

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



GRADO EN INGENIERÍA DE SISTEMAS DE
COMUNICACIONES

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones

**Transmisión multiportadora sin
prefijo cíclico para comunicaciones
radio de alta capacidad**

Autor: RAÚL MORENO GARCÍA

Tutor: DRA. MARÍA JULIA FERNÁNDEZ- GETINO GARCÍA

JULIO DE 2013



Resumen

Este trabajo fin de grado está orientado en una de las líneas de investigación seguidas en la actualidad para conseguir aumentar la capacidad de los sistemas de comunicaciones.

Se ha centrado el trabajo en el marco de la modulación multiportadora Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) por ser una de las técnicas más utilizadas en la actualidad en sistemas de banda ancha.

El objetivo será aumentar la tasa de transmisión de un sistema de comunicaciones suprimiendo o reduciendo el prefijo cíclico, Cyclic Prefix (CP), perteneciente a OFDM. Se analizan y muestran las consecuencias en forma de interferencias que se tienen como resultado de no utilizar un CP mayor que la respuesta al impulso del canal. Las interferencias que se han encontrado son las denominadas como ISI (Inter-Symbol Interference) por no introducir un intervalo de guarda suficiente entre los símbolos OFDM e ICI (Inter-Carrier Interference) por la pérdida de ortogonalidad entre las subportadoras, provocando estas unos pésimos resultados en el sistema.

Para poder combatir estos efectos se explicará y se implementará un algoritmo de cancelación de interferencias llamado "Cancelación residual de ISI" (RISIC). Este algoritmo consiste en realizar una combinación de cancelación de cola y una reconstrucción cíclica. Se ha analizado si los resultados obtenidos compensan el aumento de complejidad introducida en el sistema.

Además, en este trabajo se investiga cómo esta técnica puede ser implementada en estándares actuales como Wimax (Worldwide Interoperability for Microwave Access) o LTE (Long Term Evolution), y así poder conseguir mayores velocidades de transmisión de datos.



Abstract

This final degree project deals with the research lines followed at present for increasing the capacity of communications systems.

We have focused our work in multicarrier modulation Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) for being one of the techniques used today in broadband systems.

The goal that we want to achieve will be to increase the transmission rate of a communication system by eliminating or reducing the Cyclic Prefix (CP) pertaining to OFDM. Consequences are analyzed and displayed in the form of interference effects as result as not using a CP higher than the channel impulse response. The interferences that have been found are named ISI (Inter-Symbol Interference). This is because ISI doesn't introduce enough guard interval between OFDM symbols and ICI (Inter-Carrier Interference) for the loss of orthogonality between subcarriers and it provokes dismal system results.

To combat these effects will be discussed and implemented an algorithm called interference cancellation "Residual ISI Cancellation" (RISIC). This algorithm is to perform a combination of tail cancellation cyclic reconstruction. We have analyzed if the results outweigh the increased complexity introduced into the system.

In addition, this final degree project investigates how this technique can be implemented in existing standards such as WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) or Long Term Evolution (LTE), so you can achieve higher data transmission speeds.



ÍNDICE de contenidos

RESUMEN.....	3
ABSTRACT.....	4
LISTA DE FIGURAS.....	7
LISTA DE TABLAS.....	9
LISTA DE ACRÓNIMOS.....	10
Capítulo 1: INTRODUCCIÓN.....	13
1.1. Objetivos del trabajo fin de grado.....	14
1.2. Organización del trabajo fin de grado.....	14
Capítulo 2: DESCRIPCIÓN DE OFDM.....	16
2.1. Introducción.....	16
2.2. Evolución histórica.....	16
2.3. Modulación.....	17
2.3.1. Modelo OFDM continuo.....	18
2.3.2. Modelo OFDM discreto.....	20
2.4. Prefijo Cíclico.....	22
2.5. Sistema OFDM.....	23
2.6. Ventajas e inconvenientes de un sistema OFDM.....	24
2.7. Aplicaciones.....	25
Capítulo 3: EFECTOS DE LA SUPRESIÓN DEL CP.....	26
3.1. Análisis de la estimación de canal en función del CP.....	27
3.2. Análisis de BER en función del CP.....	29



3.3.	Análisis de capacidad en función del CP.....	31
Capítulo 4: ALGORITMO DE CANCELACIÓN DE INTERFERENCIAS.....		34
4.1.	Introducción.....	34
4.2.	Algoritmo RISIC.....	34
4.2.1.	Técnica RISIC.....	35
4.2.2.	Resultados estudio RISIC.....	36
4.2.3.	Consideración de RISIC en HDTV.....	38
4.2.4.	Aplicación de RISIC en HDTV.....	39
4.2.5.	Resultados implementación RISIC.....	41
Capítulo 5: LTE: RESULTADOS DE SUPRESIÓN DEL CP.....		43
5.1.	Introducción.....	43
5.2.	Capa física LTE.....	45
5.3.	Método alternativo para aumentar la capacidad en LTE.....	47
5.4.	Aplicación de RISIC en LTE.....	51
Capítulo 6: WIMAX: RESULTADOS DE SUPRESIÓN DEL CP.....		54
6.1.	Introducción.....	54
6.2.	Capa física 802.16d.....	57
6.3.	Aplicación de RISIC en Wimax.....	60
Capítulo 7: CONCLUSIONES.....		63
7.1.	Líneas de estudio futuras.....	64
Capítulo 8: PRESUPUESTO.....		65
Capítulo 9: BIBLIOGRAFÍA.....		67

Lista de Figuras

Fig. 2.1: Espectro subportadoras OFDM ortogonales.....	17
Fig. 2.2: Esquema modelo de tiempo continuo.....	18
Fig. 2.3: Esquema modelo tiempo discreto.....	21
Fig. 2.4: CP.....	22
Fig. 2.5: Sistema OFDM.....	23
Fig. 3.1: Estimación del canal; $N = 64$; QPSK; pilotos = 16; SNR =30dB; CP = 2	26
Fig. 3.2: Estimación del canal; $N = 64$; QPSK; pilotos = 16; SNR =30dB; CP = 1.....	27
Fig. 3.3: Estimación del canal; $N = 64$; QPSK; pilotos = 16; SNR =30dB; CP = 0.....	28
Fig. 3.4: MSE para distintos valores de CP; $N=128$; QPSK; pilotos=16; 3 taps.....	28
Fig. 3.5: CP preámbulo óptimo; CP datos variable; $N=128$; pilotos=16; 1000 símbolos OFDM	29
Fig. 3.6: CP preámbulo subóptimo; CP datos variable; $N=128$; pilotos=16; 1000 símbolos OFDM	30
Fig. 3.7: CP preámbulo suprimido; CP datos variable; $N=128$; pilotos=16; 1000 símbolos OFDM	31
Fig. 4.1: Espectro en amplitud de 2 canales estáticos para OFDM con $N =128$ [5].....	37
Fig. 4.2: Rendimiento de RISIC en canal 1 y 2 con $G = 0$ y $N =128$	38
Fig. 4.3: Resultados RISIC en HDTV con codificación interior (izquierda) y exterior (derecha).....	41

Fig. 4.4: RISIC en $h = [1; 0.9; 0.8]$; $N = 64$; QPSK; 100 símbolos.....	41
Fig. 5.1: Arquitectura de red de UMTS y LTE.....	43
Fig. 5.2: Estructura de la trama de tipo 1 en LTE [13].....	46
Fig. 5.3: PRB y señales de referencia.....	46
Fig. 5.4: MSE del canal estimado empleado [14].....	48
Fig. 5.5: Comparación de BER para los datos del primer slot [14].....	49
Fig. 5.6: Diagrama de bloques del sistema de recepción propuesto [14].....	50
Fig. 5.7: Comparación de BER para los datos de los siguientes slots [14].....	50
Fig. 5.8: Algoritmo RISIC con parámetros LTE h_1	51
Fig. 5.9: Algoritmo RISIC con parámetros LTE h_2	53
Fig. 6.1: Jerarquía de estándares para comunicaciones inalámbricas.....	56
Fig. 6.2: Entornos actuación Wimax.....	57
Fig. 6.3: Esquema para la descripción de la capa física de Wimax.....	58
Fig. 6.5: Estructura del preámbulo “ <i>downlink</i> ” en Wimax.....	59
Fig. 6.6: Estructura del preámbulo “ <i>uplink</i> ” en Wimax.....	60
Fig. 6.7: Algoritmo RISIC con parámetros Wimax y canal h_1	61
Fig. 6.8: Algoritmo RISIC con parámetros Wimax y canal h_2	62



Lista de Tablas

Tabla 3.1: Representación de tiempos de símbolos en función del CP.....	32
Tabla 3.2: Variación del R_b en función del CP.....	32
Tabla 5.1: Parámetros LTE.....	45
Tabla 5.2: Aumento de capacidad en LTE con RISIC CP corto y 10 MHz.....	52
Tabla 5.3: Aumento de capacidad en LTE con RISIC CP largo y 20 MHz.....	52
Tabla 6.1: Características de transmisión del IEEE 802.16.....	55
Tabla 6.2: Comparativa estándares inalámbricos.....	56
Tabla 6.3: Aumento de capacidad en Wimax con RISIC.....	61
Tabla 6.4: Aumento de capacidad en Wimax con $BW = 20\text{MHz}$	62
Tabla 8.1: Coste material trabajo fin de grado.....	65
Tabla 8.2: Coste personal trabajo fin de grado.....	65
Tabla 8.3: Coste total trabajo fin de grado.....	66



Lista de Acrónimos

- ADSL (Asymmetric DSL)
- ATM (Asynchronous Transfer Mode)
- AWGN (Additive White Gaussian Noise)
- BER (Bit Error Rate)
- CIR (Channel Impulse Response)
- CP (Cyclic Prefix)
- DAB (Digital Audio Broadcasting)
- DFT (Discrete Fourier Transform)
- DMT (Discrete MultiTone)
- DSL (Digital Subscriber Line)
- DVB (Digital Video Broadcasting)
- DVB-T (DVB Terrestrial)
- EUTRAN (Evolved UTRAN)
- FDD (Frequency Division Duplexing)
- FEQ (Frecuency Domain Equalizer)
- FIR (Finite Impulse Response)
- GPON (Gigabit Passive Optical Network)
- HDSL (High Bit-Rate DSL)
- HDTV (High Definition Television)
- HT (Hilly Terrain)
- ICI (Inter-Carrier Interference)
- IDFT (inverse DFT)
- IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers)
- ISI (Inter-Symbol Interference)



Iu (Interface UMTS)

LOS (Line of Sight)

LS (Least Squares)

LTE (Long Term Evolution)

MIMO (Multiple Input Multiple Output)

MISO (Multiple Input – Single Output)

MSE (Minimum Mean Square Error)

ML (Maximum Likelihood)

NLOS (Not Line of Sight)

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

PAM (Pulse Amplitude Modulation)

PDU (Physical Protocol Data Unit)

PER (Packet Error Rate)

PMP (Point to Multi-Point)

PRB (Physical Resource Blocks)

PRBS (Pseudo-Random Bit Sequence)

QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)

RISIC (Residual ISI Cancellation)

RNC (Radio Network Controller)

SER (Symbol Error Rate)

SIMO (Single Input Multiple Output)

SNR (Signal to Noise Ratio)

STC (Space Time Codification)

TDD (Time Division Duplexing)

TEQ (Time Domain Equalizer)



UMTS (Universal Mobile Telecommunications System)

UE (User Equipment)

UTRAN (Universal Terrestrial Radio Access Network)

VDSL (Very High Data-Rate DSL)

WiFi (Wireless Fidelity)

Wimax (Worldwide Interoperability for Microwave Access)

WMAN (Wireless Metropolitan Area Network)

WLAN (Wireless Local Area Network)

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

En la actualidad se cuenta con una sociedad que necesita y demanda poder acceder a multitud de servicios de telecomunicaciones, cada vez con mayor velocidad, seguridad y calidad. Debido a la exigencia por parte de los usuarios es fundamental aumentar la eficiencia de nuestros sistemas de comunicaciones, así como investigar y desarrollar nuevas tecnologías.

En la última década, debido a la demanda existente, han cobrado vital importancia las comunicaciones móviles y las comunicaciones de banda ancha. En gran variedad de sistemas de comunicaciones de banda ancha se ha elegido la modulación multiportadora OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

Se puede encontrar OFDM tanto en sistemas cable como DSL (Digital Subscriber Line), un ejemplo sería ADSL (Asymmetric DSL), así como en comunicaciones inalámbricas como WiFi (Wireless Fidelity) o Wimax (Worldwide Interoperability for Microwave Access). Además se espera que forme parte de los estándares de telefonía de 4 generación (4 G).

Esto se debe a su robustez frente al multitrayecto y a la flexibilidad que se consigue dividiendo el ancho de banda disponible entre el número total de subportadoras, las cuales se pueden modular de forma independiente en función de las características del canal.

Con el objetivo de aumentar la capacidad de los sistemas de comunicaciones el procesado de señal se ha venido mejorando en los últimos años, hasta alcanzar un punto en el que obtener mejoras en este campo se presenta complicado. Por ello en la actualidad es necesario tener distintas líneas de investigación con el objetivo de aumentar la velocidad en la transmisión de datos en sistemas como OFDM.

Una de ellas sería lo que se conoce como MIMO (Multiple Input Multiple Output) -OFDM, que resulta ser la combinación de la modulación OFDM y la tecnología multiantena. Esta combinación está ya presente por ejemplo en el estándar IEEE 802.16e y formará parte de la telefonía 4G, por su aumento de eficiencia, capacidad y cobertura. Sin embargo este tipo de esquema no es siempre posible debido al aumento del coste en la infraestructura.

En este trabajo se explicará y se expondrá la posibilidad de conseguir el objetivo planteado, mediante la supresión total o parcial del prefijo cíclico, Cyclic Prefix (CP), en OFDM.

1.1. Objetivos del trabajo fin de grado

El principal objetivo de este trabajo es estudiar si se puede contemplar la supresión del CP como una posibilidad viable para aumentar la capacidad en los sistemas actuales.

Con este propósito se analizarán los inconvenientes en forma de interferencias que se presentan al prescindir o al reducir la longitud del CP.

Para mitigar estos problemas se implantará un algoritmo iterativo de cancelación de interferencias. Además se analizará si los resultados obtenidos son lo suficientemente buenos como para compensar el efecto de las interferencias y el incremento de complejidad en el sistema.

Por último se planteará la posibilidad de realizar la propuesta seleccionada en este trabajo en estándares actuales como Wimax o LTE (Long Term Evolution), así como mostrar el aumento de tasa binaria que se obtendría.

1.2. Organización del trabajo fin de grado

En este punto se muestra cómo quedará organizado en cuanto a contenidos el resto del documento.

El primer capítulo sirve como introducción al trabajo realizado, ofreciendo una visión global del momento en el que nos encontramos, las necesidades que se han de cubrir y los objetivos marcados en este trabajo para lograrlo.

En el segundo capítulo se describe y se explica OFDM, haciendo hincapié en el CP, así como las ventajas y desventajas de este tipo de modulación y sus posibles entornos de aplicación.

En el tercer capítulo se analizan los efectos de suprimir el CP, tanto en el preámbulo (efecto en la estimación de canal) como en la parte de datos (efecto en la detección). Además se ofrecen datos del incremento de capacidad que se obtendría en función de este.

En el cuarto capítulo se presenta el algoritmo de cancelación de interferencias RISIC (Cancelación residual de ISI) y los resultados que se obtienen al aplicarlo.

En el quinto capítulo se centra en el estándar LTE, definiendo su capa física, así como la posibilidad de aumentar la capacidad, con un método alternativo y mediante RISIC, al eliminar el CP.



En el sexto capítulo se realiza lo descrito en el capítulo anterior pero esta vez aplicado a Wimax.

En el séptimo capítulo se recogen las conclusiones alcanzadas al realizar este trabajo sobre la posibilidad de que la línea de investigación seguida pueda tener relevancia en OFDM, así como posibles líneas de investigación futuras.

En el octavo capítulo se refleja el presupuesto necesario para la realización de este trabajo fin de grado.

Por último en el noveno capítulo se hace referencia a la bibliografía consultada.

Capítulo 2

DESCRIPCIÓN DE OFDM

2.1. Introducción

OFDM es un tipo de modulación multiportadora, cuya idea básica consiste en una multiplexación por división en frecuencia en el que el ancho de banda disponible es dividido en varios sub-canales (o sub-portadoras) de banda estrecha ortogonales entre sí. El hecho de tener subcanales de banda estrecha provoca que el desvanecimiento en cada uno de ellos sea prácticamente plano, y debido a esto la igualación será muy sencilla.

La respuesta en frecuencia de cada uno de los canales se solapa y ortogonaliza con el fin de obtener una alta eficiencia espectral. Esta ortogonalidad proporciona algunas ventajas si lo comparamos con la multiplexación por división en frecuencia típica. Para obtener esta ortogonalidad será necesario introducir un CP, que no es más que una copia del final del símbolo OFDM a transmitir en el principio del símbolo, como un prefijo de mayor longitud que la respuesta al impulso del canal, pues en tal caso el canal “ve” una secuencia periódica y la convolución circular coincide con la lineal. Debido a esto la DFT (Discrete Fourier Transform) de la salida coincide con el producto de las DFT’s del símbolo OFDM de entrada y del canal, asegurándose de esta forma la ortogonalidad en canales dispersivos.

2.2. Evolución histórica

El principio de OFDM se remonta a mediados de los años 60 con el trabajo de Chang [1]. El estudio publicado introducía un principio para la transmisión simultánea de varios mensajes a través de canales limitados en banda. También cabe destacar el trabajo realizado durante esta década por parte de Saltzberg en su síntesis de señales multiportadora.

Sin embargo no fue hasta 1971 cuando este tipo de modulación multiportadora obtuvo gran relevancia. Esto fue gracias a los trabajos realizados por Weinstein y Ebert [2] quienes utilizaban la DFT para la modulación y la demodulación en banda base. Además para combatir la ISI y la ICI empleaban un espacio de guarda entre símbolos y un coseno alzado en el dominio del tiempo. A pesar de la gran contribución que suponían sus trabajos seguía sin ser posible una perfecta ortogonalidad entre subportadoras.

En 1980 la ortogonalidad perfecta entre subportadoras fue posible gracias al trabajo realizado por Peled y Ruiz [3], quienes introdujeron el CP.

2.3. Modulación

Los símbolos OFDM modulados se transmiten por un conjunto de subportadoras en paralelo a través de una multiplexación por división en frecuencia. Estas subportadoras tienen que ser ortogonales entre sí, razón por la cual en el instante de muestreo de cada subcanal tenemos un nulo de las respuestas de los canales adyacentes, lo que implica que la distorsión producida por ellos sea nula, teniendo así una gran eficiencia espectral. En la Fig. 2.1 se observa el espectro de las subportadoras ortogonales en OFDM.

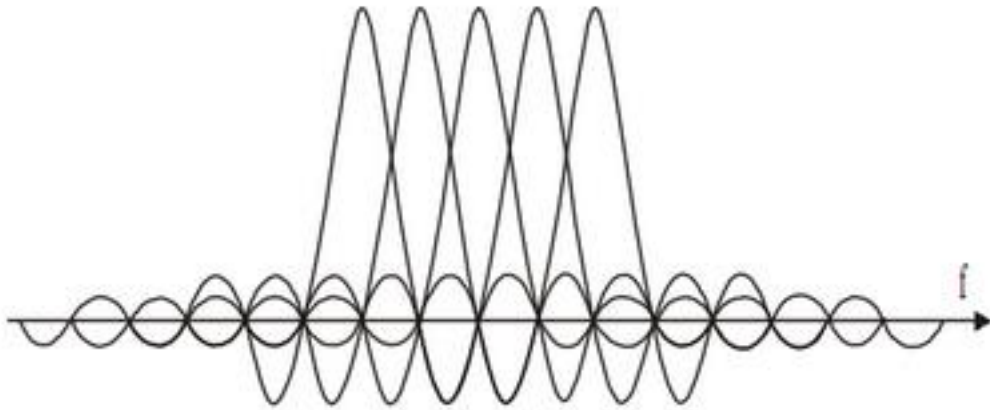


Figura 2.1: Espectro subportadoras OFDM ortogonales

2.3.1. Modelo OFDM continuo

En el siguiente esquema suponemos N subportadoras, una duración de símbolo T y un ancho de banda W (Hz).

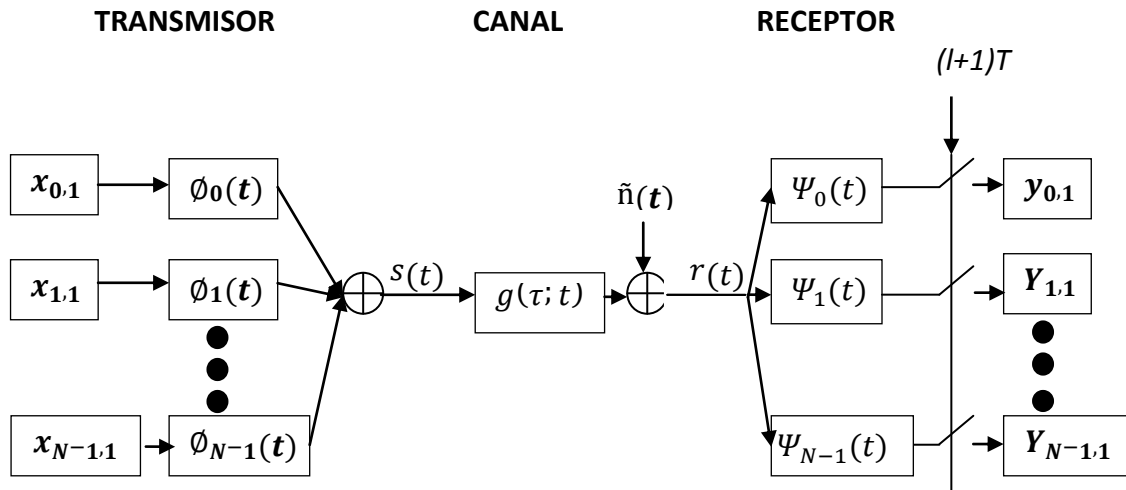


Figura 2.2: Esquema modelo de tiempo continuo

- Transmisor:

En un sistema en el que se transmiten infinitos símbolos la señal enviada será:

$$s(t) = \sum_{t=-\infty}^{\infty} s_l(t) = \sum_{t=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,l} \phi_k(t - lT) \quad (2.1)$$

$s_l(t)$ es el símbolo ' l ' de la transmisión y x_{kl} la información de cada uno de los usuarios, los cuales son números complejos correspondientes a puntos de una constelación, modulados en banda base mediante una señal $\phi_k(t)$. Esta señal será un pulso rectangular modulado a la frecuencia de portadora k^*W/N .

$$\phi_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T - T_{cp}}} e^{j2\pi \frac{W}{N} k(t - T_{cp})} & \text{si } t \in [0, T] \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (2.2)$$

donde $T = N/W + T_{CP}$ y $\phi_k(t) = \phi_k(t + N/W)$ siendo T_{CP} el tiempo de duración del CP.

El ancho de banda del canal (W Hz) se divide entre las N portadoras, teniendo una separación de $\Delta f = W/N$ Hz entre ellas. Para lograr la ortogonalidad es necesario que el tiempo de símbolo sea de $T = 1/\Delta f = N/W$ seg.

- **Canal:**

La señal recibida es:

$$r(t) = (g * s)(t) = \int_0^{T_{cp}} g(\tau; t) s(t - \tau) d\tau + \tilde{n}(t) \quad (2.3)$$

$\tilde{n}(t)$ es ruido AWGN (Additive White Gaussian Noise) introducido por el canal.

Siempre que la respuesta al impulso del canal $g(\tau; t)$ sea menor que el T_{CP} no aparecerá ISI, debido a la ortogonalidad existente.

- **Receptor:**

Consiste en un banco de filtros adaptados a la forma de onda del transmisor en el intervalo $[T_{CP}, T]$:

$$\Psi_k(t) = \begin{cases} \phi_k^*(T - t) & \text{si } t \in [0, T - T_{cp}] \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (2.4)$$

El CP es eliminado en el receptor, y como este contiene toda la ISI de los símbolos previos a la salida del banco de filtros no habrá este tipo de interferencia.

La k -ésima salida del banco de filtros será la convolución entre la señal recibida y el filtro adaptado:

$$y_k = (r * \Psi_k)(t) \Big|_{t=T} = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \Psi_k(T - t) dt \quad (2.5)$$

$$y_k = \int_{T_{cp}}^T \left(\int_0^{T_{cp}} g(\tau; t) \left[\sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} \phi_{k'}(t - \tau) \right] dt \right) \phi_k^*(t) dt + \int_{T_{cp}}^T \tilde{n}(T - t) \phi_k^*(t) dt$$

Asumimos que el canal es fijo en el intervalo del símbolo OFDM, denotándolo con $g(\tau)$, aplicándolo a la expresión (2.5):

$$y_k = \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} \int_{T_{cp}}^T \left(\int_0^{T_{cp}} g(\tau) \phi_{k'}(t - \tau) dt \right) \phi_k^*(t) dt + \int_{T_{cp}}^T \tilde{n}(T - t) \phi_k^*(t) dt \quad (2.6)$$

Los intervalos de integración son $T_{CP} < t < T$ y $0 < \tau < T_{CP}$, lo que implica que $0 < t - \tau < T$ y el menor intervalo puede escribirse como:

$$\begin{aligned} \int_0^{T_{cp}} g(\tau) \phi_{k'}(t - \tau) dt &= \int_0^{T_{cp}} g(\tau) \frac{e^{j2\pi k'(t-\tau-T_{cp})W/N}}{\sqrt{T - T_{cp}}} d\tau \\ &= \frac{e^{j2\pi k'(t-T_{cp})W/N}}{\sqrt{T - T_{cp}}} \int_0^{T_{cp}} g(\tau) e^{-j2\pi k' \tau W/N} d\tau, \quad T_{cp} < t < T \end{aligned} \quad (2.7)$$

La integral anterior es la respuesta en frecuencia del canal muestreada a la frecuencia $f = k' W/N$:

$$h_{k'} = G\left(k' \frac{W}{N}\right) \quad (2.8)$$

$G(f)$ es la transformada de Fourier de $g(\tau)$. Usando esta notación para el banco de filtro del receptor puede simplificarse a:

$$y_k = \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} h_{k'} \int_{T_{cp}}^T \phi_{k'}(t) \phi_k^*(t) dt + n_k \quad (2.9)$$

donde:

$$n_k = \int_{T_{cp}}^T \tilde{n}(T-t) \phi_k^*(t) dt \quad (2.10)$$

Siendo los filtros del transmisor $\phi_k(t)$ ortogonales,

$$\int_{T_{cp}}^T \phi_{k'}(t) \phi_k^*(t) dt = \int_{T_{cp}}^T \frac{e^{j2\pi k'(t-T_{cp})W/N}}{\sqrt{T-T_{cp}}} \frac{e^{-j2\pi k(t-T_{cp})W/N}}{\sqrt{T-T_{cp}}} dt = \delta[k-k'] \quad (2.11)$$

donde $\delta(k)$ es la delta de Kronecker, obteniéndose:

$$y_k = h_k x_k + n_k \quad (2.12)$$

x_k será la señal transmitida a frecuencia k -ésima y n_k ruido AWGN.

Observando la expresión (2.12) podemos ver el sistema OFDM como un grupo de canales Gaussianos en paralelo independientes. Es lo que se conoce como partición del canal perfecta.

2.3.2. Modelo OFDM discreto

En este modelo la modulación y la demodulación se sustituyen con respecto al modelo continuo por una IDFT (inverse DFT) en transmisión y por una DFT en recepción. El canal supone una convolución circular.

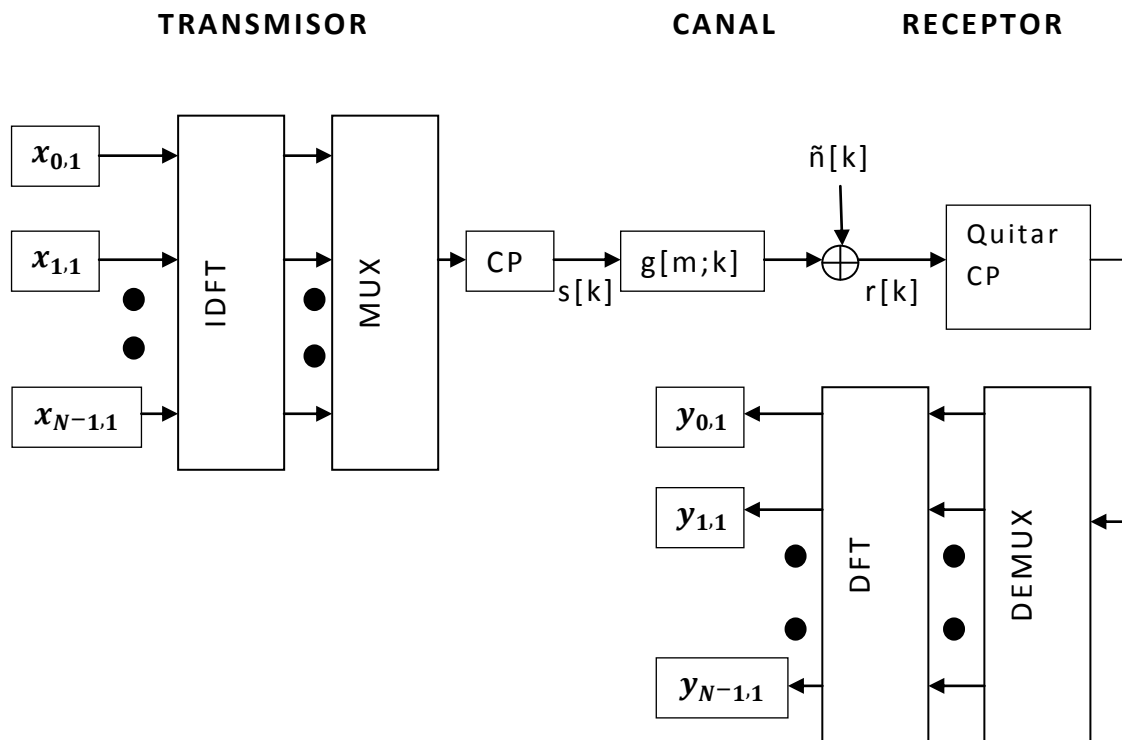


Figura 2.3 Esquema modelo tiempo discreto

El CP actúa de la misma forma que en el modelo continuo y la diferencia con los cálculos del modelo anterior residen en cambiar las integrales por sumatorios.

Al utilizar un CP mayor que la respuesta al impulso del canal se asegura que la convolución lineal que se realizaba en el modelo continuo se transforme en una convolución circular para el modelo discreto.

Por lo tanto se puede expresar el sistema OFDM como:

$$y_l = DFT(IDFT(x_l) \circledast g_l + \tilde{n}_l) = DFT(IDFT(x_l) \circledast g_l) + n_l \quad (2.13)$$

donde y_l contiene los N datos recibidos, x_l la constelación de N puntos transmitidos, g la respuesta impulsiva del canal y n_l ruido AWGN.

La DFT de dos señales convolucionadas cíclicamente equivale al producto de sus DFTs individuales, utilizando esto en la expresión (2.13) se obtiene:

$$y_l = x_l \cdot DFT(g_l) + n_l = x_l \cdot h_l + n_l \quad (2.14)$$

$h_l = DFT(g_l)$ es la respuesta en frecuencia del canal. Se tiene el mismo modelo de canal gaussiano que en el caso continuo, excepto por la salvedad de que la atenuación impuesta h_l está dada por N puntos de la DFT.

2.4. Prefijo Cíclico

El prefijo cíclico, cyclic prefix, desempeña un papel fundamental en OFDM, como se ha comentado, ya que permite evitar la ISI y eliminar la ICI.

Estos dos tipos de interferencia aparecen debido a que la señal se distorsiona al pasar por un canal dispersivo y con propagación multitrayecto perdiéndose así la ortogonalidad entre subportadoras a pesar de utilizar una base de funciones ortogonales.

Para evitar la ISI basta con introducir un intervalo de guarda al comienzo de cada símbolo, siempre que este sea mayor que la respuesta al impulso del canal. La ISI se alojará en este intervalo, siendo este eliminado en la recepción.

Para eliminar la ICI será necesario que ese periodo de guarda albergue una copia de la cola del símbolo OFDM de igual duración, de forma que las subportadoras retardadas tengan un número entero de períodos en el tiempo útil del símbolo, manteniéndose así la ortogonalidad entre subportadoras.

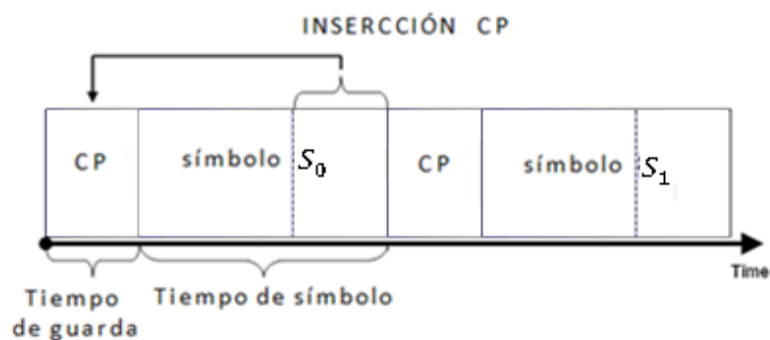


Figura 2.4 CP

El principal problema de la utilización del CP es la pérdida de eficiencia espectral o SNR (Signal to Noise Ratio). Cuanto mayor sea su longitud mayores serán las pérdidas, las cuales cuantificaremos como:

$$L_{SNR} = -10 \log_{10}(1 - \gamma) \quad (2.15)$$

$$\gamma = T_{CP}/T \quad (2.16)$$

2.5. Sistema OFDM

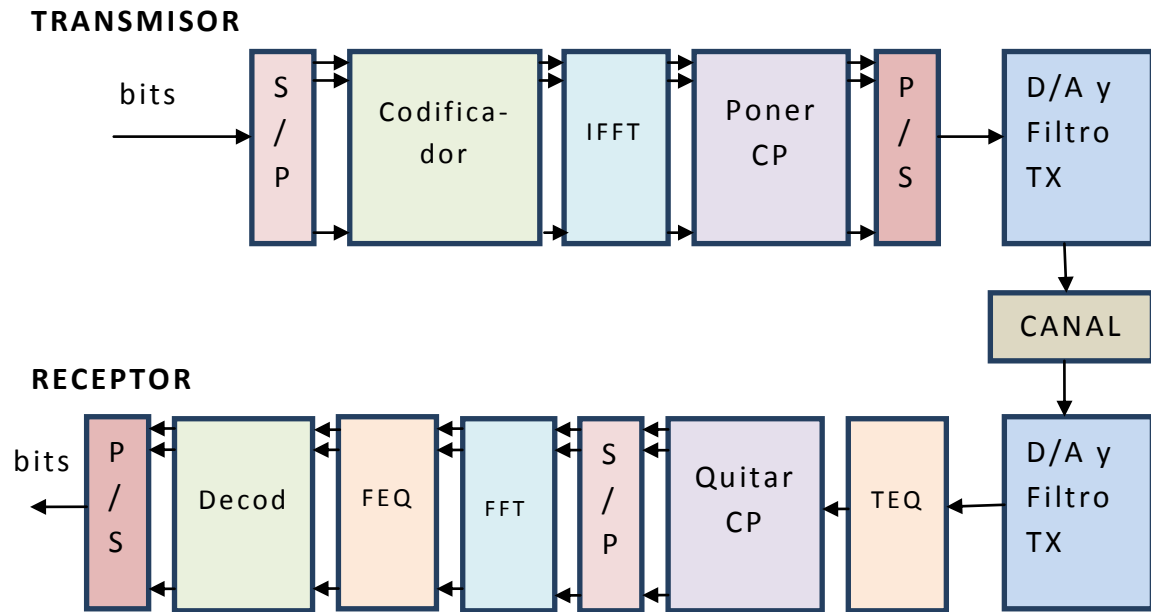


Figura 2.5: Sistema OFDM

El convertor S/P (serie/paralelo) recibe un flujo de bits y tiene que distribuirlos entre los N subcanales o subportadoras. En el siguiente bloque se protege la información mediante un codificador y se agrupa un conjunto de n bits por símbolo para asignarle un símbolo complejo de la constelación utilizada. A continuación se realiza la transformación IDFT. Una vez hecho esto se introduce el CP para evitar la ISI y la ICI y se recogen las muestras para pasarlas de paralelo a serie (convertor P/S), y así realizar el proceso de conversión digital a analógico.

La señal viajará por un canal dispersivo y con multitrayecto.

Una vez en el receptor es aconsejable utilizar un ecualizador en el dominio del tiempo (TEQ), el cual se encarga de acortar la respuesta impulsiva del canal. Esto será de gran utilidad en los casos que el CP sea menor que la respuesta impulsiva del canal. Sin embargo si se asume que el CP es óptimo este bloque no sería necesario.

Posteriormente se procede a eliminar el CP, y se vuelve a pasar al dominio de la frecuencia mediante la FFT. El siguiente bloque es un ecualizador en el dominio de la frecuencia (FEQ) que se encargará de compensar el efecto del canal sobre los símbolos transmitidos. Para terminar se tienen que decodificar los símbolos recibidos y así una vez aplicado el convertor paralelo/serie se obtiene a la salida un único flujo binario.

2.6. Ventajas e inconvenientes de un sistema OFDM

- **Ventajas:**

- **Eficiencia espectral:** consigue acercarse al límite de Shannon cuanto mayor sea el número de puntos de la DFT. Este valor no puede crecer ilimitadamente porque aumentaría la complejidad del sistema.
- **Fiabilidad:** es menos sensible frente a pequeñas desviaciones en los instantes de muestreo ya que es una técnica de transmisión en paralelo.
- **Robustez:** es una técnica muy eficaz a la hora de minimizar los efectos de la propagación multitrayecto. Además no requiere adaptación a la respuesta instantánea del canal, lo que se traduce en una técnica robusta frente a interferencias impulsivas.
- **Flexibilidad:** debido a que puede cubrir las necesidades básicas de un gran número de sistemas de comunicaciones (rendimiento, eficiencia espectral, complejidad).
- **Tasa de error:** un sistema OFDM ofrece buenos resultados en comparación con otros muchos sistemas, en escenarios con desvanecimientos significativos.

- **Inconvenientes:**

- **Sincronización:** este tipo de problemas son muy críticos en sistemas OFDM.
- **Distorsión por no linealidades:** debido a los elevados picos de potencia de la señal OFDM en el dominio del tiempo, en algunas ocasiones sería necesario el uso de amplificadores lineales con un gran margen para no distorsionar la señal.
- **Dispersión:** ya que puede llegar a romper la ortogonalidad entre subportadoras.
- **Desviaciones en frecuencia e interferencia de tonos puros:** al ser una técnica en la cual la transmisión se realiza en paralelo mediante el uso de subportadoras es más sensible a estos fenómenos que un sistema de una única portadora.

2.7. Aplicaciones:

OFDM se utiliza tanto en comunicaciones radio o “*wireless*” como en sistemas cableados.

En este último caso a OFDM se le conoce como DMT (Discrete MultiTone). Una de las características más significativas de los sistemas DMT es la posibilidad de realizar la técnica conocida como “*bit loading*”, que radica en poder asignar a cada subcanal un número distinto de bits en función de las propiedades del canal de transmisión, es decir según al valor de la SNR de cada subcanal. Esto tiene sentido en canales estacionarios y por eso no es adecuado en entornos radio, ya que en este caso los canales serán variantes en el tiempo. OFDM estará presente en sistemas DSL como ADSL, HDSL (High Bit-Rate DSL), y VDSL (Very High Data-Rate DSL).

En comunicaciones inalámbricas podemos encontrar OFDM en multitud de aplicaciones, normalmente en sistemas multiusuario. Es la modulación utilizada en radiodifusión digital, tanto en DAB (Digital Audio Broadcasting) como en DVB (Digital Video Broadcasting). Pero su gran marco de aplicación se encuentra tanto en las redes WLAN (Wireless Local Area Network) como puede ser el estándar IEEE 802.11, en redes WMAN (Wireless Metropolitan Area Network) con el estándar IEEE 802.16, como en LTE definido en la Release 8 de 3GPP.

Capítulo 3

EFFECTOS DE LA SUPRESIÓN DEL CP

3.1. Análisis de la estimación de canal en función del CP

En este punto se va a analizar, mediante los resultados obtenidos, la diferencia entre elegir un CP óptimo o un CP subóptimo a la hora de estimar el canal. Las simulaciones están realizadas con: $N=64$ subportadoras, modulación QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 16 pilotos, un valor de $\text{SNR}=30\text{dB}$ y un canal de 3 coeficientes el cual sigue el modelo SUI-3 [4].

Una correcta estimación del canal es uno de los puntos más importantes en un sistema de comunicaciones, ya que a partir de esta estimación se realizan los procesos de igualación, detección y decodificación. Por lo tanto la BER (Bit Error Rate) del sistema está directamente relacionada con este proceso.

Los sistemas OFDM coherentes en entornos radio necesitan de una estimación de canal continua ya que son canales variantes en el tiempo. Para lograr esta estimación se utilizan una serie de pilotos conocidos en el receptor. Estos pilotos, al igual que los símbolos de datos, para no tener ni ISI ni ICI tendrán que tener un CP mayor que la respuesta impulsiva del canal. Cuando se cumpla esta condición se obtiene una fiel estimación del canal como se puede observar en la Fig. 3.1.

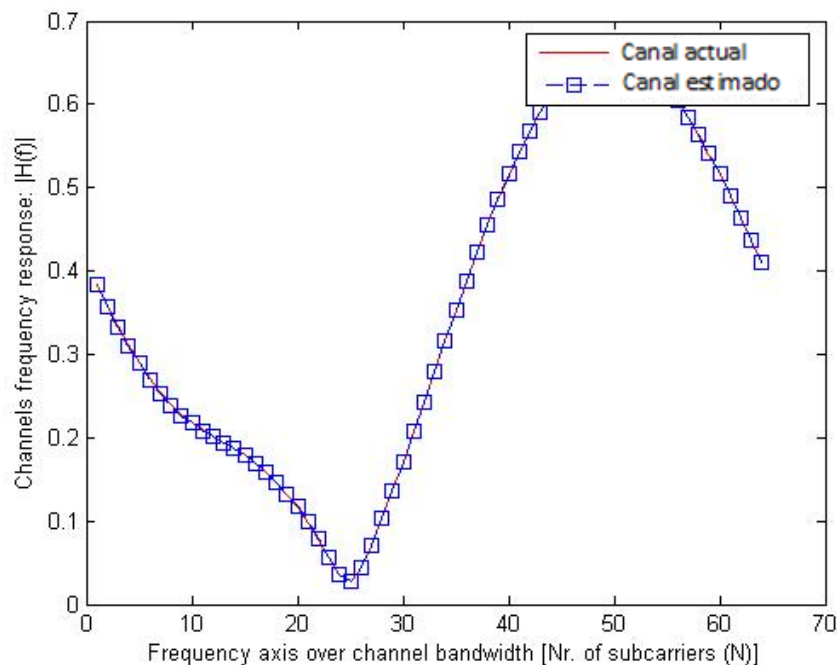


Figura 3.1: Estimación del canal; $N = 64$; QPSK; pilotos = 16; $\text{SNR} = 30\text{dB}$; CP = 2

Como el canal SUI-3 tiene 3 coeficientes, ha sido necesario un $CP = 2$ como mínimo para cubrir la dispersión temporal. Como se puede ver se ha conseguido una estimación casi perfecta, obteniendo un valor de MSE (Minimum Mean Square Error) = $2.3486e-005$.

En las siguientes figuras se puede ver el proceso de degradación que sufre la estimación del canal según decrece el valor de CP.

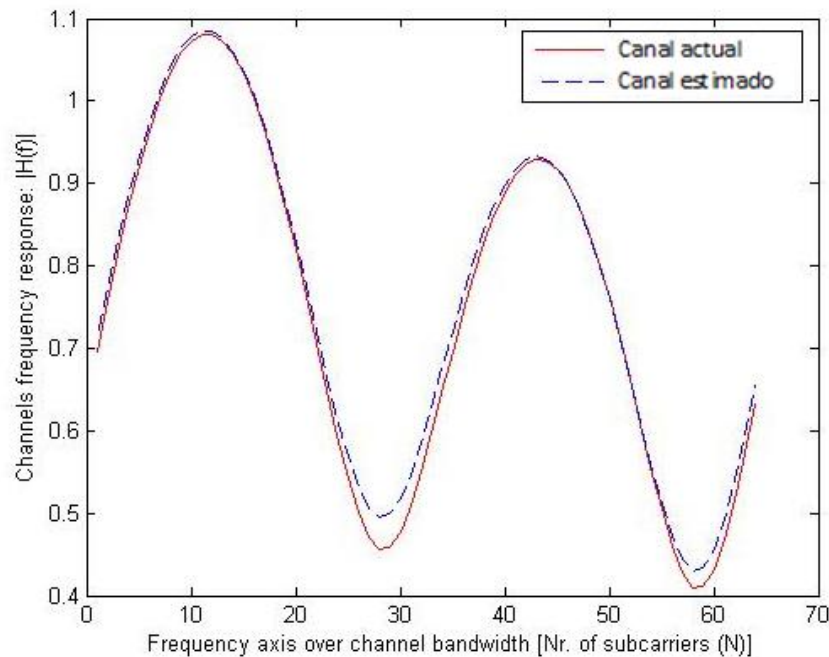


Figura 3.2: Estimación del canal; $N = 64$; QPSK; pilotos = 16; SNR = 30dB; $CP = 1$

Como era de esperar al disminuir el CP, al ser este menor que la respuesta al impulso del canal, se han logrado peores resultados. Por lo tanto el valor del MSE se incrementará, siendo en la Fig. 3.2 de $MSE = 4.7235e-004$.

Por último se procede a mostrar los resultados con una supresión total del CP en la Fig. 3.3.

En este caso se puede observar con mayor claridad el efecto que provoca la ISI y la ICI a la hora de estimar el canal. Debido a las interferencias sólo se ha alcanzado un valor de $MSE = 0.0075$, a pesar de contar con un alto valor de SNR.

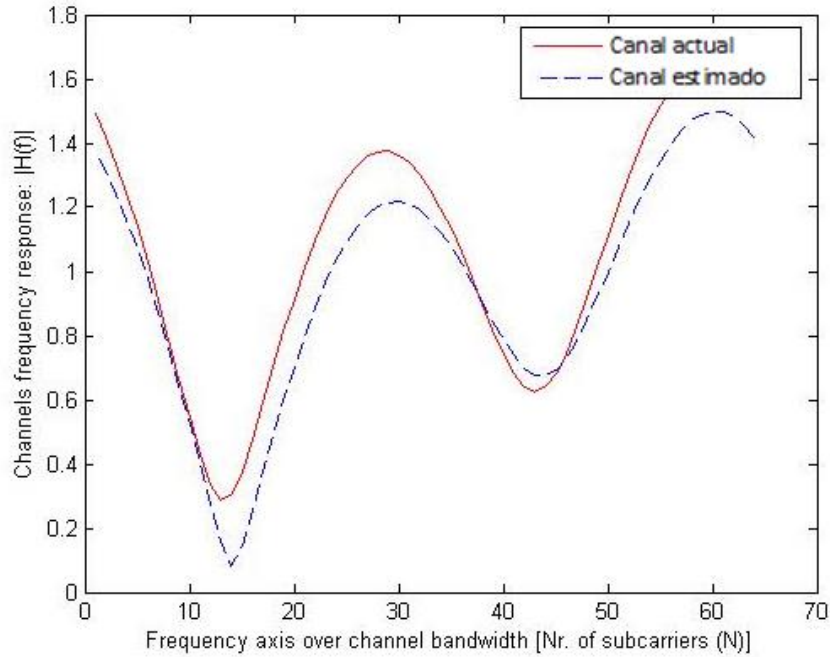


Figura 3.3: Estimación del canal; $N = 64$; QPSK; pilotos = 16; SNR = 30dB; CP = 0

Para terminar con este apartado se muestra en la siguiente figura el valor del error cuadrático medio en función de la SNR, con un canal variante en el tiempo y utilizando 128 subportadoras.

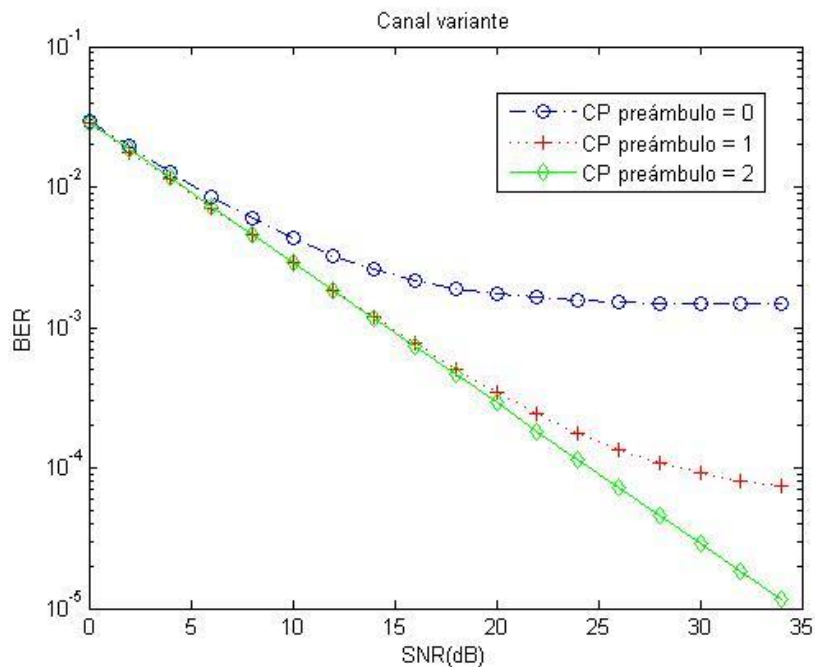


Figura 3.4: MSE para distintos valores de CP; $N=128$; QPSK; pilotos=16; 3 taps

En la Fig. 3.4 todavía se aprecia con mayor claridad la importancia del valor del CP en nuestro sistema de comunicaciones.

Como se ha podido ver si el objetivo es aumentar la capacidad del sistema suprimiendo el CP, será necesario conseguir suprimir o mitigar los efectos de las interferencias.

3.2. Análisis de BER en función del CP

En este apartado se va a presentar gráficamente los resultados obtenidos en términos de BER, en función del valor del CP seleccionado tanto en la parte del preámbulo (pilotos), como en la parte de datos.

Las simulaciones se han realizado con un canal de 3 coeficientes $h = [0.8564+0.1190i; 0.3722+0.6022i; -0.1609-0.3227i]$, una modulación QPSK, 64 subportadoras, 16 pilotos y 1000 símbolos OFDM. Será necesario tener un CP = 2 para que este sea óptimo.

En las siguientes figuras se muestran los resultados fijando en cada una de ellas el valor del CP del preámbulo, y variando el CP de la parte de datos:

- **CP preámbulo = 2:**

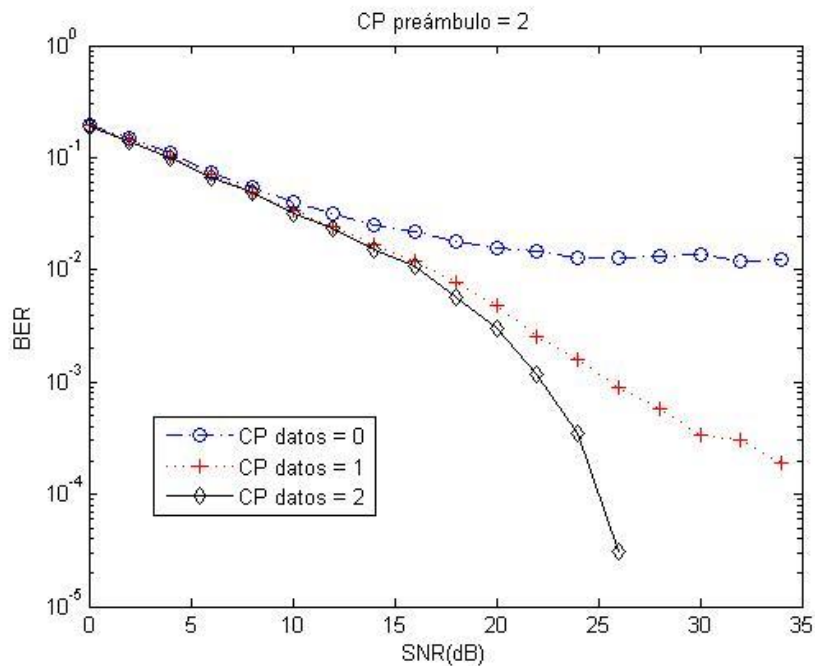


Figura 3.5: CP preámbulo óptimo; CP datos variable; $N=128$; pilotos=16; 1000 símbolos OFDM

En la figura 3.5 cuando se introdujo un valor óptimo al CP en la parte de datos se alcanzó el resultado ideal, que es representado con la curva de color negro. Según se disminuyó el CP, el efecto de las interferencias dentro de la parte de datos se hizo

cada vez mayor obteniéndose pésimos resultados a pesar de una buena estimación del canal.

- **CP preámbulo = 1:**

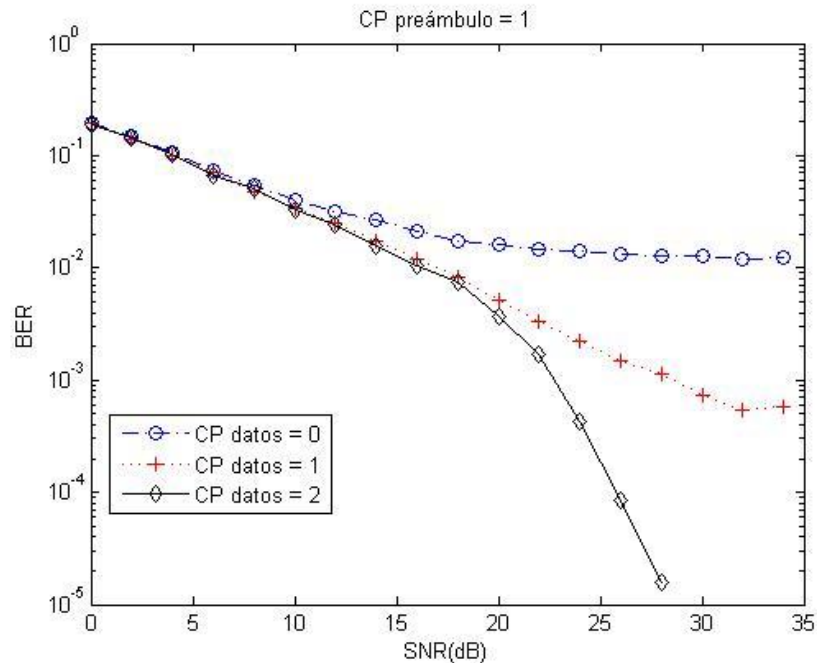


Figura 3.6: CP preámbulo subóptimo; CP datos variable; $N=128$; pilotos=16; 1000 símbolos OFDM

Como se vio en el apartado 3.1 a pesar de no tener un CP mayor que la respuesta al impulso del canal, los resultados alcanzados en base al MSE no fueron del todos malos a la hora de realizar la estimación. Por lo tanto cuando se tenga una situación ideal en la parte de datos se obtendrán valores peores que en la Fig. 3.5, pero que pueden llegar a ser aceptables en algunos sistemas de comunicaciones.

- **CP preámbulo = 0:**

En la Fig. 3.7 las simulaciones se realizaron teniendo una pésima estimación del canal, por tanto a pesar de tener un CP óptimo en la parte de datos los resultados son muy malos. También se puede observar el peor escenario de todos los posibles cuando se elige un CP = 0 en la parte de datos.

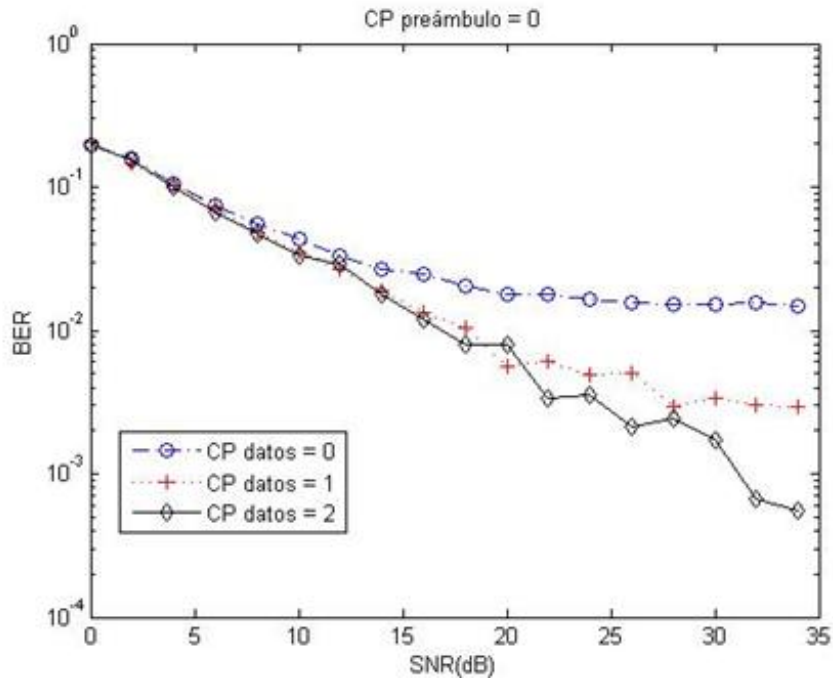


Figura 3.7: CP preámbulo suprimido; CP datos variable; $N=128$; pilotos=16; 1000 símbolos OFDM

Una vez más se han podido ver los efectos catastróficos de la ISI y la ICI.

3.3. Análisis de capacidad en función del CP

En este apartado se procede a analizar como varía el régimen binario (R_b) según el CP elegido para un sistema de comunicaciones.

Para ello se ha supuesto un ancho de banda (W) disponible de 2 MHz y 128 subportadoras (N).

Como se dijo en la introducción a OFDM la duración de un símbolo será $T = N/W$, y la duración de un símbolo OFDM $T_{OFDM} = T + T_{CP}$, siendo T_{CP} la duración del CP.

En la siguiente tabla se muestran los distintos T_{OFDM} que se obtienen al variar la longitud del CP, así como los símbolos OFDM transmitidos por segundo (S_{OFDM}/s). Se ha elegido un CP máximo de hasta $\frac{1}{4}$ del número de subportadoras, como se puede llegar a utilizar en sistemas HDTV (High Definition Television), que utiliza el estándar DVB-T (DVB Terrestrial).

Longitud CP	CP = 0	CP = 2	CP = 4	CP = 8	CP = 16	CP = 32
$T(\mu s)$	64	64	64	64	64	64
$T_{CP}(\mu s)$	0	1	2	4	8	16
$T_{OFDM}(\mu s)$	64	65	66	68	72	80
S_{OFDM}/s	15625	15385	15152	14706	13889	12500

Tabla 3.1: Representación de tiempos de símbolos en función del CP

Como se puede ver en la tabla anterior, cuando se tiene un $CP = 0$ se transmiten más símbolos OFDM que cuando se incrementa el valor del CP, por lo tanto estaremos transmitiendo más datos en caso de suprimir el CP.

Ahora a partir de los datos logrados se va a calcular el R_b perteneciente a la parte de datos para cada uno de los valores del CP.

En este caso se parte de una modulación 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation), en la cual se transmiten 4 bits por símbolo. Por lo tanto se transmiten 4 bits en cada una de las 128 subportadoras para un símbolo OFDM solo de datos, enviándose un total de 512 bits.

De esta forma para calcular el R_b (bits/s) efectivo habrá que multiplicar el número de bits de datos en un símbolo OFDM por el número de símbolos OFDM transmitidos por unidad de tiempo. Además se calcula la pérdida de tasa binaria $\Delta R_b(\%)$ que se tiene por el hecho de insertar el CP, con respecto al caso ideal, *i.e.* cuando el $CP=0$, que tiene un $\Delta R_b(\%)=0$.

Longitud CP	CP = 0	CP = 2	CP = 4	CP = 8	CP = 16	CP = 32
$R_b(\text{Mbit/s})$	8	7.877	7.757	7.529	7.111	6.4
$\Delta R_b(\%)$	Caso ideal	1.54	3.03	5.89	11.11	20

Tabla 3.2: Variación del R_b en función del CP

Se observa que en el caso de tener un $CP=32$, se tiene una pérdida del 20% en tasa binaria con respecto al valor del $CP=0$.

Como muestran los resultados la introducción del CP para eliminar tanto la ISI como la ICI acarrea una pérdida de capacidad en nuestro sistema.

Por lo tanto será interesante ver a lo largo del trabajo fin de grado cómo se puede llegar a eliminar o mitigar el efecto de las interferencias sin necesidad de utilizar



un CP óptimo, con el objetivo de tener mayores velocidades en los sistemas de comunicaciones.

Capítulo 4

ALGORITO DE CANCELACIÓN DE INTERFERENCIAS

4.1 Introducción

El objetivo de este trabajo fin de grado es aumentar la capacidad de un sistema OFDM. Para ello se ha escogido la línea de investigación que pretende lograr este objetivo a través de la supresión total o parcial del CP. Como se ha dicho a lo largo de este trabajo cuando el CP elegido sea menor que la respuesta al impulso del canal tendremos tanto ISI como ICI, las cuales pueden deteriorar completamente el sistema como se pudo ver en el capítulo 3.

Una de las posibles soluciones en estos sistemas es la colocación en el receptor de un TEQ, el cual actúa como un filtro FIR (Finite Impulse Response) que se emplea para acortar la respuesta impulsiva equivalente del sistema, de forma que podremos reducir la longitud del CP, ganando así capacidad. Como contrapunto hay que citar que el empleo de un TEQ en el receptor provoca fugas de energía del ruido en las subportadoras.

Para poder cancelar el efecto producido por la ISI se han probado diversas técnicas actualmente como: códigos de cancelación polinómica (PCC) dando como resultado una baja eficiencia espectral, procesos basados en el cálculo del MMSE los cuales presentan una alta complejidad, expansiones de Taylor ó la utilización de filtros en el dominio del tiempo.

En este trabajo la técnica elegida para poder mitigar tanto la ISI como la ICI ha sido la propuesta realizada por Dukhyum Kim y Gordon L. Stüber, propuesta en su artículo [5]. Esta técnica es llamada “Cancelación residual de ISI” (RISIC).

4.2 Algoritmo RISIC

El algoritmo RISIC es una técnica iterativa desarrollada para sistemas OFDM, con el fin de reducir los efectos producidos por la ISI con mayor longitud que el intervalo de guarda o CP.

La técnica RISIC se basa en un método muy eficiente de cancelación de eco [6], y se puede considerar una versión iterativa de este método [6] propuesto por J.M. Cioffi y A.C. Bingham.

RISIC utilizará una combinación de cancelación de cola y reconstrucción cíclica para combatir la ISI y la ICI respectivamente. Ha demostrado ser altamente eficaz en la lucha contra la ISI residual teniendo una complejidad razonable.

4.2.1 Técnica RISIC

Si el canal cambia muy poco durante la duración de un bloque y el intervalo de guarda es mayor que la CIR (Channel Impulse Response), es decir $G > M$, donde G es la longitud del CP en número de muestras y M es la longitud del canal, se puede expresar la señal de salida del canal como:

$$\tilde{r}_{i,k} = \sum_{m=0}^M h_m x_{i,(k-m)_N}, \quad 0 \leq k \leq N - 1 \quad (4.1)$$

siendo h_m la respuesta al impulso del canal, $x_{i,k}$ la señal transmitida y N es el tamaño del bloque (número de subportadoras).

En la expresión (4.1) $\tilde{r}_{i,k}$ representa la salida del canal libre de ISI. Para lograr esta señal de salida deseada $\tilde{r}_{i,k}$ cuando no se cuenta con un CP óptimo, es decir $M > G$, será necesario realizar dos pasos. Primero eliminar la ISI residual recibida y segundo una reconstrucción cíclica para eliminar la ICI. El procedimiento se puede expresar como:

$$\tilde{r}_{i,k} = r_{i,k} - r_{i|i-1,k} + \sum_{m=G+1}^M h_m x_{i,(k-m)_N} (1 - u(k - m + G)) \quad (4.2)$$

con “ $u(n)$ ” la función escalón unitario.

La ISI residual recibida de la señal se elimina restando el segundo término de (4.2) y la ciclicidad se restaura con el último término de (4.2). El éxito en la aplicación de la cancelación de cola y en los pasos llevados a cabo para la reconstrucción cíclica dependerán de la disponibilidad de la señal transmitida $\{x_k\}$ en el receptor. En [6] los procedimientos anteriores se han desarrollado con éxito, ya que utiliza canceladores de eco, los cuales tienen un conocimiento exacto de los símbolos transmitidos. Sin embargo la mayoría de comunicaciones que necesitan reducir los efectos producidos por la ISI no cuentan con esta posibilidad.

Por lo tanto ahora se pasa a describir el algoritmo que es necesario implementar cuando los símbolos transmitidos no están disponibles para el receptor a priori. Se asume que la respuesta al impulso del canal es constante durante un periodo de bloque.

1. Se calcula una estimación de la respuesta al impulso del canal h_m mediante la utilización de una secuencia de entrenamiento.

2. Se obtienen decisiones sobre los símbolos transmitidos en el bloque anterior “ $i-1$ ” para su uso en la cancelación de cola. Estas decisiones pueden estar afectadas por la ISI por lo que algunas de ellas pueden ser erróneas. Estos símbolos se convierten al dominio del tiempo mediante la IDFT.

3. Realizar la cancelación de cola para el bloque del índice en el que nos encontramos “ i ”, mediante el cálculo de la ISI residual y su resta a la señal $r_{i,k}$ recibida. Esto se puede definir como:

$$\tilde{r}_{i,k}^{(0)} = r_{i,k} - \sum_{m=G+1}^{\hat{M}} \hat{h}_m \hat{x}_{i,(k-m+G)_N} (1 - u(k - m + G)) \quad 0 \leq k \leq N - 1 \quad (4.3)$$

4. La señal recibida en el paso 3 se convierte al dominio de la frecuencia mediante la FFT y se toman las decisiones sobre los símbolos transmitidos. Una vez hecho esto las decisiones se convierten al dominio del tiempo con la IFFT.

5. A continuación se realiza la reconstrucción cíclica, para ello tendremos que aplicar la siguiente definición:

$$\tilde{r}_{i,k}^{(l)} = \tilde{r}_{i,k}^{(0)} + \sum_{m=G+1}^{\hat{M}} \hat{h}_m \hat{x}_{i,(k-m)_N}^{(l-1)} (1 - u(k - m + G)) \quad 0 \leq k \leq N - 1 \quad (4.4)$$

donde el superíndice l representa el número de iteración, teniendo un valor inicial de $l = 1$.

6. Una vez más la señal recibida se convierte al dominio de la frecuencia y se toman las decisiones sobre los símbolos transmitidos.

7. Para continuar con las iteraciones se vuelve a convertir las decisiones anteriores al dominio del tiempo y se repiten los pasos 5 Y 7.

8. Fin del algoritmo RISIC para el bloque “ i ”.

4.2.2. Resultados estudio RISIC

En este apartado se va a exponer un estudio de los resultados obtenidos por el algoritmo RISIC, cuando este actúa en dos canales estáticos y con desvanecimiento como los siguientes:

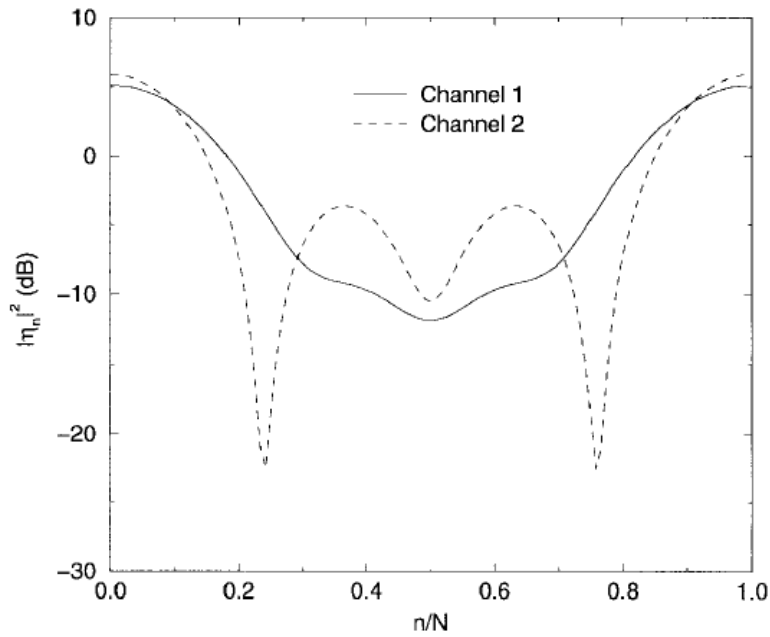


Figura 4.1: Espectro en amplitud de 2 canales estáticos para OFDM con $N = 128$ [5]

Las simulaciones se realizan en [5] conociendo el receptor perfectamente el canal. Por lo tanto no era necesario hacer una estimación de este.

En las dos gráficas pertenecientes a la Fig. 4.2 las simulaciones se han realizado con una supresión total del CP.

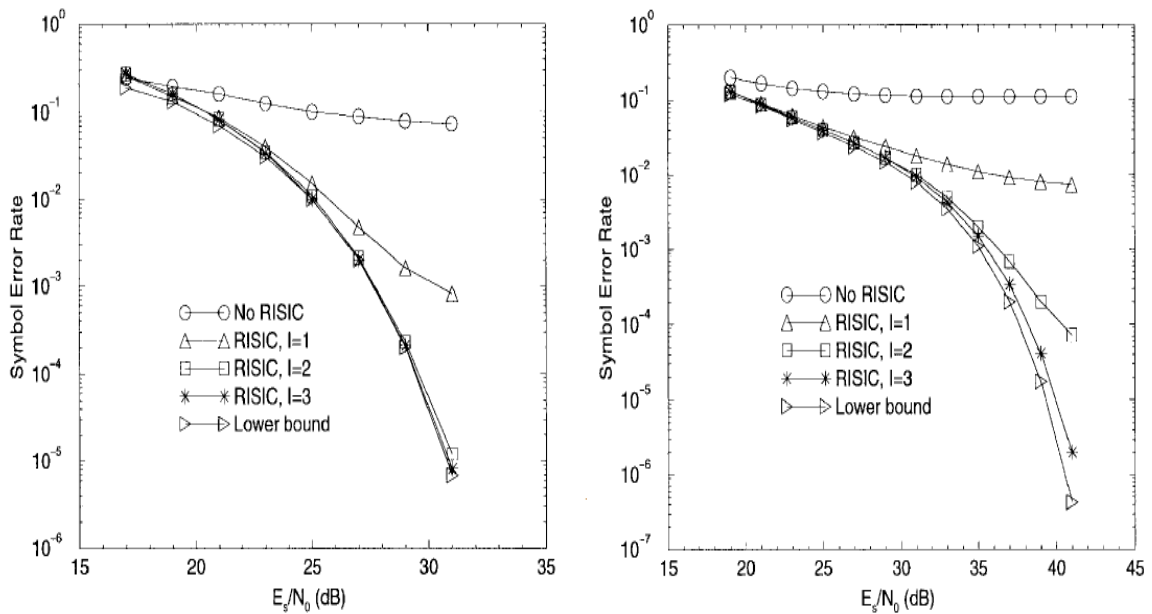


Figura 4.2: Rendimiento de RISIC en canal 1 y 2 con $G = 0$ y $N = 128$ [5]

E_s representa la energía de símbolo y N_0 la densidad espectral de potencia del AWGN.

Como se puede ver en la Fig. 4.2 RISIC nos ofrece un gran rendimiento ya que, a medida que se aumentan las iteraciones, se obtienen varios órdenes de mejora en la magnitud de la SER (Symbol Error Rate), acercándose cada vez más al valor que se obtendría en el caso de no tener interferencias (cota inferior en la gráfica, denotado como “*lower bound*”).

El número de iteraciones no se puede aumentar ilimitadamente ya que se aumentaría la carga computacional del sistema. Sin embargo esto no es un problema porque como se puede ver se obtiene una importante mejora en la SER después de una única iteración.

Para el primer canal ha bastado con dos iteraciones para situarse con valores parejos al del caso ideal, siendo necesarias tres para el segundo canal.

Cabe destacar que puede ser necesaria una secuencia piloto periódica, incluso aunque la información del canal esté disponible en el receptor, con el objetivo de evitar la inestabilidad provocada al alimentar de nuevo una señal con un número importante de errores en el procedimiento de la cancelación de cola.

4.2.3. Consideración de RISIC en HDTV

OFDM se presenta como una técnica muy atractiva para la transmisión terrestre de televisión, debido a que mediante la utilización de un intervalo de guarda óptimo se pueden mitigar las interferencias introducidas por el canal. Este proceso es mucho más costoso cuando se emplean modulaciones con una única portadora, ya que sería necesaria la utilización de complejos esquemas de compensación.

Una de las aplicaciones en las que se considera OFDM es HDTV de radiodifusión, la cual necesita de una alta velocidad de transmisión de datos (20 Mbps) en un ancho de banda limitado (6 MHz en Norteamérica y Japón). Además requiere bajas tasas de error, ya que los errores tienden a propagarse sobre muchos paquetes, siendo necesaria una tasa de error de paquete (PER) menor de 10^{-5} para una recepción óptima.

A priori la elección de OFDM para HDTV parece evidente, sin embargo los errores creados por la ISI y la ICI suponen grandes inconvenientes para esta elección.

Para reducir los errores producidos por la ICI se pueden utilizar un codificador Trellis y esquemas de diversidad de antena. Sin embargo se plantea la posibilidad de que la duración de la ISI sea mayor que el intervalo de guarda elegido. A esta ISI se le llama residual, cuyos efectos pueden ser catastróficos aún presentándose en pequeñas cantidades.

De ahí la necesidad de encontrar técnicas que, a pesar de no contar con un CP óptimo cuando la duración de la ISI sea significativa, debido a que en ese caso perderíamos gran capacidad en nuestro sistema, sean capaces de reducir las

interferencias. Por tanto deben presentar los menos errores posibles, acercándose a la situación ideal de tener un CP óptimo, sin que la carga computacional se eleve demasiado.

4.2.4 Aplicación de RISIC en HDTV

Los programas de televisión de alta definición necesitan tener una BER muy baja, para ello se han propuesto esquemas de codificación concatenados en [7] y [8].

Este tipo de codificación concatenada tiene que ser eficiente en ancho de banda, pudiendo ser códigos trellis como se explica en [9].

En este caso combina la utilización del algoritmo RISIC con una codificación trellis. Como se explicó en el punto 4.2.2 el algoritmo RISIC necesita tomar decisiones bloque a bloque, esto no supone un problema en su combinación con la codificación trellis, ya que podemos adaptar la longitud de los códigos a la del bloque. Debido a esto se elige un codificador realimentado.

La elección de un código trellis para un canal de difusión es compleja, ya que se tienen canales muy diversos. Debido a esta diversidad es prácticamente imposible diseñar un código que sea capaz de optimizar el rendimiento de todos los canales estáticos con ISI.

En HDTV se pueden definir los canales, como canales estáticos (o casi estáticos) con ISI, donde los canales son invariantes en el tiempo ó cambian muy poco a lo largo de este. Por lo tanto se intentará elegir un código que se adapte a estas condiciones esperadas.

En un canal con desvanecimiento para transmitir 4 bits/s/Hz se usa una codificación independiente en fase y en cuadratura, con una tasa 2/3 en una modulación 8-PAM (Pulse Amplitude Modulation), donde los códigos trellis han demostrado tener un buen comportamiento como se puede ver en [10]. Debido a que este tipo de codificación 2/3 en una 8-PAM usa realimentación, se tiene que convertirla en una realización realimentada. Las reglas de esta conversión se pueden ver en [11].

En el código externo se emplea un código RS (204,188) con 8 bits por símbolo, el cual puede corregir errores de ocho símbolos.

La técnica RISIC con codificación concatenada es prácticamente igual a la descrita en el punto 4.2.2, con la salvedad de que los decodificadores tienen que actuar en el proceso de toma de decisiones. La señal realimentada utilizada en la cancelación se obtendrá a partir de los símbolos de código.

Las decisiones del decodificador interno después de la última iteración del algoritmo RISIC se utilizan por el decodificador externo. Cuando el código interior

ofrezca valores de SER de 10^{-3} o inferiores se alcanzarán resultados satisfactorios en el código exterior.

A continuación se presentan los resultados obtenidos teniendo una tasa de 20Mb/s con un ancho de banda de 5.73 MHz, incluyendo una secuencia de entrenamiento (5%), codificación y terminación trellis.

La estimación de canal se obtiene al principio mediante el uso de cuatro bloques de entrenamiento. Estos bloques de entrenamiento también se enviarán periódicamente.

El canal se basa en el COST-207 con seis coeficientes del modelo HT (Hilly Terrain). Se ha utilizado un tamaño de bloque de $N = 124$ con un CP insuficiente de 5 microsegundos (el CP óptimo para el modelo HT tiene que ser igual a 17.2 microsegundos).

Obteniendo a la izquierda de la siguiente figura los resultados para la codificación interior y a la derecha los de la codificación exterior:

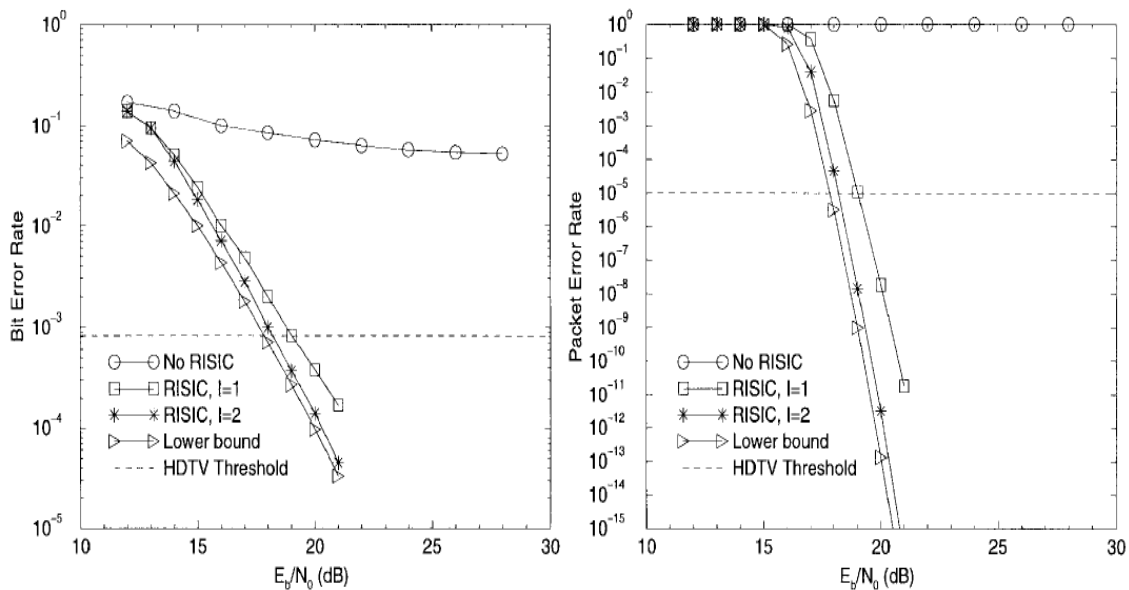


Figura: 4.3 Resultados RISIC en HDTV con codificación interior (izquierda) y exterior (derecha) [5]

El umbral para ver satisfactoriamente HDTV es de un PER de 10^{-5} lo que requiere una BER en la salida del decodificador interno de $8,2 \times 10^{-4}$.

Como se puede ver los resultados sin aplicar RISIC son muy malos debido a la elección de un CP subóptimo.

Con RISIC se puede lograr la calidad de HDTV después de una sola iteración con una E_b/N_0 de aproximadamente 19dB y con un valor de 18dB con otra iteración. Se

logran valores muy semejantes al límite inferior (lower bound) que representa el caso de elegir un CP óptimo y lograr una estimación de canal perfecta.

Por lo tanto se puede decir que para HDTV el algoritmo RISIC se postula como una técnica óptima para aumentar la capacidad del sistema sin tener una degradación de este.

4.2.6. Resultados implementación RISIC

En este apartado se va a mostrar la simulación que se ha obtenido al utilizar el algoritmo RISIC con el siguiente canal $h = [1; 0.9; 0.8]$.

El canal es conocido en el receptor y por lo tanto se tiene una estimación del canal perfecta. Se tienen $N=64$ subportadoras, la modulación elegida ha sido una QPSK, y se transmiten 100 símbolos OFDM. Para este caso se ha suprimido completamente el CP, que en el caso ideal tendría que tener un valor igual a 2.

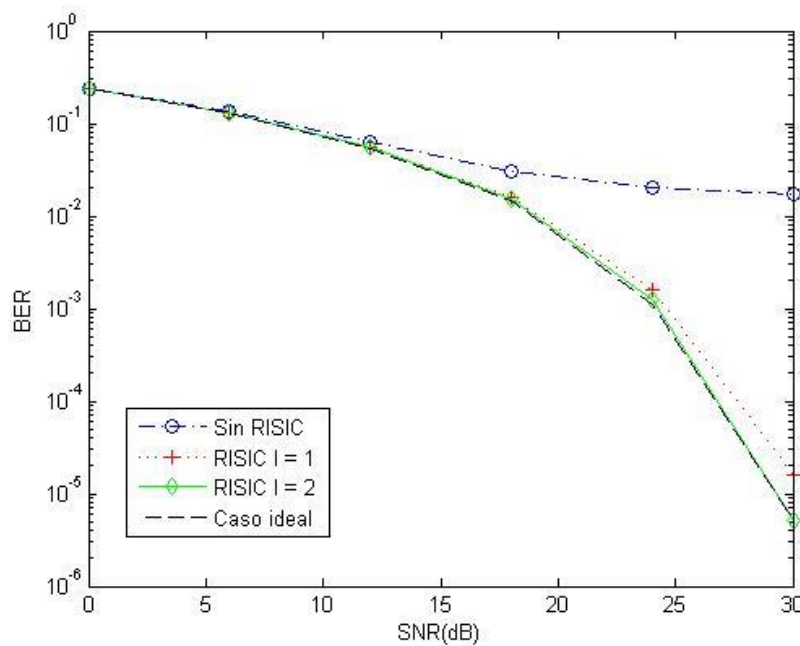


Figura 4.4: RISIC en $h = [1; 0.9; 0.8]$; $N = 64$; QPSK; 100 símbolos

Como se puede ver solo han sido necesarias 2 iteraciones para situarse prácticamente con las mismas prestaciones que en el caso ideal. Con una única iteración ya se logran significativas mejoras respecto al peor caso posible, que es aquel en el cual no se utiliza RISIC y tenemos un CP = 0.

Cabe volver a destacar que en este caso la estimación del canal es perfecta, ya que este es conocido en el receptor. Esta fiel estimación del canal también se



conseguiría fijando un CP óptimo en el preámbulo. En el caso de contar con un CP subóptimo en la estimación del canal, se necesitaría de más iteraciones para lograr resultados tan cercanos al caso ideal.

Capítulo 5

LTE: RESULTADOS DE SUPRESIÓN DEL CP

5.1. Introducción

LTE es un estándar definido en la Release 8 de 3GPP. Surge para satisfacer las nuevas necesidades del mercado, debido al aumento en el uso de datos móviles y la irrupción de nuevos servicios y aplicaciones. Se le puede considerar una evolución de UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) dando paso a lo que se conoce como 4G.

- Arquitectura LTE:

Para conseguir las necesidades anteriormente mencionadas será necesario mejorar la arquitectura de red. Debido a esto se introducen significativas diferencias en la interfaz de acceso radio del modelo UMTS (UTRAN: Universal Terrestrial Radio Access Network) al modelo de LTE (EUTRAN: Evolved UTRAN).

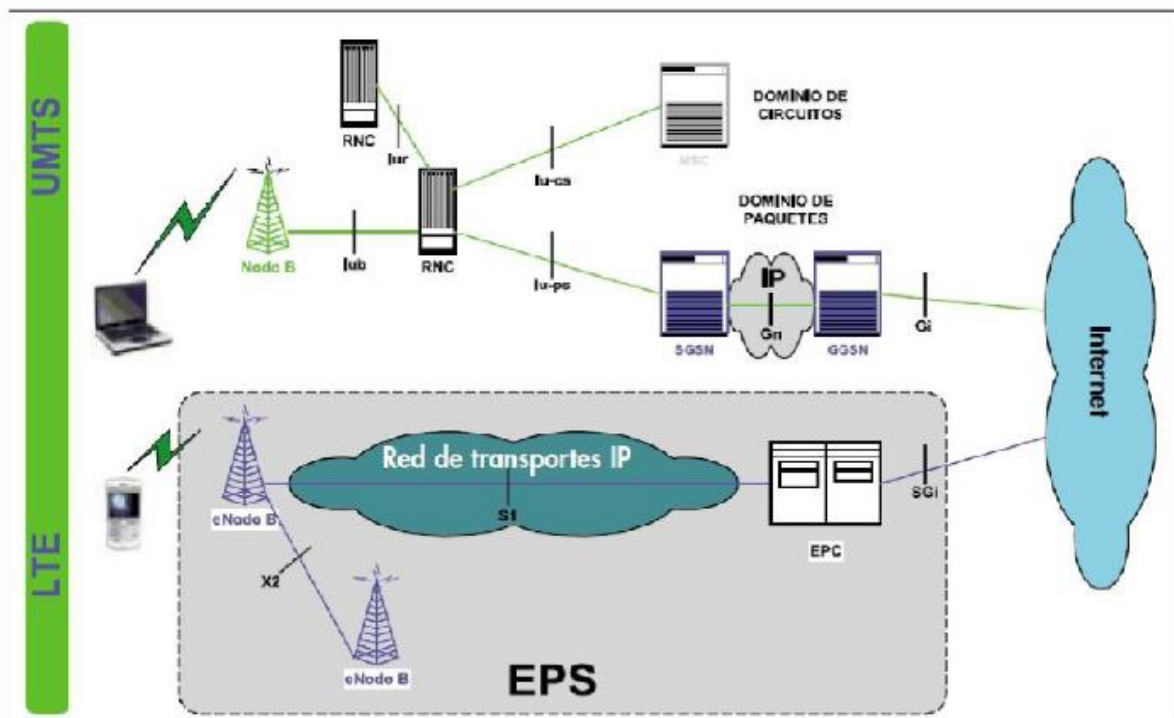


Figura 5.1: Arquitectura de red de UMTS y LTE

- Principales diferencias:

UTRAN básicamente está compuesto por los nodos B, los cuales se conectan mediante la interfaz Iub al RNC (Radio Network Controller), Iu (Interface UMTS), como

se puede ver en la Fig. 5.1. Este se conecta a los dominios de circuitos y paquetes gracias a las interfaces lu-CS y lu-PS respectivamente.

Un gran logro en EUTRAN ha sido lograr bajar los costes y conseguir menor complejidad en los equipos. Esto se consigue incorporando nuevas funcionalidades a los nodos B, pudiendo suprimir el RNC. Los nodos B se interconectan entre ellos a través de la interfaz X2 y al núcleo de paquetes evolucionado o EPC con la interfaz S1.

LTE transporta todo el tráfico con una arquitectura basada en IP, por lo tanto se elimina el dominio de circuitos. Esto permite conectividad y el handover con tecnologías como DSL, WiFi o GPON (Gigabit Passive Optical Network).

La nueva arquitectura resulta ser menos compleja que la anterior y por tanto necesitará una gestión central más compleja.

- **Objetivos LTE:**

- El objetivo fundamental de LTE es ofrecer altas velocidades de transmisión de datos, pudiendo ofrecer hasta 100 Mbit/s en el enlace descendente con un ancho de banda de 20MHz y un sistema MIMO 2x2, y 50 Mbit/s en el enlace ascendente cuando tenemos el mismo ancho de banda y un sistema SIMO (Single Input Multiple Output) 1x2 .

También será requerido:

- Tener una eficiencia espectral 3 veces mayor que HSPA.
- Poseer la flexibilidad del espectro necesaria para ofrecer anchos de banda variables según el servicio. Así como distintas bandas de frecuencia para adaptarnos a cada zona.
- Evolución hacia una arquitectura All-IP.

Para conseguir estos objetivos se han definido las características de la siguiente tabla.

- **Características:**

Tipo de acceso	DL	OFDMA
	UL	DFTS-OFDM
Ancho de banda		1.4,3,5,10,15,20 MHz
Mínimo TTI		1 ms
Espacio de la subportadora		15KHz
PC	corto	4,7 μ s
	largo	16,7 μ s

Modulación	QPSK, 16QAM, 64QAM
Multiplexación espacial	Hasta 4 capas para bajada para User Equipment (UE) 1 capa para subida para UE MU-MIMO para subida y bajada

Tabla 5.1: Parámetros LTE

Cabe destacar antes de terminar este punto algunas de las características que tendrá que tener la evolución de LTE, conocida como LTE Advanced (release 10 3GPP):

- Ancho de banda de hasta 100 MHz., incorporando componentes de 20 MHz
- Velocidades en el enlace descendente de hasta 1 Gbit/s y en el ascendente de 500 Mbit/s.
- Posibilidad de un sistema MIMO 4x8 (desde el usuario).
- Conformación de haz (*“beamforming”*) según el estado del enlace.
- Planificación avanzada de envío de paquetes.

5.2. Capa física LTE

En este apartado se presenta una versión resumida de la capa física de LTE [12].

El estándar define dos tipos diferentes de tramas en función de si se utiliza FDD (Frequency Division Duplexing) ó TDD (Time Division Duplexión). En este trabajo se va a analizar la propuesta en el marco de FDD, que es la configuración seleccionada por la mayoría de los sistemas desplegados. La estructura de la trama FDD en LTE es la indicada en la Fig. 5.2.

Se puede elegir entre un CP corto o largo en función del comportamiento del canal. Se tiene en el CP corto una configuración de slot con 7 símbolos OFDM y en el CP largo una con 6 símbolos OFDM. Como se puede ver en la Fig. 5.2 el CP representado corresponde con el CP corto, esto implica un CP de 10 muestras para el primer símbolo dentro del slot y 9 muestras para los otros 6 símbolos.

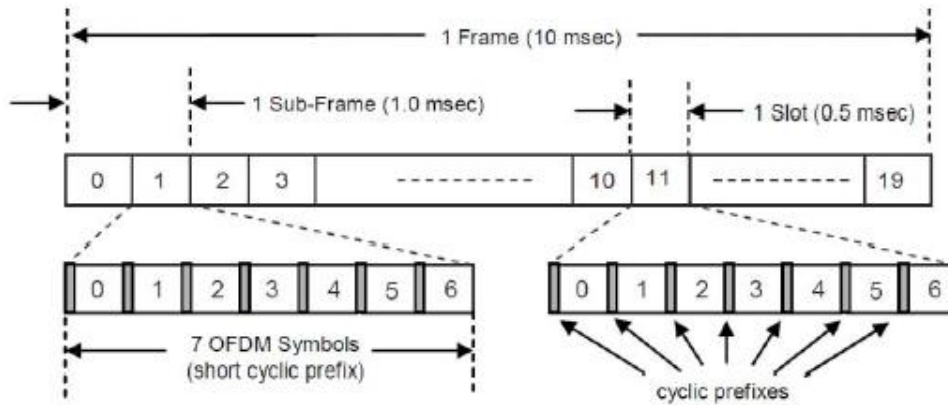


Figura 5.2: Estructura de la trama de tipo 1 en LTE [13]

Se tendrá un ancho de banda que puede variar entre 1.4 MHz y 20 MHz, con un mínimo de 128 subportadoras y un máximo de 2048. Un número específico de 12 subportadoras se agrupan slot por slot para formar los bloques de recursos físicos, Physical Protocol Data Unit (PRB). Cada elemento en la rejilla PRB para el puerto de una antena es llamado elemento de recurso y es únicamente identificado por el índice de subportadora y de símbolo en un slot. La rejilla PRB se muestra en la siguiente figura:

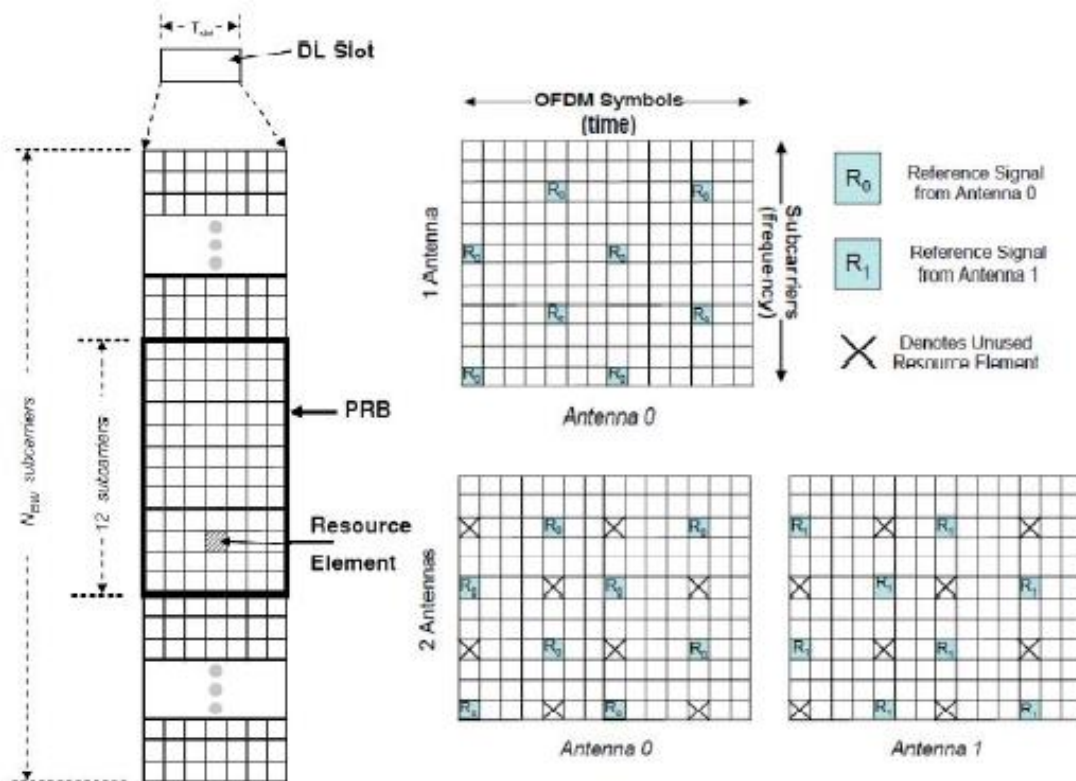


Figura 5.3: PRB y señales de referencia [13]

La estimación de canal se realiza con la ayuda de pilotos con señales de referencia distribuidas de manera dispersa. Estas señales de referencias son utilizadas

para estimar la respuesta al impulso del canal. Cuando se tiene un sistema MIMO la configuración cambia, ya que cuando una antena este transmitiendo una señal de referencia las otras antenas tendrán que estar en modo reposo.

5.3. Método alternativo para aumentar la capacidad en LTE

En este apartado se explica la propuesta realizada en [14]. En este artículo se trata la posibilidad de aumentar la capacidad en el enlace descendente de LTE teniendo MIMO y OFDM, mediante la supresión total o parcial del CP.

La supresión de interferencias debido a un CP subóptimo se ha tratado a lo largo de estos últimos años en gran cantidad de artículos como pueden ser [15][16][17]. Sin embargo en todos ellos se suponía una estimación perfecta del canal, es decir en estos artículos se introduce un CP óptimo en los preámbulos. En [14] se tendrá un CP insuficiente tanto en los preámbulos como en la parte de datos, con las consecuencias que esto puede acarrear como se vio en el capítulo 3 de este trabajo fin de grado.

Por lo tanto será necesario cancelar el efecto de la ISI y la ICI, lo cual se logrará mediante la aplicación de un método iterativo. Esta cancelación de interferencias es necesaria para obtener una fiel estimación del canal.

- Estimación:

La estimación se desarrollará en dos etapas:

- En primer lugar se obtendrá una estimación inicial mediante el uso de un estimador ML (máxima verosimilitud) de la máxima probabilidad de una fiel estimación del canal. Esto será posible gracias al uso de un símbolo como preámbulo colocado al principio de la transmisión de datos, el cual es conocido en el receptor y tiene un CP subóptimo. En este símbolo las subportadoras impares son puestas a valores nulos, para dar lugar a una señal en el dominio del tiempo con 2 mitades iguales. De esta forma las contribuciones de ISI y ICI se absorben en la primera mitad.
- En segundo lugar se usará un estimador de mínimos cuadrados, Least Squares (LS), que obtendrá una estimación de los canales variantes en el tiempo, gracias a la información obtenida a través de los pilotos.

Para el primer slot después del preámbulo, las interferencias de los 7 símbolos OFDM se cancelarán por los procedimientos anteriores. En los siguientes slots las interferencias se cancelarán con el mismo método pero utilizando una estimación del canal actualizada, obtenida gracias a los pilotos dispersas de la ranura anterior.

- Resultados:

En este punto se van a mostrar los resultados obtenidos en [14], y se va a analizar el aumento de capacidad logrado en LTE con una supresión parcial del CP.

Las simulaciones se han realizado teniendo en cuenta un sistema MIMO 2x2, esto quiere decir que se tendrán dos antenas en transmisión y dos antenas en recepción, siendo la capa física la explicada en el punto anterior. Se ha elegido un tamaño de bloque ó un número total de subportadoras de $N = 128$, correspondientes a un ancho de banda de 1.5MHz siendo todas ellas útiles.

Los canales simulados entre las antenas se basan en los modelos individuales "Tapped Delay Line" los cuales siguen un perfil exponencial, cuya longitud se ha ajustado a $L = 9$ taps. Se ha seleccionado para las simulaciones un CP subóptimo, en este caso un CP = 2. En las simulaciones se supondrá que el canal no varía dentro de un time slot.

Los datos se modulan con una 16-QAM y cabe destacar que en los resultados obtenidos no se ha realizado ningún esquema de codificación de canal.

En la siguiente figura se muestra el MSE logrado por las dos estimaciones de canal, siendo $MSE_{N/2}$ la referida a la estimación obtenida con el preámbulo inicial (h^0) y $MSE_P^{P/A}$ la estimación obtenida mediante el uso de señales de referencia dispersas (h^1).

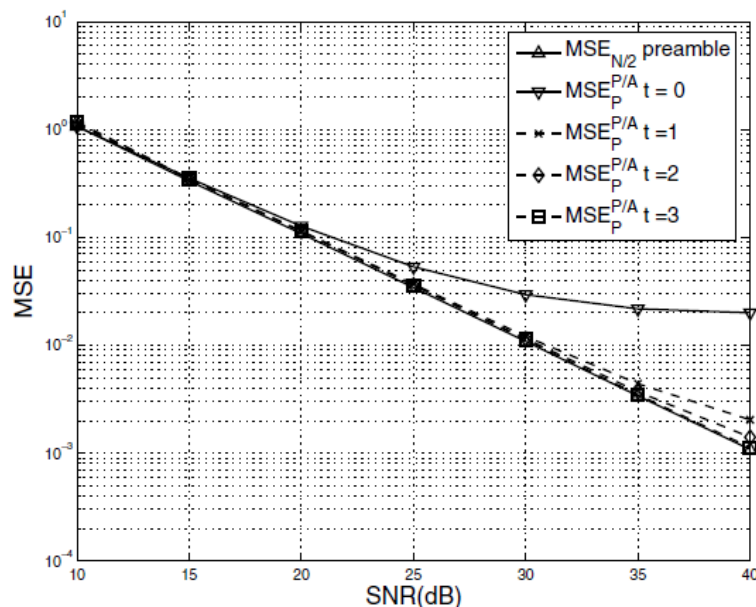


Figura 5.4: MSE del canal estimado empleado [14]

Como se puede ver en la figura anterior el canal estimado con el preámbulo inicial converge a los límites teóricos, y por tanto será una buena elección para cancelar las interferencias del primer slot. También se puede observar que a medida que se incrementa el número de iteraciones, para el proceso de cancelación de

interferencias utilizando la estimación de canal h^1 , obtenemos valores de $MSE_P^{P/A}$ similares a los valores del caso anterior.

En la próxima figura se muestran los valores de BER obtenidos. En esta figura el proceso de cancelación de interferencias se realiza tomando la estimación de canal h^0 , dando el nombre de $BER_{N/2}$ a dichos resultados.

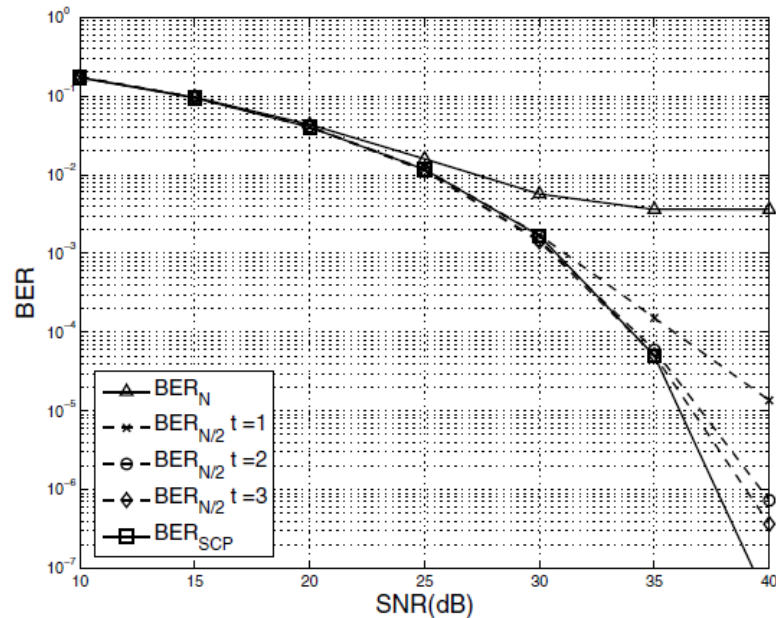


Figura 5.5: Comparación de BER para los datos del primer slot [14]

En la Fig. 5.5 BER_N se refiere al caso en el cual no se realiza cancelación de interferencias teniendo un CP insuficiente y BER_{SCP} al caso ideal en el cual se tiene un CP óptimo.

Como se puede observar a medida que se han aumentado las iteraciones en el proceso de cancelación de interferencias nos acercamos a la situación ideal, siendo necesario en este caso hasta un total de 3 iteraciones. Por lo tanto los resultados convergen con los de BER_{SCP} para los datos del primer slot.

Por último se va a mostrar los resultados de BER en los siguientes slots, una vez más con un CP subóptimo, y utilizando la siguiente estructura de cancelación de interferencias y estimación de canal.

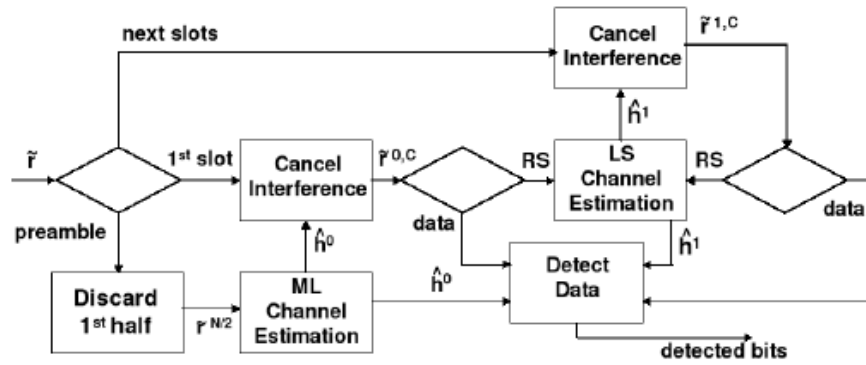


Figura 5.6: Diagrama de bloques del sistema de recepción propuesto [14]

De nuevo se puede apreciar en la Fig. 5.7 la diferencia entre el caso ideal y el caso de no aplicar cancelación de interferencias. Además, se observa cómo se alcanza al primero de estos a medida que se aumentan el número de iteraciones en la propuesta realizada en [14].

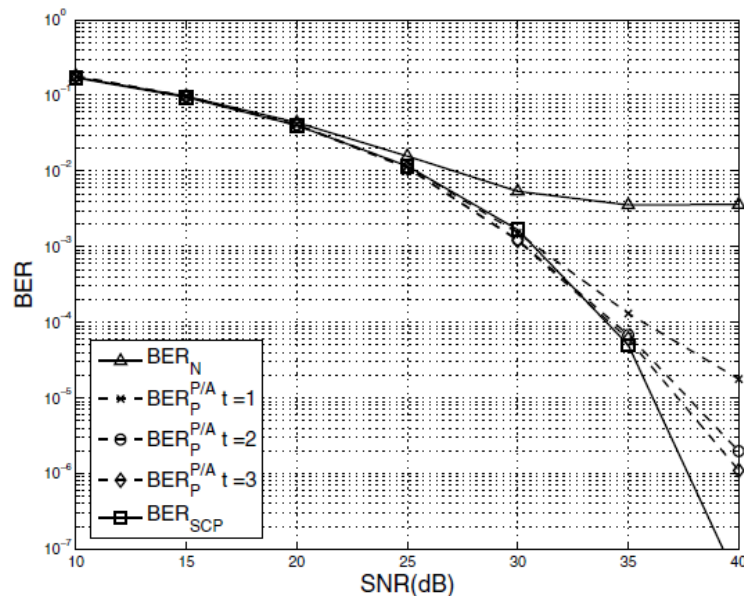


Figura 5.7: Comparación de BER para los datos de los siguientes slots [14]

Gracias a la aplicación de este tipo de técnica se ha podido aumentar la capacidad del sistema, ya que se ha tenido un incremento en la tasa de datos enviados. Se ha cuantificado como un 7% en el caso de una supresión total del CP, en comunicaciones que necesiten un CP corto ($CP = 9$) y un relevante 25% en las que necesiten un CP largo ($CP = 32$), teniendo en cuenta un bloque de $N = 124$ supportadoras.

Debido a estos resultados tan destacados parece factible llevar a cabo esta propuesta, con el uso de plataformas hardware que permitan su aplicación práctica, a pesar del aumento de complejidad del sistema.

5.4 Aplicación de RISIC en LTE

En este apartado se va a mostrar el resultado obtenido al simular un sistema de comunicaciones SISO-OFDM con parámetros de LTE, sin el prefijo cíclico de la parte de datos y utilizando el algoritmo RISIC como método encargado de cancelar las interferencias.

Se va a utilizar un canal teórico $h_1 = [1; 0.9; 0.9; 0.9; 0.8; 0.8; 0.8; 0.7; 0.7; 0.1]$ el cual es conocido en el receptor, por tanto se tendrá una estimación del canal perfecta. Como se puede ver, el CP óptimo tendría que tener un valor de 9, lo que se correspondería con el CP corto en LTE.

En este caso para nuestro sistema se ha elegido una modulación QPSK y un número total de subportadoras de $N = 128$. Se transmiten 70 símbolos OFDM.

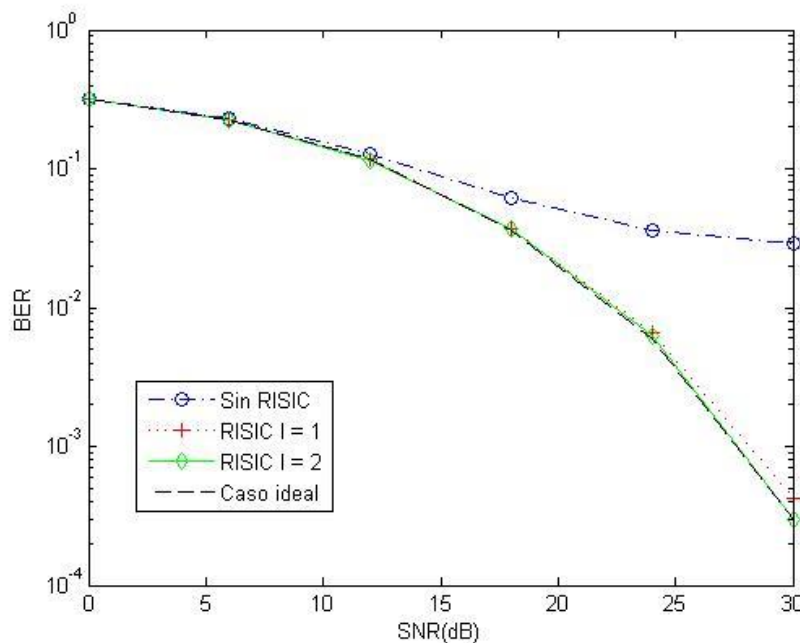


Figura 5.8: Algoritmo RISIC con parámetros LTE y canal h_1

Como se puede ver en la Fig. 5.8 se obtienen resultados satisfactorios con solo dos iteraciones del método RISIC situándose prácticamente en el caso ideal. Por lo tanto a pesar del aumento de complejidad, debido a la necesidad de realizar más FFTs e IFFT, el algoritmo RISIC puede ser una opción válida para aumentar la velocidad de nuestro sistema, ya que en este sentido se obtiene un aumento del 6.6 % como muestra la siguiente tabla en el caso de contar con un ancho de banda de 10 MHz.

Longitud CP	CP corto = 9	CP corto suprimido
$T(\mu s)$	12.8	12.8
$T_{CP}(\mu s)$	0.9	0
$T_{OFDM}(\mu s)$	13.7	12.8
S_{OFDM}/s	72992	78125
Rb(Mbit/s)	18.68	20

Tabla 5.2: Aumento de capacidad en LTE con RISIC CP corto y 10 MHz.

Para un ancho de banda de 20 MHz, en el caso de utilizar el CP largo igual a 32 se tienen los resultados de la tabla 5.3, en los cuales incrementaríamos la capacidad del sistema en un 20%.

Longitud CP	CP largo = 32	CP largo suprimido
$T(\mu s)$	6.4	6.4
$T_{CP}(\mu s)$	1.6	0
$T_{OFDM}(\mu s)$	8	6.4
S_{OFDM}/s	125000	156250
Rb(Mbit/s)	32	40

Tabla 5.3: Aumento de capacidad en LTE con RISIC CP largo y 20 MHz.

Para finalizar este capítulo se muestran los resultados obtenidos al realizar las simulaciones con los siguientes parámetros: $N = 128$ subportadoras, 40 símbolos OFDM, modulación QPSK, un canal $h_2 = [1; 0.1; 0.6; 0.3; 0.7; 0.5; 0.4; 0.8; 0.1; 0.9]$ y un CP = 0.

Como se puede ver en la Fig. 5.9 a medida que se realizan más iteraciones del algoritmo iterativo RISIC se consiguen mejores resultados. En este caso se han llegado a realizar hasta 3 iteraciones, pudiéndose observar cómo a medida que se incrementa el valor de l cada vez las mejoras son menos significativas con respecto a las conseguidas con su anterior valor. En este caso se ha alcanzado una importante mejora entre realizar una única iteración y realizar dos, y una escasa mejora entre aumentar el número de iteraciones a tres con respecto a la iteración anterior. Por lo tanto para este caso no sería conveniente seguir realizando iteraciones, debido a que no compensará por el mayor número de operaciones a realizar.

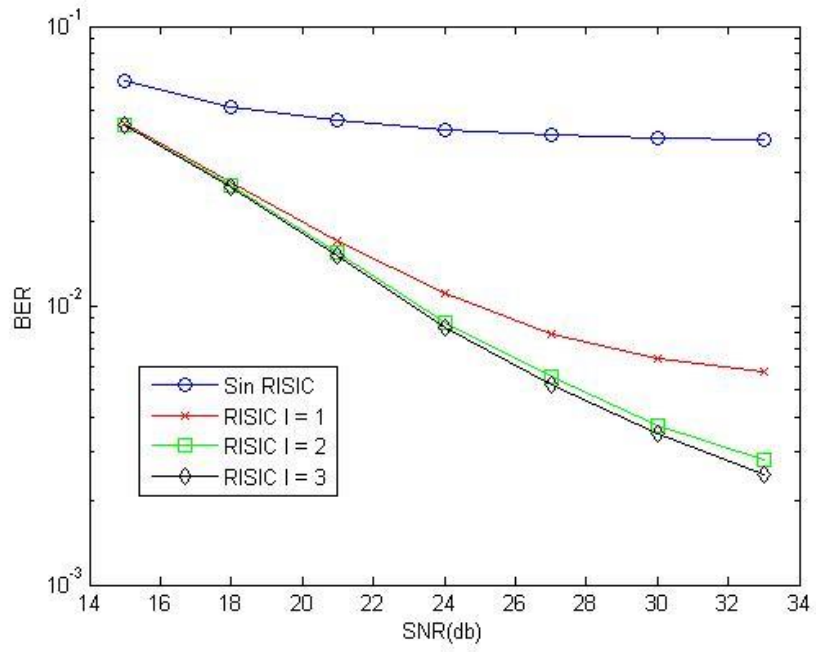


Figura 5.9: Algoritmo RISIC con parámetros LTE 2.0 y canal h_2

Capítulo 6

WIMAX: RESULTADOS DE SUPRESIÓN DEL CP

6.1 Introducción

Wimax es el nombre con el que se conoce al estándar IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.16, el cual describe la “Interfaz Aérea para Sistemas Fijos de Acceso Inalámbrico de Banda Ancha”. Wimax es una tecnología inalámbrica que utiliza las ondas radio en la banda de frecuencias de 2.3 GHz a 3.5 GHz. El estándar está diseñado para poder dar cobertura a Redes de Área Metropolitana, llegando a dar cobertura hasta 60 km.

En relación con esta tecnología hay que nombrar el Wimax Forum [18] que es un consorcio de empresas (más de 400 en la actualidad) cuya función es diseñar los parámetros y los estándares para esta tecnología, teniendo como objetivo las implantaciones a nivel mundial.

Wimax surge a nivel teórico en el año 1998 de la mano del grupo de trabajo 802.16 del IEEE. Pero no sería hasta el año 2002 cuando sería publicado el IEEE 802.16 como un estándar. Desde entonces han surgido distintas versiones del estándar ofreciendo grandes ventajas. Algunas de dichas versiones son las siguientes:

- **802.16:** publicado en 2002. Rango de frecuencias desde los 10 hasta los 66 GHz, necesita visión directa (LOS, Line of Sight), y tiene una capacidad máxima de 134 Mbit/s y celdas de 3 a 7,5 km.
- **802.16a:** publicado en abril de 2003. Ampliación de su predecesor hacia el rango de frecuencias de 2 a 11 GHz, para LOS y para línea sin visión directa (NLOS, Not Line of Sight).
- **802.16c:** publicado en enero de 2003. Actualización del estándar 802.16 en la banda de frecuencias de 10 a 66 GHz. Desarrolla características obligatorias para asegurar interoperabilidad.
- **802.16d:** publicado en 2005. También conocido como 802.16-2004 (el año en el que fue aprobado), añade los perfiles aprobados por el WIMAX Forum. Entre los que se encuentran tres tipos de modulaciones para la capa PHY: modulación monoportadora, OFDM con 256 subportadoras y OFDM con 2048 subportadoras.

- **802.16e:** publicado en diciembre de 2005. Actualización que incluye la conexión de banda ancha de terminales portátiles. También conocido como Wimax móvil, ofrece al usuario una libertad similar a la que se consigue con la telefonía móvil.
- **802.16m:** también conocido como Wimax2. Ofrecerá velocidades de hasta 1Gbit/s en reposo y 100Mbit/s en movimiento.
- **Características Wimax:**

En la siguiente tabla se pueden observar las características, así como las diferencias entre Wimax móvil y Wimax fijo, el cual establece un enlace radio entre la BS (Base Station) y un terminal del usuario fijo.

	IEEE 802.16 MAN-SC	IEEE 802.16a MAN-SCa	IEEE 802.16e MAN-OFDMA
Espectro	10-66 GHz	<11 GHz	<6GHz
Funcionamiento	LOS	NLOS	NLOS
Modulación	QPSK, 16QAM, Y 64QAM	OFDM con 256 subportadoras, QPSK, 16QAM y 64QAM	OFDM con hasta 2048 subportadoras, QPSK, 16QAM Y 64QAM
Tasa de bit	Hasta 134Mbps con canales de 28MHz	Hasta 75Mbps con canales de 20MHz	Hasta 15Mbps con canales de 5MHz
Ancho de Banda	20, 25 y 28 MHz	Entre 1.25 y 20 MHz	Entre 1.25 y 20 MHz
Movilidad	Sistema fijo	Sistema fijo	Sistema móvil
Radio de celda	40 Km	5-10 Km	2-5 Km

Tabla 6.1: Características de transmisión del IEEE 802.16

En la tabla 6.2 se muestran las principales diferencias de Wimax con otro tipo de tecnologías inalámbricas, para ello primero se sitúa cada estándar inalámbrico dentro de su área de actuación como se ve en la siguiente Fig. 6.1.

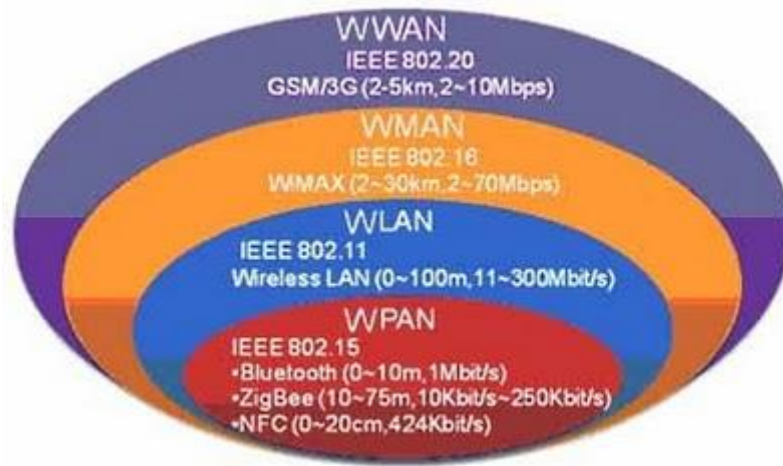


Figura 6.1: Jerarquía de estándares para comunicaciones inalámbricas

	Zigbee IEEE 802.15	WiFi IEEE 802.11	Wimax IEEE 802.16e	Mobile-Fi IEEE 802.20
Velocidad	1.3 Mbps	11-54 Mbps	15 Mbps	16 Mbps
Cobertura	300m	300m	2-5 Km	20 Km
Licencia	No	No	Si/No	Si
Ventajas	Comunicaciones seguras	Precio y velocidad	Velocidad y movilidad	Velocidad y movilidad
Desventajas	Velocidades bajas	Bajo alcance	Complejidad	Altos costes

Tabla 6.2: Comparativa estándares inalámbricos

- **Prestaciones Wimax:**

- Interoperabilidad: debido al trabajo desarrollado por Wimax Forum. Por lo tanto se asegura interoperabilidad entre todos los equipos IEEE 802.16, así como la adaptación a tecnologías ya desplegadas como ADSL, WiFi, o ATM (Asynchronous Transfer Mode).
- Calidad de servicio (QoS): gracias a las altas velocidades de transmisión, el estándar soporta servicios de banda ancha con altas QoS.
- Áreas no cubiertas: en zonas donde otro tipo de tecnologías no son viables Wimax se presenta como una gran solución. Este tipo de zonas pueden ser áreas rurales o suburbios con baja densidad de población.

- Ancho de banda bajo demanda: se pueden establecer conexiones temporales configurables bajo demanda para cubrir eventos.
- Reducción de costes: este tipo de tecnología es mucho más barata que las tecnologías cableadas tradicionales, ya que no necesitan obra civil.

- **Entornos de aplicación:**

Para finalizar esta introducción se muestra en la siguiente figura algunos de los posibles escenarios de Wimax.

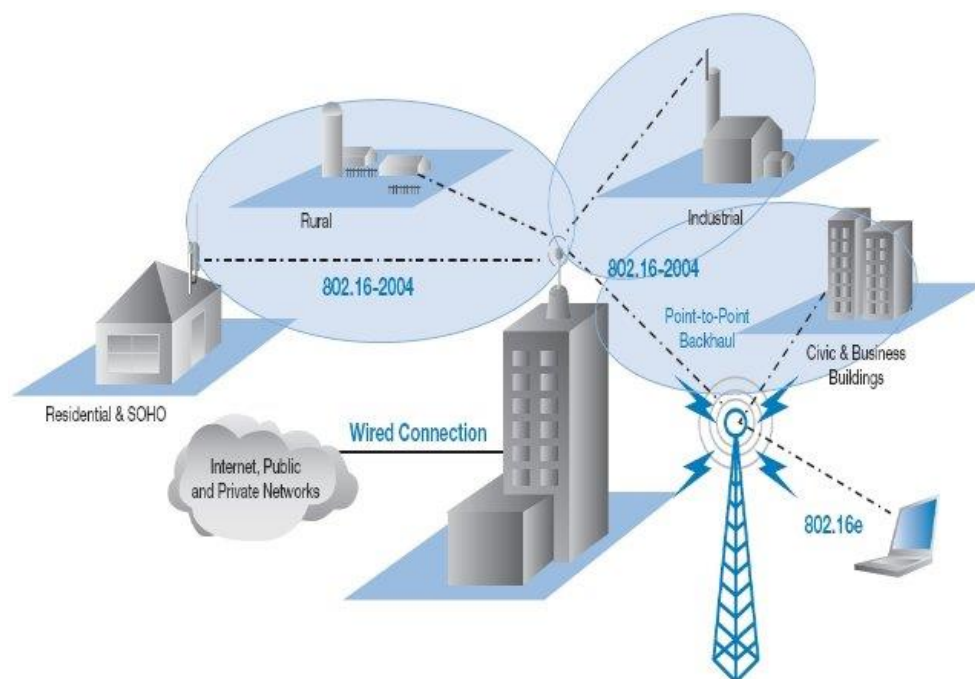


Figura 6.2: Entornos de aplicación Wimax

6.2. Capa física 802.16d

En el estándar IEEE 802.16-2004 [19] se proponen varias opciones para implementar la capa física. En este proyecto se va a explicar la capa física que emplea OFDM en un modelo MIMO 2x2, que opera en una banda de frecuencias de 2 a 11 GHz, en entornos sin línea de visión directa (NLOS).

Para facilitar la comprensión de la capa física se va partir de la Fig 6.3.

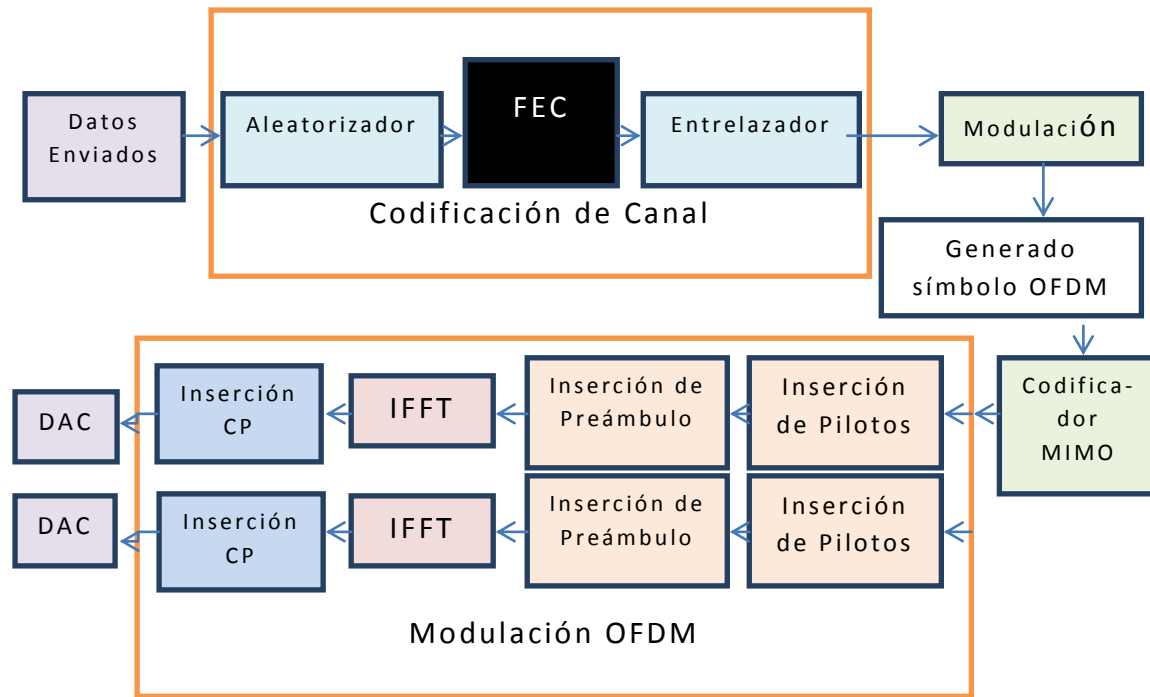


Figura 6.3: Esquema para la descripción de la capa física de WiMax

El flujo de datos binarios en el emisor tienen que ser codificados, modulados, y distribuidos en símbolos OFDM, para generar la trama de datos a nivel físico a transmitir. La topología de la trama será la de punto-multipunto PMP (Point to Multi-Point) para FDD.

La multiplexación en frecuencia se utiliza sólo en las bandas de frecuencia con licencia.

Una trama está formada por una subtrama “*downlink*”, con una única PHY PDU (Physical Protocol Data Unit), y por una subtrama “*uplink*” con intervalos cuyo cometido es la petición de ancho de banda y el alineamiento inicial de la transmisión, además de una o más PHY PDUs.

La **codificación de canal** estará compuesta por tres bloques:

- Un aleatorizador de datos que se basa en un generador PRBS (Pseudo-Random Bit Sequence) con un polinomio generador $1+x^{14}+x^{15}$. Solo se aleatorizarán los bits de datos, no los bits correspondientes al preámbulo.
- Técnicas de corrección de errores (FEC) mediante el uso de un código externo Reed-Solomon y un código interno convolucional. Estas técnicas permiten corregir errores y mejorar el “*throughput*”.
- Un entrelazador que proteja los datos de las ráfagas de errores. Esto se consigue organizando los datos en un orden diferente y preestablecido.

Modulación: para este estándar serán posibles BPSK, QPSK Gray, 16-QAM y 64-QAM (las dos últimas también con codificación Gray). Estas constelaciones tendrán que ser normalizadas en energía. El “*downlink*” soporta modulación y codificación adaptativas, adaptándose la transmisión al canal existente. Estos símbolos modulados se colocarán en las distintas subportadoras, como se representa en la Fig. 6.3 con el bloque generador de símbolo OFDM.

Codificación espacio tiempo (STC):

El estándar estudiado propone un sistema típico SISO y un sistema opcional Multiple Input – Single Output (MISO) 2x1 con codificación STC propuesta por Alamouti [20]. En la Fig. 6.3 se ha optado por un sistema MIMO 2x2 también con codificación STC. Se pueden ver las ventajas de utilizar este sistema en Wimax en el artículo [21]. La codificación STC se realiza de forma independiente en cada una de las subportadoras, respetándose la posición de las subportadoras pilotos.

Generación de la trama a transmitir, es necesario incluir:

- Las subportadoras pilotos en cada símbolo OFDM, que se utilizarán para lograr una fiel estimación del canal y para objetivos de sincronismo. Estas subportadoras utilizarán una modulación BPSK.
- Bandas de guarda superior e inferior para permitir que la señal decaiga espectralmente de forma natural.
- El preámbulo. Los preámbulos se utilizan al igual que los pilotos para la estimación de canal y para efectos de sincronismo. En este caso se logra la estimación del canal previamente a que la conexión se establezca, por lo tanto será eficaz en aquellos casos en los que el canal no varíe durante la duración de una trama de datos.

Para el “*downlink*” el primer preámbulo en la PHY PDU son dos símbolos OFDM consecutivos, con la siguiente estructura:

CP	64	64	64	64	CP	128	128
----	----	----	----	----	----	-----	-----

Figura 6.5: Estructura del preámbulo “*downlink*” en Wimax

Como se puede ver a ambos símbolos se les incorpora el correspondiente CP, cuya duración es igual que la utilizada en los símbolos OFDM de datos.

El primer símbolo del preámbulo consistirá en el dominio del tiempo en cuatro repeticiones de un fragmento de 64 muestras, ya que solo se utilizan las subportadoras

múltiplos de cuatro en el dominio de la frecuencia. Para el segundo símbolo solo se utilizan las subportadoras pares, por lo que se tendrán dos fragmentos iguales de 128 muestras en el dominio temporal. Se tiene un número total de subportadoras $N = 256$.

En el uplink el preámbulo será un único símbolo OFDM que utilizará las portadoras pares, teniendo la siguiente estructura:

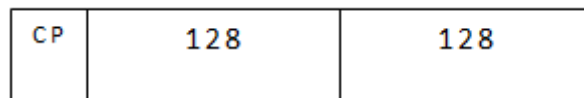


Figura 6.6: Estructura del preámbulo “uplink” en Wimax

Para el caso de emplear codificación STC en las ráfagas del downlink, el preámbulo estará formado por un solo símbolo OFDM que será transmitido a la vez por las dos antenas de nuestro esquema. Utilizando una antena sólo las subportadoras pares y la otra antena sólo las subportadoras impares.

Estructura del símbolo OFDM en la trama a transmitir:

El símbolo OFDM se compone de una serie de subportadoras, entre las cuales se puede diferenciar entre subportadoras de datos, pilotos para la estimación del canal, y nulas para que actúen como bandas de guarda.

Cuando la estructura de la trama está completa se pasa al dominio del tiempo mediante el uso de la IFFT y posteriormente se añade el prefijo cíclico.

6.3 Aplicación RISIC en Wimax

En este apartado se muestra el resultado obtenido al simular un sistema SISO-OFDM habiendo utilizado parámetros de Wimax, suprimiendo el CP de la parte de datos y utilizando el algoritmo RISIC como método encargado de cancelar la ISI y la ICI.

Se va a utilizar un canal $h_1 = [1; 0.9; 0.9; 0.8]$ el cual es conocido en el receptor, por tanto se ha tenido una estimación del canal perfecta. Como se puede ver el CP óptimo tendría que tener un valor de 3.

Para nuestro sistema se ha elegido una modulación QPSK y un número total de subportadoras de $N = 256$. Se transmiten 60 símbolos OFDM. Con estos parámetros se obtiene como resultado la Fig. 6.7 para las simulaciones realizadas.

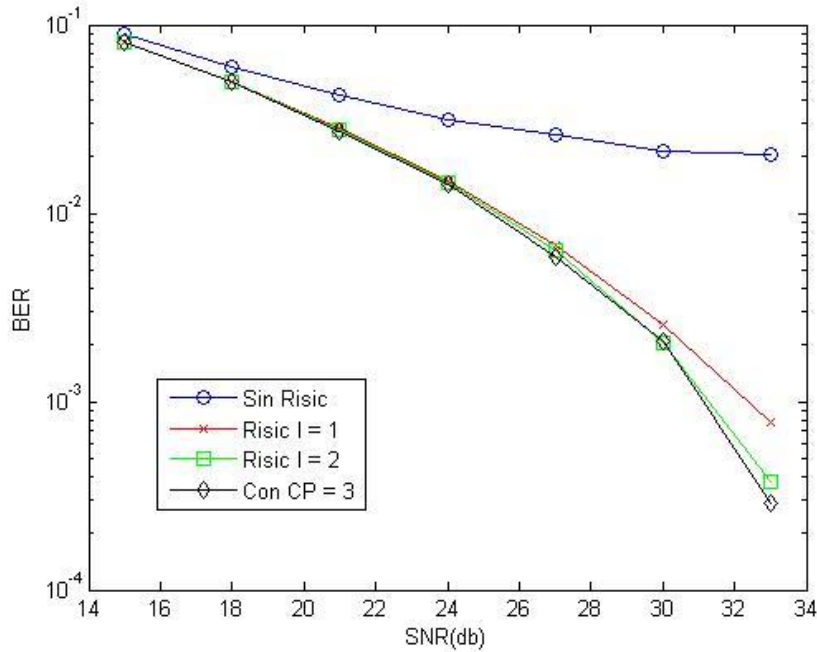


Figura 6.7: Algoritmo RISIC con parámetros Wimax y canal h_1

Como se puede ver con tan solo dos iteraciones se ha conseguido situarse con valores prácticamente iguales a los obtenidos en caso de tener un CP óptimo, no siendo necesario realizar un mayor número de iteraciones. Para este caso se ha logrado un aumento de la capacidad del sistema trabajando con un ancho de banda de 1.5 MHz del 1.16 % como se muestra en la siguiente tabla.

Longitud CP	CP = 3	CP = 0
$T(\mu s)$	170.66	170.66
$T_{CP}(\mu s)$	2	0
$T_{OFDM}(\mu s)$	172.66	170.66
S_{OFDM}/s	5791.73	5859.6
Rb(Mbit/s)	2.96	3

Tabla 6.3: Aumento de capacidad en Wimax con RISIC

En el caso anterior el aumento de capacidad es poco significativo ya que la longitud del CP para que este fuera mayor que la respuesta al impulso del canal es pequeña. Por lo tanto para ganar tan solo un 1.16% de capacidad no resulta interesante tener que realizar un algoritmo cancelador de interferencias.

Sin embargo ante otro tipo de canales, como el que se puede presentar al contar con un ancho de banda de 20MHz cuando se sigue el modelo SUI-3, se puede llegar a necesitar un CP de longitud 20. En este cuando se tiene también una

modulación QPSK y $N = 256$ subportadoras se alcanzan los valores de R_b de la tabla 6.4, obteniéndose un aumento de capacidad de hasta un 7.25%. De forma que el algoritmo cancelador de interferencias RISIC se presenta como una técnica atractiva para aumentar la velocidad del sistema.

Longitud CP	CP = 20	CP = 0
$T(\mu s)$	12.8	12.8
$T_{CP}(\mu s)$	1	0
$T_{OFDM}(\mu s)$	13.8	12.8
S_{OFDM}/s	72463.768	78125
$R_b(\text{Mbit/s})$	37.1	40

Tabla 6.4: Aumento de capacidad en Wimax con BW = 20MHz

Para finalizar este capítulo se muestran los resultados obtenidos al realizar las simulaciones con los siguientes parámetros: $N = 256$ subportadoras, 50 símbolos OFDM, modulación QPSK, un canal $h_2 = [1; 0.2; 0.9; 0.9]$ y un CP = 0.

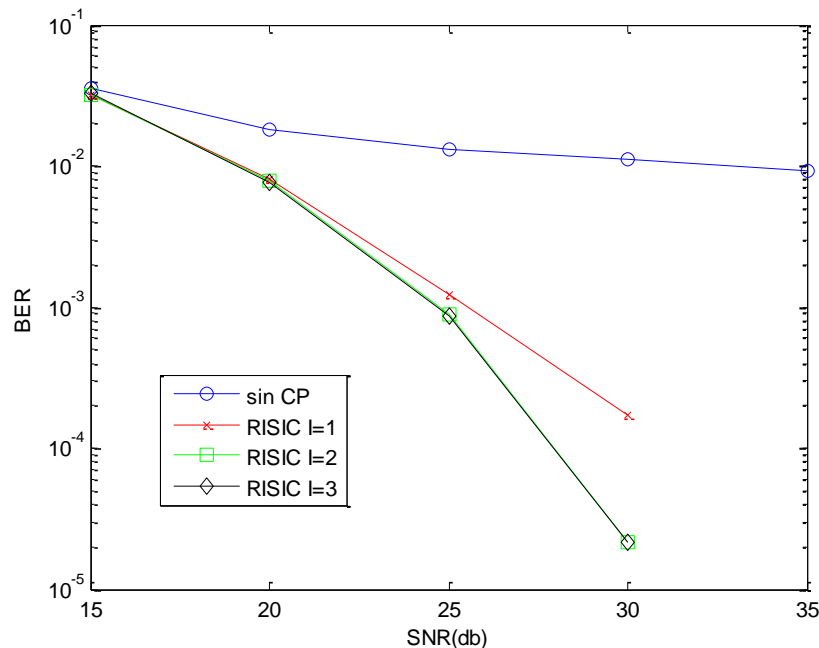


Figura 6.8: Algoritmo RISIC con parámetros Wimax 2.0 y canal h_2

En este caso queda reflejado lo ineficaz que resulta realizar continuamente iteraciones del algoritmo RISIC, ya que como se puede ver entre realizar dos iteraciones y tres iteraciones la diferencia es prácticamente nula. Por lo tanto en este caso no compensaría una tercera iteración ya que aumentaríamos la carga computacional del sistema para conseguir una mejora ínfima.

Capítulo 7

CONCLUSIONES

La principal conclusión que se alcanza con la realización de este trabajo fin de grado, es la necesidad de encontrar líneas de investigación secundarias para aumentar la capacidad de los sistemas de comunicaciones. Esto a día de hoy supone todo un reto para poder satisfacer las necesidades de los usuarios quienes cada vez demandan mayores velocidades de transmisión.

En este caso nos hemos centrado en la modulación OFDM ya que parece que estará presente en los nuevos estándares de comunicaciones móviles. Además, se ha centrado nuestro estudio en la supresión del CP para obtener un mayor régimen binario.

Como se pudo ver en el capítulo 3 suprimir o mitigar el CP sin aumentar la complejidad del sistema incorporando algún método de cancelación de interferencias no es posible, ya que tanto la ISI como la ICI ocasionarán múltiples errores a la hora de decidir los datos transmitidos. Cabe destacar la necesidad de obtener una buena estimación de canal para detectar los datos transmitidos, siendo necesario por tanto tener un CP óptimo en los pilotos encargados de ello.

Para poder cancelar o mitigar el efecto de estas interferencias se estudió y se implementó el algoritmo RISIC. Este algoritmo se basa en un método iterativo para cancelar la ISI y en la realización de una reconstrucción cíclica para mitigar la ICI. Como se explicó en el capítulo 4, RISIC se presenta como una técnica atractiva para compensar la supresión del CP, aumentando así la capacidad de nuestro sistema. Debido a las altas mejoras de rendimiento que se obtienen, compensa la inclusión de una mayor complejidad en el sistema por aplicar RISIC, siendo necesario aplicar un mayor número de operaciones FFT (incluyendo IFFT). En este caso el número de FFT's necesarias serían de $2l+2$, siendo l el número de iteraciones realizadas. Sin embargo esto no tiene por qué suponer un problema a día de hoy, ya que se cuenta con la existencia de procesadores de FFT's muy rápidos, y hay que tener en cuenta las mejoras que experimentamos.

Con el objetivo de poder apreciar la importancia que va a tener OFDM en las comunicaciones móviles en el presente y en un futuro próximo, se han presentado y descrito dos estándares que están de actualidad como son LTE y Wimax. Se ha presentado para el primero de ellos un método alternativo de cancelación de interferencias, el cual se desarrolla en un sistema 2X2 MIMO-OFDM. Mediante la aplicación de este algoritmo se puede llegar a conseguir entre un 7% y un 25% de aumento de capacidad en función del prefijo cíclico elegido para LTE. Esto pone de

relevancia la importancia y las mejoras que se pueden llegar a obtener desarrollando métodos eficientes para compensar el efecto de suprimir el CP.

En este trabajo también se ha aplicado el algoritmo RISIC contando con parámetros de LTE y Wimax, obteniéndose los resultados esperados a priori. En nuestras simulaciones, teniendo en cuenta los parámetros seleccionados, se obtiene un incremento en el régimen binario de un 6.6% y un 20% en LTE y de un 1.16% y un 7.25% en Wimax.

Como se ha podido ver a lo largo del trabajo fin de grado, el escenario planteado puede ofrecer una solución que en combinación con nuevas técnicas como MIMO, permitirán dar soporte a nuevos servicios y aplicaciones, los cuales cada vez demandan mayores velocidades de transmisión.

7.1. Líneas de estudio futuras

En este apartado se van a describir algunos de los escenarios interesantes que habría que analizar e implementar como continuación de este trabajo fin de grado.

- Búsqueda y estudio de métodos canceladores de interferencias con la menor complejidad posible.
- Implementación del algoritmo RISIC en un escenario en el que el canal sea variante en el tiempo, y su estimación de canal se desarrolle con el uso de pilotos los cuales tengan también un CP suprimido.
- Implementación de RISIC en un sistema MIMO-OFDM.
- Implementación del método de cancelación de interferencias descrito en el apartado 5.4. y comparar sus resultados con el algoritmo RISIC, evaluando la complejidad computacional de ambos.

Capítulo 8

PRESUPUESTO

En este capítulo se va a describir el presupuesto necesario para la realización del trabajo fin de grado. Diferenciando entre gastos de material y personal, para finalmente obtener el presupuesto total necesario.

Material	Coste (Euros)
Ordenador portátil	966
Impresora láser	144
Material de oficina	50
Total	1160

Tabla 8.1: Coste material trabajo fin de grado

A continuación se presenta el coste personal, cualificando el precio de la hora de becario como ingeniero de telecomunicaciones en un valor estimado de 7.5 euros/hora. También será necesario tarificar el coste de las horas empleadas en las tutorías por la Dra. María Julia Fernández- Getino García, las cuales cifraremos en 65 euros/hora.

Temporización de secuencias	Horas empleadas	Coste (Euros)
Búsqueda de información	60	450
Implementación códigos en matlab	45	337.5
Simulación códigos en matlab	80	600
Redacción del trabajo fin de grado	140	1050
Tutorías	Alumno: 20	150
	Tutora: 40	2600
Total	385	5187.5

Tabla 8.2: Coste personal trabajo fin de grado

Por lo tanto obtenemos un presupuesto total de:

	Coste (Euros)
Gasto material	1160
Gasto personal	5187.5
Total	6347.5

Tabla 8.3: Coste total trabajo fin de grado

Capítulo 9

BIBLIOGRAFÍA

- [1] R.W Chang. "Synthesis of Band-Limited Orthogonal signals for Multichannels Data Transmission". *Bell System Tech.J.*, 45:1775-1796. Diciembre 1996.
- [2] S.B. Weinstein y P.M. Ebert. "Data Transmission by Frequency-division Multiplexing using the Discrete Fourier Transform". *IEEE Trans. Commun*, COM-19(5):628-634, Octubre 1971.
- [3] A. Peled y A. Ruiz. "Frequency Domain Data Transmisión Using Reduced Computational Complexity Algorithms". *Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing*, pp. 964-967, Denver, CO, 1980.
- [4] IEEE. (Julio 2001) Std 802.16.3c-01/29r4-Channel models for fixed wireless applications.
- [5] Dukhyun Kim, and Gordon L. Stuber, "Residual ISI Cancellation for OFDM with Applications to HDTV Broadcasting" , *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 16, no. 8, octubre 1998
- [6] J. M. Cioffi and A. C. Bingham, "A data-driven multitone echo canceller," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42. pp. 2853–2869, Oct. 1994.
- [7] C. Heegard, S. A. Lery, and W. H. Paik, "Practical coding for QAM transmission of HDTV," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 11, pp. 111–118, Jan. 1993.
- [8] F. F. Tzeng, "Error protection for satellite broadcast of HDTV and conventional TV," in *Proc. GLOBECOM '93*, Houston, TX, Nov. 1993, pp. 1617–1621.
- [9] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel/phase signals," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 28, pp. 56–67, Jan. 1982.
- [10] M. Russell and G. L. Stüber, "Terrestrial digital video broadcasting for mobile reception using OFDM," *Kluwer Wireless Personal Commun.*, vol. 2, pp. 45–66, 1995.
- [11] E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. McLane, and M. K. Simon, *Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications*. New York: Macmillan, 1991.
- [12] 3GPP TS 36.211, V11.0.0, "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 11), September 2012.

- [13] J. Zyren and W. McCoy, "Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer, Freescale Semiconductor, Inc., White Paper, July 2007.
- [14] C. Prieto and M.J. Fernández-Getino, "Suppression of Cyclic Prefix in Down-Link LTE like Systems to Increase Capacity". *IEEE Vehicular Technology Conference VTC'13-Spring*, Hamburgo, Alemania, Junio 2013.
- [15] A. F. Molisch, M. Toeltsch and S. Vermani, "Iterative Methods for Cancellation of Interference in OFDM Systems", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 56, No. 4, pp. 2158-2167, 2007.
- [16] D. Kim and G. L. Stuber, "Residual ISI Cancellation for OFDM with Applications to HDTV Broadcasting", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 16, No. 8, pp. 1590-1599, Oct. 1998.
- [17] V. Nguyen, M. Pätzold, F Maehara, H. Haas and M. Pham, "Channel Estimation and Interference Cancellation for MIMO-OFDM Systems", *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E-90-B, No. 2, pp. 277-290, Feb. 2007.
- [18] <http://www.wimaxforum.org>
- [19] IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems IEEE Std 802.16-2004 (Revision of IEEE Std 802.16-2001).
- [20] Siavash M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications". *IEEE Journal on Select Areas on Communications*, Vol. 16, No 8, October 1998.
- [21] J.A. Rivas and M.J. Fernández-Getino, "Channel Estimation and Frequency Synchronization for a Multi-Antenna Wimax System". *Poster. 3rd Internacional Symposium on Wireless Communications Systems. IEEE ISWCS. Actas ISWCS'06*. Valencia, España. 5-8 Septiembre, 2006
- [22] Francisco José Rosa Encinas. *Simulación del enlace descendente del IEEE 802.16 (WIMAX) en simulink*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid. Noviembre de 2007.
- [23] Antonio Morales Méndez. *Realización de un sistema de comunicaciones Wimax-Mimo en simulink*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid. Marzo de 2007.
- [24] Alberto Garcia-Argudo Garcia-Prieto. *Simulación de Sistemas MIMO-OFDM en Redes WMAN: 802.16*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid. Julio de 2004.

- [25] Rosa María Delgado Romero. *Técnicas de estimación de canal en comunicaciones MIMO-OFDM*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid. Abril de 2004.
- [26] Jesús Miguel García-Arroba Solano. *Estudio y reducción de los picos de potencia en redes WLAN basadas en OFDM*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid. Junio de 2003.
- [27] Carlos Manuel Barragán Sans. *Comunicaciones a través de la red eléctrica mediante OFDM*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid. Enero de 2003.
- [28] José Ángel Rivas Cantero. *Estimación de canal y sincronización de frecuencia en un sistema MIMO-OFDM compatible con el estándar Wimax IEEE 02.16–2004*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid. Junio de 2006.
- [29] Olaia Nehme Rivas. *Sistemas OFDM de alta eficiencia espectral*. Trabajo Fin de Grado, Universidad Carlos III de Madrid. Mayo de 2012.
- [30] Alejandro López García. *Despliegue de redes de acceso de nueva generación en España: aspectos económicos y regulatorios*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid. Octubre de 2012.
- [31] D. Víctor Pedro Gil Jiménez. *Algoritmos en Transmisión y Recepción para OFDM en entornos Multi-usuario*. Tesis Doctoral, Universidad Carlos III de Madrid. Junio de 2005.
- [32] Xianbin Wang; Ho P. and Wu Y. Robust channel estimation and ISI cancellation for OFDM systems with suppressed features. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. Volume 23, Issue 5, May 2005 Page(s): 963-972.
- [33] M^a Isabel Durán Vicente. *Interferencia co-canal en redes Wimax*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid.
- [34] Roberto Prieto Alonso. *Prototipo de un sistema Wimax MIMO 2x2 (I)-Emisor*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid. Junio de 2011.
- [35] Javier Martínez Gordillo. *Estudio y diseño del acceso a la red en entornos aeroportuarios mediante tecnología Wimax*. Proyecto Fin de Carrera, Universidad Carlos III de Madrid. Octubre de 2012.

