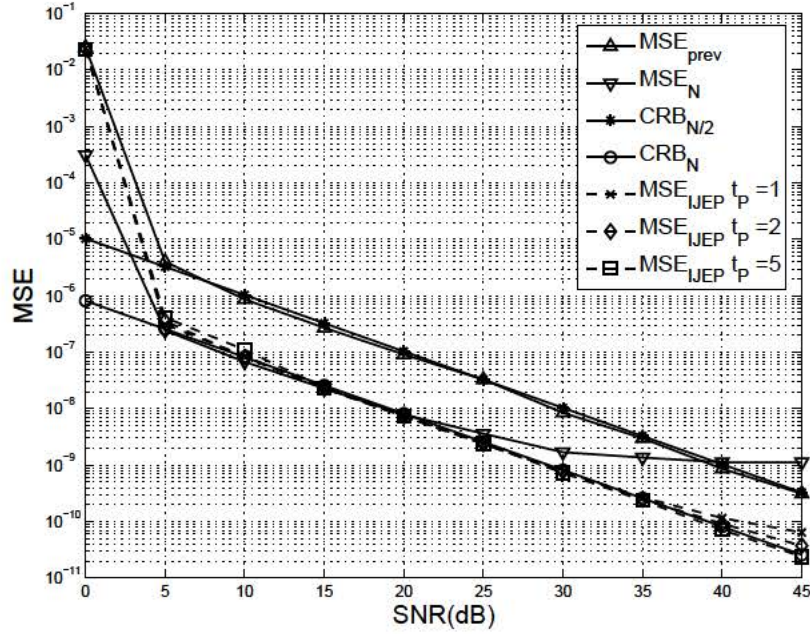
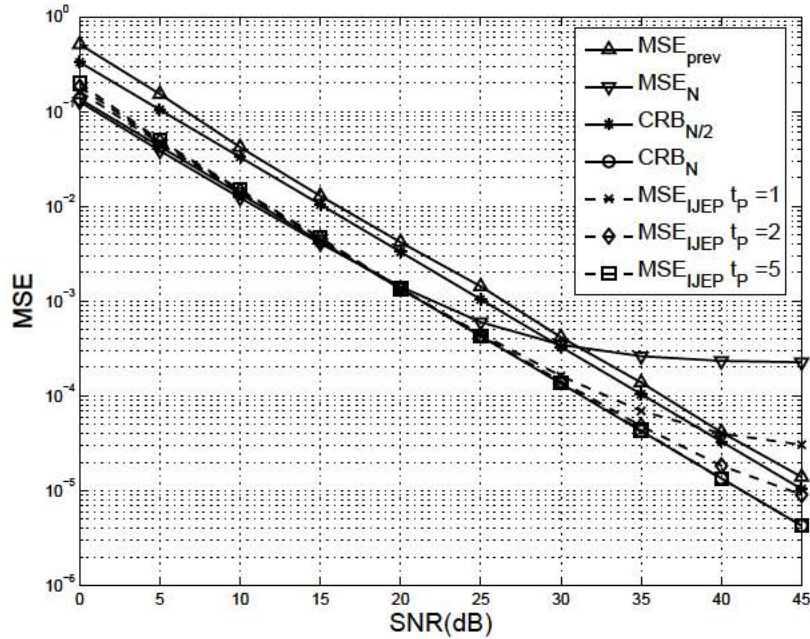
(a) MSE de la estimación de desplazamiento de frecuencia para $\varepsilon = 0.2$ (b) MSE de la estimación de canal para $\varepsilon = 0.2$

Figura 4.3: MSE de la estimación de desplazamiento de frecuencia y canal mostrando las CRBs teóricas y los diferentes esquemas de estimación: *caso a*) la actual propuesta IJEP (etiquetada como MSE_{IJEP}), *caso b*) la estimación con la segunda mitad del preámbulo, $N/2$ muestras, tal y como se propuso previamente en [2][38][39] (etiquetado como MSE_{prev}) y *caso c*) la estimación con el preámbulo completo, N muestras, que contiene las interferencias (etiquetado como MSE_N). 16-QAM, $N = 64$ subportadoras, $L_{CP} = 2$, $L = 6$, $\varepsilon = 0.2$ y el número de iteraciones del IJEP en el preámbulo $t_P = \{1, 2, 5\}$.

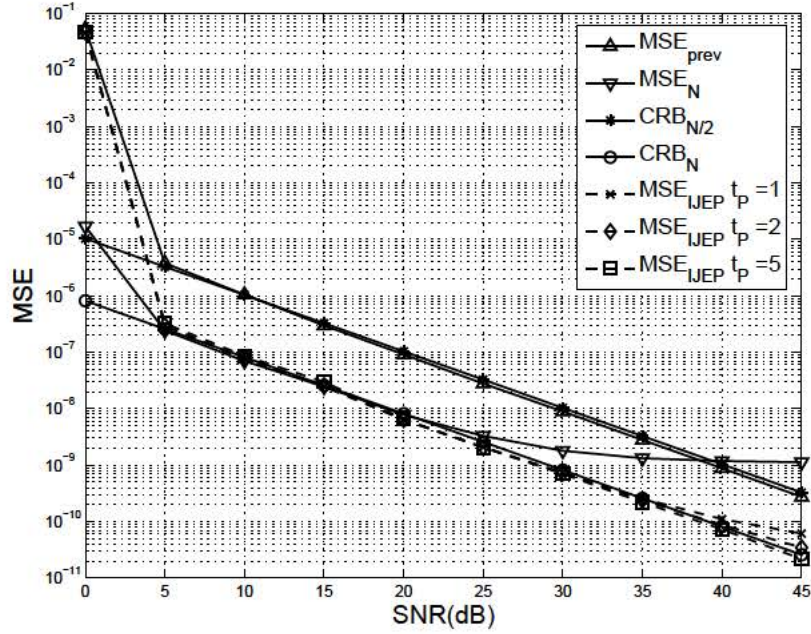
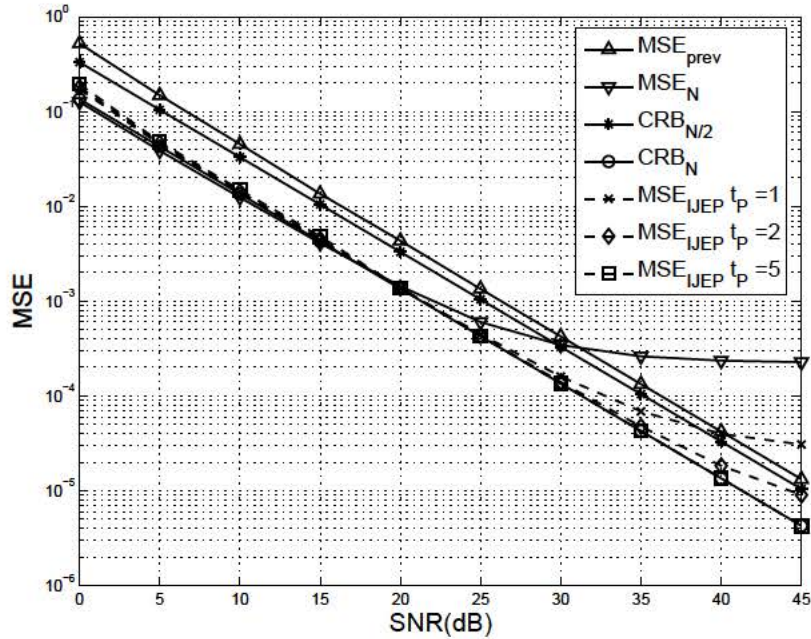
(a) MSE de la estimación de desplazamiento de frecuencia para $\varepsilon = 0.4$ (b) MSE de la estimación de canal para $\varepsilon = 0.4$

Figura 4.4: MSE de la estimación de desplazamiento de frecuencia y canal mostrando las CRBs teóricas y los diferentes esquemas de estimación: *caso a*) la actual propuesta IJEP (etiquetada como MSE_{IJEP}), *caso b*) la estimación con la segunda mitad del preámbulo, $N/2$ muestras, tal y como se propuso previamente en [2][38][39] (etiquetado como MSE_{prev}) y *caso c*) la estimación con el preámbulo completo, N muestras, que contiene las interferencias (etiquetado como MSE_N). 16-QAM, $N = 64$ subportadoras, $L_{CP} = 2$, $L = 6$, $\varepsilon = 0.4$ y el número de iteraciones del IJEP en el preámbulo

$$t_P = \{1, 2, 5\}.$$

curvas MSE_N), conduce a un suelo de error en la región media-alta de SNR pero converge a la cota CRB_N para valores bajos de SNR. Estas curvas en ambos casos se mejoran claramente en la zona media-alta de SNR cuando se utiliza únicamente la segunda mitad del preámbulo para la estimación (*Caso b*, curvas MSE_{prev}), debido a que las estimaciones convergen a la CRB teórica calculada para la segunda mitad el preámbulo ($CRB_{N/2}$).

Es importante remarcar un aspecto particular mostrado en las Figs. 4.3b y 4.4b. La curva correspondiente al MSE simulado de la estimación de canal obtenido con la segunda mitad del preámbulo (*Caso b*, curva MSE_{prev}) no converge exactamente a $CRB_{N/2}$. Esto se debe al error introducido por una estimación de desplazamiento de frecuencia obtenida con la segunda mitad del preámbulo en lugar de haberse hecho con todo el preámbulo.

Estas cuatro figuras también muestran cómo las curvas se aproximan progresivamente a la CRB del preámbulo completo (CRB_N) según se incrementa el número de iteraciones de IJEP, t_P , (*Caso a*, curvas MSE_{IJEP}). Esto indica que el proceso de supresión de interferencias elimina consecutivamente la distorsión localizada en la primera parte del preámbulo y que es independiente del desplazamiento de frecuencia, siempre que el desplazamiento de frecuencia esté dentro del rango de adquisición correspondiente al tipo de secuencia que se utilice en el preámbulo. Una vez que se ha alcanzado el valor fijado de iteraciones $t_P = 5$, se obtiene la estimación conjunta de desplazamiento de frecuencia y canal. El rendimiento de estas últimas estimaciones está más próximo a las cotas correspondientes en función de las iteraciones ejecutadas ya que, a mayor número de iteraciones, más próximas estarán las curvas MSE_{IJEP} a la cota CRB_N .

Por otro lado, la comparación de BER en función de la SNR se muestra inicialmente en la Fig. 4.5a para $N = 64$ subportadoras y 16-QAM. Se considera que los símbolos OFDM en la parte de datos de la trama también sufren los efectos de utilizar un prefijo cíclico insuficiente, como en el preámbulo, y se selecciona un número de hasta $t_D = 3$ iteraciones para la cancelación de interferencias. Se observa cómo la BER correspondiente al *Caso c* (curva BER_N) conduce a un suelo de error en la región media-alta de SNR. Además, se aprecia fácilmente cómo las curvas correspondientes al algoritmo propuesto en el *Caso a* (curvas BER_{IJEP}) claramente superan otros procedimientos propuestos con anterioridad especificados en el *Caso b* (curvas BER_{prev}) y convergen a la situación ideal representada por un escenario SCP (curvas BER_{SCP}).

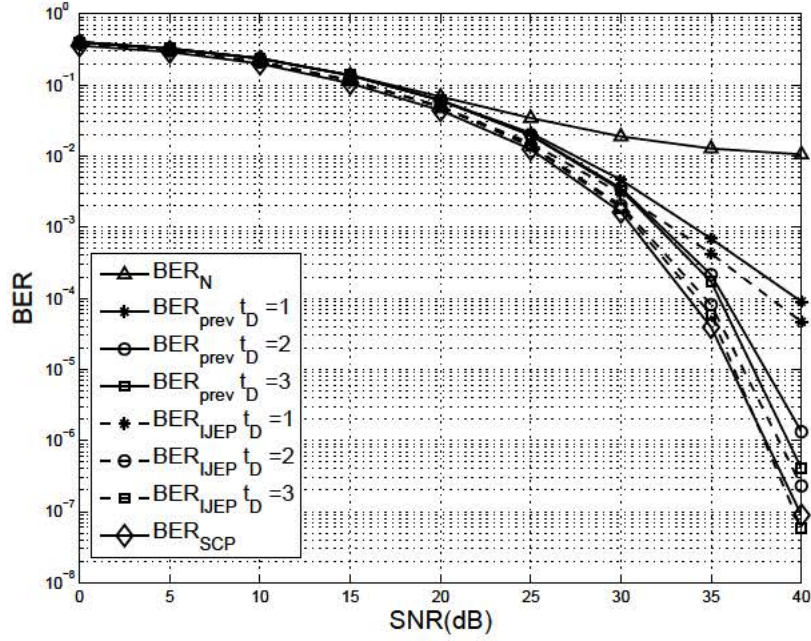
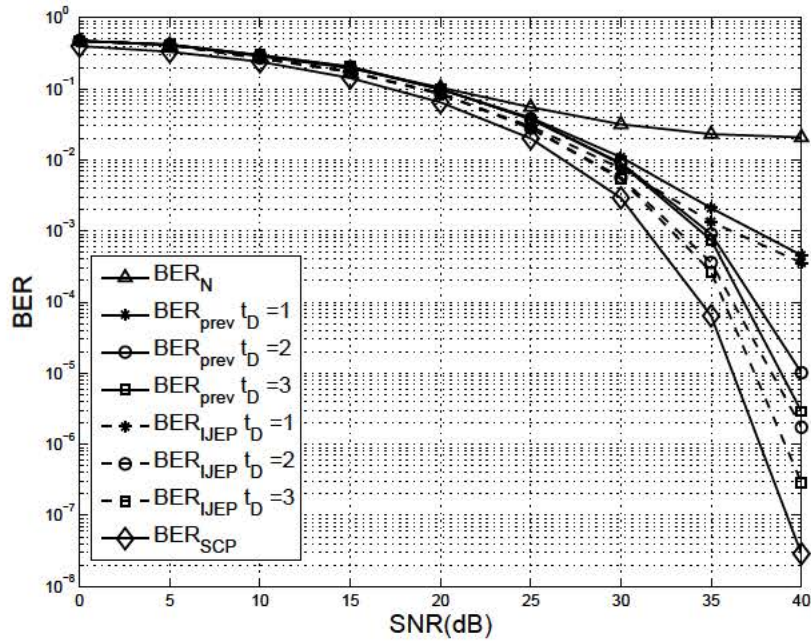
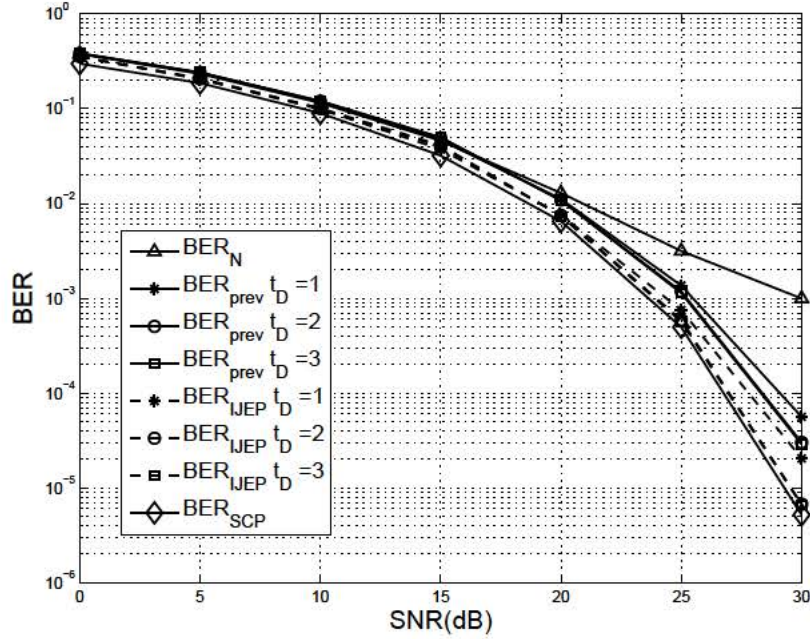
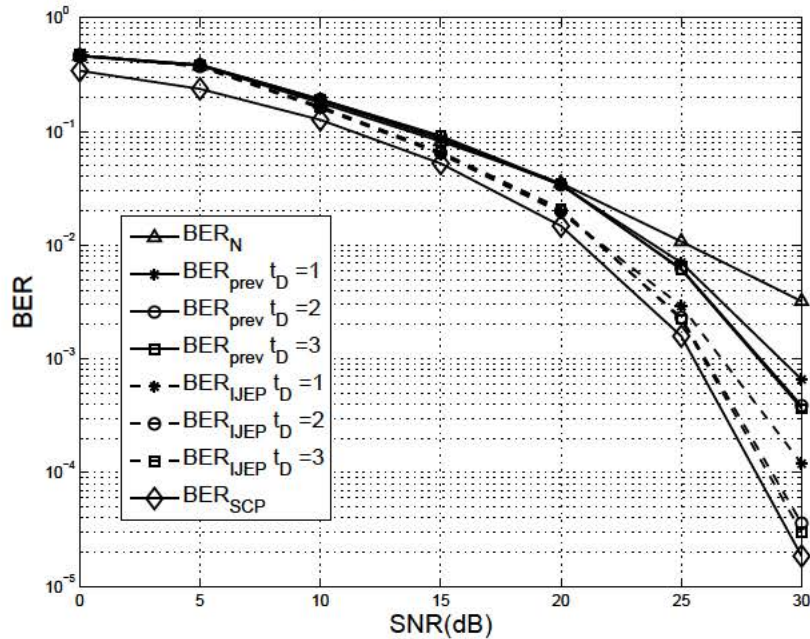
(a) 16-QAM, $N = 64$ subportadoras(b) 16-QAM, $N = 32$ subportadoras

Figura 4.5: BER del sistema con cancelación de interferencias en la parte de datos utilizando los diferentes esquemas de estimación: *caso a*) la actual propuesta IJEP (etiquetada como BER_{IJEP}), *caso b*) la estimación con la segunda mitad del preámbulo, $N/2$ muestras, tal y como se propuso previamente en [2][38][39] (etiquetado como BER_{prev}), *caso c*) la estimación con el preámbulo completo, N muestras, sin cancelar las interferencias (etiquetado como BER_N) y el caso de prefijo cíclico suficiente (etiquetado como BER_{SCP}). $L_{CP} = 2$, $L = 6$, $\varepsilon = 0.4$, 16-QAM y el número de iteraciones de la cancelación de interferencias en la parte de datos $t_D = \{1, 2, 3\}$.



(a) 4-QAM, $N = 64$ subportadoras



(b) 4-QAM, $N = 32$ subportadoras

Figura 4.6: BER del sistema con cancelación de interferencias en la parte de datos utilizando los diferentes esquemas de estimación: *caso a*) la actual propuesta IJEP (etiquetada como BER_{IJEP}), *caso b*) la estimación con la segunda mitad del preámbulo, $N/2$ muestras, tal y como se propuso previamente en [2][38][39] (etiquetado como BER_{prev}), *caso c*) la estimación con el preámbulo completo, N muestras, sin cancelar las interferencias (etiquetado como BER_N) y el caso de prefijo cíclico suficiente (etiquetado como BER_{SCP}). $L_{CP} = 2$, $L = 6$, $\varepsilon = 0.4$, 4-QAM y el número de iteraciones de la cancelación de interferencias en la parte de datos $t_D = \{1, 2, 3\}$.

Se puede ver claramente que para un valor fijo de BER éste se alcanza con un menor número de iteraciones si se implementa el procedimiento IJEP, *e.g.* en la Fig. 4.5a el punto perteneciente al *Caso b* y $t_D = 3$ iteraciones para un valor de BER de $4 \cdot 10^{-7}$ y SNR= 40 dB se mejora con $t_D = 2$ iteraciones para el *Caso a*. Por lo tanto, se puede concluir que, en la región de SNR media-alta, el procedimiento IJEP es más efectivo y conduce a un ahorro del coste computacional de una iteración por cada símbolo de datos de cada trama. Esto es particularmente importante ya que este simple ahorro significa un menor consumo de energía y, consecuentemente, una mejora considerable en la duración de la batería del terminal. Además, se muestra que tras varias iteraciones se alcanza el límite ideal, representado por la curva BER_{SCP} .

Para completar la evaluación del procedimiento IJEP, se han realizado tres simulaciones adicionales variando los parámetros iniciales del sistema. Por ejemplo, en la Fig. 4.5b se muestra la BER perteneciente a 16-QAM y $N = 32$ subportadoras. Siguiendo el mismo razonamiento expuesto anteriormente en las figuras anteriores se observa un comportamiento similar que da a la actual propuesta una mejora de una iteración con respecto a procedimientos previos. Del mismo modo, las Figs. 4.6a y 4.6b muestran la BER para 4-QAM y $N = 64$ y $N = 32$ subportadoras, respectivamente. La Fig. 4.6a muestra resultados análogos pero la Fig. 4.6b ilustra resultados incluso mejores con una mejora de tres iteraciones. Obviamente, esto conduce a un notable ahorro de energía.

4.7. Conclusiones

La nueva propuesta denominada IJEP está enfocada en mejorar la estimación conjunta de canal y desplazamiento de frecuencia en sistemas MIMO-OFDM en presencia de ISI e ICI en el preámbulo debido a canales altamente dispersivos donde el prefijo cíclico puede llegar a ser más corto que la longitud del canal o debido a la supresión deliberada parcial o total del prefijo cíclico para aumentar la capacidad del sistema. Se demuestra, por tanto, que utilizando un preámbulo basado en SS, aquella parte de dichas secuencias que no contiene distorsión (segunda mitad) permite obtener una estimación inicial de canal y desplazamiento de frecuencia capaz de cancelar las interferencias existentes en la parte que sí contiene la distorsión (primera mitad). Se ha confirmado que el proceso de cancelación de interferencias

en el preámbulo conduce a nuevos estimadores calculados con el preámbulo completo y cuyo rendimiento es similar al caso ideal de prefijo cíclico suficiente, convergiendo en ambos casos a los límites teóricos de CRB y dependiendo únicamente del número de iteraciones realizado. Esto implica que el número de iteraciones necesario para cancelar la interferencia en la parte de datos, también afectada por un prefijo cíclico insuficiente, decrece en función de las iteraciones llevadas a cabo en el preámbulo. Esto reduce notablemente el coste computacional y, consecuentemente, extiende la duración de las baterías en dispositivos portátiles. Además, se ha comprobado cómo la BER mejora cuando el procedimiento de estimación conjunta iterativa (IJEP) se utiliza en el preámbulo, aproximándose al límite fijado por el escenario ideal SCP.

CAPÍTULO 5

ESTIMACIÓN DE CANAL EN UN SISTEMA LTE CON PREFIJO CÍCLICO INSUFICIENTE

En este capítulo se analizan las estrategias de estimación propuestas en los dos capítulos anteriores para un sistema real modificado con prefijo cíclico insuficiente, pero con la salvedad de que debido al sistema elegido para poner en práctica la estrategia únicamente es posible implementar la estimación de canal y la cancelación de interferencias. Ello se debe a que la aplicabilidad del estimador conjunto, de canal y desplazamiento de frecuencia, expuesto en los capítulos previos no es viable en LTE debido a la estructura de trama que utiliza. Se presenta, por lo tanto, una propuesta para incrementar la capacidad del enlace descendente del estándar LTE, que está basado en OFDM y que a su vez incluye la opción de MIMO. El aumento de la capacidad se consigue mediante la supresión parcial o total del prefijo cíclico, lo que implica la utilización de un algoritmo de cancelación iterativa de interferencias, es decir, ISI e ICI. El procedimiento de cancelación de interferencias exige que la estimación de canal sea lo suficientemente precisa, lo cual se realizará en dos etapas. En la primera etapa se realiza una estimación de canal inicial que, en función del tipo de estructura de trama seleccionada, dará lugar a los dos tipos de receptor definidos en las secciones 5.4 y 5.5 y, a su vez, harán uso de estimadores de canal ML o LS. En segundo lugar, la estimación de canal posterior se realizará mediante un estimador LS de mínimos cuadrados haciendo uso de los pilotos dispersos que alberga la estructura de trama LTE. A través de simulaciones se demostrará que, a pesar de las interferencias que surgen debido a la supresión del prefijo

cíclico, la estrategia obtiene una estimación de canal lo suficientemente precisa como para converger a los límites teóricos y da lugar a unos resultados de BER del sistema similares a los que se pueden obtener en una situación ideal con prefijo cíclico suficiente. Considerando valores típicos de prefijo cíclico del estándar LTE el incremento de capacidad empleando esta estrategia puede ir desde el 7% al 25%.

5.1. Introducción

La implementación en las redes de telefonía móvil del estándar LTE [4] supuso un notable avance debido, principalmente, al mayor régimen binario que proporciona. Su definición fue desarrollada en paralelo con la aparición de novedosos teléfonos inteligentes que demandaban cada vez más cantidad de datos para permitir a los usuarios tener acceso a nuevos servicios y aplicaciones independientemente de su posición.

Esos regímenes binarios han podido ofrecerse gracias a la definir dentro del estándar a OFDM como el esquema de modulación seleccionado para el enlace descendente (*Down-Link*, DL). Además, la utilización de múltiples antenas en transmisión y recepción, MIMO, como una de las opciones del estándar da la posibilidad de alcanzar velocidades por encima de los 100 Mbps.

Este capítulo se centra en explorar y analizar la viabilidad de aumentar la capacidad de un sistema basado en el DL de LTE y considerando MIMO. Para conseguirlo, se propone la extrapolación de las estrategias anteriormente propuestas relativas a la supresión del prefijo cíclico, mecanismo que proporciona el incremento de capacidad buscado. Es importante remarcar que el estándar da la posibilidad de ajustar dos tipos de prefijo cíclico, largo y corto, dependiendo de lo dispersivo que sea el canal, alcanzando valores de hasta 1/4 del período de símbolo.

Como se ha ido exponiendo a través de la presente Tesis, la principal distorsión introducida por la supresión del prefijo cíclico es la aparición de ISI e ICI. Los trabajos previos que se centran en la estimación de parámetros en sistemas OFDM con prefijo cíclico insuficiente, tanto los que ya han sido referenciados en los capítulos previos como las nuevas estrategias presentadas en la Tesis, se pueden dividir en aquellos que utilizan un preámbulo con prefijo cíclico suficiente y aquellos otros en los que tanto los datos como el preámbulo tienen prefijo

cíclico insuficiente [2][38][39]. Estos últimos no serían válidos para un esquema como LTE ya que no realizan una estimación de canal P/A con pilotos dispersos tal y como los define LTE. Este esquema de estimación está basado en la transmisión de información conocida en ciertas subportadoras dentro de la rejilla tiempo-frecuencia con la que poder extraer la información del canal en recepción. La única contribución que trata estimaciones P/A de canal [57] no cubre el caso MIMO-OFDM, no está enfocado a un sistema concreto como LTE y no aborda procedimientos de estimación inicial para dicha estimación. Todos estos puntos son los que se cubren en este capítulo de manera que la supresión del prefijo cíclico suponga un incremento en la capacidad del sistema LTE basado en MIMO-OFDM, tanto si la supresión se lleva a cabo en símbolos de datos como en aquellos otros símbolos que lleven pilotos destinados a la estimación de canal. Se aplica la cancelación de interferencias iterativa que mejora sucesivamente la estimación P/A de canal de modo que la BER del sistema no se vea afectada por la estimación de canal errónea que los símbolos con pilotos y sin prefijo cíclico puedan conllevar.

El presente capítulo propone y analiza en detalle dos receptores diferentes. Uno basado en una estructura de trama modificada a la que se anexa al comienzo un preámbulo para labores de estimación inicial y otro basado en una estructura de trama mas fiel al estándar LTE que utiliza secuencias existentes en el estándar para la estimación de canal inicial.

La evaluación de la propuesta se realizará mediante simulaciones y, aparte del análisis de la BER respecto a la SNR, se obtendrá el MSE del estimador de canal P/A para demostrar así cómo la cancelación sucesiva de interferencias conduce a valores cuasi óptimos del MSE simulado.

A pesar de que la estrategia abordada en los capítulos anteriores de la Tesis estaban enfocados a esquemas de estimación conjunta de canal y desplazamiento de frecuencia, su aplicabilidad tal y como está definida no es viable debido a la estructura de trama que utiliza LTE y los mecanismos concretos que se utilizan para estimación de desplazamiento de frecuencia. En LTE dicha estimación se realiza con secuencias particularmente definidas que no están destinadas a estimación de canal. Por este motivo, únicamente se ha introducido la estimación de canal en la propuesta presentada en este capítulo.

5.2. Descripción de la capa física del enlace descendente de LTE

En esta sección, se presenta una descripción detallada de la capa física de LTE [4], la cual será utilizada para evaluar, mediante simulaciones, el rendimiento de la propuesta expuesta en esta Tesis para incrementar la capacidad de las transmisiones del enlace descendente DL en LTE.

A pesar del hecho de que el estándar define dos tipos diferentes de trama dependiendo del modo de duplexación elegido, Duplexación por División en Frecuencia (*Frequency Division Duplexing*, FDD) o Duplexación por División en el Tiempo (*Time Division Duplexing*, TDD), se presentará y analizará la propuesta en el marco de la trama FDD, ya que la mayoría de sistemas desplegados en la actualidad siguen esta configuración.

La estructura de trama correspondiente a FDD se denota en el estándar como Tipo 1 y su distribución se muestra en la Fig. 5.1. Cada trama consta de 10 subtramas, etiquetadas desde Subframe#0 hasta Subframe#9, y dentro de cada subtrama se encuentran dos *slots*, Slot#0 y Slot#1. Se puede observar cómo los canales físicos se dividen en *slots* y se distribuyen en subportadoras a lo largo de la trama y cómo se asignan las secuencias de sincronización primaria y secundaria (*Primary Synchronization Sequence*, PSS y *Secondary Synchronization Sequence*, SSS) y la señales de referencia RS (*Reference Signals*). Además, aquellas subportadoras que no se utilizan aparecen marcadas en la figura con recuadros de color negro, tal y como ocurre con las subportadoras de los extremos de cada PSS o SSS y los pilotos no utilizados de las señales de referencia RS.

La distribución en el dominio del tiempo de un *slot* se muestra en las Figs. 5.3 y 5.2. Se puede seleccionar un prefijo cíclico largo o corto dependiendo del comportamiento del canal, lo que implica una configuración de *slot* con 6 ó 7 símbolos OFDM, respectivamente. Este último aparece reflejado en la Fig. 5.2 y es esta estructura la que se ha elegido para evaluar la propuesta. Ello implica un prefijo cíclico de 10 muestras para el primer símbolo dentro del *slot* y de 9 muestras para los seis símbolos restantes.

El ancho de banda de transmisión varía entre 1.4 MHz y 20 MHz, en el que se pueden alojar entre 128 y 2048 subportadoras. Para acelerar las simulaciones se han seleccionado únicamente 128 subportadoras. Es importante destacar que no se usan las N subportadoras

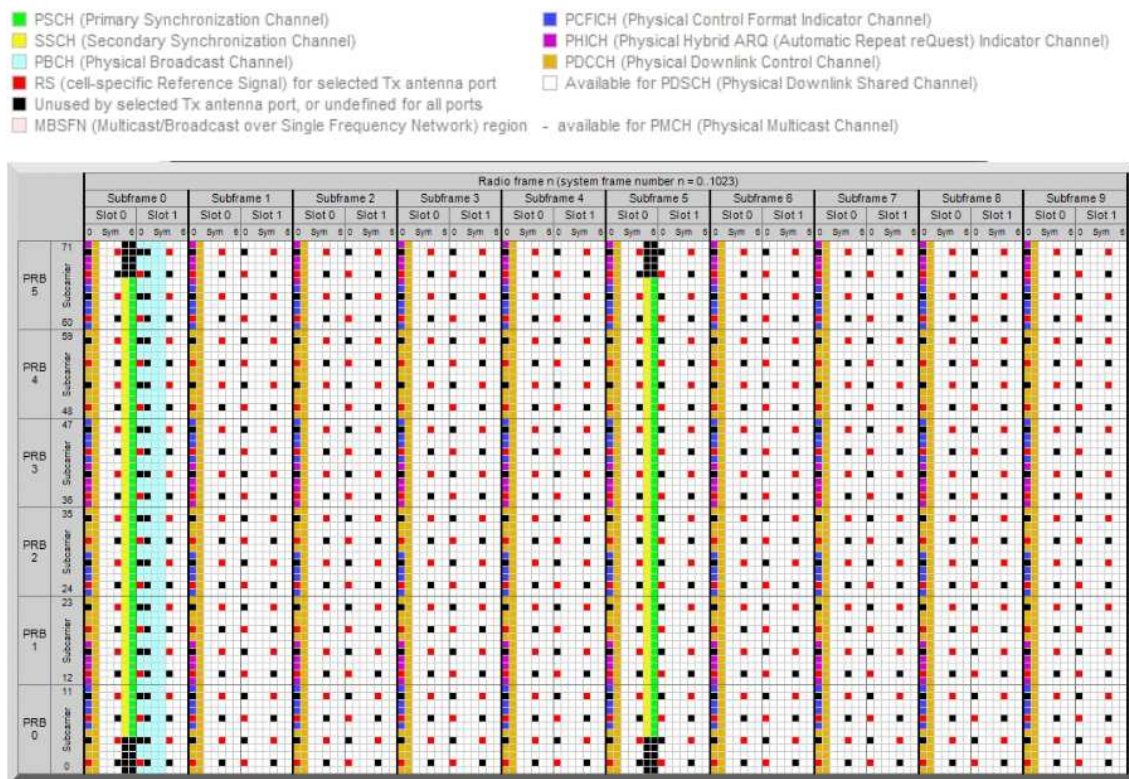


Figura 5.1: Canales físicos en la estructura de trama Tipo 1 en LTE [58].

de cada ancho de banda y, concretamente, para $N = 128$ el número utilizado es 73. El número específico de 12 subportadoras agrupadas en intervalos *slot-a-slot* forman lo que se denomina como *Physical Resource Blocks* (PRB). Cada elemento en la rejilla PRB se denomina *Resource Element* (RE) y se identifica unívocamente por los índices (subportadora, símbolo) dentro de un *slot*. La rejilla PRB se muestra en la Fig. 5.4.

Las secuencias de sincronismo, PSS y SSS, asisten en el proceso de búsqueda de celda y se transmiten en cada enlace descendente [60]. La posición en el dominio del tiempo dentro de la trama FDD se muestra en la Fig. 5.1. La secuencia PSS se transmite dentro del último símbolo del Slot#0 de la Subframe#0 y Subframe#5, mientras que la secuencia SSS se transmite dentro del penúltimo símbolo del mismo *slot*, *i.e.*, justo antes de la secuencia PSS. Consecuentemente, hay dos PSS y dos SSS en la trama. Dentro de cada celda de red, las dos PSSs de una trama son idénticas. Además, la secuencia PSS de la celda de red puede tomar tres valores diferentes dependiendo de la identidad de celda de la capa física. En LTE,

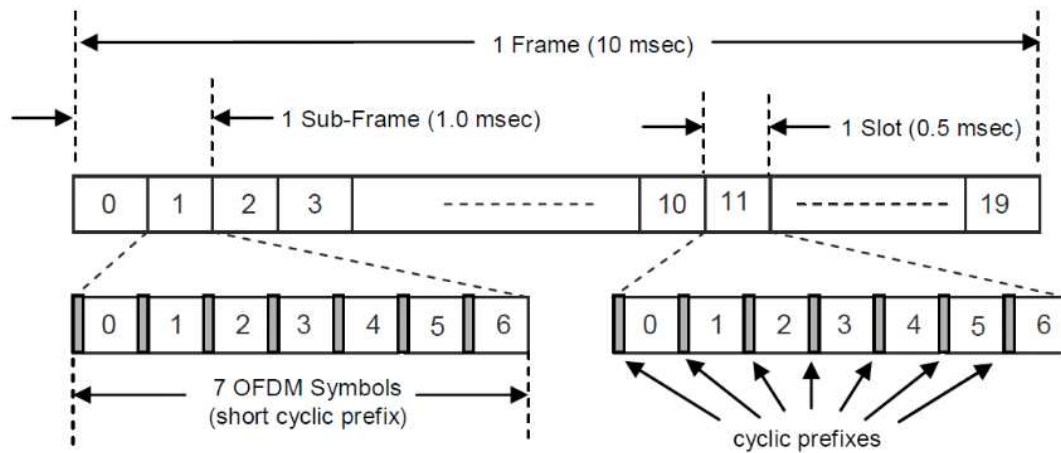


Figura 5.2: Estructura de trama Tipo 1 en LTE [58].

	5.208 μ s	66.67 μ s	4.688 μ s	66.67 μ s	4.688 μ s	66.67 μ s	4.688 μ s	66.67 μ s	4.688 μ s	66.67 μ s	4.688 μ s	66.67 μ s
BW=20MHz	160	2048	144	2048	144	2048	144	2048	144	2048	144	2048
BW=15MHz	120	1536	108	1536	108	1536	108	1536	108	1536	108	1536
BW=10MHz	80	1024	72	1024	72	1024	72	1024	72	1024	72	1024
BW=5MHz	40	512	36	512	36	512	36	512	36	512	36	512
BW=3MHz	20	256	18	256	18	256	18	256	18	256	18	256
BW=1.4MHz	10	128	9	128	9	128	9	128	9	128	9	128

(a) $\Delta f = 15$ KHz, normal CP

Figura 5.3: Configuración de un slot [59].

una celda de red particular se puede identificar de manera unívoca por 504 identidades de celda de la capa física, de manera que, una vez que se ha identificado la identidad de la celda gracias a la detección de las tres posibles PSS disponibles, hay 168 grupos de identidad de celda que se pueden definir y éste es el número de secuencias SSS diferentes.

Las tres PSS son secuencias Zadoff-Chu (ZC) de longitud 63 extendidas con cinco ceros en los extremos y asignadas a las 73 subportadoras centrales. Se debe remarcar que la subportadora central no se transmite ya que coincide con la componente continua. Únicamente los 62 elementos de la secuencia ZC de longitud 63 son los que se transmiten y, específicamente, el número 32 es el que no se transmite.

En referencia a las SSS, la componente continua tampoco se transmite y los cinco ceros de los extremos tampoco se usan. Dentro de los 168 posibles valores correspondientes a los diferentes grupos de identidad de celda, la estructura de las dos SSS se basa en un entrelazado en el dominio de la frecuencia de dos secuencias m de longitud 31. Hay que destacar que las SSS se definen como un par por trama, diferentes secuencias para la Subframe#0, SSS_0 , y para la Subframe#5, SSS_5 , lo que implica que partiendo de la detección de una única SSS el terminal puede determinar si se ha detectado SSS_0 o SSS_5 y, por lo tanto, determinar el tiempo de trama.

La estimación de canal se realiza siguiendo un formato P/A mediante el uso de las señales de referencia RS distribuidas de manera dispersa dentro de la rejilla PRB tal y como se muestra en la Fig. 5.4. Como se puede ver, consta de símbolos de referencia de valores predeterminados insertados dentro del primero y antepenúltimo símbolo OFDM de cada *slot* con un espaciado en el dominio de la frecuencia de seis subportadoras. Cuando la estación base transmite con dos antenas, tal y como ocurre en la presente propuesta basada en MIMO, la configuración es ligeramente diferente ya que cuando la primera antena está transmitiendo una RS la otra está en estado inactivo, es decir, no transmite. Estas RS permiten estimar la respuesta al impulso del canal que se utilizará posteriormente para ecualizar los datos. Para la modulación de dichos datos el estándar especifica QPSK, 16-QAM o 64-QAM.¹

5.3. Modelo de señal

En esta sección se considerará un sistema MIMO-OFDM con N_t y N_r antenas transmisoras y receptoras, respectivamente, al igual que en los dos capítulos anteriores. Sin embargo, tal y como se ha expuesto al comienzo del capítulo debido a las características de la trama LTE del enlace descendente la estimación del desplazamiento de frecuencia no se hará por lo que las expresiones varían ligeramente. El modelo de señal se construye utilizando los símbolos en el dominio del tiempo, los cuales se convierten a partir de los símbolos en el dominio de la frecuencia utilizando la IDFT de longitud N , siendo N el número de subportadoras. De nuevo, la condición de prefijo cíclico insuficiente introduce dos términos adicionales en

¹Se remite al lector al estándar LTE [4] donde encontrará una descripción más detallada de los parámetros de la capa física.

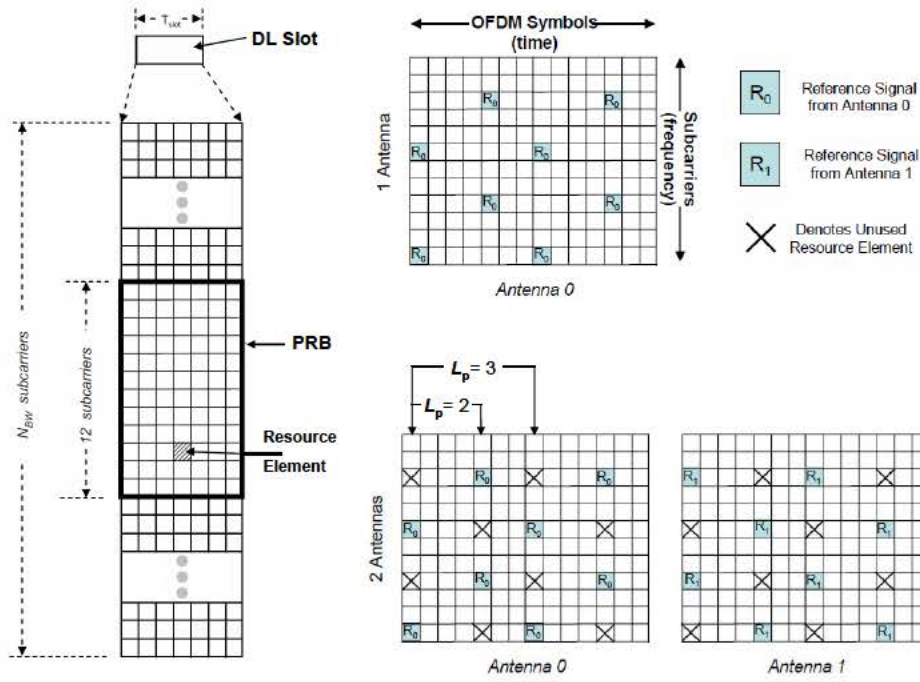


Figura 5.4: Physical Resource Block (PRB) y Reference Signals (RS) [58].

la expresión general de la señal recibida. Consecuentemente, una vez que el prefijo cíclico se ha suprimido, la señal recibida en la j -ésima antena, $j = 1, 2, \dots, N_r$, durante el instante temporal correspondiente al ℓ -ésimo símbolo OFDM se puede formular según

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}_j(\ell) = & \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{F}_N \mathbf{H}_{ji} \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{x}}_i(\ell) + \\ & + \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{F}_N \mathbf{H}_{ji}^{ISI} \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{x}}_i(\ell - 1) - \\ & - \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{F}_N \mathbf{H}_{ji}^{ICI} \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{x}}_i(\ell) + \tilde{\mathbf{w}}_j(\ell), \end{aligned} \quad (5.1)$$

donde $\tilde{\mathbf{r}}_j(\ell)$ es un vector $N \times 1$ con la señal recibida en el dominio de la frecuencia; \mathbf{F}_N es la matriz DFT de tamaño $N \times N$; \mathbf{H}_{ji} , con $i = 1, 2, \dots, N_t$, y $j = 1, 2, \dots, N_r$, es una matriz circulante $N \times N$ que consta de las respuestas al impulso del canal \mathbf{h}_{ji} de tamaño $L \times 1$ entre la i -ésima antena transmisora y la j -ésima antena receptora, donde L denota la longitud del canal y cada entrada (s, t) viene dada por $\mathbf{h}_{ji, (s-t)_N}$, con $0 \leq s \leq N - 1$ y $0 \leq t \leq N - 1$; $\tilde{\mathbf{x}}_i(\ell)$ representa un vector $N \times 1$ con la señal transmitida en el dominio de la frecuencia desde la i -ésima antena; las perturbaciones ISI e ICI ocasionadas por los símbolos anterior y

posterior $\tilde{\mathbf{x}}_i(\ell-1)$ y $\tilde{\mathbf{x}}_i(\ell)$ están descritas por \mathbf{H}_{ji}^{ISI} y \mathbf{H}_{ji}^{ICI} respectivamente; finalmente, $\tilde{\mathbf{w}}_j(\ell)$ representa la componente de ruido gaussiano de tamaño $N \times 1$ con media nula y varianza σ_n^2 en la j -ésima antena receptora en el instante temporal correspondiente al ℓ -ésimo símbolo. La señal deseada queda definida por el primer término entre corchetes en (5.1), mientras que el segundo y tercer término describen la ISI e ICI, respectivamente. Básicamente, la señal es prácticamente la misma que la expuesta en los capítulos anteriores pero sin la necesidad de utilizar el término $\mathbf{C}_o(\varepsilon)$.

5.4. Receptor con estructura de trama modificada

Este primer receptor propuesto para incrementar la capacidad en LTE mediante la reducción o supresión del prefijo cíclico se representa en la Fig. 5.5. Este diagrama de bloques se puede dividir en tres pasos que se enumeran a continuación y que se detallan posteriormente.

- Estimación de Canal Inicial
- Cancelación de Interferencias
- Estimación de Canal con señales de referencia dispersas

5.4.1. Estimación de canal inicial

Para la implementación de este primer receptor, la propuesta hace uso de una estimación de canal inicial ML basada en un preámbulo que consiste en un símbolo OFDM de longitud N también con prefijo cíclico insuficiente, donde las portadoras impares se han fijado a un valor nulo para dar lugar a una señal en el dominio del tiempo que tiene dos mitades iguales [2]. Ésta es la única parte de esta propuesta que no se encuentra en el estándar de la capa física de LTE, pero que es fácil de implementar gracias a su simplicidad. La expresión (5.1) correspondiente a este preámbulo se puede convertir al dominio del tiempo de la siguiente manera

$$\mathbf{r}_j(\ell) = \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{H}_{ji} \mathbf{x}_i(\ell) + \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{H}_{ji}^{ISI} \mathbf{x}_i(\ell-1) - \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{H}_{ji}^{ICI} \mathbf{x}_i(\ell) + \mathbf{w}_j(\ell), \quad (5.2)$$

donde $\mathbf{r}_j(\ell) = \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{r}}_j(\ell)$, $\mathbf{x}_i(\ell) = \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{x}}_i(\ell)$ y $\mathbf{x}_i(\ell - 1) = \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{x}}_i(\ell - 1)$ son vectores $N \times 1$ con la señal recibida y transmitida en el dominio del tiempo. De nuevo, de aquí en adelante, se omitirá el índice temporal ℓ de cada símbolo OFDM.

El preámbulo absorbe en gran parte las interferencias de ISI e ICI en su primera mitad. Es por ello que, al descartar las primeras $N/2$ muestras del preámbulo, los términos correspondientes de ISI e ICI en (5.2) puedan considerarse nulos de modo que la expresión de la segunda mitad del preámbulo recibido pueda ser expresada en forma matricial como

$$\mathbf{r}_{N/2} = \mathbf{X}_{N/2} \mathbf{h} + \mathbf{w}_{N/2} \quad (5.3)$$

donde $\mathbf{r}_{N/2}$ es un vector $(\frac{N}{2} N_r) \times 1$ cuyo j -ésimo elemento $\mathbf{r}_{N/2,j}$, con $j = 1, 2, \dots, N_r$, es la señal recibida en la j -ésima antena receptora dado por un vector columna de tamaño $N/2$. El vector columna \mathbf{h} de longitud $(N_t N_r L)$ incluye todas las respuestas al impulso del canal \mathbf{h}_{ji} y la matriz $\mathbf{X}_{N/2}$ viene dada por

$$\mathbf{X}_{N/2} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{N/2,1} & \mathbf{X}_{N/2,2} & \cdots & \mathbf{X}_{N/2,N_t} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} \\ \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \mathbf{X}_{N/2,1} & \mathbf{X}_{N/2,2} & \cdots & \mathbf{X}_{N/2,N_t} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \cdots & \mathbf{0}_{\frac{N}{2} \times L} & \cdots & \mathbf{X}_{N/2,1} & \mathbf{X}_{N/2,2} & \cdots & \mathbf{X}_{N/2,N_t} \end{bmatrix}, \quad (5.4)$$

donde $\mathbf{X}_{N/2,i}$ es una matriz circulante de tamaño $\frac{N}{2} \times L$ para el i -ésimo transmisor donde la entrada (s, t) está dada por $\mathbf{x}_{N/2,i,(s-t)_N}$, con $0 \leq s \leq N/2 - 1$, $0 \leq t \leq L - 1$ y $\mathbf{x}_{N/2,i}$ siendo las últimas $N/2$ muestras de \mathbf{x}_i .

En esta etapa inicial, el estimador ML se obtiene resolviendo la función de verosimilitud resultante

$$\mathbf{\Lambda}(\mathbf{r}_{N/2} | \mathbf{h}) = \frac{1}{(\pi \sigma_n^2)^{N/2}} \exp \left\{ -\frac{1}{\sigma_n^2} (|\mathbf{r}_{N/2} - \mathbf{X}_{N/2} \mathbf{h}|^H |\mathbf{r}_{N/2} - \mathbf{X}_{N/2} \mathbf{h}|) \right\}, \quad (5.5)$$

que conduce a la estimación ML del canal \mathbf{h} dada por

$$\hat{\mathbf{h}}^0 = (\mathbf{X}_{N/2}^H \mathbf{X}_{N/2})^{-1} \mathbf{X}_{N/2}^H \mathbf{r}_{N/2}. \quad (5.6)$$

Esta estimación de la respuesta al impulso del canal, denotada por $\hat{\mathbf{h}}^0$, se utilizará para cancelar las interferencias en los siete primeros símbolos OFDM que corresponden al *primer*

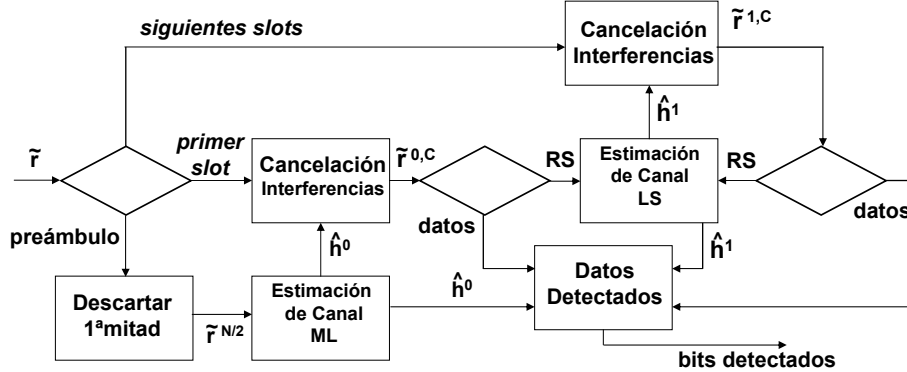


Figura 5.5: Diagrama de bloques del esquema de receptor propuesto con estructura de trama modificada.

slot tras el preámbulo, el cual también incluye pilotos dispersos en determinados símbolos OFDM, véase la Fig. 5.5 rama central.

El coste en tasa binaria de añadir este preámbulo inicial sin prefijo cíclico, que consta de un símbolo OFDM, es despreciable si se compara con todos los *slots* transmitidos.

5.4.2. Cancelación de interferencias

Posteriormente es necesario ejecutar un procedimiento de cancelación de interferencias para mitigar la distorsión introducida por utilizar un prefijo cíclico insuficiente. El proceso es el mismo al presentado en la sección 4.3.4 del capítulo anterior. El proceso consiste en compensar y substraer ciertas componentes correspondientes a ISI e ICI. Considerando (5.1), esta señal recibida en el dominio de la frecuencia en la j -ésima antena se puede escribir en forma reducida mediante

$$\tilde{\mathbf{r}}_j = \sum_{i=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^U + \sum_{i=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^{ISI} - \sum_{i=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^{ICI} + \tilde{\mathbf{w}}_j, \quad (5.7)$$

donde $\tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^U$ es el término útil y $\tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^{ISI}$ y $\tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^{ICI}$ son las componentes de ISI e ICI respectivamente. El proceso de cancelación se lleva a cabo iterativamente y consiste principalmente en la Cancelación de la ISI, etiquetado como C_{ISI} ,

$$\tilde{\mathbf{r}}_j^{C_{ISI}} = \tilde{\mathbf{r}}_j - \sum_{i=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^{ISI}, \quad (5.8)$$

y en la posterior Compensación de la ICI mediante

$$\tilde{\mathbf{r}}_j^C = \tilde{\mathbf{r}}_j^{C_{ISI}} + \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{C}_{j,i}, \quad (5.9)$$

a través del uso del término de compensación de ICI, $\mathbf{C}_{j,i}$, que satisface la siguiente relación

$$\mathbf{C}_{j,i} + \tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^U - \tilde{\mathbf{r}}_{j,i}^{ICI} = \tilde{\mathbf{x}}_i \mathbf{F}_N \mathbf{H}_{ji}. \quad (5.10)$$

Esta igualdad significa que es posible recuperar la señal transmitida $\tilde{\mathbf{x}}_i$ simplemente multiplicando por la matriz del canal en el dominio de la frecuencia siempre que el término de compensación de ICI sea añadido a la señal recibida². Para el *primer slot* tras el preámbulo, la ISI e ICI existente en los 7 símbolos OFDM se cancelará mediante el procedimiento explicado más arriba y utilizando la matriz de canal estimada anteriormente $\hat{\mathbf{H}}_{ji}^0$ construida con $\hat{\mathbf{h}}^0$. Tras este proceso se obtienen los 7 símbolos con la interferencia cancelada $\tilde{\mathbf{r}}_j^{0,C}$, los cuales contienen datos en ciertas subportadoras pero también pilotos en otras. Por ello, los símbolos complejos se dirigen o bien a la detección de datos o a la siguiente etapa de estimación de canal P/A, dependiendo de si son datos o pilotos, como se muestra en la Fig. 5.5. Para los *siguientes slots*, la ISI e ICI en estos símbolos se cancelará con el mismo procedimiento pero utilizando una estimación de canal actualizada $\hat{\mathbf{h}}^1$ obtenida mediante los pilotos dispersos (como se describe en 5.4.3) a partir del *slot* anterior.

5.4.3. Estimación de canal con señales de referencia dispersas

Las siguientes estimaciones están basadas en la estructura P/A de señales de referencia RS distribuidas en la rejilla PRB de acuerdo con el estándar LTE. En este caso se realizará una estimación de canal LS de mínimos cuadrados como se indica en [42]. Se considera que la expresión de la señal recibida en el dominio de la frecuencia (5.1), pero sin los términos de ISI e ICI que ya se habrán cancelado, viene dada por

$$\tilde{\mathbf{r}}_j^C = \sum_{i=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{H}}_{ji} \tilde{\mathbf{x}}_i + \tilde{\mathbf{w}}_j, \quad (5.11)$$

donde $\tilde{\mathbf{H}}_{ji}$ es una matriz diagonal con la respuesta en frecuencia $\tilde{\mathbf{h}}_{ji}$ en su diagonal. En este caso, la señal transmitida $\tilde{\mathbf{x}}_i = (\tilde{\mathbf{s}}_i \cup \tilde{\mathbf{p}}_i)$, donde $\tilde{\mathbf{p}}_i$ es el vector $N_p \times 1$ correspondiente

²Esta expresión considera que el término de ISI ya ha sido abstraído y que no hay ruido en el sistema.

a los pilotos RS transmitidos (con cardinalidad N_p) y $\tilde{\mathbf{s}}_i$ es un vector de datos arbitrario $(N - N_p) \times 1$. Ambos vectores, $\tilde{\mathbf{s}}_i$ y $\tilde{\mathbf{p}}_i$ conforman conjuntos disjuntos, *i.e.*, ceros en $\tilde{\mathbf{p}}_i$ donde $\tilde{\mathbf{s}}_i$ contiene datos y viceversa. Por tanto, la expresión (5.11) se puede transformar en

$$\tilde{\mathbf{r}}_j^C = \sum_{i=1}^{N_t} (\tilde{\mathbf{s}}_i \cup \tilde{\mathbf{p}}_i) \mathbf{F}_{0:L-1} \tilde{\mathbf{h}}_{ji} + \tilde{\mathbf{w}}_j, \quad (5.12)$$

donde $\mathbf{F}_{0:L-1}$ son las primeras L columnas de \mathbf{F}_N . Entonces, se obtiene la forma simplificada de la estimación LS de canal mediante

$$\hat{\mathbf{h}}_j^1 = \bar{\mathbf{P}}^\dagger \bar{\mathbf{r}}_j^C. \quad (5.13)$$

En esta expresión la matriz pseudoinversa $\bar{\mathbf{P}}^\dagger = (\bar{\mathbf{P}}^H \bar{\mathbf{P}})^{-1} \bar{\mathbf{P}}$ y $\bar{\mathbf{P}} = [\bar{\mathbf{P}}_1 \bar{\mathbf{F}}_{0:L-1} \cdots \bar{\mathbf{P}}_{N_t} \bar{\mathbf{F}}_{0:L-1}]$, con $\bar{\mathbf{P}}_i$ siendo la matriz diagonal con los N_p valores piloto de $\tilde{\mathbf{p}}_i$. $\bar{\mathbf{F}}_{0:L-1}$ y $\bar{\mathbf{r}}_j^C$ son las correspondientes N_p filas de $\tilde{\mathbf{F}}_{0:L-1}$ y $\tilde{\mathbf{r}}_j$, respectivamente. Esta estimación de la respuesta al impulso del canal $\hat{\mathbf{h}}_j^1$, véase la Fig. 5.5 rama superior, se utilizará en la cancelación de interferencias de los *siguientes slots*, que incluyen datos o señales RS dispersas, para obtener la señal recibida libre de interferencias denotada por $\tilde{\mathbf{r}}_j^{1,C}$ en la Fig. 5.5.

El análisis de estas dos estimaciones, $\hat{\mathbf{h}}^0$ y $\hat{\mathbf{h}}^1$, se realizará mediante el MSE de la estimación de canal calculada como

$$\text{MSE}\{\hat{\mathbf{h}}\} = \frac{1}{N_t N_r L} \mathbb{E} \left\{ (\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h})^H (\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}) \right\}. \quad (5.14)$$

5.4.4. Detección de datos

Tras el proceso de cancelación de interferencias, realizado con $\tilde{\mathbf{h}}^0$ o con $\tilde{\mathbf{h}}^1$, la siguiente etapa consiste en detectar los datos siguiendo un criterio ML en formato símbolo-a-símbolo para calcular la BER del sistema. Las respuestas al impulso del canal se transforman al dominio de la frecuencia de modo que se pueda realizar la ecualización de los datos recibidos subportadora a subportadora. De este modo la señal detectada para el k -ésimo índice de subportadora, con $k = 0, 1, \dots, N - 1$, viene dada por

$$\mathbf{d}(k) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_{1,1}(k) & \cdots & \tilde{\mathbf{h}}_{1,N_r}(k) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{h}}_{N_t,1}(k) & \cdots & \tilde{\mathbf{h}}_{N_t,N_r}(k) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{r}}_1(k) \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{r}}_{N_r}(k) \end{bmatrix}. \quad (5.15)$$

5.4.5. Resultados

Esta sección presenta los resultados de simulación que prueban el rendimiento de la presente propuesta de receptor, basado en la estructura de trama modificada, para incrementar la capacidad del sistema LTE mediante la supresión del prefijo cíclico. Las simulaciones se han llevado a cabo considerando un sistema MIMO-OFDM 2×2 que consta de dos antenas transmisoras y de dos antenas receptoras. El número de subportadoras seleccionado ha sido de $N = 128$ correspondiente a un ancho de banda LTE de 1.5 MHz, y considerando todas ellas como subportadoras útiles. La trama y estructura de PRB se muestran en la Fig. 5.2. Los canales simulados entre las antenas están basados en modelos individuales TDL siguiendo un perfil exponencial, modelo ampliamente utilizado para implementar canales multitrayecto [56], con una longitud que ha sido fijada en $L = 9$ coeficientes, valor correspondiente a un prefijo cíclico corto. Para las simulaciones se ha supuesto una supresión parcial del prefijo cíclico, para evaluar una situación intermedia, seleccionando un valor de $CP = 2$. Se asume que el canal no varía dentro de la duración de un *slot*, representado en la Fig. 5.2. Los datos han sido modulados según el formato 16-QAM y se han utilizado secuencias PN normales como preámbulo y como pilotos, estas últimas en lugar de las secuencias Gold de longitud 31 que el estándar requiere e introducidas cada tres subportadoras. Cabe destacar que estos resultados a efectos de comprobar el rendimiento del receptor propuesto no dependen de la secuencia utilizada como pilotos, ya sea Gold o PN, y que dichos resultados se han obtenido sin considerar ningún tipo de codificación de canal.

La evaluación se ha hecho inicialmente mediante el MSE de las dos estimaciones de canal indicadas en (5.14), $\hat{\mathbf{h}}^0$ obtenidas mediante el preámbulo inicial, denotado como $MSE_{N/2}$ en la Fig. 5.6, y $\hat{\mathbf{h}}^1$ obtenido con las señales RS distribuidas mediante iteraciones sucesivas del proceso de cancelación de interferencias, denotado como $MSE_P^{P/A}$ en la misma figura para un número variable de iteraciones $t = \{1, 2, 3\}$. La Fig. 5.6 muestra claramente que la estimación de canal inicial $\hat{\mathbf{h}}^0$ converge a los límites teóricos y, consecuentemente, será apropiada para comenzar la cancelación de interferencias de los símbolos pertenecientes al *primer slot*. Si no hay cancelación de interferencias en las señales RS dispersas, empleadas para obtener la estimación P/A $\hat{\mathbf{h}}^1$, el MSE muestra un suelo de error en la zona alta de SNR, curva $MSE_P^{P/A} t = 0$. Sin embargo, según se incrementa el número de iteraciones del proceso

de cancelación de interferencias, curvas $\text{MSE}_P^{P/A} t = \{1, 2, 3\}$, las estimaciones P/A mejoran considerablemente convergiendo también a los límites teóricos.

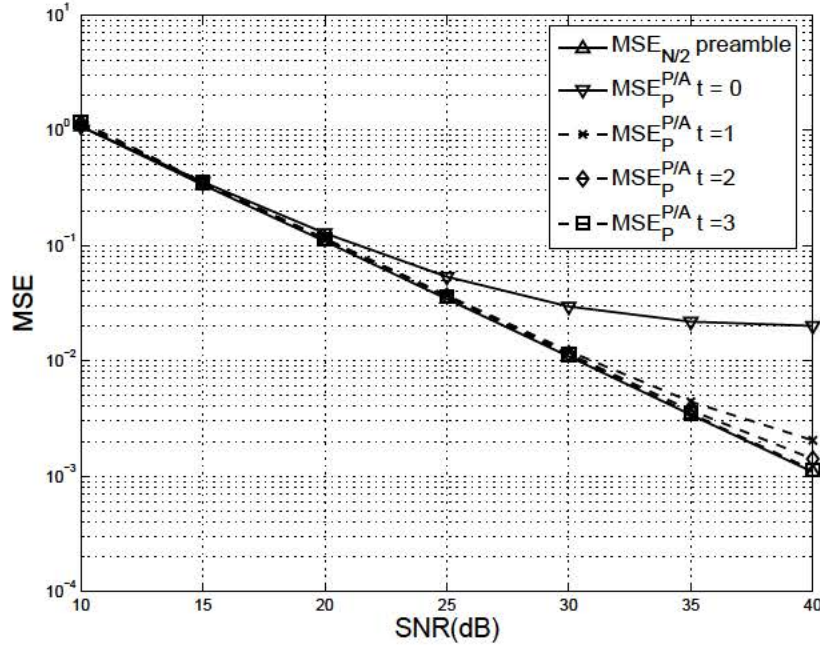


Figura 5.6: MSE de las estimaciones de canal empleadas.

A continuación, las Figs. 5.7 y 5.8 muestran la BER del sistema en cuatro situaciones diferentes. Inicialmente, la BER está representada en ambas figuras para el caso de prefijo cíclico insuficiente sin implementar ningún tipo de cancelación de interferencias, lo cual se denota como BER_N . En segundo lugar, la Fig. 5.7 representa la BER de los símbolos en el *primer slot* con prefijo cíclico insuficiente y realizando la cancelación de interferencias que utiliza la estimación de canal obtenida únicamente por el preámbulo, \hat{h}^0 . En tercer lugar, la Fig. 5.8 representa la BER de los *siguientes slots*, con prefijo cíclico insuficiente, estimación de canal P/A y cancelación de interferencias siguiendo la estructura mostrada en la Fig. 5.5. Para calcular la BER, el número de iteraciones del procedimiento de cancelación de interferencias también varía en el intervalo $t = \{1, 2, 3\}$. La cuarta situación muestra en ambas figuras el caso ideal de prefijo cíclico suficiente (SCP), curvas BER_{SCP} . Se puede ver que tras tres iteraciones, $t = 3$, del proceso de cancelación de interferencias la BER converge al caso SCP para los datos del *primer slot*, Fig. 5.7, y para los datos en los *siguientes slots*, Fig. 5.8. La comparación de estas dos figuras evidencia que la propuesta produce resultados similares

para las estimaciones de canal obtenidas con señales RS distribuidas del estándar LTE en comparación con aquellas obtenidas mediante el preámbulo inicial, teniendo en cuenta que este último emplea un símbolo completo para la estimación.

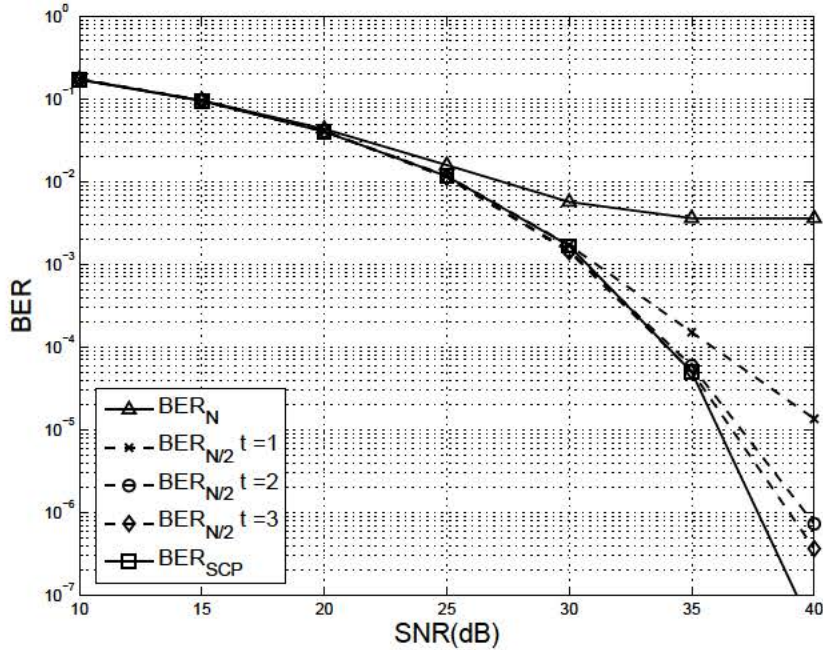


Figura 5.7: Comparación de BER para los datos correspondientes al *primer slot*.

La supresión parcial del prefijo cíclico, y análogamente para la supresión total, conduce al incremento esperado en el régimen binario global del sistema tal y como se muestra en las figuras. A modo de ejemplo, para el caso de supresión completa de un prefijo cíclico en la configuración corta definida por el estándar, $CP = 9$, la mejora alcanza el 7% mientras que para el caso de una configuración larga de prefijo cíclico, $CP = 32$, supone un incremento considerable del 25%, considerando la configuración de $N = 128$ subportadoras. Este notable incremento del régimen binario supera la desventaja principal que implica la propuesta, un incremento en la complejidad. Sin embargo, las actuales plataformas de hardware son suficientemente eficientes como para permitir la implementación práctica de la propuesta.

5.5. Receptor con estructura de trama según el estándar LTE

El receptor presentado en la sección anterior sólo puede ser utilizado si se realiza una ligera modificación en la estructura de trama del estándar LTE. En esta sección se presenta

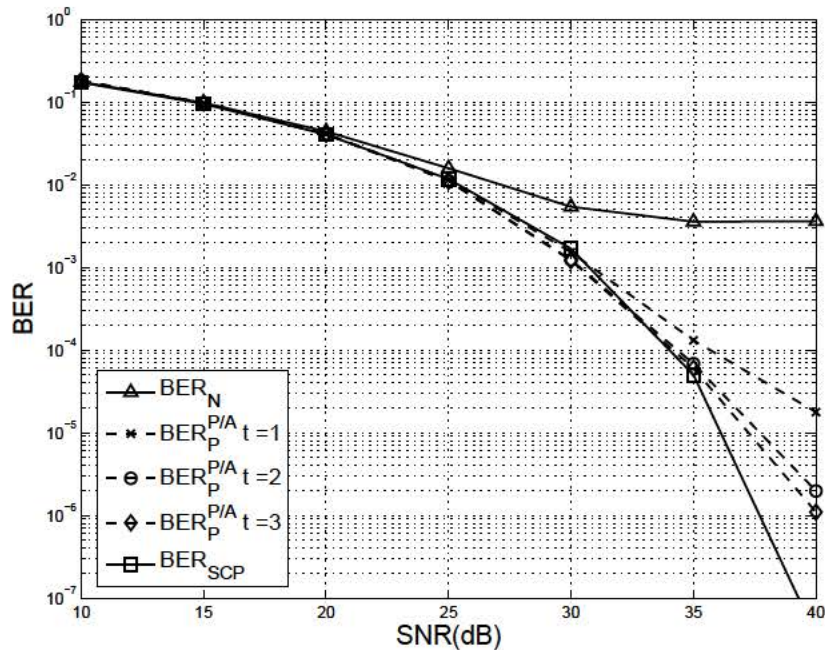


Figura 5.8: Comparación de BER para los datos correspondientes a los *siguientes slots*.

un nuevo receptor que sí que hace uso de la estructura de trama definida por el estándar y cuyo rendimiento ha sido evaluado de una manera más detallada al haber desarrollado las simulaciones con parámetros más realistas.

El receptor propuesto para incrementar la capacidad en LTE mediante la reducción o supresión del prefijo cíclico, pero sin modificar la estructura de trama, se representa en la Fig. 5.9. Análogamente al caso anterior, este diagrama de bloques se puede dividir en tres pasos que se enumeran a continuación y que se detallan posteriormente.

- Estimación de Canal Inicial
- Cancelación de Interferencias
- Estimación de Canal con señales de referencia dispersas

5.5.1. Estimación de canal inicial

Este paso representa la primera contribución de la propuesta. Dado que ahora no se va a introducir ningún símbolo adicional ajeno al estándar, la estimación de canal en LTE se realiza haciendo uso de los pilotos dispersos, señales de referencia RS [4]. Sin embargo,

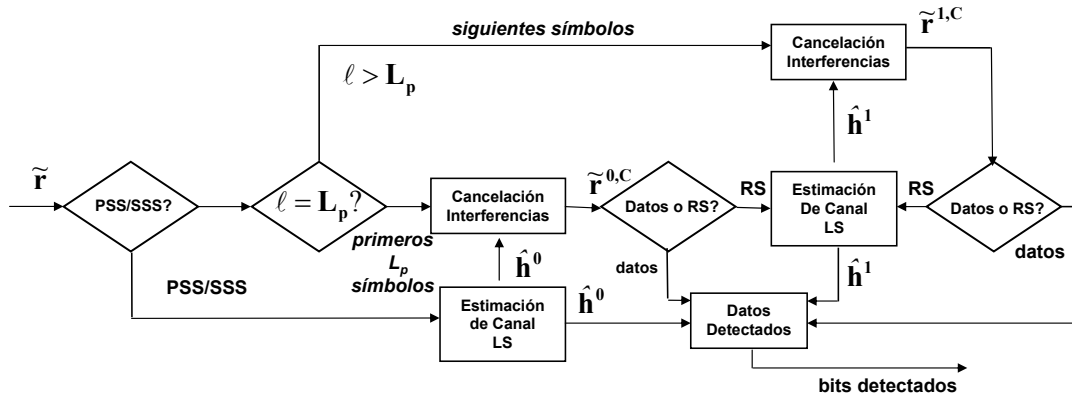


Figura 5.9: Diagrama de bloques del esquema de recepción propuesto.

en el caso de tener un prefijo cíclico insuficiente el MSE de la estimación de canal sufre un suelo de error cuando la SNR incrementa y, consecuentemente, esto implica un efecto similar en la BER. El objetivo es, al igual que el receptor propuesto en la sección anterior, eliminar las perturbaciones que introduce la ISI e ICI utilizando el algoritmo de cancelación de interferencias presentado en la sección 5.5.2. Para lograrlo, es necesario un estimador inicial de canal como primer paso necesario para fijar el punto de partida del algoritmo. En el esquema propuesto correspondiente al receptor anterior simplificado, detallado en la sección 5.4, se añadía un preámbulo adicional al comienzo de la trama, el cual tenía dos mitades iguales en el dominio del tiempo construido al establecer valores nulos en las subportadoras impares. Este preámbulo, que no es compatible con el estándar LTE, absorbía las interferencias en su primera mitad mientras que la segunda mitad era la que se utilizaba para la estimación de canal. Se demostró que esto daba resultados apropiados pero, por el contrario, supone un esquema fuera de la capa física actualmente estandarizada lo que hace que sea inviable su uso en una implementación real a pesar de su simplicidad.

Tras un detallado análisis del estándar LTE se ha concluido que la estimación de canal inicial puede obtenerse utilizando las secuencias ya existentes, concretamente las secuencias de sincronización PSS o SSS. En este caso, a pesar de que estas secuencias tienen algún patrón de simetría, como se muestra en las Figs. 5.10 y 5.11, el comportamiento repetitivo necesario para absorber las interferencias que se empleaba en el receptor simplificado no está presente

en estas secuencias. Las componentes real e imaginaria de la secuencia PSS en el dominio de la frecuencia tiene simetría par. La secuencia SSS en el dominio de la frecuencia consta de números reales y no presenta ningún tipo de simetría. Por el contrario, su representación en el dominio del tiempo tiene simetría par para la parte real y simetría impar para la componente imaginaria. Curiosamente, la representación en el dominio del tiempo de la secuencia PSS no tiene ningún tipo de simetría. Por esta razón, al no poder explotar sus simetrías, es necesario que estas dos secuencias tengan prefijo cíclico suficiente para poder obtener una estimación de canal adecuada.

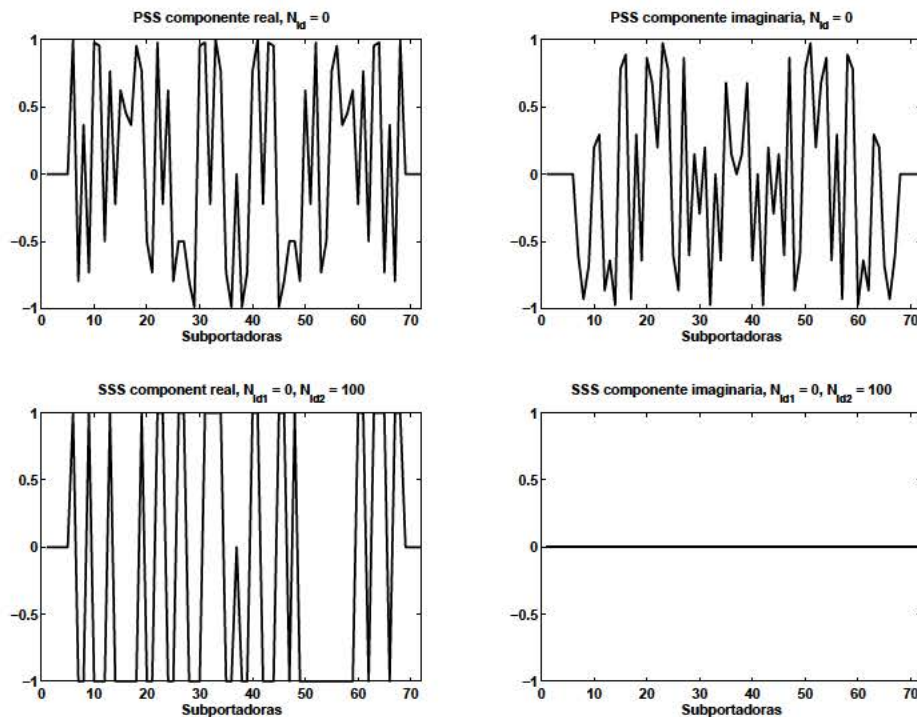


Figura 5.10: PSS en el dominio de la frecuencia, partes real e imaginaria (a) y SSS en el dominio de la frecuencia, partes real e imaginaria (b).

Por este motivo, el primer paso del receptor propuesto consiste en emplear las secuencias PSS y SSS para la estimación de canal inicial. Como el prefijo cíclico para estas dos secuencias será siempre más largo que la longitud del canal, la señal recibida (5.1) no contiene ni ISI ni

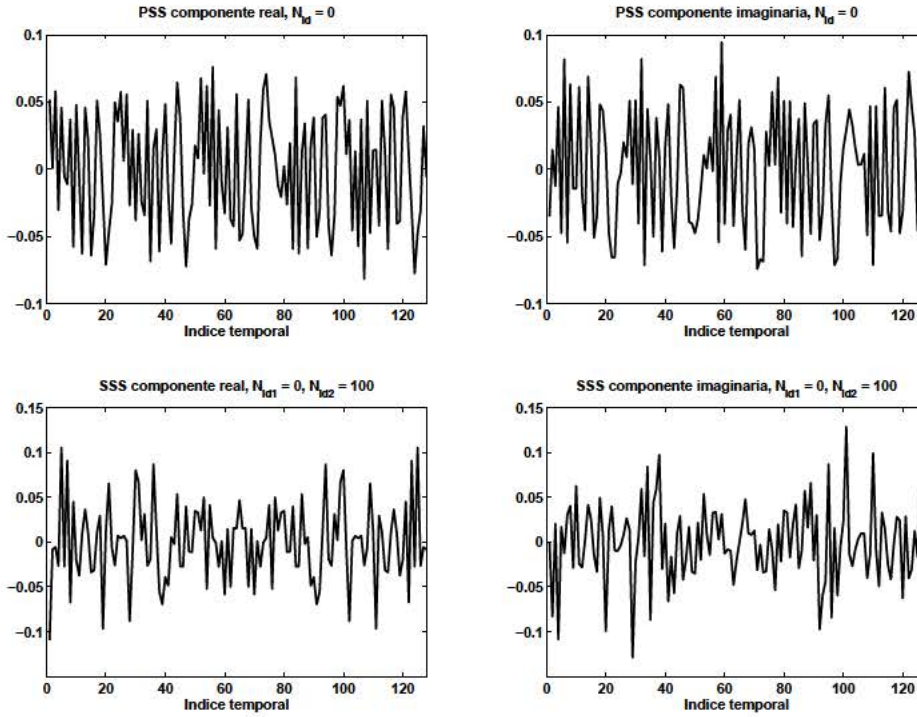


Figura 5.11: PSS en el dominio del tiempo, partes real e imaginaria (a) y SSS en el dominio del tiempo, partes real e imaginaria (b).

ICI de manera que puede representarse como

$$\tilde{\mathbf{r}}_j(\ell) = \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{F}_N \mathbf{H}_{ji} \mathbf{F}_N^H \tilde{\mathbf{x}}_i(\ell) + \tilde{\mathbf{w}}_j(\ell), \quad (5.16)$$

Una vez más, de aquí en adelante, el índice temporal del símbolo OFDM ℓ se omitirá en el resto de expresiones.

Para este paso inicial se realizará una estimación LS de mínimos cuadrados como se indica en [42]. Considerando la expresión de la señal recibida (5.16) en el dominio de la frecuencia, dada por

$$\tilde{\mathbf{r}}_j = \sum_{i=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{H}}_{ji} \tilde{\mathbf{x}}_i + \tilde{\mathbf{w}}_j, \quad (5.17)$$

donde $\tilde{\mathbf{H}}_{ji}$ es una matriz diagonal con la respuesta en frecuencia $\tilde{\mathbf{h}}_{ji}$ en su diagonal. En esta expresión, la señal transmitida $\tilde{\mathbf{x}}_i = \tilde{\mathbf{u}}_i$, donde $\tilde{\mathbf{u}}_i$ es el vector $N \times 1$ correspondiente a las secuencias de sincronización transmitidas. Como la longitud de la secuencia de sincronismo

PSS y SSS tiene un valor $N_s = 63$ subportadoras al resto de subportadoras hasta completar N se les da un valor nulo. Por lo tanto, la expresión (5.17) se puede transformar en

$$\tilde{\mathbf{r}}_j = \sum_{i=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{u}}_i \mathbf{F}_{0:L-1} \tilde{\mathbf{h}}_{ji} + \tilde{\mathbf{w}}_j, \quad (5.18)$$

donde $\mathbf{F}_{0:L-1}$ son las primeras L columnas de \mathbf{F}_N . Entonces, se puede obtener la forma simplificada del estimador de canal LS en la j -ésima antena mediante

$$\hat{\mathbf{h}}_j^0 = \tilde{\mathbf{U}}^\dagger \tilde{\mathbf{r}}_j. \quad (5.19)$$

En esta expresión la matriz pseudo inversa $\tilde{\mathbf{U}}^\dagger = (\tilde{\mathbf{U}}^H \tilde{\mathbf{U}})^{-1} \tilde{\mathbf{U}}$ y $\tilde{\mathbf{U}}$ se construye con las matrices diagonales de las secuencias PSS o SSS según

$$\tilde{\mathbf{U}} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1^S & \mathbf{S}_2^S \\ \mathbf{S}_1^P & \mathbf{S}_2^P \end{bmatrix}, \quad (5.20)$$

donde \mathbf{S}_1^S y \mathbf{S}_2^S son matrices diagonales de tamaño N de las secuencias SSS transmitidas por la primera y segunda antena, respectivamente. Por otro lado, \mathbf{S}_1^P y \mathbf{S}_2^P son, del mismo modo, las matrices diagonales de tamaño N de las secuencias PSS transmitidas por la primera y segunda antena. El vector $\tilde{\mathbf{r}}_j$ de tamaño $N_t \times N$ incluye la señal recibida en la j -ésima antena con las señales correspondientes a las secuencias SSS y PSS.

La estimación de canal indicada en (5.19) dará resultados adecuados bajo una consideración que no se contempla en el estándar LTE, razón por la que ha sido denominada aquí como **esquema Propietario** (véase párrafo A). Sin embargo, también se presenta cómo adaptar las expresiones (5.19) y (5.20) para ser compatibles con el estándar en lo que ha sido denominado como **esquema Estandarizado** (véase párrafo B).

(A) **esquema Propietario.** Como se indicó previamente, esto se ha considerado como esquema propietario porque se tienen en cuenta consideraciones no explicitadas en la forma de transmitir la trama para alojar las secuencias de sincronización no sólo en la primera antena, como el estándar requiere, sino también en la segunda antena, con la particularidad de que las secuencias transmitidas en la segunda antena deben adaptarse de una determinada manera. La estimación de canal puede realizarse directamente mediante las expresiones (5.19) y (5.20).

A continuación, se introducen dos modos diferentes de transmitir las secuencias por la segunda antena.

- La primera posibilidad consiste en transmitir por la segunda antena la misma secuencia PSS y SSS transmitida por la primera pero en esta ocasión las subportadoras impares se ponen a cero, lo que conduce a un símbolo OFDM con dos mitades idénticas en el dominio del tiempo. Esto da lugar a señales completamente diferentes para las dos antenas manteniendo la ortogonalidad entre ambas.
- La segunda opción está basada en el mismo concepto de mantener la ortogonalidad entre antenas y consiste en transmitir por la segunda antena una versión desplazada en el dominio del tiempo de las secuencias de sincronismo PSS y SSS.

Como estas dos estrategias son conceptualmente la misma, sólo la primera de ellas es la que ha sido simulada dando los resultados esperados, *i.e.*, es posible obtener la estimación de canal adecuada para empezar la cancelación de interferencias. Los resultados de simulación se muestran en la sección 5.5.5. Sin embargo, el punto abierto de estos esquemas, aparte de ser un esquema propietario que adapta la transmisión de las secuencias de sincronismo definidas por el estándar LTE, es cómo este hecho impactará en los procesos donde las secuencias de sincronismo participan, por ejemplo, la búsqueda de celda. Este hecho, aunque importante, está fuera del alcance de esta Tesis y podría ser la base de un estudio adicional.

(B) **esquema Estandarizado.** El estándar LTE especifica que las secuencias PSS y SSS deben ser transmitidas por una única antena cada trama de radio, durante 10 mseg, sin transmitir nada por la otra antena. Consecuentemente, nada impide la posibilidad de cambiar la transmisión de las secuencias de sincronismo desde la antena 1 a la antena 2 entre tramas. Esta posibilidad, que se propone en este Tesis, se muestra en la Fig. 5.12. En ese caso, \mathbf{S}_1^S y \mathbf{S}_1^P se construyen con las señales transmitidas por la antena 1 en una primera trama mientras que \mathbf{S}_2^S y \mathbf{S}_2^P son ceros. Para la siguiente trama, \mathbf{S}_2^S y \mathbf{S}_2^P se transmiten por la antena 2 y \mathbf{S}_1^S y \mathbf{S}_1^P son ceros. Con esta configuración, durante la primera trama se puede estimar $\hat{\mathbf{h}}_1^0 = [\hat{\mathbf{h}}_{11}^0 \hat{\mathbf{h}}_{21}^0]^T$ y durante la siguiente trama se puede obtener $\hat{\mathbf{h}}_2^0 = [\hat{\mathbf{h}}_{12}^0 \hat{\mathbf{h}}_{22}^0]^T$ haciendo uso de

$$\hat{\mathbf{h}}_1^0 = \tilde{\mathbf{U}}_1^\dagger \tilde{\mathbf{r}}_1 \quad \hat{\mathbf{h}}_2^0 = \tilde{\mathbf{U}}_2^\dagger \tilde{\mathbf{r}}_2 \quad (5.21)$$

y

$$\tilde{\mathbf{U}}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1^S & \mathbf{0}_{N \times N} \\ \mathbf{S}_1^P & \mathbf{0}_{N \times N} \end{bmatrix} \quad \tilde{\mathbf{U}}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N \times N} & \mathbf{S}_2^S \\ \mathbf{0}_{N \times N} & \mathbf{S}_2^P \end{bmatrix}. \quad (5.22)$$

La precisión de la estimación reside en dos aspectos principales. Primero, la estacionariedad del canal debe mantenerse entre dos tramas, y en segundo lugar, el retardo introducido por este modo de estimación no debe afectar al rendimiento del sistema. Para evaluar esto, se ha considerado el hecho de que hay algunos canales lógicos del estándar LTE que se transmiten cada más de 20 mseg, el tiempo que la actual propuesta necesita para obtener la estimación. Éste es el caso del canal BCH, que se transmite cada 40 mseg.

La estimación de la respuesta al impulso del canal, denotada por $\hat{\mathbf{h}}^0$ en (5.19) y (5.21), obtenida gracias a las secuencias PSS y SSS, se pueden utilizar para cancelar las interferencias de aquellos símbolos OFDM hasta alcanzar aquel símbolo L_p que contiene señales RS localizadas después de las secuencias de sincronismo, véase la Fig. 5.4 y el receptor propuesto en la Fig. 5.9.

Merece la pena destacar que en caso de emplear el esquema estandarizado es necesario recibir al menos 21 *slots* para obtener los cuatro canales MIMO, véase la Fig. 5.12, ya que es en ese in Una vez
que el al OFDM

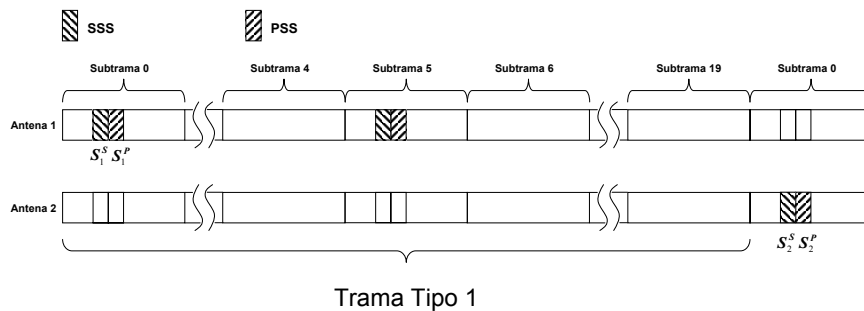


Figura 5.12: Transmisión de las secuencias de sincronismo requerida para que el receptor propuesto se adapte al estándar. Esquema estandarizado.

que contienen señales RS, entonces será posible realizar la siguiente estimación de canal con las señales dispersas RS, aprovechando la estructura de RS definida en LTE. Ambos, el algoritmo de cancelación y la estimación de canal utilizando pilotos de L_p símbolos se explican en la secciones 5.5.2 y 5.5.3, respectivamente.

5.5.2. Cancelación de interferencias

Para explicar el proceso de cancelación de interferencias se hará uso del diagrama de bloques del receptor propuesto, mostrado en la Fig. 5.9. Además, la señal recibida debe ser considerada en dos partes; la primera incluyendo aquellos símbolos, ya sean sólo datos o datos con RS, hasta llegar al símbolo L_p que contiene RS. La segunda parte se corresponde con los siguientes símbolos que comienzan a partir del símbolo L_p que contiene señales RS.

- Para los *primeros* L_p *símbolos* que llevan RS tras las secuencias de sincronismo, la ISI e ICI contenida en estos símbolos OFDM se cancelará de manera adecuada mediante el proceso explicado en la sección 5.4.2 y utilizando la matriz de canal previamente estimada $\hat{\mathbf{H}}_{ji}^0$ construida con $\hat{\mathbf{h}}^0$. Con este proceso se obtienen los símbolos con interferencia cancelada $\tilde{\mathbf{r}}_j^{0,C}$, que contienen sólo datos o datos más RS. A continuación, los símbolos complejos se dirigen a la detección de datos o a la siguiente etapa de estimación de canal P/A, dependiendo de si son datos o RS, como se muestra en la Fig. 5.9.
- Para los *siguientes símbolos* OFDM, la ISI e ICI alojada en aquellos símbolos se cancelará siguiendo el mismo procedimiento pero utilizando la estimación de canal actualizada $\hat{\mathbf{h}}^1$ obtenida mediante señales RS dispersas de los símbolos L_p previos, tal y como se explica a continuación.

5.5.3. Estimación de canal con señales de referencia dispersas

La estructura de señales de referencia RS dispersas distribuidas en la rejilla PRB se utilizará para llevar a cabo las estimaciones de canal posteriores. Como en la estimación inicial, se hace uso del estimador LS indicado en [42]. La señal recibida (5.17) sin términos ISI e ICI, ya que habrán sido cancelados, se puede escribir como

$$\tilde{\mathbf{r}}_j^C = \sum_{i=1}^{N_t} \tilde{\mathbf{H}}_{ji} \tilde{\mathbf{x}}_i + \tilde{\mathbf{w}}_j, \quad (5.23)$$

donde $\tilde{\mathbf{H}}_{ji}$ es una matriz diagonal con la respuesta en frecuencia $\tilde{\mathbf{h}}_{ji}$ en su diagonal. Ahora, la señal transmitida es $\tilde{\mathbf{x}}_i = (\tilde{\mathbf{s}}_i \cup \tilde{\mathbf{p}}_i)$, donde $\tilde{\mathbf{p}}_i$ es el vector $N_p \times 1$ correspondiente a los pilotos RS transmitidos (con cardinalidad N_p) y $\tilde{\mathbf{s}}_i$ es un vector $(N - N_p) \times 1$ de datos arbitrario. Ambos vectores, $\tilde{\mathbf{s}}_i$ y $\tilde{\mathbf{p}}_i$ conforman conjuntos disjuntos, es decir, ceros en $\tilde{\mathbf{p}}_i$ donde $\tilde{\mathbf{s}}_i$ contiene datos y viceversa. Por ello, la expresión (5.23) se puede transformar en

$$\tilde{\mathbf{r}}_j^C = \sum_{i=1}^{N_t} (\tilde{\mathbf{s}}_i \cup \tilde{\mathbf{p}}_i) \mathbf{F}_{0:L-1} \tilde{\mathbf{h}}_{ji} + \tilde{\mathbf{w}}_j, \quad (5.24)$$

donde $\mathbf{F}_{0:L-1}$ son las primeras L columnas de \mathbf{F}_N . Entonces, se obtiene la forma simplificada de la estimación de canal LS mediante

$$\hat{\mathbf{h}}_j^1 = \bar{\mathbf{P}}^\dagger \bar{\mathbf{r}}_j^C. \quad (5.25)$$

En esta expresión la matrix pseudo inversa $\bar{\mathbf{P}}^\dagger = (\bar{\mathbf{P}}^H \bar{\mathbf{P}})^{-1} \bar{\mathbf{P}}$ y

$$\bar{\mathbf{P}} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{P}}_1^1 \bar{\mathbf{F}}_{0:L-1} & \cdots & \bar{\mathbf{P}}_{N_t}^1 \bar{\mathbf{F}}_{0:L-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{\mathbf{P}}_1^{L_p} \bar{\mathbf{F}}_{0:L-1} & \cdots & \bar{\mathbf{P}}_{N_t}^{L_p} \bar{\mathbf{F}}_{0:L-1} \end{bmatrix}, \quad (5.26)$$

con $\bar{\mathbf{P}}_i^{l_p}$ siendo la matriz diagonal con las N_p posiciones piloto de $\tilde{\mathbf{p}}_i$ en el l_p -ésimo símbolo OFDM que aloja los pilotos RS. Como el número de pilotos por símbolo está limitado a N_p es necesario satisfacer las siguientes condiciones [42][61]

$$\begin{aligned} L_p \cdot N_p &\geq N_t \cdot L \\ N_p &\geq L \end{aligned} \quad (5.27)$$

para ser capaz de estimar todos los coeficientes del canal. Por ejemplo, como hay dos símbolos OFDM en cada *slot* con señales RS, en el caso de $N = 128$ al utilizar 73 subportadoras y siendo $L_p = 2$ y $N_p = 12$ es posible estimar hasta 24 coeficientes de canal. Sin embargo, en este caso, tal y como se ha definido en el estándar LTE, la longitud máxima de longitud de canal esperada para cada trayecto es $L = 9$, valor similar al prefijo cíclico. Consecuentemente, es necesario utilizar $L_p = 3$ símbolos con señales RS para estimar los correspondientes 36 coeficientes de los cuatros canales.

La matriz $\bar{\mathbf{F}}_{0:L-1}$ y el vector $\bar{\mathbf{r}}_j^C$ son las correspondientes N_p filas de $\tilde{\mathbf{F}}_{0:L-1}$ y $\tilde{\mathbf{r}}_j$, respectivamente. Esta estimación de la respuesta al impulso del canal $\hat{\mathbf{h}}_j^1$, véase la Fig. 5.9 rama

superior, se utilizará en la cancelación de interferencias de los *siguientes símbolos* OFDM, que incluyen datos o señales RS dispersas, para obtener la señal recibida libre de interferencias denotada por $\tilde{\mathbf{r}}_j^{1,C}$ en la Fig. 5.9.

El análisis de estas dos estimaciones, $\hat{\mathbf{h}}^0$ y $\hat{\mathbf{h}}^1$, se realizará mediante el MSE de la estimación de canal calculada como

$$\text{MSE}\{\hat{\mathbf{h}}\} = \frac{1}{N_t N_r L} \mathbb{E} \left\{ \left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h} \right)^H \left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h} \right) \right\}. \quad (5.28)$$

5.5.4. Detección de datos

De nuevo, tras el proceso de cancelación de interferencias la siguiente etapa consiste en detectar los datos. En LTE las técnicas de diversidad en transmisión están definidas para 2 y 4 antenas. Cuando hay dos antenas disponibles en transmisión, como en el presente caso, se utiliza *Space Frequency Block Codes* (SFBC) [62]. SFBC está basado en *Space Time Block Codes*, también conocido como códigos Alamouti para dos antenas transmisoras [63]. Como la señal en LTE es bidimensional (en el dominio del tiempo y frecuencia) y el número de símbolos OFDM en una subtrama no es siempre un número par, la aplicación directa de STBC no es sencilla. En LTE, la transmisión SFBC por dos antenas en cada par de subportadoras adyacentes se realiza de la siguiente forma

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_{1,k} & \tilde{x}_{1,k+1} \\ \tilde{x}_{2,k} & \tilde{x}_{2,k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_k & s_{k+1} \\ -s_{k+1}^* & s_k^* \end{bmatrix}, \quad (5.29)$$

donde $\tilde{x}_{i,k}$ denota los símbolos transmitidos en la k -ésima subportadora desde la i -ésima antena y s_k son los datos a transmitir.

En recepción, los datos se obtienen mediante la combinación de la señal recibida $\tilde{\mathbf{y}}_j$ por ambas antenas según

$$\begin{aligned} d_k &= \frac{\tilde{y}_{1,k} + \tilde{y}_{1,k+1}^* + \tilde{y}_{2,k} + \tilde{y}_{2,k+1}^*}{|H_{1,1}^k|^2 + |H_{1,2}^k|^2 + |H_{2,1}^k|^2 + |H_{2,2}^k|^2}, \\ d_{k+1} &= \frac{\tilde{y}_{1,k} - \tilde{y}_{1,k+1}^* + \tilde{y}_{2,k} - \tilde{y}_{2,k+1}^*}{|H_{1,1}^k|^2 + |H_{1,2}^k|^2 + |H_{2,1}^k|^2 + |H_{2,2}^k|^2}, \end{aligned} \quad (5.30)$$

donde $\tilde{y}_{j,k}$ denota los símbolos recibidos en la k -ésima subportadora desde la j -ésima antena, $|H_{ji}^k|$ representa el valor absoluto de la k -ésima componente de la respuesta en frecuencia \mathbf{H}_{ji} y d_k representan los datos recibidos una vez se ha realizado la combinación en recepción.

5.5.5. Resultados

Esta sección presenta los resultados de simulación para probar la capacidad de la propuesta para incrementar la capacidad del sistema LTE mediante la supresión del prefijo cíclico, pero en esta ocasión no se añade ningún símbolo externo que no esté definido en el estándar, algo que sí ocurre en la propuesta presentada en la sección 5.4. Las simulaciones se han llevado a cabo considerando un sistema MIMO-OFDM 2×2 que consta de dos antenas transmisoras y receptoras. El número seleccionado de subportadoras es de $N = 128$ correspondiente al ancho de banda LTE de 1.5 MHz; consecuentemente las subportadoras utilizadas son 73 tal y como requiere el estándar. La estructura de trama y PRB son las mostradas en las Figs. 5.2 y 5.4. Los canales simulados entre las antenas están basados en una estructura TDL siguiendo los modelos *Extended Vehicular A* (EVA) y *Extended Typical Urban* (ETU), cuya longitud se ha ajustado a $L = 9$ coeficientes, el correspondiente a un prefijo cíclico corto. Para las simulaciones, se ha supuesto una supresión total del prefijo cíclico para evaluar el receptor propuesto. Se considera que el canal no varía en la duración de un *slot*. Los datos se han considerado modulados acorde a un esquema 64-QAM. Las secuencias de sincronismo, PSS y SSS, se han construido acorde al estándar. Los resultados se han obtenido considerando un esquema de datos modulados SFBC.

El rendimiento del sistema se ha evaluado mediante el MSE y la BER. Por un lado, se ha representado el MSE indicado en (5.28) de las dos estimaciones de canal, $\hat{\mathbf{h}}^0$ obtenida con las secuencias de sincronismo y $\hat{\mathbf{h}}^1$ obtenida con las RS dispersas mediante iteraciones sucesivas del proceso de cancelación de interferencias. Por otro lado, se ha representado la BER para verificar que el proceso de cancelación realizado con $\hat{\mathbf{h}}^0$ y $\hat{\mathbf{h}}^1$ es capaz de mejorar sucesivamente la tasa de errores iteración a iteración.

Debido a que se ha supuesto inicialmente la estacionariedad del canal entre dos tramas, sólo se ha simulado el receptor correspondiente al esquema propietario. La extrapolación al esquema acorde al estándar es directa dada la suposición inicial ya que la estimación de los dos componentes del canal cuando las secuencias de sincronismo se transmiten por la segunda antena no se va a ver influenciada por la variabilidad del canal.

La Fig. 5.13 representa la estimación inicial obtenida con las secuencias de sincronismo, PSS y SSS, denotado en la figura como $\text{MSE}_{h^0}^{Sync}$. Adicionalmente, las estimaciones de canal

correspondientes a los *primeros* L_p *símbolos* que contienen señales RS, dadas por \hat{h}^1 , también se muestran en la misma figura. Se puede ver cómo las sucesivas iteraciones del proceso de cancelación de interferencias mejora sucesivamente el comportamiento de MSE; esto se denota como $MSE_{\hat{h}^1}^{RS}$ en la misma figura para un número variable de iteraciones $t = \{1, 2, 3\}$.

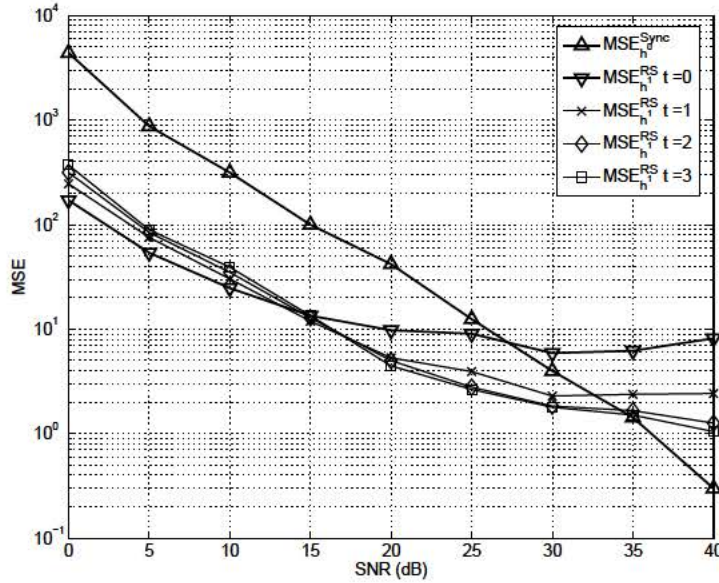


Figura 5.13: MSE de las estimaciones de canal correspondientes a (i) PSS y SSS (etiquetado como $MSE_{\hat{h}^0}^{Sync}$) y (ii) RS contenidas en aquellos símbolos hasta alcanzar los *primeros* L_p *símbolos* (etiquetado como $MSE_{\hat{h}^1}^{RS}$). Esquema Propietario.

Esta misma figura muestra claramente que la estimación de cana inicial, $MSE_{\hat{h}^0}^{Sync}$ obtenida mediante \hat{h}^0 , sigue una tendencia decreciente y consecuentemente es apropiada para ser la base que comience la cancelación de interferencias para los símbolos pertenecientes a los *primeros* L_p *símbolos*. Si no hay cancelación de interferencias en las señales RS empleadas para obtener la estimación P/A \hat{h}^1 , el MSE muestra un suelo de error en la región de SNR alta, curva $MSE_{\hat{h}^1}^{RS} t = 0$. Sin embargo, según se incrementa el número de iteraciones de la cancelación de interferencias, curvas $MSE_{\hat{h}^1}^{RS} t = \{1, 2, 3\}$, las estimaciones P/A mejoran iteración a iteración.

En la Fig. 5.14, se representa el MSE de las siguientes estimaciones de canal haciendo uso de las señales RS que están después de los *primeros* L_p *símbolos*. En este caso la cancelación de interferencias se ha llevado a cabo utilizando la mejor estimación del paso previo, que

se corresponde con la curva $\text{MSE}_{\hat{h}^1}^{RS} t = 3$ en la Fig. 5.13. Como en el caso previo para los *primeros* L_p *símbolos*, la cancelación de interferencias mejora las estimaciones iteración a iteración. En ambos casos, esto da lugar a mejoras similares en la BER.

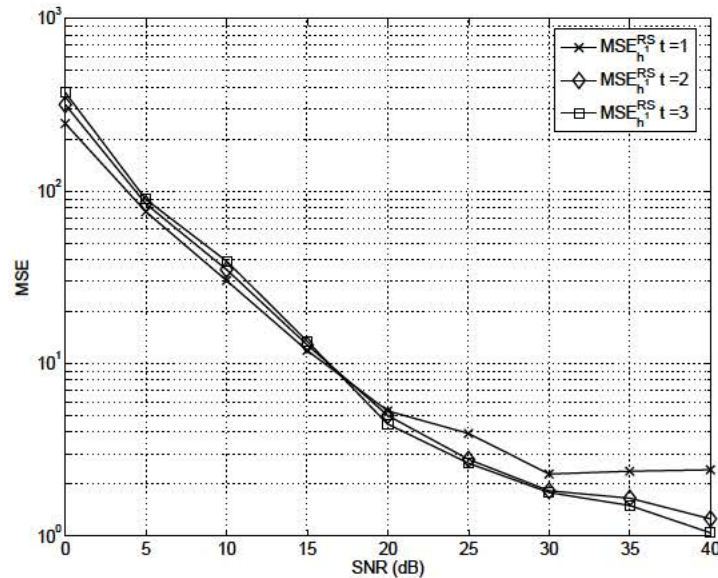


Figura 5.14: MSE de las estimaciones de canal correspondientes a las RS contenidas en los *siguientes* *símbolos* desde los *primeros* L_p *símbolos*. Esquema Propietario.

A continuación, las Figs. 5.15 y 5.16 muestran la BER del sistema en varias situaciones. Inicialmente, la BER se representa en ambas figuras para el caso de prefijo cíclico suprimido sin implementar ningún tipo de cancelación de interferencias, lo que se denota como $\text{BER}_{t=0}$. En segundo lugar, la Fig. 5.15 representa la BER de los *símbolos* hasta alcanzar los *primeros* L_p *símbolos*, sin prefijo cíclico y realizando la cancelación de interferencias que utiliza la estimación de canal obtenida mediante PSS y SSS, es decir, \hat{h}^0 . Y en tercer lugar, la Fig. 5.16 representa la BER de los *siguientes* *símbolos* tras los *primeros* L_p *símbolos*, sin prefijo cíclico y realizando la estimación de canal P/A y la cancelación de interferencias siguiendo la estructura mostrada en la Fig. 5.9. Para calcular la BER, el número de iteraciones del proceso de cancelación de interferencias también varía en $t = \{1, 2, 3\}$. Se puede ver que tras tres iteraciones, $t = 3$, del proceso de cancelación la BER decrece considerablemente. Estas dos figuras evidencian que el receptor propuesto presenta resultados similares para estimaciones de canal obtenidas con los pilotos dispersos RS del estándar LTE en comparación con aquellas

obtenidas mediante las secuencias de sincronismo.

5.6. Conclusiones

En este capítulo de la Tesis se han presentado nuevas propuestas para incrementar el régimen binario del enlace descendente en sistemas LTE basados en MIMO-OFDM sin prefijo cíclico. El principal inconveniente de utilizar la supresión parcial o total del prefijo cíclico, la aparición del ISI e ICI, se ha superado definiendo dos tipos de receptores que utilizan, por un lado, una estructura de trama modificada y, por otro lado, aquél que se adapta con más fidelidad al estándar. Además se ha llevado a cabo la ejecución de un algoritmo de cancelación de interferencias que mejora la estimación de canal y la detección de datos. En ambos receptores, la estrategia propuesta permite implementar una estimación inicial y la cancelación de interferencias iterativamente en los símbolos correspondientes al *primer slot* o *primeros L_p símbolos*. Este proceso conduce a posteriores estimaciones P/A utilizando las RS dispersas tal y como están definidas en el estándar y la cancelación de interferencias adicional para el resto de símbolos. Se ha demostrado que se pueden obtener unas estimaciones de

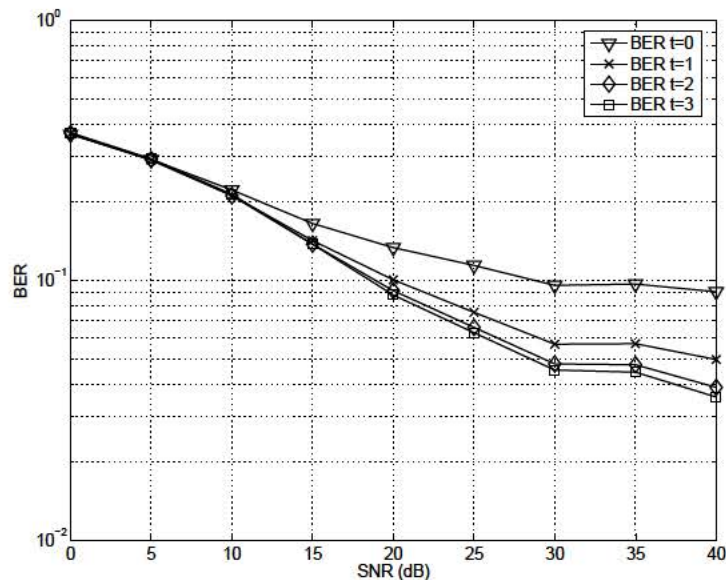


Figura 5.15: Comparación de BER para los datos incluidos en aquellos símbolos hasta alcanzar los *primeros L_p símbolos*. Esquema Propietario.

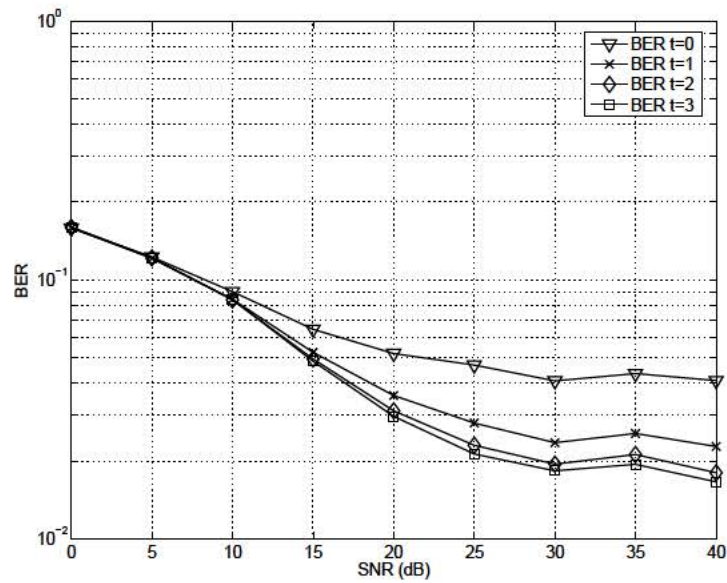


Figura 5.16: Comparación de BER para los datos incluidos en los *siguientes símbolos* desde los primeros L_p *símbolos*. Esquema Propietario.

canal adecuadas utilizando estas estructuras, las cuales conjuntamente con la ejecución de la cancelación de interferencias dan lugar a un comportamiento del sistema en términos de BER similar al que se obtiene cuando se utiliza un prefijo cíclico suficiente. Por consiguiente, el incremento de capacidad, debido a la supresión del prefijo cíclico, puede oscilar entre el 7% y 25% dependiendo de la perturbación que introduzca el canal.

CAPÍTULO 6

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN

6.1. Conclusiones generales

Una vez expuestos y analizados los diferentes esquemas y estrategias que han permitido abordar los tres objetivos que se habían planteado como parte fundamental de esta Tesis, se puede concluir que han quedado cubiertos de manera satisfactoria, si bien existen todavía ciertos puntos que deberían abordarse en un futuro. En el capítulo 3 se ha analizado el efecto de manejar un prefijo cíclico insuficiente sobre la estimación de canal y desplazamiento de frecuencia. En dicho capítulo se presentan datos de MSE para ambos estimadores que demuestran que tras aplicarse las estrategias propuestas, las cuales están enfocadas en la cancelación de interferencias y manipulación de las secuencias propuestas como preámbulo, las estimaciones convergen a los límites teóricos calculados. Además, se evalúa con detalle el tipo de secuencias preámbulo que pueden ser utilizadas y se analiza teóricamente y de forma simulada qué secuencias son las más apropiadas desde el punto de vista del rango de adquisición de desplazamiento de frecuencia.

Posteriormente, el capítulo 4 avanza en la investigación de los efectos de utilizar un prefijo cíclico insuficiente no sólo en la parte de datos sino también en los símbolos que conforman el preámbulo. Se ha demostrado que esta primera estimación realizada con la parte del preámbulo que no tiene interferencias permite a su vez cancelar las propias interferencias del preámbulo dando lugar a mejores estimaciones y, por tanto, mejoras considerables en la cancelación de

interferencias en la parte de datos. Esto da lugar a valores de BER similares a los obtenidos en el caso ideal de SCP. Además, para completar el estudio de la propuesta, se analiza el coste computacional de realizar cada una de las iteraciones del algoritmo propuesto, poniendo de manifiesto que dicho coste es superado por el incremento en términos de BER o ahorro de energía que se produce.

Finalmente, en el capítulo 5 se ha abordado la implementación de las estrategias propuestas en un sistema real. En primer lugar se ha analizado sobre una configuración simplificada del estándar LTE para pasar, posteriormente, a una simulación más realista del mismo y definiendo una configuración propietaria y otra estandarizada. Tras las simulaciones, se demuestran los beneficios desde el punto de vista de rendimiento del sistema que proporcionan las estrategias propuestas, aunque queden ciertos aspectos a analizar como líneas futuras.

El cumplimiento de estos tres objetivos da lugar a una mejora sustancial de los sistemas MIMO-OFDM en otros tantos aspectos. Al tratarse de sistemas con prefijo cíclico insuficiente se puede incrementar la capacidad notablemente ya que no es necesario utilizar la información redundante que dicho prefijo cíclico alberga. Por otro lado, también permite abordar aquellas condiciones en las que un canal pasa a ser más largo que la longitud del prefijo cíclico, condición que es bastante habitual en canales muy dispersivos. Finalmente, también posibilita la implementación de las estrategias propuestas en ciertos sistemas militares en los que la supresión del prefijo cíclico es una condición intrínseca para evitar la interceptación de la señal.

6.2. Líneas futuras de investigación

La presente Tesis ha abordado varios aspectos relacionados con los sistemas MIMO-OFDM en condiciones de prefijo cíclico insuficiente. Aunque los resultados obtenidos son prometedores, al proporcionar mejoras considerables en cuanto al rendimiento de dichos sistemas, hay todavía una labor importante por hacer en lo que conforman las líneas futuras a seguir.

- Una de las líneas que quedan por tratar es la caracterización completa de un sistema LTE real. En el capítulo 5 se ha abordado la adaptación de dicho sistema en condiciones de prefijo cíclico insuficiente tanto desde el punto de vista de un sistema propietario como estandarizado. Aunque entendemos que los resultados obtenidos para el sistema

propietario pueden ser aplicables para el caso del estándar estandarizado sería conveniente poder obtener nuevos resultados teniendo en cuenta el receptor propuesto para un formato de trama conforme al estándar en todos los aspectos.

- Otra de las líneas a investigar es la de pasar de un sistema simulado a un entorno más realista. Concretamente, se plantean dos líneas que se podrían seguir. Por un lado, la simulación de la propuesta concreta de LTE estandarizado en un *test bench* real, el cual incluya una aproximación más estricta del sistema. Y, por otro lado, la implementación de los algoritmos de estimación de canal con prefijo cíclico insuficiente en un sistema real de comunicaciones HF.

Se entiende con esto que las ideas reflejadas en esta Tesis no deben quedarse en el punto actual de investigación sino que es requisito indispensable analizar la posibilidad de que alguno de los receptores y estrategias propuestas puedan ser incorporadas en sistemas reales.

APÉNDICES

APÉNDICE A

CORRELACIÓN EN LOS CANALES DE COMUNICACIONES

En el capítulo 3, el canal se considera incorrelado de manera que se supone que el término \mathbf{R}_h , perteneciente a la matriz de correlación del canal, es una matriz identidad de tamaño $N_t N_r L$. En el caso de canales correlados, la matriz \mathbf{R}_h debería incluirse en la deducción de los estimadores (3.7) y (3.8) partiendo de la función de verosimilitud (3.6), y del mismo modo para las expresiones de CRBs y MSEs teóricas introducidas en la sección 3.4. Cuando a un canal se le considera de tipo Rayleigh selectivo con correlación multitrayecto y atenuación espacial, la matriz de correlación se puede modelar por el producto Kronecker de tres matrices de correlación [53] de la siguiente manera

$$\mathbf{R}_h = E\{\mathbf{h}\mathbf{h}^H\} = \mathbf{R}_r \otimes \mathbf{R}_t \otimes \mathbf{R}_l,$$

donde \mathbf{R}_t es la matriz de correlación espacial de tamaño $N_t \times N_t$ en el transmisor, \mathbf{R}_r es la matriz de correlación espacial $N_r \times N_r$ en el receptor, \mathbf{R}_l es la matriz $L \times L$ de correlación multitrayecto y \otimes denota el producto de Kronecker.

A diferencia de la definición previa, donde las matrices de correlación espacial se definen por separado, es posible describir la matriz de correlación espacial entre antenas, $\mathbf{R}_{sp} = \mathbf{R}_r \otimes \mathbf{R}_t$, en términos de los canales observados en cada antena. Como la correlación entre dos variables aleatorias x y y se definen mediante

$$r_{xy} = \frac{E\{xy\} - (E\{x\}E\{y\})}{\sqrt{(E\{x^2\} - E\{x\}^2)(E\{y^2\} - E\{y\}^2)}}$$

entonces la correlación entre antenas para el caso de un sistema MIMO 2×2 se puede escribir en términos de los canales observados en cada antena

$$\rho_t = \frac{E\{\mathbf{h}_{11}\mathbf{h}_{21}^*\}}{\sqrt{E\{\mathbf{h}_{11}\mathbf{h}_{11}^*\}E\{\mathbf{h}_{21}\mathbf{h}_{21}^*\}}} = E\{\mathbf{h}_{11}\mathbf{h}_{21}^*\}$$

$$\rho_r = \frac{E\{\mathbf{h}_{21}\mathbf{h}_{22}^*\}}{\sqrt{E\{\mathbf{h}_{21}\mathbf{h}_{21}^*\}E\{\mathbf{h}_{22}\mathbf{h}_{22}^*\}}} = E\{\mathbf{h}_{21}\mathbf{h}_{22}^*\},$$

teniendo en cuenta que $E\{\mathbf{h}_{ji}\} = 0$ y $E\{\mathbf{h}_{ij}\mathbf{h}_{ij}^*\} = 1$.

Los coeficientes de correlación de canal también se definen como $\rho_t = E\{\mathbf{h}_{12}\mathbf{h}_{22}^*\}$ y $\rho_r = E\{\mathbf{h}_{11}\mathbf{h}_{12}^*\}$.

A menudo es conveniente expresar la matriz de correlación espacial \mathbf{R}_{sp} en términos del vector apilado $vec(\mathbf{H}) = [\mathbf{h}_{11} \ \mathbf{h}_{21} \ \mathbf{h}_{12} \ \mathbf{h}_{22}]^T$, tal que $\mathbf{R}_{sp} = E\{vec(\mathbf{H})vec(\mathbf{H})^H\}$, de modo que

$$\mathbf{R}_{sp} = E \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{11}\mathbf{h}_{11}^* & \mathbf{h}_{11}\mathbf{h}_{21}^* & \mathbf{h}_{11}\mathbf{h}_{12}^* & \mathbf{h}_{11}\mathbf{h}_{22}^* \\ \mathbf{h}_{21}\mathbf{h}_{11}^* & \mathbf{h}_{21}\mathbf{h}_{21}^* & \mathbf{h}_{21}\mathbf{h}_{12}^* & \mathbf{h}_{21}\mathbf{h}_{22}^* \\ \mathbf{h}_{12}\mathbf{h}_{11}^* & \mathbf{h}_{12}\mathbf{h}_{21}^* & \mathbf{h}_{12}\mathbf{h}_{12}^* & \mathbf{h}_{12}\mathbf{h}_{22}^* \\ \mathbf{h}_{22}\mathbf{h}_{11}^* & \mathbf{h}_{22}\mathbf{h}_{21}^* & \mathbf{h}_{22}\mathbf{h}_{12}^* & \mathbf{h}_{22}\mathbf{h}_{22}^* \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_t & \rho_r & \rho_r\rho_t \\ \rho_t^* & 1 & \rho_r\rho_t^* & \rho_r \\ \rho_r^* & \rho_r^*\rho_t & 1 & \rho_t \\ \rho_t^*\rho_r^* & \rho_r^* & \rho_t^* & 1 \end{bmatrix}.$$

De este modo, la matriz final de correlación de canal \mathbf{R}_h se puede obtener mediante el producto Kronecker $\mathbf{R}_h = \mathbf{R}_{sp} \otimes \mathbf{R}_l$, con $[\mathbf{R}_l]_{r,t} = c^{|r-t|}/L$, con $r, t = 0, 1, \dots, L-1$ y siendo c el coeficiente de correlación multitrayecto con $|c| \leq 1$.

- [1] R.R. Mosier and R.G. Clabaugh. Kineplex, a Bandwidth-Efficient Binary Transmission System. *Trans. American Institute of Electrical Engineers*, 76(6):723–728, 1958.
- [2] C. Prieto del Amo, V.P. Gil-Jiménez, and M. J. Fernández-Getino García. Joint Channel and Frequency Offset Estimation in MIMO-OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix. *Physical Communication, Special Issue on Advances in MIMO-OFDM*, Elsevier, 4(4):254–265, Dec. 2011.
- [3] C. Prieto del Amo, and M. J. Fernández-Getino García. Iterative Joint Estimation Procedure for Channel and Frequency Offset in Multi-Antenna OFDM Systems With an Insufficient Cyclic Prefix. *IEEE Trans. on Vehic. Technol.*, 62(8):3653–3662, Oct. 2013.
- [4] 3GPP TS 36.211, V11.0.0. 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 11). September 2012.
- [5] C. Prieto del Amo, and M. J. Fernández-Getino García. Suppression of Cyclic Prefix in Down-Link LTE like Systems to Increase Capacity. *IEEE Vehic. Technol. Conf. Spring*, 2013.
- [6] N. LaSorte, W.J. Barnes and H.H. Refai. The History of Orthogonal Frequency Division Multiplexing. *IEEE GLOBECOM '08*, pages 1–5, 2008.

-
- [7] R.W. Chang. Synthesis of Band-Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission. *Bell System Technical Journal*, 45(10):1775–1796, 1966.
- [8] B. Saltzberg. Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System. *IEEE Trans. on Commun. Technol.*, 15(6):801–811, 1967.
- [9] M. Zimmerman and A.L. Kirsch. The AN/GSC-10 (KATHRYN) Variable Rate Data Modem for HF Radio. *IEEE Trans. on Commun. Technol.*, 15(2):197–204, 1967.
- [10] S. Weinstein and P. Ebert. Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform. *IEEE Trans. on Commun. Technol.*, 19(5):628–634, Oct. 1971.
- [11] ES 201 980 v3.2.1. Digital Radio Mondiale. *European Telecommunications Standards Institute*, June 2012.
- [12] A. Peled and A. Ruiz. Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, 5:964–967, Apr. 1980.
- [13] O. Edfords, M. Sandell, J.J. van de Beek, D. Landström and F. Sjöberg. An Introduction to Orthogonal Frequency Division Multiplexing. *Research Report TULEA*, 1996(16), Sept. 1996.
- [14] V.P. Gil Jiménez. *Algoritmos en Transmisión y Recepción para OFDM en Entornos Multiusuario*. Universidad Carlos III de Madrid, 2005.
- [15] R.V. Nee and R. Prasad. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House, 2000.
- [16] H. Sari, G. Karam and I. Jeanclaude. Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting. *IEEE Communications Magazine*, 33(2):100–109, Feb. 1995.
- [17] R. Prasad. *OFDM for Wireless Communications Systems*. Artech House, 2004.
- [18] R.R. Meyer and M.N. Newhouse. OFDM Waveform Feature Suppression. *MILCOM 2002*, 1:582–586, Oct. 2002.

- [19] L. Hanzo, Y. Akhtman, L. Wang and M. Jiang. *MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMAX: Coherent versus Non-coherent and Cooperative Turbo Transceivers*. Wiley, 2010.
- [20] F. Bader and N. Zorba. *Advances on Processing for Multiple Carrier Schemes: OFDM & OFDMA*. Nova Science Publishers, 2012.
- [21] Z. Długaszewski. Comparison of Frequency Offset Estimation Methods for OFDM Burst Transmission in the Selective Fading Channels. *Institute of Electrical and Telecommunication*, Poznan University of Technology, 2002.
- [22] Y.S. Lim and J.H. Lee. An Efficient Carrier Frequency Offset Estimation Escheme for an OFDM System. *Proc. of Vehic. Technol. Conf. 2000 Fall*, 2000.
- [23] K. Bang, N. Cho, J. Cho, H. Jun, K. Kim, H. Park and D. Hong. A Coarse Frequency Offset Estimation in an OFDM System Using the Concept of Coherent Phase Bandwidth. *IEEE Trans. on Commun.*, 49(8):1320–1324, 2001.
- [24] H. Nogami and T. Nagashima. A Frequency and Timing Period Acquisition Technique for OFDM Systems. *Proc. of PIMRC*, pages 1010–1015, 1995.
- [25] T.M. Schmidl and D.C. Cox. Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM. *IEEE. Trans. on Commun.*, 45(12):1613–1621, 1997.
- [26] M. Luise and R. Reggiannini. Carrier Frequency Acquisition and Tracking for OFDM Systems. *IEEE Trans. on Commun.*, 44(11):590–1598, 1996.
- [27] H. Kobayashi. A Novel Symbol Frame and Carrier Frequency Synchronization for Burst Mode OFDM Signal. *Proc. of Vehic. Technol. Conf. 2000 Fall*, 2000.
- [28] K. Taura, M. Tsujishita, M. Takeda and H. Kato. A Digital Audio Broadcasting (DAB) Receiver. *IEEE Trans. on Consumer Electron.*, 42(3):322–327, 1996.
- [29] Z. Długaszewski and K. Wesolowski. Simple Coarse Frequency Offset Estimation Schemes for OFDM Burst Transmission. *Proc. of PIMRC*, 2:567–571, 2002.
- [30] J. Li, G. Liao and Q. Guo. MIMO-OFDM Channel Estimation in the Presence of Carrier Frequency Offset. *EURASIP J. Appl. Signal Process.*, pages 525–531, 2005.

- [31] S. Chen and C. Zhu. ICI and ISI Analysis and Mitigation for OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix in Time-Varying Channels. *IEEE Trans. on Consum. Electron.*, 50(1):78–83, Feb. 2004.
- [32] L. Yang and S. Cheng. Optimum ISI and ICI Cancellation Filter for OFDM Systems without CP. *IEICE Trans. on Commun.*, E90-B(2):364–367, Feb. 2007.
- [33] J. Lim, C. Choi and G. Im. MIMO-OFDM with Insufficient Cyclic Prefix. *IEEE Commun. Lett.*, 10(5), May 2006.
- [34] A. F. Molisch, M. Toeltsch and S. Vermani. Iterative Methods for Cancellation of Interference in OFDM Systems. *IEEE Trans. on Vehic. Technol.*, 56(4):2158–2167, 2007.
- [35] M. Toeltsch and A. F. Molisch. Efficient OFDM Transmission without Cyclic Prefix over Frequency-selective Channels. *The 11th IEEE Int. Symp. on PIMRC*, 2:1363–1367, 2000.
- [36] U. Yunus, L. Hai Lin and K. Yamashita. A Novel Equalization Method for OFDM Systems without Guard Interval. *IEEE GLOBECOM '10*, pages 1–5, 2010.
- [37] 300 744 v1. 5.1. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television. *European Telecommunications Standards Institute*, November 2004.
- [38] D. Kim and G. L. Stuber. Residual ISI Cancellation for OFDM with Applications to HDTV Broadcasting. *IEEE J. Sel. Areas in Commun.*, 16(8):1590–1599, Oct. 1998.
- [39] V. Nguyen, M. Pätzold, F. Maehara, H. Haas and M. Pham. Channel Estimation and Interference Cancellation for MIMO-OFDM Systems. *IEICE Trans. on Commun.*, E-90-B(2):277–290, Feb. 2007.
- [40] X. Wang, P. Ho and Y. Wu. Robust Channel Estimation and ISI Cancellation for OFDM Systems with Suppressed Features. *IEEE J. Sel. Areas in Commun.*, 23(5):963–972, May 2005.
- [41] Y. Li. Simplified Channel Estimation for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas. *IEEE Trans. on Wirel. Commun.*, 1(1):67–75, Jan. 2002.

-
- [42] I. Barhumi, G. Leus and M. Moonen. Optimal Training Design for MIMO OFDM Systems in Mobile Wireless Channels. *IEEE Trans. on Signal Process.*, 51(6):1615–1624, June 2003.
- [43] T. L. Tung and K. Yao. Channel Estimation and Optimal Power Allocation for a Multiple-Antenna OFDM System. *EURASIP J. Appl. Signal Process.*, pages 330–339, 2002.
- [44] H. Minn, N. Al-Dhahir and Y. Li. Optimal Training Signals for MIMO-OFDM Channel Estimation in the Presence of Frequency Offset and Phase Noise. *IEEE Trans. on Commun.*, 54(10):1754–1759, Oct. 2006.
- [45] Y. Jiang, H. Minn, X. Gao, X. You and Y. Li. Frequency Offset Estimation and Training Sequences Design for MIMO OFDM. *IEEE Trans. on Wirel. Commun.*, 7(4):1244–1254, Apr. 2008.
- [46] T. Tang and R. W. Heath. Joint Frequency Offset Estimation and Interference Cancellation for MIMO-OFDM Systems. *IEEE Vehic. Technol. Conf.*, pages 1553–1557, 2004.
- [47] Y. Ogawa, K. Nishio, T. Nishimura and T. Ohgane. Channel and Frequency Offset Estimation for a MIMO-OFDM System. *IEEE Vehic. Technol. Conf.*, pages 1523–1527, 2004.
- [48] T. Cui and C. Tellambura. Joint Channel and Frequency Offset Estimation and Training Sequence Design for MIMO Systems Over Frequency Selective Channels. *IEEE GLOBECOM '04*, pages 2344–2348, 2004.
- [49] A. Stamoulis, S. N. Diggavi and N. Al Dhahir. Intercarrier Interference in MIMO OFDM. *IEEE Trans. on Signal Process.*, 50:2451–2464, Oct. 2002.
- [50] IEEE Std. 802.16-2009. IEEE Standard for Local and Metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. 2009.
- [51] S. Haykin. *Communication Systems*. John Wiley & Sons, NJ, 2001.

- [52] M. Morelli and U. Mengali. Carrier-Frequency Estimation for Transmissions over Selective Channels. *IEEE Trans. on Commun.*, 48(9):1580–1589, Sept. 2000.
- [53] J. Li, W. Dong and F. Wang. Joint Frequency Offset and Channel Estimation in Frequency Selective MIMO Correlated Fading Channels. *IEEE Vehic. Technol. Conf.*, 2009.
- [54] D. Serre. *Matrices: Theory and Applications*. Springer-Verlag, New York, 2002.
- [55] R. J. Baxley and N. Chen. Power Savings Analysis of Peak-to-Average Power Ratio Reduction in OFDM. *IEEE Trans. on Consum. Electron.*, 50(3):792–798, 2004.
- [56] Y.S. Choo, J. Kim, W.Y. Yang and C.G. Kang. *MIMO-OFDM Wireless Communications with Matlab*. John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd. Singapore, 2010.
- [57] V. Nguyen, H. P. Kuchenbecker, S. Yoon and H. Choo. Combination of Interference Cancellation with Channel Estimation for OFDM Transmission over Mobile Radio Channels. *Eur. Trans. Telecomm.*, Wiley & Sons, 19:85–99, 2008.
- [58] J. Zyren and W. McCoy. Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer. *Freescale Semiconductor, Inc., White Paper*, July 2007.
- [59] JDS Uniphase Corporation. LTE PHY Layer Measurement Guide. *JDSU Application Note*, Sept. 2011.
- [60] E. Dahlman, S. Parkvall and J. Sköld. *4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband*. Elsevier, 2011.
- [61] M.J. Fernández-Getino García, E. Biglieri and G. Taricco. Frequency-Domain Channel Estimation in MIMO-OFDM. *IEEE Signal Processing Conference*, pages 1869–1872, Sept. 2004.
- [62] A. Jemmali, J. Conan and M. Torabi. Bit Error Rate Analysis of MIMO Schemes in LTE Systems. *The Ninth International Conf. on Wireless and Mobile Comms.*, pages 190–194, 2013.
- [63] S. Alamouti. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications. *IEEE J. Sel. Areas in Commun.*, 16(8):1451–1458, 1998.