



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR

TESIS DE DOCTOR EN INGENIERÍA

**Técnicas eficientes para OFDM
en aplicaciones de canales de radio móviles**

Jorge Friedrich Schmidt

BAHÍA BLANCA

ARGENTINA

2010

Prefacio

Esta Tesis es presentada como parte de los requisitos para optar al grado académico de Doctor en Ingeniería, de la Universidad Nacional del Sur, y no ha sido presentada previamente para la obtención de otro título en esta Universidad u otras. La misma contiene los resultados obtenidos en investigaciones llevadas a cabo en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y de Computadoras, durante el período comprendido entre el 5 de Julio de 2005 y el 1 de Diciembre de 2010, bajo la dirección del Dr. Juan E. Cousseau, Profesor Titular del Departamento de Ingeniería Eléctrica y de Computadoras.

Jorge Friedrich Schmidt
schmidt@uns.edu.ar



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR
Secretaría General de Posgrado y Educación Continua

La presente tesis ha sido aprobada el .../.../..... , mereciendo la calificación de(.....)

A mi esposa Valentina y mi hijo Abel

A mi madre

Resumen

El presente trabajo de Tesis está orientado al estudio y propuesta de soluciones de modelización y de técnicas de estimación y de predicción de canal robustas y de baja complejidad computacional para sistemas OFDM operando sobre canales de radio móviles. Se orienta además al desarrollo de técnicas de asignación de recursos, para sistemas de acceso múltiple en este contexto, que incluyan en su formulación las imperfecciones típicas asociadas a implementaciones prácticas de la capa física del sistema. Las contribuciones de la misma pueden agruparse como se describe a continuación.

Se estudian los modelos paramétricos y estadísticos comúnmente utilizados para el modelado de un canal de radio y en base a estos se desarrolla una técnica de modelado híbrida que utiliza información estadística del canal, relacionada al tipo de aplicaciones móviles consideradas, junto con una estructura paramétrica basada en una descomposición de la trayectoria temporal del canal en una base ortonormal conocida. Este modelo de canal permite una evaluación sencilla de la cantidad de parámetros a estimar, así como también permite una solución de compromiso entre el error de modelado y la complejidad de la estructura asociada.

Basado en el modelo híbrido de canal formulado, y en la característica distintiva de paralelización de un canal selectivo en frecuencia propia de los sistemas OFDM, se desarrolla un estimador de canal recursivo en el dominio tiempo que permite hacer un seguimiento eficiente de la evolución temporal de un canal plano en frecuencia. Además de permitir la obtención de un estimador robusto respecto de la forma del espectro Doppler del canal, la formulación propuesta resulta en un estimador de baja complejidad computacional dado que se evita la estimación directa de las componentes Doppler del canal, tarea que implica la utilización de técnicas de estimación espectral de alto costo computacional. Aplicando conceptos análogos a los utilizados para modelar la variación temporal del canal, se deriva una estructura aplicable al caso de canales selectivos en frecuencia, que hereda la característica de eficiencia computacional del estimador para canales planos al estar basada en el mismo criterio de diseño.

La distribución de los recursos de canal en sistemas de múltiples usuarios es una problemática natural de los sistemas multiportadora, resultando su implementación crítica para el caso de

canales móviles en donde la información de estado de canal varía significativamente durante los intervalos de asignación de recursos. En este sentido, se desarrolla una extensión del esquema de estimación propuesto para ser aplicado a la predicción del estado futuro del canal. La solución obtenida resulta de baja complejidad comparada con soluciones similares disponibles en la literatura ofreciendo un horizonte de predicción lo suficientemente amplio para su aplicación en esquemas de asignación de recursos móviles actuales.

Finalmente, se evalúa el desempeño del conjunto estimador/predictor propuesto en un ambiente multiusuario realista, y se propone una técnica de caracterización del error de la predicción asociado a predictores de canal prácticos que, incluida en la formulación del diagramador de recursos del sistema, permite mejorar significativamente la eficiencia del mismo al tomar en consideración las imperfecciones en la información de estado de canal disponible, las cuales son inevitables en esquemas prácticos.

Abstract

This Thesis is oriented to the study and proposal of modeling solutions, as well as robust techniques, for low computational complexity channel estimation and prediction for [OFDM](#) systems operating over mobile wireless channels. It is also oriented to the development of resource allocation techniques for multiple access systems in this context, which include the typical imperfections of practical implementations of the physical layer in the problem formulation. The main contributions can be grouped as follows.

Parametric and statistical models commonly used for wireless channels are studied, and a novel hybrid modeling technique is developed. This novel technique uses statistical channel information related to the type of mobile applications considered, together with a parametric structure based on the decomposition of the channel trajectory over time into a known orthonormal basis. This channel model allows a simple evaluation of the number of parameters to be estimated, and also allows a trade-off between modeling error and the complexity of the associated structure.

Based on this hybrid channel model, and the distinctive parallelization characteristic of [OFDM](#) over a frequency selective fading channel, a time domain recursive channel estimator is developed that is capable of efficient tracking of the temporal evolution of a flat fading channel. Besides of leading to an estimator robust to the shape of the channel Doppler spectrum, the proposed formulation results in a low computational complexity estimator because direct estimation of the channel Doppler components is avoided, task which involves the use of highly elaborated spectral estimation techniques. Applying analogous concepts to the ones used to model the time variation of the channel, an structure is derived to extend the results to the case of frequency selective fading channels, which inherits the computational efficiency of the flat fading channel estimator as it is based on the same design criteria.

Fair distribution of channel resources on multiuser systems is a natural concern in multicarrier systems, being its implementation critical for the case of mobile channels, where channel state information varies significantly over resource allocation intervals. For this setting, an extension of

the proposed estimation scheme is developed for application in the prediction of future channel state information. The developed solution results of lower complexity than similar solutions available in the literature, obtaining a sufficiently large prediction horizon for its application on current resource allocation schemes.

Finally, the performance of the proposed channel estimator/predictor structure is evaluated on a realistic multiuser environment and a characterization technique is proposed for the prediction error associated to practical channel predictors. The inclusion of this characterization in the system resource scheduler formulation, allows a significant improvement on its efficiency as it takes into consideration imperfect channel state information, unavoidable when considering practical implementations.

Agradecimientos

En primer lugar, deseo expresar mi agradecimiento a mi director, el Prof. Dr. Juan E. Cousseau, por su confianza, su guía y su apoyo constante a lo largo del desarrollo de este trabajo. Ha sido una suerte y un honor poder trabajar con un científico de su dedicación, tanto a la investigación como al desarrollo de su grupo de trabajo.

Quisiera agradecer también al Prof. Dr. Risto Wichman y al Dr. Stefan Werner de la Aalto University School of Science and Technology, Finlandia, coautores de varias publicaciones asociadas a este trabajo, por sus valiosos comentarios y aportes que contribuyeron al desarrollo de esta Tesis. También merecen un reconocimiento mis compañeros del LaPSyC, que con su interés, opiniones y sugerencias hacen del laboratorio un excelente lugar de trabajo.

Por último, quisiera expresar también mi agradecimiento a mi familia, por su apoyo a lo largo de estos años de esfuerzo. En especial a mi esposa Valentina, quien ha estado a mi lado cada día, dándome su apoyo, comprensión y amor. También a mi hijo Abel, quien aunque todavía no lo comprende, hizo que la última etapa de este trabajo sea mucho más feliz.

Índice general

1. Introducción	1
1.1. Motivación de la tesis	1
1.2. Trabajos previos	3
1.3. Contribuciones de la tesis	5
1.4. Organización de la tesis	8
2. El canal de radio móvil	11
2.1. Parámetros del canal de radio móvil	12
2.2. Clasificación de los canales con desvanecimiento	17
2.3. Equivalente discreto del canal	19
2.4. Modelado de la variación temporal del canal	21
2.4.1. Modelo estadístico de Jakes	21
2.4.2. Modelo espectral paramétrico	25
2.4.3. Modelo de expansión en funciones base	26
2.5. Comentarios finales	29
3. Modulación multiportadora - OFDM	31
3.1. Arquitectura OFDM	32
3.2. Modelo matemático de un sistema OFDM	34
3.3. OFDM en canales cuasi estáticos	36
3.4. OFDM en canales altamente variantes en el tiempo	39
3.5. Parámetros de un sistema OFDM	41
3.6. Comentarios finales	43

4. El problema de estimación y predicción de canal para OFDM móvil	45
4.1. Esquemas de procesamiento recursivo	47
4.1.1. Estimación de canal	47
4.1.2. Predicción de canal	49
4.1.3. Soluciones de baja complejidad	51
4.2. Esquemas de procesamiento por bloques	51
4.2.1. Estimación de canal	52
4.2.2. Predicción de canal	56
4.2.3. Soluciones de baja complejidad	57
4.3. Comentarios finales	58
5. Estimación y predicción de canal mediante una aproximación recursiva de la DCT	61
5.1. Introducción y motivación	62
5.2. Modelado del canal con una DCT recursiva aproximada	63
5.2.1. Conceptos básicos relativos a la elección de la base	63
5.2.2. Determinación de la dimensión de la base	64
5.2.3. Modelado recursivo de las funciones base	66
5.2.4. Error de aproximación de la implementación recursiva	68
5.3. Estimador de canal recursivo robusto frente al Doppler	72
5.3.1. Desarrollo del estimador para canales planos en frecuencia	73
5.3.2. Extensión para canales selectivos en frecuencia	74
5.3.3. Desempeño para canales planos en frecuencia	75
5.3.4. Desempeño para canales selectivos en frecuencia	84
5.4. Predictor de canal de baja complejidad robusto frente al Doppler	88
5.4.1. Desempeño del predictor de canal	90
5.5. Análisis de complejidad computacional	97
5.6. Comentarios finales	101

6. Asignación de recursos en sistemas multiusuario OFDMA	103
6.1. Aspectos básicos de OFDMA	105
6.2. Problemática de la asignación de recursos	106
6.3. Determinación de la tasa de transferencia alcanzable	108
6.4. Esquemas de asignación de subcanales	111
6.4.1. Asignación de subcanales oportunística	112
6.4.2. Asignación de subcanales equitativa	115
6.5. Comentarios finales	118
7. Asignación de recursos basada en predicción para OFDMA móvil	119
7.1. Introducción y motivación	121
7.2. Modelo del sistema	123
7.3. Asignación de recursos basada en predicciones ideales	125
7.4. Asignación de recursos basada en predicciones imperfectas	127
7.5. Análisis de complejidad computacional	133
7.6. Ejemplos numéricos para la asignación de recursos basada en predicción	134
7.6.1. Diferencias en la carga de bits	136
7.6.2. Impacto de la degradación en la carga de bits	140
7.6.3. Dependencia con la velocidad de las estaciones móviles	144
7.7. Comentarios finales	146
8. Conclusiones generales y líneas de trabajo futuras	147
8.1. Conclusiones generales	147
8.2. Líneas de trabajo futuras	149
Lista de abreviaciones	151
Bibliografía	155

Índice de figuras

2.1. Ambiente de propagación típico para comunicaciones de radio móviles.	12
2.2. Esquema básico de transmisión digital a través de un canal con desvanecimiento.	19
2.3. Esquema básico de transmisión digital con un modelo de canal equivalente en tiempo discreto.	20
2.4. Esquema básico de recepción para el desarrollo del modelo de Jakes.	22
2.5. Densidad espectral de potencia del Doppler para el modelo de Jakes.	24
3.1. Diagrama en bloques simplificado para transmisión/recepción de un bloque de datos OFDM de un sistema OFDM típico.	32
3.2. Esquema de inserción del prefijo cíclico para evitar la interferencia interbloque en un sistema OFDM.	34
3.3. Diseños típicos de distribución de pilotos para sistemas OFDM en canales móviles.	38
3.4. Efecto de interferencia interportadora originada por la pérdida de ortogonalidad que introduce la dispersión Doppler del canal.	40
5.1. Comparación de la compactación de energía para diferentes BEMs. Los resultados se muestran para modelos de Doppler de tipo Jakes y plano con un máximo corrimiento Doppler normalizado de $\nu_d = 0,01$. El largo del bloque se fija en 256 símbolos y los resultados se promedian sobre 100 realizaciones de canal.	66
5.2. $S_{MSE}(e^{j\omega})$ para el modelo de Doppler de Jakes con β_i optimizado y $\beta_i = 1$ y con el parámetro $s_2 i = s_2$ ajustado a un valor típico. De la ecuación (5.12) se obtiene $\xi = -28,25\text{dB}$ para los β_i optimizados, y $\xi = -21,78\text{dB}$ para $\beta_i = 1$	70
5.3. $S_{MSE}(e^{j\omega})$ Para un modelo de Doppler plano con β_i optimizado y $\beta_i = 1$ y con el parámetro $s_2 i = s_2$ ajustado a un valor típico. De la ecuación (5.12) se obtiene $\xi = -24,70\text{dB}$ para los β_i optimizados, y $\xi = -19,85\text{dB}$ para $\beta_i = 1$	71

5.4.	$S_{MSE}(e^{j\omega})$ para el modelo de Doppler de Jakes con β_i optimizado y $\beta_i = 1$ y con el parámetro s_{2i} ajustado de acuerdo al modelo del Doppler. De la ecuación (5.12) se obtiene $\xi = -30,65\text{dB}$ para los β_i optimizados, y $\xi = -16,67\text{dB}$ para $\beta_i = 1$	72
5.5.	Diagrama en bloques correspondiente a la estructura de estimación de canal propuesta, para cada coeficiente del canal.	74
5.6.	Desempeño en términos de MSE del estimador de canal para diferentes valores de corrimiento Doppler normalizado ν_{dm} cuando el estimador está diseñado para $\nu'_{dm} = 0,0033$ ($f'_{dm} = 160\text{Hz}$).	76
5.7.	Desempeño en términos de MSE de los estimadores R-DCT BEM , ARMA-2 y DPSS BEM para un canal con un máximo corrimiento Doppler normalizado de $\nu_{dm} = 0,0033$ y un espectro Doppler tipo Jakes.	78
5.8.	Desempeño en términos de MSE cuando los estimadores R-DCT BEM , ARMA-2 y DPSS BEM están ajustados para un corrimiento Doppler máximo de $\nu'_{dm} = 0,0033$ y el Doppler del canal tiene un espectro pasabanda centrado en $\nu_{dm} = 0,0025$	78
5.9.	Desempeño en términos de BER cuando los estimadores R-DCT BEM , ARMA-2 y DPSS BEM están ajustados para un corrimiento Doppler máximo de $\nu'_{dm} = 0,0033$ y el Doppler del canal tiene un espectro pasabanda centrado en $\nu_{dm} = 0,0025$	79
5.10.	Perfiles de Doppler de un canal plano en frecuencia suburbano, medido en una frecuencia de portadora de 5GHz y un corrimiento Doppler máximo de 147Hz	80
5.11.	Resultados de comparación de desempeño en términos de MSE y BER del estimador de canal R-DCT BEM para el perfil de Doppler correspondiente al bloque de datos 1 del canal experimental plano en frecuencia.	81
5.12.	Resultados de comparación de desempeño en términos de MSE y BER del estimador de canal R-DCT BEM para el perfil de Doppler correspondiente al bloque de datos 3 del canal experimental plano en frecuencia.	81
5.13.	Resultados de comparación de desempeño en términos de MSE y BER del estimador de canal R-DCT BEM para el perfil de Doppler correspondiente al bloque de datos 4 del canal experimental plano en frecuencia.	82
5.14.	Resultados de comparación de desempeño en términos de MSE y BER del estimador de canal R-DCT BEM para el perfil de Doppler correspondiente al bloque de datos 5 del canal experimental plano en frecuencia.	82

5.15. Resultados de comparación de desempeño en términos de MSE y BER del estimador de canal R-DCT BEM para el perfil de Doppler correspondiente al bloque de datos 8 del canal experimental plano en frecuencia.	83
5.16. Desempeño en términos de MSE del estimador de canal R-DCT BEM para diferentes perfiles de espectro Doppler de un canal plano en frecuencia y un 2 % de símbolos piloto.	83
5.17. Distribución de pilotos utilizada para el caso de un canal selectivo en frecuencia correspondiente a un 4.76 % de símbolos piloto, ilustrado para una subtrama del sistema OFDM	84
5.18. Distribución de pilotos utilizada para el caso de un canal selectivo en frecuencia correspondiente a un 1.19 % de símbolos piloto, ilustrado para una subtrama del sistema OFDM	85
5.19. Respuesta, en tiempo y frecuencia, del canal utilizado para evaluar el desempeño del estimador R-DCT BEM con una velocidad de desplazamiento del receptor de 3km/h.	86
5.20. Respuesta, en tiempo y frecuencia, del canal utilizado para evaluar el desempeño del estimador R-DCT BEM con una velocidad de desplazamiento del receptor de 25km/h.	86
5.21. Respuesta, en tiempo y frecuencia, del canal utilizado para evaluar el desempeño del estimador R-DCT BEM con una velocidad de desplazamiento del receptor de 50km/h.	87
5.22. Desempeño en términos de MSE para el estimador R-DCT BEM sobre un canal selectivo en frecuencia. Se muestran resultados para diferentes porcentajes de símbolos piloto y distintas velocidades de desplazamiento del receptor.	87
5.23. Desempeño en términos de BER para el estimador R-DCT BEM sobre un canal selectivo en frecuencia. Se muestran resultados para diferentes porcentajes de símbolos piloto y distintas velocidades de desplazamiento del receptor.	88
5.24. Diagrama en bloques correspondiente a la estructura de predicción de canal propuesta, para cada coeficiente del canal.	90
5.25. Diagrama en bloques del conjunto estimador - predictor de canal para cada coeficiente del canal.	91

5.26. Comparación de desempeño en términos de NMSE del predictor de canal R-BEM LRP para un canal plano en frecuencia con espectro Doppler tipo Jakes y uno de los bloques de datos experimentales de canal. Los resultados se muestran para un horizonte de predicción de 1λ	92
5.27. Desempeño del predictor de canal R-BEM LRP en términos de NMSE para una velocidad de móvil de 3km/h y diferentes horizontes de predicción con un rango de predicción máximo de 3ms.	93
5.28. Desempeño del predictor de canal R-BEM LRP en términos de NMSE para una velocidad de móvil de 25km/h y diferentes horizontes de predicción con un rango de predicción máximo de 3ms.	93
5.29. Desempeño del predictor de canal R-BEM LRP en términos de NMSE para una velocidad de móvil de 50km/h y diferentes horizontes de predicción con un rango de predicción máximo de 3ms.	94
5.30. Desempeño en términos de NMSE para el R-BEM LRP propuesto. Se utiliza como entrada al predictor una estimación ideal del canal y estimaciones obtenidas para una relación señal a ruido de 30dB utilizando (5.16). La predicción de una trama (22 bloques) es equivalente a $\lambda = 0,037$ y $\lambda = 0,222$ para velocidades del móvil de 10km/h y 60km/h respectivamente.	96
5.31. Desempeño en términos de NMSE vs. λ para el predictor R-BEM LRP sobre canales con diferente forma de espectro Doppler. Todas las curvas alcanzan el mismo rango de predicción mostrando que el algoritmo de predicción es robusto a espectros Doppler que no siguen el modelo de Jakes.	97
5.32. Desempeño en términos de NMSE vs. λ para los predictores R-BEM LRP , MMSE LRP y ESPRIT bajo diferentes formas del espectro Doppler del canal. A diferencia del predictor R-BEM LRP , los predictores MMSE LRP y ESPRIT explícitamente estiman la función de autocorrelación temporal del canal, resultando en una complejidad computacional más alta cuando se los compara con el predictor R-BEM LRP	98
5.33. Desempeño en términos de NMSE vs SNR para R-BEM LRP con diferentes velocidades de móvil y un horizonte de predicción fijo de una trama. Velocidades de móvil de 3, 10, 30, 50 and 60km/h corresponden a fracciones de λ de 0.011, 0.037, 0.111, 0.185 y 0.222 respectivamente.	99
6.1. Distribución general de subportadoras de un símbolo OFDMA entre diferentes usuarios.	105

6.2.	Ortogonalidad natural entre los usuarios de un sistema OFDMA, heredada de la ortogonalidad entre las subportadoras en OFDM.	106
6.3.	Asignación de recursos en función del tiempo en un sistema OFDMA.	107
6.4.	Umbral de selección del esquema de modulación para adaptación de enlace en OFDMA para el caso de modulación QAM sin codificar y un BER requerido de $1 \cdot 10^{-3}$	110
6.5.	Algoritmo 6.1 - Esquema asignación de ancho de banda basado en la relación señal a ruido BABS	114
6.6.	Algoritmo 6.2 - Esquema <i>amplitude craving greedy</i> ACG	115
7.1.	Algoritmo 7.1 - Diagramador proporcional equitativo basado en predicción en el paso s	127
7.2.	Desempeño típico en términos de error de predicción para dos predictores de canal de complejidad reducida diseñados basados en la especificación de 3GPP. Puede observarse como el error de predicción se incrementa significativamente a medida que el horizonte de predicción se extiende.	128
7.3.	Función de carga de bits utilizada en el sistema OFDMA considerado para el caso de modulación adaptativa sin codificación.	135
7.4.	Función de carga de bits utilizada en el sistema OFDMA considerado para el caso de modulación adaptativa con codificación convolucional.	136
7.5.	OFDMA sin codificación - Carga promedio de subcanales para predicciones de a) $w = 1$, b) $w = 2$ y c) $w = 3$ ranuras de tiempo y una única estación móvil. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 50km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10e^{-3}$	137
7.6.	OFDMA con codificación convolucional - Carga promedio de subcanales para predicciones de a) $w = 1$, b) $w = 2$ y c) $w = 3$ ranuras de tiempo y una única estación móvil. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 50km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10e^{-3}$	138
7.7.	OFDMA sin codificación - Carga de bits promedio de todos los subcanales para predicciones de $w = 1, 2$ y 3 ranuras de tiempo y una única estación móvil. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 50km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10e^{-3}$	139

7.8. OFDMA con codificación convolucional - Carga de bits promedio de todos los subcanales para predicciones de $w = 1, 2$ y 3 ranuras de tiempo y una única estación móvil. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 50km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10e^{-3}$	139
7.9. OFDMA sin codificación - Tasa de transferencia del sistema por subcanal para asignación de recursos basada en predicción con $W = 3$. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 25km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10e^{-3}$	141
7.10. OFDMA con codificación convolucional - Tasa de transferencia del sistema por subcanal para asignación de recursos basada en predicción con $W = 3$. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 25km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10e^{-3}$	142
7.11. OFDMA con codificación convolucional - Tasa de transferencia del sistema por subcanal para asignación de recursos basada en predicción con $W = 3$. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 50km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10e^{-3}$	142
7.12. OFDMA sin codificación - Valor de BER obtenido para asignación de recursos basada en predicción con $W = 3$. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 25km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10e^{-3}$	143
7.13. OFDMA con codificación convolucional - Valor de BER obtenido para asignación de recursos basada en predicción con $W = 3$. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 25km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10e^{-3}$	144
7.14. OFDMA sin codificación - Tasa de transferencia alcanzable por el sistema con diferentes velocidades de móvil y para asignación de recursos basada en predicción con $W = 3$	145
7.15. OFDMA con codificación convolucional - Tasa de transferencia alcanzable por el sistema con diferentes velocidades de móvil y para asignación de recursos basada en predicción con $W = 3$	145

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación de la tesis

El creciente interés durante la última década en los sistemas de comunicaciones inalámbricos móviles ha abierto muchas interesantes áreas de investigación. Para lograr alcanzar la siempre creciente demanda, tanto de mayor movilidad como de mayor calidad de servicio [1, 2] sobre canales de radio restrictivos [3]-[6], es necesario el desarrollo de técnicas sofisticadas de transmisión digital. En relación a las alternativas que pueden ser utilizadas para lograr velocidades de transmisión cada vez mayores en sistemas en donde un número de usuarios móviles comparten el mismo recurso de canal, OFDM se ha impuesto como una de las técnicas mas prometedoras. OFDM resulta una técnica de modulación muy competitiva para este tipo de sistemas dada su gran eficiencia espectral, su adaptación natural a los sistemas de comunicación multiusuario y su capacidad para transformar un canal selectivo en frecuencia en un conjunto de subcanales planos en frecuencia, mucho más simples de estimar y ecualizar que en el caso de modulación de portadora única sobre canales selectivos en frecuencia.

En sistemas de comunicación de radio móviles, el movimiento de los usuarios hace que el canal de propagación resulte variante en el tiempo. Cuando estas variaciones son significativas en relación a la duración de una trama de datos, es de gran importancia el desarrollo de estimadores de canal precisos, capaces de hacer seguimiento de las variaciones del canal con el objetivo de reducir la señalización de entrenamiento necesaria para el ajuste de sus parámetros. Otro objetivo fundamental en el desarrollo de algoritmos para este tipo de sistemas es el de mantener la complejidad computacional de los mismos reducida para que puedan ser aplicados en sistemas de tiempo real y en dispositivos portátiles de bajo poder de cómputo. Estos requerimientos necesariamente presentan un compromiso entre la calidad de la estimación y la complejidad computacional asociada, de manera que los objetivos de diseño asociados son los de alcanzar

una complejidad de cómputo baja sin sacrificar considerablemente la calidad de la estimación y a su vez que el diseño sea robusto a la estadística del canal. Más aún, para hacer factible la implementación de esquemas de asignación de recursos entre usuarios múltiples en el caso móvil, es necesario disponer de predicciones del estado futuro del canal, que satisfagan también los requerimientos de calidad y complejidad del estimador y con un horizonte de predicción suficientemente amplio. Esto último para, por un lado compensar el tiempo de asignación de recursos y retardos de transmisión de la información de estado de canal y por el otro, permitir una distribución justa de los recursos entre los diferentes usuarios mediante la incorporación de información del estado de canal para intervalos de asignación futuros. Cuanto mayor sea el horizonte de predicción confiable que se pueda obtener tanto mejor será el desempeño del esquema de asignación de recursos, que podrá tomar en consideración parámetros de calidad de servicio para los diferentes usuarios.

El tema de investigación de esta tesis está dirigido, primero a la formulación de modelos que describan adecuadamente la característica de variación temporal de los canales de radio móviles, que consideren no solo los comportamientos teóricos clásicos disponibles en la literatura, sino que comprendan además los comportamientos de canales reales encontrados para este tipo de aplicaciones cuya variación temporal puede diferir significativamente de los modelos clásicos. Estos modelos son luego especializados y aplicados al diseño de estimadores y predictores de la trayectoria temporal de los coeficientes del canal, que resulten robustos frente a la forma particular del espectro Doppler de los mismos. Se aplican luego las estructuras de estimación y de predicción obtenidas al problema de asignación de recursos multiusuario en un sistema de acceso múltiple para el caso móvil. La idea es obtener una distribución de recursos que, haciendo uso de la disponibilidad de predicciones del estado futuro del canal, y considerando las no idealidades de las mismas, permita una mejora en la eficiencia del uso de los recursos disponibles. Los resultados obtenidos aportan una metodología de diseño para estimadores y predictores de canal robustos y de baja complejidad aplicables a los casos más generales de canales de comunicación de radio móviles, y que son fácilmente simplificables para su aplicación en ambientes de propagación menos restrictivos. Se aporta también una metodología general que permite mejorar la eficiencia de la asignación de recursos multiusuario para el caso móvil, mediante la incorporación de información acerca de la confiabilidad de la información de estado de canal disponible. Se comparan los resultados obtenidos en términos de desempeño y complejidad con estimadores, predictores y esquemas de asignación de recursos multiusuario clásicos, y con algunos esquemas propuestos en la literatura para el tipo de sistemas considerados.

1.2. Trabajos previos

Las técnicas de estimación y predicción de canal para aplicaciones de comunicaciones de radio móviles resultan de gran interés dada la amplia aceptación que han tenido este tipo de sistemas en el mercado. Con una creciente demanda de velocidad de transmisión y de movilidad por parte de los usuarios es de vital importancia para el desarrollo a largo plazo de estas tecnologías contar con algoritmos que permitan hacer estimación y predicción de canales altamente variantes en el tiempo. El propósito es, por un lado poder evitar la pérdida de desempeño inherente al uso de sistemas de transmisión sin conocimiento del estado del canal, y por otro lado habilitar la utilización de técnicas existentes de modulación adaptativas y de distribución de recursos entre usuarios múltiples capaces de lograr un uso sumamente eficiente de los recursos del canal. Esto a su vez conduce a la posibilidad de implementación de mayores velocidades de transmisión y la incorporación de una cantidad mayor de usuarios al sistema de acceso múltiple sin detrimento de las velocidades de transmisión individuales de cada usuario.

En lo que se refiere al modelado de canales de radio variantes en tiempo y frecuencia, existen básicamente dos familias de modelos ampliamente difundidos en la literatura. Por un lado se pueden encontrar modelos estadísticos del canal de radio [5, 7] en donde se parametriza la selectividad en frecuencia por medio de diferentes distribuciones que se ajustan a distintos ambientes de propagación típicos y en los que la variación en tiempo (espectro Doppler) de los coeficientes del canal se describe también por modelos probabilísticos basados en diferentes hipótesis respecto de la topología del ambiente de propagación [4, 5]. El otro tipo de modelo usualmente encontrado en la literatura se basa en una parametrización determinística de cada coeficiente del canal como la superposición de una cantidad finita de frentes de onda, cada uno modelado por un conjunto de parámetros básicos, que determinan tanto la característica de dispersión en tiempo como en frecuencia del canal [3, 8, 9].

En cuanto a la problemática de estimación y predicción del estado de canal, se encuentra que las contribuciones referidas a la estimación de este tipo de canales son mucho más abundantes que las referidas al problema de predicción del estado del canal. Esto se debe principalmente a que el problema de predicción del canal ha cobrado un renovado interés en los últimos años con el comienzo de la implementación de sistemas de asignación de recursos y modulación adaptativa para este tipo de canales, mientras que la problemática de estimación y seguimiento de las variaciones del canal de radio viene siendo estudiada de manera constante desde la aparición de este tipo de sistemas.

Considerando la estimación de canal, se han propuesto básicamente dos líneas principales de desarrollo, fuertemente ligadas al tipo de modelado que se hace del ambiente de propagación. Por

un lado se encuentran las técnicas fundamentadas en un modelo estadístico del canal [10]-[12], que generalmente derivan en realizaciones recursivas del estimador de una complejidad baja pero en general limitadas por el error de modelado implícito en la descripción puramente probabilística del canal. Las técnicas de estimación de canal basadas en modelos paramétricos del mismo, en contraste, resultan en implementaciones de procesamiento por bloque, generalmente basadas en técnicas de estimación espectral [8, 13, 14]. Con ellas se obtiene un desempeño en términos de error significativamente mejor que en el caso anterior, pero con una complejidad computacional mucho más elevada debido a la utilización de herramientas de estimación espectral. También dentro de las técnicas basadas en modelos paramétricos del canal, se encuentran propuestas basadas en la descomposición de la trayectoria temporal del canal en un conjunto de funciones conocidas que determinan una base de representación de la dinámica del canal [9, 15, 16]. En este último caso el desempeño logrado con una elección apropiada de la base es comparable al de las técnicas de estimación espectral, mientras que el costo computacional asociado es significativamente menor.

En relación a la predicción de canal, nuevamente las líneas actuales de investigación siguen alguna de estas dos tendencias (probabilística/paramétrica), estando en el caso general, la técnica de predicción relacionada al método de estimación utilizado ya que la implementación del estimador y del predictor no suele hacerse de manera independiente. Las mismas características salientes se observan en los predictores de canal en lo que se refiere a su complejidad. Los predictores asociados a modelos probabilísticos del canal resultan en predictores lineales recursivos, limitados en rango de predicción básicamente por el error de modelado respecto de un canal real [17, 18]. Su rango puede ser extendido en parte por medio de técnicas de decimación y extrapolación en tiempo [17]. Para el caso de los predictores basados en modelos paramétricos de estimación espectral, el rango de predicción teórico resulta muy amplio [13, 19], mientras que su desempeño se ve drásticamente degradado cuando son aplicados en canales reales que no son generados a partir del modelo paramétrico [20]. Por último, el rango de predicción alcanzable por los esquemas de estimación en bloque basados en descomposición en funciones base resulta muy limitado. Esto se debe fundamentalmente a que estos modelos obtienen una buena representación del canal para el bloque de datos considerado mientras que la predicción de canal se basa en la extensión temporal de las funciones base, lo cual determina un horizonte de predicción confiable esencialmente corto.

Relativo a la asignación de recursos en un ambiente de acceso múltiple, la predicción del estado del canal juega un rol importante en sistemas de comunicaciones de radio sobre canales variantes en el tiempo. Con el desarrollo de predictores de canal de largo alcance [19]-[22], la posibilidad de incluir información sobre la condición de canal en intervalos de asignación futuros en el algoritmo de asignación de recursos resulta posible. Sin embargo, para poder

explotar esta nueva información, deben hacerse consideraciones adecuadas acerca de la precisión de las predicciones. Específicamente, en ambientes de alta movilidad, las predicciones de canal se degradan de manera apreciable a medida que se incrementa el horizonte de predicción [19, 21], y la suposición de información perfecta del estado de canal en el receptor no resulta realista. El uso de predicciones del canal ya ha sido considerada para compensar el retardo de realimentación entre los móviles y la estación base en ambientes rápidamente variantes [23, 24]. Más aún, información referida al estado del canal para ranuras de tiempo futuras, cuando se asigna la siguiente ranura de tiempo, puede mejorar la eficiencia de la asignación [25]. Sin embargo, el impacto de las imperfecciones propias de los esquemas de estimación y predicción de canal prácticos en los algoritmos de asignación de recursos no ha sido estudiado en su totalidad.

La motivación de esta tesis referida a la caracterización del canal de radio móvil está orientada a conjugar los beneficios de los dos tipos de modelos descritos, teniendo en cuenta su implicancia en los algoritmos de estimación y de predicción que se derivan a partir de ellos. La principal línea de trabajo desarrollada en esta tesis se centra por lo tanto en el desarrollo de estimadores y predictores de canal robustos frente a la estadística del canal que resulten en estimaciones/predicciones precisas teniendo en cuenta implementaciones de baja carga computacional. Siguiendo estos objetivos, el problema puede dividirse en dos etapas. La primera es encontrar una formulación híbrida del modelo del canal que esté basada en comportamientos promedio del mismo, pero que incorpore una estructura paramétrica que permita ajustar las posibles desviaciones de realizaciones reales respecto de los modelos teóricos existentes. La segunda, desarrollar una estrategia de estimación y predicción que apoyada en este modelo híbrido permita obtener estimaciones de canal de buen desempeño en términos de error y predicciones con un horizonte lo mas amplio posible manteniendo robustez y a la vez una carga computacional baja, requisito de suma importancia en este tipo de aplicaciones. En referencia a los esquemas de asignación de recursos en el caso de acceso múltiple, la motivación se orienta en el sentido de aplicar la estructura de estimación/predicción desarrollada, de manera de incorporar predicciones de canal en la distribución de recursos de canal entre los usuarios y obtener así una mejora en la eficiencia de esta distribución. Para que este incremento en la eficiencia de la asignación de recursos sea efectivo, es necesario el desarrollo de una técnica de caracterización de las imperfecciones en la información del canal introducidas por los esquemas de estimación/predicción prácticos.

1.3. Contribuciones de la tesis

En esta tesis se presentan las siguientes contribuciones:

- Se describe el problema de modelado de canales de radio móviles para aplicaciones de modulación multiportadora, especializado para el caso de canales rápidamente variantes en el tiempo.
- Se describe el problema general de estimación y seguimiento de las variaciones temporales de este tipo de canales, en particular haciendo énfasis en diseños de baja complejidad computacional.
- Se describe el problema general de predicción del estado de canal, considerando los requerimientos a nivel de sistema relativos a rangos de predicción y niveles de confiabilidad requeridos.
- Se describe el problema general de asignación de recursos para un sistema multiportadora de acceso múltiple, haciendo énfasis en el caso de canales móviles y resaltando las restricciones que la variación temporal del canal impone en el diseño de los mismos.
- Se propone una metodología híbrida de modelado paramétrica/no paramétrica para describir el canal de radio móvil de manera de reducir de manera significativa la cantidad de parámetros a estimar, manteniendo la robustez del estimador asociado respecto de la forma particular del espectro Doppler de los coeficientes del canal.
- Se propone una metodología de estimación robusta frente a la forma del espectro Doppler, de baja complejidad y de buen desempeño en términos de error medio cuadrático para el caso básico de un canal no selectivo en frecuencia pero variante en el tiempo, y se la extiende para ser aplicada al caso general de canales selectivos en frecuencia.
- Se propone una metodología de predicción de canal basada en la estructura de estimación desarrollada capaz de obtener un horizonte de predicción amplio, heredando la característica de robustez frente al Doppler y con una carga computacional baja que la hace práctica para su implementación en unidades móviles de bajo poder de cómputo.
- Se propone una metodología de asignación de recursos multiusuario, basada en el predictor de canal de baja complejidad desarrollado, que permite mejorar el desempeño de los algoritmos de asignación de recursos multiusuario que asumen conocimiento perfecto de canal al incorporar no idealidades en la formulación de los mismos.
- Se presentan varios ejemplos de los algoritmos propuestos mostrando el desempeño correspondiente y comparándolo con otras alternativas actuales disponibles en la literatura.

A continuación se comentan los trabajos realizados asociados a esta tesis y relacionados con las contribuciones detalladas.

En el trabajo [26] se estudia el problema del modelado de los canales de radio selectivos en frecuencia, en el marco de las aplicaciones de redes de datos inalámbricas IEEE 802.11b. Se presentan los diferentes parámetros que caracterizan el canal de radio en este caso y se discute la aplicación de diferentes modelos estadísticos para la generación de información de canal realista que pueda ser utilizada en la verificación del desempeño de estos sistemas en un ambiente práctico. En la aplicación analizada en [26] el canal no es variante en el tiempo pero si lo es en frecuencia, por lo que el aporte al entendimiento físico del problema del multicamino en canales de radio es básico para el desarrollo de estos sistemas de comunicaciones. En [27] se proponen esquemas de ecualización con realimentación de decisión para combatir los efectos del multicamino en aplicaciones de redes inalámbricas analizadas en [26]. Si bien este trabajo está relacionado indirectamente con los principales aportes de esta tesis por tratarse de un sistema de espectro disperso y no un sistema multiportadora, el análisis y las conclusiones obtenidas para este sistema de espectro disperso pone en evidencia sus limitaciones para aplicaciones móviles de usuarios múltiples y sirve como motivación para el resto de las contribuciones presentadas.

En el trabajo [28] se aborda el problema de modelado del canal de radio móvil por medio de una formulación de expansión en funciones base recursiva que permite incorporar las ventajas de los modelos de canal paramétricos en el desarrollo de un estimador de canal recursivo. Se compara la estructura de estimación desarrollada a partir de este modelo con un estimador recursivo basado en un modelo no paramétrico constatándose la mejora que se introduce con la nueva formulación para el modelo del canal y se verifica que la implementación recursiva propuesta tiene un desempeño comparable a la de un estimador basado en un modelo paramétrico del canal, requiriendo una cantidad de símbolos piloto significativamente menor. En este sentido, en [29] se pone énfasis en la estructura paramétrica de estimación recursiva de baja complejidad para la obtención de un predictor de canal que permite alcanzar horizontes de predicción significativamente más amplios que su contraparte paramétrica con procesamiento por bloques. Se pone en evidencia que la formulación paramétrica recursiva hereda las características deseables de bajo error de modelado de las técnicas paramétricas, mientras que también permite la aplicación de técnicas de decimación y de extrapolación en tiempo que logran ampliar de manera significativa el horizonte de predicción.

Una de las contribuciones mas significativas de ésta tesis es la que se presenta en [30] en donde se da un marco formal al análisis del error de modelado asociado con el esquema de [28]. A su vez, en [30] se estudia el impacto de esta técnica de modelado en los algoritmos de estimación y de predicción y se proponen realizaciones robustas y de baja complejidad de los mismos. Se analiza también en [30] la carga computacional de los esquemas propuestos y se los compara con técnicas paramétricas y no paramétricas disponibles en la literatura en el marco de un contexto de aplicación real. Este análisis permite fundamentar la competitividad de

la metodología propuesta frente a las principales alternativas disponibles tanto en términos de desempeño como en términos de complejidad de cómputo. Se verifica que la carga computacional resultante en los esquemas propuestos corresponde a solo una fracción de la requerida por otros esquemas que presentan robustez frente a la forma del espectro Doppler.

El trabajo [31] ensaya las técnicas de estimación y de predicción desarrolladas en un sistema de acceso múltiple en donde la asignación de los recursos del canal utiliza información acerca del estado de canal en intervalos de asignación futuros para mejorar la eficiencia de la asignación. Se propone un esquema de asignación de recursos basado en predicción en donde se incorpora en el diseño del diagramador información referida a la calidad de las predicciones disponibles. La caracterización del error de predicción de implementaciones prácticas del predictor de canal permite una compensación del mismo, haciendo posible la obtención de una tasa de transferencia total del sistema cercana al caso de conocimiento perfecto del estado del canal, satisfaciendo al mismo tiempo la tasa de error de bits objetivo del sistema. También referido a la problemática de asignación de recursos en un sistema de acceso múltiple móvil, en [32], se extiende la metodología propuesta en [31] para el caso de sistemas que utilizan codificación de canal y se analiza el desempeño en términos de tasa de transferencia total en función de la velocidad de desplazamiento de las unidades móviles de manera de cuantificar el impacto de la velocidad de variación del canal en la técnica propuesta, tomando como referencia esquemas típicos aplicados en estos casos de mayor velocidad de desplazamiento en los que el estado de canal no es tomado en cuenta.

1.4. Organización de la tesis

Los temas expuestos están organizados de la siguiente manera en la presentación de la tesis. El capítulo 2 describe en forma general el canal de comunicación de radio móvil junto con los modelos básicos asociados a la caracterización de su variación temporal. El capítulo 3 presenta una descripción general de los sistemas de modulación multiportadora e introduce la descripción matemática de los mismos. La problemática de estimación y predicción de canal en el contexto de esta tesis es presentada en el capítulo 4 en donde también se hace una breve reseña bibliográfica de las soluciones actuales al problema disponibles en la literatura. Estos tres capítulos son descriptivos e introductorios a la temática abordada por la tesis. Los capítulos 5 al 7 presentan los aportes más significativos, en donde se presenta la nueva formulación para el modelo del canal por medio de funciones base conocidas en el capítulo 5, junto con el desarrollo de los esquemas de estimación/predicción propuestos. Aquí se presentan también ejemplos de desempeño del esquema propuesto y comparaciones con alternativas actuales disponibles en la

literatura. En el capítulo 6 se introduce la problemática general de asignación de recursos en sistemas de múltiples usuarios basados en OFDMA y se detallan las diferentes metodologías de diseño actuales para la distribución de los recursos del canal. El capítulo 7 presenta la aplicación de asignación de recursos basada en predicción en el contexto de múltiples usuarios y sistemas OFDMA móviles. Se propone un algoritmo de asignación de recursos basado en predicción, que considera los errores asociados a predictores de canal prácticos y que es capaz de obtener una tasa de transferencia del sistema cercana al caso de conocimiento perfecto del canal, cumpliendo además con la restricción de BER del sistema. También se presentan en éste capítulo ejemplos de desempeño que demuestran las mejoras que se obtienen con el esquema propuesto. Finalmente en el capítulo 8 se dan algunas conclusiones generales junto con posibles líneas de trabajo futuras.

Capítulo 2

El canal de radio móvil

En este capítulo se describen las principales características de los canales de comunicación de radio, poniendo especial énfasis en la variación temporal de los canales móviles. En la sección [2.1](#) se introducen, en función de los parámetros que caracterizan el canal, los conceptos de desvanecimiento selectivo en frecuencia y de desvanecimiento selectivo en tiempo y en la sección [2.2](#) se presenta una clasificación del tipo de restricciones impuestas por el canal en función de estos dos conceptos. En la sección [2.3](#) se deriva el modelo discreto del canal teniendo en cuenta el temporizado de la señal transmitida. Considerando la caracterización de la variación en tiempo del canal, en la sección [2.4](#) se describen las principales filosofías de modelado de la misma. El capítulo concluye con algunos comentarios relativos a las diferentes metodologías de modelado de la variación temporal del canal presentadas.

2.1. Parámetros del canal de radio móvil

La señal transmitida $s(t)$, para los sistemas de interés de esta tesis (sistemas multiportadora) es una señal modulada en amplitud y fase por los bits de información. Más aún, como se consideran sistemas de comunicación de ancho de banda limitado, se entiende que todas las señales y sistemas introducidos son representaciones equivalentes bandabase complejas, salvo que se aclare lo contrario [5]. Para centrar el desarrollo en las distorsiones introducidas únicamente por el canal de propagación, en la presente caracterización no se tienen en cuenta el ruido térmico ni posibles interferencias con otros sistemas.

En un sistema de comunicaciones de radio móvil, la información se transmite por medio de una señal pasabanda transmitida a través del aire. El canal físico de radio, como cualquier otro sistema bandabase equivalente lineal, puede ser caracterizado por una respuesta impulsiva compleja y variante en el tiempo $h(\tau, t)$ o equivalentemente por su transformada de Fourier con respecto de la variable de retardo τ , la función transferencia instantánea del canal $H(f, t)$ válida en el instante de tiempo t [3]-[5].

La mayoría de los canales de radio están caracterizados por propagación multicamino en donde un número de frentes de onda reflejados o dispersados alcanzan el receptor. Un escenario multicamino típico se ilustra en la Figura 2.1 para el caso de interés de un ambiente de radio móvil [4]. En un ambiente como este, la señal transmitida llega a la antena receptora después de haber viajado a través de varios caminos distintos, cada uno caracterizado por una atenuación, corrimiento de fase y retardo de propagación específicos.



Figura 2.1: Ambiente de propagación típico para comunicaciones de radio móviles.

Usualmente, los retardos de propagación de las componentes multicamino cambian de manera lenta con el tiempo, por lo que los retardos diferenciales instantáneos pueden considerarse estáticos durante un intervalo de tiempo razonablemente corto de manera que pueden ser indexados en un orden natural como: $0 = \tau_0(t) \leq \tau_1(t) \leq \dots \leq \tau_{\mathcal{R}-1}(t) = \tau_{max}(t)$. La respuesta impulsiva del canal físico, puede entonces ser expresada como la superposición de $\mathcal{R}$ (que puede ser virtualmente infinito) impulsos de Dirac desplazados y escalados [3]-[5]

$$h(\tau, t) = \sum_{i=0}^{\mathcal{R}-1} \alpha_i(t) e^{j\theta_i(t)} \delta(\tau - \tau_i(t)), \quad (2.1)$$

donde $\alpha_i(t)$ y $\theta_i(t)$ representan la atenuación y el corrimiento de fase variantes en el tiempo de la i -ésima componente multicamino del canal, siendo los coeficientes

$$\gamma_i(t) = \alpha_i(t) e^{j\theta_i(t)}, \quad (2.2)$$

procesos Gaussianos complejos estacionarios en sentido amplio e independientes para caminos distintos. La señal recibida filtrada por esta respuesta impulsiva del canal está dada entonces por la superposición de un número de versiones atenuadas, desplazadas en fase y retardadas de la señal transmitida. Esto resulta en una distorsión lineal y variante en el tiempo de la señal de información mientras se propaga a través del medio de transmisión [3]-[5].

En la antena receptora, las componentes multicamino pueden superponerse de manera constructiva o destructiva dependiendo de sus corrimientos de fase relativos. Por lo tanto, la potencia de la señal recibida estará sujeta a fluctuaciones inducidas tanto por variaciones en el ambiente de propagación como por consecuencia del movimiento relativo entre transmisor y receptor. Dado que cada componente multicamino atraviesa un cambio de fase de 2π sobre una distancia de una longitud de onda, las fluctuaciones de potencia debidas al fenómeno de propagación multicamino ocurren sobre una escala de tiempo pequeña y por este motivo se las denomina comúnmente como desvanecimiento de pequeña escala. Además, la potencia recibida promedio también puede variar debido a obstrucciones encontradas en el camino de propagación (paredes, árboles, etc.). Estas variaciones ocurren sobre distancias de hasta cientos de longitudes de onda y se las denomina como desvanecimiento de gran escala.

La correlación temporal de los coeficientes $\gamma_i(t)$ de (2.2) está dada por

$$\bar{r}_{\gamma_i}(\Delta t) = E \{ \gamma_i(t + \Delta t) \gamma_i^*(t) \} = \sigma_i^2 \bar{r}_t(\Delta t), \quad (2.3)$$

donde σ_i^2 es la potencia promedio del i -ésimo camino. Utilizando (2.1) y (2.2), la respuesta en frecuencia del canal de radio móvil en el tiempo t está dada por

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \sum_i \gamma_i(t) e^{-j2\pi f\tau_i(t)}. \quad (2.4)$$

Entonces, la función de correlación de la respuesta en frecuencia para diferentes tiempos y frecuencia puede escribirse como [33]

$$\begin{aligned} \bar{r}_H(\Delta f, \Delta t) &= E \{ H(f + \Delta f, t + \Delta t) H^*(f, t) \} \\ &= \sigma_H^2 \bar{r}_f(\Delta f) \bar{r}_t(\Delta t), \end{aligned} \quad (2.5)$$

donde σ_H^2 es la potencia promedio total de la respuesta impulsiva del canal. A partir de (2.5), la función de correlación de $H(f, t)$ puede separarse en la multiplicación de una función de correlación en frecuencia $\bar{r}_f(\Delta f)$ y una función de correlación temporal $\bar{r}_t(\Delta t)$. $\bar{r}_t(\Delta t)$ depende del movimiento del receptor, mientras que $\bar{r}_f(\Delta f)$ depende de la propagación multicamino.

Esta propiedad de separación, resulta de suma importancia en el diseño de estimadores y predictores de canal para sistemas OFDM como se hará evidente en los capítulos siguientes. Considerando el desvanecimiento de pequeña escala, se introducen a continuación los parámetros que lo definen [3]-[5].

Retardo en exceso

Se define el i -ésimo retardo en exceso $\Delta_{\tau_i}(t)$ como la diferencia entre $\tau_i(t)$ y el retardo $\tau_0(t)$ correspondiente a la primer componente multicamino recibida, es decir, $\Delta_{\tau_i}(t) = \tau_i(t) - \tau_0(t)$. Como fue mencionado, en el receptor es común ajustar la escala de tiempo de manera que $\tau_0(t) = 0$. En este caso, el retardo en exceso se reduce a $\Delta_{\tau_i}(t) = \tau_i(t)$ para $i > 1$. Si una señal $s(t)$ es transmitida por un canal de radio caracterizado por la respuesta impulsiva de (2.1), la envolvente compleja de la señal recibida toma la forma

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\mathcal{R}-1} \alpha_i(t) e^{j\theta_i(t)} s(t - \tau_i(t)). \quad (2.6)$$

Perfil de potencia de retardos

El perfil de potencia de retardos es una medida estadística que indica cómo la potencia de la respuesta impulsiva se dispersa como consecuencia de la propagación multicamino. En particular, la potencia promedio $p(\tau_i)$ del i -ésimo camino se define como

$$p(\tau_i) = E \left\{ |\alpha_i(t)|^2 \right\}, \quad (2.7)$$

en donde $E \{.\}$ denota el operador esperanza estadística. La suma de todos los $p(\tau_i)$ determina la potencia promedio total recibida P_{Rx} .

Dispersión media cuadrática de retardos

La dispersión media cuadrática de retardos es una medida de que tan dispersivo en tiempo es un canal multicamino. Este parámetro se define como

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\bar{\tau}^2 - (\bar{\tau})^2}, \quad (2.8)$$

en donde $\bar{\tau}$ y $\bar{\tau}^2$ se obtienen del perfil de potencia de retardos del canal como $\bar{\tau} = \sum_{i=0}^{\mathcal{R}-1} \tau_i p(\tau_i)$ y $\bar{\tau}^2 = \sum_{i=0}^{\mathcal{R}-1} \tau_i^2 p(\tau_i)$. Si el perfil de potencia de los retardos se normaliza tal que $\sum_{i=0}^{\mathcal{R}-1} p(\tau_i) = 1$, las cantidades $p(\tau_i)$ pueden ser interpretadas como una función de masas de probabilidad. En este sentido, τ_{RMS} representa el desvío estándar de los retardos multicamino. Este parámetro estadístico es un indicador importante para evaluar el impacto de la distorsión multicamino en la señal recibida. Específicamente, la distorsión multicamino solo es despreciable en el caso en que el tiempo de símbolo T sea significativamente más grande que τ_{RMS} , es decir $T > 10\tau_{RMS}$. En este caso, puede considerarse que la señal recibida luego de ser transmitida por el canal estará libre de interferencia intersímbolo (ISI), que como se verá en el capítulo 3, es una de las características principales de los sistemas OFDM.

Ancho de banda de coherencia

La respuesta en frecuencia del canal para cada instante de tiempo t puede expresarse en función de la respuesta impulsiva del canal de acuerdo a (2.4) como

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{j2\pi f\tau} d\tau. \quad (2.9)$$

Para caracterizar las variaciones de $H(f, t)$ con f para un determinado instante de tiempo t , se introduce el concepto de ancho de banda de coherencia B_C como una medida de la variabilidad de la respuesta en frecuencia del canal. Específicamente, dos muestras de $H(f, t)$ que tienen una separación en frecuencia menor a B_C pueden asumirse como altamente correlacionadas. B_C es inversamente proporcional a τ_{RMS} . En particular, para un factor de correlación de 0.5 se tiene

$$B_C \approx \frac{1}{5\tau_{RMS}}. \quad (2.10)$$

Si el ancho de banda B de la señal transmitida es menor que B_C la respuesta en frecuencia del canal puede considerarse aproximadamente plana en todo el espectro de la señal y las características espectrales de esta última no se verán distorsionadas en el receptor. Por el contrario, si B es mucho mayor que B_C , el espectro de la señal será severamente distorsionado y se dice que el canal resulta selectivo en frecuencia.

Una de las características salientes de **OFDM** que ha contribuido a su gran expansión en los sistemas de comunicaciones actuales es su habilidad para transformar una señal de banda ancha, afectada por un canal selectivo en frecuencia, en un conjunto de señales de un ancho de banda menor al ancho de banda de coherencia del canal (para las cuales el canal resulta aproximadamente plano) que son transmitidas en simultáneo de manera ortogonal.

Dispersión Doppler

En un ambiente de comunicación móvil, el movimiento del transmisor, receptor y de objetos cercanos induce un corrimiento Doppler en cada componente multicamino. Este fenómeno resulta en una dispersión espectral de la señal recibida conocido como dispersión Doppler. Considerando que el ancho de banda de la señal transmitida es mucho menor que la frecuencia de la portadora, el máximo corrimiento Doppler posible se define como

$$f_{dm} = \frac{f_c v}{c}, \quad (2.11)$$

en donde f_c corresponde a la frecuencia de la portadora de la señal transmitida, v es la máxima velocidad de desplazamiento del receptor en m/s y $c = 3 \cdot 10^8$ m/s es la velocidad de la luz en el espacio libre. En la práctica, f_{dm} brinda información acerca del intervalo de frecuencias dentro del cual una sinusoidal pura es recibida luego de propagarse por el canal. Específicamente, si f_c es la frecuencia transmitida, el espectro Doppler recibido estará confinado al rango de frecuencias $[f_c - f_{dm}, f_c + f_{dm}]$.

Tiempo de coherencia

El tiempo de coherencia T_C es una medida de que tan rápido cambian en el tiempo las características del canal. Este parámetro se define como la máxima diferencia de tiempo entre dos respuestas de canal altamente correladas, y desde un punto de vista práctico define el intervalo de tiempo dentro del cual se puede considerar al canal como invariante en el tiempo.

El tiempo de coherencia es proporcional a la inversa del máximo corrimiento Doppler del canal. Para un nivel de correlación de 0.5 puede aproximarse como

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi f_{dm}}. \quad (2.12)$$

Si el tiempo de símbolo T es menor que T_C , cada símbolo transmitido está sujeto a condiciones de propagación estáticas y se dice que el canal es de desvanecimiento lento. Por el contrario, si $T > T_C$ el ambiente de propagación puede variar significativamente durante el tiempo de símbolo y se dice que se trata de un canal con desvanecimiento rápido.

2.2. Clasificación de los canales con desvanecimiento

Como se puso en evidencia en la sección anterior, el impacto de la propagación multicamino en un enlace de radio móvil está estrictamente relacionado con el temporizado y ancho de banda de la señal transmitida a través de el. En general, como casos particulares de (2.6), se pueden distinguir cuatro tipos de comportamiento de canal en relación a la señal transmitida tomando como referencia los parámetros de tiempo de coherencia y ancho de banda de coherencia del canal [3]-[5].

Canal selectivo en frecuencia y en tiempo

Los canales selectivos en frecuencia y en tiempo, o doblemente selectivos representan el caso más restrictivo en lo que se refiere a las comunicaciones de radio móviles. Se tiene en este caso que $B > B_C$ y el tiempo de símbolo es mayor o se encuentra en el orden del tiempo de coherencia. En este tipo de canales la señal recibida corresponde a la representada en el caso general de (2.6) y que se repite a continuación

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\mathcal{R}-1} \alpha_i(t) e^{j\theta_i(t)} s(t - \tau_i(t)). \quad (2.13)$$

Canal plano en frecuencia y selectivo en tiempo

Este comportamiento de canal se tiene cuando el ancho de banda de la señal es mucho menor al ancho de banda de coherencia del canal ($B \ll B_C$) pero el tiempo de símbolo es mayor o se encuentra en el orden del tiempo de coherencia del canal. La respuesta en frecuencia del canal resulta plana sobre el espectro de la señal transmitida pero varía significativamente durante un

período de símbolo. La señal recibida es una versión atenuada y rotada de la señal transmitida, en donde los coeficientes de atenuación y rotación varían durante el tiempo de símbolo. Esto puede expresarse como

$$r(t) = \alpha(t)e^{j\theta(t)}s(t - \tau_0(t)). \quad (2.14)$$

Canal plano en frecuencia cuasi estático

Este tipo de canales corresponde al caso en el que el ancho de banda de la señal es mucho menor al ancho de banda de coherencia del canal ($B \ll B_C$) y el tiempo de símbolo es menor que el tiempo de coherencia del canal ($T < T_C$). En este caso, el canal puede ser considerado como invariante durante un período de símbolo y la respuesta en frecuencia del canal plana sobre todo el espectro de la señal transmitida. La envolvente compleja de la señal recibida toma la forma

$$r(t) = \alpha e^{j\theta} s(t - \tau_0), \quad (2.15)$$

que es simplemente una versión atenuada y rotada de la señal transmitida.

La característica plana en frecuencia de estos dos últimos tipos de canal es de suma importancia en las aplicaciones de modulación multiportadora dado que una de las características salientes de este tipo de modulación es la habilidad de transformar un canal selectivo en frecuencia en un conjunto de canales en paralelo con una característica plana en frecuencia.

Canal selectivo en frecuencia cuasi estático

Este tipo de canal corresponde al caso en que el ancho de banda de la señal es mayor al ancho de banda de coherencia del canal ($B > B_C$) mientras que el tiempo de símbolo es menor que el tiempo de coherencia del canal ($T < T_C$). En este caso el canal también puede ser considerado invariante durante un período de símbolo. Como el ancho de banda de la señal B es mayor que el ancho de banda de coherencia del canal, sus componentes espectrales se verán afectadas por diferentes atenuaciones mientras se propagan desde el transmisor al receptor. La señal recibida será una versión linealmente distorsionada de la señal transmitida dada por

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\mathcal{R}-1} \alpha_i e^{j\theta_i} s(t - \tau_i). \quad (2.16)$$

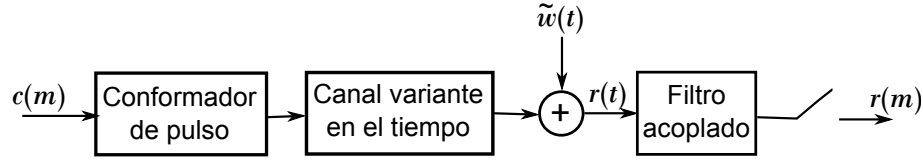


Figura 2.2: Esquema básico de transmisión digital a través de un canal con desvanecimiento.

Los desarrollos presentados en esta tesis están basados en este tipo de canales dado que es el caso más general en las aplicaciones de comunicaciones inalámbricas móviles actuales. En el capítulo 5 se especializa este modelo para el caso en que el canal puede considerarse invariante en el tiempo para un intervalo de símbolo, pero de variación significativa para tiempos de símbolo consecutivos. Luego, en el capítulo 7 el modelo de canal se particulariza para el caso en que el canal puede considerarse invariante durante un intervalo de asignación de recursos, pero de variación significativa en intervalos de asignación de recursos consecutivos. A continuación se describe el modelo equivalente discreto del canal que será utilizado en los capítulos siguientes, poniendo énfasis en este tipo de comportamiento de canal.

2.3. Equivalente discreto del canal

La transmisión digital a través de un canal con desvanecimiento usualmente se lleva a cabo mediante un esquema como el de la Figura 2.2. La señal recibida a la entrada del filtro acoplado del receptor es [3]-[5]

$$r(t) = \sum_{m=0}^{\infty} c(m) \tilde{h}(t - nT, t) + \tilde{w}(t), \quad (2.17)$$

en donde $c(m)$ denota la secuencia de símbolos en tiempo discreto, $\tilde{h}(T, t)$ es la respuesta impulsiva del filtro conformador de pulso en cascada con el canal variante en el tiempo, $1/T$ es la tasa de símbolos y $\tilde{w}(t)$ es ruido térmico aditivo. Luego del filtro de recepción y del muestreo de la señal obtenemos

$$r(mT - \tau_0) = \sum_{k=0}^{\infty} c(k) \tilde{h}(mT - kT - \tau_0, mT + \tau_0) + \tilde{w}(mT - \tau_0), \quad (2.18)$$

donde τ_0 es el retardo de transmisión. Considerando el canal de (2.1) como la respuesta impulsiva del filtro conformador de pulso en cascada con el canal variante en el tiempo y con el filtro de recepción, $h(T, t)$ es la convolución de $\tilde{h}(\tau, t)$ con la respuesta impulsiva del filtro de recepción. La respuesta impulsiva $h(T, t)$ es en general infinita. Sin embargo, siguiendo la práctica común en la literatura de comunicaciones, puede ser truncada a un determinado orden L para obtener

el modelo equivalente de la señal recibida en tiempo discreto que se ilustra en la Figura 2.3 y puede expresarse como

$$r(m) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l, m)c(m-l) + w(m). \quad (2.19)$$

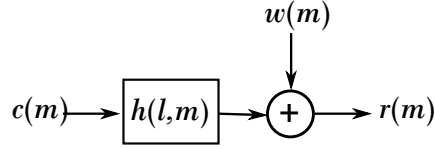


Figura 2.3: Esquema básico de transmisión digital con un modelo de canal equivalente en tiempo discreto.

De esta manera, la respuesta impulsiva del canal para el tiempo discreto m puede expresarse en forma compacta como un vector de longitud L dado por

$$\mathbf{h}(m) = [h(0, m), \dots, h(L-1, m)]^T. \quad (2.20)$$

El orden L depende del ancho de banda de la señal transmitida y es un factor fundamental para la elección de parámetros de un sistema **OFDM**, como se detallará en el capítulo siguiente.

La ecuación (2.19) implica que el canal permanece constante sobre la duración del símbolo $c(m)$. Esta condición indica que el modelo de canal de (2.20) corresponde al canal selectivo en frecuencia cuasi estático de la sección anterior. En el capítulo 5, se utilizará este modelo de canal considerando que $c(m)$ corresponde a un bloque de datos **OFDM**. Luego, en el capítulo 7, se relaja esta condición de manera que el canal se asume estático durante una trama de M bloques de datos **OFDM**, la cual determina un intervalo de asignación de recursos.

A partir de (2.20), una versión discretizada a N muestras de la respuesta en frecuencia del canal de (2.9), para el tiempo discreto m , puede obtenerse mediante la transformada discreta de Fourier (**DFT**) de N puntos del vector de la respuesta impulsiva del canal. Esto es

$$H(n, m) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l, m)e^{j2\pi nl/N} \text{ para } 0 \leq n \leq N-1, \quad (2.21)$$

que para cada tiempo discreto m puede expresarse como un vector de longitud N dado por

$$\mathbf{H}(m) = [H(0, m), \dots, H(N-1, m)]^T. \quad (2.22)$$

Para este modelo discreto, la función de correlación en tiempo y frecuencia del canal puede escribirse, a partir de (2.5), y considerando la discretización temporal en T y en frecuencia en Δf como

$$r_H(n, m) = \sigma_H^2 r_f(n) r_t(m), \quad (2.23)$$

con $r_f(n) = \bar{r}_f(n\Delta f)$ y $r_t(k) = \bar{r}_t(mT)$, definidos en la sección 2.1.

2.4. Modelado de la variación temporal del canal

A continuación se resumen las principales filosofías de modelado utilizadas en la literatura para describir la variación temporal de cada coeficiente de la respuesta impulsiva del canal de radio móvil de (2.19) cuyos parámetros se describieron en la sección 2.1.

La modelización estocástica, asumiendo que el ambiente de propagación es denso, caracteriza la variación temporal a través de la deducción de la función de densidad espectral de potencia del Doppler (o su función autocorrelación) basándose en hipótesis acerca de la topología del ambiente de propagación. El modelo de mayor difusión en la literatura es el modelo estadístico de Jakes [7], el cual es ampliamente aceptado como modelo de referencia para la evaluación del desempeño de algoritmos para canales de radio selectivos en tiempo. La modelización paramétrica por otro lado, basándose en la hipótesis de un ambiente de propagación compuesto por un número acotado de frentes de onda, modela la variación en tiempo del canal como la sumatoria finita de estos frentes de onda, cada uno caracterizado por una serie de parámetros que determinan su contribución a la evolución temporal total del canal. Finalmente, la modelización por expansión en bases, mediante el uso de un conjunto de funciones base temporales conocidas, describe la trayectoria temporal del canal durante un segmento acotado de tiempo. Esto se logra pesando de manera apropiada las contribuciones de cada una de estas funciones base conocidas.

2.4.1. Modelo estadístico de Jakes

Este modelo [7] describe la variación temporal de los coeficientes del canal de (2.19) en base a la deducción, a partir de hipótesis relativas al ambiente de propagación, de la función de densidad espectral de potencia del Doppler que describe el comportamiento en tiempo de los mismos. Este modelo representa una caracterización promedio de la variación temporal del canal de radio móvil, y si bien presenta desviaciones importantes respecto de realizaciones particulares de canal, es ampliamente utilizado en la literatura como modelo estándar a partir del cual se compara el desempeño de distintos sistemas de comunicaciones móviles.

Aunque se lo conoce como modelo de Doppler de Jakes, fue Clarke quien en 1968 presentó el desarrollo de este modelo como capítulo del libro de comunicaciones por microondas editado por Jakes [7]. Con el tiempo este modelo ha pasado a conocerse como el modelo de Jakes, probablemente porque es su nombre el que aparece en las citas como autor del libro.

En el modelo desarrollado por Clarke, se asume que el campo electromagnético incidente en la antena del móvil está compuesto por R ondas planas con fases de portadora y ángulos de arribo arbitrarios y teniendo cada una igual amplitud promedio. Esta última suposición está basada en que, en la ausencia de un camino directo, las componentes dispersadas que llegan al receptor experimentarán atenuaciones similares en distancias de pequeña escala.

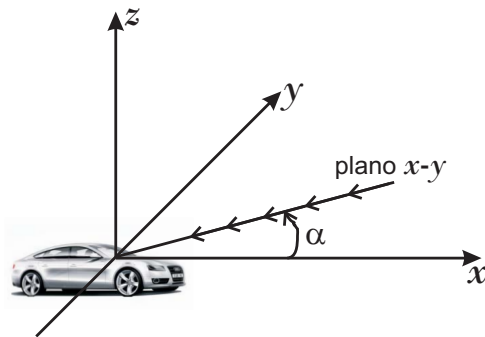


Figura 2.4: Esquema básico de recepción para el desarrollo del modelo de Jakes.

La Figura 2.4 muestra un diagrama de ondas planas incidentes a un móvil desplazándose a una velocidad v en la dirección x . El ángulo de arribo α es medido en el plano xy respecto de la dirección de movimiento. Cada onda incidente en el móvil sufre un corrimiento Doppler debido al movimiento del mismo, y llega al móvil en el mismo momento. Esto significa que no se considera retardo en exceso debido al multicamino en ninguna de las ondas, o equivalentemente, que el modelo describe la variación temporal de un coeficiente del canal. Para la i -ésima onda llegando con un ángulo α_i al receptor, el corrimiento Doppler (en Hertz) está dado por

$$f_i = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha_i, \quad (2.24)$$

en donde λ es la longitud de onda de la onda incidente. La fase aleatoria θ_i de esta componente está dada por

$$\theta_i = 2\pi f_i t + \phi_i. \quad (2.25)$$

Suponiendo que el ambiente de propagación es lo suficientemente denso, se puede asumir que los ángulos de llegada tienen una función de densidad de probabilidad uniforme en $(0, 2\pi]$. Se

utiliza entonces $p(\alpha)d\alpha$ para indicar la fracción de la potencia total recibida en un $d\alpha$ del ángulo α , y A para indicar la potencia promedio recibida respecto de una antena isotrópica. Cuando $R \rightarrow \infty$, $p(\alpha)d\alpha$ aproxima más a una distribución continua que a una discreta. Entonces la potencia total recibida puede expresarse como

$$P_r = \int_0^{2\pi} Ap(\alpha)d\alpha, \quad (2.26)$$

en donde $Ap(\alpha)d\alpha$ es la variación diferencial de la potencia recibida respecto del ángulo. Si la señal dispersada es una señal continua de frecuencia f_c , entonces la frecuencia instantánea de la componente de señal que llega en un ángulo α se obtiene utilizando (2.24) como

$$f(\alpha) = f = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha + f_c = f_{dm} \cos \alpha + f_c, \quad (2.27)$$

donde f_{dm} es el máximo corrimiento Doppler. Cabe notar que $f(\alpha)$ es una función par de α . Si $S(f)$ es la densidad espectral de potencia de la señal recibida, la variación diferencial con la frecuencia de la potencia recibida está dada por $S(f) |df|$. Igualando la variación diferencial con la frecuencia de la potencia recibida con la variación diferencial con el ángulo de la potencia recibida, tenemos

$$S(f) |df| = A[p(\alpha) + p(-\alpha)] |d\alpha|. \quad (2.28)$$

Derivando (2.27) y reacomodando términos se obtiene

$$|df| = |d\alpha| |\sin \alpha| f_{dm}. \quad (2.29)$$

Utilizando (2.27), α puede ser expresado como una función de f como $\alpha = \cos^{-1} \left[\frac{f-f_c}{f_{dm}} \right]$, lo cual implica

$$\sin \alpha = \sqrt{1 - \left(\frac{f-f_c}{f_{dm}} \right)^2}. \quad (2.30)$$

Sustituyendo (2.29) y (2.30) en ambos lados de (2.28), la densidad espectral de potencia $S(f)$ puede ser expresada finalmente como

$$S(f) = \frac{1}{\pi f_{dm} \sqrt{1 - \left(\frac{f-f_c}{f_{dm}} \right)^2}}, \quad (2.31)$$

en donde $S(f) = 0$ para $|f - f_c| > f_{dm}$. El espectro está centrado en la frecuencia portadora y es 0 fuera de los límites $f_c \pm f_{dm}$. La Figura 2.5 muestra la densidad espectral de potencia del Doppler para el modelo de Jakes de (2.31).

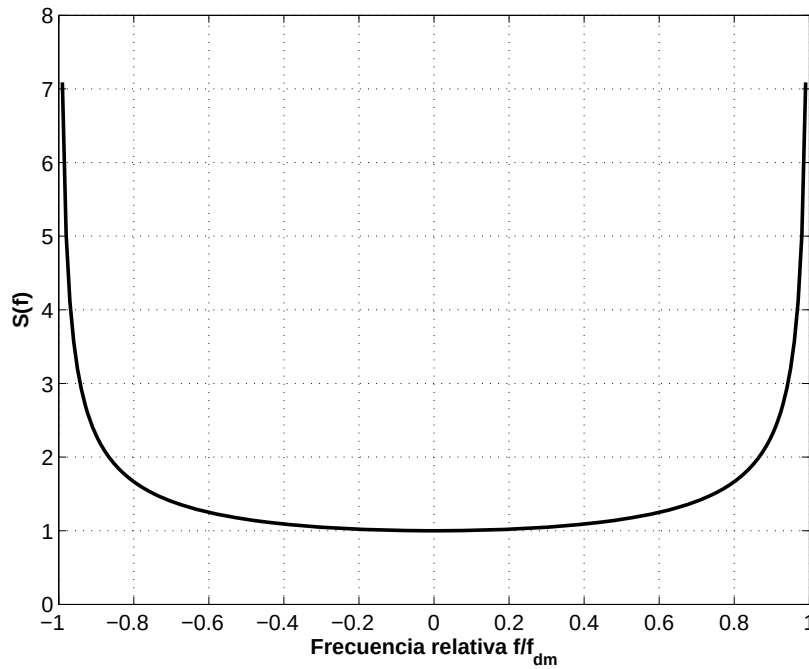


Figura 2.5: Densidad espectral de potencia del Doppler para el modelo de Jakes.

Finalizando la discusión de los modelos estadísticos para la descripción de la variación temporal del canal, vale la pena incluir otro modelo, también ampliamente difundido en la literatura, y que corresponde al caso límite en que el espectro Doppler del canal tiene una densidad espectral de potencia uniforme entre $\pm f_{dm}$. A éste modelo se lo denomina de espectro Doppler plano y está dado por

$$S(f) = \frac{1}{2f_{dm}}, \quad (2.32)$$

en donde $S(f) = 0$ para $|f - f_c| > f_{dm}$. Si bien este modelo no se obtiene a partir de un análisis físico del problema como es el caso del modelo de Jakes, es sin embargo también uno de los modelos de Doppler estándar utilizados en la literatura para evaluar el desempeño de algoritmos para canales de radio selectivos en tiempo y que también será utilizado en capítulos posteriores.

2.4.2. Modelo espectral paramétrico

Los modelos paramétricos del canal no formulan hipótesis específicas acerca de la topología del ambiente de propagación. La metodología de modelado en este caso consiste en considerar cada coeficiente de la respuesta impulsiva discreta del canal como la superposición de un determinado número de componentes variantes en el tiempo más simples. Cada una de estas componentes individuales tiene asociada una serie de parámetros que la caracteriza. Esta metodología de modelado se basa en un estudio de la dinámica del canal variante en el tiempo como manera de entender la forma específica de la trayectoria temporal de los coeficientes del mismo [3, 8, 14].

Considerando un canal de radio con multicamino en el cual el receptor se mueve constantemente mientras que el transmisor y los elementos reflectores están fijos, la señal transmitida puede escribirse

$$s(t) = \Re \left\{ \sum_m c(m) g(t - mT) e^{j2\pi f_c t} \right\}, \quad (2.33)$$

en donde f_c es la frecuencia de la portadora y $g(t)$ es la respuesta impulsiva del filtro de conformación de pulso. Debido al fenómeno multicamino, varias copias retrasadas de $s(t)$ llegan al receptor como indica (2.6). Reemplazando (2.33) en (2.6) es posible obtener la señal recibida en tiempo continuo

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\mathcal{R}-1} \alpha_i(t) e^{j2\pi f_c \tau_i(t)} \sum_m c(m) g(t - mT - \tau_i(t)). \quad (2.34)$$

Asumiendo que tanto los $\alpha_i(t) \approx \alpha_i$ como los $\tau_i(t) \approx \tau_i$ son aproximadamente constantes durante un tiempo de símbolo e introduciendo $r_g(t)$ la correlación (determinística) del pulso transmitido, se obtiene

$$r(m) = \sum_{i=0}^{\mathcal{R}-1} \alpha_i e^{j2\pi f_c \tau_i} \sum_k c(k) r_g((m - k)T - \tau_i) \quad (2.35)$$

$$= \sum_{i=0}^{\mathcal{R}-1} \alpha_i e^{j2\pi f_c \tau_i} \sum_k c(m - k) r_g(kT - \tau_i). \quad (2.36)$$

Si además se trunca $r_g(t)$ para $|t| > QT$ se obtiene

$$r(m) = \sum_{k=-R_Q}^{R_Q} \sum_{i=0}^{\mathcal{R}-1} \{r_g(kT - \tau_i) \alpha_i\} e^{j2\pi f_c \tau_i} c(m - k), \quad (2.37)$$

para algún orden R_Q . Finalmente, observando que el término entre llaves en (2.37) es aproximadamente constante con m (comparado con la tasa de cambio de la exponencial), se obtiene el siguiente modelo en tiempo discreto para cada coeficiente del canal $h(l, m)$ de (2.19)

$$h(l, m) = \sum_{i=0}^{R-1} \rho_{li} e^{j\phi_i m}, \quad (2.38)$$

para un conjunto de constantes complejas ρ_{li} , un orden determinado R y frecuencias $\phi_i = 2\pi f_c \tau_i$. Entonces, bajo las hipótesis establecidas, el canal de radio puede considerarse como un canal discreto, lineal y variante periódicamente en el tiempo. Cada coeficiente del canal esta dado por la combinación lineal de exponenciales complejas como se observa en (2.38).

La ecuación (2.38) ofrece una descripción compacta de las variaciones del canal. A partir de esta, es claro que la identificación del canal es equivalente a la estimación de los parámetros ρ_{ki} de la expansión así como de las frecuencias $\phi_i = 2\pi f_c \tau_i$.

Terminamos la descripción de este modelo de canal remarcando que este análisis es preciso solo cuando el efecto de multicamino es causado por un número pequeño de reflectores. En el caso de que el número de reflectores sea grande, una formulación estocástica es mas adecuada dada la cantidad de frecuencias involucradas en el modelo [8].

2.4.3. Modelo de expansión en funciones base

La metodología de modelado por expansión en funciones base está basada en imponer un modelo explícito para la variación en tiempo de los coeficientes del canal [9]. Específicamente, se asume que la trayectoria del canal puede ser descrita por la combinación lineal de un conjunto de funciones conocidas del tiempo.

En la aplicación de esta técnica de modelado, el eje del tiempo se divide en segmentos de longitud constante (aunque en general podría ser variable también) y las variaciones del canal son modeladas independientemente en cada segmento. La técnica de identificación asociada a este modelo puede ser vista como un método típico de cuadrados mínimos.

Considerando la evolución de un coeficiente del modelo discreto del canal de $h(l, m)$ de (2.19) durante una trama de análisis $\mathcal{T} = [1, \dots, M]$ de longitud M se definen

$$\{f_i(m), i = 1, \dots, G\}, \quad m \in \mathcal{T}, \quad (2.39)$$

un conjunto de funciones (secuencias) en tiempo discreto, linealmente independientes definidas en $\mathcal{T}$, llamadas funciones base. Se asume además que la trayectoria de cada coeficiente variante en el tiempo puede ser representada por una combinación lineal de estas funciones base, de manera que

$$h(l, m) = \sum_{i=1}^G c_{li} f_i(m), \quad m \in \mathcal{T}, \quad (2.40)$$

$$l = 1, \dots, L.$$

La ecuación (2.40) representa un modelo basado en expansión en base (BEM) [9] de la variación de los coeficientes del canal. Este modelo elimina el requerimiento de determinación de las frecuencias de las componentes multicamino al formular la variación del canal en términos de funciones del tiempo conocidas válidas para un segmento de tiempo de largo $\mathcal{T}$. Si se dispone de algún conocimiento previo acerca de la naturaleza de la variación temporal del canal, se puede elegir las funciones base a utilizar de manera de capturar las tendencias dominantes de la variación de los coeficientes. Este es el caso para la identificación de canales de radio móviles.

Indicando con $l^2(\mathcal{T})$ todas las secuencias de cuadrado sumable (energía finita) en $\mathcal{T}$ con producto interno y norma definidos por

$$\langle f, g \rangle = \sum_{m=1}^M f(m)g(m), \quad \|f\|^2 = \langle f, f \rangle, \quad (2.41)$$

e indicando con $F_G(\mathcal{T})$ el subespacio de $l^2(\mathcal{T})$ abarcado por las funciones base de (2.39), es fácil ver que $F_M(\mathcal{T}) = l^2(\mathcal{T})$. Esto es que cualquier función $g(\cdot) \in l^2(\mathcal{T})$ puede ser escrita exactamente como la combinación lineal de M funciones base

$$g(m) = \sum_{i=1}^M c_i f_i(m), \quad m \in \mathcal{T}, \quad (2.42)$$

Dado que $F_1(\mathcal{T}) \subset F_2(\mathcal{T}) \subset \dots \subset F_M(\mathcal{T}) = l^2(\mathcal{T})$, al incrementar el número de funciones base se incrementa la flexibilidad del modelo de serie funcional para ajustar la trayectoria de los coeficientes. Existe, sin embargo, un límite natural para G de (2.39) dado por el número de datos disponibles. De acuerdo al principio de parsimonia [34], el número total de parámetros a estimar debe ser mucho menor que el número total de datos disponibles. Esto lleva a la recomendación de diseño de seleccionar $G \cdot L \ll M$. En cualquier caso, aún ignorando el principio de parsimonia, el número de funciones base debe ser tal que

$$G \leq \frac{M}{L}, \quad (2.43)$$

para garantizar que el número total de grados de libertad no exceda el número de datos. La elección particular de la base a utilizar en la descripción de los coeficientes está relacionada con la caracterización estadística del espectro Doppler del canal y el error de modelado asociado está relacionado a la cantidad de funciones base utilizadas y a la capacidad de las mismas para capturar el comportamiento del canal. Diferentes bases se han propuesto basadas en estos conceptos, siendo las de principal aplicación las bases de exponenciales complejas ortogonales [9, 14] y no ortogonales [16], bases de funciones esferoidales discretas (DPSS) [15] y se propone en esta tesis el uso de bases de cosenos, como se discutirá en el capítulo 5.

2.5. Comentarios finales

Concluyendo el capítulo, se enumeran a continuación algunos comentarios referidos a las características de los modelos generales para la variación temporal del canal discutidos, y su implicación en el desarrollo de los estimadores de canal asociados:

1. El modelo estadístico de Jakes es de gran difusión en la literatura ya que se ajusta muy bien al comportamiento promedio de los canales de radio móviles de tecnología celular. Al representar el comportamiento promedio de estos canales es de gran utilidad para la verificación del desempeño general de sistemas de comunicaciones. Desde el punto de vista del diseño de estimadores de canal basados en este modelo, al representar el comportamiento promedio de canales, las realizaciones particulares de los mismos pueden tener desvíos significativos respecto del modelo [35] resultando en un típico piso de error de los estimadores basados en este modelo, cuando se aplican en ambientes realistas.

En contraste con los modelos espectral paramétrico y de expansión en funciones base, en general, los esquemas de estimación basados en este modelo resultan en **estimadores recursivos**, en la mayoría de los casos insertos en una formulación de Kalman, dado que la dinámica del canal se suele representar por medio de modelos autorregresivos (AR) y autorregresivos de promediado móvil (ARMA) que aproximan la forma espectral del modelo estadístico [10, 11].

2. La metodología de modelado espectral paramétrica tiene un fuerte fundamento físico en el mecanismo de generación del multicamino. En general el error de modelado en este caso es bajo cuando el ambiente de propagación consta de pocas componentes multicamino arribando al receptor. Al estar parametrizado en las componentes frecuenciales del Doppler, este modelo resulta en estimadores de canal basados en técnicas de estimación espectral. El uso de estas técnicas implica una complejidad computacional alta del estimador asociado debido al uso de estadística de alto orden. Otro factor a tener en cuenta es la cantidad de entrenamiento necesaria para poder obtener una resolución frecuencial lo suficientemente buena para un desempeño en términos de error de estimación aceptable. Dada la necesidad de realizar una estimación de las componentes espectrales del Doppler, este modelo está orientado naturalmente al **procesamiento por bloques** de la información.
3. La metodología de modelado por expansión en funciones base, se ubica de alguna manera a mitad de camino entre las otras dos técnicas presentadas. Por un lado puede interpretarse como una versión de baja complejidad (y limitada a un segmento temporal) de la técnica de modelado espectral paramétrico, dado que en este caso, al ser conocidas las funciones

base no es necesaria la estimación de las componentes del Doppler, evitando la mayor parte de la carga computacional de los estimadores asociados a ese modelo. Por otro lado, la elección del conjunto de funciones base a utilizar en el modelo, está estrechamente relacionada con la caracterización en términos estadísticos del canal, mientras que provee mayor flexibilidad respecto de la forma del espectro Doppler de realizaciones particulares.

Al tratarse de una descripción basada en funciones conocidas, que en el caso general no coinciden con las componentes reales del Doppler, el error de modelado inherente a esta técnica está caracterizado por el largo del bloque de datos que se utilice y por la elección de la familia de funciones base específica. Al ser una técnica basada en la segmentación en tramas de la trayectoria temporal del canal, naturalmente los estimadores basados en este modelo resultan de procesamiento por bloques de datos al igual que la metodología de estimación espectral paramétrica.

Capítulo 3

Modulación multiportadora - OFDM

Este capítulo está dedicado a describir los esquemas de modulación multiportadora. En particular, en la sección 3.1 se describe el sistema de modulación de multiplexado por división ortogonal en frecuencia (OFDM) dado que es el que se encuentra implementado mayoritariamente en los sistemas de modulación multiportadora sobre canales de radio móvil. El principal objetivo de la sección 3.2 es dar una descripción formal de los sistemas de comunicaciones basados en OFDM, y poner en evidencia las ventajas salientes de los sistemas OFDM para las comunicaciones a través de canales multicamino. La sección 3.3 describe la recepción de datos OFDM para el modelo de canal dispersivo de interés en esta Tesis y discute los tipos de señales de entrenamiento utilizados en OFDM sobre estos canales. Los efectos de un canal altamente variante en el tiempo en un esquema OFDM se introducen en la sección 3.4, junto con la modificación que se realiza en el esquema de entrenamiento para este caso. Teniendo en cuenta que las ventajas ofrecidas por los esquemas OFDM están fundamentadas en ciertas características particulares del canal de propagación, la sección 3.5 introduce en forma breve el criterio para la elección de los parámetros de un sistema OFDM en relación a los parámetros del canal de radio. Finalmente el capítulo concluye con algunos comentarios finales referidos a los esquemas OFDM en el contexto del canal de radio móvil.

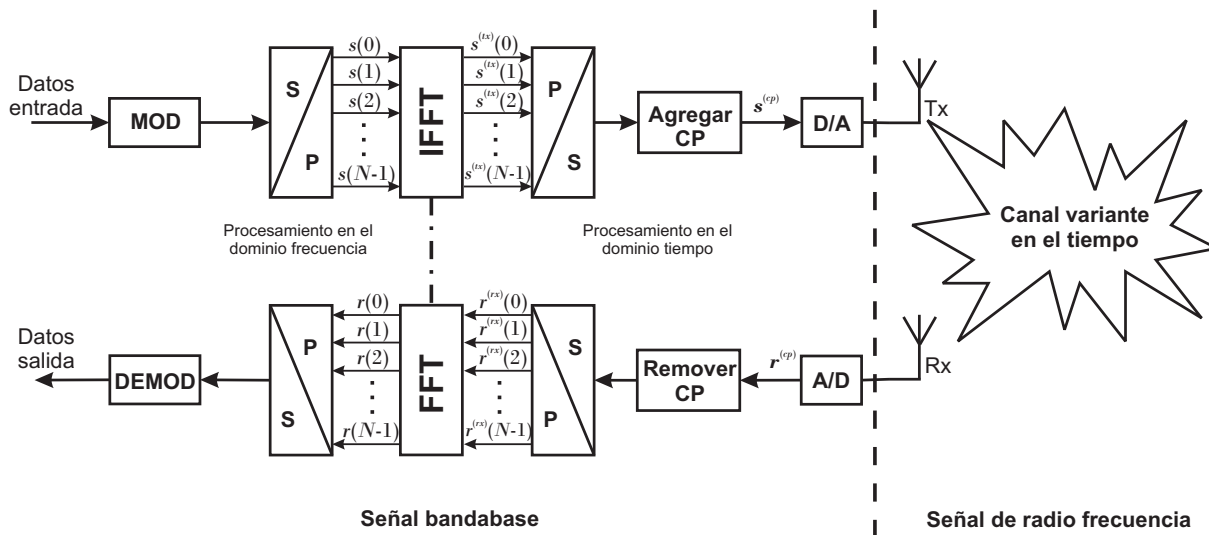


Figura 3.1: Diagrama en bloques simplificado para transmisión/recepción de un bloque de datos OFDM de un sistema OFDM típico.

3.1. Arquitectura OFDM

El esquema de modulación multiportadora OFDM es una técnica de señalización que ha sido ampliamente adoptada en diversos sistemas de comunicaciones dada su robustez a las distorsiones introducidas por la característica de selectividad en frecuencia de los canales multicamino [3, 36]. La Figura 3.1 muestra un diagrama en bloques básico de un sistema OFDM.

La principal idea detrás de OFDM es la de dividir una trama de datos de alta velocidad en un conjunto de N subtramas paralelas que son moduladas por un conjunto de N subportadoras. Esta operación en general se implementa en tiempo discreto por medio de una transformada discreta de Fourier inversa (IDFT) de N puntos. Al modular los datos originales en N subportadoras, OFDM aumenta la duración de símbolo en un factor N , haciendo por lo tanto que la señal transmitida sea más robusta al desvanecimiento selectivo en frecuencia. El alargamiento de la duración de símbolo resulta una manera efectiva para evitar la interferencia intersímbolo (ISI), en donde para el caso particular de OFDM se considera un símbolo a cada una de las N muestras correspondientes a las subportadoras del sistema.

Esta misma conclusión puede obtenerse analizando el espectro de la señal a la salida del bloque de IDFT. El ancho de banda total de la señal transmitida queda dividido en N subcanales. Si estos subcanales son lo suficientemente angostos comparados con el ancho de banda de coherencia del canal B_C , entonces la respuesta en frecuencia del mismo puede considerarse como aproximadamente plana para cada uno de estos subcanales. Esto último puede interpretarse

como que OFDM convierte un canal selectivo en frecuencia en varios canales adyacentes con una característica plana en frecuencia.

De los párrafos anteriores se desprende que una transmisión en OFDM se realiza por bloques de datos, en donde cada bloque OFDM contiene una cantidad de N muestras. Como consecuencia de la dispersión en tiempo asociada a un canal selectivo en frecuencia, bloques OFDM contiguos pueden resultar parcialmente superpuestos en el dominio tiempo. Este fenómeno se traduce en interferencia interbloque (IBI), con las correspondientes limitaciones referidas al desempeño del sistema. La forma de manejar este problema de IBI en sistemas multiportadora, es la inserción de intervalos de guarda de una duración apropiada entre bloques adyacentes, siendo la forma más común de implementación (para OFDM convencional) mediante la replicación de las últimas N_g muestras de cada salida de la IDFT, siendo el valor de N_g diseñado adecuadamente en función del retardo de dispersión del canal L (definido en la sección 2.3) de manera que $N_g \geq L$. Por esta razón, a este intervalo de guarda se lo suele denominar prefijo cíclico (CP). Este prefijo cíclico se agrega al principio de la correspondiente salida de la IDFT, resultando en un bloque extendido de $N_{CP} = N + N_g$ muestras capaces de eliminar completamente la IBI.

Considerando la recepción de estos bloques OFDM, se tiene que las muestras recibidas se encuentran divididas en segmentos adyacentes de largo N_{CP} , cada segmento correspondiendo a un bloque diferente de datos transmitidos. Concentrándose, sin pérdida de generalidad, en la recepción de uno de estos segmentos, la primera operación que se realiza es la de remoción del prefijo cíclico, la cual consiste simplemente en descartar las primeras N_g muestras del segmento considerado. Las N muestras restantes son entregadas a un bloque de DFT y la correspondiente salida es la entrada al ecualizador de canal. Asumiendo un sincronismo perfecto del sistema y que N_g es lo suficientemente largo para eliminar completamente la IBI, para el caso básico en que el canal es lentamente variante en el tiempo, se requiere de un ecualizador de un solo coeficiente para compensar la distorsión introducida por el canal en cada subportadora, siendo esta una de las principales ventajas de OFDM.

A continuación se introduce el modelo matemático del esquema de modulación que se acaba de describir, el cual brinda una representación formal del funcionamiento de los sistemas OFDM. En este sentido, en la sección 3.3 se hace énfasis en el caso en que el desvanecimiento temporal es lento y el canal puede considerarse invariante durante un bloque OFDM, mientras que en la sección 3.4 se describen los efectos que aparecen para el caso de desvanecimiento rápido en donde el canal no puede considerarse estático durante un tiempo de bloque OFDM.

3.2. Modelo matemático de un sistema OFDM

En esta sección se introducen formalmente los conceptos informalmente expuestos en la sección anterior. Se define $\mathbf{s}(i) = [s(0, i), s(1, i), \dots, s(N-1, i)]^T$ como el i -ésimo bloque de datos entrando al transmisor, con $(\cdot)^T$ representando el operador de transposición. Los símbolos $s(n, i)$ para $0 \leq n \leq N-1$ pueden ser tomados tanto de la constelación de una modulación de corrimiento de fase (PSK) como de la de una modulación de amplitud en cuadratura (QAM). Luego de la conversión serie a paralelo (S/P), el vector $\mathbf{s}(i)$ ingresa al módulo de IDFT. La correspondiente salida de este módulo está dada por [36]

$$\mathbf{s}(i)^{(tx)} = \mathbf{F}^H \mathbf{s}(i), \quad (3.1)$$

en donde $\mathbf{F}$ representa la matriz de DFT de N puntos con entradas

$$[\mathbf{F}]_{i,l} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{(-j2\pi il/N)}, \quad (3.2)$$

para $0 \leq i, l \leq N-1$ y con la notación $(\cdot)^H$ representando la transposición Hermítica.

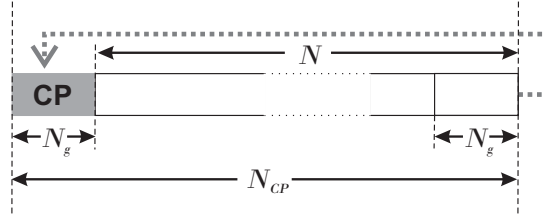


Figura 3.2: Esquema de inserción del prefijo cíclico para evitar la interferencia interbloque en un sistema OFDM.

El vector $\mathbf{s}(i)^{(tx)}$ es luego convertido de paralelo a serie (P/S) y sus últimos N_g elementos son copiados al principio del mismo como se muestra en la Figura 3.2. El vector resultante de esta operación $\mathbf{s}^{(cp)}(i)$ puede ser modelado como

$$\mathbf{s}^{(cp)}(i) = \mathbf{I}^{cp} \mathbf{s}^{(tx)}(i), \quad (3.3)$$

en donde

$$\mathbf{I}^{(cp)} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{N_g \times N} \\ \mathbf{I}_N \end{bmatrix}, \quad (3.4)$$

es la matriz de inserción del prefijo cíclico. En esta última ecuación, $\mathbf{I}_N$ representa una matriz identidad de dimensiones $N \times N$ mientras que $\mathbf{P}_{N_g \times N}$ es una matriz de dimensiones $N_g \times N$ construida con las últimas N_g filas de $\mathbf{I}_N$. Las muestras de $\mathbf{s}^{(cp)}(i)$ son ingresadas a un conversor

digital/analógico (D/A) que consiste en un filtro de interpolación con intervalo de señal T . Este último produce una onda de tiempo continuo que es modulada a la frecuencia de la portadora f_c y enviada por el canal.

Consideramos a continuación que la señal es transmitida por un canal doblemente selectivo representado por una respuesta impulsiva en tiempo discreto dada por (2.20) que se repite a continuación por comodidad

$$\mathbf{h}(n) = [h(0, n), h(0, n), \dots, h(L-1, n)]^T, \quad (3.5)$$

con L indicando la longitud del canal en intervalos de señalización y n indicando la dependencia temporal discretizada en intervalos de muestra, de manera que un bloque OFDM tiene una longitud temporal de nN_{CP} símbolos. Después de la conversión a banda base y el filtrado pasabajos, la señal recibida es muestreada con una frecuencia $f_s = 1/(NT)$. Las muestras resultantes se expresan matemáticamente como la convolución entre las muestras transmitidas $\{\mathbf{s}^{(cp)}(i)\}$ y $\mathbf{h}(n)$. Asumiendo que la duración del prefijo cíclico es mayor que L (de manera de eliminar la IBI), y despreciando por simplicidad la contribución del ruido térmico, las muestras recibidas correspondientes al i -ésimo bloque pueden escribirse como

$$\mathbf{r}^{(cp)}(i) = \bar{\mathbf{h}}\mathbf{s}^{(cp)}(i) + \tilde{\mathbf{h}}\mathbf{s}^{(cp)}(i-1), \quad (3.6)$$

en donde las matrices $\bar{\mathbf{h}}$ y $\tilde{\mathbf{h}}$ son matrices de dimensión $N_{CP} \times N_{CP}$ dadas por

$$\bar{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} h(0,0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ h(1,1) & h(0,1) & 0 & \dots & 0 \\ h(2,2) & h(1,2) & h(0,2) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ h(L-1, L-1) & h(L-2, L-1) & h(L-3, L-1) & \dots & 0 \\ 0 & h(L-1, L) & h(L-2, L) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & h(0, N_{CP}-1) \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

y por

$$\tilde{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & h(1, -L+1) & h(2, -L+1) & \cdots & h(L-1, -L+1) \\ 0 & \cdots & 0 & 0 & h(1, -L+2) & \cdots & h(L-2, -L+2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 & h(1, -1) \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

El segundo término del lado derecho de (3.6) representa la contribución de IBI correspondiente al bloque anterior, la cual es eliminada cuando se descarta el prefijo cíclico. Definiendo la matriz de eliminación del prefijo cíclico como $\mathbf{R}^{(cp)} = [\mathbf{0}_{N \times N_g} \mathbf{I}_N]$ y utilizando la identidad $\mathbf{R}^{(cp)} \tilde{\mathbf{h}} = \mathbf{0}_{N \times N_T}$ se obtiene

$$\mathbf{r}^{(rx)}(i) = \mathbf{R}^{(cp)} \mathbf{r}^{(cp)}(i) = \mathbf{h} \mathbf{F}^H \mathbf{s}(i), \quad (3.9)$$

en donde $\mathbf{h} = \mathbf{R}^{(cp)} \tilde{\mathbf{h}} \mathbf{I}^{(cp)}$ es la matriz de canal en tiempo de $N \times N$ que afecta al bloque transmitido. El vector $\mathbf{r}^{(rx)}(i)$ es luego convertido de serie a paralelo y utilizado como entrada a la unidad de DFT. Esto produce

$$\mathbf{r}(i) = \mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{F}^H \mathbf{s}(i). \quad (3.10)$$

3.3. OFDM en canales cuasi estáticos

Se considera aquí el caso en que el canal corresponde al de (2.16) cuando el tiempo de coherencia es ligeramente mayor al tiempo de bloque OFDM y el canal puede considerarse invariante durante un tiempo de bloque OFDM. En este caso, $\mathbf{h}$ es una matriz circulante [37] de $N \times N$ cuya primer columna está dada por $[\mathbf{h}(0)^T \mathbf{0}_{N-L}^T]^T$. En base a la conocida propiedad de diagonalización de matrices circulantes de la DFT [38] se obtiene

$$\mathbf{F} \mathbf{h} \mathbf{F}^H = \mathcal{H}, \quad (3.11)$$

en donde $\mathcal{H}$ es una matriz diagonal con $\sqrt{N} \mathbf{F} [\mathbf{h}(0)^T \mathbf{0}_{N-L}^T]^T = [H(1, 0), \dots, H(N-1, 0)]^T$ en la diagonal principal. Entonces, la salida de la DFT puede reescribirse, asociando el índice temporal que permanece invariante durante el bloque OFDM con el índice de bloque transmitido i , como

$$r(n, i) = H(n, i)s(n, i) \quad \text{para } 0 \leq n \leq N - 1, \quad (3.12)$$

en donde $r(n, i)$ y $s(n, i)$ son las n -ésimas entradas de $\mathbf{r}(i)$ y $\mathbf{s}(i)$ respectivamente, mientras que $H(n, i)$ es la respuesta en frecuencia del canal, definida en (2.21), sobre la n -ésima subportadora. El análisis de (3.12) indica que OFDM puede ser interpretado como un conjunto de N transmisiones paralelas no interferentes (ortogonales) con diferentes factores de atenuación complejos $H(n, i)$. Utilizando la hipótesis de un canal cuasi estático, los símbolos transmitidos son recuperados luego de pre multiplicar $\mathbf{r}(i)$ con la inversa de $\mathcal{H}$. Esto es

$$\hat{\mathbf{s}}(i) = \mathcal{H}^{-1}\mathbf{r}(i), \quad (3.13)$$

la cual, para el caso que estamos considerando en que $\mathcal{H}$ es diagonal puede ser reescrita en forma escalar de la siguiente manera

$$\hat{s}(n, i) = \frac{r(n, i)}{H(n, i)}, \quad (3.14)$$

en donde se puede apreciar que la ecualización en OFDM para un canal con multicamino, pero que pueda asumirse estático durante la duración de un bloque OFDM puede realizarse simplemente con un banco de multiplicadores de un coeficiente complejos $1/H(n, i)$. En la práctica, dada la inevitable presencia de ruido térmico y/o interferencias, este ecualizador solo provee de estimaciones suaves de los símbolos de datos transmitidos. Estas últimas son eventualmente recuperadas pasando la salida del ecualizador por una unidad de detección.

En la bibliografía referida a OFDM, a las secuencias a la entrada de la IDFT y a la salida de la DFT se las refiere usualmente como muestras en el dominio frecuencia, mientras que las muestras a la salida de la IDFT y la entrada de la DFT se las llama muestras en el dominio tiempo, como se encuentra indicado en la Figura 3.1.

Señalización de entrenamiento

Más allá de existir técnicas ciegas aplicables a los sistemas OFDM para la estimación de parámetros [39]-[42], dado que en esta tesis interesan los esquemas de comunicación móviles, no se considerará esta opción, sino que se concentrará la atención en los esquemas de OFDM con uso de pilotos (símbolos conocidos transmitidos en subportadoras específicas), los cuales han sido ampliamente aceptados en todos los estándares actuales de OFDM móvil. En relación a la elección del esquema de pilotos a utilizar en el sistema, de acuerdo a [43], la utilización de

pilotos equiespaciados en frecuencia y en tiempo a lo largo de una trama de bloques OFDM es óptima. Este es el patrón de pilotos que se utiliza con pequeñas variantes en todos los sistemas actuales de OFDM para canales de radio móvil. La Figura 3.3 ilustra los dos esquemas generales básicos, ampliamente difundidos para la distribución de pilotos. En algunos esquemas el conjunto de subportadoras pilotos es alternado para diferentes bloques con subportadoras piloto (Figura 3.3(a)), mientras que en otros las subportadoras piloto son siempre las mismas para cada bloque que lleva pilotos (Figura 3.3(b)).

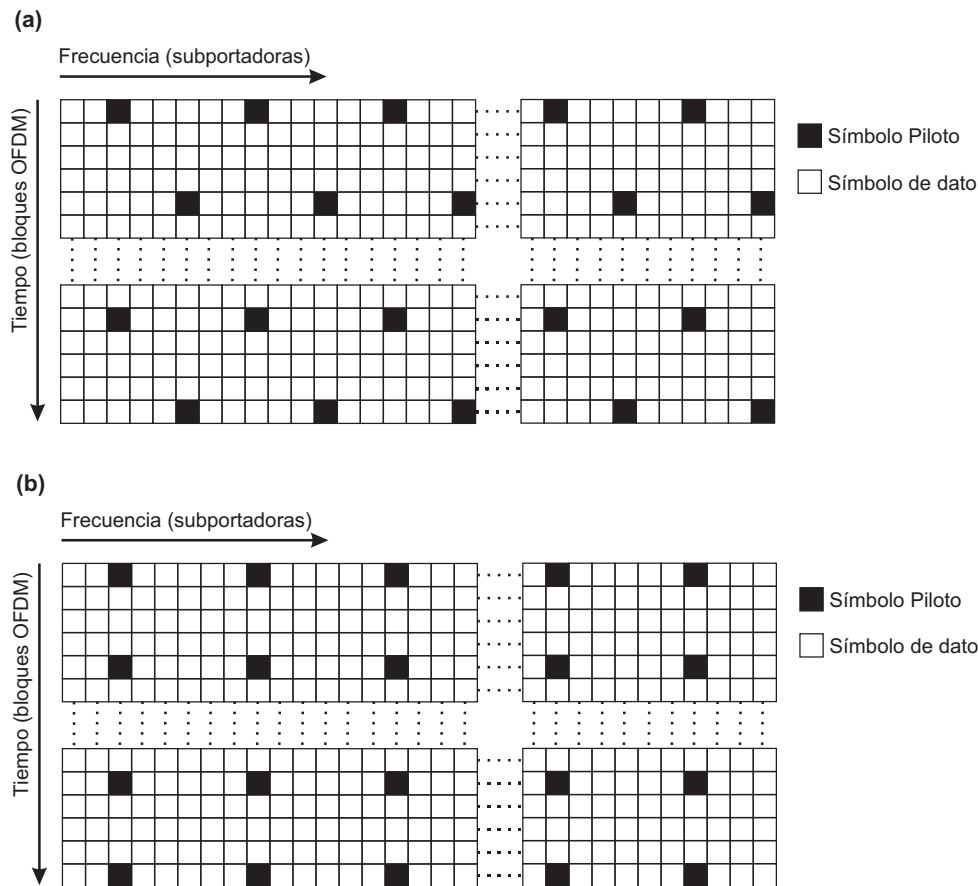


Figura 3.3: Diseños típicos de distribución de pilotos para sistemas OFDM en canales móviles.

Teniendo en cuenta que las subportadoras piloto que se asignan al sistema no pueden ser utilizadas simultáneamente para la transmisión de datos, el uso de subportadoras piloto disminuye la eficiencia espectral del sistema. Entonces, en cuanto a la cantidad de pilotos a utilizar, la premisa fundamental de diseño es que sea la menor cantidad posible. Por otro lado, en general, el desempeño del sistema resulta mejor para un mayor número de pilotos.

De acuerdo a las características de selectividad en tiempo y en frecuencia del canal presentadas en la sección 2.2, en general se establece que se necesitarán un número mínimo de pilotos en frecuencia mayor o igual a la cantidad de coeficientes discretos del canal [43], en la práctica

el número de pilotos en frecuencia P_f es tal que $P_f > 2L$. En cuanto a la cantidad de pilotos en tiempo para una trama de símbolos OFDM, la misma esta dada por el tiempo de coherencia del canal, aunque la cantidad necesaria depende bastante del esquema de estimación utilizado [10, 11, 15].

3.4. OFDM en canales altamente variantes en el tiempo

Para el caso de (2.13) en que el tiempo de símbolo es significativamente mayor al tiempo de coherencia del canal, la matriz de (3.7) no será una matriz circulante, por lo que la diagonalización de (3.11) no será perfecta. En este caso, la matriz de canal $\mathcal{H}$ tendrá elementos no nulos fuera de la diagonal principal introduciéndose interferencia interportadora (ICI) en el sistema. La Figura 3.4 ilustra el efecto de interferencia interportadora originada por la pérdida de ortogonalidad que introduce el espectro Doppler del canal. En esta figura, las posiciones de muestreo ideal corresponden al caso de un canal invariante en el tiempo. Como puede observarse, en ese caso las posiciones de muestreo de cada subportadora coinciden con su máximo y con un cero de todas las demás subportadoras. Esto implica, que las muestras a la salida de la DFT estarán relacionadas unívocamente con la información de cada subportadora y serán independientes de la información transportada en las demás. En el caso de un canal con desvanecimiento rápido, el espectro Doppler induce un corrimiento en la frecuencia de muestreo de las subportadoras (como puede observarse en la segunda parte de la figura). Este corrimiento implica no solo que las subportadoras no son muestreadas en su valor máximo, sino que además las otras subportadoras no resultan muestreadas en cero. Como resultado, a la salida de la DFT, las muestras de cada subportadora tendrán tanto información propia como de las demás subportadoras del sistema, esta última define la ICI.

A partir de (3.11), como se explicó, la matriz $\mathbf{F}\mathbf{h}\mathbf{F}^H$ en este caso es la matriz de canal con Doppler que introduce ICI, los elementos de $\mathcal{H}$ para cada bloque OFDM son obtenidos por la transformada de Fourier de dos dimensiones de la respuesta impulsiva del canal variante en el tiempo como [16]

$$[\mathcal{H}]_{p+q,p} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} h(l, n) e^{-j(2\pi/N)(qn+l(p-1))}, \quad (3.15)$$

en donde q es el índice discreto de Doppler y p es el índice discreto de frecuencia. Puede observarse que la respuesta en frecuencia del canal, para cada componente Doppler, se encuentra ubicada diagonalmente en $\mathcal{H}$.

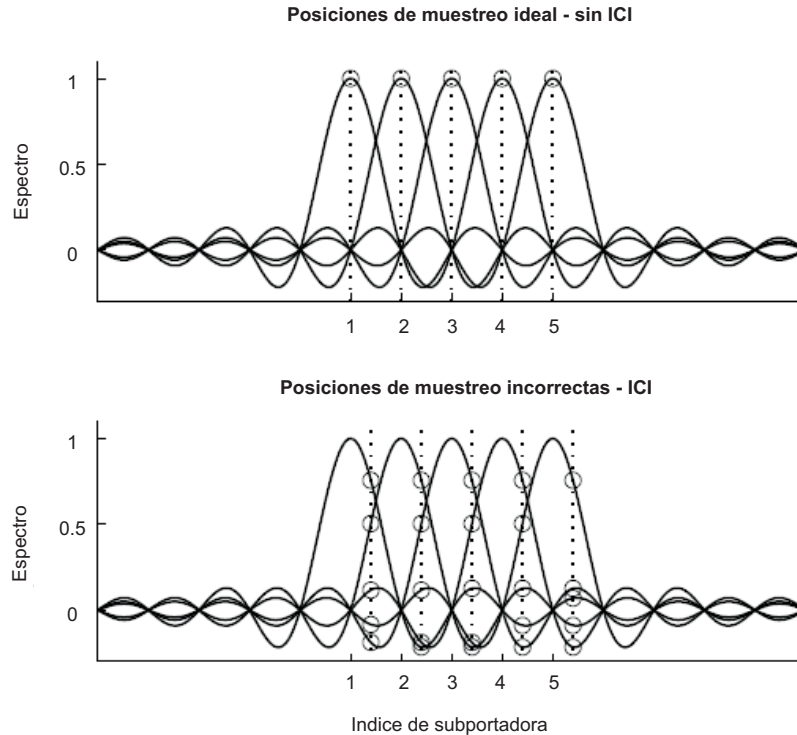


Figura 3.4: Efecto de interferencia interportadora originada por la pérdida de ortogonalidad que introduce la dispersión Doppler del canal.

Si bien la matriz $\mathcal{H}$ de (3.15) no es diagonal, se observa que, aún para dispersiones Doppler altas, la ICI para cada subportadora se concentra mayoritariamente en unas pocas subportadoras a cada lado de la misma. Esto se traduce en que $\mathcal{H}$ es aproximadamente una matriz de banda [16], y cada diagonal está asociada, a través de (3.15), con una frecuencia Doppler discreta que introduce ICI [44]-[48]. De esta manera, $\mathcal{H}$ puede ser aproximada por una matriz de banda $\mathcal{H}_B$, despreciando la ICI proveniente de subportadoras lejanas. Se indica con Q el número de subdiagonales y superdiagonales de $\mathcal{H}$ conservadas, de manera que el ancho de banda total de la matriz $\mathcal{H}_B$ es $2Q + 1$. Entonces, utilizando el operador $\circ$ para indicar multiplicación elemento a elemento de dos matrices, $\mathcal{H}_B = \mathcal{H} \circ \mathbf{T}^{(Q)}$, en donde $\mathbf{T}^{(Q)}$ es una matriz Toeplitz de $N \times N$ con ancho de banda superior e inferior Q y todos los elementos unitarios dentro de la banda. El parámetro entero Q se elige de acuerdo a la máxima dispersión Doppler admitida en el receptor. En sistemas prácticos este parámetro es pequeño comparado con el número de subportadoras N , siendo generalmente $1 \leq Q \leq 5$ [16].

Para concluir esta sección se comentan a continuación las diferentes metodologías comúnmente utilizadas para formular soluciones de estimación y ecualización de canal en el contexto de modelado de los párrafos anteriores. En cuanto a la estimación de canal, debido a la aproxima-

ción de banda de la matriz de canal, la ICI tiene una extensión finita. En consecuencia, es posible diseñar el vector de datos a transmitir particionando símbolos piloto y de datos de manera que emerjan del canal prácticamente ortogonales. Específicamente, se puede diseñar el vector de datos para el i -ésimo bloque transmitido como

$$\mathbf{s}(i) = [\mathbf{0}_{1 \times Q} p_1 \mathbf{0}_{1 \times Q} \mathbf{d}_1(i)^T \mathbf{0}_{1 \times Q} p_2 \dots \mathbf{d}_i(i)^T \mathbf{0}_{1 \times Q} p_L \mathbf{0}_{1 \times Q}] \quad (3.16)$$

de manera de ubicar Q subportadoras nulas a cada lado de los símbolos pilotos p para que las tareas de estimación de canal llevadas a cabo a partir de estos símbolos no sean afectadas por la ICI [45]-[48]. En este caso, la ecualización del canal por medio de un coeficiente para cada subportadora ya no es óptima dado que esta ecualización no toma en cuenta la energía de interferencia interportadora. Diferentes soluciones de ecualización se han propuesto para compensación de la ICI, analizando la estructura de esta última [16, 46, 49, 50].

Con otra filosofía, también se ha propuesto el remplazo de las unidades de DFT/IDFT por unidades de transformada de coseno (DCT/IDCT) que por las características de ortogonalización de esta transformada [51] logran reducir de manera muy significativa la ICI introducida por la variación temporal del canal [52, 53]. El uso de la transformada de coseno en lugar de la transformada de Fourier implica un cambio en el diseño del prefijo cíclico del sistema para garantizar la ortogonalización de la DCT en el caso estático. Esta modificación es probablemente el motivo por el cual no se ha extendido el uso de esta técnica [52].

3.5. Parámetros de un sistema OFDM

Siendo que un sistema OFDM es naturalmente mas complejo que un sistema de portadora única, para que la complejidad incorporada por la utilización del mismo pueda ser aprovechada en la mayor extensión posible, es de vital importancia la correcta elección de sus parámetros, teniendo en cuenta tanto los requerimientos y condiciones de borde del sistema (básicamente tasa de transmisión de bits y ancho de banda) como las restricciones específicas que impone el canal de radio (fundamentalmente tiempo de coherencia y dispersión de retardos) [54].

La elección de los parámetros de un sistema OFDM es siempre una solución de compromiso entre varios requerimientos, muchas veces opuestos. Hay tres parámetros claves para comenzar con este proceso: El ancho de banda total B del sistema OFDM, la tasa de transmisión de bits y la dispersión de retardos del canal τ_{RMS} definida en (2.8). La dispersión de retardos determina el tiempo de guarda T_g necesario en el sistema para evitar la IBI. En la práctica el tiempo de guarda se elige entre dos y cuatro veces el valor de τ_{RMS} , para asegurar que la respuesta impulsiva

del canal pueda considerarse extinta en este intervalo. Una vez fijo el tiempo de guarda, se puede determinar la duración total del bloque OFDM $T_{CP} = T + T_g$. Para minimizar la pérdida en relación señal a ruido inducida por el tiempo de guarda, lo que se busca es hacer el tiempo de bloque T lo más largo posible. Sin embargo, la duración del bloque no se puede extender indefinidamente, fundamentalmente por las siguientes dos razones:

1. Es deseable que el canal permanezca aproximadamente constante durante el tiempo total T_{CP} de un bloque OFDM de manera que la ecualización del canal por medio de un único coeficiente por subportadora sea posible. De no ser así, la ortogonalidad entre las subportadoras se pierde, lo cual implica ICI que degrada significativamente el desempeño de todo el sistema.
2. Una duración de símbolo más larga implica, para un ancho de banda fijo B , subportadoras de menor ancho de banda, lo que a su vez implica tener más subportadoras con menor espacio interportadora. El principal problema en este caso es que subportadoras con poco espacio interportadora imponen requerimientos mas fuertes a las tareas de sincronismo y hacen que el sistema sea más sensible a corrimientos de frecuencia.

En este sentido, la separación interportadora Δf es un parámetro clave en la escalabilidad de un sistema OFDM. El valor de Δf define las distorsiones de frecuencia soportables por el sistema determinando que para un valor fijo de Δf , el ancho de banda total sea el factor de escalabilidad para aumentar la capacidad del sistema.

En consecuencia, una regla práctica de diseño es hacer que la duración de símbolo sea al menos cinco veces más larga que la duración del tiempo de guarda, lo cual implica 1dB de pérdida en la relación señal a ruido [36, 54].

Una vez que las duraciones del tiempo de bloque y del tiempo de guarda están fijas, el número de subportadoras N del sistema queda determinado por el ancho de banda B del sistema dividido por la separación interportadora $\Delta f = 1/T$. El número de subportadoras también puede determinarse como la relación entre la tasa de bits requerida y la tasa de bits por subportadora. Este último está definido por el esquema de modulación en uso y por la tasa de bloque OFDM $1/T$. Un requerimiento adicional es el de tener un número entero de muestras (típicamente una potencia de 2 para implementaciones eficientes de FFT/IFFT). Esto se soluciona modificando alguno de los otros parámetros de manera de cumplir también con esta especificación. Alternativamente el uso de portadoras nulas permite cumplir este requerimiento además de proveer sobremuestreo que también es necesario para evitar solapamiento en frecuencia.

3.6. Comentarios finales

Las principales ventajas de **OFDM** que la hacen una técnica ampliamente difundida para transmisión sobre canales dispersivos pueden enumerarse como sigue:

1. Mayor robustez frente al desvanecimiento multicamino (selectividad en frecuencia), la cual se obtiene al dividir el espectro de la señal transmitida en subcanales de banda angosta con desvanecimiento plano. Como resultado, la ecualización del canal puede llevarse a cabo simplemente por medio de un banco de multiplicadores complejos, evitándose el uso de ecualizadores en el dominio tiempo de alto costo computacional.
2. Alta eficiencia espectral dada la superposición parcial de los subcanales en el dominio frecuencia.
3. Capacidad de suprimir la **IBI** mediante el uso del prefijo cíclico.
4. Simple implementación digital mediante esquemas eficientes de **DFT** (**FFT**).
5. Mayor protección frente a interferencias de banda angosta, las cuales en caso de estar presentes probablemente afecten solo a un pequeño porcentaje del total de las subportadoras.
6. Posibilidad de seleccionar las modulaciones más apropiadas en cada subportadora individual de acuerdo a la calidad medida del canal (modulación adaptativa). En la práctica constelaciones de mayor orden son utilizadas en las subportadoras menos atenuadas mientras que modulaciones de menor orden más robustas son utilizadas en subportadoras caracterizadas por una relación señal a ruido baja.

Por otro lado, para el caso de transmisión sobre canales doblemente selectivos, **OFDM** sufre de los siguientes problemas:

1. Cuando la variación temporal del canal es significativa durante el tiempo de bloque **OFDM**, la diagonalización de la matriz de canal por medio de la **DFT** no es perfecta, dispersándose parte de la energía de cada subportadora sobre las demás, causando por consiguiente la pérdida de ortogonalidad entre las mismas, la cual se refleja en la aparición de **ICI**.
2. Para preservar la ortogonalidad de los símbolos piloto en la transmisión en esta condición de canal, se incorporan subportadoras nulas a los lados de las subportadoras pilotos de manera de minimizar la **ICI** en los pilotos. Esta incorporación de subportadoras piloto implica una pérdida de eficiencia espectral del sistema.

Sin embargo, y finalizando estos comentarios, en el contexto de trabajo de esta tesis puede observarse que:

1. Para el caso de estimación de canal, más allá de la pérdida de eficiencia espectral, el uso de esquemas de pilotos como el descrito para los casos de canales variantes durante la duración de símbolo permite aplicar técnicas de estimación y de seguimiento de la respuesta temporal del canal sobre las subportadoras piloto. La estimación del canal sobre estas subportadoras puede a su vez ser utilizada para obtener la respuesta total del canal sobre todas las subportadoras del sistema.
2. Referido a las aplicaciones de predicción, cabe destacar la importancia relativa de la dispersión Doppler en las aplicaciones actuales de sistemas OFDM móviles que utilizan información de predicción del estado de canal para la asignación de recursos multiusuario. Los parámetros de sistema relacionados (frecuencia de portadora y separación interportadora fundamentalmente), determinan que para las velocidades de desplazamiento máximas esperables (de 3 a 100km/h), las variaciones del canal a lo largo de un tiempo de bloque OFDM no sean significativas. En este caso, es común asumir que el canal se mantiene estático durante la duración de un solo bloque OFDM, pero varía significativamente para bloques consecutivos.

En el presente trabajo de tesis se hace énfasis en soluciones de baja complejidad computacional para este último caso en el que el canal puede considerarse invariante durante un bloque OFDM pero que varía significativamente a lo largo de bloques consecutivos.

Capítulo 4

El problema de estimación y predicción de canal para OFDM móvil

En este capítulo se introduce la problemática de estimación y predicción de canal en sistemas OFDM sobre canales de radio móviles. Siendo de principal interés el desarrollo de técnicas de baja carga computacional de implementación, se presentan las diferentes metodologías de diseño de aplicación actual disponibles en la literatura, analizando las ventajas y desventajas que presenta cada una para los casos de aplicación práctica. Los conceptos introducidos en este capítulo sirven de motivación para el desarrollo de nuevas soluciones. Al mismo tiempo, el análisis de ventajas y desventajas que se presenta al final de este capítulo provee los objetivos de diseño para nuevas soluciones.

En los sistemas OFDM móviles es de suma importancia la obtención de algoritmos de baja complejidad computacional que faciliten la implementación en unidades móviles de bajo poder de cómputo. Como se expone en este capítulo, no resulta simple diseñar algoritmos de estimación/predicción de canal que cumplan con esta limitación y al mismo tiempo presenten un desempeño en términos de error de acuerdo a los requerimientos de estas aplicaciones. Dentro de las soluciones actuales disponibles en la literatura, las metodologías vigentes que buscan alcanzar estos objetivos pueden agruparse en dos grandes clases. En la sección 4.1, se describe el grupo integrado por las soluciones basadas en *esquemas recursivos*, en donde el procesamiento de la información se realiza símbolo por símbolo en cada subportadora, y se presentan los lineamientos generales que se aplican para la estimación de canal y cómo a partir de estas estructuras se obtienen también las soluciones de predicción de canal. También se describen en esta sección

las hipótesis simplificatorias utilizadas para obtener algoritmos de baja complejidad. Referido al otro gran grupo de soluciones, en la sección 4.2 se describen las basadas en un *procesamiento por bloques*, en donde los datos se procesan por grupos de bloques OFDM o tramas de datos. Se resumen las soluciones de estimación que se obtienen en este caso y cómo se derivan los predictores de canal a partir de la estructura de estimación asociada. Se comentan también las alternativas existentes para obtener algoritmos de baja complejidad computacional. Finalmente, se concluye el capítulo con algunos comentarios finales respecto de ventajas y desventajas de las diferentes soluciones presentadas.

4.1. Esquemas de procesamiento recursivo

Los algoritmos basados en esquemas de procesamiento recursivo para la estimación y predicción del canal de radio en **OFDM** móvil son usualmente llamados estimadores/predictores **AR** o **ARMA** dado que modelan la dinámica temporal del canal por medio de sistemas autoregresivos (**AR**) o autoregresivos de promediado móvil (**ARMA**), cuyos parámetros son ajustados periódicamente de acuerdo a estimaciones del espectro Doppler del canal.

4.1.1. Estimación de canal

Considerando un sistema móvil en el que el canal varía significativamente de un bloque a otro, pero puede considerarse invariante durante un bloque, el modelo de señal recibida de (3.12), el cual considera la evolución del canal en el tiempo sobre una subportadora del sistema, corresponde a un modelo de canal plano en frecuencia (ver capítulo 2, sección 2.2). Con el índice de frecuencia n fijo en la función de autocorrelación en tiempo y frecuencia de (2.23), se tiene que la función de autocorrelación temporal para cada subportadora está dada por

$$r_H(n, m) = \sigma_H^2 r_f(n) r_t(m) = \gamma(n) r_t(m). \quad (4.1)$$

Esta función de autocorrelación temporal para cada subportadora es obtenida a partir de un entrenamiento inicial [11, 21] y actualizada en forma periódica en base a las nuevas estimaciones del canal [12, 16, 18, 46, 55, 56], generalmente por medio de una estimación de cuadrados mínimos (**LS**) a partir de símbolos piloto. La formulación de filtro de Kalman del estimador de canal, se basa en modelar la variación temporal del canal plano por medio de un proceso **AR** o **ARMA**. Para el caso de un canal selectivo en frecuencia, puede considerarse que la variación temporal del canal puede aproximarse para cada subportadora por un modelo de estas características. Centrando el análisis en la evolución del canal sobre una única subportadora, se descarta el lo que sigue el índice de subportadora n para simplificar la notación.

Considerando un modelo **ARMA** general de orden Q es posible modelar la variación temporal del canal plano como sigue

$$H(m) = F_m^Q(q^{-1})v(m), \quad (4.2)$$

en donde $F_m^Q(q^{-1})$ es el modelo **ARMA** de orden Q que aproxima la función de autocorrelación temporal de (4.1) para el tiempo de bloque **OFDM** m y cuyos coeficientes varían con el tiempo de acuerdo a las variaciones en la estimación de la función de autocorrelación temporal. $v[m]$ representa una muestra de ruido blanco en el instante m .

El modelo determinado por (4.2), es en general de un orden bajo en esquemas prácticos, siendo un valor típico $Q = 2$ como en [10, 11]. Este modelo es luego transformado a una representación en variables de estado, de manera de poder incluirlo dentro de una formulación de filtro de Kalman para realizar el seguimiento del canal en el tiempo. Expresando el modelo de (4.2) en su representación de variables de estado, se tiene

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(m+1) &= \mathbf{A}_m \mathbf{x}(m) + \mathbf{b}_m z(m) \\ H(m) &= \mathbf{c}_m \mathbf{x}(m) + d_m v(m),\end{aligned}\tag{4.3}$$

en donde $\mathbf{A}_m$, $\mathbf{b}_m$, $\mathbf{c}_m$ y d_m , de dimensiones 2×2 , 2×1 , 1×2 y escalar respectivamente, corresponden a la representación en variables de estado de $F_m^Q(q^{-1})$ con $Q = 2$, $\mathbf{x}(m)$ representa el vector de estados y $z(m)$ el ruido de estado AWGN de media 0 y varianza σ_z^2 independiente del ruido de medición $v(m)$. A partir de (4.3) es posible obtener una formulación de filtro de Kalman del problema de seguimiento de la trayectoria temporal del canal en ruido de medición AWGN complejo como

$$\begin{aligned}\mathbf{P}(m, m-1) &= \mathbf{A}_{m-1} \mathbf{P}(m-1, m-1) \mathbf{A}_{m-1}^T + \mathbf{b}_m \sigma^2 \mathbf{b}_m^T \\ \mathbf{K}(m) &= \mathbf{P}(m, m-1) \mathbf{c}_m^T (\mathbf{c}_m \mathbf{P}(m, m-1) \mathbf{c}_m^T + \sigma^2)^{-1} \\ \mathbf{P}(m, m) &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}(m) \mathbf{c}_m) \mathbf{P}(m, m-1) \\ \mathbf{x}(m|m-1) &= \mathbf{A}_{m-1} \mathbf{x}(m-1|m-1) \\ \mathbf{x}(m|m) &= \mathbf{x}(m|m-1) + \mathbf{K}(m) (H(m) - \mathbf{c}_m \mathbf{x}(m|m-1)) \\ \hat{H}(m) &= \mathbf{c}_m \mathbf{x}(m|m)\end{aligned}\tag{4.4}$$

en donde $\mathbf{x}(m|m)$ es la estimación del vector de estados a posteriori dada la información hasta m incluido, $\mathbf{P}(m, m)$ es la matriz de covarianza del error a posteriori y σ^2 es la varianza del ruido de medición. La actualización de la ganancia de Kalman $\mathbf{K}(m)$ concentra la mayor complejidad computacional del problema.

En las diferentes formulaciones halladas en la literatura [10]-[12, 16, 18, 21, 55, 46, 56], mediante algunas consideraciones respecto del modelado del canal selectivo en frecuencia, se consigue reducir en parte la complejidad de implementación del filtro de Kalman. En particular, como se discutirá en el capítulo 5, no es necesaria la implementación de un filtro de Kalman para cada subportadora del sistema, dado que la correlación en frecuencia entre las mismas puede ser aprovechada para reducir la cantidad de filtros a implementar, lo que reduce en parte la complejidad de cómputo. Sin embargo, la complejidad de estos algoritmos en todos los casos, está determinada fundamentalmente por la actualización de la matriz de ganancia de Kalman en cada iteración.

4.1.2. Predicción de canal

Con la formulación de filtro de Kalman del estimador de canal, es claro que un predictor de canal puede obtenerse a partir de la extrapolación en tiempo del filtro de Kalman, como se propone en [12, 18, 21, 55]. En todos los casos se reporta que el horizonte de predicción obtenido de esta manera no supera unas decenas de muestras con un error de predicción dentro de los límites requeridos. Este horizonte de predicción resulta insuficiente en las aplicaciones móviles actuales [1, 2].

Considerando que el espectro Doppler del canal tiene un ancho de banda mucho menor que la señal en las aplicaciones OFDM móviles consideradas, se tiene que el vector de estimación de canal está altamente sobremuestreado. Teniendo en cuenta esto último, en [12, 18, 21, 55] se propone una decimación de las muestras estimadas del canal como mecanismo para extender el horizonte de predicción, obteniéndose predictores de largo alcance (LRP). Realizando un filtrado pasabajos de la estimación del canal para evitar el solapamiento en frecuencia, se realiza un decimado de las mismas, y se las utiliza como entrada al predictor de canal apropiadamente escalado en frecuencia. De esta manera es posible obtener horizontes de predicción T veces más amplios que con solo la extrapolación en tiempo del filtro de Kalman, en donde T es el factor de decimación, el mismo que de escalamiento en frecuencia.

Otra metodología de diseño utilizada para la predicción de canal recursiva es la de predicción de canal lineal de error medio cuadrático mínimo (MMSE). En este caso, la incorporación de una memoria de $\mathcal{M}$ símbolos anteriores al actual permite hacer una estimación de la correlación temporal del canal que es luego utilizada para determinar los coeficientes de un predictor lineal optimizado en el sentido de MMSE [12, 17, 18, 21, 55]. Como ejemplo representativo de esta metodología de diseño, se describe a continuación la implementación propuesta en [21] y que también será utilizada en el capítulo 5 como referencia representativa del desempeño de este tipo de predictores de canal.

A partir del modelo de señal de (3.12) e incorporando el ruido de medición, la señal recibida puede escribirse para cada tiempo de símbolo m y subportadora n como

$$r(n, m) = H(n, m)s(n, m) + w(n, m), \quad (4.5)$$

en donde $H(n, m)$ es la respuesta en frecuencia discreta del canal definida en (2.21). Escribiendo (4.5) en forma vectorial para incluir todas las subportadoras del sistema, se tiene para cada bloque OFDM

$$\mathbf{r}(m) = \mathbf{S}(m)\mathbf{H}(m) + \mathbf{w}(m), \quad (4.6)$$

donde $\mathbf{r}(m) = [r(0, m), \dots, r(N-1, m)]^T$ es el vector de muestras recibidas, $\mathbf{H}(m) = [H(0, m), \dots, H(N-1, m)]^T$ es el vector con los coeficientes del canal para cada subportadora de (2.22), $\mathbf{S}(m) = \text{diag}\{s(0, m), \dots, s(N-1, m)\}$ es una matriz diagonal definida por los símbolos enviados en cada subportadora y $\mathbf{w}(m) = [w(0, m), \dots, w(N-1, m)]^T$ es ruido AWGN complejo de varianza σ_w^2 . Los coeficientes del canal $\mathbf{H}(m)$ constituyen un proceso estacionario en tiempo y frecuencia con matriz de correlación $r_H(m) = E\{\mathbf{H}(m')\mathbf{H}^H(m'-m)\}$.

Básicamente, en este esquema se propone calcular la predicción del canal $\hat{\mathbf{H}}(m+p) = [H(0, m+p), \dots, H(N-1, m+p)]^T$ a partir del bloque actual recibido $\mathbf{r}(m)$ y $\mathcal{M}$ bloques previos $\mathbf{r}(m-1), \dots, \mathbf{r}(m-\mathcal{M})$ por medio de un filtro de predicción lineal de largo (memoria) $\mathcal{M}$, asumiendo un conocimiento de la matriz de símbolos transmitidos $\mathbf{S}(m)$ de (4.6). La memoria del predictor permite explotar la correlación temporal del canal, entonces, la elección del parámetro $\mathcal{M}$ resulta un compromiso entre el desempeño del predictor y su complejidad computacional.

Como primer paso para la obtención del predictor se realiza una estimación de cuadrados mínimos (LS) del canal a partir de las muestras recibidas de (4.5) y el entrenamiento (indicado como $\tilde{\mathbf{S}}$) para cada subportadora

$$\hat{H}^{(LS)}(n, m) = \frac{r(n, m)}{\tilde{s}(n, m)} + \frac{w(n, m)}{\tilde{s}(n, m)}, \quad (4.7)$$

que también puede escribirse para todas las subportadoras del sistema como

$$\hat{\mathbf{H}}^{(LS)}(m) = \tilde{\mathbf{S}}^{-1}(m)\mathbf{r}(m) + \tilde{\mathbf{S}}^{-1}(m)\mathbf{w}(m). \quad (4.8)$$

Utilizando esta estimación LS como entrada al filtro de predicción, se tiene

$$\hat{\mathbf{H}}(m+p) = \sum_{i=0}^{\mathcal{M}-1} \mathbf{K}_i(m) \hat{\mathbf{H}}^{(LS)}(m-i), \quad (4.9)$$

con p el horizonte de predicción y en donde las matrices $\mathbf{K}_i(m)$ se eligen para minimizar el error medio cuadrático (MSE) dado por

$$MSE(m+p) = \frac{1}{N} E \left\{ \left\| \mathbf{H}(m+p) - \hat{\mathbf{H}}(m+p) \right\|^2 \right\}, \quad (4.10)$$

que en base al principio de ortogonalidad requiere $E\{(\mathbf{H}(m+p) - \hat{\mathbf{H}}(m+p))\hat{\mathbf{H}}^{(LS)H}(m-i)\} = \mathbf{0}$ para $i = 0, \dots, \mathcal{M}-1$, resultando

$$\mathbf{K}_i(m) = \hat{r}_H(m+p) \left(\hat{r}_H(m) + \tilde{\mathbf{S}}^{-1}(i)\sigma_w^2 \mathbf{I} \tilde{\mathbf{S}}^{-H}(i) \right)^{-1}, \quad (4.11)$$

en donde $\hat{r}_H(m) = E \left\{ \hat{\mathbf{H}}(m') \hat{\mathbf{H}}^H(m' - m) \right\}$ se actualiza para cada nuevo símbolo recibido mediante entrenamiento como en (4.8) o por medio de símbolos ya detectados (modo orientado por decisión).

4.1.3. Soluciones de baja complejidad

Las soluciones propuestas basadas en filtro de Kalman, resultan de una carga computacional elevada, básicamente por la necesidad de actualizar la ganancia de Kalman en cada iteración del algoritmo. Para obtener soluciones de baja carga computacional se incorporan en el diseño las siguientes dos hipótesis simplificadoras:

1. Se asume que el espectro Doppler de canal está caracterizado por el modelo de Doppler de Jakes [7]. Más aún, se asume que todos los coeficientes del canal tienen el mismo espectro Doppler [10, 11].
2. Se asume que el espectro Doppler del canal permanece invariante en el tiempo durante todo el tiempo de transmisión [10, 11].

La primer hipótesis, basada en un modelo estadístico del canal como el introducido en la sección 2.4.1, evita la estimación periódica de la función autocorrelación del canal de (4.1). Se asume en la mayoría de los casos que el Doppler está dado específicamente por el modelo de Jakes de la sección 2.4.1, porque en las aplicaciones de OFDM móvil sobre canales con multicamino este es el modelo que mejor ajusta en promedio los datos experimentales. La segunda hipótesis implica que el modelo de estados de (4.3) es invariante en el tiempo, lo cual conduce a formulaciones de filtros de Kalman con solución estacionaria, reduciéndose significativamente la complejidad de implementación al no ser necesaria la actualización de la ganancia del filtro.

En cuanto a las soluciones de predicción lineal basadas en el criterio de MMSE, en [21] se propone, como alternativa para reducir la complejidad del predictor, la formulación del mismo en términos del algoritmo RLS, como alternativa a la resolución de la ecuación (4.11) para cada nueva predicción.

4.2. Esquemas de procesamiento por bloques

Los esquemas de estimación/predicción de canal de procesamiento por bloques de datos, están basados en general en modelos de canal del tipo de caracterización espectral introducidos en la sección 2.4.2 o en modelos de expansión en funciones base introducidos en la sección

2.4.3. Los primeros son los denominados estimadores/predictores de suma de sinusoides (SOS), mientras que a los segundos se los conoce como estimadores de expansión en funciones base (BEM). Estos últimos estimadores resultan en diseños de baja carga computacional y robustos a la forma del espectro Doppler del canal. A continuación se presentan los lineamientos generales de estas metodologías de diseño.

4.2.1. Estimación de canal

Esquemas basados en caracterización espectral

La estimación de un canal selectivo en frecuencia basada en el modelo de caracterización espectral del canal requiere la determinación de los retardos multicamino y de las frecuencias Doppler del canal. Con este objetivo se utilizan en [13, 19, 57] técnicas de estimación espectral basadas en descomposición en valores singulares de la matriz de autocorrelación del canal tanto en tiempo como en frecuencia para cada trama de datos utilizando símbolos pilotos. En [9, 14] se propone la utilización de periodogramas para la detección de las frecuencias Doppler del canal para cada trama de datos. En ambos casos, una vez estimados los retardos multicamino y las frecuencias Doppler del canal, se obtienen los coeficientes complejos asociados a cada una mediante LS. Finalmente, la estimación de canal se obtiene mediante la reconstrucción de la ecuación (2.38) a partir de los parámetros estimados para la trama de datos considerado.

Es importante observar la cantidad de pilotos que se requieren para la estimación de los parámetros del canal. En general estos algoritmos utilizan un entrenamiento inicial largo para realizar la estimación inicial de parámetros, seguido de entrenamientos cortos periódicos para el ajuste de los mismos. La complejidad computacional asociada a estos algoritmos indefectiblemente es alta en comparación con los algoritmos de la sección 4.1, debido básicamente al uso de técnicas de estimación espectral.

Se describe a continuación el esquema de estimación específico de [13] como ejemplo representativo de estos esquemas de estimación. Se asume en este esquema una transmisión en bloques OFDM de datos de longitud M . Partiendo de la expresión general de la respuesta impulsiva del canal de (2.1) combinada con (2.2)

$$h(\tau, t) = \sum_{i=0}^{\mathcal{R}-1} \gamma_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)), \quad (4.12)$$

el modelo de canal de caracterización espectral de (2.38) expresado en tiempo continuo puede escribirse como

$$\gamma_i(t) = \sum_{r=0}^{R-1} \rho_{ir} e^{j2\pi f_{ir}(t)t}, \quad (4.13)$$

donde $f_{ir}(t)$ es la frecuencia Doppler correspondiente al coeficiente i y camino r . A partir de (4.12) y (4.13) es posible escribir la respuesta en frecuencia del canal como

$$H(f, t) = \sum_{i=0}^{R-1} \sum_{r=0}^{R-1} \rho_{ir} e^{j2\pi f_{ir}(t)t} e^{-j2\pi \tau_i f}, \quad (4.14)$$

que para un sistema OFDM con índice de subportadora n e índice de bloque m resulta en tiempo discreto

$$H(n, m) = \sum_{i=0}^{R-1} \sum_{r=0}^{R-1} \rho_{ir} e^{j2\pi(\nu_{ir}n - \eta_i m)}, \quad (4.15)$$

con $\nu_{ir} = f_{ir}T$ indicando la frecuencia Doppler normalizada a la frecuencia de símbolo y $\eta_i = \tau_i \Delta f$ el retardo de tiempo normalizado. El primer paso hacia la estimación del canal consiste en realizar una estimación preliminar de cuadrados mínimos (LS) del mismo, utilizando los símbolos piloto. Dado que la descomposición espectral se realiza a partir de esta estimación preliminar, los autores sugieren utilizar varios bloques de símbolos piloto con esta finalidad.

Una vez obtenida la estimación LS del canal, se propone separar la estimación de los parámetros de (4.15) en dos estimaciones de parámetros de sinusoides más simples, escribiendo la estimación LS $\hat{H}^{(LS)}(n, m)$ del canal como

$$\hat{H}^{(LS)}(n, m) = \sum_{i=0}^{R-1} c_i(n) e^{-j2\pi \eta_i m} + w(n, m), \quad (4.16)$$

con

$$c_i(n) = \sum_{r=0}^{R-1} \rho_{ir} e^{j2\pi \nu_{ir} n}, \quad (4.17)$$

y donde $w(n, m)$ es ruido blanco aditivo Gaussiano complejo. Las expresiones (4.16) y (4.17) representan problemas unidimensionales de estimación de parámetros de suma de sinusoides los cuales pueden ser resueltos con idénticos procedimientos como se describe en los pasos siguientes

1. A partir de $\hat{H}^{(LS)}(n, m)$ se calcula una estimación de la matriz de autocorrelación en frecuencia $\mathbf{R}^f$ (de tamaño K mayor al número máximo esperable de coeficientes R del canal) a través del método de covarianza modificado [58].

2. Se estima el número de coeficientes $\mathcal{R}$ de la respuesta impulsiva del canal utilizando el criterio de longitud mínima de descripción (MDL) [59] como

$$\hat{\mathcal{R}} = \arg \min_{1 \leq \mu \leq K-1} -\log \left(\frac{\left(\prod_{k=\mu+1}^K \hat{\lambda}_k^f \right)^{\frac{1}{k-\mu}}}{\frac{1}{k-\mu} \sum_{k=\mu+1}^K \hat{\lambda}_k^f} \right)^{M(k-\mu)} + \frac{1}{4} \mu (2k - \mu + 1) \log(M), \quad (4.18)$$

en donde $\hat{\lambda}_k^f$ son los autovalores de la matriz $\mathbf{R}^f$.

3. Obtenido $\hat{\mathcal{R}}$ se estiman los retardos de tiempo η_i utilizando el algoritmo ESPRIT [58] como

$$\hat{\eta}_i = -\arg(\hat{\epsilon}_i) / \Delta f, \quad (4.19)$$

en donde $\hat{\epsilon}_i$ para $i = 0, \dots, R-1$ son los autovalores de la matriz de $\hat{R} \times \hat{R}$ dada por $\hat{\Phi}_{\hat{R}} = (\hat{\mathbf{V}}_1^H \hat{\mathbf{V}}_1)^{-1} \hat{\mathbf{V}}_1^H \hat{\mathbf{V}}_2$, con $\hat{\mathbf{V}}_1 = [\mathbf{I}_{k-1} \mathbf{0}_{k-1}] \hat{\mathbf{V}}$, $\hat{\mathbf{V}}_2 = [\mathbf{0}_{k-1} \mathbf{I}_{k-1}] \hat{\mathbf{V}}$ y $\hat{\mathbf{V}}$ la matriz con los autovectores asociados a los $\hat{R}$ autovalores más grandes de $\mathbf{R}^f$.

4. Finalmente, con $\hat{\mathcal{R}}$ y $\hat{\eta}_i$, los coeficientes c_i de (4.16) se determinan por cuadrados mínimos.

Estos pasos conducen a la estimación de los parámetros de (4.16). Para la evaluación de los parámetros de (4.17) se sigue el mismo procedimiento descrito, a partir de los c_i determinados. Por último, una vez determinados todos los parámetros de (4.16) y (4.17), se construye la estimación final del canal insertando estos valores en (4.15).

Esquemas basados en descomposición en funciones base

Esta es una metodología de diseño paramétrica de bajo costo computacional. Como se comentó, los estimadores BEM permiten obtener estimadores de canal independientes de la forma del espectro Doppler sin incurrir en la complejidad computacional de realizar una estimación de las componentes espectrales del mismo. Referencias básicas de esta metodología son [9, 15, 46, 16, 60, 61], en donde se sustituye la estimación de los retardos y frecuencias de las componentes multicamino mediante la representación del canal como la superposición de un conjunto de funciones base conocidas. De esta manera, el problema se reduce a la estimación de los coeficientes de un modelo de expansión en funciones base que describe adecuadamente la dinámica del Doppler para la trama de datos considerada, siendo la complejidad computacional asociada significativamente menor que la de las técnicas de estimación espectral presentadas y en el orden de las opciones de baja complejidad recursivas.

Se describe a continuación uno de estos esquemas, en particular el de [15], como representativo de este tipo de soluciones. Este esquema será utilizado en el próximo capítulo como referencia de desempeño de estimadores **BEM** convencionales.

Al tratarse de un esquema de procesamiento por bloques de datos, se asume que la transmisión se realiza en tramas de datos **OFDM** de longitud M . A partir del modelo de señal de (3.12), incorporando el ruido de medición y particularizando para la subportadora n , la señal recibida puede escribirse como

$$r(n, m) = H(n, m)s(n, m) + w(n, m), \quad (4.20)$$

con $n = 0, \dots, N-1$ el índice de subportadora, $m = 0, \dots, M-1$ el índice de símbolo y $w(n, m)$ las muestras de ruido **AWGN** complejo. Para estimar el canal, se busca una representación eficiente de $H(n, m)$ para $m \in \{0, \dots, M-1\}$, asumiendo que el máximo corrimiento Doppler normalizado del canal ν_{dm} es conocido.

Se utiliza para la representación del canal un conjunto de funciones base particulares, limitadas en banda al rango $[-\nu_{dm}, \nu_{dm}]$ y simultáneamente máximamente concentradas en tiempo en un intervalo de longitud M . La **BEM** solución a estas restricciones es la de *discrete prolate spheroidal sequences* (**DPSS**) definidas por la solución de la siguiente ecuación

$$\sum_{l=0}^{M-1} \frac{\sin 2\pi\nu_{dm}(l-m)}{\pi(l-m)} f_i^{(\nu_{dm}, M)}(l) = \lambda_i^{(\nu_{dm}, M)} f_i^{(\nu_{dm}, M)}(m), \quad (4.21)$$

donde $\lambda_i^{(\nu_{dm}, M)}$ son los autovalores de la representación **DPSS-BEM** parametrizada en ν_{dm} y M , y $f_i^{(\nu_{dm}, M)}(m)$ son las funciones base **DPSS** con la misma parametrización. Para estas secuencias, los autovalores $\lambda_i^{(\nu_{dm}, M)}$ están concentrados cerca de 1 para $i \geq \lceil 2\nu_{dm}M \rceil$ y rápidamente caen a 0 para $i > \lceil 2\nu_{dm}M \rceil$ por lo que la dimensión de la expansión en base se elige como

$$G = \lceil 2\nu_{dm}M \rceil + 1. \quad (4.22)$$

Utilizando esta **BEM** con el orden de truncamiento dado por (4.22), el canal queda representado por

$$H(n, m) \approx H_{(DPSS)}(n, m) = \sum_{i=0}^{G-1} f_i^{(\nu_{dm}, M)}(m) \gamma_{ni}, \quad (4.23)$$

para $m = 0, \dots, M-1$, donde los γ_{ni} son los coeficientes asociados a las funciones base. A partir de los símbolos piloto intercalados en el bloque de datos, se define el vector de valores de las funciones base en estos tiempos de símbolo como

$$\mathbf{g}(p) = \begin{bmatrix} f_0^{(\nu_{dm}, M)}(p) \\ \vdots \\ f_{G-1}^{(\nu_{dm}, M)}(p) \end{bmatrix}, \quad (4.24)$$

para los índices p dados por el conjunto $\mathcal{P}$ de símbolos piloto. Definiendo además la matriz de correlación de las funciones base

$$\mathbf{G} = \sum_{p \in \mathcal{P}} \mathbf{g}(p) \mathbf{g}^H(p), \quad (4.25)$$

los coeficientes γ_{ni} de la BEM son determinados por cuadrados mínimos como

$$\gamma_n = \mathbf{G}^{-1} \sum_{p \in \mathcal{P}} r(n, p) \tilde{s}^*(n, p) \mathbf{g}^*(p), \quad (4.26)$$

donde $\gamma_n = [\gamma_{n0}, \dots, \gamma_{n(G-1)}]^T$ y $\tilde{s}(n, p)$ indica un símbolo piloto. Vale la pena observar que (4.26) implica que el número de pilotos debe ser mayor o igual a G para la determinación de los coeficientes de la BEM. Finalmente, para obtener la estimación del canal sobre todas las subportadoras del sistema, los autores proponen realizar este procedimiento en cada una de las subportadoras.

4.2.2. Predicción de canal

Esquemas basados en caracterización espectral

De la misma manera que para el caso de la estimación de canal, en estos esquemas, la predicción de canal se obtiene a partir de la extensión en el tiempo de (2.38) considerando que la variación en el tiempo de la topología del ambiente de propagación (retardos y las frecuencias Doppler del canal) es mucho más lenta que el intervalo de tiempo considerado. La técnica de predicción en este caso no difiere del procedimiento de estimación descrito anteriormente. Para el caso de predicción, simplemente se reemplazan los valores de los parámetros estimados del canal en (4.15), y se fija el índice temporal m en el horizonte de predicción requerido. Específicamente, en estos esquemas para obtener una predicción de canal de p muestras en el futuro simplemente se construye

$$H(n, m+p) = \sum_{i=0}^{\mathcal{R}-1} \sum_{r=0}^{R-1} \rho_{ir} e^{j2\pi(\nu_{ir}(m+p) - \eta_i n)}, \quad (4.27)$$

en donde los parámetros $\mathcal{R}$, R , ρ_{ir} , ν_{ir} y η_i son las estimaciones obtenidos con el procedimiento que se discutió para la estimación de canal basada en caracterización espectral.

Vale la pena observar que los predictores de canal obtenidos de esta manera tienen un horizonte de predicción sumamente amplio sobre canales sintéticos (generados a partir de (2.38)) mientras que el rango de predicción disminuye notablemente cuando son aplicados sobre canales reales [20, 62].

En aplicaciones de predicción de canal son los más ampliamente difundidos en la actualidad dado que los horizontes de predicción alcanzados son significativamente mayores a los obtenidos con las técnicas de expansión en funciones base y mayores también a los obtenidos con las técnicas recursivas de baja complejidad de la sección 4.1.

Esquemas basados en descomposición en funciones base

Si bien la complejidad computacional de estas técnicas es significativamente menor que la de las técnicas de estimación espectral presentadas y en el orden de las opciones de baja complejidad recursivas, lamentablemente, su aplicación directa a la predicción del canal no es adecuada para los rangos de predicción requeridos en aplicaciones actuales. Esto se debe a que estas técnicas aproximan el comportamiento del canal sobre un segmento de tiempo finito. La predicción de canal en este caso se basa en la extensión de las funciones base en el futuro, lo cual tiene un error de predicción aceptable solo para horizontes de predicción pequeños [63].

4.2.3. Soluciones de baja complejidad

Como se discutió en las subsecciones anteriores, las técnicas de estimación basadas en descomposición en funciones base son en sí mismas soluciones de baja complejidad para la estimación del canal en esquemas de procesamiento por bloques. La baja complejidad de cómputo está asociada a que evitan la estimación de las componentes frecuenciales del canal, al reemplazar las exponenciales complejas de frecuencias desconocidas del modelo por funciones conocidas que ajustan la dinámica del canal.

En cuanto a la predicción basada en estimación de las componentes frecuenciales y retardos del canal, una variante de complejidad reducida de [13] fue presentada en [19]. En esta propuesta, se realizan diferentes manipulaciones algebraicas sobre el procedimiento descrito en 4.2.1 de manera de reducir la cantidad de operaciones complejas para su implementación. De todas maneras, la complejidad de estos algoritmos sigue estando determinada por la descomposición en valores singulares asociada.

4.3. Comentarios finales

A continuación se presentan algunos comentarios finales referidos a la aplicación de las técnicas descritas en este capítulo al problema de estimación y predicción del canal de OFDM móvil. Se considera fundamentalmente la complejidad de implementación de las mismas y el desempeño obtenido en términos de MSE o equivalentemente horizonte de predicción.

1. Basados en un modelo estadístico del canal variante en el tiempo, estimadores AR/ARMA de baja carga computacional, junto con predictores de largo alcance han sido desarrollados en [12, 17, 55] explotando el hecho que el ancho de banda de la señal transmitida es mucho mayor que el máximo corrimiento Doppler del canal. Sin embargo, estas soluciones exhiben un piso de error relativamente elevado debido al desajuste entre el modelo del Doppler del canal asumido y el Doppler de realizaciones prácticas de canal que no siempre cumplen con las hipótesis del modelo estadístico de Jakes [35].
2. A diferencia del caso anterior, los estimadores SOS basados en un modelo de caracterización espectral del canal, presentan un piso de error mucho mas bajo y determinado en este caso fundamentalmente por la cantidad de entrenamiento disponible. El factor que limita en este caso la aplicación de estos algoritmos es el alto costo computacional que implica la utilización de técnicas de estimación espectral para determinar los retardos y frecuencias Doppler del canal.
3. Los estimadores basados en un modelo de expansión en funciones base (BEM) del canal son robustos a la forma del espectro Doppler del canal, por lo tanto superan en términos de desempeño de MSE a los estimadores AR/ARMA basados en un modelo estadístico del Doppler en el caso de que este difiera del modelo asumido. También resultan estimadores de una complejidad computacional mucho mas baja que los estimadores SOS basados en modelos de parametrización espectral del canal dado que en este caso no es necesaria la estimación de los retardos y frecuencias Doppler del mismo, sino que solo se requiere la estimación de los coeficientes de las funciones base utilizadas. Sin embargo, como la estimación se realiza en forma independiente para cada trama de datos, el horizonte de predicción alcanzable está limitado por el error de extensión temporal de la expansión en funciones base [63], resultando horizontes de predicción cortos.

Una revisión reciente de las metodologías de predicción de canal existentes se presenta en [20], en donde se concluye que los predictores basados en modelos AR/ARMA tienen un desempeño de error mejor que los basados en estimación espectral para horizontes de predicción cortos en canales realistas, mientras que los predictores SOS alcanzan horizontes de predicción mayores

sobre canales sintéticos. A pesar de esto, la combinación de estas técnicas para su aplicación a predicción de canal no se ha explorado todavía.

En el capítulo siguiente se presenta una técnica de estimación y predicción de canal, que basada en una combinación de las técnicas presentadas en este capítulo, permite obtener al mismo tiempo predictores de canal de baja complejidad computacional y horizontes de predicción amplios.

Capítulo 5

Estimación y predicción de canal mediante una aproximación recursiva de la **DCT**

En este capítulo se presentan aportes significativos referidos al diseño de una nueva técnica de modelización, estimación y predicción de canal de baja complejidad computacional y robusta frente a la forma del espectro Doppler para canales variantes en el tiempo. Específicamente, se propone una técnica de expansión en funciones base recursiva (**BEM** recursiva) para estimación y predicción de canal en **OFDM**.

Este capítulo está organizado de la siguiente manera. La **BEM** recursiva, basada en una aproximación a la **DCT**, se desarrolla en la sección 5.2, en donde también se presenta un análisis del error de aproximación asociado a la estructura propuesta. En la sección 5.3 se presenta la formulación de un estimador de canal de baja complejidad computacional mediante la inclusión de la **BEM** recursiva en una formulación de filtro de Kalman. La estructura de **DCT-BEM** aproximada recursiva es luego utilizada en la sección 5.4 para hacer predicción de canal de largo alcance por medio de un escalamiento apropiado y extrapolación en tiempo. Un análisis de la carga computacional involucrada en la estructura propuesta para estimación - predicción se incluye en la sección 5.5. Finalmente el capítulo concluye con algunos comentarios en la sección 5.6 referidos a la técnica propuesta.

5.1. Introducción y motivación

En el capítulo 4 se presentaron técnicas de estimación de canal utilizando BEMs basadas en [8, 9]. Diferentes BEMs fueron propuestas y comparadas en [15, 46] y el uso de otras BEMs también se propone en [64, 65], para el diseño de receptores en sistemas de comunicaciones de banda ancha móviles. También se presentaron estimadores de canal basados en un modelo estadístico del Doppler como los de [10, 11] en donde un modelo AR o ARMA es ajustado para aproximar el espectro Doppler del modelo de Jakes [7] y luego inserto en una formulación de filtro de Kalman para la estimación de canal.

Los estimadores basados en BEMs son robustos a la forma del espectro Doppler y superan, en términos de MSE a los estimadores basados en un modelo físico del Doppler en los casos de desajuste del modelo físico. Sin embargo, como la estimación en BEMs se realiza por bloques de datos, los horizontes de predicción alcanzables con estos esquemas están limitados por el error de extensión de las funciones base [63]. Por otro lado, siguiendo la metodología de estimación basada en un modelo físico, se han desarrollado en [12, 18, 55] predictores de canal de largo alcance, que aprovechan la característica de que el ancho de banda de la señal es mucho mayor que el máximo corrimiento Doppler del canal. Sin embargo, estas soluciones presentan un piso de error de modelado debido al desajuste entre el modelo del Doppler utilizado y el Doppler de canales prácticos, que no siempre siguen la hipótesis de Jakes [35]. Una revisión de las metodologías existentes para la predicción de canal se presentó en [20], donde se concluye que los predictores basados en modelos autorregresivos (AR) tienen un desempeño superior a los predictores basados en modelos de suma de sinusoides (SOS) para horizontes de predicción cortos y modelos de canal estadísticos, mientras que los predictores SOS alcanzan horizontes de predicción mayores sobre canales sintéticos. A pesar de esto, la combinación de estas dos metodologías todavía no se ha reportado.

Las ventajas del uso de la propiedad de compactación de energía de la DCT en aplicaciones de comunicaciones de radio han sido reportadas por varias contribuciones en los últimos años como ser [60, 66, 67] y recientemente en [52, 53, 61, 68]-[70]. Sin embargo, su aplicación en esquemas BEM no ha sido reportada en la literatura. Por otro lado, el empleo de filtros de Kalman para el seguimiento de modelos de subespacios en diferentes contextos de aplicación se propone en [56, 71, 72]. Los trabajos de [10, 11, 56] utilizan una formulación de filtro de Kalman para el estimador de canal, pero esta resulta de una complejidad computacional alta debido principalmente a la necesidad de actualizar la ganancia del filtro en cada iteración del algoritmo.

En este capítulo se muestra que una BEM recursiva puede ser incluida en la formulación de un estimador de canal de filtro de Kalman de manera similar a los trabajos de [10, 11, 56],

pero con una solución estacionaria en este caso, dado que el modelado recursivo de las funciones base es invariante en el tiempo. Esto último resulta en una importante reducción en términos de carga computacional porque la ganancia de los filtros de Kalman involucrados no necesita ser actualizada, haciendo que la técnica propuesta sea comparable en términos de complejidad con un algoritmo de gradiente estocástico y en el mismo orden de complejidad de las propuestas basadas en BEM estándar [9, 15] y con las basadas en modelos AR simplificados de [12, 18, 55]. Al mismo tiempo, la estructura recursiva resulta adecuada para hacer predicción de canal de largo alcance sin exhibir un piso de error de modelado. Esta estructura de predicción supera, en términos de rango de predicción, propuestas anteriores de predictores de largo alcance basadas en modelado AR del canal variante en el tiempo. Para un desempeño similar en términos de MSE, la complejidad computacional del predictor propuesto es significativamente mas baja que la de predictores de canal convencionales de tipo suma de sinusoides (SOS) dado que ni los retardos del canal ni las frecuencias Doppler necesitan ser estimadas.

5.2. Modelado del canal con una DCT recursiva aproximada

En esta sección se introduce el modelado de la dinámica de la evolución temporal del canal por medio de un conjunto reducido de parámetros que pueden ser extraídos de las muestras recibidas de (3.12). Se asume el modelo de canal selectivo en frecuencia cuasi estático descrito en la sección 2.2, y la representación para la respuesta impulsiva y en frecuencia del canal para el bloque OFDM definidas en (2.20) y (2.21) respectivamente. En esta presentación se considera que el canal permanece estático durante un bloque OFDM, pero varía significativamente a lo largo de bloques consecutivos. En sistemas móviles actuales [1, 2] este modelo es válido para velocidades de desplazamiento del receptor de hasta aproximadamente 100 km/h, siendo en particular de interés en esta Tesis el rango de velocidades desde peatonal (3km/h) hasta vehicular (60km/h). Los principales pasos involucrados en el diseño se describen a continuación.

5.2.1. Conceptos básicos relativos a la elección de la base

Se considera la variación en el tiempo del canal sobre la n -ésima subportadora del sistema OFDM modelada por (3.12) a lo largo de una trama de datos de M bloques OFDM. Esto puede escribirse agrupando los valores de $H(n, m)$ en (3.12) para $m = 0, \dots, M - 1$ en un vector definido como $\mathbf{H}(n) = [H(n, 0), \dots, H(n, M - 1)]^T$, $n = 0, \dots, N - 1$. Centrando la presentación por el momento en la variación sobre una sola subportadora, dejamos de lado el subíndice n para simplificar la notación.

Como se describió en la sección 2.4.3 del capítulo 2, y de la misma manera que se presentó en el capítulo 4 para el caso de estimadores basados en una expansión en funciones base, el vector $\mathbf{H}$ puede ser descrito por medio de una transformación lineal adecuada como $\mathbf{H} = \mathbf{T}^H \boldsymbol{\gamma}$, en donde $\mathbf{T}$ es una matriz de transformación ortonormal de dimensión $(M \times M)$, y $\boldsymbol{\gamma} = [\gamma(0), \dots, \gamma(M-1)]^T$ es un vector de tamaño $(M \times 1)$ que contiene los coeficientes de la descripción transformada para la trama de datos considerada. Se sabe de [9], que con una elección apropiada de la matriz de transformación $\mathbf{T}$, $\mathbf{H}$ puede ser adecuadamente ajustado por una BEM de dimensión reducida a G ($G \ll M$) de manera que

$$\hat{\mathbf{H}} = \bar{\mathbf{T}}^H \bar{\boldsymbol{\gamma}}, \quad (5.1)$$

donde $\bar{\mathbf{T}}$ es una matriz de $(G \times M)$ construida a partir de las primeras G filas de $\mathbf{T}$, y $\bar{\boldsymbol{\gamma}} = [\gamma(0), \dots, \gamma(G-1)]^T$ es el vector truncado de coeficientes de la expansión en funciones base. El número de funciones base G requeridas para un buen ajuste de $\mathbf{H}$ depende de la característica de compactación de energía de la transformación particular que se use [9].

Usando (5.1) se tiene que la energía promedio asociada a las realizaciones de $\mathbf{H}$ está dada por

$$E \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} |H(m)|^2 \right\} = E \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} |\hat{H}(m)|^2 \right\} + \sigma_e^2, \quad (5.2)$$

en donde el primer término del lado derecho representa la energía de $\mathbf{H}$ que es capturada por la BEM de (5.1), y el segundo término corresponde a la energía residual contenida en los coeficientes de $\boldsymbol{\gamma}$ descartados en (5.1).

5.2.2. Determinación de la dimensión de la base

Se ha mostrado en [68] que la DFT tiene una característica de compresión de energía peor que la DCT para canales con espectro Doppler tipo Jakes. También se mostró en [15] que la base de DPSS es óptima para espectros Doppler de tipo pasabajos ideales. A pesar de que el desempeño, en términos de error medio cuadrático (MSE), de DPSS-BEM es ligeramente superior al que se obtiene con DCT-BEM, las funciones base de la DPSS-BEM no son apropiadas para una implementación recursiva de bajo orden. Por otro lado, las funciones base sinusoidales de la DCT-BEM pueden ser eficientemente aproximadas con filtros recursivos de bajo orden y numéricamente estables tomados de la teoría ampliamente estudiada de filtros lattice [73] como se muestra en la siguiente subsección.

La estrategia clásica para seleccionar el valor de G cuando se construye una BEM es establecer $G = \lceil 2\pi\nu_{dm}M \rceil + G'$ [74], donde ν_{dm} representa el máximo corrimiento Doppler normalizado dado por $v_{max}f_cT/c_0$, siendo v_{max} , f_c , T y c_0 la velocidad de desplazamiento del móvil, frecuencia de portadora, tiempo de símbolo y velocidad de propagación en el espacio libre respectivamente. G' es un margen seleccionado para compensar la dispersión espectral introducida por la representación BEM. Valores de G' excesivamente pequeños degradan el desempeño en MSE de la BEM porque el espectro dispersado que se descarta puede resultar significativo. Por otro lado, si G' se selecciona demasiado grande, los coeficientes BEM de baja energía que se incluyen también degradarán el desempeño dado que son más sensibles al ruido.

Basado en la propiedad de compactación de energía de la DCT, un criterio para seleccionar el valor apropiado de G , el cual es utilizado aquí, fue propuesto en [68]. Este criterio está fundamentado en la caracterización de la dispersión espectral introducida por la DCT cuando se la utiliza para representar el Doppler de un canal. El valor de G es seleccionado de acuerdo a

$$G = \arg \min_{\bar{G}} \left| 1 - \frac{1}{(M - \bar{G})L_{DCT}(\bar{G})} \right|, \quad (5.3)$$

donde $\bar{G}$ es un valor de prueba de G y $L_{DCT}(\bar{G})$ es la dispersión espectral asociada con $\bar{G}$ y que está dada por

$$L_{DCT}(\bar{G}) = \sum_{m=\bar{G}}^{M-1} \sigma_{DCT}^2(m), \quad (5.4)$$

siendo $\sigma_{DCT}^2(m)$ la varianza asociada al m -ésimo coeficiente de la representación DCT del Doppler del canal, la cual puede ser expresada en términos de la función autocorrelación temporal del canal $r_t(i)$ como

$$\sigma_{DCT}^2(m) = \sigma_{\mathbf{H}}^2 A^2(m) \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{M-1} r_t(i-j) \times \cos\left(\frac{\pi(i + \frac{1}{2})m}{M}\right) \cos\left(\frac{\pi(j + \frac{1}{2})m}{M}\right), \quad (5.5)$$

donde $\sigma_{\mathbf{H}}^2$ es la energía de $\mathbf{H}$ y $A(m) = 1/\sqrt{M}$ para $m = 0$ y $\sqrt{2/M}$ para $1 \leq m \leq M-1$. La Figura 5.1 muestra la representación de energía del canal (el primer término del lado derecho de (5.2)) en función del orden de truncamiento de la base para DCT, DFT y DPSS BEMs. Esta figura ilustra el error de modelado por truncamiento de la BEM mostrando que para un error de modelado debajo del 2%, DCT-BEM y DPSS-BEM requieren aproximadamente el mismo número de funciones base. Por otro lado, DFT-BEM, la cual tiene una característica de compactación de energía pobre, requiere muchas más funciones base.

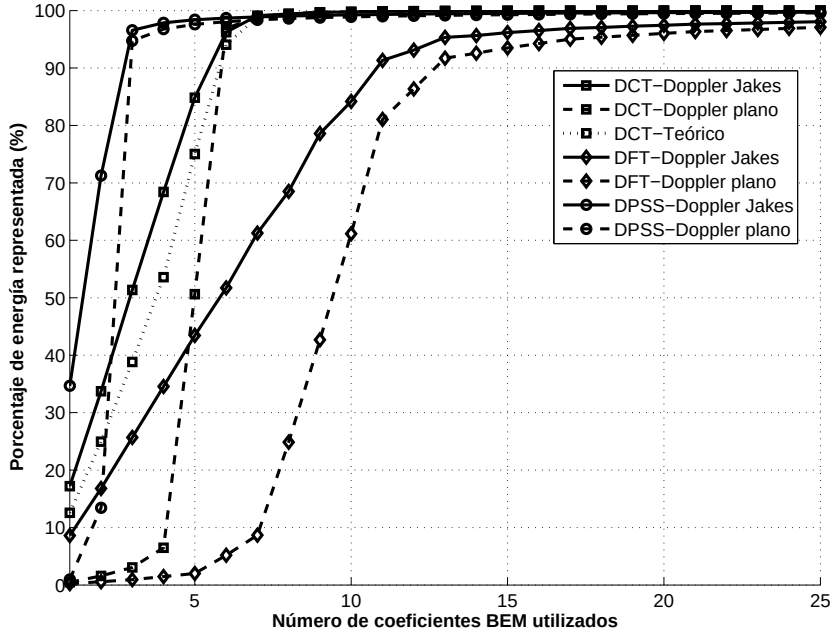


Figura 5.1: Comparación de la compactación de energía para diferentes BEMs. Los resultados se muestran para modelos de Doppler de tipo Jakes y plano con un máximo corrimiento Doppler normalizado de $\nu_d = 0,01$. El largo del bloque se fija en 256 símbolos y los resultados se promedian sobre 100 realizaciones de canal.

Otra técnica frecuentemente utilizada para la selección del orden del modelo, que se utiliza típicamente en estimadores que usan SOS [19] está basada en el método de *minimum description length* (MDL) [59]. La idea detrás del criterio MDL es similar a la del criterio propuesto en [68], siendo mas general y más apropiada para estimadores SOS en los cuales todos los parámetros asociados a la SOS-BEM son determinados a partir de una estimación con muestras de la función autocorrelación del canal [19] (ver capítulo 4, sección 4.2.1). Diferente al caso de DCT-BEM donde las frecuencias de las funciones base son conocidas, SOS-BEM depende de la estimación de las frecuencias de las funciones base sinusoidales a través de técnicas en el dominio frecuencia. En ese caso, el criterio utilizado aquí y derivado específicamente para DCT-BEM (donde las frecuencias de las sinusoides son conocidas) no es aplicable.

5.2.3. Modelado recursivo de las funciones base

Considerando la DCT en (5.1), los elementos de la matriz $\bar{\mathbf{T}}$ pueden escribirse para $i = 0 \dots G - 1$ y $m = 0 \dots M - 1$ como

$$[\bar{\mathbf{T}}]_{i,m} = A(m) \cos \left(\frac{\pi (i + \frac{1}{2}) m}{M} \right), \quad (5.6)$$

de manera tal que $\hat{H}_{(DCT)}(m)$ está dado por la combinación lineal de las correspondientes funciones base de la DCT. Estas funciones base son cosenos de frecuencias armónicas, definidas por el largo de la trama de datos M y el correspondiente índice i de función base. Cada fila de la matriz $\bar{\mathbf{T}}$ en (5.6) puede interpretarse como la respuesta impulsiva de un filtro pasabanda ideal centrado en la frecuencia de coseno correspondiente. Basado en [75], la función transferencia correspondiente a cada fila de la matriz de DCT $0 \leq i \leq G-1$ está dada por

$$H_{DCT_i}(e^{j\omega}) = c_i \frac{(-1)^i - (-1)^i e^{-j\omega} - e^{-j\omega M} + e^{-j\omega(M+1)}}{1 + 2 \cos(i\pi/M) e^{-j\omega} + e^{-j2\omega}}, \quad (5.7)$$

donde la notación H_{DCT_i} indica el filtro cuya salida es $\hat{H}_{(DCT)_i}(m)$ (la i -ésima componente DCT del canal) cuando la entrada está dada por la secuencia de canal $H(m)$, y donde $c_i = A(i) \cos(\frac{\pi i}{2M})$. Los filtros de (5.7) pueden ser utilizados para obtener $\hat{H}_{(DTC)}(m)$ en (5.1) recursivamente mediante la extracción de las componentes de representación en frecuencia de DCT (5.6) de $H(m)$ (escalados por su correspondiente coeficiente γ_i). Entonces, la evolución en el dominio tiempo del canal representada en términos de la DCT puede ser expresada como la suma de las salidas de estos filtros cuando la entrada está dada por la secuencia del canal. Esto es

$$\hat{H}_{(DCT)}(m) = H_{DCT}(q^{-1})H(m) = \sum_{i=0}^{G-1} H_{DCT_i}(q^{-1})H(m), \quad (5.8)$$

siendo $H_{DCT}(q^{-1})$ y $H_{DCT_i}(q^{-1})$ la representación de ecuación a diferencias del banco de filtros DCT y de los filtros de las componentes DCT de (5.7), respectivamente.

Utilizando un filtro recursivo de baja complejidad para aproximar cada una de estas filas se puede obtener una estimación $\hat{H}(m)$ a partir de sus muestras ruidosas. Se sabe que la realización lattice es ortogonal en los estados y posee buen comportamiento numérico para la implementación de filtros de banda angosta [76], por lo que el modelo propuesto para $\hat{H}_{(F)}(m)$ está basado en la aproximación del filtro FIR descrito por (5.8), por un banco de filtros IIR pasabanda de banda angosta de manera que

$$\hat{H}_{(F)}(m) = H_F(q^{-1})H(m) = \sum_{i=0}^{G-1} \beta_i H_{F_i}(q^{-1})H(m), \quad (5.9)$$

donde

$$H_F(e^{j\omega}) = \beta_0 \frac{0,5(1 - s_{20})(1 + e^{-j2\omega})}{1 - s_{20}e^{-j2\omega}} + \sum_{i=1}^{G-1} \beta_i \frac{0,5(1 - s_{2i})(1 - e^{-j2\omega})}{1 + (s_{2i} + 1)s_{1i}e^{-j\omega} + s_{2i}e^{-j2\omega}}, \quad (5.10)$$

siendo $s_{1i} = \sin \theta_{1i} = -\cos(\frac{\pi i}{M})$ el parámetro de la estructura lattice que define la frecuencia central del filtro, $s_{2i} = \sin \theta_{2i}$ ($0 < s_{2i} < 1$) relacionado con el ancho de banda de 3dB B_i de cada filtro de banda angosta por medio de $\sin \theta_{2i} = [(1 - \tan(B_i/2))/(1 + \tan(B_i/2))]$ y β_i son coeficientes reales de escalamiento. A excepción del primer filtro, el banco de filtros esta basado en la realización pasatodo normalizada de [76].

Observaciones:

- Vale la pena notar que la expresión de (5.7) tiene M ceros. Estos están ubicados sobre el círculo unitario y equiespaciados en $2i\pi/M$ comenzando en la frecuencia $i\pi/M$. Hay dos polos, también ubicados sobre el círculo unitario, que se encuentran en las frecuencias $\pm i\pi/M$, mientras que el resto de los polos se encuentran en el origen. Luego de la cancelación polos/ceros, la respuesta en frecuencia tiene un máximo en $\pm i\pi/M$.
- El principal objetivo con el reemplazo de (5.8) (FIR) con la realización *recursiva* (IIR) de (5.9) es obtener un estimador/predictor de baja complejidad computacional como se discute en las secciones siguientes.
- Dado que las funciones base de la realización propuesta son una aproximación de las funciones base de la DCT, sus propiedades de compactación de energía también resultan apropiadas para la representación del Doppler. Para controlar el error de aproximación a la correspondiente DCT de (5.7), la realización propuesta tiene dos parámetros de ajuste, s_{2i} y β_i . Las características de este error de aproximación y su relación con los parámetros de ajuste se discuten en la siguiente subsección.

5.2.4. Error de aproximación de la implementación recursiva

Se concluye esta sección con el estudio de las características del error de aproximación existente entre (5.8) y (5.9). Con este propósito, sin considerar el ruido de medición en este análisis, y asumiendo que la densidad espectral de potencia del Doppler de $H[m]$, $S_D(e^{j\omega})$ está perfectamente representada por la base de DCT, se obtienen los coeficientes de escalamiento β_i de (5.10) que minimizan el error cuadrático medio (MSE) de representación cuando se utiliza (5.9).

El error cuadrático medio con respecto a la secuencia reconstruida $\hat{H}_{(F)}(m)$ a la salida del banco de filtros propuesto puede ser expresado como

$$\xi = E\{|e(m)|^2\} = E\{|H(m) - \hat{H}_{(F)}(m)|^2\}, \quad (5.11)$$

donde $\hat{H}_{(F)}(m) = H_F(q^{-1})H_{DCT}^*(q^{-1})H(m)$, siendo $H_{DCT}^*(e^{j\omega})$ la respuesta en frecuencia de la función transferencia de la transformada DCT inversa. Si el espectro Doppler del canal es limitado en banda a una frecuencia Doppler normalizada $\nu = \nu_{dm}$, (5.11) puede escribirse como

$$\begin{aligned} \xi &= \int_{-\nu_{dm}}^{\nu_{dm}} S_{MSE}(e^{j\omega}) d\omega \\ &= \int_{-\nu_{dm}}^{\nu_{dm}} |1 - H_F(e^{j\omega})H_{DCT}^*(e^{j\omega})|^2 S_D(e^{j\omega}) d\omega. \end{aligned} \quad (5.12)$$

Definiendo

$$\begin{aligned} \alpha_i &= \int_{-\nu_{dm}}^{\nu_{dm}} \text{Re}\{H_{F_i}(e^{j\omega})H_{DCT}^*(e^{j\omega})\} S_D(e^{j\omega}) d\omega, \\ \phi_{i,l} &= \int_{-\nu_{dm}}^{\nu_{dm}} \text{Re}\{H_{F_i}(e^{j\omega})H_{F_l}^*(e^{j\omega})\} |H_{DCT}(e^{j\omega})|^2 S_D(e^{j\omega}) d\omega, \end{aligned}$$

para $0 \leq i, l \leq G-1$, (5.12) puede reescribirse como

$$\xi = d - 2\beta^T \alpha + \beta^T \Phi \beta, \quad (5.13)$$

donde $d = \int_{-\nu_{dm}}^{\nu_{dm}} S_D(e^{j\omega}) d\omega$, $\alpha = [\alpha_0, \dots, \alpha_{G-1}]^T$, Φ es una matriz de dimensión $G \times G$ formada por $\phi_{i,l}$ y $\beta = [\beta_0, \dots, \beta_{G-1}]^T$. Como puede apreciarse fácilmente, el MSE es cuadrático en β , y el óptimo está dado por

$$\beta = \Phi^{-1} \alpha. \quad (5.14)$$

Más aún, el MSE mínimo está dado por

$$\xi_{min} = d - \alpha^T \Phi^{-1} \alpha. \quad (5.15)$$

Observaciones:

- Al asumir, para analizar el error de aproximación del banco de filtros, que la densidad espectral de potencia del Doppler del canal $S_D(e^{j\omega})$ puede ser representada perfectamente por la DCT, el MSE se debe únicamente a los desajustes entre el banco de filtros y la representación en DCT.

- Con la utilización de $\beta_i H_{F_i}(e^{j\omega}) = H_{DCT_i}(e^{j\omega})$ en (5.13), el MSE residual $\xi_o \leq \xi_{min}$ verifica $\xi_o = \int_{-\nu}^{\nu} (1 - |H_{DCT}(e^{j\omega})|^2)^2 S_D(e^{j\omega}) d\omega$, como se requiere en (5.12).
- Claramente, (5.15) provee un límite inferior al error cuadrático medio de aproximación entre la representación de Doppler propuesta y la DCT.

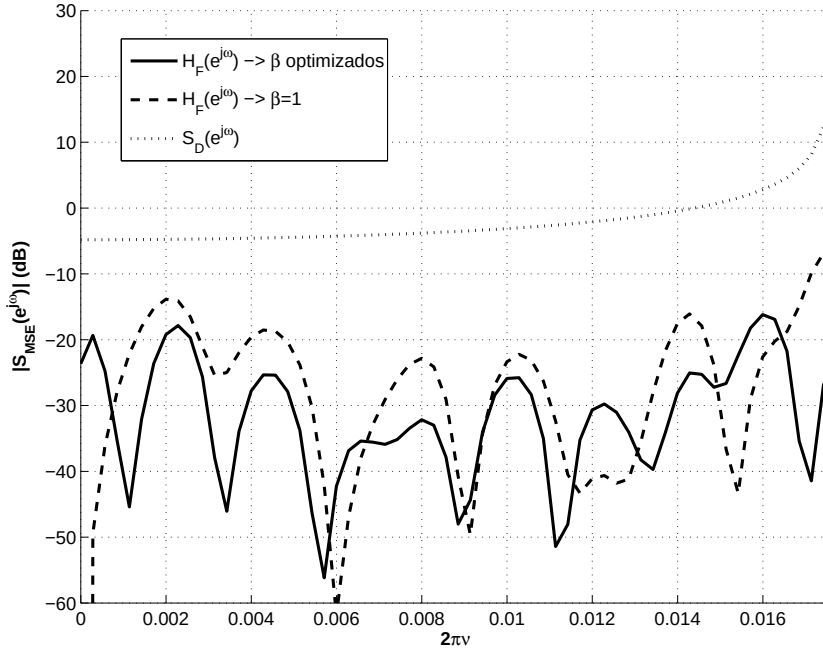


Figura 5.2: $S_{MSE}(e^{j\omega})$ para el modelo de Doppler de Jakes con β_i optimizado y $\beta_i = 1$ y con el parámetro $s_{2i} = s_2$ ajustado a un valor típico. De la ecuación (5.12) se obtiene $\xi = -28,25\text{dB}$ para los β_i optimizados, y $\xi = -21,78\text{dB}$ para $\beta_i = 1$.

Las Figuras 5.2 y 5.3 ilustran $S_{MSE}(e^{j\omega})$ de (5.12) para espectros Doppler del tipo de Jakes y planos respectivamente. En ambas figuras, los coeficientes β_i del banco de filtros son optimizados utilizando (5.14) o simplemente todos ellos ajustados en el valor uno (para simplificar la representación). Se grafica $S_{MSE}(e^{j\omega})$ para un valor típico de $s_{2i} = 0,9978$ (fijado igual para todos los filtros pasabanda del banco de filtros) para los dos modelos del Doppler. Dado que s_{2i} determina el ancho de banda de los filtros, también controla el solapamiento espectral entre ellos. Cuando se utilizan los coeficientes β_i óptimos, este solapamiento entre los filtros se incluye en el diseño del banco de filtros resultando en una mejora en el error de aproximación, como puede verse en las Figuras 5.2 y 5.3.

Se observa que $S_{MSE}(e^{j\omega})$ en la Figura 5.3 no es perfectamente uniforme sobre la banda de frecuencias del Doppler. Esto sucede porque la respuesta en frecuencia de los filtros pasabanda

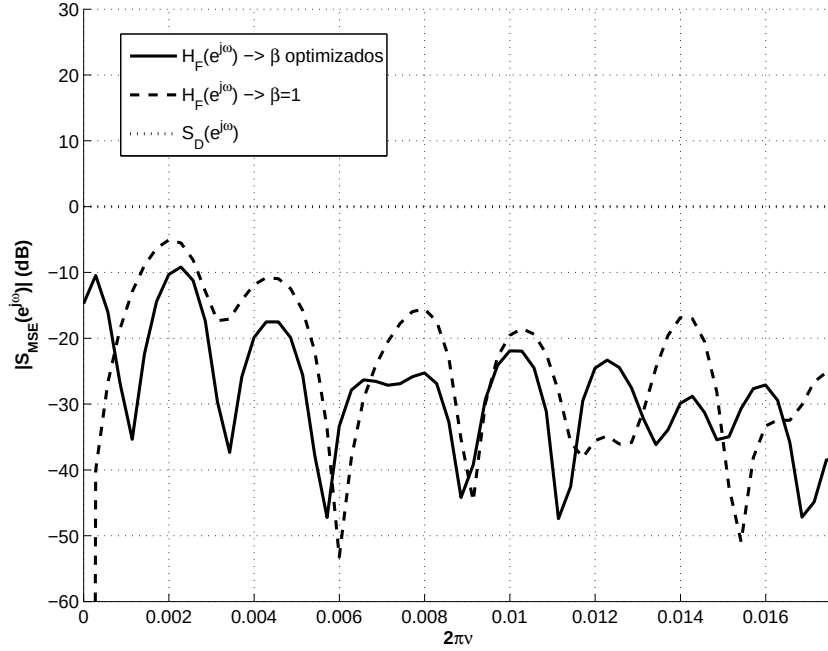


Figura 5.3: $S_{MSE}(e^{j\omega})$ Para un modelo de Doppler plano con β_i optimizado y $\beta_i = 1$ y con el parámetro $s_{2i} = s_2$ ajustado a un valor típico. De la ecuación (5.12) se obtiene $\xi = -24,70\text{dB}$ para los β_i optimizados, y $\xi = -19,85\text{dB}$ para $\beta_i = 1$.

no son simétricas respecto de su frecuencia central, lo que conduce a mayor solapamiento hacia las altas que hacia las bajas frecuencias. Esto hace que $S_{MSE}(e^{j\omega})$ resulte mas bajo para las frecuencias mas altas dado que los mínimos entre los diferentes pasabanda son más suaves por causa del mayor solapamiento.

La Figura 5.2 (para un Doppler tipo Jakes), muestra que $S_{MSE}(e^{j\omega})$ aumenta alrededor de la frecuencia donde el espectro Doppler tiene su pico característico. Como este pico no coincide con la frecuencia central de ninguno de los filtros pasabanda, sino que se encuentra entre medio de dos de ellos, el mínimo entre estos dos filtros lleva a un incremento en $S_{MSE}(e^{j\omega})$.

Formalmente, si se dispone de alguna información acerca de la forma del espectro Doppler, s_{2i} puede ser ajustado para describir mejor esta característica. La Figura 5.4 ilustra este ajuste para un modelo de Doppler de Jakes, en donde el ancho de banda de los filtros pasabanda se fija ligeramente mas ancho en los filtros de alta frecuencia para mejorar la captura del pico presente en el espectro del modelo de Jakes. Comparando las Figuras 5.2 y 5.4 puede verse que el ajuste de s_{2i} reduce de manera efectiva el error alrededor del pico del Doppler ubicado en ν_{dm} . Cuando s_{2i} es ajustado de acuerdo al modelo del Doppler, se observa que la curva de $S_{MSE}(e^{j\omega})$ para $\beta = 1$ es más alta en las cercanías de ν_{dm} cuando se la compara con el caso de s_{2i} iguales de

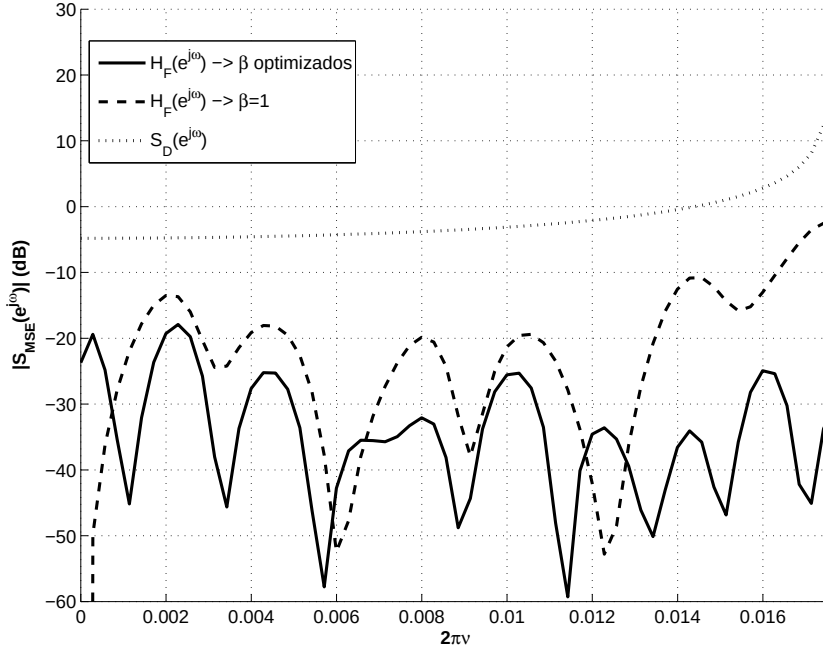


Figura 5.4: $S_{MSE}(e^{j\omega})$ para el modelo de Doppler de Jakes con β_i optimizado y $\beta_i = 1$ y con el parámetro s_{2i} ajustado de acuerdo al modelo del Doppler. De la ecuación (5.12) se obtiene $\xi = -30,65\text{dB}$ para los β_i optimizados, y $\xi = -16,67\text{dB}$ para $\beta_i = 1$.

la Figura 5.2. Esto ocurre porque el incremento en ancho de banda de los filtros pasabanda de alta frecuencia resulta en mayor solapamiento entre los filtros para esa región del espectro. Sin los coeficientes β_i para escalar este solapamiento adicional, $S_{MSE}(e^{j\omega})$ aumenta en esa región.

Las Figuras 5.2 a la 5.4 están calculadas para una frecuencia Doppler máxima normalizada de $\nu_{dm} = 2,8 \cdot 10^{-3}$, un tamaño de la DCT de $M = 1100$ y $G = 8$ elegido de acuerdo a (5.3). Se puede concluir a partir de estas figuras que la aproximación propuesta no es sensible a la elección de los coeficientes β_i , por lo que estos pueden ser fijados en $\beta_i = 1$ en la práctica, donde no se dispone de información a priori acerca de la forma particular del espectro Doppler del canal.

5.3. Estimador de canal recursivo robusto frente al Doppler

A continuación se presenta el desarrollo de un estimador de canal de baja complejidad computacional basado en la estructura recursiva introducida en la sección anterior. Como esta estructura no depende de una forma específica del espectro Doppler, el estimador presentado resulta robusto frente al Doppler del canal.

5.3.1. Desarrollo del estimador para canales planos en frecuencia

Mediante la definición de $\mathbf{x}_i(m)$, $0 \leq i \leq G - 1$, como el vector de estados de dimensión (2×1) de cada filtro pasabanda, se puede expresar la estructura de banco de filtros para la implementación de la [BEM](#) recursiva como

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_i(m+1) &= \mathbf{A}_i \mathbf{x}_i(m) + \mathbf{b}_i \bar{H}(m) \\ \hat{H}_{i(F)}(m) &= \mathbf{c}_i \mathbf{x}_i(m) + d_i \bar{H}(m) \\ \hat{H}_{(F)}(m) &= \sum_{i=0}^{G-1} \hat{H}_{i(F)}(m), \end{aligned} \quad (5.16)$$

en donde se tiene que para $i = 0$

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_0 &= \begin{bmatrix} 0 & s_{20} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} & \mathbf{b}_0 &= \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{c}_0 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 - s_{20} \end{bmatrix} & d_0 &= 0,5(1 - s_{20}), \end{aligned}$$

y para $1 \leq i \leq G - 1$, definiendo $c_{ji} = \sqrt{1 - s_{ji}^2}$,

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_i &= \begin{bmatrix} -s_{1i} & -s_{2i}c_{1i} \\ c_{1i} & -s_{2i}s_{1i} \end{bmatrix} & \mathbf{b}_i &= \begin{bmatrix} c_{2i}c_{1i} \\ c_{2i}s_{1i} \end{bmatrix} \\ \mathbf{c}_i &= \begin{bmatrix} 0 & -c_{2i} \end{bmatrix} & d_i &= 1 - s_{2i}. \end{aligned}$$

Considerando la ecuación (3.12) se tiene que la señal de entrada al banco de filtros no es $H(m)$ sino que una versión ecualizada de la misma dada por $\bar{H}(m) = r(m)/\hat{s}(m) = H(m) + w(m)/\hat{s}(m)$, donde $\hat{s}(m)$ puede ser un símbolo piloto conocido o una estimación del símbolo transmitido basada en una estimación previa del canal. Entonces, como se asume que $w(m)$ es [AWGN](#), el algoritmo óptimo para la estimación de $H(m)$ es un conjunto de G filtros de Kalman escalares para el banco de filtros de (5.16).

Para obtener el estimador, la ganancia del filtro de Kalman para cada filtro pasabanda de banda angosta de (5.16). está dada por la solución de la siguiente ecuación de Ricatti

$$\mathbf{P}_i = \mathbf{A}_i \left(\mathbf{P}_i - \mathbf{P}_i \mathbf{c}_i^T (\mathbf{c}_i \mathbf{P}_i \mathbf{c}_i^T + d_i^2 \sigma_h^2)^{-1} \mathbf{c}_i \mathbf{P}_i \right) \mathbf{A}_i^T + \mathbf{b}_i \sigma_h^2 \mathbf{b}_i^T, \quad (5.17)$$

que permite obtener la ganancia de Kalman de estado estacionario para el filtro i como

$$\mathbf{k}_i = \mathbf{P}_i \mathbf{c}_i^T (\mathbf{c}_i \mathbf{P}_i \mathbf{c}_i^T + d_i^2 \sigma_h^2)^{-1}. \quad (5.18)$$

Más importante, y diferente de las formulaciones de Kalman presentadas en [10, 56], las matrices de (5.16) que describen el banco de filtros son invariantes en el tiempo dado que la BEM es mantenida fija durante toda la transmisión. Entonces, la formulación de Kalman tendrá una solución de estado estacionario evitándose la mayor parte de la complejidad de la implementación del filtro de Kalman debido a que las ganancias estacionarias $\mathbf{k}_i$ pueden ser calculadas fuera de línea. Más aún, en vista del Teorema 6.3 de [77, Cap.6], la estimación de estado estacionario y la estimación óptima convergen exponencialmente. El filtro de Kalman límite resultante está dado por

$$\begin{aligned} e(m) &= r(m) - \hat{s}(m)\hat{H}_{(K)}(m-1) \\ \mathbf{x}_i(m) &= \mathbf{A}_i\mathbf{x}_i(m-1) + \mathbf{k}_i\hat{s}^*(m)e(m) \\ \hat{H}_{i(K)}(m) &= \mathbf{c}_i\mathbf{x}_i(m) \\ \hat{H}_{(K)}(m) &= \sum_{i=0}^{G-1} \hat{H}_{i(K)}(m). \end{aligned} \quad (5.19)$$

El diagrama en bloques correspondiente a la estructura de estimación propuesta se muestra en la Figura 5.5.

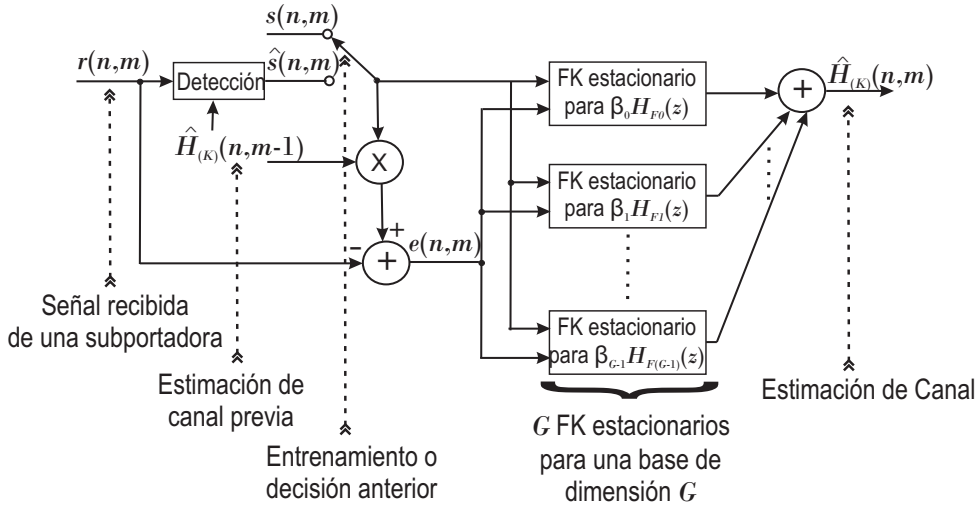


Figura 5.5: Diagrama en bloques correspondiente a la estructura de estimación de canal propuesta, para cada coeficiente del canal.

5.3.2. Extensión para canales selectivos en frecuencia

Resta todavía extender la técnica de estimación desarrollada para canales selectivos en frecuencia. De acuerdo al Teorema 1 de [43], una estimación de $\text{diag}(\mathcal{H})$ de (3.11) para cada bloque OFDM puede ser obtenida utilizando $P_f \geq L$ subportadoras piloto que están equiespaciadas dentro del bloque. Se puede entonces diseñar un estimador de canales selectivos usando el estimador

para canales planos propuesto en cada una de estas P_f subportadoras piloto. Los coeficientes del canal para todas las subportadoras pueden luego ser obtenidos utilizando interpolación **DFT** en frecuencia.

Una alternativa para este último paso, que es la que se utiliza aquí, es la de utilizar interpolación con **DCT** truncada como en [28] (ver también [60, 66, 67]). Esta alternativa brinda mejor desempeño que la interpolación con **DFT** y un costo computacional más bajo dado que la matriz de **DCT** puede truncarse a G_f filas de manera similar a (5.1), con $G_f \ll N$.

5.3.3. Desempeño para canales planos en frecuencia

A continuación se presentan algunos ejemplos numéricos que permiten evaluar el desempeño del estimador de canal propuesto, al cual se hace referencia como estimador **R-DCT BEM** en las figuras que se presentan. El desempeño se evalúa en términos de **MSE** y de tasa de error de bit (**BER**) para diferentes tipos de Doppler y porcentajes de pilotos.

Como primera evaluación de la técnica propuesta, en la Figura 5.6 se presenta el **MSE** que se obtiene para el caso en que no hay ruido aditivo, el estimador **R-DCT BEM** está diseñado para un $\nu'_{dm} = 0,0033$ fijo, y el máximo corrimiento Doppler normalizado ν_{dm} del canal varía desde 0,001 hasta 0,008. El objetivo en este caso es mostrar que la aproximación de la base de **DCT** con el banco de filtros propuesta para el modelado de la dinámica del canal permite la operación recursiva del estimador. La curva correspondiente a la **DCT** convencional se incluye como referencia y muestra que la estructura de banco de filtros aproxima bien la base de **DCT** y que las variaciones del vector de coeficientes γ de (5.1) son lo suficientemente lentas para permitir una operación recursiva símbolo por símbolo en modo continuo. Este gráfico se obtuvo para un canal con un espectro Doppler de tipo Jakes. Los parámetros para la realización del banco de filtros propuesto son $M_v = 256$, de manera que $s_{1i} = -\cos\left(\frac{\pi i}{M_v}\right)$. El valor de G se determinó a partir del máximo corrimiento Doppler normalizado ν_{dm} de acuerdo a (5.3), resultando $G = 5$. Para que la realización sea práctica, se utiliza una versión simplificada del banco de filtros. Esto es, $\beta_i = 1$ (sin optimizar) y s_{2i} , $0 \leq i \leq G - 1$ igual para todos los filtros.

Comparación con técnicas alternativas

En este caso se simula el comportamiento del estimador para canales con dos modelos diferentes para el espectro Doppler. Uno es el modelo clásico de Doppler de Jakes [7], el cual es ampliamente utilizado en la literatura, y el otro es un espectro de tipo pasabanda de banda angosta del tipo de los descritos en [35]. En estos casos, la variación temporal del canal se

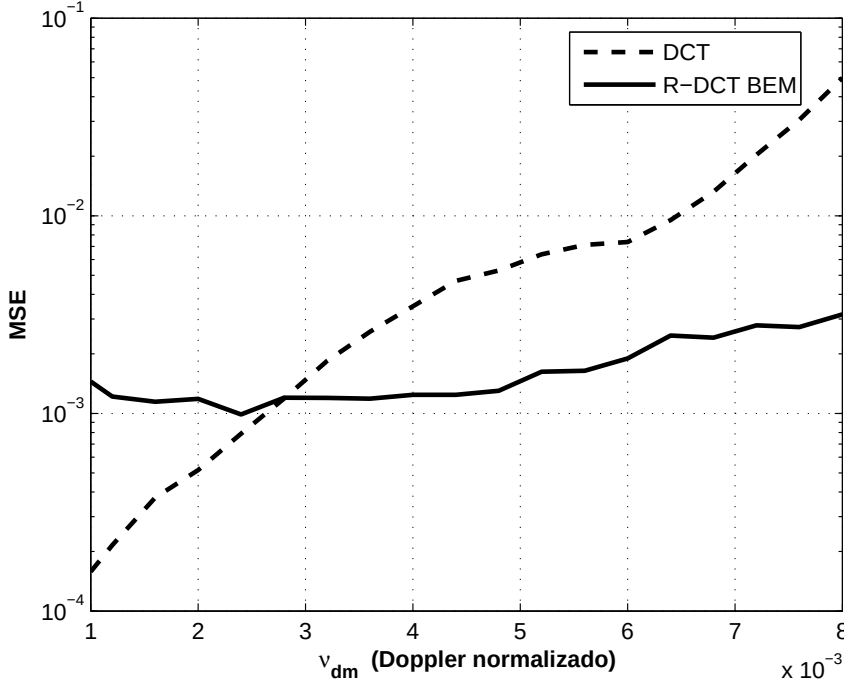


Figura 5.6: Desempeño en términos de MSE del estimador de canal para diferentes valores de corrimiento Doppler normalizado ν_{dm} cuando el estimador está diseñado para $\nu'_{dm} = 0,0033$ ($f'_{dm} = 160Hz$).

generó por medio del filtrado de ruido blanco Gaussiano complejo con los espectros Doppler propuestos para asegurar que el desvanecimiento sea realista.

Se considera para estas simulaciones los siguientes parámetros de sistema. El sistema opera a una frecuencia de portadora de $f_C = 2GHz$ con una tasa de símbolos de $1/T_S = 48,6 \cdot 10^3$ simb/seg. El ancho de banda de Doppler considerado es de $B_D = 160Hz$ el cual resulta en un Doppler máximo normalizado de $\nu_{dm} = 0,0033$. El largo de trama es de $M = 256$ símbolos y se fija $M_v = M$. La dimensión de la expansión en bases resulta $G = 5$ y la cantidad de pilotos se varia desde un 1% (tres pilotos por trama) hasta 2% (cinco pilotos por trama). En todos los casos se asume que el máximo corrimiento Doppler ν_{dm} es conocido. El coeficiente $\sin \theta_2$ definido en (5.9), se fija en 0,99 para todos los filtros, valor que resulta en una selectividad suficiente de los filtros pasabanda.

Las figuras siguientes comparan el desempeño del estimador R-DCT BEM con otros métodos de estimación de canal disponibles en la literatura que tienen una carga computacional comparable a la de la alternativa propuesta. Específicamente se compara con los estimadores propuestos en [10] y [15] a los cuales se los llama en adelante ARMA-2 y DPSS BEM respectivamente. El estimador propuesto en [10] es un ejemplo típico de estimadores recursivos ARMA basados en aproximación del modelo de Doppler de Jakes para lograr una carga computacional baja,

presentados en la sección 4.1.3 del capítulo 4. El estimador de BEM de [15], por otro lado, sirve de ejemplo de un estimador BEM convencional como los presentados en la sección 4.2.1 del capítulo 4 basado en una familia de funciones base sofisticadas que describen adecuadamente la dinámica temporal del canal. Una primera comparación se centra en un canal con un espectro Doppler tipo Jakes.

La Figura 5.7 muestra los resultados de desempeño en términos de MSE para este modelo de Doppler. El desempeño del estimador DPSS no se incluye en las curvas de 1 % de entrenamiento porque este estimador requiere un mínimo de 2 % de símbolos de entrenamiento. Esto se debe a que, como es orientado a operación por bloques, el número de pilotos debe ser al menos igual a G para una estimación de cuadrados mínimos (LS) del vector de coeficientes de la representación. Este no es el caso para los estimadores recursivos ARMA-2 y R-DCT BEM. Como puede observarse, para un canal con Doppler tipo Jakes el desempeño de los tres estimadores es muy cercano, siendo el del estimador ARMA-2 levemente inferior en la región de relación señal a ruido alta por el piso de error típico de este tipo de estimadores debido a desajustes entre el modelo teórico del Doppler y las realizaciones particulares del canal. Vale la pena notar también que el comportamiento del estimador R-DCT BEM propuesto es el mismo para los dos porcentajes de pilotos ensayados y que su desempeño en la región de alta SNR es muy cercano al del estimador DPSS, cuyas funciones base son más sofisticadas que las de la DCT utilizada en el esquema propuesto. Este comportamiento es esperable a partir de la característica de compactación mostrada en la Figura 5.1 para estas dos expansiones en funciones base.

Las Figuras 5.8 y 5.9 muestran los resultados de MSE y BER, esta vez para un canal con un Doppler pasabanda angosto centrado en $\nu'_{dm} = 0,0025$ (120Hz), diferente del Doppler de diseño $\nu_{dm} = 0,0033$ utilizado en los estimadores. Esta diferencia entre ν_{dm} y ν'_{dm} ilustra el comportamiento robusto del estimador propuesto ante desajustes en el espectro Doppler, de la misma manera que se observa en la Figura 5.6. Los resultados de estas figuras muestran la principal diferencia entre la estrategia de modelado del estimador propuesto y el estimador DPSS BEM, comparadas con la estrategia de modelado del estimador ARMA-2. Este último está diseñado para ajustar un espectro Doppler tipo Jakes, por lo que es esperable que su desempeño se degrade cuando el Doppler difiere de ese modelo como en este caso. En cuanto al estimador DPSS BEM, la base asociada al mismo es óptima para la representación de espectros de tipo pasabajo ideal. El espectro Doppler utilizado en esta simulación difiere bastante de ese caso y esto determina que el estimador DPSS BEM no pueda describirlo de manera adecuada mientras que el esquema propuesto, basado en una base mas general, lo describe de manera adecuada.

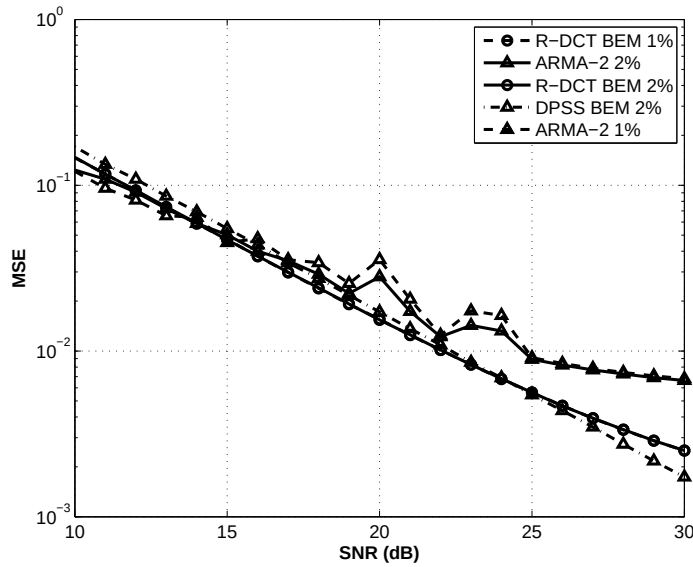


Figura 5.7: Desempeño en términos de MSE de los estimadores R -DCT BEM, ARMA-2 y DPSS BEM para un canal con un máximo corrimiento Doppler normalizado de $\nu_{dm} = 0,0033$ y un espectro Doppler tipo Jakes.

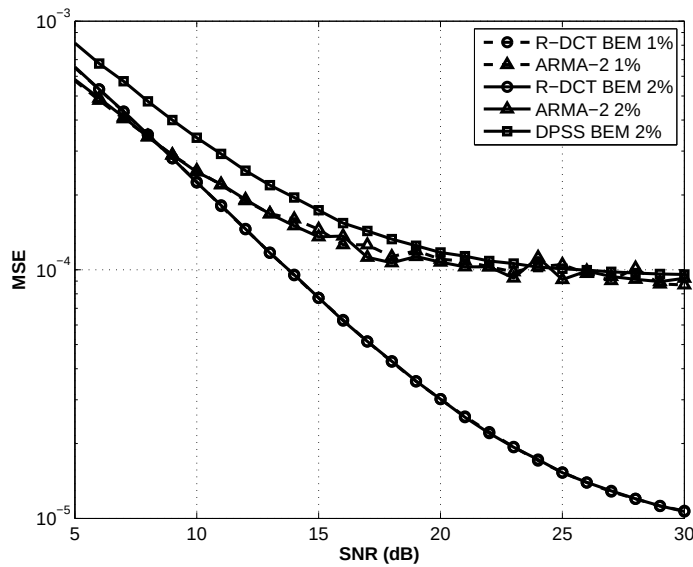


Figura 5.8: Desempeño en términos de MSE cuando los estimadores R -DCT BEM, ARMA-2 y DPSS BEM están ajustados para un corrimiento Doppler máximo de $\nu'_{dm} = 0,0033$ y el Doppler del canal tiene un espectro pasabanda centrado en $\nu_{dm} = 0,0025$.

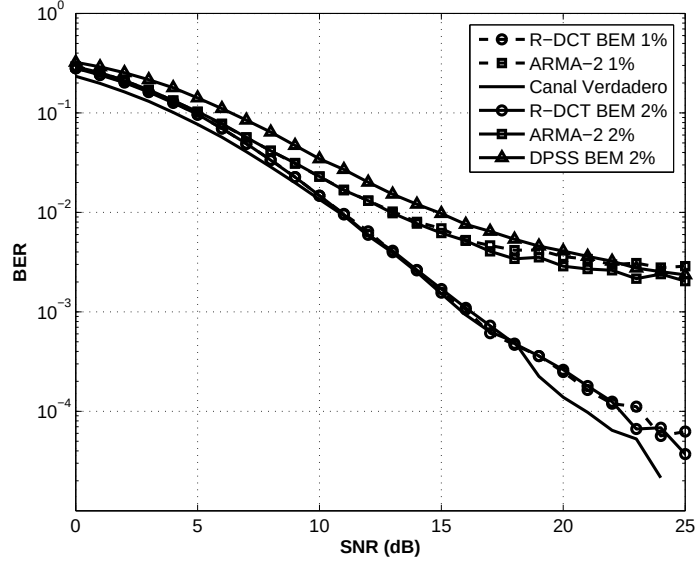


Figura 5.9: Desempeño en términos de BER cuando los estimadores R-DCT BEM, ARMA-2 y DPSS BEM están ajustados para un corrimiento Doppler máximo de $\nu'_{dm} = 0,0033$ y el Doppler del canal tiene un espectro pasabanda centrado en $\nu_{dm} = 0,0025$.

Resultados para canales experimentales

En este caso se evalúa y compara el comportamiento del estimador R-DCT BEM, junto con los estimadores ARMA-2 y DPSS BEM para canales reales obtenidos de mediciones en un ambiente suburbano. Se utilizan en este caso 8 bloques de información de canal medidos. Estos bloques de datos de canal se obtuvieron en un ambiente suburbano en Helsinki, Finlandia. Corresponden a un canal plano en frecuencia, para una frecuencia de la portadora de 5GHz y un corrimiento Doppler máximo de 147Hz. La Figura 5.10 muestra los perfiles de Doppler correspondientes a estos bloques de datos y las Figuras 5.11 a la 5.15 muestran el desempeño de los tres estimadores comparados para algunos de estos bloques de datos experimentales, para una cantidad de símbolos piloto del 2%. Como puede observarse, el desempeño del estimador propuesto es similar en todos los casos más allá de las diferencias en el espectro Doppler de los diferentes bloques de datos, lo que valida la característica de robustez frente a la forma del espectro Doppler del canal del diseño propuesto. Finalmente la Figura 5.16 resume los resultados de error de estimación para el estimador R-DCT BEM propuesto para los diferentes tipos de perfiles de Doppler ensayados, mostrando como referencia el desempeño para los modelos de Doppler ensayados en la subsección anterior. Como puede observarse, para todos los bloques de datos experimentales el desempeño del estimador R-DCT BEM se encuentra entre estos dos modelos de Doppler de referencia.

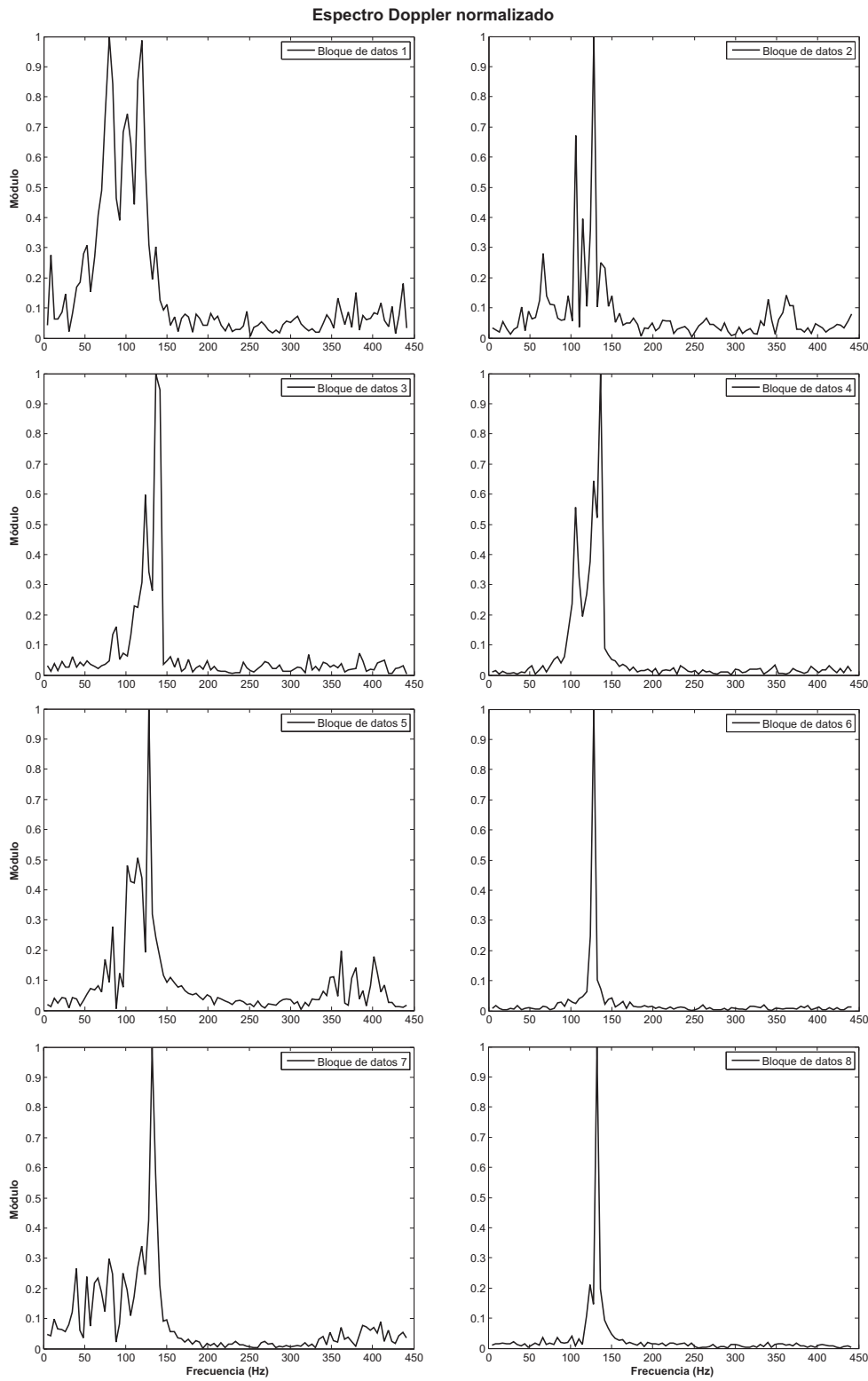


Figura 5.10: Perfiles de Doppler de un canal plano en frecuencia suburbano, medido en una frecuencia de portadora de 5GHz y un corrimiento Doppler máximo de 147Hz.

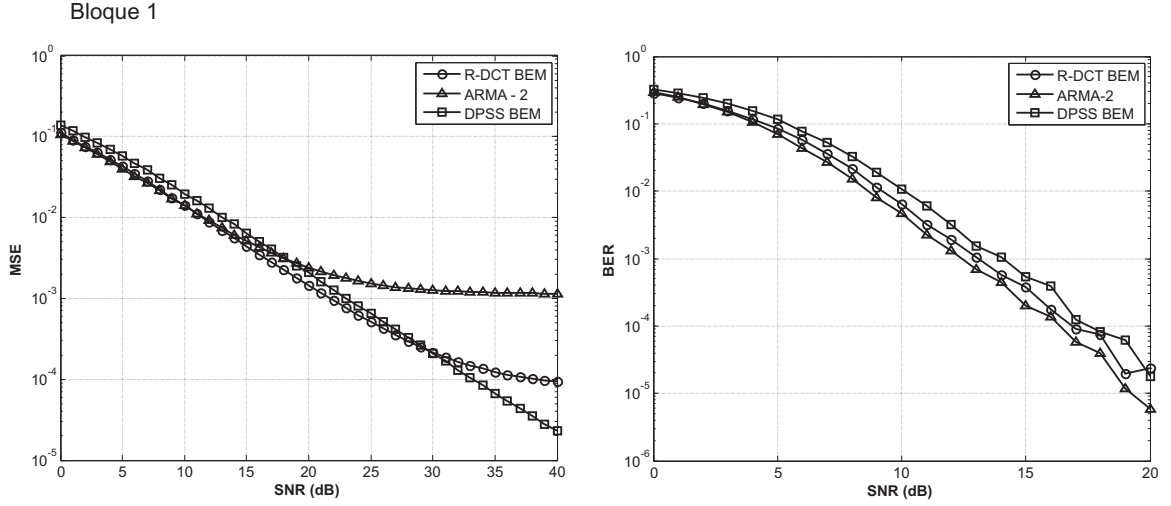


Figura 5.11: Resultados de comparación de desempeño en términos de [MSE](#) y [BER](#) del estimador de canal [R-DCT BEM](#) para el perfil de Doppler correspondiente al bloque de datos 1 del canal experimental plano en frecuencia.

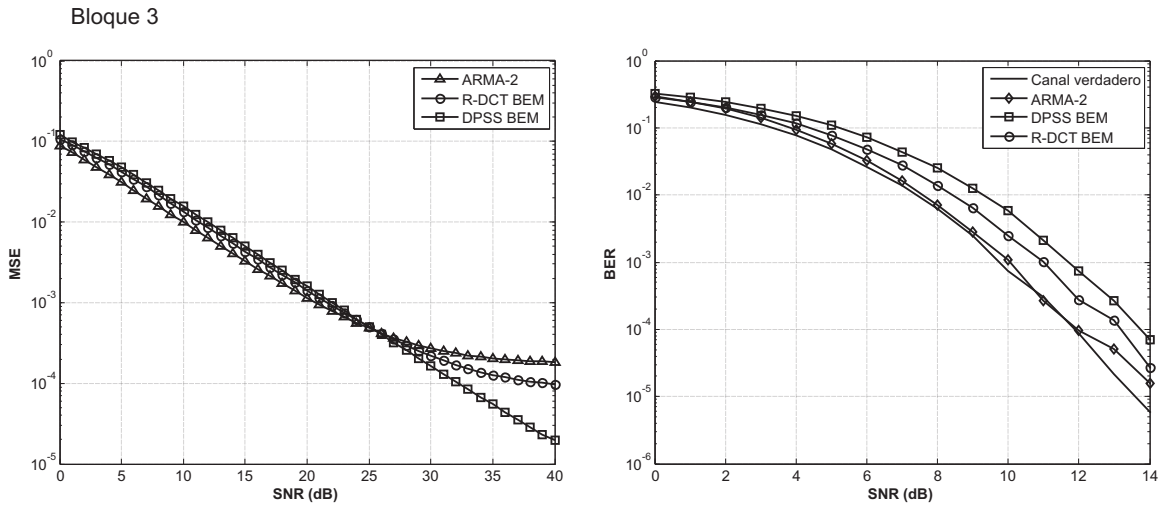


Figura 5.12: Resultados de comparación de desempeño en términos de [MSE](#) y [BER](#) del estimador de canal [R-DCT BEM](#) para el perfil de Doppler correspondiente al bloque de datos 3 del canal experimental plano en frecuencia.

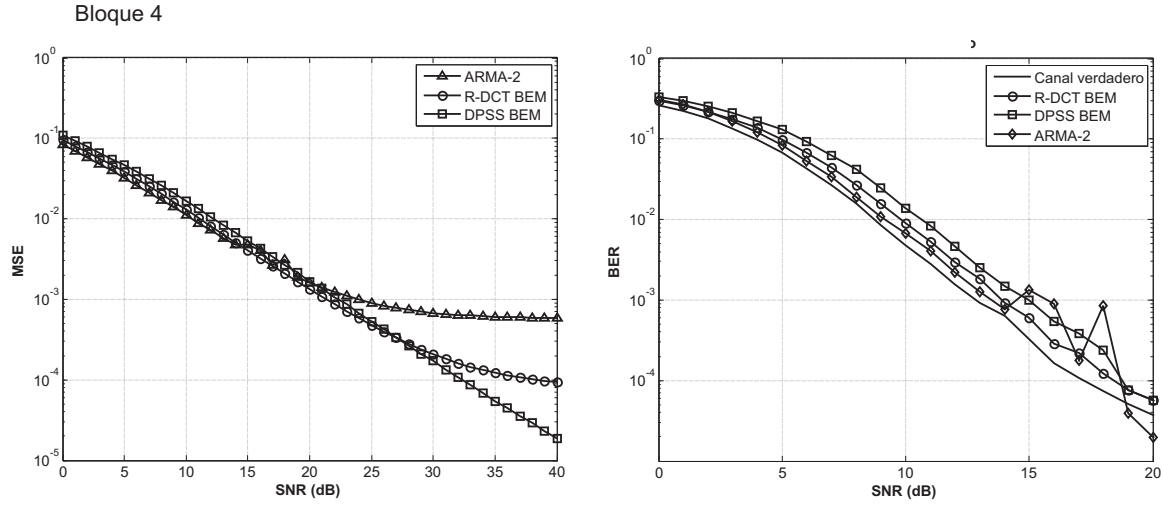


Figura 5.13: Resultados de comparación de desempeño en términos de MSE y BER del estimador de canal R-DCT BEM para el perfil de Doppler correspondiente al bloque de datos 4 del canal experimental plano en frecuencia.

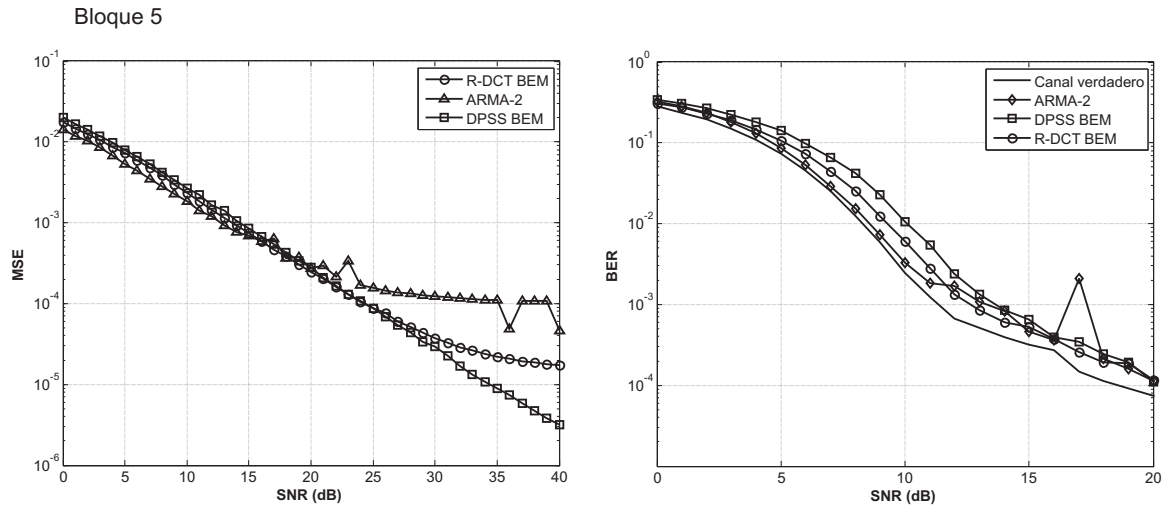


Figura 5.14: Resultados de comparación de desempeño en términos de MSE y BER del estimador de canal R-DCT BEM para el perfil de Doppler correspondiente al bloque de datos 5 del canal experimental plano en frecuencia.

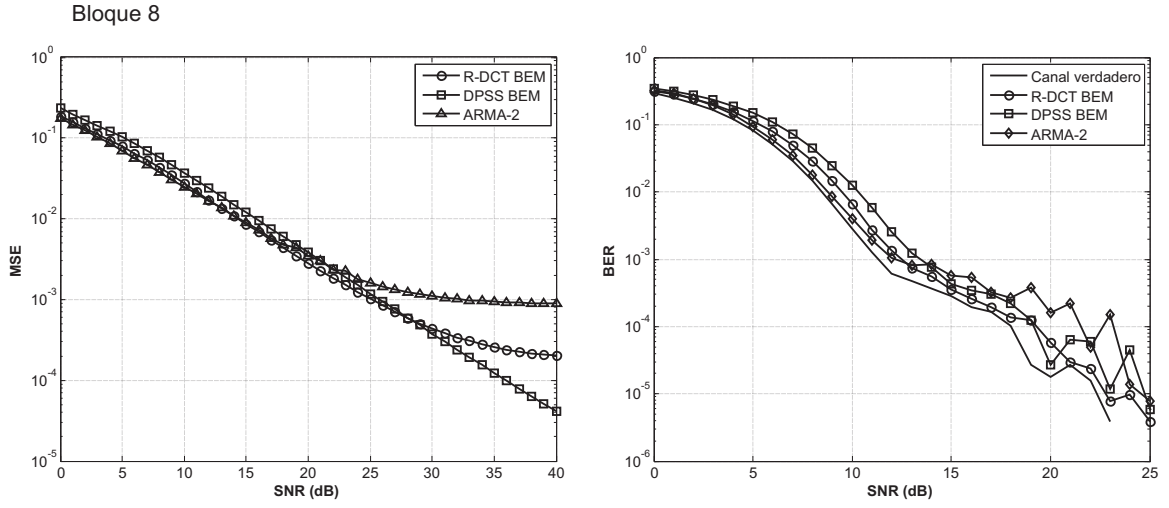


Figura 5.15: Resultados de comparación de desempeño en términos de [MSE](#) y [BER](#) del estimador de canal [R-DCT BEM](#) para el perfil de Doppler correspondiente al bloque de datos 8 del canal experimental plano en frecuencia.

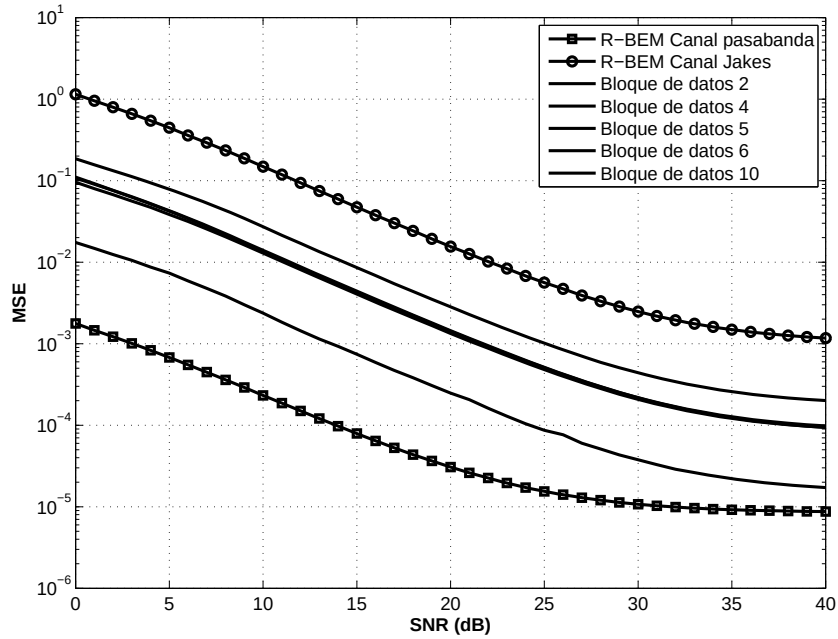


Figura 5.16: Desempeño en términos de [MSE](#) del estimador de canal [R-DCT BEM](#) para diferentes perfiles de espectro Doppler de un canal plano en frecuencia y un 2% de símbolos piloto.

5.3.4. Desempeño para canales selectivos en frecuencia

En esta sección se considera el comportamiento de la extensión para canales selectivos en frecuencia del estimador **R-DCT BEM** de la sección 5.3.1. Los parámetros de operación en este caso corresponden a un sistema que opera en una frecuencia de portadora de $f_C = 2,4\text{GHz}$. Se consideran una antena de transmisión y dos antenas de recepción independientes, para disminuir la cantidad de desvanecimientos profundos. El sistema **OFDM** tiene un ancho de banda de 10MHz y una separación interportadora de 15KHz . El largo del prefijo cíclico es de 47 muestras, lo que equivale al 6.65 % de la duración de bloque. Las tramas de datos tienen una duración de 10ms y están formadas por 10 subtramas cada una de las cuales está dividida a su vez en dos ranuras de tiempo de 7 bloques **OFDM** cada una. Esto implica que cada trama de datos contiene $M = 140$ bloques **OFDM**. Se utilizan además dos esquemas de pilotos diferentes basados en uno de los esquemas propuestos para el estándar de **3GPP** [1]. Las Figuras 5.17 y 5.18 muestran los dos patrones de pilotos utilizados, mostrados para una extensión temporal de una subtrama (1ms). La Figura 5.17 muestra el esquema considerado en [1] y la Figura 5.18 presenta un esquema alternativo que permite evaluar el desempeño del estimador propuesto con una cantidad significativamente menor de símbolos piloto. Para el esquema de pilotos de la Figura 5.17 la cantidad de pilotos equivale a un 4.76 % de los símbolos transmitidos, mientras que el de la Figura 5.18 resulta en un 1.19 % de pilotos.

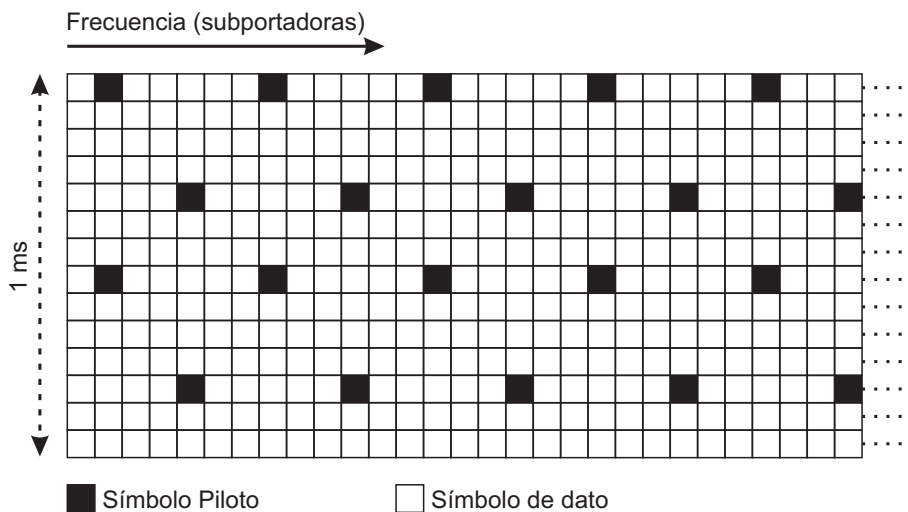


Figura 5.17: Distribución de pilotos utilizada para el caso de un canal selectivo en frecuencia correspondiente a un 4.76 % de símbolos piloto, ilustrado para una subtrama del sistema **OFDM**.

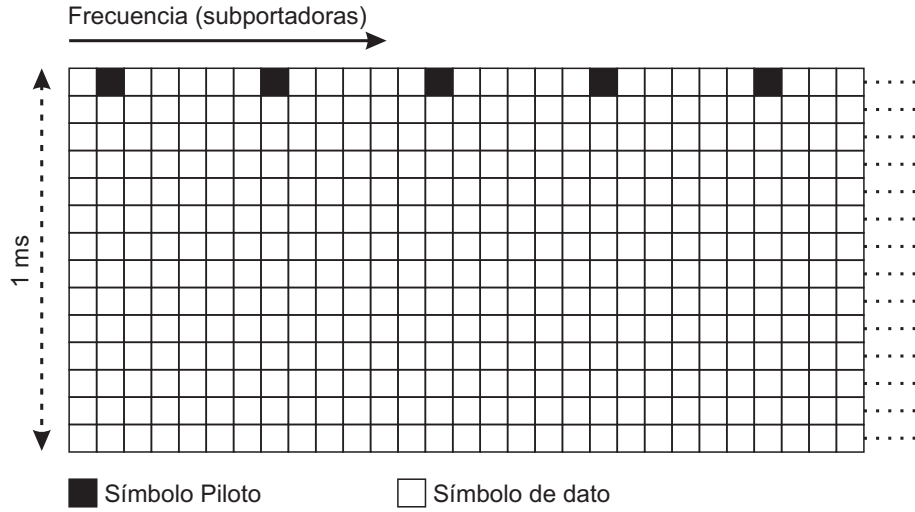


Figura 5.18: Distribución de pilotos utilizada para el caso de un canal selectivo en frecuencia correspondiente a un 1.19% de símbolos piloto, ilustrado para una subtrama del sistema OFDM.

Para obtener resultados realistas en un ambiente selectivo en frecuencia, el canal utilizado en estas simulaciones es una canal estándar que sigue las especificaciones ITU-B1Fixed [78] evaluado para velocidades de desplazamiento de 3, 25 y 50km/h. En todos los casos la variación temporal de los coeficientes del canal sigue el modelo de Doppler de Jakes. Las Figuras 5.19 a la 5.21 muestran la respuesta en frecuencia de los canales utilizados y marcan en cada una sobre el eje temporal de manera aproximada cual es la duración de una trama de datos, de manera de poner en evidencia el incremento de la selectividad en tiempo con la velocidad de desplazamiento del receptor. Los parámetros para la realización del banco de filtros están basados en 1 trama del sistema de manera que $s_{1i} = -\cos\left(\frac{\pi i}{M_v}\right)$, $M_v = M$. Para todos los casos la cantidad de funciones base utilizadas en la estimación temporal es $G = 5$ determinado a partir del máximo corrimiento Doppler normalizado ν_{dm} de acuerdo a (5.3), y la cantidad de funciones base utilizadas en la interpolación en frecuencia es $G_f = 47$. Se utiliza la implementación práctica simplificada del banco de filtros con $\beta_i = 1$ y s_{2i} , $0 \leq i \leq G - 1$ igual para todos los filtros.

La Figura 5.22 muestra el desempeño de este sistema en términos de MSE. Como puede observarse el estimador propuesto no presenta piso de error para ninguna de las velocidades de móvil consideradas. También puede observarse nuevamente que las curvas correspondientes al estimador R-DCT BEM son muy cercanas para los dos esquemas de pilotos ensayados, indicando que la cantidad de pilotos requerida por este estimador es mínima. Finalmente, la Figura 5.23 muestra el desempeño del estimador propuesto en términos de BER en donde puede apreciarse que para ningún caso se observa un piso de error en las curvas.

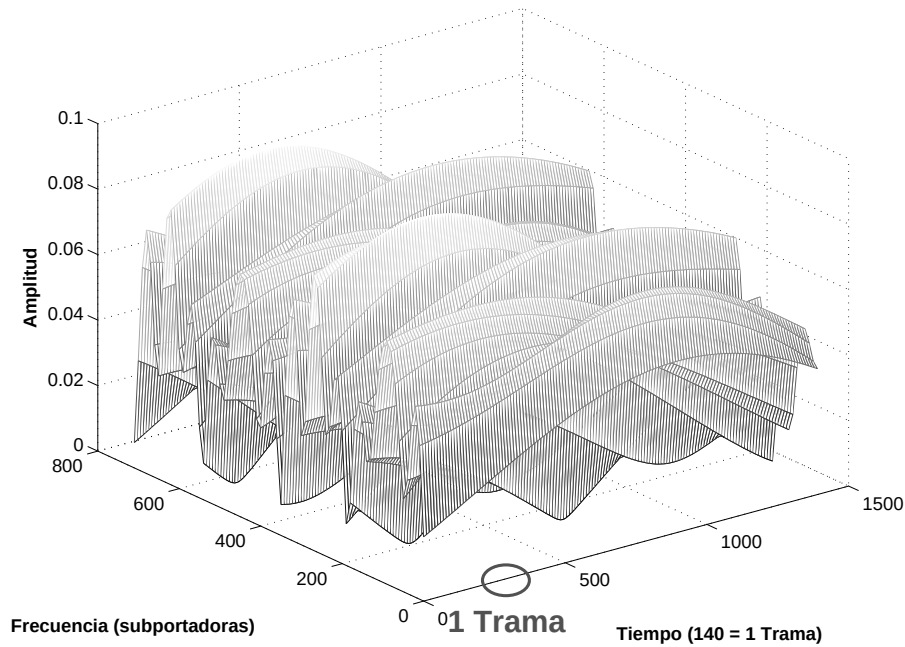


Figura 5.19: Respuesta, en tiempo y frecuencia, del canal utilizado para evaluar el desempeño del estimador [R-DCT BEM](#) con una velocidad de desplazamiento del receptor de 3km/h.

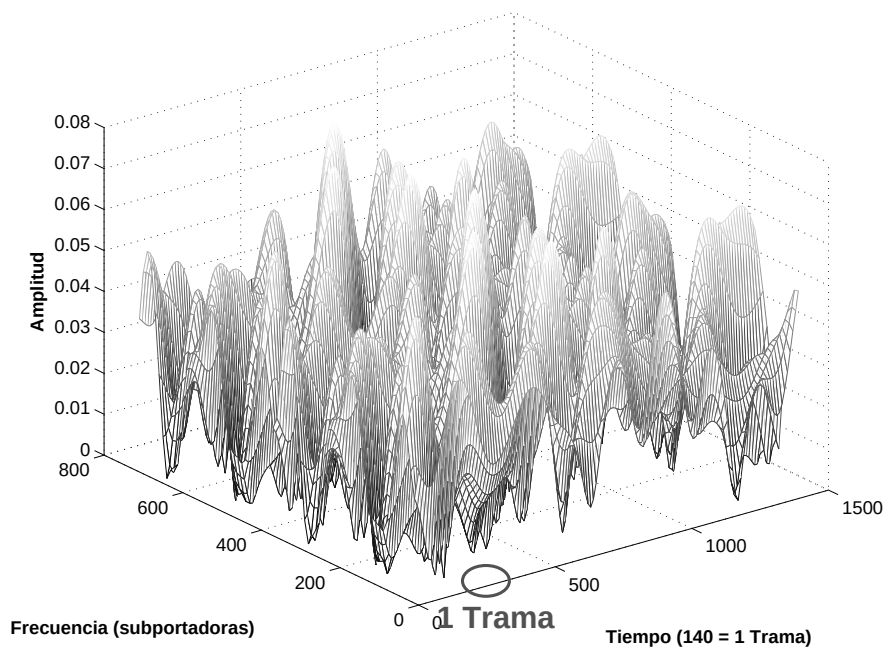


Figura 5.20: Respuesta, en tiempo y frecuencia, del canal utilizado para evaluar el desempeño del estimador [R-DCT BEM](#) con una velocidad de desplazamiento del receptor de 25km/h.

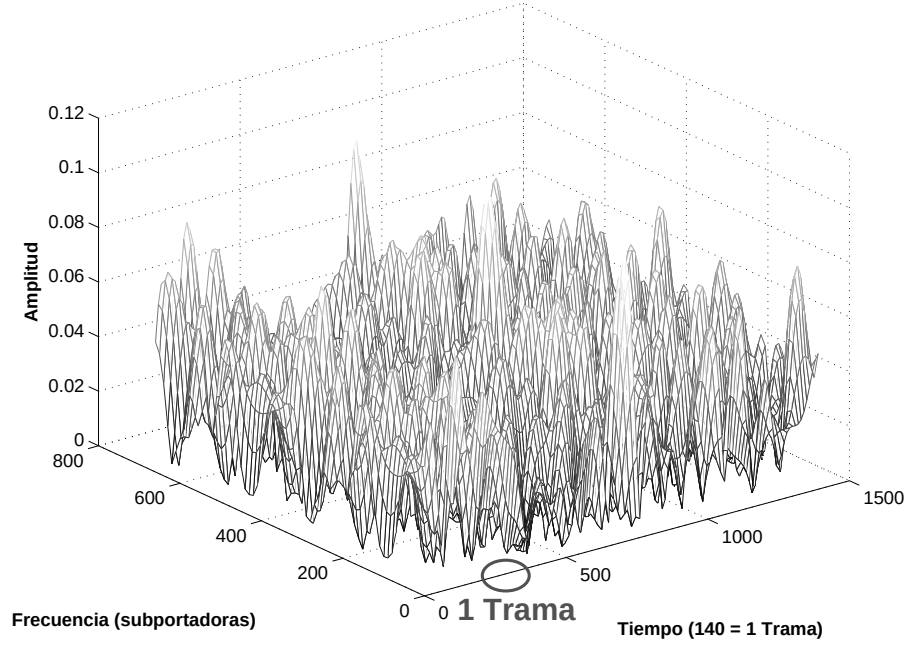


Figura 5.21: Respuesta, en tiempo y frecuencia, del canal utilizado para evaluar el desempeño del estimador **R-DCT BEM** con una velocidad de desplazamiento del receptor de 50km/h.

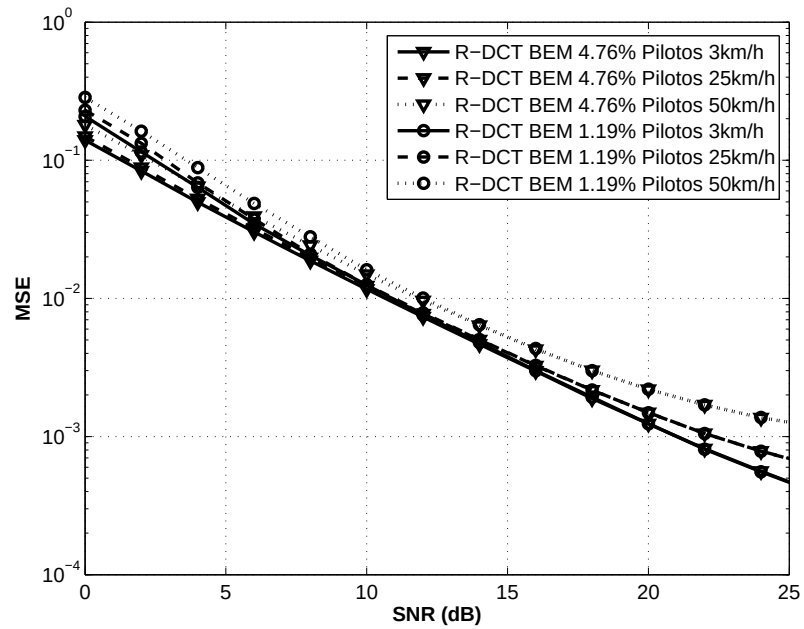


Figura 5.22: Desempeño en términos de **MSE** para el estimador **R-DCT BEM** sobre un canal selectivo en frecuencia. Se muestran resultados para diferentes porcentajes de símbolos piloto y distintas velocidades de desplazamiento del receptor.

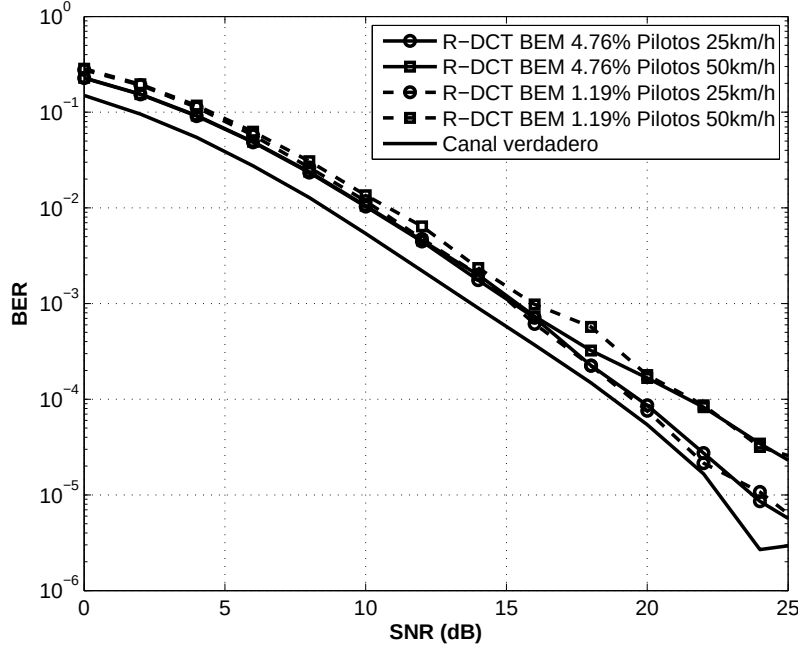


Figura 5.23: Desempeño en términos de BER para el estimador R-DCT BEM sobre un canal selectivo en frecuencia. Se muestran resultados para diferentes porcentajes de símbolos piloto y distintas velocidades de desplazamiento del receptor.

5.4. Predictor de canal de baja complejidad robusto frente al Doppler

La estructura presentada en la sección 5.3, dada por (5.19), es útil para obtener un predictor de rango amplio (LRP) basado en un modelo ARMA [17, 62]. Con ese propósito, y considerando que el vector de estimación de canal está altamente sobremuestreado, las muestras del canal $\hat{H}_{(K)}(m)$ decimadas en un factor T son ingresadas a una versión apropiadamente escalada del banco de filtros de (5.16). Dado que las frecuencias relativas de la entrada decimada son T veces mas altas, es necesario un escalamiento en frecuencia del banco de filtros para compensar la decimación.

El factor T se elige de manera que las estimaciones decimadas del canal resulten ligeramente sobremuestreadas. El horizonte de predicción resultante es $T \times \mathcal{L}$, donde $\mathcal{L}$ es el factor de extrapolación en tiempo del predictor de filtro de Kalman. Como resultado, el predictor de filtro de Kalman límite está dado por

$$\begin{aligned}
 e^p(m + \ell) &= \hat{H}_{(K)}(m + \ell - T) - \hat{H}^p(m + \ell - T) \\
 \mathbf{x}_{i\ell}^p(m + \ell) &= (\mathbf{A}_i^p)^{\mathcal{L}} \mathbf{x}_{i\ell}^p(m + \ell - T\mathcal{L}) + \mathbf{k}_i^p e^p(m + \ell) \\
 \hat{H}_i^p(m + \ell) &= \mathbf{c}_i^p \mathbf{x}_{i\ell}^p(m + \ell) \\
 \hat{H}^p(m + \ell + T(\mathcal{L} - 1)) &= \sum_{i=0}^{G-1} \beta_i \hat{H}_i^p(m + \ell),
 \end{aligned} \tag{5.20}$$

donde $\ell = 0, \dots, (T \times \mathcal{L}) - 1$ son las muestras del vector de estados utilizadas en cada iteración, $\mathbf{x}_{i\ell}^p$ es el vector de estados del predictor (análogo a $\mathbf{x}_i$ en (5.19)), $\mathbf{A}_i^p$ y $\mathbf{c}_i^p$ son la matriz de transición y vector de salida de los filtros pasabanda escalados en frecuencia en T , y dados para $i = 0$ por

$$\mathbf{A}_0^p = \begin{bmatrix} 0 & s_{20}^p \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{c}_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 - s_{20}^p \end{bmatrix},$$

y para $1 \leq i \leq G - 1$ por

$$\mathbf{A}_i^p = \begin{bmatrix} -s_{1i}^p & -s_{2i}^p c_{1i}^p \\ c_{1i}^p & -s_{2i}^p s_{1i}^p \end{bmatrix} \quad \mathbf{c}_i^p = \begin{bmatrix} 0 & -c_{2i}^p \end{bmatrix},$$

donde $s_{1i}^p = -\cos(\frac{\pi i T}{M})$ es el parámetro de la estructura lattice que define la frecuencia central escalada del filtro de banda angosta, s_{2i}^p ($0 < s_{2i}^p < 1$) determina la selectividad de los filtros pasabanda, y $c_{ji}^p = \sqrt{1 - s_{ji}^{p2}}$. Finalmente, las ganancias $\mathbf{k}_i^p$ pueden ser obtenidas (fuera de línea) resolviendo

$$\mathbf{P}_i = \mathbf{A}_i^p \left(\mathbf{P}_i - \mathbf{P}_i \mathbf{c}_i^{pT} \left(\mathbf{c}_i^p \mathbf{P}_i \mathbf{c}_i^{pT} + d_i^{p2} \sigma_h^2 \right)^{-1} \mathbf{c}_i^p \mathbf{P}_i \right) \mathbf{A}_i^{pT} + \mathbf{b}_i^p \sigma_h^2 \mathbf{b}_i^{pT}, \tag{5.21}$$

que permite obtener la ganancia de Kalman de estado estacionario para el filtro i dada por

$$\mathbf{k}_i^p = \mathbf{P}_i \mathbf{c}_i^{pT} \left(\mathbf{c}_i^p \mathbf{P}_i \mathbf{c}_i^{pT} + d_i^{p2} \sigma_h^2 \right)^{-1}. \tag{5.22}$$

Un diagrama en bloques de la estructura de predictor propuesta se muestra en la Figura 5.24.

En predictores de largo alcance convencionales [62] se asume un modelo específico para el espectro Doppler (aproximación AR de Jakes en general), lo cual no se cumple en canales prácticos. Esto se traduce en un piso de error de modelado que reduce el rango de predicción. Este no es el caso para la estructura propuesta debido a la formulación de BEM. El predictor propuesto también puede ser interpretado como una variación de baja complejidad de un predictor de suma

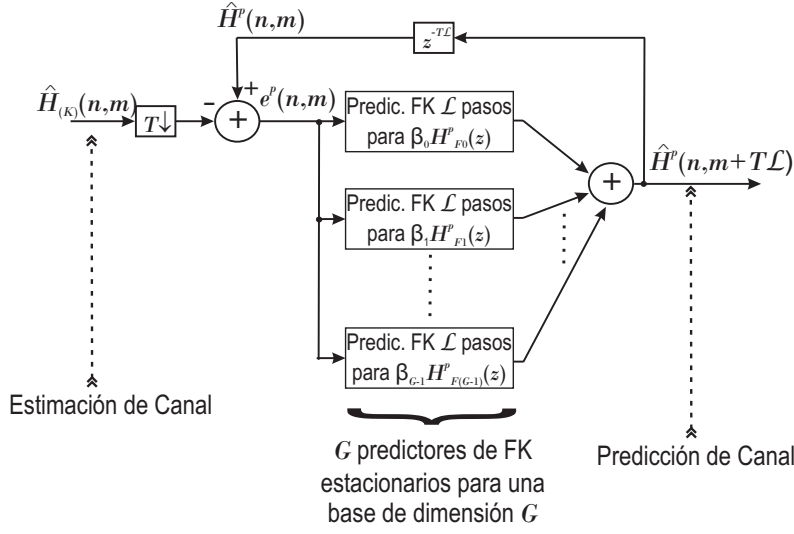


Figura 5.24: Diagrama en bloques correspondiente a la estructura de predicción de canal propuesta, para cada coeficiente del canal.

de sinusoides (SOS) [20] debido a que está basado en la predicción de componentes sinusoidales aproximadas superpuestas. Diferente de los predictores SOS, la BEM propuesta no requiere la estimación de las frecuencias asociadas a las sinusoides individuales. Por lo tanto, la complejidad del predictor de DCT BEM aproximada resulta significativamente menor comparada con la de los predictores SOS.

Resta todavía extender el predictor propuesto para su aplicación en canales selectivos en frecuencia. Análogamente al caso del estimador de canal, una estimación de $\text{diag}(\mathcal{H})$ de (3.11) para cada símbolo OFDM puede ser obtenida utilizando $P_f \geq L$ subportadoras piloto que están equiespaciadas dentro del símbolo. Se puede entonces diseñar un predictor de canales selectivos usando el predictor para canales planos propuesto en cada una de estas P_f subportadoras piloto. Los coeficientes del canal para todas las subportadoras pueden luego ser obtenidos utilizando interpolación DFT en frecuencia.

Una alternativa para este último paso, que es la que se utiliza aquí, es la de utilizar interpolación con DCT truncada como en [28] (ver también [60, 66, 67]). Esta alternativa brinda mejor desempeño que la interpolación con DFT y un costo computacional más bajo dado que la matriz de DCT puede truncarse a G_f filas de manera similar a (5.1).

5.4.1. Desempeño del predictor de canal

En esta sección se presentan algunos ejemplos numéricos que ilustran el desempeño del predictor propuesto (en adelante R-BEM LRP). Los resultados de simulación se presentan utili-

zando el esquema de estimación-predicción mostrado en la Figura 5.25. Los parámetros para la realización del banco de filtros corresponden a los utilizados para el caso del estimador **R-DCT BEM** sobre canales selectivos en frecuencia, fijando además para el predictor $\mathcal{L} = 2$ y el factor de escalamiento T variable para obtener los diferentes horizontes de predicción considerados. Una medida apropiada para evaluar el desempeño del predictor de canal es el error medio cuadrático normalizado (**NMSE**) de predicción definido por

$$\text{NMSE} = \frac{\mathbb{E}\{|H(m) - \hat{H}^p(m)|^2\}}{\mathbb{E}\{|H(m)|^2\}}. \quad (5.23)$$

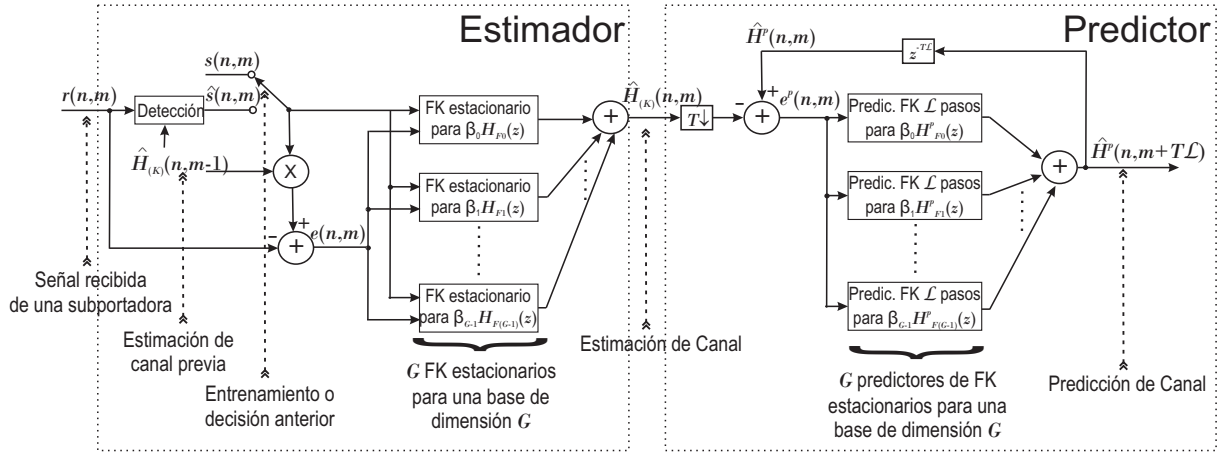


Figura 5.25: Diagrama en bloques del conjunto estimador - predictor de canal para cada coeficiente del canal.

En primer lugar se evalúa el desempeño del predictor sobre uno de los bloques de canal experimental plano en frecuencia y se lo compara con la predicción sobre un canal con Doppler de tipo de Jakes. Para normalizar el rango de predicción con respecto de la velocidad de desplazamiento del móvil, se utiliza la unidad espacial de longitud de onda λ , donde una predicción de τ segundos adelante corresponde a $\lambda = f_{dm}\tau$ longitudes de onda, siendo f_{dm} la máxima frecuencia de corrimiento Doppler [20]. El resultado de este experimento se muestra en la Figura 5.26 para predicción en el caso de un canal plano con los parámetros de sistema dados en la subsección 5.3.3 y para un horizonte de predicción de 1λ . Como se observa, en relación a los canales medidos, el desempeño para el canal con Doppler Jakes sirve como cota de peor caso, de manera similar al comportamiento observado en la Figura 5.16 que muestra el desempeño del estimador para un Doppler Jakes, un Doppler pasabanda y los bloques de datos experimentales.

En cuanto al desempeño del predictor en un sistema **OFDM** con un canal selectivo en frecuencia, las Figuras 5.27, 5.28 y 5.29, muestran el desempeño obtenido por el predictor **R-BEM LRP** para diferentes horizontes de predicción tomando en cuenta los parámetros de sistema in-

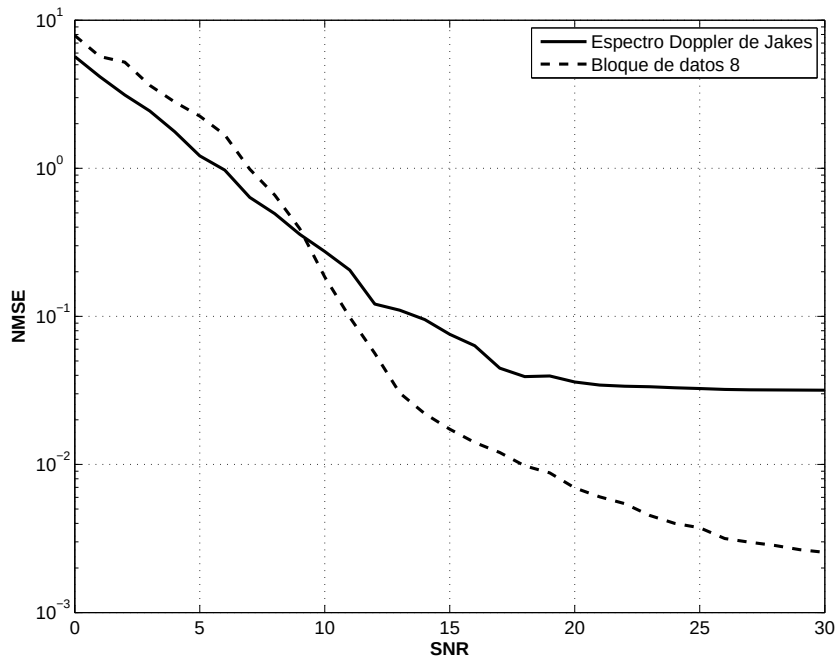


Figura 5.26: Comparación de desempeño en términos de NMSE del predictor de canal R-BEM LRP para un canal plano en frecuencia con espectro Doppler tipo Jakes y uno de los bloques de datos experimentales de canal. Los resultados se muestran para un horizonte de predicción de 1λ .

introducidos en la subsección 5.3.4. En estas figuras se toma como punto de comparación el error que se obtiene cuando en lugar de la utilización de un predictor de canal se utiliza el valor promedio del canal como predicción del mismo. El objetivo fundamental de estas figuras es: por un lado enfatizar la necesidad de predicción para este tipo de canales variantes en el tiempo, y por otro lado ilustrar el efecto del parámetro λ introducido. A medida que el horizonte de predicción se alarga, para una misma relación señal a ruido, el error de predicción se incrementa. Cabe destacar que aún para las velocidades de móvil más altas, el error de predicción se encuentra siempre por debajo del 3% incluso para la predicción de 3 subtramas del sistema.

Se presenta a continuación una última serie de ensayos, en la que el desempeño del predictor R-BEM LRP se compara con otras alternativas disponibles en la literatura de predictores de canal de complejidad reducida. Específicamente se lo compara con un predictor MMSE LRP [17] del tipo de los introducidos en la sección 4.1.2 y con un predictor SOS de descomposición espectral basada en el algoritmo ESPRIT [13], del tipo de los introducidos en la sección 4.2.2.

En [21] se mostró que un predictor MMSE de complejidad reducida basado en el algoritmo RLS puede alcanzar prácticamente el mismo desempeño que el predictor de canal MMSE de [17]. Por lo tanto, la comparación con el MMSE LRP convencional de [17] sirve como cota de

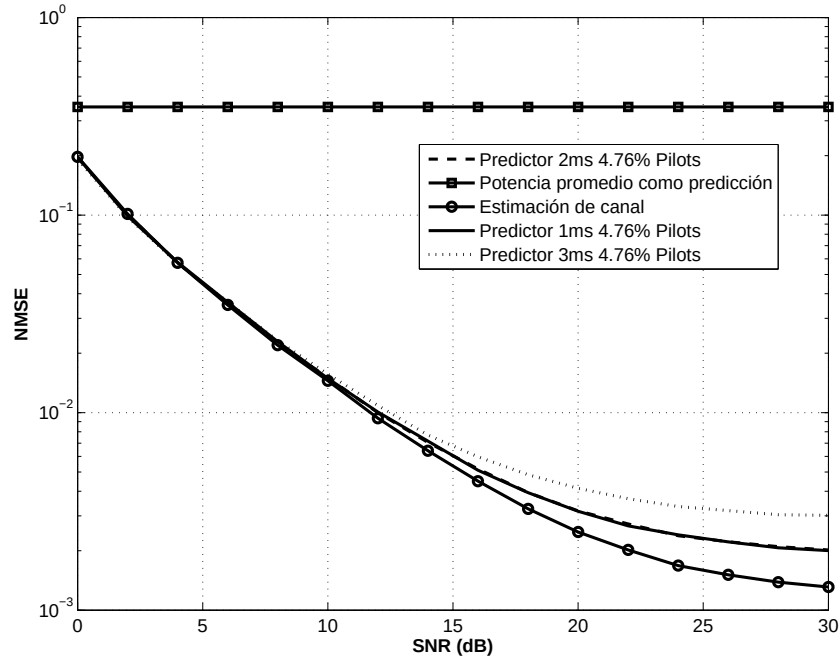


Figura 5.27: Desempeño del predictor de canal [R-BEM LRP](#) en términos de [NMSE](#) para una velocidad de móvil de 3km/h y diferentes horizontes de predicción con un rango de predicción máximo de 3ms.

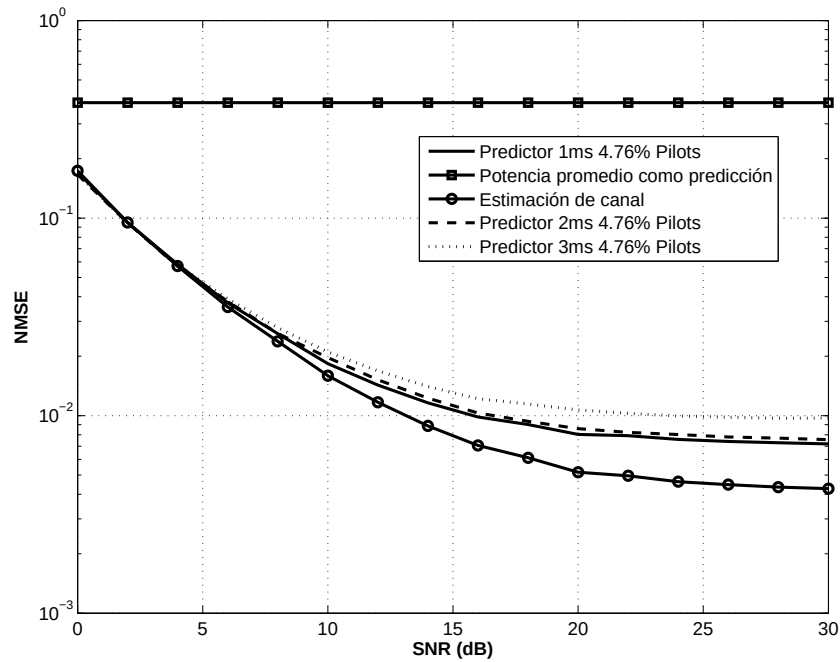


Figura 5.28: Desempeño del predictor de canal [R-BEM LRP](#) en términos de [NMSE](#) para una velocidad de móvil de 25km/h y diferentes horizontes de predicción con un rango de predicción máximo de 3ms.

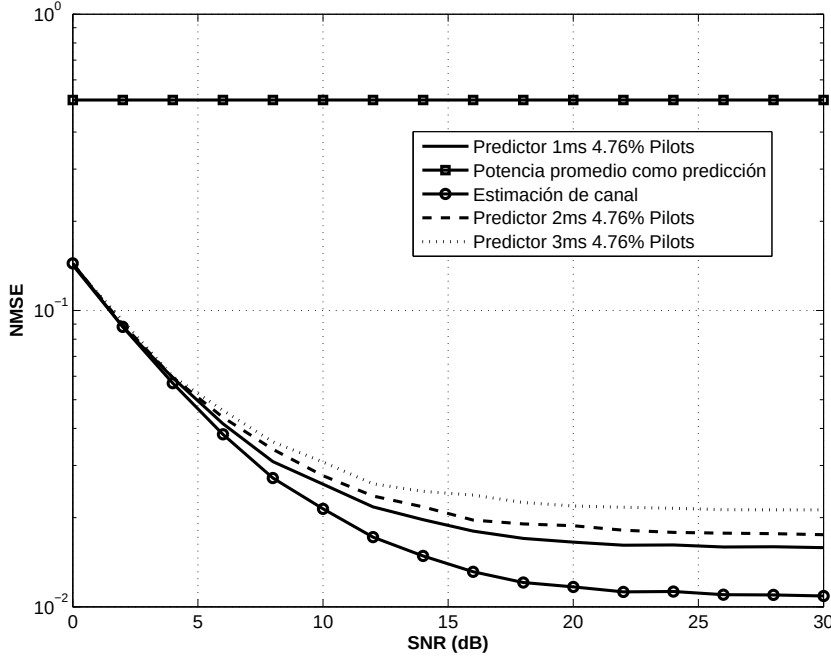


Figura 5.29: Desempeño del predictor de canal R-BEM LRP en términos de NMSE para una velocidad de móvil de 50km/h y diferentes horizontes de predicción con un rango de predicción máximo de 3ms.

mejor desempeño para el predictor de baja complejidad propuesto en [21]. También comparamos el predictor propuesto con el predictor SOS basado en ESPRIT de [13]. En [19], los autores presentan una versión de complejidad reducida de [13] de manera que la comparación con [13] puede también ser utilizada como una cota de mejor desempeño de la versión de complejidad reducida presentada en [19]. Un umbral de -20 dB de NMSE como se propuso en [22] se utiliza para determinar el límite del horizonte de predicción.

Para estas comparaciones se utilizan los siguientes parámetros de simulación. Se considera un sistema OFDM operando en una frecuencia de portadora de $f_C = 2\text{GHz}$ con 10.24 MHz de ancho de banda y una separación interportadora de 20KHz. El número de subportadoras del sistema es $N = 512$ y el largo del prefijo cíclico es de 27 muestras. El largo de trama se fija en $M = 22$ bloques OFDM, equivalente a 2ms. El sistema usa un porcentaje de pilotos correspondientes al 5%, distribuidas uniformemente en tiempo y frecuencia, utilizando $\lceil 2,8L \rceil$ pilotos en frecuencia. Los parámetros para la realización del banco de filtros propuesto están basados en 12 tramas de manera que $s_{1i} = -\cos\left(\frac{\pi i}{M_v}\right)$, $M_v = 12M$. El valor de G se determinó a partir del máximo corrimiento Doppler normalizado ν_{dm} de acuerdo a (5.3) ($G = 6$ para una velocidad de móvil de 30 km/h). Para obtener una realización más práctica, se utiliza una versión simplificada del banco de filtros. Esto es, $\beta_i = 1$ (sin optimizar) y s_{2i} , $0 \leq i \leq G - 1$ igual para todos los filtros.

Para que los resultados sean realistas, se considera un canal de radio siguiendo las especificaciones del modelo estándar ITU-Vehicular A [78], correspondientes a un ambiente de tipo celular urbano. Éste resulta en un canal selectivo en frecuencia de 27 coeficientes para los parámetros de sistema especificados. Cada coeficiente del canal varía en tiempo de acuerdo al modelo de Doppler de Jakes. Todos los resultados de simulación se obtienen promediando sobre 11000 bloques OFDM equivalentes a 55 tramas de datos.

La Figura 5.30 muestra el NMSE como función del rango de predicción utilizado para el predictor propuesto, el predictor MMSE LRP de [17] con una memoria de 10 muestras y el predictor SOS basado en ESPRIT de [13]. El umbral de -20dB también se incluye como referencia. Puede observarse que el horizonte de predicción obtenido con el predictor R-BEM LRP es mejor que el que corresponde al predictor AR (MMSE) y similar al del predictor SOS (ESPRIT). R-BEM LRP alcanza un horizonte de predicción de $0,33\lambda$ para el umbral de -20 dB mientras que el predictor MMSE y el predictor SOS alcanzan 0,25 y $0,32\lambda$ respectivamente, siendo el desempeño del predictor R-BEM mejor que el del predictor MMSE a partir de $0,15\lambda$.

Vale la pena enfatizar también que el predictor R-BEM supera al predictor MMSE tanto en términos de complejidad computacional como de horizonte de predicción mientras que tiene un horizonte de predicción comparable al estimador ESPRIT a un costo computacional mucho menor. Para los parámetros de simulación utilizados y con la Tabla 5.2 (que se discutirá más adelante) que muestra la carga computacional de los tres algoritmos comparados, tenemos que el R-BEM LRP resulta en el orden de un 30 % de ahorro computacional comparado con [21], y un 62 % de ahorro computacional cuando se lo compara con [19] (aún sin considerar la inicialización requerida en [19]).

La Figura 5.31 muestra el desempeño del predictor cuando el espectro Doppler del canal no sigue el modelo de Jakes. El resultado para el modelo de Jakes también se presenta en este gráfico para comparación, junto con un modelo de Doppler pasabajos ideal limitado a ν_{dm} . Espectros Doppler de forma pasabanda también fueron estudiados. El espectro Doppler pasabanda ancho está centrado en ν_{dm} con un ancho de banda de ν_{dm} mientras que el Doppler pasabanda angosto, también centrado en ν_{dm} tiene un ancho de banda de $0,3\nu_{dm}$. Puede apreciarse que los resultados son muy similares para todos los espectros de Doppler probados, lo cual muestra que la técnica propuesta es robusta a espectros Doppler que no siguen el modelo de Jakes como se esperaba por la estrategia de aproximación de DCT. Para este estudio la entrada del predictor fueron muestras de estimación ideal del canal.

Este último estudio con espectros Doppler no-Jakes también fue realizado para los predictores MMSE LRP y ESPRIT, y los resultados se muestran en la Figura 5.32 junto con los correspondientes resultados del predictor R-BEM LRP. Como es esperable, tanto el predictor

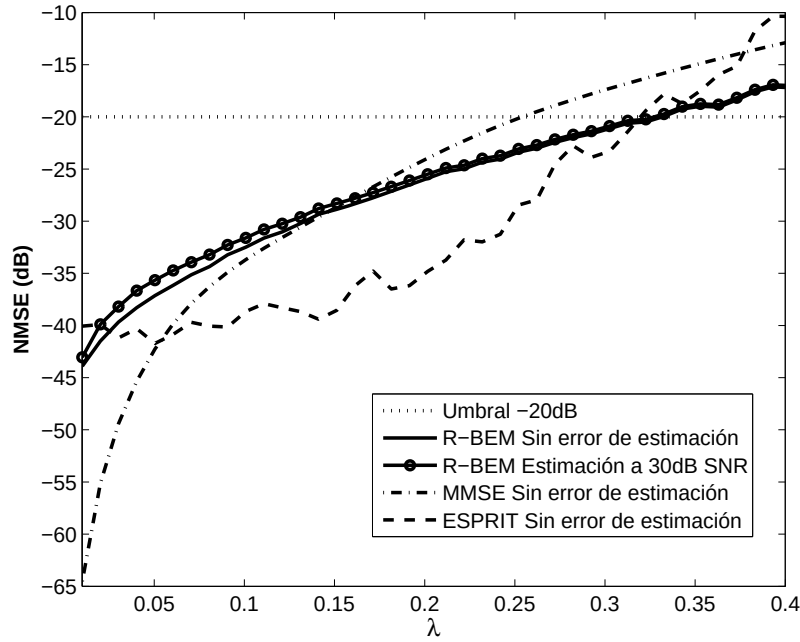


Figura 5.30: Desempeño en términos de NMSE para el R-BEM LRP propuesto. Se utiliza como entrada al predictor una estimación ideal del canal y estimaciones obtenidas para una relación señal a ruido de 30dB utilizando (5.16). La predicción de una trama (22 bloques) es equivalente a $\lambda = 0,037$ y $\lambda = 0,222$ para velocidades del móvil de 10km/h y 60km/h respectivamente.

MMSE LRP como el predictor ESPRIT alcanzan aproximadamente los mismos horizontes de predicción con los diferentes espectros Doppler estudiados. Estos dos predictores explícitamente estiman la función de autocorrelación temporal del canal, y por la tanto son robustos a la forma del espectro Doppler a expensas de una mayor carga computacional. Por otro lado, el modelado DCT del predictor R-BEM LRP, hace que la estimación de esta función de autocorrelación no sea necesaria, evitándose la complejidad computacional involucrada.

Finalmente, la Figura 5.33 muestra el desempeño del predictor R-BEM en función de la relación señal a ruido del canal (SNR) para un horizonte de predicción fijo de una trama (2ms) para diferentes velocidades del móvil. Las curvas muestran que el predictor propuesto puede predecir de manera confiable el canal una trama adelante desde velocidades peatonales a vehiculares para SNR de moderada a alta.

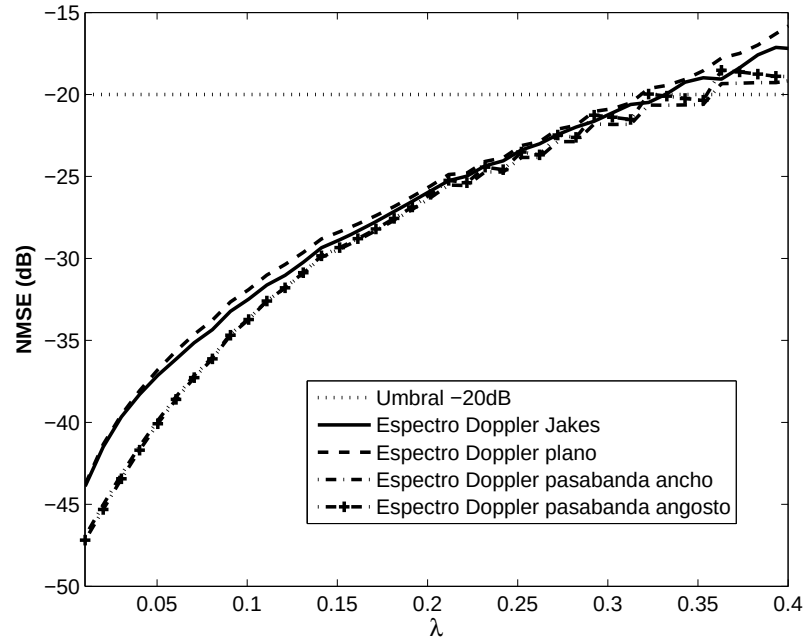


Figura 5.31: Desempeño en términos de NMSE vs. λ para el predictor R-BEM LRP sobre canales con diferente forma de espectro Doppler. Todas las curvas alcanzan el mismo rango de predicción mostrando que el algoritmo de predicción es robusto a espectros Doppler que no siguen el modelo de Jakes.

5.5. Análisis de complejidad computacional

Se considera a continuación la complejidad computacional del esquema de estimación/predicción de canal propuesto asumiendo la operación sobre un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia.

Dado que las ganancias límite de Kalman para las ecuaciones (5.19) y (5.20) pueden ser calculadas fuera de línea, no son consideradas en este análisis. La ecuación (5.19) requiere $2 + 15G$ operaciones complejas para obtener cada estimación de canal, mientras que la ecuación (5.20) requiere $T \times \mathcal{L} \times (1 + 25G)$ operaciones complejas para obtener $T \times \mathcal{L}$ predicciones de canal a tiempo de símbolo. La complejidad para el caso selectivo en frecuencia será P_f veces esta carga computacional, para la predicción sobre las P_f subportadoras piloto (para la estimación de un máximo de P_f coeficientes de canal), más la carga computacional involucrada en la operación de interpolación en frecuencia para obtener la predicción de canal sobre todas las subportadoras.

Como no es necesario estimar parámetros de modelo, la complejidad que corresponde a cada iteración del filtro de Kalman límite resulta en una complejidad de $\mathcal{O}(G)$ veces la complejidad del algoritmo de gradiente estocástico para cada uno de los P_f bancos de filtros utilizados. Más

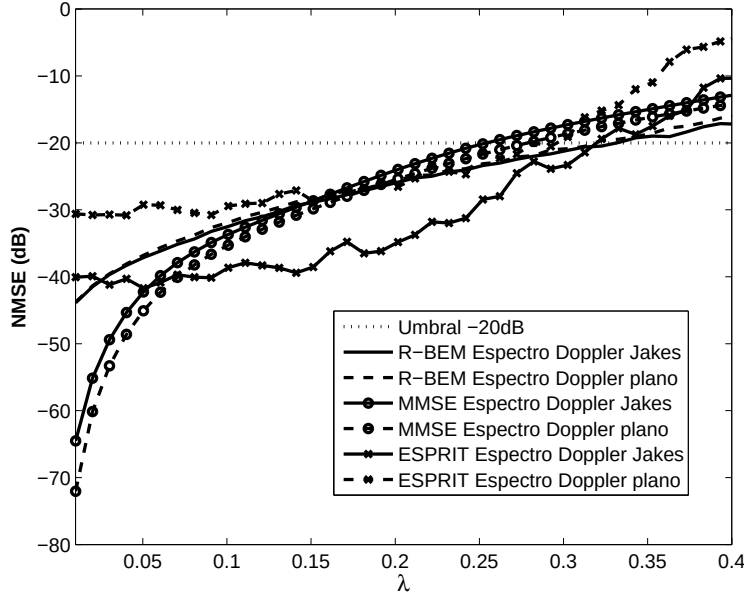


Figura 5.32: Desempeño en términos de NMSE vs. λ para los predictores R-BEM LRP, MMSE LRP y ESPRIT bajo diferentes formas del espectro Doppler del canal. A diferencia del predictor R-BEM LRP, los predictores MMSE LRP y ESPRIT explícitamente estiman la función de autocorrelación temporal del canal, resultando en una complejidad computacional más alta cuando se los compara con el predictor R-BEM LRP.

aún, como $G_f (\leq P_f)$ es usualmente mucho menor que N , la complejidad total es pequeña. La tarea de interpolación en frecuencia tiene una complejidad computacional en el orden de $\mathcal{O}(G_f \log_2 N)$ para una DCT truncada de dimensión G_f acotada por P_f .

La Tabla 5.1 resume el análisis de complejidad para el predictor de canal R-BEM LRP propuesto. Con el propósito de comparación con otros algoritmos disponibles en la literatura, la tabla incluye también un predictor de canal de baja complejidad MMSE LRP basado en el algoritmo RLS [21] y un predictor de canal SOS de complejidad reducida basado en ESPRIT de [19]. Para el predictor de [21], $\mathcal{M}$ es la cantidad de memoria utilizada por el predictor. Para el predictor SOS de [19], P_t tiene un papel similar al del parámetro G del diseño presentado en la sección 5.4 y determina la resolución de frecuencias Doppler del estimador/predictor. P_t junto con P_f determinan la grilla tiempo-frecuencia sobre la cual el algoritmo calcula la estimación de coeficientes del canal $\hat{R}$ (acotado por P_f). R y $\bar{R}$ se refieren al número máximo y promedio de rayos por coeficiente del canal respectivamente y están acotados por el valor de P_t . Para los mismos parámetros de sistema, el predictor de [19] es considerablemente mas caro computacionalmente que los otros dos dado que R y $\bar{R}$ son comparables en magnitud a G y $\mathcal{M}$ y el paso de inicialización requiere de varias tramas de datos.

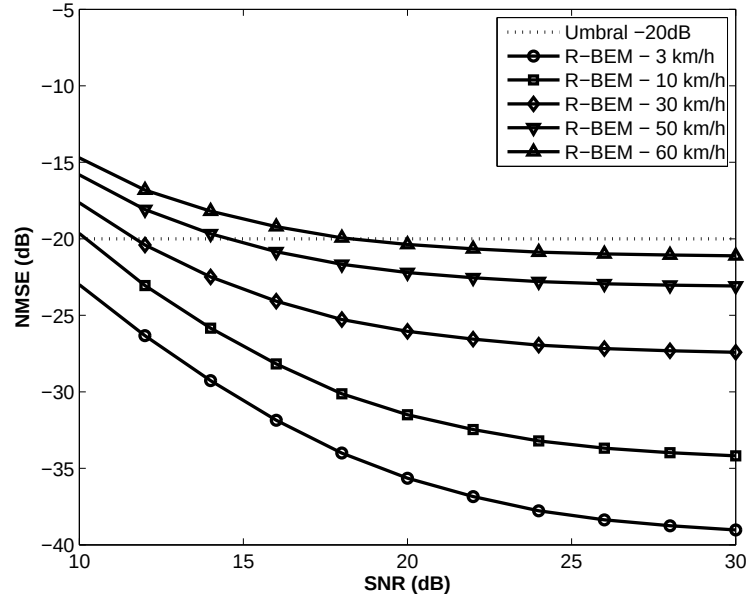


Figura 5.33: Desempeño en términos de NMSE vs SNR para R-BEM LRP con diferentes velocidades de móvil y un horizonte de predicción fijo de una trama. Velocidades de móvil de 3, 10, 30, 50 and 60km/h corresponden a fracciones de λ de 0.011, 0.037, 0.111, 0.185 y 0.222 respectivamente.

Cuadro 5.1: Comparación de la carga computacional

	Inicialización	Iteración Pred.	Actualiz. coef.
R-BEM estim./pred. propuesto	-	$\mathcal{O}(P_f G + G_f \log_2 N)$	-
RLS-MMSE pred. baja compl. [21]	$\mathcal{O}(P_f \mathcal{M}^2)$	$\mathcal{O}(P_f \mathcal{M} + N \log_2 N)$	$\mathcal{O}(P_f \mathcal{M}^2)$
ESPRIT pred. [19] comp. red.	$\mathcal{O}(P_f^3 + \hat{R} P_t^3)$	$\mathcal{O}(N \hat{R} + \bar{R})$	$\mathcal{O}(P_f^2 + P_t R)$

Cuadro 5.2: Ejemplo de costo computacional para las Figuras 5.30 a 5.33.

	Iteración Pred.	Actualiz. coef.
R-BEM estim./pred. propuesto	18,756	-
RLS-MMSE pred. baja compl. [21]	3,824	22,953
ESPRIT pred. [19] comp. red.	19,456	$\approx 30,000$

Se utilizó una memoria de 10 muestras para el predictor RLS-MMSE. Para el predictor ESPRIT, se asume la identificación de 6 coeficientes de canal distintos de cero, con un promedio de 8 rayos cada uno y un máximo de 16 rayos por coeficiente.

Para los parámetros de simulación de las Figuras 5.30 a 5.33, la Tabla 5.2 muestra el costo computacional asociado a las estructuras de estimación/predicción comparadas. El número de operaciones complejas para el predictor [21] se obtuvo utilizando una memoria de 10 muestras. Para el predictor ESPRIT, se utilizó el costo computacional aproximado provisto en [19] para la evaluación del costo de actualización de los coeficientes. Se asume la identificación de 6 coeficientes de canal distintos de cero con un promedio de 8 rayos cada uno y un máximo de 16 rayos por coeficiente. Se tiene que, aunque el R-BEM LRP resulta en solo un 30 % de ahorro computacional respecto del predictor MMSE para estos parámetros, la complejidad del predictor propuesto crece linealmente con G , mientras que la complejidad de [21], dominada por la operación de actualización de coeficientes, crece cuadráticamente con la memoria del predictor $\mathcal{M}$. Comparado con el predictor de [19], el esquema propuesto resulta en un ahorro computacional de aproximadamente un 62 %, sin considerar el paso de inicialización requerido en [19].

5.6. Comentarios finales

Basado en las alternativas disponibles para la estimación/predicción de baja complejidad computacional del canal de radio en aplicaciones de OFDM móviles del capítulo 4, en este capítulo se presentó el diseño de nuevas soluciones de baja complejidad para este problema sin la necesidad de resignar los requerimientos de desempeño de la aplicación y al mismo tiempo resultando robustas frente a la forma del espectro Doppler del canal. Los principales resultados de este capítulo pueden resumirse de la siguiente manera:

1. Se propuso una formulación recursiva de la metodología de modelado del canal variante en el tiempo por expansión en funciones base (BEM) basada en la aproximación de las características espectrales de la transformada discreta coseno (DCT).
2. Se mostró que esta formulación BEM recursiva evita la estimación y actualización de las componentes frecuenciales del Doppler del canal variante en el tiempo.
3. La formulación propuesta resulta en una estructura invariante en el tiempo que lleva a formulaciones de Kalman de baja complejidad del problema de estimación.
4. Los resultados de simulación para el estimador propuesto muestran que el desempeño que se obtiene es robusto frente a la forma del espectro Doppler mientras que la complejidad es baja y el requerimiento de símbolos piloto resulta considerablemente menor al de los estimadores BEM convencionales.
5. Se desarrolló un predictor de largo alcance a partir de la estructura de estimación propuesta. Este predictor hace uso de las buenas características de ajuste de los estimadores basados en BEMs y las buenas propiedades de predicción de las implementaciones recursivas. Además, involucra una baja complejidad computacional dado que la estructura de estimación/predicción es invariante en el tiempo.
6. Los resultados de simulación presentados para el predictor muestran que el predictor de canal propuesto es una buena alternativa para predicción de canal de baja complejidad en relaciones señal a ruido de moderadas a altas. Alcanza un horizonte de predicción confiable comparable al de los predictores SOS basados en estimación espectral con solo una pequeña fracción del costo computacional requerido por estos últimos.

Capítulo 6

Asignación de recursos en sistemas multiusuario OFDMA

En este capítulo se introduce un marco de aplicación de las técnicas de predicción del canal de radio móvil presentadas en el capítulo anterior. La motivación para el desarrollo de esas técnicas está dada por la gran expansión de los sistemas OFDM multiusuario en los últimos años [1, 2]. En estos esquemas, un conjunto de usuarios se comunican con una estación base que está encargada de distribuir los recursos de ancho de banda y de tiempo. El diseño de algoritmos de asignación de recursos que permitan un uso eficiente de los mismos es de particular interés en estas aplicaciones. Este problema es explorado en esta tesis en el contexto de acceso múltiple por división ortogonal en frecuencia (OFDMA).

Este capítulo está organizado de la siguiente manera. Los aspectos básicos de OFDMA como técnica de acceso múltiple son discutidos en la sección 6.1, donde comentan las características salientes de OFDMA que determinaron su elección como técnica para acceso múltiple en la mayoría de los estándares actuales. La formulación del problema de asignación de recursos junto con el modelo del sistema multiusuario se introduce en la sección 6.2. Luego se introducen en la sección 6.3 los conceptos básicos de adaptación de enlace referidos a un ambiente cuasi estático sin codificación. Estos conceptos permiten la determinación de las tasas de transferencia alcanzables por los usuarios, que son el parámetro de entrada a los esquemas de distribución de recursos. En la sección 6.4 se presentan las dos principales filosofías de diseño, para algoritmos de asignación de recursos, que buscan maximizar la tasa de transferencia total del sistema o privilegiar la equidad en la distribución de recursos, respectivamente. Los algoritmos básicos asociados a estas filosofías de diseño son presentados haciendo especial énfasis en esquemas equitativos. Finalmente, en la sección 6.5 se incluyen algunos comentarios finales referidos a los

esquemas de asignación de recursos presentados, el impacto de implementaciones prácticas del estimador/predictor de canal en los mismos y sus limitaciones para el caso de OFDMA móvil.

6.1. Aspectos básicos de OFDMA

El concepto de OFDMA esta basado en la inherente ortogonalidad entre las subportadoras de un sistema de OFDM. Estas últimas son divididas en varios grupos disjuntos (compuestos por una o varias subportadoras) a los que normalmente se los refiere como subcanales. A cada usuario se le asigna uno o más de estos subcanales dependiendo de su tasa de transmisión requerida o su condición de canal y además, cada subcanal es asignado de manera exclusiva a un único usuario. La Figura 6.1 muestra la asignación de subportadoras de un símbolo OFDMA para diferentes usuarios. Dado que todas las subportadoras son perfectamente ortogonales como se ilustra en la Figura 6.2, en caso de sincronización ideal, no existe interferencia multiusuario a la salida de la unidad de DFT del receptor. Esta propiedad simplifica de manera considerable el diseño de un receptor OFDMA frente a las técnicas de acceso múltiple basadas en espectro disperso con división por códigos (WCDMA) dado que evita la necesidad del uso de técnicas de detección basadas en cancelamiento de interferencia multiusuario que son de gran costo computacional [36]. Más aún, en un sistema WCDMA no existe diversidad multiusuario, dado que en este esquema todos los usuarios utilizan todo el ancho de banda disponible. La ganancia de diversidad multiusuario que introduce OFDMA, provee una ventaja importante en este sentido [36].

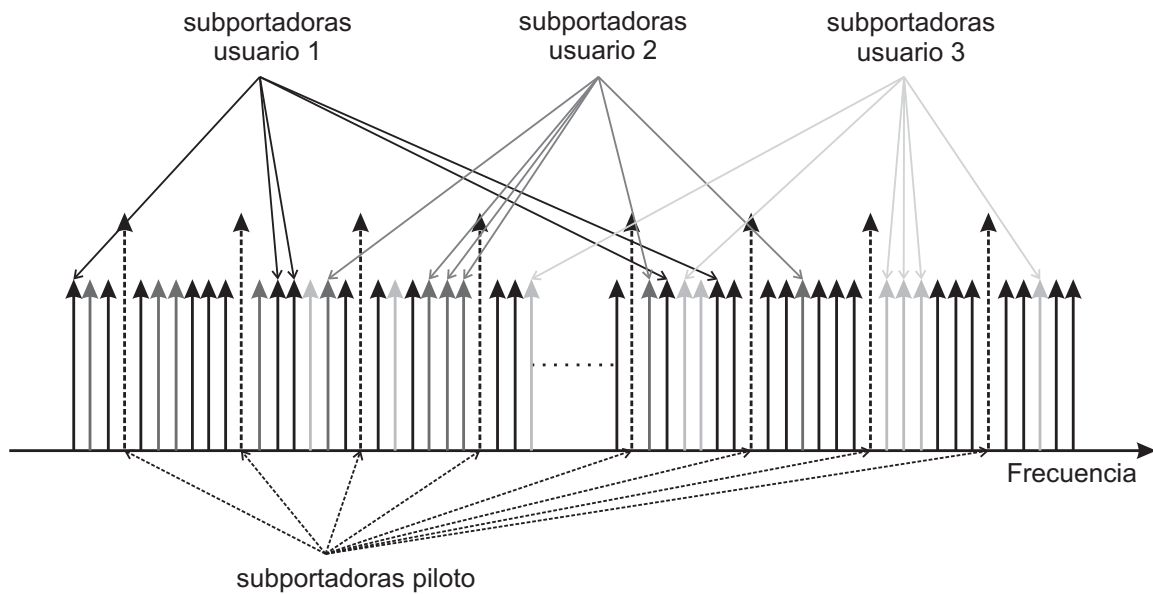


Figura 6.1: Distribución general de subportadoras de un símbolo OFDMA entre diferentes usuarios.

La adopción de técnicas dinámicas de asignación de subcanales ofrece a los sistemas OFDMA una manera efectiva de implementar la diversidad en frecuencia dependiente de los usuarios. Específicamente, una subportadora que aparece sumamente desvanecida para un usuario puede exhibir una atenuación relativamente pequeña para otro. La Figura 6.3 ilustra la asignación de

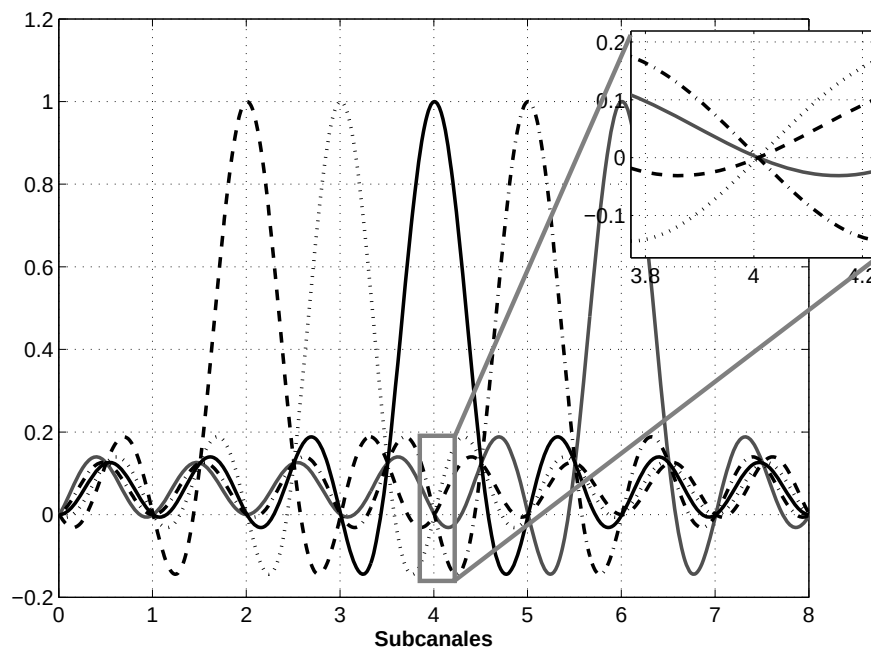


Figura 6.2: Ortogonalidad natural entre los usuarios de un sistema OFDMA, heredada de la ortogonalidad entre las subportadoras en OFDM.

recursos de tiempo y frecuencia para un sistema OFDMA poniendo énfasis en el aprovechamiento de la diversidad multiusuario. Como resultado, OFDMA puede explotar la información de estado de canal para asignar a los usuarios las mejores subportadoras actualmente disponibles, logrando ganancias significativas en las tasas de transferencia alcanzables. Gracias a estas características favorables, OFDMA es reconocido como una técnica sumamente prometedora en redes de banda ancha inalámbricas de cuarta generación [79].

6.2. Problemática de la asignación de recursos

Mientras que los sistemas OFDMA ya han sido propuestos en varios estándares actuales, la asignación de ancho de banda en estos sistemas todavía no ha sido explorada en su totalidad. Para poder explotar la diversidad multiusuario inherente a OFDMA, la estación base del sistema debe aplicar algoritmos de distribución de recursos cada vez mas sofisticados para que la utilización del espectro sea la más eficiente posible. En este sentido, resulta necesario tener conocimiento del estado de canal de los diferentes usuarios móviles. Teniendo en cuenta que en un ambiente móvil el canal visto por los usuarios es variante en el tiempo, es indispensable que estos envíen a la estación base información acerca de su estado de canal de manera periódica [1, 2]. Más aún, con

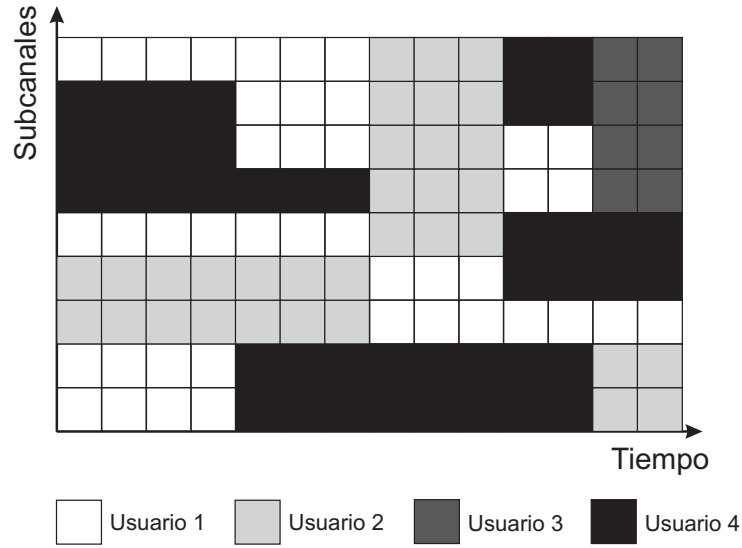


Figura 6.3: Asignación de recursos en función del tiempo en un sistema OFDMA.

los nuevos requerimientos de movilidad de las aplicaciones actuales (velocidades vehiculares), este último requerimiento resulta mucho mas restrictivo. Se debe considerar, por un lado, que la información de estado de canal es transmitida de los usuarios a la estación base por medio de un canal de realimentación que tiene asociado un retardo específico. Por otro lado, al tratarse de canales que varían en tiempo de manera significativa durante los intervalos de asignación de recursos, los datos de canal enviados a la estación base deben ser predicciones del estado de canal lo suficientemente “anticipativas” como para compensar también esta variación del canal.

Los esfuerzos por explotar de manera total un esquema de asignación de recursos óptimo, desde el punto de vista de eficiencia en el uso de potencia y anchos de banda específicos, teniendo en consideración parámetros de calidad de servicio, son computacionalmente prohibitivos. Esto resulta al tener en cuenta tanto la cantidad de subcanales de un sistema OFDMA práctico como la cantidad de usuarios. Diferentes alternativas para obtener soluciones subóptimas de complejidad computacional reducida se han propuesto, basadas en diferentes objetivos de diseño [23, 25, 80]-[88]. Se han propuesto algoritmos de bajo costo computacional para la asignación de subportadoras entre los usuarios [82, 88], que maximizan la tasa de transferencia de información total del sistema. Por otro lado, en [3, 25, 87], utilizando como criterio de diseño la distribución equitativa de recursos entre los usuarios del sistema, se propone el uso de las tasas de transmisión promedio individuales como parámetro a maximizar.

El sistema en consideración es un sistema OFDM con acceso multiusuario OFDMA introducido en la sección 6.1. El sistema asigna cada subcanal para ser utilizado por un único usuario en una ranura de tiempo determinada. La asignación de subcanales es realizada en la estación

base y los usuarios son notificados de los subcanales elegidos para ellos. Con esta asignación de subcanales, cada usuario realiza la carga de bits entre las subportadoras que le fueron asignadas.

En un sistema típico de acceso múltiple, las señales de los usuarios atraviesan atenuaciones y desvanecimientos independientes debido a la diferente ubicación en el espacio de los mismos. Como consecuencia, un subcanal que aparece muy atenuado para un usuario, puede exhibir una ganancia de canal mucho mayor para otros. Este efecto permite, asignando dinámicamente a los usuarios en base a su información instantánea de estado de canal, un incremento neto en la tasa de transferencia del sistema. Esto se debe a que cada subcanal del sistema quedará en desuso solo en el caso en que se encuentre demasiado atenuado para todos los usuarios, situación que rara vez ocurre en la práctica dada la independencia estadística entre los diferentes modelos de canal de cada usuario.

Se indica en adelante con k ($k = 1, \dots, K$), con n ($n = 1, \dots, N$) y con m el número de usuarios, de subcanales y el índice de bloque OFDMA respectivamente del sistema estudiado, siendo K el número de usuarios activos y N la cantidad de subcanales disponibles. Se utiliza la notación $H_k(n, m)$ para referirse a la ganancia del canal y $r_k(n, m)$ para referirse a la velocidad de transmisión para el usuario k en el subcanal n y tiempo de bloque m . Estas cantidades están relacionadas por la función de carga de bits que depende de la máxima tasa de error de bit (BER) que puede ser tolerada por el sistema utilizando los esquemas de modulación disponibles. Finalmente, cada subcanal puede transmitir un máximo de R_{max} bits por unidad de tiempo debido a la cantidad finita de modulaciones disponibles en un sistema práctico.

6.3. Determinación de la tasa de transferencia alcanzable

En esta sección se considera la evaluación de las tasas de transmisión alcanzables $\tilde{r}_k(n, m)$ por los usuarios para el próximo tiempo de bloque, que serán los parámetros de entrada a los esquemas de asignación de subcanales que se discuten en la próxima sección.

En un sistema OFDMA, la calidad de la señal recibida por cada usuario depende de un número de factores relacionados con la caracterización del canal, como se describió en el capítulo 2, y en particular depende de su distancia a la estación base. Para poder hacer un uso eficiente de los recursos del sistema y lograr una transmisión confiable de la información, la señal transmitida a cada usuario en particular es modificada de acuerdo a su estado actual de canal a través del proceso comúnmente llamado de *adaptación de enlace* [36].

La modulación adaptativa provee un método efectivo para la adaptación de enlace en un sistema OFDMA al ofrecer la flexibilidad de ajustar el esquema de modulación a las condiciones

del canal vistas por cada usuario. En el caso de estudio de esta tesis, la potencia de la señal transmitida se mantiene constante para cada subcanal y se modifica el esquema de modulación para ajustarse a las condiciones de canal actuales. De esta manera, los usuarios cercanos a la estación base tendrán una potencia promedio de canal mayor a los demás y utilizarán modulaciones de mayor orden, mientras que los usuarios mas alejados de la estación base, utilizan modulaciones mas robustas frente al ruido. La modulación adaptativa combinada con una diagramación de recursos en el dominio tiempo ofrece la oportunidad de aprovechar las variaciones del desvanecimiento de pequeña escala de cada usuario de manera que estos puedan ser asignados en los momentos en que su desvanecimiento es constructivo.

Teniendo en cuenta que en un sistema OFDMA, la respuesta en frecuencia de cada subcanal puede considerarse plana, la calidad del subcanal queda relacionada directamente con el desempeño aproximado al de un canal AWGN. El objetivo es entonces seleccionar para cada subcanal, en función de su relación señal a ruido, la modulación de mayor orden posible que permita garantizar la tasa de error de bit (BER) del sistema.

Se centra el análisis en modulaciones QAM, ya que son las más ampliamente utilizadas para este tipo de sistemas. La Figura 6.4 ilustra el desempeño en términos de BER para 4, 16 y 64-QAM sobre un canal AWGN. Desde el punto de vista de modulación adaptativa, los umbrales de decisión para la determinación del tamaño de constelación a utilizar están dados por los valores de SNR donde las diferentes constelaciones alcanzan el valor de BER requerido. En la Figura 6.4 se indican estos puntos para el caso de una probabilidad de error de bit de $1 \cdot 10^{-3}$. Estos valores de umbral determinan lo que se denomina la *función de carga de bits del sistema*. Para sistemas prácticos, donde hay disponibles un número finito de modulaciones posibles, toma la forma de una función escalonada con un valor mínimo de cero (cuando no es posible transmitir información de manera confiable), y un valor máximo (cuando la relación señal a ruido tiende a infinito) de R_{max} bits por símbolo determinado por la mayor constelación disponible en el sistema.

La implementación de la modulación adaptativa presenta un desafío importante en la práctica dado que resulta sensible a los errores de estimación y retardos. Para seleccionar la modulación apropiada, se debe tener conocimiento de la calidad del canal. Errores en la estimación del canal pueden provocar que se seleccione una tasa de transmisión errónea, transmitiendo a una velocidad menor que la máxima posible (desperdiciando capacidad del sistema), o a una velocidad demasiado alta, aumentando la tasa de error del sistema. Los retardos en la transmisión de las tasas de transmisión alcanzables también reducen la confiabilidad de la estimación de la calidad del canal, dada la constante variación temporal del canal móvil.

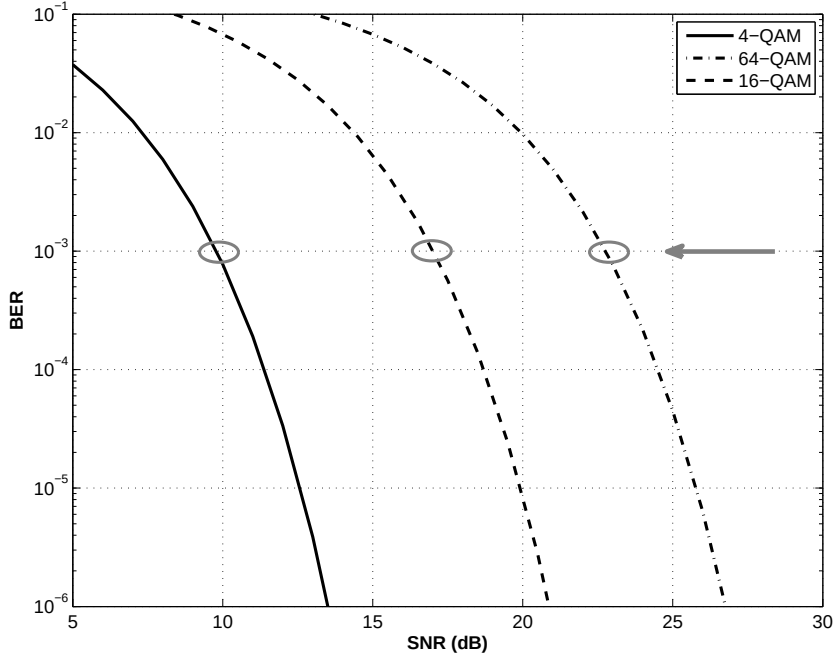


Figura 6.4: Umbrales de selección del esquema de modulación para adaptación de enlace en OFDMA para el caso de modulación QAM sin codificar y un BER requerido de $1 \cdot 10^{-3}$.

En el caso ideal en que se dispone de información perfecta del estado de canal, siguiendo [89], la BER instantánea para el subcanal n en el tiempo de bloque m puede ser aproximada para modulaciones QAM sin codificación como

$$P_e(n, m) \approx c_1 \exp \left\{ \frac{-c_2 \text{SNR} |H_k(n, m)|^2}{2^{\beta(n, m)} - 1} \right\}, \quad (6.1)$$

donde $c_1 = 0,2$, $c_2 = 1,6$ y $\beta(n, m)$ es el número de bits por símbolo para el subcanal y tiempo de bloque considerados. Evaluando (6.1) para los valores posibles de $\beta(n, m)$, aquel que satisface el requerimiento de BER del sistema es seleccionado para la transmisión. Sin embargo, en un escenario práctico, es imposible tener conocimiento perfecto del estado de canal y la determinación de $\beta(n, m)$ está basada en una estimación $\hat{H}_k(n, m)$ de $H_k(n, m)$. En este caso, el uso de (6.1) ya no garantiza que el requerimiento de BER se cumpla. En [89], cuando se considera CSIT imperfecto, se emplea una BER promedio $\bar{P}_e(n, m)$ en lugar de la BER instantánea de (6.1) para tomar en cuenta el error de estimación asociado al conocimiento imperfecto del canal. O sea,

$$\bar{P}_e(n, m) = E_{|H_k(n, m)| | \hat{H}_k(n, m)} \{P_e(n, m)\}, \quad (6.2)$$

donde la esperanza es evaluada sobre $|H_k(n, m)|_{|\hat{H}_k(n, m)}$. Definiendo la variable aleatoria $\alpha = |H_k(n, m)|_{|\hat{H}_k(n, m)}$ resulta

$$\bar{P}_e(n, m) = \int_0^\infty P_e(n, m) f(\alpha) d\alpha \quad (6.3)$$

$$= \int_0^\infty c_1 \exp \left\{ \frac{-c_2 \text{SNR} \alpha^2}{2^{\beta(n, m)} - 1} \right\} f(\alpha) d\alpha, \quad (6.4)$$

en donde $f(\alpha)$ es la función de densidad de probabilidad (pdf) de $|H_k(n, m)|_{|\hat{H}_k(n, m)}$.

En el caso de un sistema OFDMA fijo, en donde la variación temporal del canal está dada por cambios en el ambiente de propagación y no por movimiento de los usuarios, puede considerarse al canal como casi estático. Bajo esta hipótesis simplificatoria del problema, resulta que $\hat{H}_k(n, m)$ es una estimación o bien una estimación ligeramente retrasada del coeficiente verdadero del canal $H_k(n, m)$, y pueden hacerse varias suposiciones respecto de $f(\alpha)$ [24, 89, 90] que permiten obtener soluciones cerradas para la evaluación de (6.4).

En el caso de OFDMA móvil, la suposición de canal casi estático no resulta válida. La carga de bits para este caso general es explorada en el capítulo 7 en donde, en el contexto de asignación de recursos basada en predicción de canal, se propone una caracterización del error de predicción asociado que permite obtener una carga de bits eficiente para OFDMA móvil.

6.4. Esquemas de asignación de subcanales

La solución más simple para la asignación de los subcanales es ignorar la información de canal (y las tasas alcanzables por los usuarios) y asignar los subcanales a los usuarios de forma proporcional a las velocidades de transmisión requeridas. Esta asignación puede ser por bandas de subcanales o bien intercalada para mejorar la diversidad en frecuencia [36]. Evidentemente este sistema de asignación resulta subóptimo dado que asigna los recursos independientemente del estado de canal de los usuarios y por lo tanto no puede garantizar ni parámetros de calidad de servicio, ni un uso eficiente de los recursos.

Se desprende de la sección 6.2 que la asignación de subcanales óptima en un ambiente multiusuario requiere de un esquema de asignación dinámica de los mismos. Como los usuarios no pueden compartir un mismo subcanal, el proceso de asignación resulta en un problema de optimización combinatorial que no deriva en soluciones prácticas desde el punto de vista de complejidad de implementación. Esto último, ha motivado una intensa actividad de investigación orientada al desarrollo de esquemas de asignación de recursos caracterizados por un buen desempeño y una complejidad computacional manejable.

6.4.1. Asignación de subcanales oportunística

Esta metodología de asignación de subcanales está orientada a maximizar la tasa de transferencia total $R(m)$ con restricción en el desempeño del sistema en términos de BER. Notando la tasa de transmisión alcanzada por el usuario k en el tiempo de bloque m con $R_k(m)$, la cual está dada por la suma de las tasas sobre todos los subcanales asignados al usuario k , como en la siguiente expresión

$$R_k(m) = \sum_{n \in \mathcal{I}_k} r_k(n, m), \quad (6.5)$$

siendo $\mathcal{I}_k$ el conjunto de índices para los subcanales asignados al usuario k y $r_k(m, n)$ la tasa de transmisión para el usuario k en el tiempo m en el subcanal n . De esta manera, la tasa de transferencia total del sistema para el tiempo m está dada por

$$R(m) = \sum_{k=1}^K R_k(m). \quad (6.6)$$

Puede observarse a partir de (6.5) y (6.6) que la asignación de recursos resulta en un problema de maximización combinatorial de alto costo computacional. Un esquema de asignación de recursos muy simple que consigue aproximarse mucho a la solución óptima de (6.6), consiste en asignar cada subcanal del sistema al usuario que presente la mayor tasa de transferencia alcanzable en ese subcanal. Evidentemente, este esquema no permite garantizar una tasa de transferencia mínima a ningún usuario, privilegiando la asignación de subcanales a los usuarios mas cercanos a la estación base, mientras que los que se encuentran cerca del límite de la celda no logran competir de manera justa por los recursos de canal.

Reemplazando el objetivo de maximizar la tasa de transferencia total del sistema, por el de satisfacer las tasas de transferencia mínimas requeridas por cada usuario ($R_k^{min}(m)$), en [88] se propuso, como solución para mejorar la equidad en la distribución de subcanales, separar el problema de la asignación de subcanales en dos etapas:

1. **Asignación de recursos:** Determinar el número de subcanales que serán asignados a cada usuario en función de sus requerimientos de tasa de transferencia y su potencia promedio de canal.
2. **Asignación de subcanales:** Usar el resultado de la etapa anterior y la información del estado del canal para asignar subcanales específicos a cada usuario.

Resolviendo estos problemas de manera separada, pueden encontrarse soluciones de buen desempeño, aunque no necesariamente óptimas, que garantizan un cierto nivel de calidad de servicio para cada usuario. A continuación se describen los algoritmos básicos propuestos en [88] para la implementación de estas dos etapas.

Algoritmo de asignación de recursos **BABS**

El algoritmo de asignación de ancho de banda basado en la relación señal a ruido (**BABS**), utiliza la **SNR** promedio de cada usuario para decidir el número de subcanales que le serán asignados. Se supone que cada usuario k experimenta una ganancia de canal de

$$H_k(m) = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} |H_k(n, m)|^2}{N}, \quad (6.7)$$

en cada subcanal (es decir la potencia de canal promedio). Se asume también que al usuario k se le asignan m_k subcanales y que la potencia de ruido es unitaria. Cuando la ganancia del canal es la misma en cada subcanal, la carga óptima de bits es transmitir R_{min}^k/m_k bits en cada uno, resultando en una potencia de transmisión de $m_k f(R_{min}^k/m_k)/H_k(m)$, donde $f(\cdot)$ indica la función de carga de bits introducida en la sección 6.3. El objetivo es encontrar un conjunto de m_k subcanales $k = 1, \dots, K$ que satisfagan

$$\min_{m_k} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{m_k}{H_k(m)} f(R_{min}^k/m_k), \quad (6.8)$$

sujeto a

$$\sum_{k=0}^{K-1} m_k = N \quad (6.9)$$

$$m_k \in \left\{ \left\lceil \frac{R_{min}^k}{R_{max}} \right\rceil, \dots, N \right\}, \forall k. \quad (6.10)$$

Para encontrar la distribución óptima de subcanales entre los usuarios bajo la suposición de un canal plano de (6.7), se propuso el esquema detallado en la Figura 6.5, con el pseudocódigo Algoritmo 6.1. El resultado de este algoritmo (m_k , para $k = 1, \dots, K$) determina el parámetro de entrada al algoritmo de asignación de subcanales específicos que se describe a continuación.

Algoritmo de asignación de subcanales **ACG**

Una vez que el número de subcanales m_k se ha determinado, el próximo paso es el de asignar subcanales específicos a los usuarios. Como se mostró en [88] este problema es aún de difícil resolución dado que los diferentes usuarios “observan” diferentes calidades de canal. El

Figura 6.5 Algoritmo 6.1 - Esquema asignación de ancho de banda basado en la relación señal a ruido **BABS**

```

 $m_k \leftarrow \left\lceil \frac{R_{min}^k}{R_{max}} \right\rceil$ , para  $k = 0, \dots, K - 1$ 
while  $\sum_{k=0}^{K-1} m_k > N$  do
     $k^* \leftarrow \arg \min_{0 \leq k \leq K-1} m_k$ 
     $m_{k^*} \leftarrow 0$ 
end while
while  $\sum_{k=0}^{K-1} m_k < N$  do
     $G_k \leftarrow \frac{m_k+1}{H_k(m)} f(R_{min}^k / (m_k + 1)) - \frac{m_k}{H_k(m)} f(R_{min}^k / m_k)$ , para  $k = 0, \dots, K - 1$ 
     $l \leftarrow \arg \min_{0 \leq k \leq K-1} G_k$ 
     $m_l \leftarrow m_l + 1$ 
end while

```

algoritmo **ACG** (Amplitude craving greedy), propuesto en [88] que se describe aquí, resulta en una solución de baja complejidad para este problema.

La idea fundamental del algoritmo **ACG** puede resumirse de la siguiente manera. Si los usuarios individuales no necesitan transmitir a una determinada tasa mínima, y el objetivo es simplemente el de maximizar el volumen total de datos transmitidos, puede diseñarse un algoritmo simple que cumpla con este propósito: Para cada subcanal n , encontrar el usuario $\hat{k} = \arg \max_k |H_k(n, m)|$ con máxima ganancia en ese subcanal. Al usuario $\hat{k}$ se le asigna ese subcanal, y transmite a la tasa R_{max} . A diferencia de lo presentado al principio de esta sección, la motivación detrás del algoritmo **ACG** es usar esta idea básica (donde se asignan los recursos siempre al mejor usuario), pero modificándola sutilmente de manera de permitir que los usuarios individuales satisfagan sus requerimientos de servicio mínimos, obteniéndose de esta manera una mejora en la equidad de la distribución de recursos.

- Cada usuario puede obtener a lo sumo m_k subcanales, y una vez que los obtuvo no puede requerir más.
- Las ganancias promedio de canal de los usuarios se normalizan a uno, de manera que los usuarios con baja potencia de canal tengan una oportunidad justa cuando compitan contra usuarios de mayor potencia.
- Los subcanales no se procesan en orden (es decir de 0 a $N - 1$), sino que son procesados en algún orden aleatorio para contrarrestar la correlación entre ganancias de subcanales adyacentes.

Figura 6.6 Algoritmo 6.2 - Esquema *amplitude craving greedy* ACG

Inicio: m_k es el número de subcanales asignados a cada usuario. $C_k \leftarrow \{\}$ para $k = 0, \dots, K - 1$.

- 1.

for $n = 0 : N - 1$ (cada subcanal y en orden aleatorio) **do**

$k^* \leftarrow \arg \max_{0 \leq k \leq K-1} |H_k(n, m)|^2$

Definir como $\#C_k$ la cardinalidad del conjunto C_k .

while ($\#C_{k^*} = m_{k^*}$) **do**

$|H_{k^*}(n, m)|^2 \leftarrow 0$

$k^* \leftarrow \arg \max_{0 \leq k \leq K-1} |H_k(n, m)|^2$

end while

$C_{k^*} \leftarrow C_{k^*} \cup \{n^*\}$

end for

La implementación del esquema ACG se muestra en la Figura 6.6, con el pseudocódigo Algoritmo 6.2.

6.4.2. Asignación de subcanales equitativa

Se describen en esta sección los fundamentos de las técnicas que consideran la asignación de recursos entre los usuarios en sucesivos intervalos de asignación como forma de obtener una distribución de recursos equitativas que, a diferencia de los métodos de la sección 6.4.1, permite además incrementar la tasa de transferencia total del sistema.

Para este caso, el esquema de distribución de recursos más simple resulta ser el algoritmo de *asignación alternada de ranuras de tiempo* (Round Robin) [3]. En este esquema, se ordenan los usuarios del sistema en una lista y en cada ranura de tiempo se asignan todos los subcanales a un único usuario siguiendo este orden. Luego de asignar todos los subcanales al último usuario de la lista, la asignación continúa volviendo al primer usuario. Es claro que con este esquema todos los usuarios disponen de la misma cantidad de recursos a lo largo del tiempo, por lo que la asignación resulta perfectamente equitativa. Sin embargo, al no tomarse en cuenta la información de estado de canal, la diversidad multiusuario natural del sistema no es utilizada y por lo tanto la tasa de transferencia total del sistema resulta significativamente reducida respecto de los esquemas de la sección 6.4.1.

Específicamente, es posible suponer que para la ranura de tiempo actual, asignada al usuario k , se tiene que el mismo, por su condición de estado de canal, no logra obtener la tasa de transferencia que necesita. En sistemas con muchos usuarios existe una alta probabilidad de que para esta misma ranura de tiempo haya otro usuario l que tenga una condición de canal que

supere sus requerimientos de tasa de transferencia. Entonces, si se utiliza información referida al estado de canal y al historial de asignación de recursos, es probable que el diagramador pueda ceder subcanales del usuario k al usuario l en la ranura actual, de manera que en una ranura de tiempo futura otro usuario haga lo mismo con el usuario k cuando su condición de canal sea buena, y de esta manera todos satisfagan su velocidad de transmisión requerida, promediada en el tiempo. Esto incrementa además la transferencia total del sistema al hacer uso de la diversidad multiusuario.

Como ejemplo de esta filosofía de diseño centrada en la equidad de la asignación y aprovechamiento de la diversidad multiusuario disponible en el sistema, se describe a continuación un algoritmo de asignación de recursos sencillo, llamado *diagramador proporcional equitativo* (proportional fair scheduler) [3], diseñado para satisfacer requerimientos de equidad entre los usuarios, explotando al mismo tiempo la diversidad multiusuario. Este algoritmo se encuentra ampliamente aceptado en la literatura como una muy buena solución de compromiso entre la maximización de la tasa de transferencia total del sistema y la distribución perfectamente equitativa de recursos entre los usuarios [3, 25, 81].

Diagramador proporcional equitativo

En este esquema, el diagramador decide a que usuario transmitir información en cada subcanal y tiempo de bloque, basándose en las tasas de transmisión alcanzables que la estación base ha recibido anteriormente de los usuarios. La asignación de recursos funciona de la siguiente manera. El algoritmo hace un seguimiento de la tasa de transferencia promedio $\bar{R}_k(m)$ de cada usuario en una ventana de tiempo ponderada exponencialmente de longitud τ . En cada tiempo de bloque m , la estación base recibe las tasas de transmisión alcanzables $\tilde{r}_k(n, m)$, $k = 1, \dots, K$ de todos los usuarios y el diagramador simplemente transmite en cada subcanal al usuario k^* con la relación

$$\frac{\tilde{r}_k(n, m)}{\bar{R}_k(m)}, \quad (6.11)$$

más grande entre todos los usuarios activos del sistema. Las tasas de transferencia promedio $\bar{R}_k(m)$ son actualizadas utilizando un filtro pasabajos pesado exponencialmente como sigue

$$\bar{R}_k(m+1) = \left(1 - \frac{1}{\tau}\right) \bar{R}_k(m) + \frac{1}{\tau} R_k(m). \quad (6.12)$$

De esta manera, el diagramador de recursos maximiza la tasa de transferencia promedio de los usuarios. Específicamente, maximiza la siguiente ecuación

$$\sum_{k=1}^K \log(\bar{R}_k(m)). \quad (6.13)$$

Puede comprenderse de manera intuitiva el funcionamiento de este esquema de asignación de recursos analizando el caso simplificado de dos usuarios activos en el sistema. Si los dos usuarios tienen características idénticas de desvanecimiento (misma potencia promedio de canal), y la escala de tiempo τ del diagramador es significativamente mas grande que la escala de tiempo de la correlación temporal de la dispersión multicamino, entonces las tasas de transferencia $\bar{R}_k(m)$ de cada usuario convergirán al mismo valor. El algoritmo de asignación de recursos se reduce, en esta situación, a elegir siempre al usuario con la tasa requerida más alta. Entonces, cada usuario es asignado cuando su condición de canal es buena y al mismo tiempo el algoritmo es perfectamente equitativo en el tiempo.

Un escenario más realista es el caso en que, debido a diferentes distancias a la estación base, el canal de uno de los usuarios sea mucho más fuerte que el del otro en promedio, aún cuando ambos canales fluctúan debido al desvanecimiento multicamino. Elegir siempre al usuario con la máxima transferencia requerida significa dar todos los recursos al usuario estadísticamente más fuerte, y esto no resultaría equitativo en absoluto (sección 6.4.1). En contraste, en el algoritmo proporcional equitativo, los usuarios compiten por los recursos basándose no directamente en sus tasas alcanzables sino que en las tasas normalizadas respecto de sus tasas promedio. En este contexto, el usuario con el canal estadísticamente más fuerte tendrá de todas maneras una tasa de transferencia promedio más alta, mientras que el usuario más débil mejorará sus oportunidades de ser asignado.

En resumen, el algoritmo diagrama a los usuarios cuando su calidad instantánea de canal es alta respecto de su propia condición promedio de canal sobre la escala de tiempo τ . Es decir, los subcanales son asignados a un usuario cuando su canal se encuentra cerca de sus propios máximos. La diversidad multiusuario logra explotarse dado que si el sistema tiene una cantidad suficiente de usuarios, resulta muy probable que en todo momento haya un usuario cerca de su valor máximo.

6.5. Comentarios finales

Basado en las características principales de los sistemas OFDMA de subcanales planos en frecuencia, libres de interferencia y con una natural diversidad multiusuario, se presentó en este capítulo un marco de aplicación de las técnicas de estimación y de predicción de canal propuestas en el capítulo 5. Se introdujo la problemática de distribución de recursos entre los usuarios del sistema, las metodologías actuales aplicadas a la carga de bits de los subcanales y los principales esquemas de distribución de recursos que, tomando como entrada el resultado de la carga de bits de cada usuario, distribuyen los recursos de tiempo y frecuencia entre los mismos. De la presentación de estos conceptos, vale la pena resaltar los siguientes comentarios:

1. Si bien los esquemas de asignación de recursos oportunistas presentados en 6.4.1 son aún de aplicación actual, la tendencia a privilegiar parámetros de calidad de servicio, manteniendo un uso eficiente de los recursos del canal, limita su aplicación, dado que las formulaciones equitativas de los mismos se basan en garantizar velocidades mínimas pero no siempre resultan en un uso eficiente de los recursos del sistema.
2. En contraste con esto, los esquemas basados en el algoritmo de distribución proporcional equitativo, con una formulación conceptual más simple logran una distribución equitativa de los recursos sin resignar en demasiado la eficiencia del sistema. Esto motiva que los principales esfuerzos de investigación estén relacionados con este esquema, que será el que utilizaremos en la presentación del próximo capítulo.
3. De los conceptos presentados en la sección 6.3 referidos a la carga de bits del sistema, se desprende que esta tarea resulta crítica en el desempeño del sistema dado que la medida última de desempeño del mismo (BER tolerable) depende de manera directa de la carga de bits. Si bien este problema ya ha sido estudiado en muchas contribuciones para el caso de un canal cuasi estático y horizontes de predicción cortos, no existen aún soluciones prácticas para el caso móvil.

Referido a estos últimos comentarios, y teniendo en cuenta la posibilidad de contar con información de predicción de canal de largo alcance, la posibilidad de incluir esta nueva información en la asignación de recursos es una alternativa factible para mejorar tanto la equidad como la eficiencia en la distribución de los recursos del sistema. Con la motivación de los conceptos presentados, esta posibilidad es explorada en el capítulo siguiente.

Capítulo 7

Asignación de recursos basada en predicción para OFDMA móvil

En este capítulo se presentan aportes referidos al desarrollo de una nueva técnica de caracterización del error de predicción del estado de canal que, en el contexto de un sistema de acceso múltiple OFDMA móvil, hace posible la utilización de información referida al estado del canal en intervalos futuros para mejorar el desempeño de la asignación de recursos. La utilización de este tipo de información en el diseño del diagramador de recursos no ha sido totalmente explorada aún en la literatura, debido a la dificultad para obtener modelos estadísticos para las imperfecciones de las predicciones de canal, y a la gran dependencia de estos modelos con las implementaciones particulares de los predictores. La técnica propuesta en este capítulo aporta a la solución de este problema en el sentido de formular una caracterización general de este error, aplicable a diferentes esquemas de predicción de canal, haciendo posible la aplicación práctica de los esquemas de asignación de recursos basados en predicción de canal.

La presentación de este capítulo está ordenada de la siguiente manera. La motivación para el desarrollo de la técnica propuesta se presenta en la sección 7.1, en donde se pone en evidencia las limitaciones de las metodologías actuales para el caso de asignación de recursos basada en predicción para el caso móvil. En la sección 7.2 se define el modelo de sistema para el caso de OFDMA móvil, se introduce notación y se describe en forma breve la literatura de asignación de recursos basada en predicción y el impacto de predicciones prácticas de canal en la misma. La asignación de recursos basada en predicción con compensación del error de predicción se desarrolla en la sección 7.4, en donde el efecto de las predicciones imperfectas del estado de canal en el receptor es analizado y una caracterización empírica de la estadística de las mismas es propuesta para compensar el error de predicción. Un análisis del costo computacional asociado al esquema propuesto se incluye en la sección 7.5. En la sección 7.6 se evalúa el desempeño de

la técnica de corrección de las predicciones propuesta, comparándola con el caso de un esquema sin compensar disponible en la literatura y con el caso de conocimiento perfecto del estado de canal. Finalmente, en la sección 7.7 se presentan algunos comentarios finales referidos a la técnica propuesta.

7.1. Introducción y motivación

Como se discutió en el capítulo 6, **OFDMA** es una técnica de acceso múltiple capaz de explotar la diversidad multiusuario en un ambiente con desvanecimiento selectivo en frecuencia. La distribución de recursos en estos sistemas ha recibido una importante atención durante los últimos años [23]-[25, 36, 79, 86]-[88, 91]. El problema de asignación de subcanales específicos a los usuarios de canal móvil, considerando tanto la tasa de transferencia total del sistema como la equidad en la distribución de recursos, resulta marcadamente restrictivo dada la rápida desactualización de la información de estado de canal.

En este sentido, la predicción del estado del canal en el transmisor (**CSIT**) juega un rol importante en la distribución eficiente de los recursos del canal en sistemas de radio sobre canales variantes en el tiempo. Por ejemplo, en el canal de bajada (downlink) de *long-term evolution* (**LTE**) [1], el diagramador de la capa física asigna los recursos del canal entre las estaciones móviles con una resolución temporal de 1ms. La asignación de recursos se basa en los valores de velocidad de transmisión alcanzable reportados por las estaciones móviles a través de un canal de realimentación. El uso de predicciones del canal ya ha sido considerada para compensar este retardo de realimentación en ambientes rápidamente variantes [23, 24]. Más aún, información referida al estado del canal para ranuras de tiempo futuras cuando se asigna la siguiente ranura de tiempo puede mejorar la eficiencia de la asignación [25].

Con el desarrollo de predictores de canal de largo alcance como el propuesto en el capítulo 5 y los presentados en [19]-[22], la posibilidad de incluir información sobre la condición de canal en ranuras de tiempo futuras en el algoritmo de asignación de recursos resulta posible. Sin embargo, para poder explotar esta nueva información, deben hacerse consideraciones adecuadas acerca de la precisión de las predicciones. Específicamente, como también se discutió en el capítulo 5, en ambientes de alta movilidad las predicciones de canal se degradan de manera apreciable a medida que se incrementa el horizonte de predicción, y la suposición de información perfecta del estado de canal en el receptor (**CSIR**), o de un error de predicción constante, no resulta válida.

Si bien se han propuesto esquemas de asignación de recursos que utilizan predicción de canal para compensar los retardos del diagramador de recursos, las características de imperfección de las predicciones de canal disponible tampoco han sido tomados en cuenta [87]. Analizar el esquema **OFDMA** considerando información imperfecta del estado de canal resulta de particular interés en este contexto.

El problema de asignación de recursos en sistemas **OFDMA** con conocimiento perfecto del canal ha sido bien estudiado en [88], en donde soluciones subóptimas de baja complejidad basadas en algoritmos oportunistas fueron desarrolladas. Un diagramador proporcional equitativo

basado en la maximización de la tasa de transmisión promedio de los usuarios en un ambiente variante en el tiempo también fue propuesto en [3, 86]. También, varios algoritmos de asignación de recursos para el canal de bajada (downlink) de OFDMA considerando imperfecciones en CSIT fueron propuestos recientemente [23]-[25, 86]. En [23, 24] la implementación práctica del estimador/predicador de canal no es tomada en cuenta, y se asume que el error en CSIT tiene una distribución Gaussiana, lo cual es una suposición precisa para horizontes de predicción cortos (solo para compensar el retardo de realimentación). Considerando esquemas de asignación de recursos basados en predicción, en [25] se propuso una modificación al diagramador proporcional equitativo de [3], de manera de considerar una ventana de predicción de varias ranuras de tiempo. Se muestra que este enfoque basado en predicción mejora la equidad entre usuarios en comparación con los enfoques que no utilizan predicción. Se sugiere también un piso de error de predicción fijo para todos los horizontes de predicción considerados. Sin embargo, cuando se consideran ambientes de alta movilidad e implementaciones prácticas del predictor de canal, el error de predicción aumenta significativamente con el horizonte de predicción. Dos aspectos principales pueden ser identificados cuando se considera asignación de recursos basada en predicción en canales rápidamente variantes: que tan largo puede ser el horizonte de predicción teniendo en cuenta la degradación en la calidad de las predicciones con el horizonte de predicción, y cómo puede caracterizarse este error de predicción en una implementación práctica para mejorar el desempeño del sistema.

En este capítulo se propone un algoritmo de asignación de recursos basado en predicción para ambientes de movilidad alta. El principal interés está en la caracterización del error de predicción asociado a implementaciones prácticas del predictor de canal. Como se puntualizó en el capítulo 6, la CSIT imperfecta tiene un impacto importante en el desempeño general del sistema. Si la información CSIT imperfecta subestima la potencia del canal, entonces el algoritmo de asignación de recursos basado en esta información tenderá a cargar una menor cantidad de bits a los subcanales del sistema, resultando en un uso ineficiente de los recursos del canal, y por lo tanto una tasa de transferencia del sistema reducida. En el otro extremo, si a una estación móvil se le asigna un subcanal y una constelación de símbolos basado en la información de canal disponible, pero debido al error de predicción el canal verdadero no puede soportar esa tasa de transmisión a la tasa de error de bits BER de diseño del sistema, entonces los bits de información de ese usuario necesitarán ser retransmitidos, lo cual lleva también a un uso ineficiente de los recursos del canal.

Se desarrolla aquí un algoritmo de asignación de recursos basado en predicción, que considera los errores de predicción y es capaz de obtener una tasa de transferencia del sistema cercana al caso de conocimiento perfecto del canal, cumpliendo con la restricción de BER del sistema. Se muestra que en base a los parámetros típicos de un sistema OFDMA práctico, se pueden

calcular y actualizar periódicamente un conjunto de histogramas que aproximan las estadísticas del error de predicción. Como esta descripción estadística del error de predicción no asume un modelo específico para el error (usualmente asociado a una técnica particular de predicción), la técnica de caracterización puede ser aplicada a predictores de canal de largo alcance generales para los cuales, de acuerdo a nuestra investigación, no se han desarrollado aún modelos teóricos generales. Para corroborar la efectividad del algoritmo propuesto en sistemas OFDMA prácticos, se consideran parámetros de sistema realistas así como también un modelo de canal realista para cada estación móvil. Además, como en el canal de bajada de OFDMA la predicción de canal se realiza en las estaciones móviles, se considera el predictor de canal de bajo costo computacional del capítulo 5, práctico para implementación en las estaciones móviles.

7.2. Modelo del sistema

En este capítulo se centra la atención en la transmisión OFDMA móvil sobre un canal de bajada con N subcanales disponibles, considerando el caso más general en donde cada subcanal está compuesto por una única subportadora. El sistema considerado tiene K usuarios activos a los que se denominará en adelante estaciones móviles para enfatizar el ambiente rápidamente variante en el tiempo. Para presentar un ambiente realista, a diferencia de la presentación conceptual del capítulo 6 en términos de tiempos de bloques OFDM, se considera en este capítulo el caso práctico en el que los recursos son asignados en base a ranuras de tiempo [1, 2], en donde una ranura de tiempo consiste en M bloques OFDM consecutivos. Para cada ranura de tiempo s , el diagramador de la estación base decide a que estación móvil se asigna cada subcanal n . Mas de un subcanal puede ser asignado a una estación móvil dependiendo de sus requerimientos de tasa de transmisión o sus condiciones de canal.

En cuanto a la transmisión OFDM, cada bloque OFDM es precedido por un prefijo cíclico de longitud N_g muestras, elegido mayor que el máximo número de coeficientes del canal L , de manera que la interferencia interbloque es evitada (ver capítulo 3). Además, P_t y P_f subportadoras pilotos se distribuyen uniformemente en tiempo y frecuencia respectivamente a lo largo de cada ranura de tiempo, como se describió en la sección 3.5, para facilitar las tareas de estimación y predicción de canal en las estaciones móviles. Los símbolos piloto son QPSK mientras que los símbolos de datos pueden ser tomados de un conjunto de constelaciones QAM disponibles $[\beta_1 \dots \beta_K]$. Se consideran tanto el caso de modulaciones sin codificación como el caso de utilización de codificación convolucional. La estación base transmite en cada subcanal utilizando alguno de los esquemas de modulación disponibles sujeto a la restricción de BER del sistema.

Se asume además que las estaciones móviles experimentan canales con desvanecimiento independiente con la misma estadística. En cuanto a la selectividad en tiempo del canal, se asume que el canal varía de manera significativa de una ranura de tiempo a la siguiente, pero que puede considerarse estático durante una ranura de tiempo (intervalo de asignación de recursos). En sistemas OFDMA móviles actuales, esta suposición es válida para velocidades de desplazamiento de los móviles de hasta 60km/h.

Para cada bloque OFDM, la respuesta en frecuencia del canal para la estación móvil k en el subcanal n y tiempo de símbolo m está dada de acuerdo a lo expuesto en la sección 2.2 por

$$H_k(n, m) = \sum_{l=1}^L h_k(l, m) e^{-j \frac{2\pi n l}{N}}. \quad (7.1)$$

$H_k(n, m)$ es una variable aleatoria Gaussiana compleja con media cero y varianza $\sigma_{H_k}^2$ para cualquier m y n . Como se asume que la variación del canal durante una ranura de tiempo puede despreciarse, se reemplazará en adelante el índice de bloque m con el índice de ranura de tiempo s . Entonces, la respuesta en frecuencia del canal para la ranura de tiempo s está dada por

$$H_k(n, s) \approx \sum_{l=1}^L h_k(l, s) e^{-j \frac{2\pi n l}{N}}. \quad (7.2)$$

La información de estado de canal en el receptor (CSIR) se estima para la ranura de tiempo actual y se predice para las siguientes W ranuras de tiempo en las estaciones móviles y las tasas de transmisión alcanzables para la ventana de predicción considerada son enviadas nuevamente a la estación base. El algoritmo de asignación de recursos asigna entonces cada subcanal a las estaciones móviles activas basándose en esta información, y construye los bloques OFDM para la próxima ranura de tiempo en consecuencia. Se asume en esta presentación que la potencia transmitida se distribuye uniformemente entre los subcanales de manera de hacer énfasis en la carga de bits del sistema.

Los M bloques OFDM recibidos para la estación móvil k en la ranura de tiempo s , luego de remover el prefijo cíclico y la operación de FFT pueden escribirse como

$$\mathbf{r}_k(m) = \mathcal{H}_k(s) \mathbf{s}_k(m) + \mathbf{w}_k(m), \quad (7.3)$$

para $m = 1, \dots, M$ y donde $\mathcal{H}_k(s)$ es la matriz diagonal del canal de $N \times N$ con elementos diagonales iguales a la ganancia del canal en cada subcanal de la k -ésima estación móvil, $\mathbf{s}_k(m)$ es el vector de símbolos transmitidos de longitud N con entradas no nulas para las subportadoras asignadas a la estación móvil k , y $\mathbf{w}_k(m)$ es el vector de ruido blanco Gaussiano complejo de

longitud N para la estación móvil k y ranura de tiempo s con media cero y varianza $\sigma_{w_k}^2$. Notando la tasa de transmisión alcanzada por la estación móvil k en la ranura de tiempo s con $R_k(s)$, la cual está dada por la suma de las tasas sobre todos los subcanales asignados a la estación móvil k

$$R_k(s) = M \sum_{n \in \mathcal{I}_k} r_k(n, m), \quad (7.4)$$

siendo $\mathcal{I}_k$ el conjunto de índices para los subcanales asignados a la estación móvil k y $r_k(n, m)$ la tasa de transmisión para la estación móvil k en la ranura de tiempo s en el subcanal n . De esta manera, la tasa de transferencia total del sistema para la ranura de tiempo s está dada por

$$R(s) = \sum_{k=1}^K R_k(s). \quad (7.5)$$

El objetivo de diseño es maximizar la tasa de transmisión total del sistema definida en (7.5) con restricción en la tasa de error (BER) del sistema y equidad en la distribución de recursos entre los usuarios.

7.3. Asignación de recursos basada en predicciones ideales

Considerando redes inalámbricas en donde las condiciones del canal son variantes en el tiempo, aparece el problema de distribuir los recursos del sistema entre las estaciones móviles en el tiempo. La simple solución del algoritmo de asignación alternada de ranuras de tiempo (Round Robin) discutido en la sección 6.4.2 asegura equidad entre las estaciones móviles pero la característica variante en el tiempo del canal no es explotada para incrementar la tasa de transmisión de datos. Por otro lado, los métodos oportunistas [3] pretenden maximizar la tasa de transferencia total del sistema por medio de la asignación de los recursos a la estación móvil con la mejor condición de canal y por lo tanto son incapaces de proveer una distribución equitativa de los recursos del canal. Una solución popular que se encuentra, como compromiso entre estas, es el diagramador proporcional equitativo (PFS) [3]. Notando la tasa de transmisión promedio de la k ésima estación móvil como $\bar{R}_k$, basado en razonamientos de equidad, apunta a maximizar $\bar{R}_k$ para las estaciones móviles en el tiempo, utilizando información de la asignación de ranuras de tiempo previas. Esto puede escribirse como

$$P^{(s+1)}(\bar{R}_k) = \arg \max_P \sum_{k=1}^K \log(\bar{R}_k(s)), \quad (7.6)$$

donde $P^{(s+1)}(\bar{R}_k)$ es el resultado de la asignación de recursos para la ranura de tiempo $s+1$ y $\mathcal{P}$ es el conjunto de todas las posibles asignaciones para la ranura de tiempo considerada. Como se describió en el capítulo anterior, el algoritmo realiza un seguimiento de la tasa de transmisión promedio $\bar{R}_k(s)$ de cada estación móvil en una ventana pesada exponencialmente de longitud τ . Cada estación móvil calcula su tasa alcanzable $\tilde{r}_k(n, s)$ para la ranura de tiempo s y todos los subcanales n ($k = 1, \dots, K$; $n = 1, \dots, N$). Basándose en las tasas alcanzables por las estaciones móviles, el algoritmo asigna cada subcanal a la estación móvil k^* con la mayor relación entre tasa alcanzable y promedio $\tilde{r}_k(n, s)/\bar{R}_k(s)$. Las tasas promedio $\bar{R}_k(s)$ son actualizadas para la próxima ranura de tiempo utilizando la ventana pesada exponencialmente como sigue

$$\bar{R}_k(s+1) = \left(1 - \frac{1}{\tau}\right) \bar{R}_k(s) + \frac{1}{\tau} R_k(s). \quad (7.7)$$

Este algoritmo de diagramación, al estar basado en la maximización en el tiempo de tasas promedio, se presta para mejoras en el caso en el que existen disponibles predicciones de las estaciones móviles del estado de canal en ranuras de tiempo futuras. Sin embargo, el uso de predictores de canal de largo alcance para incluir esta nueva dimensión temporal en la estrategia de asignación de recursos no ha sido explorada aún en su totalidad. Una extensión del PFS para incluir predicciones de la CSIR en ranuras de tiempo futuras fue propuesta en [25]. En este PFS basado en predicción (PFS en adelante), las tasas de transmisión alcanzables en una ventana de predicción desde las ranuras $s+1$ a $s+W$ son consideradas y las tasas promedio al final de esta ventana son maximizadas. El esquema de asignación basado en predicción puede expresarse como

$$P^{(s+1)}(\bar{R}_k^W) = \arg \max_{\mathcal{P}} \sum_{k=1}^K \log(\bar{R}_k^W), \quad (7.8)$$

donde $\bar{R}_k^W$ indica la tasa promedio de la estación móvil k al final de las próximas W ranuras de tiempo y se calcula a partir de (7.4) y (7.7) como

$$\bar{R}_k^W = \left(1 - \frac{1}{\tau}\right) \bar{R}_k(s) + \frac{1}{\tau} \sum_{w=1}^W \left(1 - \frac{1}{\tau}\right)^{W-w} \tilde{R}_k(s+w), \quad (7.9)$$

donde $\tilde{R}_k(\cdot)$ indica una tasa asignada “virtual”, dado que las ranuras de tiempo $s+2$ a $s+W$ no se asignan aún. También se propone en [25] un algoritmo práctico para la implementación de (7.8) el cual se describe en la Figura 7.1, con el pseudocódigo Algoritmo 7.1, y cuyas características se describen a continuación.

Se define una matriz $\mathbf{A}(s) = [\mathbf{a}_1(s), \dots, \mathbf{a}_W(s)]$ de dimensión $W \times N$ al final de la ranura de tiempo s para representar la asignación de los subcanales a las estaciones móviles durante

las próximas W ranuras de tiempo, donde $\mathbf{a}_w(s) = [a_{1,w}, \dots, a_{N,w}]^T$ representa la asignación para la ranura de tiempo $s + w$. Entonces, el elemento $a_{n,w}(s)$ de $\mathbf{A}(s)$ especifica a que estación móvil se le asigna el subcanal n en la ranura de tiempo $s + w$. Utilizando la definición de esta matriz, el algoritmo determina los componentes de la matriz $\mathbf{A}(s)$ que maximizan (7.8). La primer columna de la matriz resultante (correspondiente a la ranura de tiempo $s + 1$) es usada para la asignación de recursos de la próxima ranura de tiempo. En cada paso de asignación de recursos de ranura de tiempo, la matriz $\mathbf{A}(s)$ es inicializada con su valor previo $\mathbf{A}(s - 1)$ con sus columnas desplazadas una ranura de tiempo de manera que la primer columna de $\mathbf{A}(s)$ tiene el cálculo previo para $s + 1$ y la última columna de $\mathbf{A}(s)$ contiene todos ceros. Como el diagramador considera las tasas alcanzables en las próximas W ranuras de tiempo para la diagramación de la siguiente ranura de tiempo, el cálculo de $\mathbf{A}(s)$ comienza desde la ranura $s + W$ y continúa hacia atrás hasta la ranura $s + 1$. En el pseudocódigo de la Figura 7.1, $\mathbf{A}(s)_{(a_{n,w}=0)}$ se utiliza para indicar el reemplazo del elemento $a_{n,w}$ de $\mathbf{A}(s)$ con 0, mientras se mantienen todos los demás componentes sin cambios.

Figura 7.1 Algoritmo 7.1 - Diagramador proporcional equitativo basado en predicción en el paso s

```

Start with  $\mathbf{A}(s) = [\mathbf{a}_2(s - 1) \dots \mathbf{a}_W(s - 1) \mathbf{0}]$ 
for  $w = W$  down to 1 do
  for  $n = 1$  to  $N$  do
     $k^* = \arg \max_{k=1 \dots K} \left( \frac{\tilde{r}_k[s+w,n]}{\bar{R}_k(s+W) |\mathbf{A}(s)_{(a_{n,w}=0)}} \right)$ 
     $a_{n,w} = k^*$ 
  end for
end for

```

La asignación de recursos para $s + 1$ esta dado por la primer columna de $\mathbf{A}(s)$

Es claro que el PFS se apoya en la predicción de las tasas alcanzables $\tilde{r}_k(n, s + w)$ suministradas a la estación base por las estaciones móviles. En un escenario móvil, el error asociado con la predicción de varias ranuras de tiempo no puede despreciarse dado que el error de predicción se incrementa significativamente con el horizonte de predicción. Para que la asignación de recursos basada en predicción sea posible en este escenario se requiere una caracterización adecuada del error de predicción. Este tema es abordado en la siguiente sección.

7.4. Asignación de recursos basada en predicciones imperfectas

En esta sección se considera la evaluación de las tasas alcanzables $\tilde{r}_k(n, s + w)$ para ranuras de tiempo futuras (que serán la entrada al PFS de la sección 7.3) cuando hay disponible CSIR

imperfecta. Esta evaluación es crítica para el caso de asignación de recursos basada en predicción.

Para poder utilizar información referida a ranuras de tiempo futuras, las tasas de transmisión alcanzables deben ser estimadas para la ventana de predicción considerada. Esto se realiza mediante el uso de un predictor de canal capaz de obtener la CSIR para estas ranuras de tiempo, del tipo del predictor propuesto en el capítulo 5. Es claro que el error de predicción asociado aumenta de manera significativa a medida que se extiende el horizonte de predicción.

Esta característica de desempeño fue analizada en la sección 5.4.1 desde la perspectiva del diseño de predictores de canal de largo alcance eficientes. En la Figura 7.2 se muestra nuevamente esta característica típica de los predictores de canal prácticos con el objetivo en este caso de poner en evidencia la necesidad de una caracterización apropiada del error de predicción en el contexto de asignación de recursos. En particular, esta figura ilustra el desempeño del predictor R-BEM LRP propuesto en el capítulo 5 junto con el predictor MMSE de [21]. Esta figura está calculada basada en la especificación 3GPP [1] con una frecuencia de portadora de $f_C = 2\text{GHz}$ con 10 MHz de ancho de banda, 15KHz de separación interportadora y el número de subportadoras en uso fijo en $N = 600$. Además, el sistema utiliza un 5% de símbolos piloto, distribuidos uniformemente en tiempo y frecuencia.

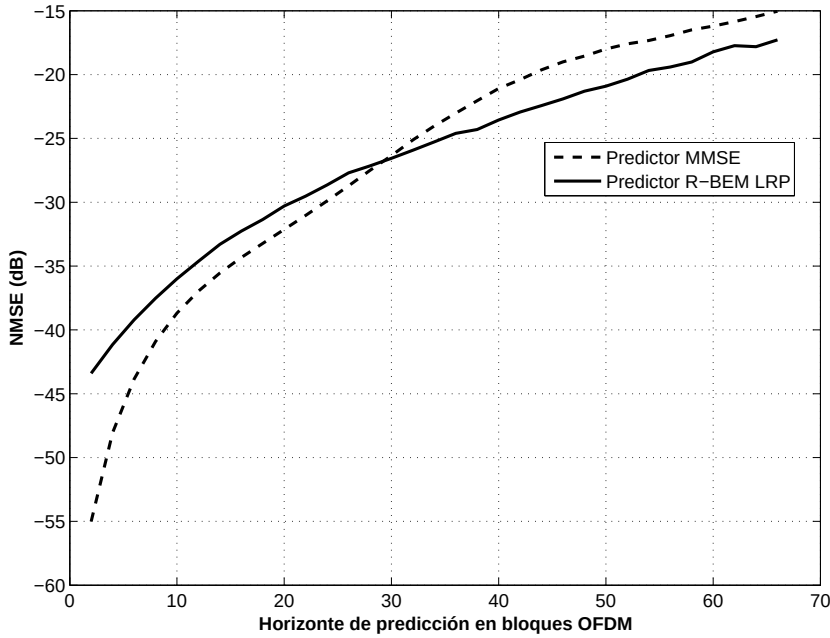


Figura 7.2: Desempeño típico en términos de error de predicción para dos predictores de canal de complejidad reducida diseñados basados en la especificación de 3GPP. Puede observarse como el error de predicción se incrementa significativamente a medida que el horizonte de predicción se extiende.

Centrando el análisis en la carga de bits para un usuario en particular, sin pérdida de generalidad, descartamos en lo que sigue el subíndice de usuario k para simplificar la notación. Cuando hay disponible CSIT perfecta, siguiendo [89] y de acuerdo a lo discutido en la sección 6.3, el BER instantáneo para el subcanal n en la ranura de tiempo s puede ser aproximado para modulaciones QAM como

$$P_e(n, s) \approx c_1 \exp \left\{ \frac{-c_2 \text{SNR} |H(n, s)|^2}{2^{\beta(n, s)} - 1} \right\}, \quad (7.10)$$

donde $c_1 = 0,2$, $c_2 = 1,6$ y $\beta(n, s)$ es el número de bits por símbolo para el subcanal y ranura de tiempo considerados. Evaluando (7.10) para los valores posibles de $\beta(n, s)$, aquel que satisface el requerimiento de BER del sistema es seleccionado para la transmisión.

Extendiendo [89] para el caso de modulaciones con codificación, (7.10) puede reemplazarse por

$$P_e(n, s) \approx c_1 \exp \left\{ \frac{-c_2 \text{SNR} \delta(n, s) |H(n, s)|^2}{2^{\beta(n, s)} - 1} \right\}, \quad (7.11)$$

en donde $\delta(n, s)$ es la ganancia de codificación, para la constelación QAM correspondiente determinada por el valor de $\beta(s, n)$. Evaluando (7.11) para los posibles pares de $\beta(n, s)$ y $\delta(n, s)$, aquel que satisface el requerimiento de BER del sistema es seleccionado para la transmisión en este caso. Es claro que para el caso sin codificación $\delta(n, s) = 1$ para todos los valores de $\beta(n, s)$ y (7.11) se reduce a (7.10).

En un escenario práctico, es imposible tener conocimiento perfecto de CSIT y la determinación de $\beta(n, s)$ está basada en una estimación $\hat{H}(n, s)$ de $H(n, s)$. En este caso, el uso de (7.10) ya no garantiza que el requerimiento de BER se cumpla. En el capítulo 6 se describió el uso de una BER promedio $\bar{P}_e(n, s)$ en lugar de la BER instantánea para este caso, a partir de lo que se obtuvo la expresión

$$\begin{aligned} \bar{P}_e(n, s) &= \int_0^\infty P_e(n, s) f(\alpha) d\alpha \\ &= \int_0^\infty c_1 \exp \left\{ \frac{-c_2 \text{SNR} \delta(n, s) \alpha^2}{2^{\beta(n, s)} - 1} \right\} f(\alpha) d\alpha, \end{aligned} \quad (7.12)$$

para la determinación de las tasas de transferencia alcanzables, en donde $f(\alpha)$ es la función de densidad de probabilidad (pdf) de $|H(n, s)|_{\hat{H}(n, s)}$, que para el caso de un sistema fijo puede formularse explícitamente.

Desafortunadamente para la aplicación de asignación de recursos basada en predicción considerada aquí, $\hat{H}(n, s)$ es una predicción de $H(n, s)$ basada en CSIR significativamente antigua, y la obtención de $f(\alpha)$, además de difícil de obtener, resulta altamente dependiente de las características del predictor de canal utilizado para obtener $\hat{H}(n, s)$. A continuación se desarrolla una reformulación de (7.12) en términos del error de predicción en lugar de α , dado que el primero es la observación disponible en el caso de asignación de recursos basada en predicción.

Específicamente, para un algoritmo de asignación de recursos basado en predicción que considere hasta W ranuras de tiempo en el futuro, es necesario evaluar W pdfs diferentes. Se define para cada horizonte de predicción considerado las siguientes variables aleatorias

$$\alpha_w = \left| \hat{H}(n, s + w) \right|_{|H(n, s)} + \sigma_H^2 e_w, \quad (7.13)$$

siendo $\left| \hat{H}(n, s + w) \right|_{|H(n, s)}$ el valor de predicción del canal para el horizonte de predicción de w ranuras de tiempo y e_w la variable aleatoria correspondiente al error de predicción normalizado para el horizonte de predicción w . Entonces, se tiene que $e_w = \left(\alpha_w - \left| \hat{H}(n, s + w) \right|_{|H(n, s)} \right) / \sigma_H^2$ de manera que las pdfs de α_w y e_w están relacionadas por

$$f_{\alpha_w}(\alpha_w) = \frac{1}{\sigma_H^2} f_{e_w}(e_w). \quad (7.14)$$

Reemplazando (7.14) en (7.12), el BER promedio para cada horizonte de predicción puede evaluarse en términos del error de predicción normalizado definido e_w utilizando

$$\begin{aligned} \bar{P}_{e_w}(n, s + w) &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{c_1}{\sigma_H^2} \exp \left\{ \frac{-c_2 \text{SNR} \delta(n, s) \left(\left| \hat{H}(n, s + w) \right|_{|H(n, s)} + \sigma_H^2 e_w \right)^2}{2^{\beta(n, s + w)} - 1} \right\} f_{e_w}(e_w) de_w \\ &= \hat{P}_{e_w}(n, s + w) \times \rho_w(n), \end{aligned} \quad (7.15)$$

donde $\hat{P}_{e_w}(n, s + w)$ indica la evaluación de (7.11) para el valor de predicción disponible del coeficiente del canal y está dado por

$$\hat{P}_e(n, s + w) = c_1 \exp \left\{ \frac{-c_2 \text{SNR} \delta(n, s) \left| \hat{H}(n, s + w) \right|_{|H(n, s)}^2}{2^{\beta(n, s + w)} - 1} \right\}, \quad (7.16)$$

y $\rho_w(n)$ se refiere al factor de corrección que toma en consideración la CSIR imperfecta a través del error de predicción normalizado y está dado por

$$\rho_w(n) = \frac{1}{\sigma_H^2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ \frac{-c_2 \text{SNR} \delta(n, s) \theta(n, s+w)}{2^{\beta(n, s+w)} - 1} \right\} f_{e_w}(e_w) de_w, \quad (7.17)$$

donde $\theta(n, s+w) = 2\sigma_H^2 \left| \hat{H}(n, s+w) \right|_{|H(n, s)|} e_w + \sigma_H^4 e_w^2$. El factor de corrección en (7.17) compensa en promedio las imperfecciones en la CSIR. Es claro que para el caso de CSIR perfecta este factor se reduce a uno. Se deriva a continuación un estimador de $f_{e_w}(e_w)$ en (7.17) que permita evaluar este factor de corrección.

Si se asume que el error de predicción e_w es idénticamente distribuido sobre los subcanales del sistema y es independiente de $H(n, s)$, entonces las muestras del error de predicción para los diferentes subcanales pueden ser utilizadas para la construcción de un histograma para la estimación de $f_{e_w}(e_w)$. Siguiendo a [92], para encontrar $\hat{f}_{e_w}(e_w)$ se utiliza la pdf empírica. Definiendo $\epsilon = \{\epsilon_1, \dots, \epsilon_Q\}$ como una observación del vector aleatorio ϵ , cuyas componentes se organizan en orden creciente ($\epsilon_q \leq \epsilon_{q+1}$), entonces se define la distribución empírica de ϵ como

$$\hat{F}_\epsilon(e_w) = \begin{cases} 0 & |e_w| \leq \epsilon_1 \\ q/Q & \epsilon_q < |e_w| \leq \epsilon_{q+1} \\ 1 & |e_w| > \epsilon_Q \end{cases}, \quad (7.18)$$

para $q = 1, \dots, Q$. $\hat{F}_\epsilon(e_w)$ es una variable aleatoria con distribución binomial, con una probabilidad de éxito $p = \hat{F}_\epsilon(e_w)$. Se espera que para $Q \rightarrow \infty$, $\hat{F}_\epsilon(e_w)$ aproxime la distribución verdadera de $F_{e_w}(e_w)$. Si los umbrales en (7.18) se encuentran equiespaciados, la pdf $\hat{f}_\epsilon(e_w)$ asociada a la distribución empírica resulta un histograma. Para obtener la forma del estimador, suponiendo que el i -ésimo intervalo del histograma está centrado en ϵ_i , y suponiendo que ω es su ancho. Entonces, el i -ésimo intervalo estará dado por

$$\Delta_i = \left\{ e_w : \epsilon_i - \frac{\omega}{2} < e_w \leq \epsilon_i + \frac{\omega}{2} \right\}, \quad (7.19)$$

de manera que el histograma $\hat{f}_\epsilon(e_w)$ queda definido por

$$\hat{f}_{\epsilon_i}(e_w) = \frac{Q_i}{Q\omega} \text{ para } e_w \in \Delta_i, \quad (7.20)$$

siendo Q_i el número de observaciones para las que $e_w \in \Delta_i$. El ancho de intervalo ω , junto con el máximo umbral para el error ϵ_Q en (7.18) determinan el numero de puntos de masa de probabilidad del estimador construido. El sesgo de $\hat{f}_\epsilon(e_w)$ como estimador de $f_{e_w}(e_w)$ puede mostrarse que está dado para cada intervalo por

$$b(\hat{f}_{\epsilon_i}(e_w)) \approx f''_{e_w}(\epsilon_i) \frac{\omega^2}{24}, \quad (7.21)$$

en donde $f''_{e_w}(\epsilon_i)$ es la segunda derivada de $f_{e_w}(\epsilon_i)$, y el error estándar normalizado σ_ϵ para la estimación de $f_{e_w}(\epsilon_i)$ es

$$\sigma_\epsilon = \sqrt{\frac{1 - \omega f_{e_w}(\epsilon_i)}{Q \omega f_{e_w}(\epsilon_i)}}. \quad (7.22)$$

A partir de (7.21) y (7.22) puede observarse que el efecto del ancho de la celda ω en σ_ϵ es opuesto al efecto en el sesgo, de manera que una elección apropiada para ω es fijarlo como $\omega \propto 1/\sqrt{Q}$ [92].

Utilizando la pdf estimada para el error de predicción, (7.17) puede escribirse en términos de (7.20) como

$$\hat{\rho}_w(n) = \frac{1}{\sigma_H^2} \sum_{-\epsilon_Q}^{\epsilon_Q} \exp \left\{ \frac{-c_2 \text{SNR} \delta(n, s) \tilde{\theta}(n, s+w)}{2^{\beta(n, s+w)} - 1} \right\} \hat{f}_{\epsilon_i}(\epsilon_i), \quad (7.23)$$

siendo $\tilde{\theta}(n, s+w) = 2\sigma_H^2 \left| \hat{H}(n, s+w) \right|_{|H(n, s)} \epsilon_i + \sigma_H^4 \epsilon_i^2$. Esta última expresión es luego utilizada para evaluar los valores de β que satisfacen $\bar{P}_{e_w}(n, s+w)$ en cada subcanal, de manera que

$$\bar{P}_{e_w}(n, s+w) = \hat{P}_{e_w}(n, s+w) \times \hat{\rho}_w(n). \quad (7.24)$$

El par $\beta^*(n, s+w)$, $\delta^*(n, s)$ que satisface (7.24) determina la tasa de transferencia alcanzable $\tilde{r}(n, s+w)$ en el subcanal n .

Observaciones:

- Tomando en consideración que el número de subportadoras de un sistema OFDMA típico es usualmente grande (por encima de las 512 subportadoras), el sesgo y el error estándar de (7.21) y (7.22) respectivamente serán pequeños, y los W histogramas construidos para cada estación móvil describirán las características del error de predicción en forma precisa.
- En la presentación anterior, los histogramas para la estimación de $f_{e_w}(\epsilon_i)$ se construyen basados en (7.13), la cual asume CSIR perfecta en la estación móvil para la ranura de tiempo actual. En una implementación práctica, las estaciones móviles calculan una estimación de $H_k(n, s)$ para la detección de símbolos. Asumiendo que para el rango de predicción de interés (varias ranuras de tiempo) el error de estimación es mucho menor que el error de predicción, las primeras pueden ser utilizadas como referencia para la caracterización de éste último sin afectar demasiado la $\hat{f}_{\epsilon_i}(\epsilon_i)$ resultante.

- Si además se asume que la estadística de e_w puede considerarse como invariante en el tiempo para más ranuras de tiempo, entonces los histogramas pueden ser periódicamente mejorados con la incorporación de nuevas muestras. Esto es

$$\hat{f}_{\epsilon_i}^{(s)}(\epsilon_i) = \xi \hat{f}_{\epsilon_i}^{(s)}(\epsilon_i) + (1 - \xi) \hat{f}_{\epsilon_i}^{(s-W)}(\epsilon_i), \quad (7.25)$$

donde $0,5 \leq \xi \leq 1$ es un parámetro de ajuste seleccionado para compensar por la posible variación con el tiempo de la estadística de e_w .

Finalmente, los valores resultantes de $\tilde{r}_k(n, s + w)$ correspondientes a cada estación móvil se utilizan en el algoritmo de asignación de recursos basado en predicción. En particular, en este capítulo se evalúa la caracterización del error propuesta en el esquema PFS de [25].

7.5. Análisis de complejidad computacional

El esquema propuesto de caracterización/compensación del error de predicción involucra un costo computacional adicional cuando se lo compara con el escenario básico de CSIT imperfecta sin compensar. Para el caso sin compensación, el costo computacional para la tarea de carga de bits está dado por la evaluación de (7.10) para los pares posibles de β y δ . Utilizando para este fin el algoritmo de búsqueda binaria, el número promedio de evaluaciones de (7.10) requeridas para la búsqueda es de $\log_2(\tilde{K}) - 1$ y como máximo $\log_2(\tilde{K})$ pruebas en el peor caso, siendo $\tilde{K}$ el número de pares β - δ disponibles, el cual es un número pequeño en sistemas prácticos. Por otro lado, para el esquema propuesto, el costo computacional involucrado en la construcción de los histogramas de (7.20) y en la evaluación del factor de corrección $\hat{\rho}_w(n)$ de (7.23) deben ser considerados además de la evaluación de $\hat{P}_{e_w}$ similar a (7.10).

Los histogramas contruidos tienen $2\epsilon_Q + 1$ intervalos (puntos de masa de probabilidad). El valor de Q_i en (7.20) para cada punto de masa de probabilidad puede también ser evaluado por medio del algoritmo de búsqueda binaria para determinar el intervalo correspondiente a cada muestra. Esta operación requiere en promedio $\log_2(2\epsilon_Q + 1)$ pruebas para cada muestra. Entonces, el costo computacional asociado a la construcción de los W histogramas es evaluado como $\mathcal{O}(WQ \log_2(2\epsilon_Q + 1))$, y asumiendo que la histogramas se actualizan cada W ranuras de tiempo se reduce a $\mathcal{O}(Q \log_2(2\epsilon_Q + 1))$.

Considerando el cómputo del factor de corrección $\hat{\rho}_w(n)$ de (7.23), este debe ser evaluado para todos los posibles pares de β y δ para ser luego inserto en (7.24). La evaluación de (7.23) involucra $\mathcal{O}(2\epsilon_Q + 1)$ operaciones complejas, que llevan a un costo computacional de $\mathcal{O}(\tilde{K}(2\epsilon_Q + 1))$ operaciones complejas para la evaluación de todos los valores posibles de $\hat{\rho}_w(n)$.

Resumiendo la discusión de los párrafos anteriores, el costo computacional adicional del esquema propuesto, comparado con el caso básico sin compensar, es de $\mathcal{O}(Q \log_2(2\epsilon_Q + 1) + \tilde{\mathcal{K}}(2\epsilon_Q + 1))$. Entonces, en la práctica la complejidad está dominada por el número de muestras de error Q , el cual es mucho mayor que el número de pares de modulación/codificación disponibles $\tilde{\mathcal{K}}$.

7.6. Ejemplos numéricos para la asignación de recursos basada en predicción

En esta sección se evalúa el impacto de la asignación de bits predictiva propuesta y presentada en la Sección 7.4 que considera el error de predicción, en el desempeño del algoritmo de asignación de recursos basado en predicción de [25] y descrito como Algoritmo 7.1. Se busca cuantificar la mejora en el desempeño alcanzada con la caracterización empírica propuesta para el error de predicción.

Se utilizan los siguientes parámetros con este propósito. Se considera el canal de bajada de un sistema OFDMA basado en la especificación de 3GPP [1] operando en una frecuencia de portadora de $f_C = 2\text{GHz}$ con 10 MHz de ancho de banda, 15KHz de separación interportadora y $5\mu\text{s}$ de longitud de prefijo cíclico. El tamaño de la FFT es 1024 y $N = 600$ subportadoras son utilizadas, ocupando un 90 % del ancho de banda. La longitud de una ranura de tiempo es de $M = 15$ símbolos OFDMA, equivalente a 1ms y el sistema utiliza 5 % de subportadoras pilotos, distribuidas uniformemente en tiempo y frecuencia, en donde $[2, 8L]$ pilotos en frecuencia son utilizadas, siendo L la longitud de la respuesta impulsiva del canal.

El algoritmo de asignación de recursos basado en predicción considera predicciones del estado de canal de hasta $W = 3$ ranuras de tiempo en el futuro. Se consideran tanto el caso de un sistema con modulación adaptativa sin codificación como el caso de un sistema con modulación adaptativa y codificación convolucional. Las constelaciones disponibles para transmisión en el sistema sin codificación son 4-QAM, 16-QAM o 64-QAM, mientras que para el caso con codificación se utilizan las mismas constelaciones en conjunto con el código convolucional (133,171) de tasa 1/2 con perforaciones para obtener tasas de codificación de 2/3 y 3/4. En todos los casos el esquema de modulación para cada subcanal es seleccionado para verificar un BER objetivo del sistema de $1 \cdot 10^{-3}$. Las funciones de carga de bits utilizadas se muestran en las Figuras 7.3 y 7.4 para el caso sin codificar y con codificación convolucional (similar a [88]), respectivamente.

Basándose en las derivaciones de la sección 7.4, los parámetros para la construcción de los histogramas son elegidos como $Q = 600$ (todos los subcanales del sistema utilizados), $\omega = 0,078$

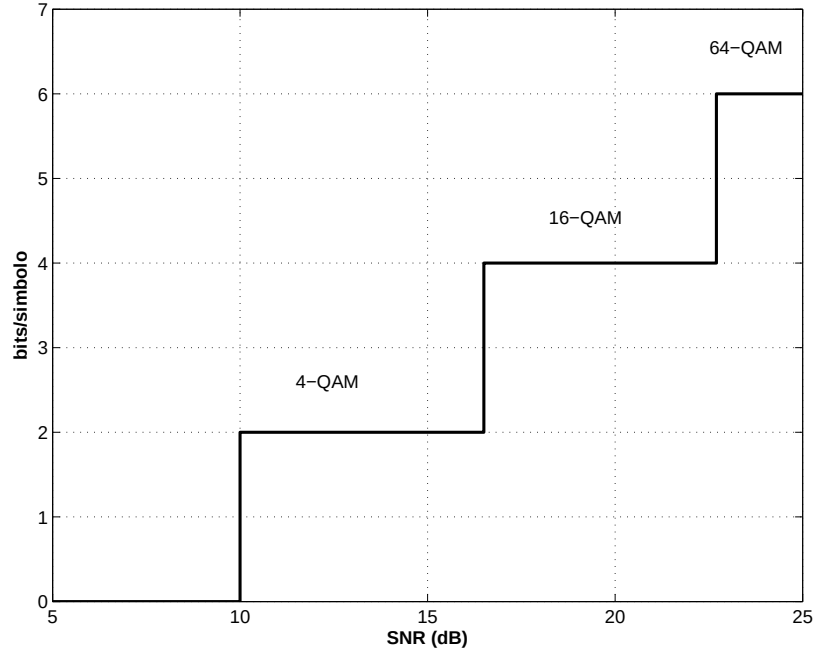


Figura 7.3: Función de carga de bits utilizada en el sistema OFDMA considerado para el caso de modulación adaptativa sin codificación.

y los límites para el histograma en $\pm 0,8$. Finalmente, el parámetro ξ para la actualización de los histogramas se fija en $\xi = 0,7$. Para evaluar un ambiente de propagación realista, se consideran canales inalámbricos con desvanecimiento independiente para cada estación móvil siguiendo la especificación ITU-Vehicular A [78], que resulta en un canal selectivo en frecuencia de 27 coeficientes para los parámetros de sistema dados. Cada coeficiente del canal varía en tiempo de acuerdo a un espectro de Doppler tipo Jakes. Se utiliza para las simulaciones la estructura específica de estimación/predicción propuesta en el capítulo 5. Los parámetros para el predictor de canal R-BEM LRP son $\bar{M} = 12M$ de manera que $s_{1i} = -\cos\left(\frac{\pi i}{M}\right)$. El valor de G resultante es 8 y se utiliza la versión simplificada con los coeficientes de escalamiento de los filtros pasabanda fijos en 1. Finalmente, el factor de extrapolación para el predictor de Kalman se fija en 3 mientras que el factor de decimación T es ajustado de manera de alcanzar los diferentes horizontes de predicción. Todos los resultados de simulación fueron obtenidos promediando sobre 500 ranuras de tiempo y un valor de relación señal a ruido de SNR=25dB.

Se presentan tres estudios por simulaciones diferentes para la evaluación del esquema de corrección del error de predicción propuesto. Primero, se calcula el salto en la carga de bits que resulta de CSIT imperfecta, para un único usuario y para la ventana de predicción considerada, para analizar la degradación en la carga de bits en un escenario basado en predicción. Luego, se

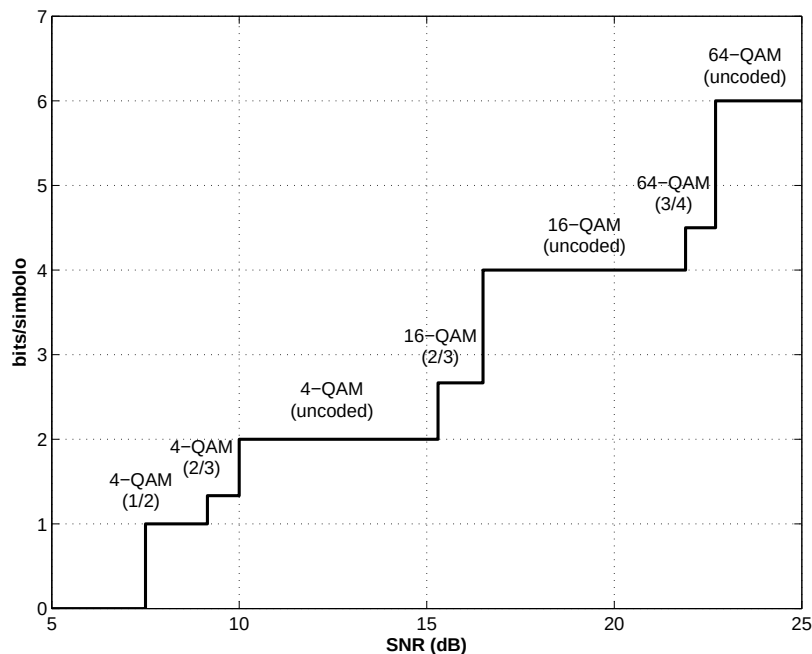


Figura 7.4: Función de carga de bits utilizada en el sistema OFDMA considerado para el caso de modulación adaptativa con codificación convolucional.

considera el impacto de esta diferencia en la carga de bits en la transferencia total del sistema en un ambiente multiusuario. Finalmente, en un tercer escenario de simulación se investiga la pérdida en desempeño en términos de transferencia total del sistema, en este caso para un número fijo de estaciones móviles con una velocidad de desplazamiento creciente.

7.6.1. Diferencias en la carga de bits

Se discute a continuación la degradación en la carga de bits en un esquema basado en predicción. Específicamente, se evalúa la carga de bits para una única estación móvil, desplazándose a 50km/h, durante W ranuras de tiempo sucesivas basada en las predicciones de la CSIR. Se compara el método propuesto que considera el error de predicción para la carga de bits basado en (7.24) (CSIR Corregida) contra la carga de bits sin compensar de (7.11) que asume que el error de predicción es suficientemente pequeño y puede despreciarse (CSIR Imperfecta) [25]. También se considera como referencia la carga de bits que resulta cuando el canal verdadero es utilizado en (7.11) (CSIR Perfecta). Las Figuras 7.5 y 7.6 ilustran estos resultados para los diferentes subcanales del sistema OFDMA y los horizontes de predicción considerados para el caso sin codificación y con codificación respectivamente. Como es esperable, cuando se dispone

de CSIR perfecta, la carga de bits promedio es independiente del horizonte de predicción y las curvas para todos los valores de w aparecen superpuestas.

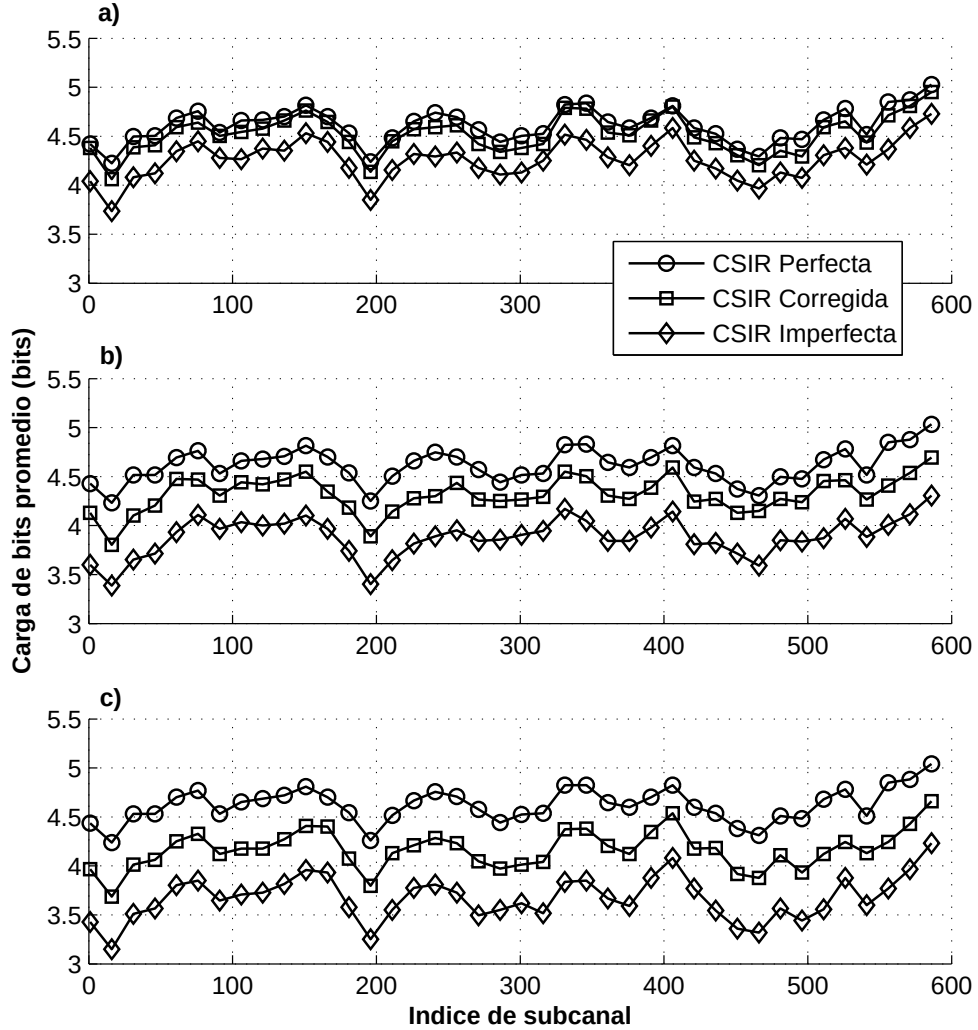


Figura 7.5: OFDMA sin codificación - Carga promedio de subcanales para predicciones de a) $w = 1$, b) $w = 2$ y c) $w = 3$ ranuras de tiempo y una única estación móvil. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 50km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10^{-3}$.

Considerando CSIR imperfecta, puede observarse que la corrección basada en histogramas propuesta, compensa de manera efectiva este efecto para $w = 1$ tanto para el caso con codificación como el caso sin codificación. Más aún, para $w = 2$ y $w = 3$, la diferencia en la carga relativa a las curvas para CSIR perfecta es reducida significativamente para la técnica propuesta, dado que el salto es de aproximadamente 0.4 y 0.6 bits para $w = 2$ y $w = 3$ respectivamente, en contraste con

los saltos de 0.4, 0.7 y 1 bit para $w = 1$, $w = 2$ y $w = 3$ respectivamente para la carga de bits sin compensación en el caso del sistema con codificación. Para el sistema sin codificación, las curvas tienen el mismo comportamiento, solo que al ser menor la cantidad de esquemas de modulación disponible, la carga promedio de bits resulta menor para todos los esquemas considerados. Vale la pena notar que la diferencia en todos los casos está uniformemente distribuida a lo largo de los subcanales del sistema, verificando entonces que las muestras de error de todos los subcanales pueden ser utilizadas en la construcción de los histogramas.

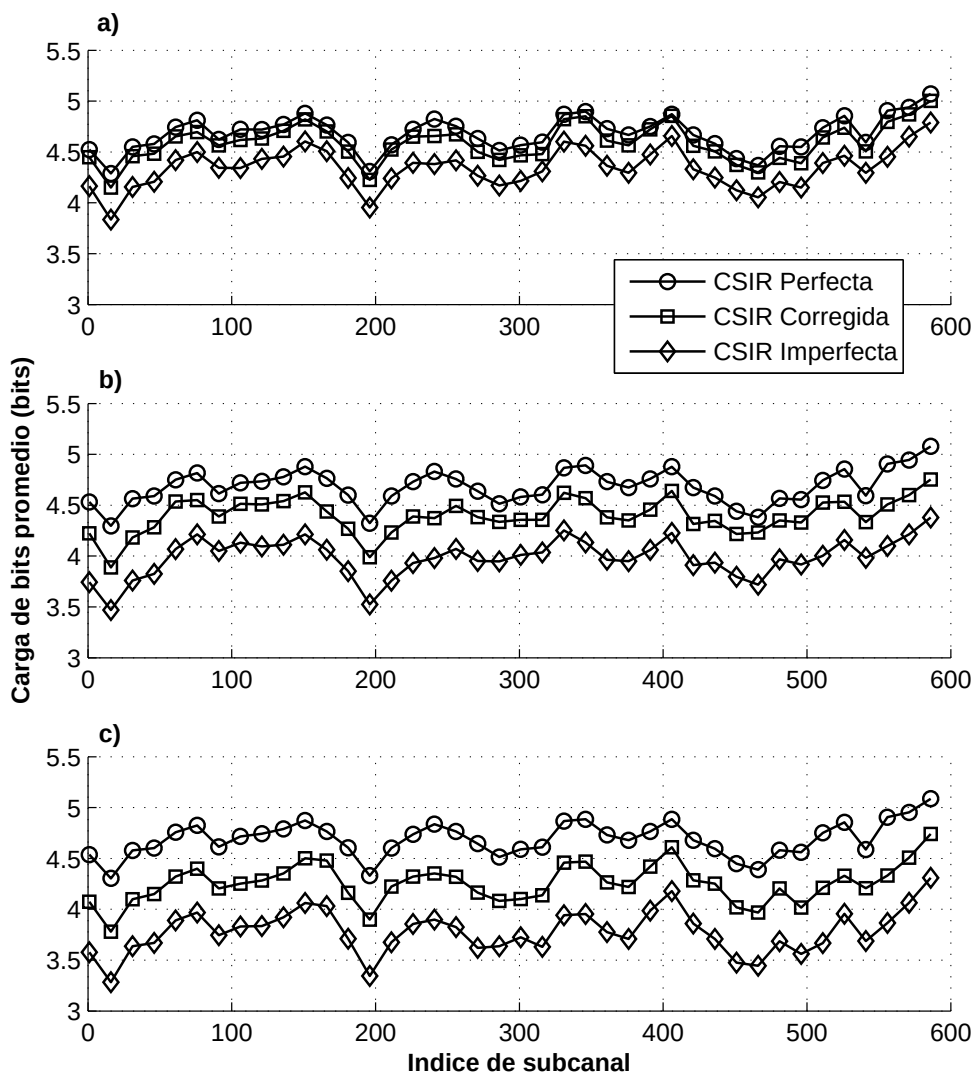


Figura 7.6: OFDMA con codificación convolucional - Carga promedio de subcanales para predicciones de a) $w = 1$, b) $w = 2$ y c) $w = 3$ ranuras de tiempo y una única estación móvil. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 50km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10e^{-3}$.

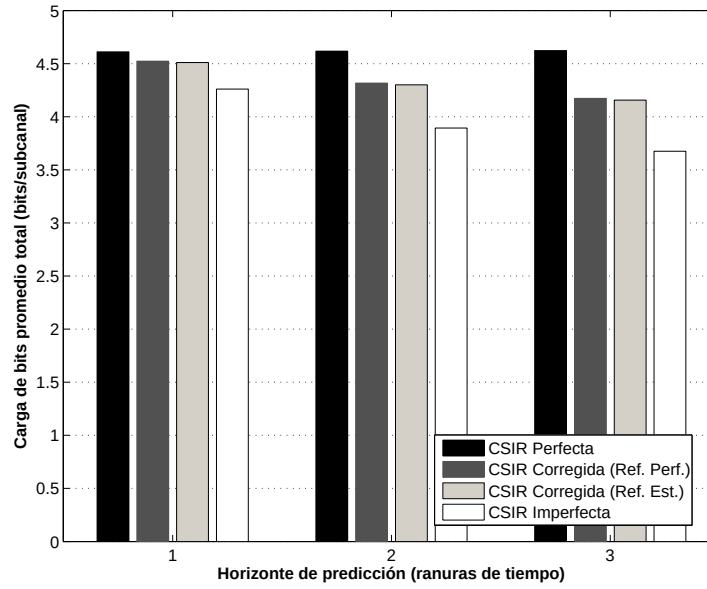


Figura 7.7: OFDMA sin codificación - Carga de bits promedio de todos los subcanales para predicciones de $w = 1, 2$ y 3 ranuras de tiempo y una única estación móvil. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 50km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10^{-3}$.

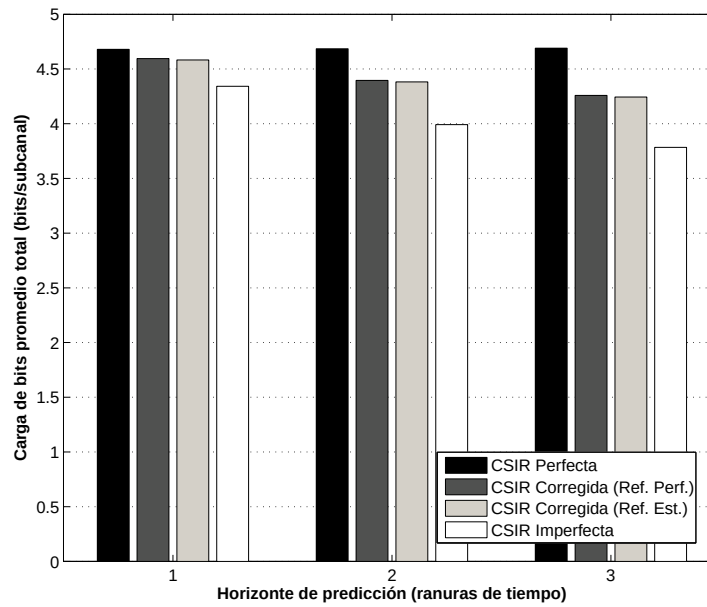


Figura 7.8: OFDMA con codificación convolucional - Carga de bits promedio de todos los subcanales para predicciones de $w = 1, 2$ y 3 ranuras de tiempo y una única estación móvil. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 50km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10^{-3}$.

Las Figuras 7.7 y 7.8 muestran la carga de subcanales para los diferentes horizontes de predicción promediada sobre todos los subcanales del sistema. Estas figuras ilustran el salto en la carga de bits introducido por las predicciones imperfectas del canal. Se muestra también como este salto logra ser reducido cuando se utiliza el esquema de corrección propuesto, y que tan larga puede ser la ventana de predicción. Puede observarse que en ambos casos el salto para $w = 3$ ya es de mas de 0.5 bits en el esquema propuesto, lo cual sugiere a este horizonte de predicción como límite para el largo de la ventana de predicción. En estas figuras se muestran dos evaluaciones para la técnica de corrección propuesta. Una corresponde al caso en que los histogramas se construyen tomando como referencia para el error de predicción al canal real (Ref. Perfecta), mientras que la otra corresponde al caso más practico en que la referencia está dada por una estimación de canal (Ref. Imperfecta). Puede observarse que para ambas evaluaciones la degradación en la carga de bits es prácticamente la misma.

7.6.2. Impacto de la degradación en la carga de bits

Se evalúa a continuación el impacto del salto en la carga de bits analizado en la sección anterior en el algoritmo PFS descrito en la Figura 7.1. Se considera en este caso una única celda de un sistema OFDMA, con hasta 20 estaciones móviles activas desplazándose a 25 y 50km/h en las evaluaciones siguientes, con un horizonte de predicción de hasta $W = 3$ ranuras de tiempo para el predictor de canal. La potencia de canal para las estaciones móviles está uniformemente distribuida entre -3 y 0 dB. Como la asignación de recursos para la ranura de tiempo siguiente está basada en el cálculo de las tasas promedio alcanzadas por las estaciones móviles al final de la ventana de predicción, si las tasas alcanzables calculadas para las ranuras de tiempo futuras difieren en mucho de las tasas alcanzables reales, la asignación de recursos basada en predicción se verá degradada en términos de transferencia del sistema o no logrará verificar el requerimiento de BER. La Figura 7.9 muestra los resultados para el PFS con $W = 3$ en términos de la transferencia promedio total del sistema por subcanal (el máximo de bits por subcanal es 6 para 64-QAM) para el caso sin codificación, mientras que la Figura 7.10 ilustra el caso de modulación con codificación. Los resultados para CSIT perfecta se muestran como una cota de mejor desempeño. Las Figuras 7.9 y 7.10 muestran el impacto de la CSIT imperfecta sin compensar en el algoritmo de asignación de recursos basado en predicción. El PFS con CSIT imperfecta no puede explotar los recursos disponibles por completo y la transferencia del sistema resulta disminuida, en particular para el caso de pocas estaciones móviles. Por otro lado, puede observarse que el esquema de corrección propuesto alcanza un desempeño muy próximo al caso de CSIT perfecta, lo cual demuestra la eficacia del esquema propuesto. Se muestran nuevamente dos curvas para el esquema propuesto. Una corresponde al caso en que la construcción de los

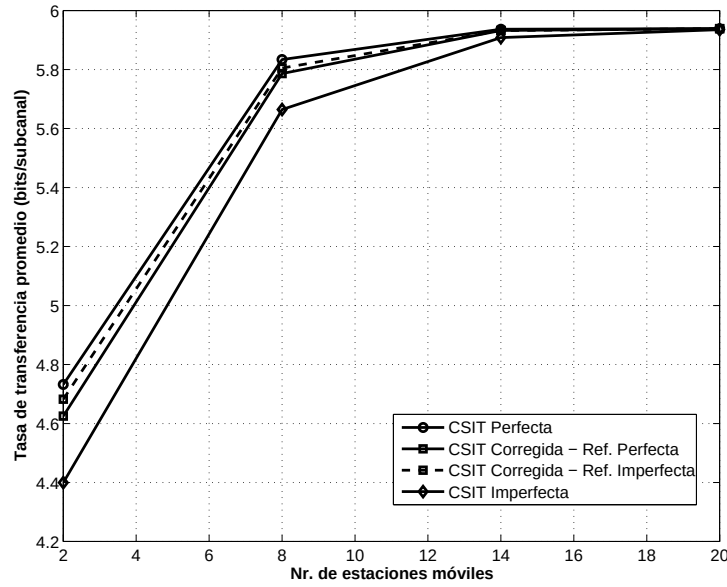


Figura 7.9: OFDMA sin codificación - Tasa de transferencia del sistema por subcanal para asignación de recursos basada en predicción con $W = 3$. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 25km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10^{-3}$.

histogramas está basada en CSIT verdadera (Ref. Perfecta) y la otra para el caso en que la CSIR perfecta es reemplazada con el caso práctico de una estimación de canal (Ref. Imperfecta). Puede notarse que ambas curvas están muy cerca a la del caso de CSIT perfecta como en la subsección anterior y que nuevamente, la técnica propuesta es aplicable tanto al caso con codificación como al caso sin codificar. Esto último se debe a que los resultados difieren únicamente en que en el caso sin codificar la transferencia total es levemente menor, manteniéndose el mismo comportamiento relativo de las curvas para los diferentes esquemas.

Se presenta una última figura de evaluación de la tasa de transferencia total del sistema que permite enfatizar la característica típica del error de predicción en esquemas prácticos como los ilustrados en la Figura 7.2. La Figura 7.11 muestra para el sistema que utiliza codificación, los resultados que se obtienen para una velocidad de desplazamiento mayor de las estaciones móviles. En particular, se presentan resultados para una velocidad de desplazamiento de 50km/h. Para esta mayor velocidad, el hecho de mantener fijo el largo de la ventana de predicción en $W = 3$ implica que el horizonte del predictor de canal será mayor medido en longitudes de onda (como se describió en el capítulo 5). Puede observarse en la figura como el salto entre la técnica propuesta y el caso ideal es mayor al que se obtiene para una velocidad de desplazamiento menor en la Figura 7.10. Puede observarse también, que a pesar de esto, la ganancia que se obtiene respecto del sistema sin compensar continúa siendo significativa.

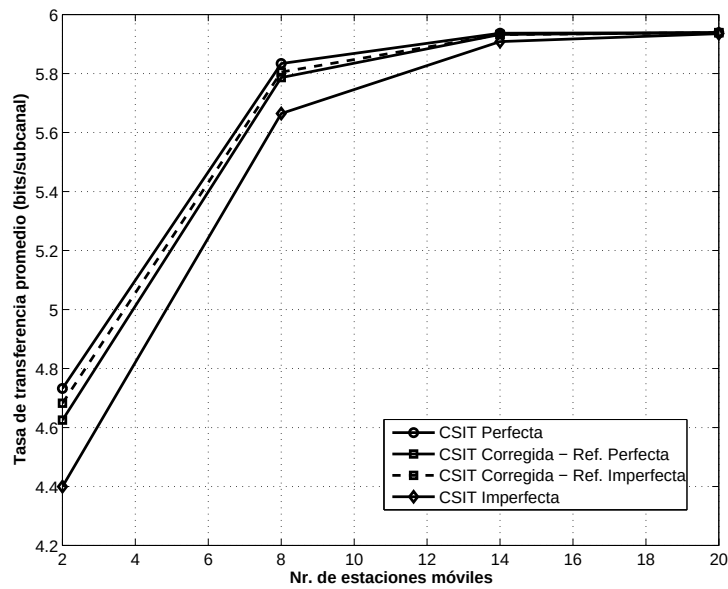


Figura 7.10: OFDMA con codificación convolucional - Tasa de transferencia del sistema por subcanal para asignación de recursos basada en predicción con $W = 3$. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 25km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10^{-3}$.

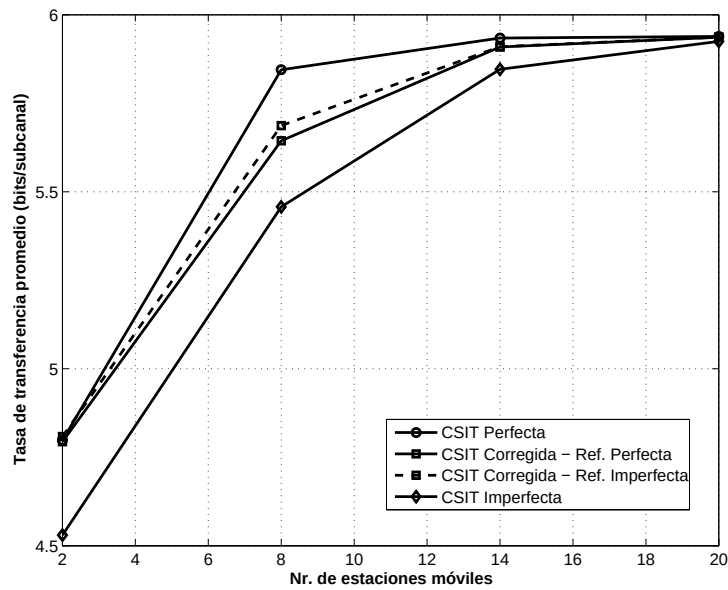


Figura 7.11: OFDMA con codificación convolucional - Tasa de transferencia del sistema por subcanal para asignación de recursos basada en predicción con $W = 3$. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 50km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10^{-3}$.

Finalmente, para el mismo escenario de 25km/h de las Figuras 7.9 y 7.10, se calcula el BER obtenido. Puede verse en las Figuras 7.12 y 7.13 (nuevamente para el caso sin codificar y con codificación respectivamente) que, dado que las funciones de carga de bits son discretas, todas las curvas resultan por debajo del requerimiento de BER del sistema, lo cual es esperado desde el punto de vista que la carga de bits para información imperfecta del canal subestima la calidad real del mismo. El caso de CSIT perfecta es entonces la referencia de desempeño de interés en este caso. Un valor de BER por debajo de esta referencia indica que los recursos del sistema no están siendo explotados en su totalidad. El esquema propuesto satisface el requerimiento de BER del sistema para todos los casos analizados. Por último, en el caso de CSIT sin corregir, el BER resultante se encuentra por debajo de la referencia de caso de conocimiento perfecto del canal, indicando un uso ineficiente de los recursos del canal.

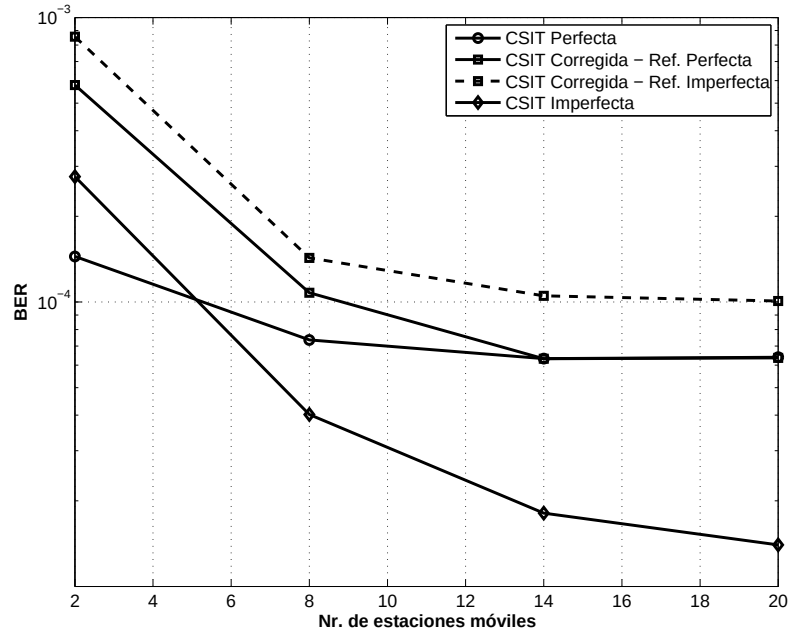


Figura 7.12: OFDMA sin codificación - Valor de BER obtenido para asignación de recursos basada en predicción con $W = 3$. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 25km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10e^{-3}$.

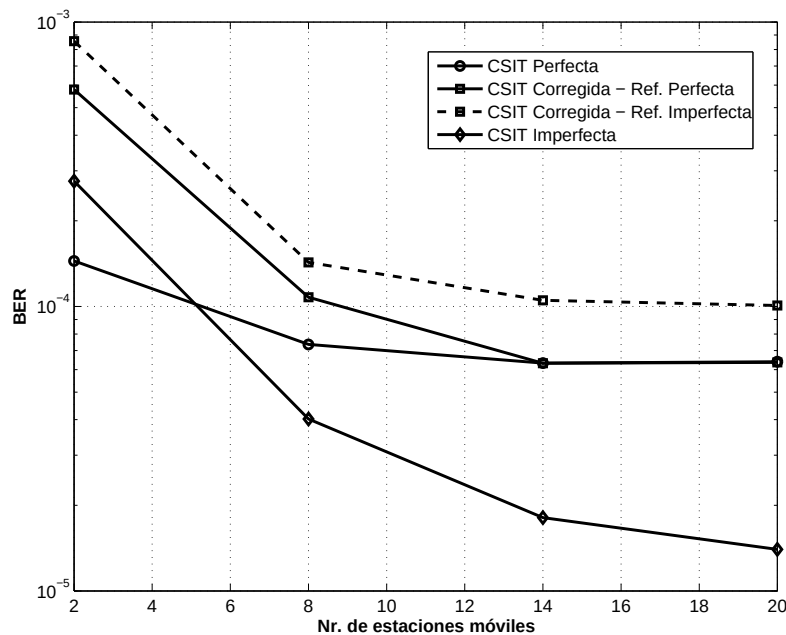


Figura 7.13: OFDMA con codificación convolucional - Valor de BER obtenido para asignación de recursos basada en predicción con $W = 3$. Los resultados se muestran para una velocidad del móvil de 25km/h y el valor de BER objetivo es de $1 \cdot 10e^{-3}$.

7.6.3. Dependencia con la velocidad de las estaciones móviles

En este último escenario de simulación se continúa la investigación de la dependencia del desempeño con la velocidad de desplazamiento de las estaciones móviles. Se considera nuevamente un horizonte de predicción de hasta $W = 3$ ranuras de tiempo para el predictor de canal, y 10 estaciones móviles desplazándose a velocidades desde 50 hasta 200 km/h con una distribución de potencia de canal igual al utilizado para obtener las Figuras 7.9 a la 7.13. Las Figuras 7.14 y 7.15 ilustran la tasa de transferencia promedio del sistema por subcanal para los esquemas de carga de bits comparados sin utilizar y utilizando codificación respectivamente. Estas figuras muestran como la diferencia en la carga de bits aumenta a medida que la velocidad de desplazamiento de las estaciones móviles es mayor (el error de predicción aumenta para un horizonte de predicción en ranuras de tiempo fijo). En todos los casos, el esquema de caracterización del error de predicción propuesto logra reducir esta diferencia significativamente comparado con el caso sin compensar.

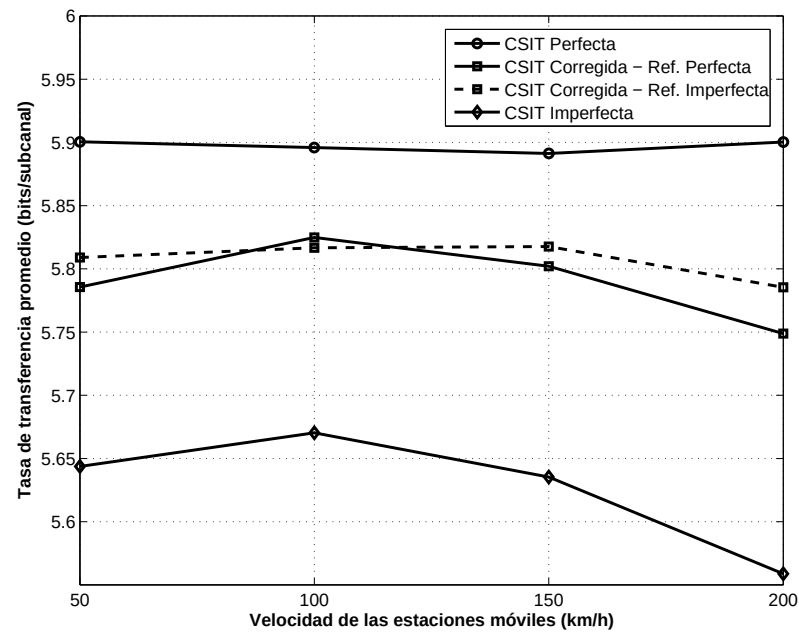


Figura 7.14: OFDMA sin codificación - Tasa de transferencia alcanzable por el sistema con diferentes velocidades de móvil y para asignación de recursos basada en predicción con $W = 3$.

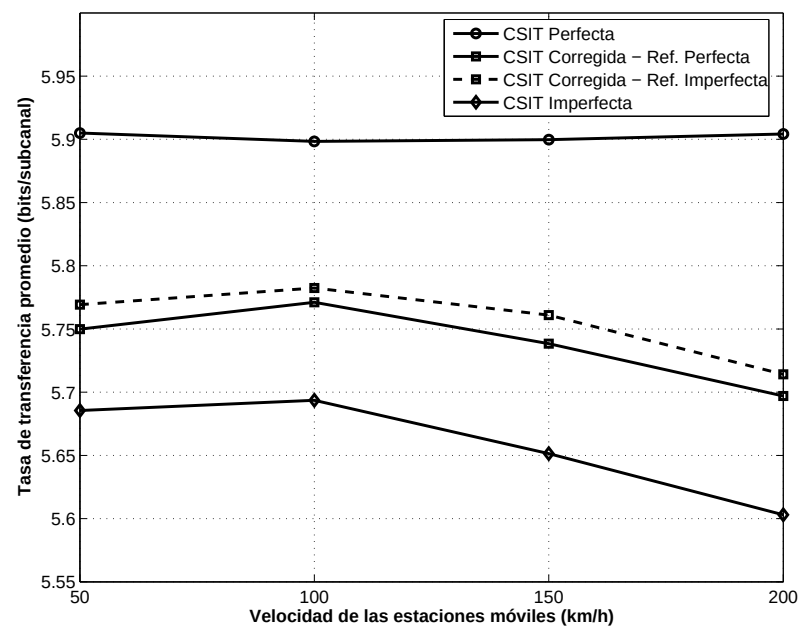


Figura 7.15: OFDMA con codificación convolucional - Tasa de transferencia alcanzable por el sistema con diferentes velocidades de móvil y para asignación de recursos basada en predicción con $W = 3$.

7.7. Comentarios finales

Se propuso una caracterización del error de predicción para asignación de recursos basada en predicción en el canal de bajada de un sistema OFDMA operando sobre un canal de radio móvil cuando se dispone de información imperfecta del estado del canal. Basado en la gran cantidad de muestras en frecuencia disponibles en un sistema OFDMA típico, se desarrolló un enfoque empírico basado en histogramas para la caracterización del error de predicción para los diferentes horizontes de predicción de la ventana de predicción considerada.

Se evaluó el esquema propuesto bajo condiciones realistas de canal, parámetros de sistema y un predictor de canal práctico capaz de ser implementado en las estaciones móviles. Los resultados de simulación indican que el esquema propuesto supera a algoritmos de asignación de recursos basados en predicción similares que no toman en cuenta el error de predicción, dado que alcanza una transferencia del sistema cercana al caso de conocimiento perfecto del canal satisfaciendo el BER objetivo del sistema, reduciendo de manera eficaz la diferencia en la carga de bits para el caso en que el error de predicción no es tomado en cuenta.

Capítulo 8

Conclusiones generales y líneas de trabajo futuras

8.1. Conclusiones generales

Esta tesis ha presentado el diseño de estimadores y predictores de canal para comunicaciones inalámbricas móviles basadas en sistemas multiportadora, con la característica de ser recursivos, basados en una estructura ortogonal, robustos frente a la forma del espectro Doppler del canal y de bajo costo computacional. También se incursionó en la última etapa de la tesis en el diseño de compromiso entre la capa física y la de acceso al medio en un sistema [OFDMA](#) de acceso múltiple, mediante la presentación de un algoritmo de asignación de recursos de canal, que basado en la estructura de estimación/predicción desarrollada, consigue mejorar el desempeño de algoritmos de asignación de recursos multiusuario solamente basados en información referida a la capa de acceso al medio.

Los diseños presentados en la primer parte de la tesis combinan y utilizan recursos de las áreas de caracterización estadística de sistemas físicos, compactación de la información mediante el uso de representación en funciones base ortogonales y filtrado y predicción adaptativa, aprovechando las virtudes de cada una de estas áreas. Estas son:

1. Basado en la modelización estadística de las características de los canales de radio variantes en el tiempo, se logra, mediante el uso de una aproximación a la transformada discreta del coseno, una representación de la dinámica del canal robusta frente a la forma del espectro Doppler del canal y con un número reducido de parámetros.

2. El diseño obtenido es recursivo, con lo que requiere en general una cantidad menor de símbolos piloto para su funcionamiento que las alternativas basadas en procesamiento por bloques, resultando además una estructura bien condicionada para el desarrollo de un predictor de canal de baja complejidad computacional que hereda las propiedades de robustez frente al Doppler de la estructura de estimación utilizada. Se obtiene además una estructura modular en términos de las funciones base utilizadas que es fácilmente adaptable a distintos parámetros de sistema.
3. La complejidad de los algoritmos adaptativos que resultan de la técnica propuesta es comparable a la del algoritmo de gradiente estocástico mientras que presentan la capacidad para el seguimiento de la dinámica del canal del filtro de Kalman.

Se han presentado una serie de ejemplos numéricos de aplicación de las estructuras desarrolladas, tanto en canales planos como en canales selectivos en frecuencia, considerando la simulación de éstos en términos de modelos estandarizados que representan ambientes realistas para el tipo de aplicaciones consideradas. Más aún, se ha evaluado también el desempeño sobre canales medidos experimentalmente en ambientes típicos de este tipo de sistemas obteniéndose en todos los casos resultados satisfactorios.

En la segunda parte de la tesis se ha explorado la aplicación de las estructuras de estimación y predicción desarrolladas, en el diseño conjunto desde el punto de vista de las capas física y de acceso al medio de algoritmos de asignación de recursos multiusuario para las aplicaciones basadas en [OFDMA](#) móvil. El esquema propuesto, mediante la incorporación de las restricciones impuestas por diseños prácticos de la capa física del sistema, permite mejorar el desempeño de los algoritmos de distribución de recursos, usualmente diseñados desde el punto de vista de la capa de acceso al medio basados en una idealización de los parámetros de la capa física que no describe de manera adecuada implementaciones realistas. La metodología de diseño desarrollada permite:

1. Obtener una evaluación realista de las condiciones de borde impuestas por la capa física a la capa de acceso al medio de sistemas de comunicaciones multiportadora actuales.
2. Utilizar estas condiciones de borde como herramienta para el diseño y análisis de algoritmos propios de la capa de acceso al medio, permitiendo el desarrollo de esquemas de aplicación práctica.

En términos generales, se resume la contribución de haber presentado una metodología global de diseño para sistemas multiportadoras en ambientes multiusuario móviles en donde, en base

a una estructura de baja complejidad, se presenta una estrategia de diseño capaz de hacer seguimiento y predicción del canal de radio, que al resultar de una complejidad computacional baja, es fácilmente implementable en unidades móviles caracterizadas por un bajo poder de cómputo. Esta estructura de estimación/predicción habilita el diseño de algoritmos de asignación de recursos multiusuario mejorados, que a partir de la incorporación de información referida a imperfecciones propias de la capa física, se ajustan de manera realista al desempeño de sistemas prácticos. Se abarcaron también aspectos alternativos respecto del modelado de los canales de radio móviles con resultados prometedores en cuanto a la posibilidad de aplicación sobre distintas áreas relacionadas a las estimación de parámetros en donde se disponga de cierta información estadística del proceso a estimar que pueda aprovecharse en una formulación en funciones base como la presentada.

8.2. Líneas de trabajo futuras

Como líneas de trabajo futuras se prevé por un lado el análisis y desarrollo de algoritmos de estimación de parámetros diseñados a partir de las estructuras desarrolladas, que incorporen además consideraciones relativas a las imperfecciones de los sistemas multiportadora analizados, fundamentalmente aspectos de sincronización en frecuencia y en tiempo, así como también el problema de interferencia intercelda que los aspectos de sincronización no ideal introducen. La estructura presentada, derivada a partir de conceptos de la transformada discreta del coseno tiene características particulares de caracterización espectral que la hacen particularmente atractiva para su aplicación en estos casos y es un tema de investigación que ha tenido un renovado interés en los últimos años [52, 53, 60, 61, 66, 68].

Otra línea de investigación prometedora como continuación de los trabajos aquí expuestos, es la de la aplicación de técnicas de baja complejidad como las presentadas en el diseño por entrecruzamiento de las capas física y de acceso al medio de sistemas multiusuario OFDMA. A diferencia del caso de los canales cableados, que son invariantes en el tiempo, la separación del tratamiento de la capa física y la de acceso al medio en canales inalámbricos (que son por naturaleza dinámicos en el tiempo) no permite el mejor aprovechamiento del sistema, en el sentido que la dinámica de la capa física no es explotada en la asignación multiusuario. De la misma manera, la optimización de la capa física sin considerar la dinámica asociada a la fuente de información no permite garantizar parámetros de calidad de servicio [36, 79]. Esto ha motivado el desarrollo en los últimos años de técnicas de diseño con entrecruzamiento entre las capas física y de acceso al medio de manera de lograr una optimización conjunta de la asignación multiusuario que tome en cuenta tanto la dinámica de la capa física como la dinámica de la fuente de información [79].

En este sentido, el diseño de aplicaciones de usuarios múltiples operando sobre canales de radio móviles, evoluciona actualmente de manera clara a la incorporación de parámetros de calidad de servicio cada vez mas restrictivos que hacen indispensable el desarrollo de soluciones que contemplen el entrecruzamiento de capas del sistema. La optimización de la distribución de potencia de los usuarios, así como la posibilidad de incorporar diferentes parámetros de calidad de servicio para cada uno, considerando siempre las condiciones de borde impuestas por la capa física son algunos de los objetivos de diseño específicos de interés [80, 83, 84]. Dado que éstas tecnologías están basadas en algoritmos de capa física como los presentados en esta tesis, se prevé que esta puede ser una línea de investigación muy prometedora.

Lista de abreviaciones

3

3GPP *Third generation project partnership.* Sociedad para el proyecto de tercera generación.

A

ACG *Amplitude craving greedy.* Solicitud de amplitud egoísta.

AR *Autorregressive.* Autorregresivo.

ARMA *Autoregressive moving average.* Autoregresivo de promediado móvil.

AWGN *Additive white Gaussian noise.* Ruido aditivo blanco Gaussiano.

B

BABS *Bandwidth allocation based on signal to noise ratio.* Asignación de ancho de banda basado en la relación señal a ruido.

BEM *Basis expansion model.* Modelo de expansión en base.

BER *Bit error rate.* Tasa de error de bits.

C

CP *Cyclic prefix.* Prefijo cíclico.

CSIR *Channel state information in the receiver.* Información de estado de canal en el receptor.

CSIT *Channel state information in the transmitter.* Información de estado de canal en el transmisor.

D

D/A	Conversión digital a analógico.
DCT	<i>Discrete cosine transform</i> . Transformada discreta del coseno.
DFT	<i>Discrete Fourier transform</i> . Transformada discreta de Fourier.
DPSS	<i>Discrete prolate spheroidal sequences</i> . Secuencias esferoidales alargadas discretas.

E

ESPRIT	<i>Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques</i> . Estimación de parámetros de señal por medio de técnicas de invarianza rotacional.
---------------	---

F

FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> . Transformada rápida de Fourier.
FIR	<i>Finite impulse response</i> . Respuesta impulsiva finita.

I

IBI	<i>Interblock interference</i> . Interferencia interbloque.
ICI	<i>Intercarrier interference</i> . Interferencia interportadora.
IDCT	<i>Inverse discrete cosine transform</i> . Transformada discreta del coseno inversa.
IDFT	<i>Inverse discrete Fourier transform</i> . Transformada discreta de Fourier inversa.
IEEE	<i>Institute of electrical and electronics engineers</i> . Instituto de ingeniería eléctrica y electrónica.
IFFT	<i>Inverse fast Fourier Transform</i> . Transformada rápida de Fourier inversa.
IIR	<i>Infinite impulse response</i> . Respuesta impulsiva infinita.
ISI	<i>Intersymbol interference</i> . Interferencia intersímbolo.
ITU	<i>International Telecommunication Union</i> . Unión Internacional de Telecomunicaciones.

L

LRP *Long range predictor.* Predictor de largo alcance.

LS *Least squares.* Cuadrados mínimos.

LTE *Long term evolution.* Evolución a largo plazo.

M

MDL *Minimum description length.* Longitud mínima de descripción.

MMSE *Minimum mean square error.* Error medio cuadrático mínimo.

MSE *Mean square error.* Error medio cuadrático.

N

NMSE *Normalized mean square error.* Error medio cuadrático normalizado.

O

OFDM *Orthogonal frequency division multiplexing.* Multiplexado por división ortogonal en frecuencia.

OFDMA *Orthogonal frequency division multiple access.* Acceso múltiple por división ortogonal en frecuencia.

P

pdf *Probability density function.* Función de densidad de probabilidad.

PFS *Proportional fair scheduler.* Diagramador proporcional equitativo.

PFS *Prediction base Proportional fair scheduler.* Diagramador proporcional equitativo basado en predicción.

P/S Conversión paralelo a serie.

PSK *Phase shift keying.* Modulación por corrimiento de fase.

Q

QAM *Quadrature amplitude modulation.* Modulación de amplitud en cuadratura.

QPSK *Quadrature phase shift keying.* Modulación de corrimiento de fase en cuadratura.

R

R-BEM *Recursive basis expansion model.* Modelo de expansión en base recursivo.

R-DCT *Recursive discrete cosine transform.* Transformada discreta del coseno recursiva.

RLS *Recursive least squares.* Cuadrados mínimos recursivo.

S

SNR *Signal to noise ratio.* Relación señal a ruido.

SOS *Sum of sinusoids.* Suma de sinusoides.

S/P Conversión serie a paralelo.

W

WCDMA *Wideband code division multiple access.* Acceso múltiple de banda ancha por división en códigos.

Bibliografía

- [1] 3GPP, “Physical layer aspects for evolved UTRA,” 3GPP technical report, TR 25.814, Ver. 1.0.3, Feb. 2006. [1](#), [49](#), [63](#), [84](#), [103](#), [106](#), [121](#), [123](#), [128](#), [134](#)
- [2] “IEEE standard for local and metropolitan area networks part 16: Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems amendment 2: Physical and medium access control layers for combined fixed and mobile operation in licensed bands and corrigendum 1,” *IEEE Std 802.16e-2005 and IEEE Std 802.16-2004/Cor 1-2005 (Amendment and Corrigendum to IEEE Std 802.16-2004)*, 2006. [1](#), [49](#), [63](#), [103](#), [106](#), [123](#)
- [3] P. V. D. Tse, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2004. [1](#), [3](#), [12](#), [13](#), [14](#), [17](#), [19](#), [25](#), [32](#), [107](#), [115](#), [116](#), [122](#), [125](#)
- [4] T. Rappaport, *Wireless Communications - Principles & Practice*. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1996. [3](#), [12](#)
- [5] M. M. H. Meyr y S. Fechtel, *Digital communication receivers: Synchronization, channel estimation and signal processing*. Wiley, 1998. [3](#), [12](#), [13](#), [14](#), [17](#), [19](#)
- [6] A. Molisch, L. Greenstein, y M. Shafi, “Propagation issues for cognitive radio,” *Proc. IEEE*, vol. 97, nr. 5, pp. 787–804, Mayo 2009. [1](#)
- [7] W. Jakes, *Microwave Mobile Communications*. New York: Willey, 1974. [3](#), [21](#), [22](#), [51](#), [62](#), [75](#)
- [8] M. Tsatsanis y G. Giannakis, “Modeling and equalization of rapidly fading channels,” *Int. J. Adaptive Control Signal Processing*, vol. 10, nr. 2, pp. 159–176, Mar. 1996. [3](#), [4](#), [25](#), [26](#), [62](#)
- [9] M. Niedzwiecki, *Identification of Time-Varying Processes*. New York: Willey, 2000. [3](#), [4](#), [26](#), [27](#), [28](#), [52](#), [54](#), [62](#), [63](#), [64](#)

- [10] L. Lindbom, “Simplified Kalman estimation of fading mobile radio channels: high performance at LMS computational load,” en *IEEE ICASSP*, vol. 3, Abril 1993, pp. 352–355. [4](#), [29](#), [39](#), [48](#), [51](#), [62](#), [74](#), [76](#)
- [11] R. Bosisio, M. Nicoli, y U. Spagnolini, “Kalman filter of channel modes in time-varying wireless systems,” en *IEEE ICASSP*, vol. 3, Mar. 2005, pp. iii/785–iii/788. [29](#), [39](#), [47](#), [48](#), [51](#), [62](#)
- [12] T. Ekman, M. Sternad, y A. Ahlen, “Unbiased power prediction of Rayleigh fading channels,” en *IEEE VTC*, vol. 1, 2002, pp. 280–284. [4](#), [47](#), [48](#), [49](#), [58](#), [62](#), [63](#)
- [13] I. Wong y B. Evans, “Joint channel estimation and prediction for OFDM systems,” en *IEEE GLOBECOM*, vol. 4, Dic. 2005, pp. 2255–2259. [4](#), [52](#), [57](#), [92](#), [94](#), [95](#)
- [14] M. Niedzwiecki y P. Kaczmarek, “Identification of quasi-periodically varying systems using the combined nonparametric/parametric approach,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 53, nr. 12, pp. 4588–4598, Dic 2005. [4](#), [25](#), [28](#), [52](#)
- [15] T. Zemen y C. Mecklenbrauker, “Time-variant channel estimation using discrete prolate spheroidal sequences,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 53, nr. 9, pp. 3597–3607, Sept. 2005. [4](#), [28](#), [39](#), [54](#), [55](#), [62](#), [63](#), [64](#), [76](#), [77](#)
- [16] L. Rugini, P. Banelli, y G. Leus, “Low-complexity banded equalizers for OFDM systems in Doppler spread channels,” *EURASIP Journal on applied signal processing*, vol. 2006, p. 13, Abril 2006. [4](#), [28](#), [39](#), [40](#), [41](#), [47](#), [48](#), [54](#)
- [17] T. Ekman, “Prediction of mobile radio channels,” Tesis doctoral, Uppsala University, 2002. [4](#), [49](#), [58](#), [88](#), [92](#), [95](#)
- [18] M. Sternad, T. Ekman, y A. Ahlen, “Power prediction on broadband channels,” en *IEEE VTC*, vol. 4, 2001, pp. 2328–2332. [4](#), [47](#), [48](#), [49](#), [62](#), [63](#)
- [19] I. Wong y B. Evans, “Low-complexity adaptive high-resolution channel prediction for OFDM systems,” en *IEEE GLOBECOM*, Dic. 2006, pp. 1–5. [4](#), [5](#), [52](#), [57](#), [66](#), [94](#), [95](#), [98](#), [99](#), [100](#), [121](#)
- [20] A. Duel-Hallen, “Fading channel prediction for mobile radio adaptive transmission systems,” *Proc. IEEE*, vol. 95, nr. 12, pp. 2299–2313, Dic. 2007. [4](#), [57](#), [58](#), [62](#), [90](#), [91](#)
- [21] D. Schafhuber y G. Matz, “MMSE and adaptive prediction of time-varying channels for OFDM systems,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, nr. 2, pp. 593–602, Mar. 2005. [5](#), [47](#), [48](#), [49](#), [51](#), [92](#), [94](#), [95](#), [98](#), [99](#), [100](#), [128](#)

- [22] S. Semmelrodt y R. Kattenbach, "Investigation of different fading forecast schemes for flat fading radio channels," en *IEEE VTV*, vol. 1, Oct. 2003, pp. 149–153. [4](#), [94](#), [121](#)
- [23] S. Stefanatos y N. Dimitriou, "Downlink OFDMA resource allocation under partial channel state information," en *IEEE ICC*, 2009, pp. 1–5. [5](#), [107](#), [121](#), [122](#)
- [24] I. Wong y B. Evans, "Optimal resource allocation in the OFDMA downlink with imperfect channel knowledge," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 57, nr. 1, pp. 232–241, Ene. 2009. [5](#), [111](#), [121](#), [122](#)
- [25] J. Hajipour y V. C. M. Leung, "Proportional fair scheduling in multi-carrier networks using channel predictions," en *IEEE ICC*, 23-27 2010, pp. 1 –5. [5](#), [107](#), [116](#), [121](#), [122](#), [126](#), [133](#), [134](#), [136](#)
- [26] J. Schmidt, J. Cousseau, y P. Doñate, "Modelado de canal asociado a la capa física del estándar IEEE 802.11b," en *XI Reunión de trabajo en procesamiento de la información y control. Río Cuarto. Argentina*, Sep 2005. [7](#)
- [27] ———, "Ecualización con realimentación de decisión en redes inalámbricas," en *XI Reunión de trabajo en procesamiento de la informacion y control. Rio Cuarto. Argentina*, Sep 2005. [7](#)
- [28] J. Schmidt, J. Cousseau, R. Wichman, y F. Gregorio, "Fast-fading channel estimator using DCT and simplified Kalman filter," en *IEEE 8th SPAWC*, Jun. 2007, pp. 1–5. [7](#), [75](#), [90](#)
- [29] J. Schmidt, J. Cousseau, y Wichman, "Channel prediction for link adaptation in fast fading environments," en *XII Reunión de trabajo en procesamiento de la informacion y control. Rio Gallegos. Argentina*, Oct 2007. [7](#)
- [30] J. Schmidt, J. Cousseau, R. Wichman, y S. Werner, "Low-complexity channel prediction using approximated recursive DCT," *Aceptado para su publicación en IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers 2011*. [7](#)
- [31] ———, "Prediction based resource allocation in OFDMA," *Aceptado para su publicación en CISS 2011, John Hopkins University, Marzo 2011*. [8](#)
- [32] ———, "Bit loading using imperfect CSIR for prediction based resource allocation in mobile OFDMA," *enviado a IEEE Trans. Veh. Technol. (en revisión)*. [8](#)
- [33] N. S. Y. Li, L. Cimini, "Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, nr. 7, pp. 902–915, Jul. 1998. [14](#)

- [34] L. Ljung, *System Identification: Theory for the User*. Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1987. [27](#)
- [35] X. Zhao, J. Kivinen, P. Vainikainen, y K. Skog, “Characterization of Doppler spectra for mobile communications at 5.3 ghz,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 52, nr. 1, pp. 14–23, Ene. 2003. [29](#), [58](#), [62](#), [75](#)
- [36] M. Pun, M. Morelli, y C. Kuo, *Multi-carrier techniques for broadband wireless communications*. Imperial College Press, 2007. [32](#), [34](#), [42](#), [105](#), [108](#), [111](#), [121](#), [149](#)
- [37] P. Lancaster y M. Tismenetsky, *The theory of matrices 2da ed.* Academic Press, San Diego, 1985. [36](#)
- [38] H. Lutkepohl, *Handbook of matrices*. John Wiley & Sons Ltd., West Sussex, 1996. [36](#)
- [39] N. Chotikakamthorn y H. Suzuki, “On identifiability of OFDM blind channel estimation,” en *IEEE VTC*, vol. 4, 1999, pp. 2358 –2361. [37](#)
- [40] F. Chengzhi, H. Liya, y Z. Ying, “OFDM blind signal detection using the signal probability information,” en *IEEE WiCom.*, Sep. 2009, pp. 1 –4.
- [41] C. Shin, R. Heath, y E. Powers, “Blind channel estimation for MIMO-OFDM systems,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, nr. 2, pp. 670 –685, Mar. 2007.
- [42] C. Li y S. Roy, “Subspace-based blind channel estimation for OFDM by exploiting virtual carriers,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, nr. 1, pp. 141 – 150, Ene. 2003. [37](#)
- [43] R. Negi y J. Cioffi, “Pilot tone selection for channel estimation in a mobile OFDM system,” *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 44, nr. 3, pp. 1122–1128, Ago. 1998. [37](#), [38](#), [74](#)
- [44] T. Schenk, R. van der Hofstad, E. Fledderus, y P. Smulders, “Distribution of the ICI term in phase noise impaired OFDM systems,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, nr. 4, pp. 1488 –1500, Abril 2007. [40](#)
- [45] T. Whitworth, M. Ghogho, y D. McLernon, “Optimized training and basis expansion model parameters for doubly-selective channel estimation,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, nr. 3, pp. 1490 –1498, Mar. 2009. [41](#)
- [46] Z. Tang, R. Cannizzaro, G. Leus, y P. Banelli, “Pilot-assisted time-varying channel estimation for OFDM systems,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, nr. 5, pp. 2226–2238, May 2007. [41](#), [47](#), [48](#), [54](#), [62](#)

- [47] Q. Jiang, J. Speidel, y C. Zhao, “Pilot-assisted OFDM channel estimation and ICI cancellation for double selective channels,” en *IEEE GLOBECOM*, Nov. 2007, pp. 4150–4154.
- [48] X. Cai y G. Giannakis, “Bounding performance and suppressing intercarrier interference in wireless mobile OFDM,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, nr. 12, pp. 2047–2056, Dic. 2003. [40](#), [41](#)
- [49] P. Schniter, “Low-complexity equalization of OFDM in doubly selective channels,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 52, nr. 4, pp. 1002–1011, Abril 2004. [41](#)
- [50] P. Gupta y D. Mehra, “Kalman filter based channel estimation and ICI suppression for high mobility OFDM systems,” en *IEEE ICIT*., Dic. 2006, pp. 612–615. [41](#)
- [51] V. Sanchez, P. Garcia, A. Peinado, J. Segura, y A. Rubio, “Diagonalizing properties of the discrete cosine transforms,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 43, nr. 11, pp. 2631–2641, Nov. 1995. [41](#)
- [52] N. Al-Dhahir, H. Minn, y S. Satish, “Optimum DCT-based multicarrier transceivers for frequency-selective channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 54, nr. 5, pp. 911–921, Mayo 2006. [41](#), [62](#), [149](#)
- [53] P. Tan y N. Beaulieu, “A comparison of DCT-based OFDM and DFT-based OFDM in frequency offset and fading channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 54, nr. 11, pp. 2113–2125, Nov. 2006. [41](#), [62](#), [149](#)
- [54] T. Roman, “Advanced receiver structures for mobile MIMO multicarrier communication systems,” Tesis doctoral, Helsinki University of Technology, 2006. [41](#), [42](#)
- [55] M. Sternad y D. Aronsson, “Channel estimation and prediction for adaptive OFDM downlinks,” en *IEEE VTC*, vol. 2, Oct. 2003, pp. 1283–1287. [47](#), [48](#), [49](#), [58](#), [62](#), [63](#)
- [56] K. Muralidhar y K. H. Li, “A low-complexity Kalman approach for channel estimation in doubly-selective OFDM systems,” *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 16, nr. 7, pp. 632–635, Jul. 2009. [47](#), [48](#), [62](#), [74](#)
- [57] D. K. J. Lee y C. Chung, “Multi-dimensional selectivity estimation using compressed histogram information,” en *IEEE ACM SIGMOD*, Jun. 1999. [52](#)
- [58] P. Stoica y R. Moses, *Introduction to Spectral Analysis*. Prentice Hall, 1997. [53](#), [54](#)
- [59] S. Kay, *Modern Spectral Estimation: Theory and Application*. Prentice Hall, 1988. [54](#), [66](#)

- [60] Y.-H. Yeh y S.-G. Chen, “Efficient channel estimation based on discrete cosine transform,” en *IEEE ICASSP*, vol. 4, Abril 2003, pp. IV–676–9. [54](#), [62](#), [75](#), [90](#), [149](#)
- [61] B. Jiang, W. Wang, H. Wang, y X. Gao, “Two dimensional DCT-based channel estimation for OFDM systems with virtual subcarriers in mobile wireless channels,” en *IEEE ICC*, May 2008, pp. 3801–3806. [54](#), [62](#), [149](#)
- [62] A. Duel-Hallen, S. Hu, y H. Hallen, “Long-range prediction of fading signals,” *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 17, nr. 3, pp. 62–75, May 2000. [57](#), [88](#), [89](#)
- [63] T. Zemen, C. Mecklenbrauker, y B. Fleury, “Time-variant channel prediction using time-concentrated and band-limited sequences,” en *IEEE ICC*, vol. 12, Jun. 2006, pp. 5660–5665. [57](#), [58](#), [62](#)
- [64] P. Prakasam, M. Kulkarni, X. Chen, Z. Yu, S. Hoyos, J. Silva-Martinez, y E. Sanchez-Sinencio, “Applications of multipath transform-domain charge-sampling wide-band receivers,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 55, nr. 4, pp. 309–313, Abril 2008. [62](#)
- [65] K. Chen y T. Chiueh, “A cognitive radio system using discrete wavelet multitone modulation,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers*, vol. 55, nr. 10, pp. 3246–3258, Nov. 2008. [62](#)
- [66] Y.-H. Yeh y S.-G. Chen, “DCT-based channel estimation for OFDM systems,” en *IEEE ICC*, vol. 4, Jun. 2004, pp. 2442–2446 Vol.4. [62](#), [75](#), [90](#), [149](#)
- [67] H. Kobayashi y K. Mori, “Proposal of OFDM channel estimation method using discrete cosine transform,” en *IEEE PIMRC*, vol. 3, Sep. 2004, pp. 1797–1801. [62](#), [75](#), [90](#)
- [68] S. Kim, H. Yu, J. Lee, y D. Hong, “Low bias frequency domain SNR estimator using DCT in mobile fading channels,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, nr. 1, pp. 45–50, Ene. 2009. [62](#), [64](#), [65](#), [66](#), [149](#)
- [69] M. Zhou, B. Jiang, T. Li, W. Zhong, y X. Gao, “DCT-based channel estimation techniques for LTE uplink,” en *IEEE PIMRC*, 2009, pp. 1034–1038.
- [70] M. Diallo, R. Rabineau, L. Cariou, y M. Helard, “On improved DCT based channel estimation with very low complexity for MIMO-OFDM systems,” en *IEEE VTC*, 2009, pp. 1–5. [62](#)
- [71] Z. Zhang, S. Chan, y K. Tsui, “A recursive frequency estimator using linear prediction and Kalman-filter-based iterative algorithm,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 55, nr. 6, pp. 576–580, Jun. 2008. [62](#)

- [72] B. Liao, Z. Zhang, y S. Chan, “A robust Kalman filter-based subspace tracking algorithm in an impulsive noise environment,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 57, nr. 9, pp. 740–744, Sept. 2010. [62](#)
- [73] P. A. Regalia, *Adaptive IIR Filtering in Signal Processing and Control*. Marcel Dekker, Inc., 1995. [64](#)
- [74] E. Lee y D. Messerschmitt, *Digital communication*. Kluwer Academic Publishers: 2nd Ed, 1994. [65](#)
- [75] H. Chiang y J. Liu, “A novel DCT-based prefilter structure for efficient digital filter design,” *Elsevier Signal Processing*, nr. 54, pp. 249–260, Mayo 1996. [67](#)
- [76] P. Regalia, “An improved lattice-based adaptive IIR notch filter,” *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 39, nr. 9, pp. 2124–2128, Sept. 1991. [67](#), [68](#)
- [77] C. Chui y G. Chen, *Kalman Filtering - with Real-Time Applications*. Springer-Verlag 2nd Ed, 1991. [74](#)
- [78] ITU, “Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000,” ITU-R Recommendation M.1225, 1997. [85](#), [95](#), [135](#)
- [79] V. Lau y Y. Kwok, *Channel adaptive technologies and cross-layer designs for wireless systems with multiple antennas*. Wiley, 2006. [106](#), [121](#), [149](#)
- [80] Y. Zhang y C. Leung, “Subchannel power-loading schemes in multiuser OFDM systems,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, nr. 9, pp. 5341–5347, Nov. 2009. [107](#), [150](#)
- [81] Y. Ma, “Rate maximization for downlink ofdma with proportional fairness,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, nr. 5, pp. 3267–3274, Sept. 2008. [116](#)
- [82] D. Ngo, C. Tellambura, y H. Nguyen, “Efficient resource allocation for OFDMA multicast systems with spectrum-sharing control,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, nr. 9, pp. 4878–4889, Nov. 2009. [107](#)
- [83] N. Mokari, M. Javan, y K. Navaie, “Cross-layer resource allocation in OFDMA systems for heterogeneous traffic with imperfect CSI,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, nr. 2, pp. 1011–1017, Feb. 2010. [150](#)
- [84] M. Rashid y V. Bhargava, “A model-based downlink resource allocation framework for IEEE 802.16e mobile WiMAX systems,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, nr. 8, pp. 4026–4042, Oct. 2010. [150](#)

- [85] M. Awad, V. Mahinthan, M. Mehrjoo, X. Shen, y J. Mark, “A dual-decomposition-based resource allocation for OFDMA networks with imperfect CSI,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, nr. 5, pp. 2394–2403, Jun. 2010.
- [86] A. Falahati y M. Ardestani, “An improved low-complexity resource allocation algorithm for OFDMA systems with proportional data rate constraint,” en *IEEE ICACT*, vol. 1, 2007, pp. 606–611. [121](#), [122](#)
- [87] S. Najeh, H. Besbes, y A. Bouallegue, “Predictive approach for OFDMA resource allocation over fixed wireless channels,” en *IEEE ICSCS*, 2009, pp. 1–5. [107](#), [121](#)
- [88] D. Kivanc, G. Li, y H. Liu, “Computationally efficient bandwidth allocation and power control for ofdma,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, nr. 6, pp. 1150–1158, Nov. 2003. [107](#), [112](#), [113](#), [114](#), [121](#), [134](#)
- [89] S. Ye, R. Blum, y L. Cimini, “Adaptive OFDM systems with imperfect channel state information,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, nr. 11, pp. 3255–3265, Nov. 2006. [110](#), [111](#), [129](#)
- [90] Y. Yao y G. Giannakis, “Rate-maximizing power allocation in OFDM based on partial channel knowledge,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 4, nr. 3, pp. 1073–1083, Mayo 2005. [111](#)
- [91] H. Rohling, K. Bruninghaus, y R. Grunheid, “Comparison of multiple acces schemes for an OFDM downlink system,” en *Multicarrier spread spectrum*. K. Fazel and G. Fettweis Eds., pp. 23–30. [121](#)
- [92] M. Jeruchim, P. Balaban, y K. Shanmugan, *Simulation of Communication systems*. New York: Plenum Press, 1992. [131](#), [132](#)