

**UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID**  
**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**



**GRADO EN INGENIERÍA DE SISTEMAS DE  
COMUNICACIONES**

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones

**SISTEMAS OFDM DE ALTA EFICIENCIA  
ESPECTRAL**

Autor: Olaia Nehme Rivas

Tutor: María Julia Fernández-Getino García

Leganés, Mayo de 2012



# Resumen

En los últimos años, el desarrollo de los sistemas de comunicaciones ha tenido un gran auge debido a las mejoras en los sistemas de procesamiento digital de señales.

Entre ellos, destacan los sistemas basados en las técnicas de modulación OFDM con un gran crecimiento y una expansión creciente. Las mejoras en esta técnica de transmisión de información son constantes gracias a una gran actividad investigadora. Por este motivo, surge recientemente el interés en llevar a cabo investigaciones con el objetivo de conseguir una mayor eficiencia espectral.

Es cierto también, que en los últimos tiempos existe un crecimiento exponencial de la demanda de ancho de banda en cualquier tecnología. Por otro lado, la comunicación móvil se encuentra en un buen momento de crecimiento. El procesamiento digital de señal se ha visto en parte sobre-explotado en este punto, de forma que hay que abrir nuevas líneas de búsqueda de otros métodos que nos lleven a conseguir esa mayor capacidad en sistemas tan relevantes como OFDM.

Es esto último por lo que se presenta este trabajo, el cual se centra en la búsqueda de métodos alternativos al uso del prefijo cíclico (PC) de los sistemas OFDM, para conseguir de esta forma una mayor eficiencia espectral pero a la vez conservar la ortogonalidad de las subportadoras y de ese modo evitar la presencia de interferencias.

Se han analizado diferentes alternativas propuestas en la literatura para eliminar las interferencias que provoca suprimir el prefijo cíclico, simulando las condiciones de canal, modulación y ruido consideradas por los autores.

# Abstract

In recent years, development of communications systems has boomed due to improvements in systems for digital signal processing.

Among them are systems based on OFDM modulation techniques with a high growth and increasing expansion. Improvements in this technique of transmission are constant through a high research activity. For this reason, recently emerged interest in conducting research in order to achieve greater spectral efficiency.

It is also true that in recent times there is an exponential growth in demand for bandwidth in any technology. On the other hand, mobile communication is in a great moment of growth. The digital signal processing has been partly over-exploited at this point, so it is needed to open new lines in the search for other methods that lead us in order to achieve this increased capacity as relevant as OFDM systems.

This is what is presented in this work, which focuses on finding alternative methods to the use of cyclic prefix (PC) in OFDM systems to achieve thus increased spectral efficiency but also preserve the orthogonality of the subcarriers and thereby avoid the presence of interference.

Different alternatives proposed in the literature have been analyzed in order to eliminate interference caused by removing the cyclic prefix, simulating the channel conditions, modulation and noise considered by the authors.

# ÍNDICE

1 INTRODUCCIÓN .....	10
1.1 MOTIVACIÓN .....	10
1.2 CONTEXTO .....	11
1.3 OBJETIVOS .....	11
1.4 CONTENIDO DE LA MEMORIA .....	11
2 OFDM .....	13
2.1 INTRODUCCIÓN .....	13
2.2 CONCEPTOS BÁSICOS.....	15
2.2.1 Principios matemáticos.....	15
2.2.1.1 Modulador OFDM .....	16
2.2.1.2 Demodulador OFDM .....	16
2.2.2 Estudio Espectral .....	17
2.2.3 Prefijos cíclicos .....	18
2.2.4 Pilotos y bandas de guarda .....	18
2.2.5 Sincronización .....	19
2.2.6 Descripción del sistema OFDM completo.....	19
3 TÉCNICAS DE ELIMINACIÓN DE ISI E ICI CON PC INSUFICIENTE.....	21
3.1 INTRODUCCIÓN.....	21
3.2 FILTRO ÓPTIMO EN FRECUENCIA ELIMINADOR DE ISI E ICI.....	22
3.2.1 Análisis de ICI e ISI sin PC.....	22
3.2.2 Análisis del rendimiento SINR.....	24
3.2.3 Filtro óptimo de cancelación de ISI e ICI.....	26
3.3 MÉTODO ITERATIVO EN TIEMPO Y FRECUENCIA.....	27
3.3.1 Método de mitigación de ISI e ICI.....	28
3.4 ALGORITMO RISIC.....	30
3.4.1 Introducción.....	30
3.4.2 OFDM en canales con ISI.....	31

3.4.2.1 Canal estático con ISI.....	31
3.4.2.2 Canal con desvanecimiento con ISI.....	32
3.4.3 Algoritmo RISIC.....	33
3.4.3.1 Canal estático con ISI.....	35
3.4.3.2 Canal con desvanecimiento con ISI.....	37
3.4.4 Aplicación de RISIC a la transmisión terrestre HDTV.....	38
3.5 CANCELACIÓN DE ISI E ICI MEDIANTE OPT.....	40
3.5.1 Modelo de sistema.....	40
3.5.2 Matriz de Interferencia de Canal.....	41
3.5.2.1 Cancelación de ISI.....	41
3.5.2.2 Cancelación de ICI.....	43
3.5.3 OPT( <i>Operator Perturbation Technique</i> ).....	44
3.5.3.1 OPT estándar.....	44
3.5.3.2 OPT con Técnicas Ciegas.....	44
3.6 PRESTACIONES DE LOS MÉTODOS.....	45
3.6.1 Introducción.....	45
3.6.2 Método iterativo en tiempo y frecuencia.....	45
3.6.3 Algoritmo RISIC.....	48
3.6.5 OPT.....	49
4. SIMULACIONES Y RESULTADOS.....	51
4.1 SISTEMA OFDM CON PC SUFICIENTE.....	51
4.2 SISTEMA OFDM CON PC INSUFICIENTE.....	53
4.3 PC INSUFICIENTE Y ALGORITMO RISIC.....	56
4.4 PC INSUFICIENTE Y CANCELACIÓN MEDIANTE OPT.....	58
4.5 PC INSUFICIENTE Y MÉTODO ITERATIVO DE MITIGACION.....	62
5 CONCLUSIONES .....	63
5.1 TRABAJOS FUTUROS.....	65
5.2 MARCO REGULADOR.....	66
5.3 ENTORNO SOCIO-ECONÓMICO.....	66
6. REFERENCIAS .....	68

# Índice de Figuras

<b>Fig.2.1:</b> Subportadoras OFDM en dominio de la frecuencia.....	13
<b>Fig: 2.2:</b> Proceso de Modulación OFDM.....	15
<b>Fig: 2.3:</b> Diagrama de bloques de un modulador OFDM.....	16
<b>Fig: 2.4:</b> Diagrama de bloques de un demodulador OFDM.....	-16
<b>Fig: 2.5:</b> Espectro OFDM en comparación con espectro de multiportadoras de banda estrecha y portadora única de banda ancha.....	17
<b>Fig 2.6:</b> Espectro OFDM en canal selectivo en frecuencia.....	17
<b>Fig 2.7 :</b> Prefijo ciclico para OFDM.....	18
<b>Fig 2.8:</b> Diagrama de bloques de un sistema OFDM.....	20
<b>Fig 3.1:</b> Comparativa de la ganancia SINR [14].....	48
<b>Fig 3.2:</b> Estructuras de las matrices $A^{(1)}$ y $B^{(1)}$ .....	27
<b>Fig 3.3:</b> Comportamiento de una señal OFDM con un canal estático con ISI y diferentes tamaños de bloque. PC suprimido.....	32
<b>Fig 3.4:</b> Comportamiento de la técnica RISIC en el canal2 para PC Suprimido y $N=128$ .....	35
<b>Fig 3.5:</b> Comportamiento de la técnica RISIC en el canal para PC suprimido y $N=128$ .....	36
<b>Fig. 3.6:</b> SIR media vs la longitud del PC sin cambio de frec. Doppler [3].....	46
<b>Fig. 3.7:</b> SIR media vs frec. Doppler normalizada sin CP. [3].....	47
<b>Fig. 3.8:</b> BER vs SNR en el caso de $M=3$ y $f_D=0.05$ y $f_D=0.1$ [3].....	47
<b>Fig. 3.9:</b> Efecto al usar $M' > M$ con el Algoritmo RISIC.....	48
<b>Fig. 3.10:</b> Efecto al usar $M' > M$ con el Algoritmo RISIC.....	49
<b>Fig 3.11:</b> Relación de errores de bits de un sistema OFDM, sin prefijo cíclico. Rendimientos de $H^{\#}$ para $BER = 0$ .....	50
<b>Figura 3.12:</b> BER de OFDM sin prefijo cíclico en un canal selectivo en Frecuencia, $SNR = 10dB$ .....	50

<b>Fig 4.1:</b> Probabilidad de error de bit para un sistema OFDM con estimación de canal y PC=2, PC insuficiente.....	51
<b>Fig. 4.2:</b> Canal actual y canal estimado para el sistema OFDM modulado con QAM y una estimación de canal de 16 pilotos, N=64 y 50 bloques.....	52
<b>Fig 4.3:</b> Probabilidad de error de Bit para un sistema OFDM con estimación de canal y PC=1, PC insuficiente.....	53
<b>Fig 4.4:</b> Probabilidad de error de Bit para un sistema OFDM con estimación de canal y PC=0, PC insuficiente.....	54
<b>Fig. 4.5:</b> Canal actual y canal estimado para el sistema OFDM modulado con QAM y estimación de canal de 16 pilotos, N=64, 50 bloques y PC=1.....	55
<b>Fig. 4.6:</b> canal actual y canal estimado para el sistema OFDM modulado con QAM y estimación de canal de 16 pilotos, N=64, 50 bloques y PC=0.....	55
<b>Fig. 4.7:</b> Respuesta del canal en frecuencia, para un canal lineal de ISI y sin desvanecimiento temporal.....	56
<b>Fig. 4.8:</b> PER para código concatenado usando el Algoritmo RISIC con una y dos iteraciones. Se marca el umbral de recepción HDTV en $10^{-3}$ .....	57
<b>Figura 4.9:</b> Respuesta del canal en frecuencia, para un canal con desvanecimiento Rayleigh.....	58
<b>Figura 4.10:</b> BER vs SNR(dB) en un canal estático (Sección 3.4.3.1) con una modulación 4-QAM, N=64, 1000 bloques.....	59
<b>Figura 4.11:</b> BER vs SNR(dB) en un canal estático (Sección 3.4.3.1) con una modulación BPSK y QPSK, N=128, 1000 bloques.....	60
<b>Figura 4.12:</b> BER vs SNR(dB) en un canal selectivo en Frecuencia, con distintas modulaciones: QPSK y 8,16,32 y 64 QAM.....	61



# Lista de Acrónimos

ADC	Analog to Digital Converter
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
API	Application Programming Interface
BER	Bit Error Rate
CIR	Carrier to Interference Ratio
DAB	Digital Audio Broadcasting
DAC	Digital to Analog Converter
DSP	Digital Signal Processing
DVB-T	Digital Video Broadcasting-Terrestrial
EQT	Time domain Equalizer
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
GMRS	General Mobile Radio Service
ICI	Inter Carrier Interference
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IIR	Infinite Impulse Response
ISI	Interferencia Inter-Simbólica
LTE	Long Term Evolution
MSPS	Mega Samples Per Second
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
PER	Packet Error Rate
RFID	Radio Frequency Identification
SNR	Signal to Noise Ratio
TDT	Televisión Digital Terrestre
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

# 1. INTRODUCCIÓN

## 1.1 MOTIVACIÓN

En los últimos años, las comunicaciones digitales han tenido un crecimiento muy rápido debido a las mejoras en cuanto a robustez, velocidad o eficiencia que han hecho aumentar sus prestaciones. Los sistemas basados en técnicas de modulación OFDM están viviendo un momento de auge. Ésta técnica se comenzó a desarrollar por primera vez en la década de los '60, pero ha sido recientemente cuando se han comenzado a explotar sus ventajas como método para la comunicación de datos de alta velocidad.

La principal ventaja sobre otras técnicas es que OFDM ofrece robustez frente al multitrayecto (*multi-path*). Debido a que este problema está presente en la mayor parte de los canales de radiodifusión, frente a las atenuaciones selectivas en frecuencia y frente a las interferencias de radio frecuencia (RF), OFDM es bastante atractiva en estos momentos frente a otras técnicas de transmisión.

Se pueden encontrar sistemas basados en OFDM en una gran variedad de sistemas de comunicación, como son las normas de la televisión digital terrestre o TDT (DVB-T), o la radio digital (DAB), incluso el protocolo de enlace ADSL, sistemas de transmisión inalámbrica como IEEE 802.11a/g/n (WiFi) o WiMAX y los sistemas de telefonía móvil de LTE.

La motivación de este proyecto es la alta demanda de ancho de banda en el mercado, movida en gran parte por la necesidad de movilidad de un público global. Pero la movilidad trae consigo la exigencia de comunicaciones de cada vez mayor banda ancha, para alcanzar una tasa de transmisión elevada. Uno de los factores limitantes en sistemas de comunicaciones móviles inalámbricas es la interferencia intersimbólica (ISI). Es por ello que en la técnica OFDM se lleva a cabo el uso de un Prefijo Cíclico (PC) que consigue eliminar en su totalidad la presencia de ISI e ICI.

Este prefijo cumple muy bien con su función pero tiene un gran inconveniente: una disminución en la eficiencia, debido al desaprovechamiento de tasa que implica su implementación. De aquí surge este estudio, debido a la sobre-explotación de las comunicaciones digitales, se intenta obviar el uso de esta redundancia (PC) sustituyéndola por otras técnicas que van a ser nuestro objeto de estudio.

## **1.2 CONTEXTO**

Este trabajo se ha realizado en el departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones de la Universidad Carlos III de Madrid y se encuentra enmarcado dentro de una línea de trabajo que busca poner en práctica nuevos esquemas para aumentar la eficiencia espectral del modelo de transmisión de múltiples portadoras, OFDM.

Aunque el departamento ha desarrollado numerosos trabajos en el campo de las transmisiones basadas en OFDM, nos hallamos ante una nueva iniciativa de investigación que pretende la eliminación del PC, por lo que se hace necesario un mecanismo mitigatorio de ISI e ICI en estos sistemas.

## **1.3 OBJETIVOS**

El presente proyecto nace de la necesidad de obtener un sistema de comunicaciones OFDM con una mayor eficiencia espectral. Por tanto, el principal objetivo de este proyecto es implementar un método que sea capaz de sustituir al PC en cuestión. Mediante este estudio se pretende conocer las bondades de diferentes algoritmos propuestos en diferentes artículos presentados para diferentes servicios, en algún caso servicios concretos o en otros casos son métodos globales que pretenden ser usados en un ámbito general para OFDM.

Para llevar a cabo esta tarea se implementarán algunos métodos en Matlab y se compararán sus ventajas y sus inconvenientes respectivamente.

## **1.4 CONTENIDO DE LA MEMORIA**

A continuación se describe de forma resumida cada uno de los capítulos que forman parte de esta memoria, a saber:

- **Capítulo 1:** en esta sección se desarrollan conceptos útiles para la comprensión de los temas tratados. En el presente trabajo, se brinda una visión global de todos los aspectos que relacionan los sistemas OFDM a través de un medio radio.

En la primera parte se trata el tema de la comunicación, a continuación se exponen las motivaciones que me han llevado a elegir este trabajo, así como el contexto de esta tecnología y los objetivos a alcanzar.

- **Capítulo 2:** describe el entorno de trabajo, empieza con la descripción del sistema OFDM, los diferentes bloques, el estudio espectral y el prefijo cíclico (PC).

- **Capítulo 3:** se abordan las diferentes técnicas de eliminación de ISI e ICI con PC insuficiente. Se estudian matemáticamente y se exponen algunas de sus características.

- **Capítulo 4:** en este capítulo se muestran las diferentes simulaciones de los diferentes métodos de eliminación de ISI e ICI, atendiendo especialmente la eficiencia de cada método en cuanto a la probabilidad de error que presenta cada uno.

- **Capítulo 5:** en este apartado se comentan las conclusiones a las que se llega después de haber obtenido unos resultados de simulación y contando con características de cada algoritmo como la complejidad, el retraso o la eficiencia. Además se hace un estudio del marco legislativo y del presupuesto estimado para la realización de este estudio.

- **Capítulo 6:** se detalla la bibliografía del trabajo.

## 2. OFDM

### 2.1 INTRODUCCIÓN

El origen de OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), se remonta a aplicaciones de uso militar, en las que se trabaja dividiendo el espectro disponible en múltiples subportadoras. La transmisión en la que no existe “visión directa” sucede cuando entre el receptor y el transmisor existen reflexiones o absorciones de la señal que implica una degradación de la señal recibida, que se manifiesta mediante efectos como pueden ser la atenuación plana, la atenuación selectiva en frecuencia o la interferencia intersimbólica. Estos efectos se mantienen bajo control con el W-OFDM [12].

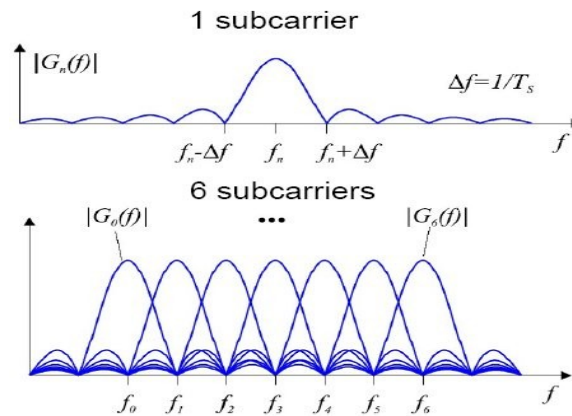
Posteriormente, Chang presentó una serie de principios para la transmisión simultánea de mensajes a través de un canal lineal limitado en banda, evitando los perjudiciales efectos derivados de la Interferencia entre Símbolos (ISI) y entre canales (ICI).

Otro importante adelanto fue llevado a cabo por Peled y Ruíz en 1980, quienes introdujeron el uso del prefijo cíclico (PC) o extensión cíclica, resolviendo el problema de la ortogonalidad. En lugar de usar un espacio de guarda vacío, lo rellenaron con una extensión cíclica del símbolo OFDM. Así se puede simular el desarrollo de la convolución cíclica del canal, lo cual implica la ortogonalidad sobre los canales dispersivos cuando la longitud del prefijo cíclico sea mayor que la respuesta impulsiva del canal.

La técnica OFDM actual, consiste en una multiplexación en frecuencia de diferentes portadoras, donde cada una transporta una información modulada siguiendo una constelación QAM o QPSK [13]. El resultado es una señal que se transmite en paso banda, y que contiene a su vez  $N$  subbandas de transmisión, esto es, un bloque de  $N$  símbolos que son transmitidos en serie en un periodo de símbolo ( $T_s$ ) cada uno, se convierten en un bloque de  $N$  símbolos en paralelo que se transmiten en un tiempo  $N$  veces el periodo de símbolo ( $T = N \times T_s$  segundos), y con ello se consigue una mayor eficiencia espectral ya que el ancho de banda que se ocupaba enviando solo una portadora ahora se ocupa enviando  $N$  subportadoras.

Cada una de estas portadoras se comporta como un canal independiente que sólo sufre atenuación y no dispersión en cada subcanal. El uso de portadoras ortogonales entre sí, permite un mejor

aprovechamiento de la banda de transmisión. La separación entre subportadoras adyacentes es  $1/T$ , que es el mínimo para que éstas sean ortogonales y ello mejora aún más el aprovechamiento espectral y consigue reducir la interferencia entre símbolos.



**Fig.2.1:** Subportadoras OFDM en dominio de la frecuencia

El mayor inconveniente que presenta este sistema es el requerimiento de una sincronización perfecta tanto en tiempo como en frecuencia. No obstante, las ventajas ofrecidas por OFDM son de mucho más peso, lo que hace que esta técnica de transmisión sea tan popular.

Otra característica ventajosa importante de OFDM es que se puede implementar de forma muy eficiente haciendo uso de la transformada inversa de Fourier (IFFT) en el transmisor y de la transformada rápida de Fourier (FFT) en el receptor.

La señal OFDM se puede expresar, en notación compleja, como:

$$s(t) = \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} d_i \exp \left[ j2\pi \left( f_c + \frac{i}{T} \right) t \right] \quad (2.1)$$

donde:

- $f_c$  es la frecuencia central.
- $T$  es el periodo de símbolo.
- $d_i$  es el símbolo que lleva la información
- $s(t)$  es la señal OFDM en el tiempo.

## 2.2 CONCEPTOS BÁSICOS

### 2.2.1 Principios matemáticos

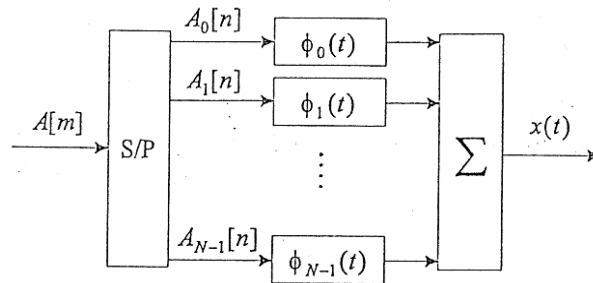


Fig. 2.2: Proceso de Modulación OFDM

En esta figura,  $A[m]$  son el conjunto de símbolos a transmitir y  $x(t)$  se obtiene a partir de la señal  $s(t)$  de la forma habitual,  $x(t) = \sqrt{2} \cdot \text{Re}\{s(t)e^{j\omega t}\}$

En el esquema anterior se emplean un conjunto de pulsos que se generan multiplicando un conjunto de  $N$  portadoras distintas por un filtro.

Si nos fijamos, al observar la señal OFDM, nos damos cuenta de que funciona como la superposición de  $N$  modulaciones de tipo PAM paso banda transmitiéndose simultáneamente.

La dificultad reside en generar  $N$  portadoras complejas enganchadas en fase. Si esto no fuera así, las funciones base dejan de ser ortogonales y aparecería ICI (Interferencia entre portadoras - *InterCarrier Interference*). Para evitar eso, se muestrea  $s(t)$  con periodo  $T/N$  obteniendo:

$$s[m] = \sum_{i=0}^{N-1} A_i[0] \phi\left(\frac{mT}{N}\right) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{i=0}^{N-1} A_i[0] e^{-j \frac{2\pi i m}{N}} ; m = 0, \dots, N-1 \quad (2.2)$$

donde el término de la derecha es la DFT inversa de la secuencia  $A[m]$  por una constante.

Aprovechando la eficiencia de estos algoritmos, DFT y FFT, implementamos el modulador mediante su uso.

### 2.2.1.1 Modulador OFDM

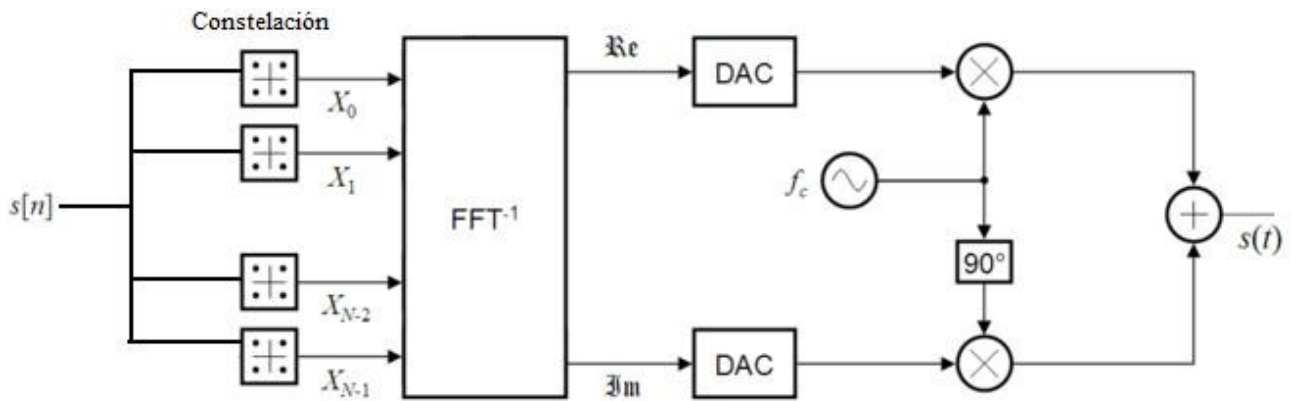


Fig. 2.3: Diagrama de bloques de un modulador OFDM

La información llega al modulador en forma de ráfagas de bits en serie. Los bits se separan en bloques paralelos que se van a asociar a las diferentes portadoras. Según la constelación empleada, cada bloque de bits se asocia a un símbolo sea QPSK o QAM.

En el siguiente paso, tenemos  $N$  símbolos resultantes, que son modulados mediante el uso de una IFFT, de donde se obtienen dos señales (real e imaginaria) que va a conformar lo que es la información modulada.

El siguiente paso es convertir a tiempo las señales para su transmisión, mediante un convertor digital-analógico y modular en banda base ambas señales en fase y cuadratura.

El sistema de recepción sigue los pasos inversos con cada bloque, como se muestra en la figura 2.4.

### 2.2.1.2 Demodulador OFDM

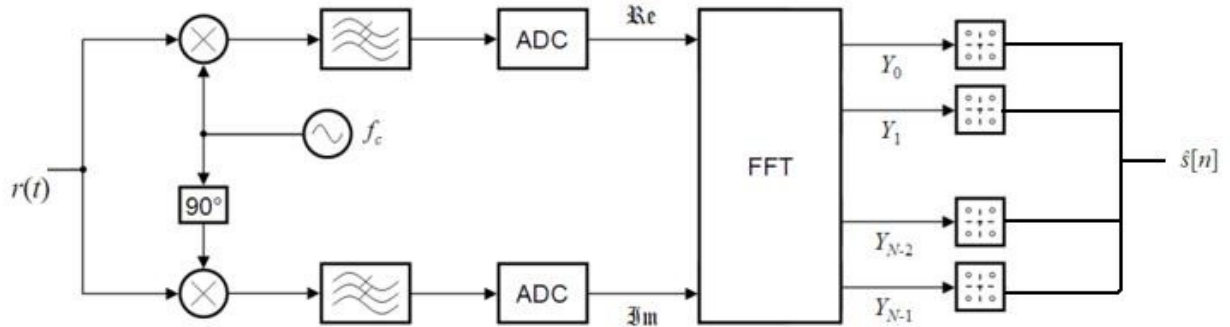


Fig. 2.4: Diagrama de bloques de un demodulador OFDM



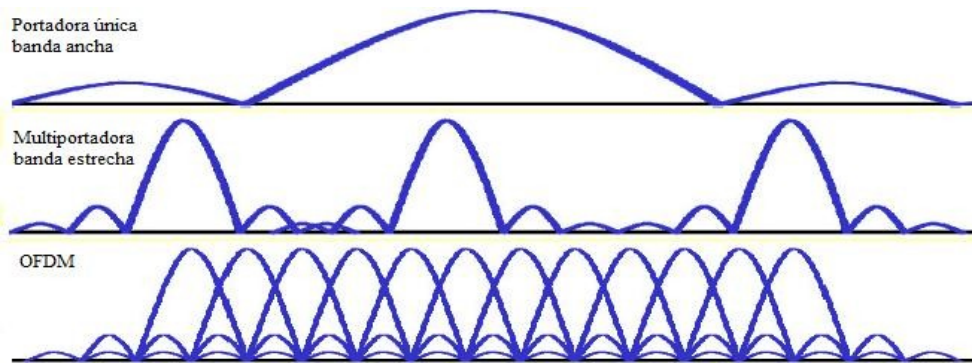
## 2.2.2 Estudio Espectral

La señal banda base compleja tiene la expresión:

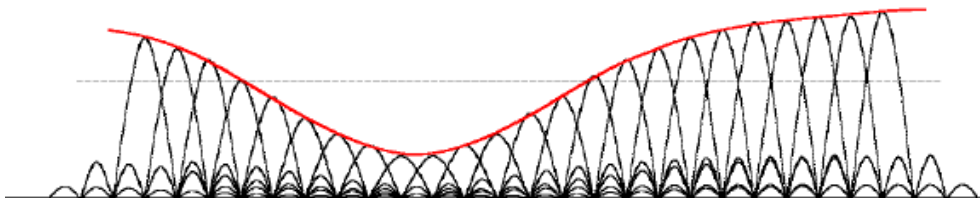
$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi kt/T}, \quad 0 \leq t < T \quad (2.3)$$

donde  $\{X_k\}$  son  $N$  símbolos banda base complejos de información independientes, de tasa  $1/T$ , y frecuencias  $0$  a  $(N-1)/T$ .

Como ya se ha indicado en la introducción, la separación de  $1/T$  entre sub-portadoras produce la ortogonalidad.



**Fig. 2.5:** Espectro OFDM en comparación con espectro de multiportadoras de banda estrecha y portadora única de banda ancha



**Fig. 2.6:** Espectro OFDM en canal selectivo en frecuencia

### 2.2.3 Prefijo cíclico

Una técnica utilizada para solucionar los problemas descritos anteriormente es el uso del prefijo cíclico (PC).

Dado que la duración de cada símbolo es larga, se puede introducir un intervalo de guarda entre los mismos. Este tiempo de separación soluciona el problema de la interferencia inter símbolo (ISI) al impedir que la cola de un símbolo se solape con el próximo. Así mismo, reduce los problemas de sincronización temporal.

Durante este período de guarda, se puede transmitir el prefijo cíclico, que consiste en el final del símbolo OFDM copiado en dicho intervalo, y éste se transmite, seguido del símbolo OFDM.

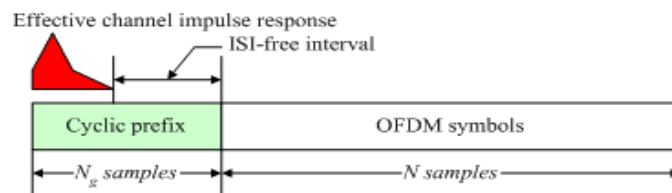


Fig. 2.7: Prefijo Cíclico para OFDM

La razón de que el intervalo de guarda se componga de una copia del final del símbolo OFDM es tal que el receptor se integrará sobre un número entero de ciclos sinusoidales para cada camino de los multitrayectos cuando se realiza la demodulación de OFDM con la FFT.

### 2.2.4 Pilotos y bandas de guarda

En los sistemas coherentes, cuando el canal no es conocido en el receptor, son necesarios pilotos asistidos por algunas técnicas para estimar el canal. Usando OFDM, se puede llegar a encontrar y diseñar el patrón de pilotos óptimo, patrones que de manera eficiente estimen los canales de desvanecimiento doblemente selectivos (en el tiempo y la frecuencia). Se demuestra que, disociando tiempo y frecuencia, el proceso de estimación de estos canales puede ser visto como un problema de muestreo de dos dimensiones.

El uso de bandas de guarda consiste en no transmitir información en las subportadoras OFDM de los extremos con el fin de reducir el espectro de transmisión. Esta técnica es muy útil si la

limitación del canal está muy próxima al ancho de espectro, o si por el mismo canal se transmiten diferentes señales OFDM moduladas en banda.

### **2.2.5 Sincronización**

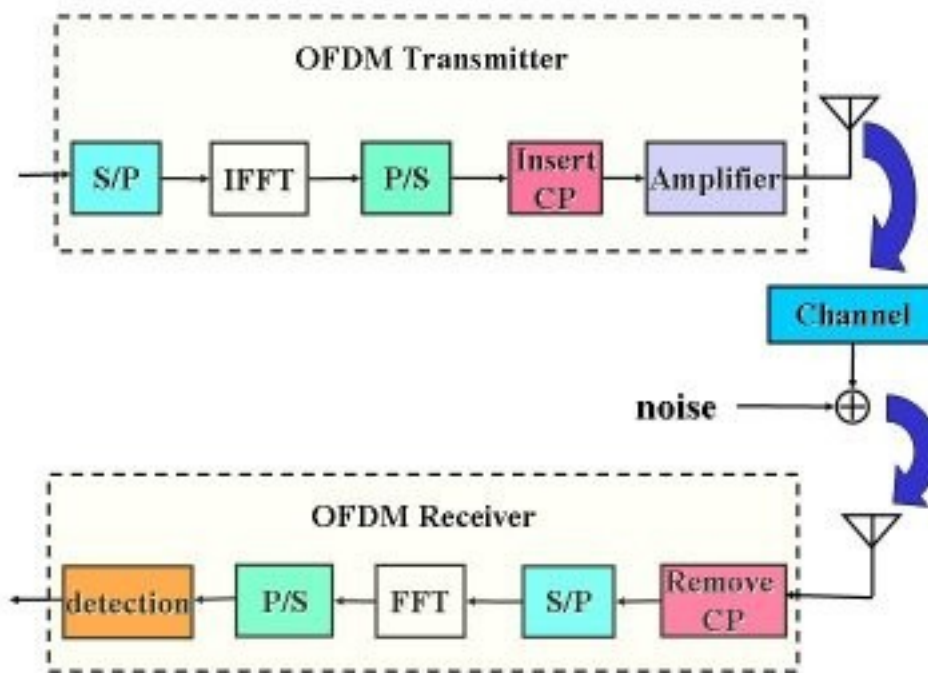
El argumento de mayor peso contra OFDM es que es altamente sensitivo a errores de sincronización, en particular a errores de frecuencia. Es más sensible al desplazamiento y fluctuación de la frecuencia portadora que los sistemas de portadora única debido a la filtración de la DFT. Una pequeña desviación ( $\Delta f$ ) entre el transmisor y el receptor provoca que las portadoras ya no sean ortogonales, causando una rotación de la señal en el dominio del tiempo, una reducción significativa de la amplitud de cada portadora y, el efecto más importante, la Interferencia entre Portadoras (ICI).

Existen diversos estudios sobre algoritmos de sincronización en OFDM según el protocolo de transmisión utilizado.

### **2.2.6 Descripción del sistema OFDM Completo**

El sistema OFDM está compuesto por dos módulos: transmisor y receptor. En el transmisor el flujo de bits de datos es modulado realizando una asignación de símbolos adecuada previa conversión serie-paralelo, para posteriormente, realizar una IFFT que permite obtener la señal en el dominio del tiempo, por lo que volvemos al formato serie y antes de ser transmitida, se le incluye el prefijo cíclico (PC).

En el receptor la señal debe ser sincronizada en tiempo y frecuencia y el proceso restante se tiene que llevar a cabo de forma inversa a la realizada en el transmisor. En la figura 2.8 se muestra el diagrama de bloques del sistema completo.



**Fig. 2.8:** Diagrama de bloques de un sistema OFDM

En la figura 2.8 observamos los diferentes bloques que conforman el modulador y el demodulador de un sistema típico OFDM, siendo éstos para el modulador: el convertor serie-paralelo que toma una señal serie a la entrada y la divide en  $M$  canales; la constelación, no es más que cualquiera de los conocidos bloques de modulación  $M$ -aria que pueden ser implementados en OFDM (BPSK, QPSK, o en su defecto QAM); el bloque de señal piloto, que introduce datos a las tramas que asegurarán convergencia y sincronía en la recepción; el bloque de intervalo de guarda que son datos adicionales que se insertan a la información para disminuir la interferencia intersímbolo y que suele resolverse con el PC; el bloque IFFT que es el responsable de la multiplexación en frecuencia; el DAC, que convierte las tramas de datos digitales en una señal analógica para ser transmitida y el *UpConverter*, que traslada la frecuencia de transmisión a un valor óptimo, facilitando el transporte de la señal por el medio inalámbrico.

Para el demodulador la distribución de bloques es semejante: primero aparece el *DownConverter*, encargado de deshacer el traslado de frecuencia realizado en el modulador por el *UpConverter*; el ADC, que convierte la señal analógica que llega a su entrada en tramas de datos digitales; un bloque FFT, encargado de discriminar cada subcanal para su demodulación, pues hace el proceso inverso de la IFFT; bloques de extracción de intervalos de guarda y piloto; un *Signal Mapper*, encargado de la decodificación final de los datos a recuperar y un convertor paralelo-serie, que como su nombre indica, convierte la señal para obtener a su salida la versión recuperada del mensaje original.

# 3 TÉCNICAS DE ELIMINACIÓN DE ISI E ICI CON PC INSUFICIENTE

## 3.1 INTRODUCCIÓN

El intervalo de guarda del que hemos hablado, debe ser mayor o igual que el retardo de difusión de canal del sistema. Como ya se ha indicado, el uso de un prefijo cíclico (PC) como el intervalo de guarda es una forma sencilla de combatir la ISI e ICI, sin embargo también reduce la eficiencia de transmisión del sistema.

El enfoque convencional consiste en utilizar un ecualizador en el dominio del tiempo (EQT), también conocido como ecualizador de acortamiento de canal (*channel shortening*), para acortar el impulso de la respuesta del canal. Sin embargo, una de las desventajas de la EQT son las fugas de energía del ruido de las subportadoras, significativamente atenuadas. Además, EQT no puede eliminar completamente la ISI y la ICI.

Sin embargo, en algunos casos como HDTV y sistemas OFDM satélite sí que se introduce un EQT en el receptor (para disminuir la respuesta efectiva del canal). Ello conlleva una complejidad computacional, amplificación del ruido y una convergencia muy lenta.

Para suprimir la ICI en OFDM se han propuesto técnicas como MMSE, aunque su carga implícita es la complejidad que requiere; códigos de cancelación polinómica (PCC); “*matched filtering*”, que no convienen debido a su baja eficiencia espectral resultante y a que sería necesario modificar la transmisión clásica OFDM; filtros en el dominio del tiempo o expansiones de las Series de *Taylor*. Las técnicas que se analizan con detalle en este proyecto son:

- Filtro óptimo en frecuencia eliminador de ISI e ICI [15], que se revisa en la *sección 3.2*.
- Método iterativo en tiempo y frecuencia para la cancelación de ISI e ICI [3], que se revisa en la *sección 3.3*.
- Algoritmo RISIC [8], que se revisa en la *sección 3.4*.
- Cancelación de ISI e ICI mediante OPT [11], que se revisa en la *sección 3.5*.

## 3.2 FILTRO ÓPTIMO EN FRECUENCIA ELIMINADOR DE ISI E ICI

Consideramos un sistema OFDM sin el prefijo cíclico(PC) que tendrá, por tanto, mayor eficiencia espectral que otro con él, y además, un óptimo filtrado en el dominio de la frecuencia para mitigar la interferencia entre símbolos (ISI) y entre portadoras (ICI) [15]. Vamos a presentar un filtrado óptimo en el dominio de la frecuencia para mitigar la ISI e ICI.

### 3.2.1 Análisis de ISI e ICI sin PC

Se considera un sistema de transmisión OFDM sin PC. La interferencia se compone de dos partes: la ISI y la ICI. En primer lugar, se analiza la ISI. Como ISI significa interferencia causada por el símbolo anterior, se le llama  $i$  al índice del símbolo del momento y por tanto  $x_i(n)$  es el símbolo  $i$ -ésimo y  $x_{i-1}(n)$  como el símbolo anterior. Llamamos  $y_{ISI}(n)$  la  $n$ -ésima salida de la señal recibida en el dominio del tiempo con contribuciones sólo de símbolo  $(i-1)$ ,

$$y_{ISI}(n) = \sum_{l=1}^{L-1} h(l)x_{i-1}(n-l)_N U(l-n-1) \quad (3.1)$$

donde  $(n)_N$  es el residuo de módulo  $N$  de  $n$ ,  $x_i(n)$  es la IDFT (Transformada de Fourier Inversa) de  $X_i(m)$ , siendo  $X_i(m)$  el símbolo transmitido en el instante  $i$ .

Además,  $h(l)$  representa la respuesta al impulso del canal (CIR) (se supone  $L < N$ ), que es que la longitud de CIR es menor que la duración del símbolo.  $U(n)$  denota la función escalón unitaria. Después se convierte al dominio de la frecuencia mediante FFT.

$$Y_{ISI}(k) = FFT\{y_{ISI}(n)\} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{m=0}^{N-1} h(l) X_{i-1}(m) e^{\frac{j2\pi mn}{N}} e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} e^{-\frac{j2\pi ml}{N}} U(l-n-1) \quad (3.2)$$

donde  $k$  es el índice de la subportadora. Llamamos  $y_{S\_ICI}(n)$  a la señal recibida en el dominio del tiempo con la aportación tan sólo del símbolo  $X_i(m)$

$$y_{SICI}(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h(l) X_i(m) e^{\frac{j2\pi mn}{N}} e^{-\frac{j2\pi ml}{N}} U(n-l) \quad (3.3)$$

Con la FFT lo convertimos al dominio de la frecuencia:

$$\begin{aligned} Y_{SICI}(k) &= FFT\{y_{SICI}(n)\} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} h(l) X_i(m) e^{\frac{j2\pi mn}{N}} e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} e^{-\frac{j2\pi ml}{N}} U(n-l) \\ &= Y_S(k) + Y_{ICI}(k) \end{aligned} \quad (3.4)$$

donde el primer término es la señal deseada y el segundo término es ICI. Así la señal deseada en el dominio de la frecuencia es:

$$Y_S(k) = X_i(k) \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{N}\right) h(l) e^{-j2\pi kl/N} \quad (3.5)$$

La ICI viene dada por:

$$Y_{ICI}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{N-1} h(l) X_i(m) e^{\frac{j2\pi mn}{N}} e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} e^{-\frac{j2\pi ml}{N}} U(n-l) \quad (3.6)$$

Por último, se define el ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN) como  $W(k)$  con media cero y varianza  $\sigma^2$ .

Por lo tanto la señal recibida en la subportadora  $k$ -ésima es:

$$Y(k) = Y_S(k) + Y_{ICI}(k) + Y_{ISI}(k) + W(k) \quad (3.7)$$

Y puede ser expresada en notación matricial así:

$$Y = \tilde{C}X_i + CX_i + SX_{i-1} + W = Y_S + Y_{ICI} + Y_{ISI} + W \quad (3.8)$$

donde  $Y$ ,  $X_i$ ,  $X_{i-1}$  y  $W$  son vectores de  $N \times 1$  y  $\tilde{C}$ ,  $C$  y  $S$  son matrices  $N \times N$ .

$$\tilde{C}_{k,m} = \begin{cases} 0 & k \neq m \\ \sum_{l=0}^{L-1} \left(1 - \frac{l}{N}\right) h_l e^{-\frac{j2\pi kl}{N}} & k = m \end{cases} \quad (3.9)$$

$$C_{k,m} = \begin{cases} 0 & k = m \\ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h(l) e^{\frac{j2\pi mn}{N}} e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} e^{-\frac{j2\pi ml}{N}} U(n-l) & k \neq m \end{cases} \quad (3.10)$$

$$S_{k,n} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=1}^{L-1} h(l) e^{\frac{j2\pi mn}{N}} e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} e^{-\frac{j2\pi ml}{N}} U(n-l-1) \quad (3.11)$$

### 3.2.2 Análisis de Rendimiento SINR

Se define la señal a interferencia más ruido (SINR) como la relación de la potencia de la señal útil entre la potencia del término ISI más el de ICI más la potencia de ruido:

$$SINR(k) = \frac{P_{Y_S}(k)}{P_{Y_{ISI}}(k) + P_{Y_{ICI}}(k) + P_{Y_{noise}}(k)} \quad (3.12)$$

donde  $P_{Y_S}(k)$ ,  $P_{Y_{ISI}}(k)$ ,  $P_{Y_{ICI}}(k)$ ,  $P_{noise}(k)$  son la potencia de señal deseada, potencia de la parte de señal con ISI, potencia de la parte de la señal con ICI y potencia de ruido.



Tras la simulación del filtro eliminador de ISI e ICI en frecuencia, la mejora de SINR es notable. Para ello suponemos que el receptor realiza la estimación de canal perfecta.

Se define como la ganancia SINR:

$$SINR\ gain = \left( \frac{\prod_{k=0}^{N-1} SINR_k^o}{\prod_{k=0}^{N-1} SINR_k} \right)^{1/N} \quad (3.13)$$

donde  $SINR_k^o$  ( $SINR_k$ ) denota la SINR en la subportadora  $k$  con (sin) el filtro. Para evaluar la influencia de diferentes canales en el rendimiento de SINR, se utilizan dos canales distintos.

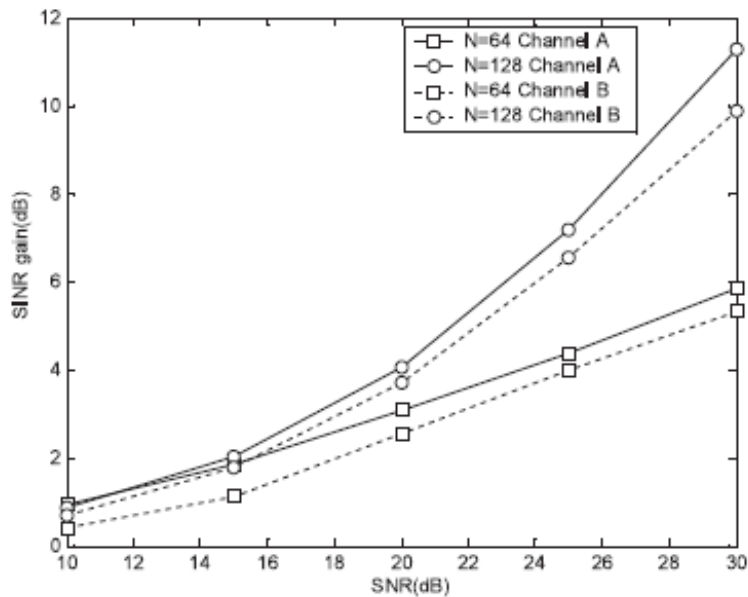


Fig. 3.1: Comparativa de la ganancia SINR [14]

La figura 3.1 ilustra la ganancia SINR vs SNR para diversos valores del número de subportadoras sobre el canal A y Canal B. A partir de los resultados, se puede observar que la SINR mejora con el aumento de SNR. La razón es que a mayor SNR, el filtro sólo intenta suprimir la ISI y la ICI.

Para el número de subportadoras de  $N = 64$  y  $N = 128$ , podemos ver que a  $N$  mayor, mejor SINR, incluso más que en toda la gama de SNR.

Es evidente que el filtro de cancelación de interferencia mejora en gran medida la SINR en sistemas OFDM sin CP. Mientras tanto, un interesante dato de los resultados de la simulación es que a pesar de que los diferentes canales harán que el rendimiento de SINR sea diferente, la diferencia es leve.

La razón es que los diferentes canales se corresponden con los filtros óptimos diferentes. Dado un canal, el filtro óptimo deriva del propuesto método. Por otro lado, esta es la razón por la que el método no es adecuado para el canal de tiempo variable, especialmente para el canal de desvanecimiento rápido.

### 3.2.3 Filtro óptimo de cancelación de ISI e ICI para OFDM sin PC

Para mitigar la ISI y la ICI, la señal  $Y$  de vector recibido se multiplica por una matriz  $Z$  que es  $N \times N$  resultando:

$$\tilde{Y} = ZY = Z\tilde{C}X_i + ZCX_i + ZCX_{i-1} + ZW = Z_{\tilde{c}}X_i + Z_CX_i + Z_SX_{i-1} + \tilde{W} \quad (3.14)$$

La tasa en OFDM viene dada por:

$$Rate = \sum_{k=0}^{N-1} \log_2 \left( 1 + \frac{SINR(k)}{\Gamma} \right) \quad (3.15)$$

Para maximizar dicha tasa, debemos maximizar  $SINR(k)$ , por lo tanto el problema queda resuelto al encontrar  $SINR_{opt}(k)$  como:

$$SINR(k)_{opt} = e_k^H C^H \tilde{R}_k^{-1} C e_k \quad (3.16)$$

$$\tilde{R} = \frac{1}{SNR} I + R = LL^H \quad (3.17)$$

siendo  $e_i$  el vector unitario  $i$ -ésimo,  $R = CC^H + SS^H$  y  $C$  y  $S$  las descritas anteriormente.

### 3.3 MÉTODO ITERATIVO EN TIEMPO Y FRECUENCIA PARA LA CANCELACIÓN DE ISI E ICI

En esta sección se va a proponer un método iterativo en tiempo y frecuencia para la cancelación de la ISI y la ICI, con una ventaja adicional, que este método posee una complejidad baja  $o(N) = N$  [3].

El transmisor aplica una IFFT de  $N$  puntos a la señal  $S$  transmitida, y le añade el PC de longitud  $M$ .

Si es el  $i$ -ésimo símbolo a transmitir,  $F_N^H$  es la matriz IFFT de  $N$  puntos.

La salida del transmisor (sin contar el PC) es  $X^i = F_N^H \cdot S^i$  y el  $i$ -ésimo bloque recibido después de quitar el PC es  $r^i = H^{(i)} X^i + r_3^i + r_4^i$  siendo  $r_3^i = B^{(i)} X^{(i-1)}$ , la contribución de la ISI en el dominio del tiempo del bloque anterior  $i-1$  debido al PC insuficiente y  $r_4^i = -A^{(i)} X^i$ , la contribución de la ICI en el dominio del tiempo debido al PC insuficiente.

$H^{(i)}(k,n) = h^{(i)}(k, (k-n)_N)$ , donde  $h^{(i)}(k,n)$  es la respuesta al impulso del canal en el bloque  $i$  y en el instante  $k$ .

Además,  $B^{(i)}(k,n) = h^{(i)}(k, k-n+M+N)$  y  $A = B^{(i)} P$ , siendo  $P$  una matriz de permutación circular de las columnas de  $B^{(i)}$  a la izquierda  $M$  valores.

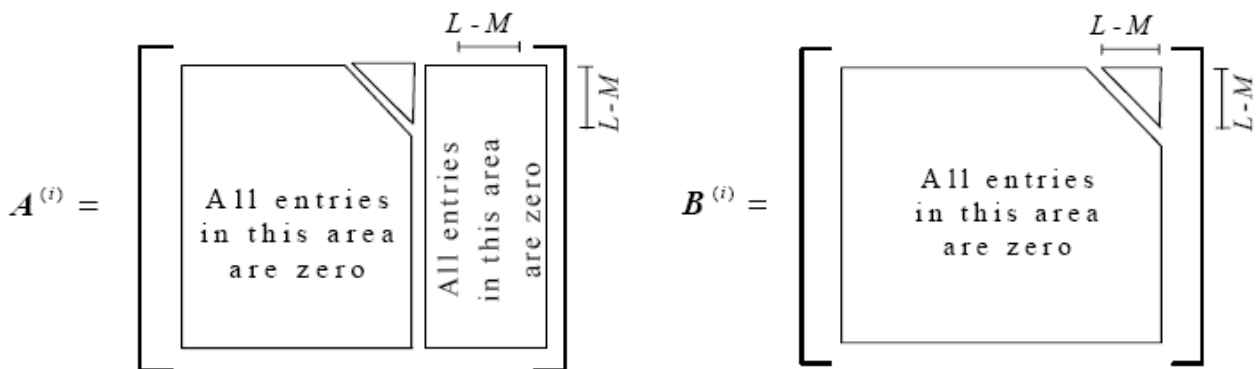


Fig. 3.2: Estructuras de las matrices  $A^{(i)}$  y  $B^{(i)}$

En el receptor, se quita el PC y se aplica una FFT de  $N$  puntos. Por tanto,  $Y$  es el resultado de demodular la señal  $r$  haciendo la FFT de  $N$  puntos.

$$Y^{(i)} = Y^{(i)}_1 + Y^{(i)}_2 + Y^{(i)}_3 + Y^{(i)}_4 \quad (3.18)$$

$$Y^{(i)}_1 = F_N r_1^{(i)} \quad (3.19)$$

$$Y^{(i)}_2 = F_N r_2^{(i)} \quad (3.20)$$

$$Y^{(i)}_3 = F_N r_3^{(i)} \quad (3.21)$$

$$Y^{(i)}_4 = F_N r_4^{(i)} \quad (3.22)$$

### 3.3.1 Método de Mitigación de ICI e ISI

El método trata de cancelar la contribución de ICI  $r_2^{(i)}$  y  $r_4^{(i)}$  y de ISI  $r_3^{(i)}$ . Para ello se explican los ocho pasos a seguir de forma recursiva:

**Paso 1:** se estima el bloque  $(i-1)$  transmitido  $S^{(i-1)}$ , sin considerar ICI ni ISI mediante el uso de un tap-equalizer. Lo convertimos en  $X^{(i-1)}$  mediante la iFFT.

**Paso 2:** calcular  $r'_3{}^{(i)} = B^{(i)} X^{(i-1)}$  y se resta de  $r^{(i)}$  de forma que el resultado queda:

$$r''^{(i)} = r^{(i)} - B^{(i)} X^{(i-1)} \quad (3.23)$$

**Paso 3:**  $r''^{(i)}$  se convierte al dominio de la frecuencia, usando otro *tap equalizer* (sin tener en cuenta ISI ni ICI) y se toman decisiones atendiendo a  $S^{(i)} = [s'_{i,0}, \dots, s'_{i,N-1}]^T$ , que se convierte a  $X^{(i)}$  mediante iFFT.

**Paso 4:** se anula el término de ICI y se cancela sustrayéndolo de  $r''^{(i)}$  en el bloque  $i$ -ésimo:

$$r^{(i)}(I) = r''^{(i)} - H_{var}^{(i)} X^{(i)}(I-1) + A^{(i)} X^{(i)}(I-1) \quad (3.24)$$

donde  $\mathbf{r}^{(i)}(\mathbf{I}) = [r_{i,0}^{(i)}, \dots, r_{i,N-I}^{(i)}]^T$ ,  $\mathbf{X}^{(i)}(\mathbf{I}-1) = [x'_{i,0}^{(i-1)}, \dots, x'_{i,N-I}^{(i-1)}]^T$ , siendo  $I$  el numero de iteración en el que estamos y empezando por  $I=1$  y  $\mathbf{X}^{(i)}(\mathbf{0}) = \mathbf{X}^{(i)}$  obtenido en el *paso 3*.

**Paso 5:**  $\mathbf{r}^{(i)}(\mathbf{I})$  se convierte al dominio de la frecuencia, se toman decisiones atendiendo a  $\mathbf{S}^{(i)}(\mathbf{I}) = [s'_{i,0}^{(i-1)}, \dots, s'_{i,N-I}^{(i-1)}]^T$ , que se convierte a  $\mathbf{X}^{(i)}(\mathbf{I})$  mediante IFFT.

**Paso 6:** repetimos los pasos 4 y 5 con  $I = I+1$ .

**Paso 7:** fin de la cancelación de ISI e ICI para el bloque  $i$ .

**Paso 8:** repetir pasos del 2 al 7 para el bloque  $i+1$  con  $i = i+1$ .

## 3.4 ALGORITMO RISIC

En este apartado se desarrolla una técnica iterativa para mitigar la interferencia residual intersímbolos (ISI) en los sistemas OFDM, que supera la longitud del intervalo de guarda. La técnica, llamada técnica residual de cancelación de la ISI (RISIC) [8], utiliza una combinación de cancelación de la cola y la restauración cíclica y está demostrado que ofrece grandes mejoras en el rendimiento.

Vamos a considerar también los efectos de la estimación de canal imperfecta. El algoritmo RISIC se aplica a la televisión terrestre de alta definición (HDTV) que utiliza el sistema de radiodifusión un esquema de codificación concatenado para el control de error. Los resultados muestran que el algoritmo RISIC puede mitigar eficazmente la ISI residual.

### 3.4.1 Introducción

La televisión de alta definición (HDTV) es una de las muchas aplicaciones que usa OFDM, debido a la alta velocidad de datos (20 Mb/s) y el ancho de banda limitado (6 MHz en Norteamérica y Japón).

Para una transmisión con éxito se requieren muy bajas tasas de error, ya que los errores tienden a propagarse sobre muchos paquetes, debido a la codificación de origen con una compresión de muy alta proporción. Típicamente, una tasa de error de paquete (PER) debe ser de menos de  $10^{-5}$  para la recepción satisfactoria. Junto con la ISI, la interferencia entre canales (ICI), surge de la pérdida de ortogonalidad en un subcanal OFDM y se sabe que limitan el rendimiento de los sistemas OFDM. Los errores creados por la ISI y la ICI son graves desafíos para el éxito de la televisión de alta definición basada en OFDM. El codificador *Trellis* y los sistemas de antena de diversidad pueden reducir significativamente los errores debido a ICI. Sin embargo, el retraso muy largo o el despliegue de redes de frecuencia única de transmisión simultánea (SFN 's) plantea la posibilidad de que la duración de la ISI exceda la longitud del intervalo de guarda. Tal ISI se denomina residuo ISI y puede ser devastador, incluso en pequeñas cantidades. Aumentar la longitud del intervalo de guarda para reducir el residuo ISI tiene sus limitaciones, ya que introduce una disminución de ancho de banda, como ya se ha explicado anteriormente.

Vamos a presentar una técnica para mitigar la ISI residual, se llama cancelación residual de ISI

(RISIC). La técnica RISIC se basa en un método muy eficiente para la cancelación de eco. Se puede considerar como una versión iterativa del método de cancelación de eco multitono basado en datos. Se demuestra que esta técnica es altamente eficaz en la lucha contra la ISI residual y conlleva una complejidad razonable.

### 3.4.2 OFDM en los canales con ISI

#### 3.4.2.1 Canal estático con ISI

Las muestras recibidas para el bloque  $i$ -ésimo después de la eliminación del intervalo de guarda son la suma de dos componentes: la componente de la muestra recibida con contribuciones sólo desde el bloque  $i-1$  ( $r_{i-1,k}$ ) y la componente con las contribuciones sólo a partir del bloque  $i$  ( $r_{i,k}$ ).

Por tanto tenemos que:

$$\tilde{r}_{i,k} = \sum_{m=0}^M h_m x_{i,(k-m)_N} \quad (3.25)$$

$$\tilde{r}_{i,k} = r_{i,k} - r_{i-1,k} + \sum_{m=G+1}^M h_m x_{i,(k-m)_N} \cdot (1 - u(k-m+G)) \quad (3.26)$$

la secuencia recibida  $\{r_{i,k}\}$  ( $k=0, \dots, N-1$ ) es demodulada tomando la FFT de  $N$  puntos.

Para el símbolo  $n$  del bloque  $i$ , tenemos una contribución de ISI del bloque  $i-1$ , señal útil y término de ICI. Podemos expresar la FFT  $\{r_i\}$  de forma:

$$\mathbf{Z}_n = FFT\{r_i\}(n) = \eta_n \mathbf{X}_n + \mathbf{I}_n \quad (3.27)$$

sabiendo que:

$$\eta_n = \sum_{m=0}^G h_m \exp\left\{-j \frac{2\pi m n}{N}\right\} + \sum_{m=G+1}^M h_m \exp\left\{-j \frac{2\pi m n}{N}\right\} \left(1 + \frac{G-m}{N}\right) \quad (3.28)$$

$$\mathbf{I}_n = \mathbf{I}_{i,n} + \mathbf{I}_{i-1,n} \quad (3.29)$$

Donde  $\mathbf{I}_{i,n}$  es el término de ICI y  $\mathbf{I}_{i-1,n}$  es el término de ISI.

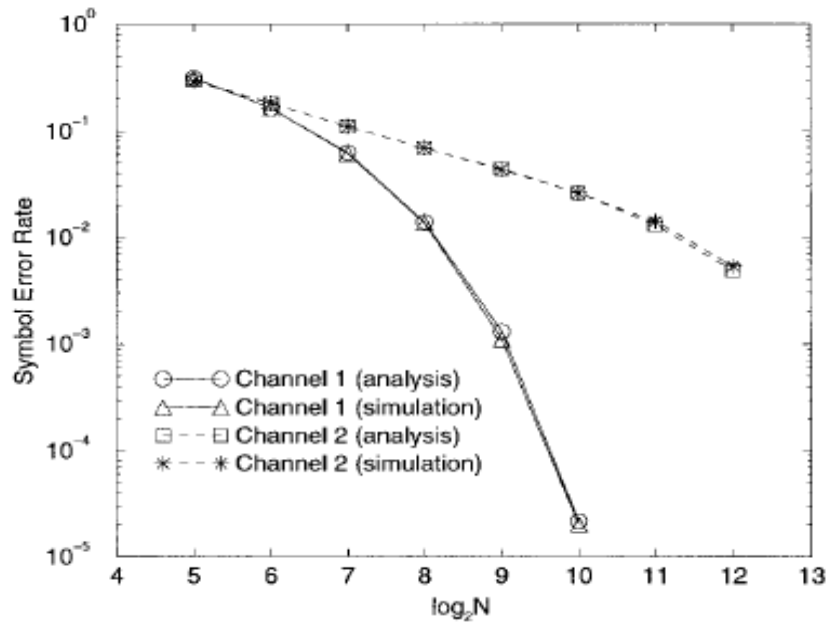


Fig. 3.3: Comportamiento de una señal OFDM con un canal estático con ISI y diferentes tamaños de bloque. PC suprimido [9]

Como era de esperar, el error debido a la ISI se reduce con un aumento del tamaño de bloque. Sin embargo, cuando existen subcanales profundamente nulos, como en el Canal 2, la mejora al aumentar el tamaño del bloque es poco significativa. Por lo tanto, aumentar el tamaño de bloque, no es siempre una solución eficiente contra la ISI.

### 3.4.2.2 Canal con desvanecimiento con ISI

En los canales de desvanecimiento, las variaciones en tiempo del canal durante un bloque provocan ICI. Para los tamaños grandes de bloque, la ICI puede tratarse como ruido blanco aditivo Gaussiano (AWGN).

El tamaño del bloque debe ser lo suficientemente pequeño para mantener el baja la ICI, mientras que a la vez debe ser suficientemente grande como para mantener baja la ISI, para los canales con una respuesta larga al impulso.



### 3.4.3 ALGORITMO RISIC

Si el canal cambia poco durante la duración de los bloqueos y el intervalo de guarda es suficientemente grande, entonces el canal de salida es:

$$\tilde{r}_{i,k} = \sum_{m=0}^M h_m x_{i,(k-m)_N} \quad (3.30)$$

donde  $r_{i,k}$  representa la salida del canal deseado que está libre de ISI. Para lograr la salida deseada del canal en presencia ISI residual se deben tomar dos medidas. La primera eliminar la ISI residual de la señal recibida, y la segunda la reconstrucción para restaurar la ciclicidad y evitar la ICI. Estos dos procedimientos se llaman cancelación de cola y reconstrucción cíclica, respectivamente. El procedimiento se describe con:

$$\tilde{r}_{i,k} = r_{i,k} - r_{i|k-L,k} + \sum_{m=G+1}^M h_m x_{i,(k-m)_N} (1 - u(k-m+G)) \quad (3.31)$$

La ISI residual se elimina de la señal recibida restando el segundo término en la fórmula anterior. La ciclicidad se restaura con el último término de la fórmula. La viabilidad de la aplicación de la cancelación de cola y la reconstrucción cíclica depende de la disponibilidad de la señal transmitida en el receptor. Los canceladores de eco tienen un conocimiento exacto de los símbolos transmitidos, por ello los procedimientos anteriores han sido correctamente implementados.

La gran mayoría de las aplicaciones de comunicación requieren mitigación de la ISI, sin embargo, no gozan de este lujo. Se describe ahora el método para reducir el efecto de la ISI, utilizando los procedimientos antes mencionados, cuando los símbolos transmitidos no están disponibles para el receptor, a priori.

Con el Algoritmo RISIC, suponemos que la respuesta al impulso del canal es constante durante un período de bloque. El algoritmo RISIC se ejecuta de la siguiente manera:

- 1) Se obtiene una estimación de la respuesta al impulso del canal, a partir de una secuencia de

entrenamiento y actualizada en un modo de decisión directa.

- 2) Las decisiones sobre los símbolos de transmisión desde el bloque se obtienen para su uso en la cancelación de cola.

Dado que las decisiones se ven afectadas por la ISI residual, algunos pueden ser erróneos. Estos símbolos se convierten de nuevo al dominio del tiempo utilizando la IFFT.

- 3) Para el bloque del índice llevamos a cabo la cancelación de la cola calculando la ISI residual y estándole, es decir,

$$\tilde{r}_{i,k}^{(0)} = r_{i,k} - \sum_{m=G+1}^{\hat{M}} \tilde{h}_m \tilde{x}_{i-1,(k-m+G)} \cdot (1 - u(k-m+G)) \quad (3.32)$$

donde  $\hat{M}$  es la longitud máxima estimada de la respuesta al impulso del canal.

- 4) La  $r_{i,k}$  obtenida en el *paso 3* se convierte al dominio de la frecuencia mediante la FFT y se toman las decisiones.

Posteriormente, las decisiones se convierten de nuevo al dominio del tiempo para llegar a  $x_{i,k}$ .

- 5) Después llevamos a cabo la reconstrucción cíclica mediante la formación de

$$\tilde{r}_{i,k}^{(I)} = \tilde{r}_{i,k}^{(0)} + \sum_{m=G+1}^{\hat{M}} \tilde{h}_m \tilde{x}_{i,(k-m)}^{(I-1)} \cdot (1 - u(k-m+G)) \quad (3.33)$$

donde  $I$  representa un número de iteración con un valor inicial de  $I = 1$

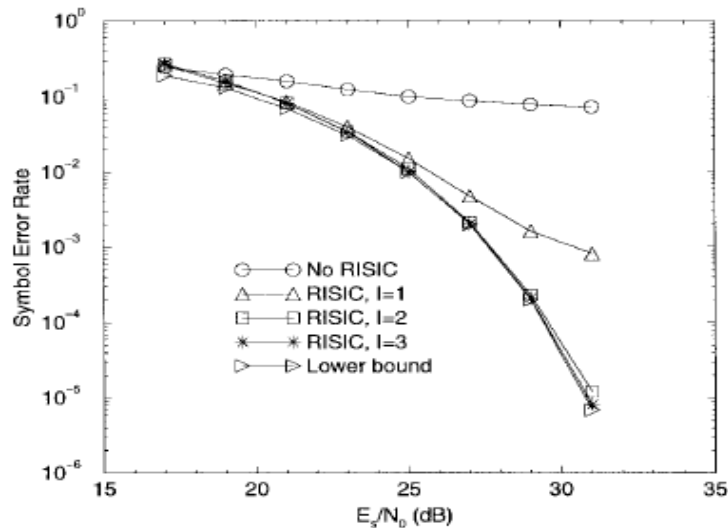
- 6) La  $r_{i,k}$  se convierte al dominio de la frecuencia y las decisiones se toman en base a  $X_{i,n}$ .
- 7) Para continuar con las siguientes iteraciones, se convierte el  $X_{i,n}$  en  $x_{i,k}$  y se repiten los pasos del 5-7 con  $I \leftarrow I+1$ .
- 8) Llegamos al fin del algoritmo RISIC para el bloque  $i$ .

## Actuación del algoritmo RISIC

A la hora de evaluar el rendimiento del algoritmo RISIC, tenemos en cuenta ambos canales de ISI, estáticos y con desvanecimiento. También se comprueba la estabilidad del Algoritmo RISIC y el efecto de usar peores estimaciones de canal.

### 3.4.3.1 Canal estático con ISI

Supongamos que el receptor tiene información perfecta del canal. Se consideran los dos canales estáticos de la sección 3.4.2.1.



**Fig. 3.4:** Comportamiento de la técnica RISIC en el canal1 para PC Suprimido y  $N=128$  [9]

Las Figuras 3.4 y 3.5 ilustran el funcionamiento de la RISIC para los canales 1 y 2, respectivamente, donde  $E_s$  representa el símbolo de energía y  $N_0$  representa la densidad espectral de potencia de AWGN.

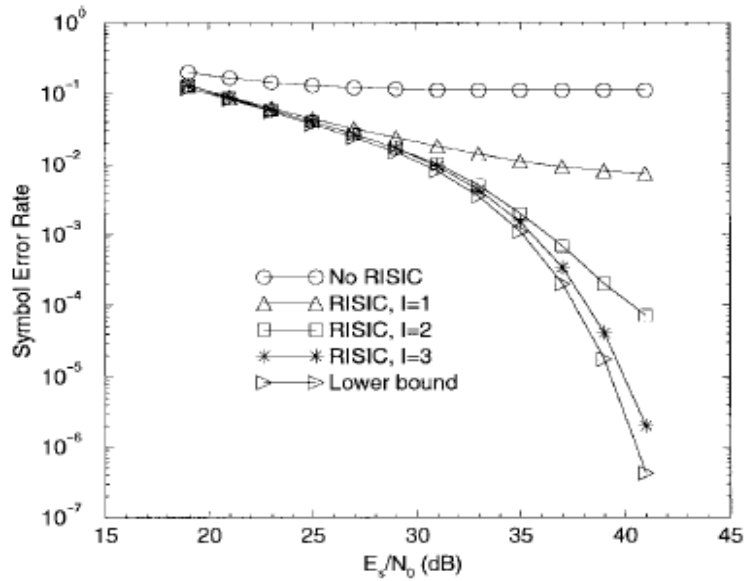


Fig. 3.5: Comportamiento de la técnica RISIC en el canal2 para PC suprimido y  $N=128$  [9]

RISIC ofrece una gran mejora en la SER, incluso después de la primera iteración y especialmente a alta SNR. Se alcanzan varios órdenes de mejora en la magnitud de la SER, para los dos canales, después de dos o tres iteraciones.

En el canal 1, se requieren dos iteraciones para lograr efectivamente el límite inferior, para el canal2 se requieren tres iteraciones.

Puede ser necesaria una secuencia periódica piloto, incluso aunque esté disponible la información del canal perfecta, con el fin de evitar la inestabilidad cuando se alimenta de nuevo una señal muy equivocada en la cancelación de cola. La Tabla II muestra los resultados de RISIC en el canal 1 con  $N = 64$  para  $E_s/N_0 = 35$ dB.

### 3.4.3.2 Canal con desvanecimiento e ISI

Para los canales de desvanecimiento con ISI, la respuesta al impulso del canal varía con el tiempo. Si el canal cambia un poco más de lo que dura un bloque, y  $M-G \ll N$ , entonces

$$h_m \approx \frac{1}{\sqrt{N}} \text{IFFT}\{\eta\}(m) \quad (3.34)$$

Cuando las variaciones del canal son rápidas, la ICI domina la situación más que la ISI. Las figuras 7 y 8 muestran el rendimiento del RISIC en un canal con  $f_D N T_s = 0.001$  y  $0.005$ , respectivamente, y 5% de sobrecarga.

### 3.4.4 APLICACIÓN DE RISIC A LA TRANSMISIÓN TERRESTRE HDTV

Se han sugerido incluso esquemas de codificación concatenados como medio para lograr la tasa de bit de error (BER) tan baja que es necesaria para la transmisión HDTV. Puesto que el ancho de banda en América del Norte y Japón es de 6 MHz, el código interno debe ser un esquema de codificación tal que el ancho de banda eficaz no lo supere, tal como un código-enrejado. En primer lugar, se muestra cómo la técnica RISIC puede ser utilizada en conjunción con los códigos de corrección de errores y, a continuación se evalúa el rendimiento del enlace de una transmisión típica de HDTV en un canal estático de ISI.

La implementación de la técnica RISIC requiere decisiones bloque a bloque. Cuando se utiliza codificación *trellis*, esta condición puede ser satisfecha terminando los códigos al final de cada bloque. Por lo tanto, elegimos un codificador *feedforward*, ya que el *trellis* se puede terminar fácilmente con una secuencia de ceros al final de cada bloque.

La elección de un *trellis* para un canal de difusión es un reto ya que los canales son muy diversos. Es imposible seleccionar un código único que optimice el rendimiento en todos los canales estáticos ISI. Podríamos, sin embargo, elegir un código que funcionara bien con las características del canal esperados. Para la radiodifusión televisiva, los canales se pueden clasificar como estáticos (o cuasi-estáticos) con ISI, donde el canal es invariante o varía muy lentamente en el tiempo. Cuando se utiliza OFDM en un canal estático con ISI, la selectividad de frecuencia hace que el canal se comporte como un canal de desvanecimiento plano. La razón es que los símbolos que se transmiten en los subcanales diferentes experimentar diferentes ganancias, es decir, algunos de los subcanales parecen mostrar un desvanecimiento mientras que otros no lo hacen.

Para transmitir 4 bits/s/Hz sobre un canal de desvanecimiento usamos señal en fase y en cuadratura (IQ) independientes, codificadas con dos tasa-2/3 de 8PAM. Dado que los codificadores para estos tipos de código, 2/3 de 8PAM, usan retro alimentación, tenemos que convertirla en una realización *feedforward*.

Para una restricción de longitud de codificador de cinco, la matriz generadora es:

$$G = \begin{bmatrix} D & 0 & D^2 + D + 1 \\ 1 & D^3 + D^2 + D & D^2 + D \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Para el código externo, se utiliza un código reducido RS (204, 188) con ocho bits por símbolo, que pueden corregir los errores de ocho símbolos.

La técnica RISIC con codificación concatenada es esencialmente la misma que la descrita anteriormente. La principal diferencia es que los decodificadores deben ser utilizados en el proceso de toma de decisiones, y la señal de re alimentación utilizada en el procedimiento de cancelación es obtenida a partir de los símbolos de código (con intercalado de frecuencia).

Generalmente, el código exterior proporcionará un rendimiento satisfactorio si el código interior puede proporcionar un SER de  $10^{-3}$  o inferior. Como hemos visto anteriormente, el algoritmo RISIC funciona bien, aun cuando la SER es mucho mayor que  $10^{-2}$ . Por lo tanto, la complejidad que implica el uso de la técnica RISIC con concatenación puede reducirse mediante el uso de las decisiones en la salida del código *trellis* interno en el algoritmo RISIC. El decodificador externo utiliza las decisiones en la salida del decodificador interno después de la última iteración del algoritmo RISIC. Las estimaciones del canal se puede actualizar utilizando decisiones finales, ya sea del decodificador interno o externo. Ya que la SER en la salida del decodificador externo en la transmisión de HDTV es extremadamente baja, las simulaciones se realizan solamente para el código *trellis* interno.

Se requieren 5,73 MHz de ancho de banda para soportar una velocidad de 20 Mb/s, incluidos los gastos generales de una secuencia de entrenamiento (5%), la codificación, y la terminación *trellis*. Esto cumple el ancho de banda de 6 MHz asignada para HDTV radiodifusión en Japón y América del Norte. Se realiza una estimación de canal al comienzo de la simulación. Los bloques periódicos de capacitación también se transmiten a una velocidad de un entrenamiento en bloque cada 20 bloques enviados.

El canal se basa en el *COST-207* seis coeficientes típico del modelo HT, con coeficientes fijados. Elegimos un tamaño de bloque con el intervalo de guarda de 5s. El intervalo de guarda de tiempo es suficiente para mitigar la ISI para el modelo de canal TU, pero mucho menos que el plazo máximo para la propagación en el modelo HT, que es de 17,2s.

### **3.5 CANCELACIÓN DE ISI E ICI MEDIANTE OPT**

En este apartado se va a introducir una transmisión OFDM computacionalmente eficiente que no requiere un prefijo cíclico y por lo tanto ofrece una gran eficiencia espectral, suponiendo en todo momento, la ausencia de ruido. La ISI debida a la dispersión temporal del canal se combate mediante una cancelación de la misma. Se demuestra que la inversión de la matriz de canal para la cancelación de ICI se puede hacer por la Técnica Perturbación del Operator (OPT) mucho más eficiente que por las resoluciones convencionales. Se puede complementar el OPT con más técnicas y por lo tanto se reduciría la base del error a cero para canales selectivos en frecuencia. El gasto de una transmisión a 2MBit/s puede acercarse a 500MFlops. La técnica también puede hacer frente de forma sencilla a canales variables en el tiempo [11].

Bajo el supuesto de la decisión correcta para el último símbolo, la ISI puede ser eliminada mediante una cancelación de ISI, mientras que para combatir la ICI requiere un ecualizador que realice una inversión de la función de transferencia del canal. Dado que las técnicas estándar de inversión de la matriz son demasiado costosas computacionalmente, se propone el uso de las OPT combinadas con técnicas para acelerar la convergencia.

#### **3.5.1 MODELO DEL SISTEMA**

La modulación de la subportadora se hace por medio de una Transformada Inversa discreta de Fourier (IDFT) de los bloques de datos (longitud típica  $N = 64... 1024$  portadoras pero también es posible encontrar 8000 portadoras en DVB). Antes de la transmisión, se inserta un periodo de guarda en el comienzo de la transmisión del bloque (símbolo OFDM) para evitar interferencias entre los símbolos consecutivos (ISI). El receptor separa esta parte y realiza la DFT con el resto del símbolo recibido. Si el período de guarda es una copia del final del símbolo, la convolución lineal realiza por el canal se ve como una convolución cíclica. Este período de guarda se denomina "prefijo cíclico"(PC). Debido a la convolución cíclica, la conexión entre los bloques de transmisor-receptor y de datos es simplemente la multiplicación punto a punto por el canal respuesta en frecuencia en las frecuencias de las subportadoras. Así, las subportadoras permanecen independientes, y no se producen interferencia interportadora (ICI). El ecualizador en el receptor



reduce a una multiplicación punto a punto por la respuesta inversa del canal. Si el prefijo cíclico es más corto que la respuesta de impulso o tiene longitud cero, vamos a tener ISI e ICI. La ISI es la parte de la interferencia que se deriva del símbolo anterior, mientras que la ICI es la auto-interferencia, donde cada tono es alterado por otro tono del propio símbolo.

### 3.5.2 MATRIZ DE INTERFERENCIA DE CANAL

#### 3.5.2.1 Cancelación de ISI

Se llega a la transformada discreta de *Fourier* de la secuencia recibida en el receptor. Se fija la longitud de un posible PC en  $G$  símbolos. Las primeras  $L-G-1$  muestras de  $y_i[n]$  están distorsionadas con ISI del símbolo anterior  $x_{i-1}$  (siendo  $L$  el número de componentes de  $h[l]$ ), así que  $y_{i,c}$  consta de dos partes:

$$y_i[n] = \sum_{l=0}^{L-1} h[l]x_i[n-l]_N \sigma[n-l+G] + \sum_{l=G+1}^{L-1} h[l]x_{i-1}[n-l+G]_N (1 - \sigma[n-l+G]) = y_i^{(i)}[n] + y_i^{(i-1)}[n] \quad (3.36)$$

Para reconstruir los símbolos enviados, el receptor hace una DFT de  $y_i[n]$ ,  $Y_{i,k} = DFT \{y_i[n]\}_{\{k\}}$  donde  $k$  es el índice de la subportadora,

$$Y_{i,k} = \sum_{n=0}^{N-1} (y_i^{(i)}[n] + y_i^{(i-1)}[n]) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} = \underbrace{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} h[l]x_i[n-l]_N \sigma[n-l+G] e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}}_{Y_{i,k}^{(i)}} + \quad (3.37)$$

$$+ \underbrace{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=G+1}^{L-1} h[l]x_{i-1}[n-l+G]_N \cdot (1 - \sigma[n-l+G]) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}}_{Y_{i,k}^{(i-1)}}$$

$$Y_{i,k}^{(i-1)} = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{l=G+1}^{L-1} X_{i-1,m} \cdot H_i^{(i-1)}(m-k) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}m(l-G)} \quad (3.38)$$

$$Y_{i,k}^{(i)} = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} X_{i,m} \cdot H_i^{(i)}(m-k) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}im} \quad (3.39)$$

donde  $Y_{i,k}^{(i)}$  e  $Y_{i,k}^{(i-1)}$  son las dos partes de  $Y_{i,k}$  originadas a partir del símbolo  $i$ , y del símbolo anterior  $i-1$ . Al final,  $Y_{i,k}^{(i)}$  se puede simplificar,

$$Y_{i,k}^{(i)} = \sum_{m=0}^{N-1} a_{km} \cdot X_{i,m} \quad (3.40)$$

que forma un vector, producto del bloque de datos  $X_i$  por el canal  $H$ . Donde:

$$a_{km} = \sum_{l=0}^{L-1} H_i^{(i)}(m-k) e^{-j \frac{2\pi}{N} lm} \quad (3.41)$$

$$H_i^{(i)}(m-k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h[l] \sigma[n-l+G] e^{j \frac{2\pi}{N} n(m-k)} \quad (3.42)$$

$$H_i^{(i-1)}(m-k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h[l] [1 - \sigma[n-l+G]] e^{j \frac{2\pi}{N} n(m-k)} \quad (3.43)$$

$a_{km}$  es el coeficiente  $(k, m)$ -ésimo de la matriz de canal  $H$  con ICI.

$$Y_i^{(i)} = H \cdot X_i \quad (3.44)$$

El segundo término  $Y_{i,k}^{(i-1)}$  también se puede simplificar de la misma manera, donde en la ecuación se genera el vector, producto del bloque de datos  $X_{i-1}$  y el canal  $H_{ISI}$ .

$$Y_{i,k}^{(i-1)} = \sum_{m=0}^{N-1} b_{km} \cdot X_{i-1,m} \quad (3.45)$$

donde

$$b_{km} = \sum_{l=G+1}^{L-1} H_i^{(i-1)}(m-k) e^{-j \frac{2\pi}{N} (l-G)m} \quad (3.46)$$

$b_{km}$  es el coeficiente  $(k, m)$ -ésimo de la matriz de canal  $H_{ISI}$  con ISI.

$$Y_i^{(i-1)} = H_{ISI} \cdot X_{i-1} \quad (3.47)$$

Por tanto, se ve claramente que la señal recibida  $Y$  contiene dos partes:

$$\mathbf{Y}_i = \mathbf{Y}_i^{(i)} + \mathbf{Y}_i^{(i-1)} \quad (3.48)$$

donde  $\mathbf{Y}_i^{(i-1)}$  es el término de ISI e  $\mathbf{Y}_i^{(i)}$  contiene los datos deseados perturbados por la ICI. Nótese que si se utilizó un PC de longitud suficiente,  $\mathbf{H}_{ISI} = \mathbf{0}_{N \times N}$  y  $\mathbf{H}$  es una matriz diagonal con  $a_{kk} = DFT\{h[l]\}_k$ . Puesto que ya se decidió en el vector de datos anterior  $\mathbf{X}_{i-1}$ , se puede calcular  $\mathbf{Y}_i^{(i-1)}$  y restarlo de  $\mathbf{Y}_i$ . Este procedimiento se denomina "cancelación ISI" y, o bien puede hacerse en el dominio de la frecuencia, o como se mostró aquí, en el dominio del tiempo.

### 3.5.2.2 Cancelación de ICI

La cancelación de ICI es un problema más difícil de lo que es la cancelación ISI. De las ecuaciones anteriores obtenemos:

$$\mathbf{Y}_i^{(i)} = \mathbf{Y}_i - \mathbf{Y}_i^{(i-1)} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{X}_i \quad \rightarrow \quad \mathbf{X}_i = \mathbf{H}^{-1} \cdot \mathbf{Y}_i^{(i)} \quad (3.49)$$

donde  $\mathbf{Y}_i$  es el vector de datos recibido,  $\mathbf{Y}_i^{(i)}$  es el vector de datos de ISI cancelada, y  $\mathbf{X}_i$  es el vector de datos transmitidos que se va a estimar. Después de la cancelación ISI el vector de datos aún contiene la interferencia de su propio símbolo, la interferencia entre portadoras ICI. Para equalizar esta interferencia tenemos que implementar la ecuación anterior.

La ventaja de este enfoque en comparación con el algoritmo RISIC, es que se puede aplicar fácilmente a canales variables en el tiempo. Para evitar problemas de estabilidad con algoritmos de inversión de matriz para las matrices de canal mal condicionadas, proponemos utilizar la matriz pseudo inversa de Moore-Penrose  $\mathbf{H}^\# = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$ , donde  $\mathbf{H}^H$  es la matriz hermítica de  $\mathbf{H}$ . Tanto una inversión de la matriz convencional y la pseudo, requieren  $o(N^3)$  operaciones, donde  $N$  es el tamaño de la matriz cuadrada.

Con 128 portadoras, una 16QAM con 100 MFlops DSP necesita alrededor de 20 ms para invertir  $\mathbf{H}$ . La tasa resultante sería  $Rb = 1/20ms \cdot 128 \cdot \log_2(16) = 25600 \text{ bps}$ . Este ejemplo muestra la necesidad de un método de inversión más eficiente. Por ello se recurre a una técnica (OPT) que necesita  $O(n^2)$  operaciones por iteración. Para 2 Mbps de transmisión de datos, se requiere un DSP de 500MFlops, si el OPT necesita 8 iteraciones para converger.

### 3.5.3 OPT (Operator Perturbation Technique)

#### 3.5.3.1 OPT Estándar

La técnica de perturbación del operador es un método para aproximar eficientemente e invertir operadores lineales y no lineales. Fue introducido originalmente por Cannon JC y es bien conocido en la comunidad astrofísica. Lo usamos para la inversión de nuestra matriz de canal OFDM.

$\mathbf{H}'$  es el operador aproximado con una inversa fácil de computar.  $\epsilon$  es la desviación de la solución obtenida.  $\mathbf{X} = \mathbf{H}'\mathbf{Y}$  se encuentra mediante la siguiente iteración:

$$1. \mathbf{X}_0 = \tilde{\mathbf{H}}^{-1}\mathbf{Y} \quad (3.50)$$

$$2. \epsilon_0 = (\tilde{\mathbf{H}} - \mathbf{H}) \mathbf{X}_0 \quad (3.51)$$

$$3. \mathbf{X}_{i+1} = \tilde{\mathbf{H}}^{-1}(\epsilon_i + \mathbf{Y}) \quad (3.52)$$

$$4. \epsilon_{i+1} = (\tilde{\mathbf{H}} - \mathbf{H}) \mathbf{X}_{i+1} \quad (3.53)$$

Después de la inicialización (pasos 1 y 2), los pasos 3 y 4 se repiten hasta que se alcanza un criterio previamente fijado. Sustituyendo el paso 4 en el paso 3

$$\mathbf{X}_{i+1} = \mathbf{X}_i + \underbrace{\tilde{\mathbf{H}}^{-1}(\mathbf{Y} - \mathbf{H}\mathbf{X}_i)}_{\epsilon_x} \quad (3.54)$$

donde  $\epsilon_x$  es el error de  $\mathbf{X}_i$ .

#### 3.5.3.2 OPT con Técnicas ciegas

Como sabemos que la solución de  $\mathbf{X} = \mathbf{H}'\mathbf{Y}$  debe estar en el conjunto  $\{-1, +1\}$  para BPSK (propiedad alfabeto finito) podemos incluir una bloque de decisión BPSK después del paso 3 del algoritmo OPT. Este bloque decide sobre los componentes de  $\mathbf{X}_{i+1}$  y los fuerza a +1 o -1. A esta técnica se le llama "OPT con decisión".

## 3.6 PRESTACIONES DE LOS MÉTODOS

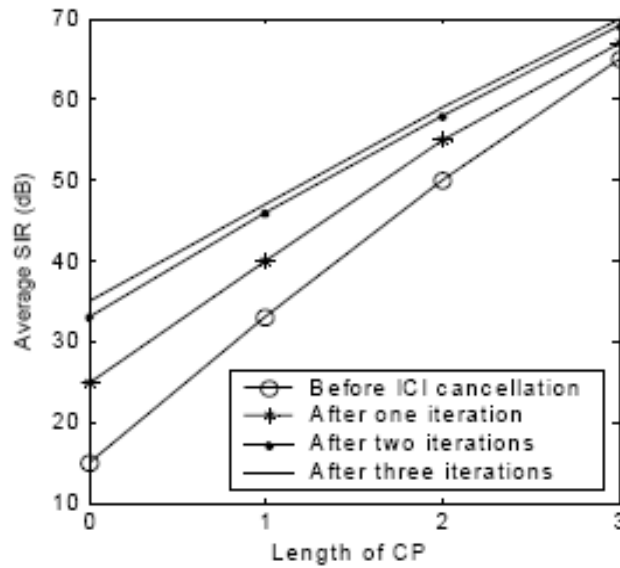
### 3.6.1 INTRODUCCIÓN

En este apartado vamos a estudiar las prestaciones de los algoritmos descritos en los apartados anteriores, de forma teórica, abordando diferentes escenarios tal y como se plantea en algunos de los artículos estudiados y contando con algunas de sus simulaciones.

### 3.6.2 MÉTODO ITERATIVO EN TIEMPO Y FRECUENCIA

En esta sección, se muestran los resultados de haber puesto a prueba el método propuesto de supresión de ICI e ISI a través de simulaciones por ordenador. El número de subportadoras es  $N=256$ , y se adopta la constelación QPSK. La energía de bit es  $E_b = E_s/2$ , donde  $E_s$  es la energía del símbolo. Se usa un modelo de canal de 5 componentes ( $L = 4$ ) con un retardo exponencial. Cada componente del canal es un proceso gaussiano aleatorio, complejo e independiente, generado con el espectro Doppler basado en el modelo de Jakes [3]. Como la SIR depende del canal, en todas las figuras se representa el promedio SIR de más de 1000 canales de matrices aleatorias.

En primer lugar se prueba el rendimiento del método de cancelación de ICI en sistemas OFDM con CP suficiente ( $M = 5$ ) sobre canales variantes en el tiempo. La figura 3.6 muestra la ganancia SIR del método propuesto. Indica que después de tres iteraciones, el método propuesto ofrece un gran aumento de la SIR, que disminuye de 25 a 9dB mientras que la frecuencia *Doppler* normalizada aumenta desde 0,05 a 0,5.



**Fig. 3.6:** SIR media vs la longitud del PC sin cambio de frec. Doppler [3]

La Fig.3.6 muestra los valores de la SIR antes y después de la cancelación de ICI e ISI. El método ofrece una gran mejora de la SIR, incluso después de la primera iteración y especialmente y después de tres iteraciones, el método propuesto ofrece un gran aumento de SIR, que disminuye desde 20 a 5dB como la longitud CP aumenta de 0 a 3.

A continuación, se prueba el rendimiento de el método de cancelación de ICI e ISI en sistemas OFDM con CP insuficiente ( $M=0$ ) sobre canales invariantes en el tiempo (la frecuencia Doppler es cero).

La figura 3.7 muestra la ganancia SIR de la cancelación de ICI y el ISI, cuando las frecuencia Doppler normalizadas son 0,05 y 0,1 respectivamente. El método ofrece una gran mejora en la SIR tras dos o tres iteraciones, mientras que se necesitan más iteraciones para obtener una SIR satisfactoria, para una mayor frecuencia *Doppler*.

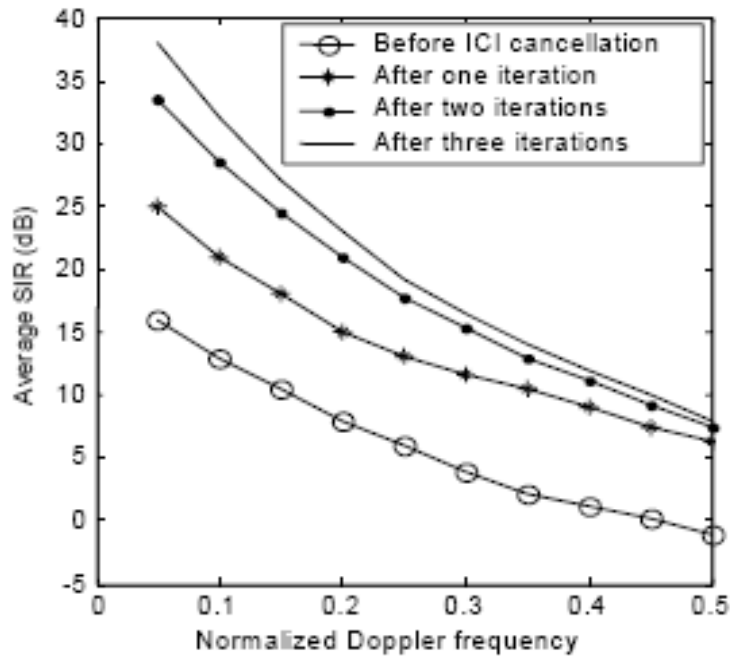


Fig. 3.7: SIR media vs frec. Doppler normalizada sin CP. [3]

La figura 3.8 muestra el rendimiento de la BER (error de bit) de los sistemas OFDM con CP insuficientes ( $M=3$ ) cuando las frecuencias Doppler normalizadas son 0,05 y 0,1, respectivamente. El método ofrece una gran mejora en la tasa de error de bit, incluso tras la primera iteración y especialmente a alta SNR. Se puede alcanzar una mejora de varios órdenes de magnitud en  $P_b$  para ambos casos después de dos o tres iteraciones, mientras que se necesita un número mayor de iteraciones para obtener una  $P_b$  satisfactoria con una frecuencia *Doppler* mayor.

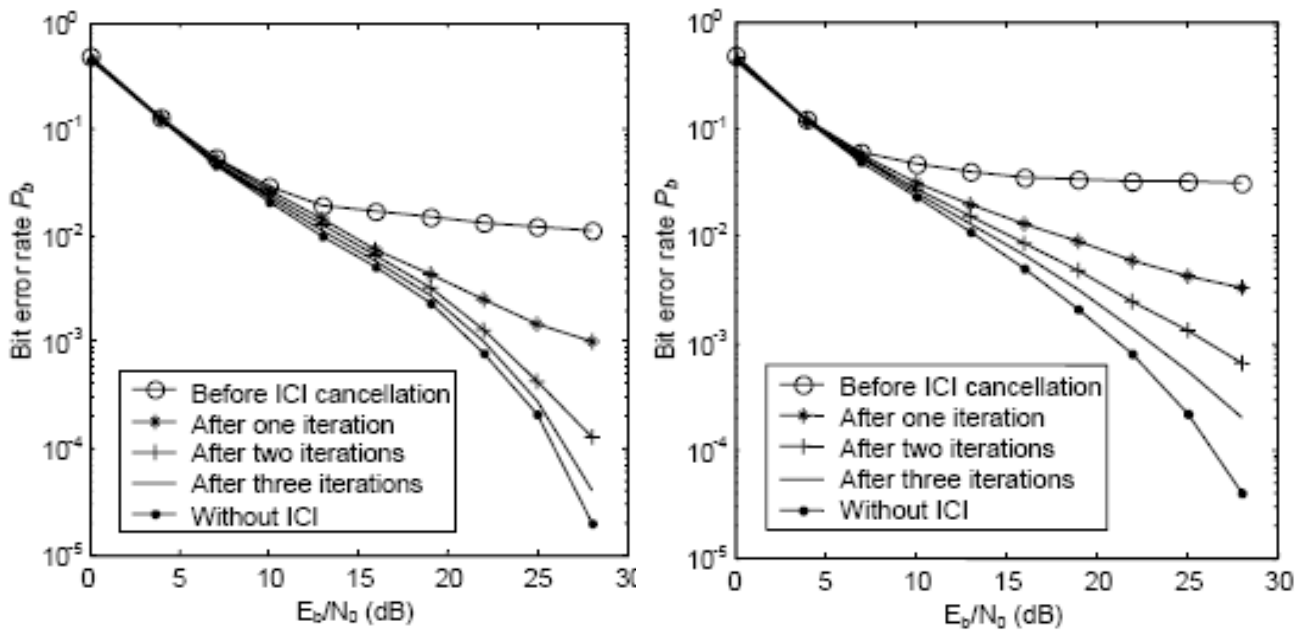


Fig. 3.8: BER vs SNR en el caso de  $M=3$  y  $f_D=0.05$  y  $f_D=0.1$ [3]

### 3.6.3 ALGORITMO RISIC

Según los resultados de las simulaciones publicadas en el artículo estudiado, el método es perfecto para su aplicación en canales de transmisión de televisión digital de alta calidad. El canal elegido se basa en el COST-207 de seis componentes (típico de HDTV)[8]. Se elige un tamaño de bloque de con el intervalo de guarda de 5 s. El intervalo de guarda es suficiente para mitigar la ISI en el canal, pero mucho menos que el tiempo máximo para la propagación HDTV modelo, que es de 17.2 s.

Las figuras 3.9 y 3.10 muestran el rendimiento de los códigos internos y externos. Sin RISIC, el resultado es catastrófico. En esta figura se muestra el efecto de elegir  $M' > M$ . En la simulación del artículo se concluye que para  $M' = 2M$ , la BER fuera del decodificador interno es casi la misma que con  $M' = M$ . Por ello, es mejor elegir  $M'$  lo suficientemente grande para el algoritmo de RISIC, cuidando no causar la degradación del rendimiento debido al ruido.

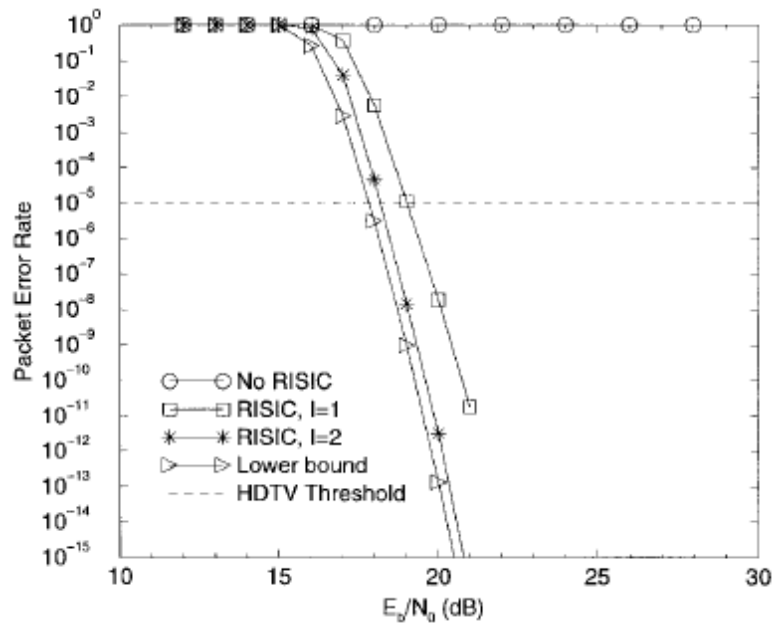
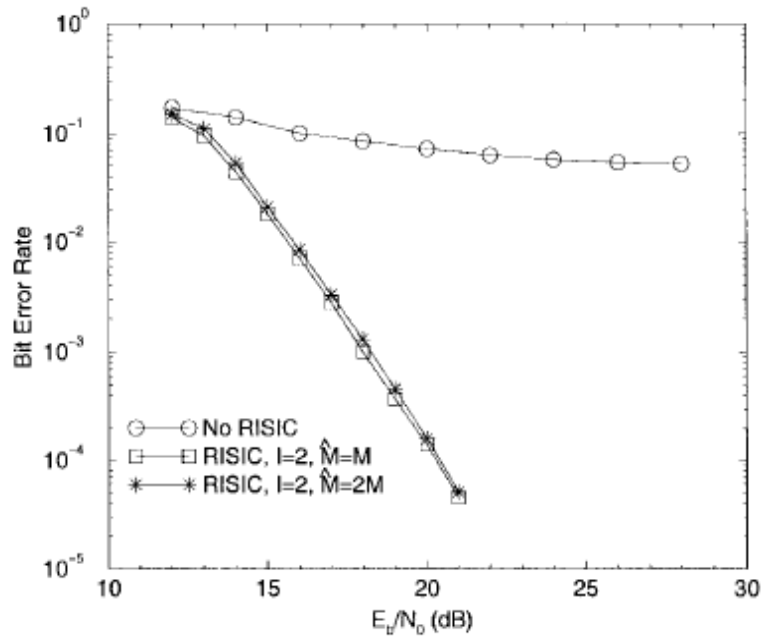


Fig. 3.9: Efecto al usar  $M' > M$  con el Algoritmo RISIC





**Fig. 3.10:** Efecto al usar  $M' > M$  con el Algoritmo RISIC

El error más bajo se logra si la ISI se elimina por completo mediante el uso de un intervalo de guarda y las estimaciones del canal son perfectas. En la figura 3.10 el límite inferior es sólo 0,3 dB mejor que el rendimiento del algoritmo RISIC con dos iteraciones.

### 3.6.4 OPT

Para valorar las prestaciones de este algoritmo, se han realizado extensas simulaciones mediante el método “Monte Carlo” para investigar la BER y el número de iteraciones necesaria para este método. El sistema considerado es OFDM con  $N_c=128$  portadoras. Cada canal modulado por símbolos BPSK. Un canal de frecuencia selectiva con desvanecimiento Rayleigh y se considera constante durante un símbolo OFDM. El canal es conocido en el receptor [11]. Con este escenario, la cancelación de ISI debería funcionar sin problemas. Para obtener resultados estadísticamente fiables, se necesita un promedio de alrededor 200000 simulaciones.

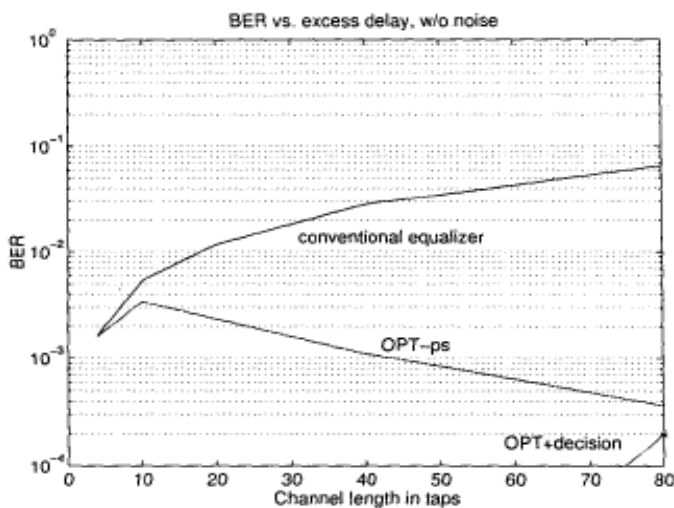
La Figura 3.11 muestra simulaciones del sistema sin ruido. La línea superior muestra la BER de este ecualizador. La segunda curva (OPT-ps), muestra la BER del algoritmo OPT-ps. Un ciclo de iteración se compone de 4 iteraciones convencionales de los OPT para proporcionar las 4 estimaciones sucesivas necesarias, seguida por una etapa de aceleración.

Se han mostrado ensayos completos que después de 2 iteraciones los resultados se mantuvieron estables. Esto significa que 8 iteraciones y 2 aceleraciones son suficientes para resolver la ecuación

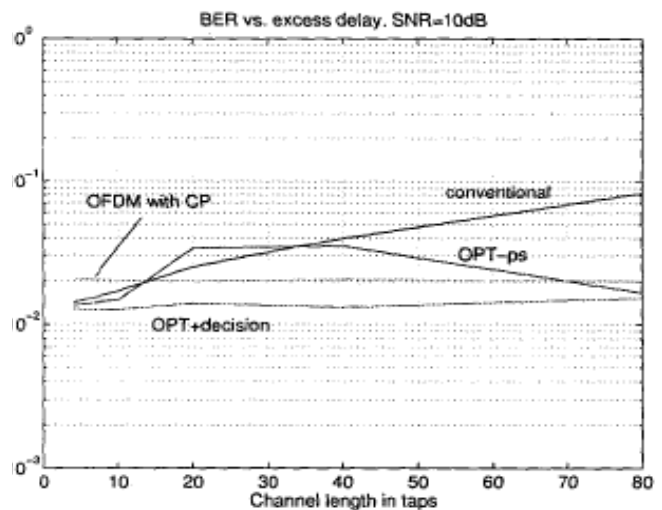
$\mathbf{X} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{Y}$ , donde el número de operaciones para un paso de aceleración es insignificante en comparación con las iteraciones de las OPT.

La marca en la longitud de 80 componentes del canal (OPT+decisión) en la figura. 4.13, indica la BER del OPT con la técnica ciega. Para respuestas al impulso más cortas de 80 componentes, este algoritmo de OPT+decisión, elimina por completo la ICI y consigue que la  $BER = 0$ . Si usamos la pseudo-inversa de *Moore-Penrose*, también puede eliminar la ICI y obtener la  $BER = 0$  ecualizar el canal.

La Figura 3.12 muestra los resultados de simulación del mismo sistema que anteriormente, pero también teniendo en cuenta el ruido. La señal de ruido se añadió después de la convolución con el respuesta al impulso. Para obtener resultados estadísticamente fiables, se necesitan un promedio de 200000 simulaciones.



**Figura 3.11:** Relación de errores de bits de un sistema OFDM, sin prefijo cíclico. Rendimientos de  $H^{\#}$  para  $BER = 0$ .



**Figura 3.12:** BER de OFDM sin prefijo cíclico en un canal selectivo en Frecuencia,  $SNR = 10\text{dB}$

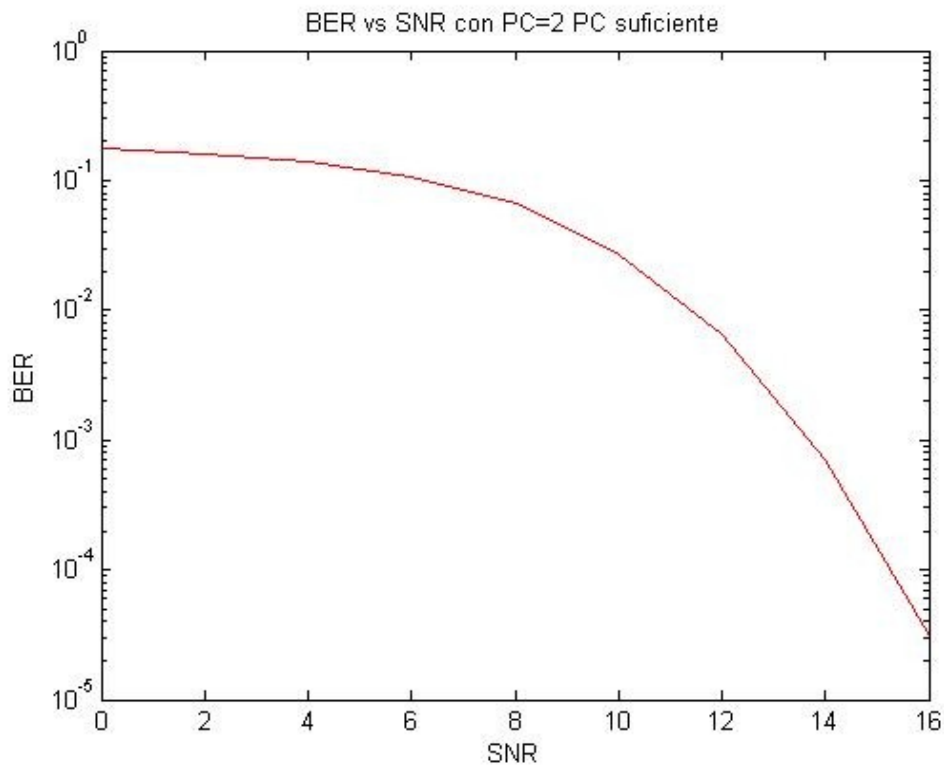
De nuevo, se muestran las mismas curvas de BER. Además, se muestra la BER de un Sistema OFDM con prefijo cíclico donde la longitud de la *CP* es 79. También se consideró la degradación SNR debido a la *CP*. Nótese que la decisión Opt + supera a OFDM+CP, debido a la pérdida-SNR de la CP.

## 4. SIMULACIONES Y RESULTADOS

En esta sección se van a mostrar los resultados obtenidos tras implementar y simular en Matlab dos de los cuatro métodos propuestos y simularlos. Existe un tercer algoritmo implementado, pero los resultados obtenidos no son satisfactorios, por lo que no se presentarán curvas de resultados en esta sección.

### 4.1 SISTEMA OFDM CON PC SUFICIENTE

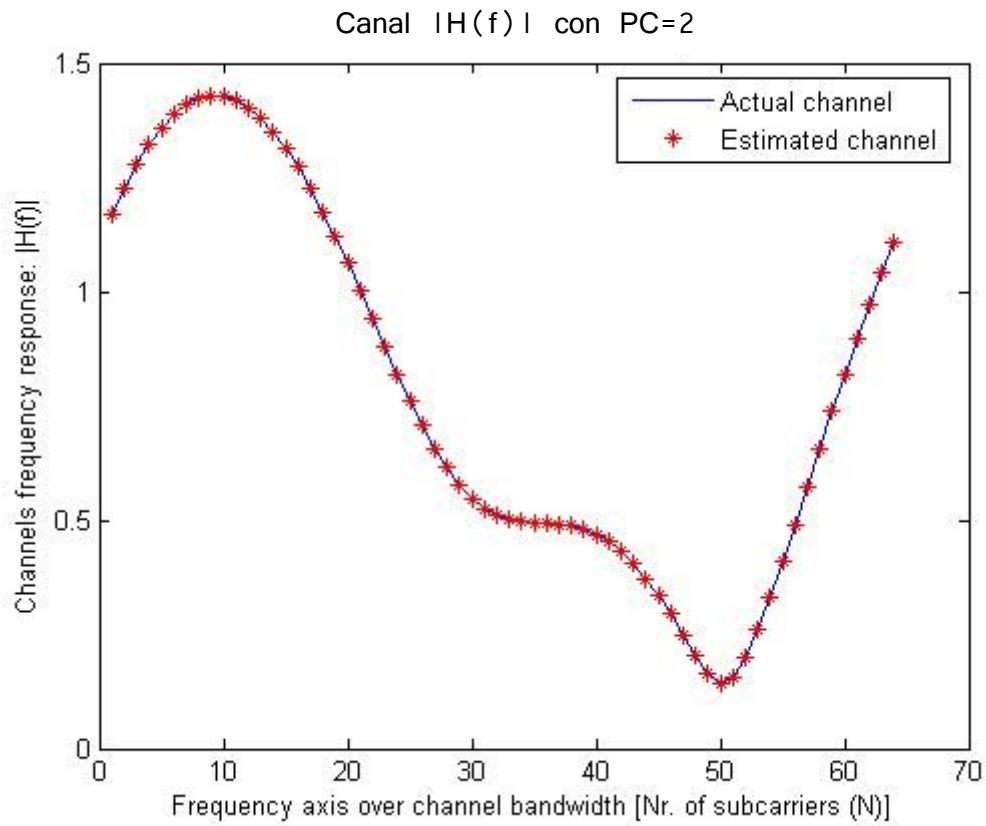
En primer lugar, simulamos un sistema OFDM con prefijo cíclico suficiente, de  $N=64$  portadoras y 50 bloques. Estimamos el canal mediante el uso de 16 pilotos y la modulación será una 32-QAM. Como el modelo de canal a implementar tiene una longitud de 3 coeficientes, con un PC que cubra la dispersión temporal, es decir que tenga 2 símbolos, es suficiente. Observamos los resultados de la probabilidad de error de bit frente a la SNR obtenidos con la simulación.



**Fig. 4.1:** Probabilidad de error de bit para un sistema OFDM con estimación de canal y PC=2, PC suficiente

En la figura 4.1, se puede observar una curva bastante satisfactoria de probabilidad de error de bit. La gráfica se aproxima en mayor medida a la gráfica de una 32-QAM.

En la figura 4.2 se muestra el canal empleado para el sistema anterior y el canal estimado para el mismo, con un prefijo cíclico suficiente ( $PC=2$ ). Como se puede apreciar, la estimación de canal en este caso es perfecta.

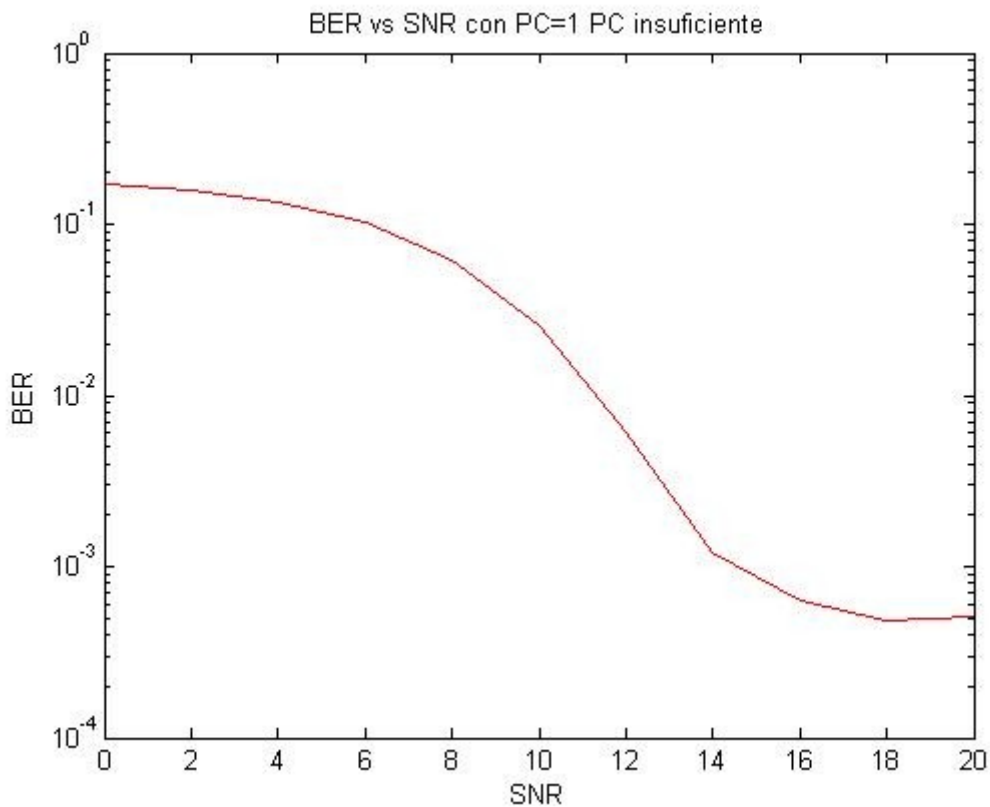


**Fig. 4.2:** Canal actual y canal estimado para el sistema OFDM modulado con QAM y una estimación de canal de 16 pilotos,  $N=64$  y 50 bloques.

## 4.2 SISTEMA OFDM CON PC INSUFICIENTE

En el mismo sistema de antes se comprueba el resultado de acortar el PC, de manera que al quedar menor que la longitud de la respuesta del canal, se incorpora ISI e ICI en los datos decididos.

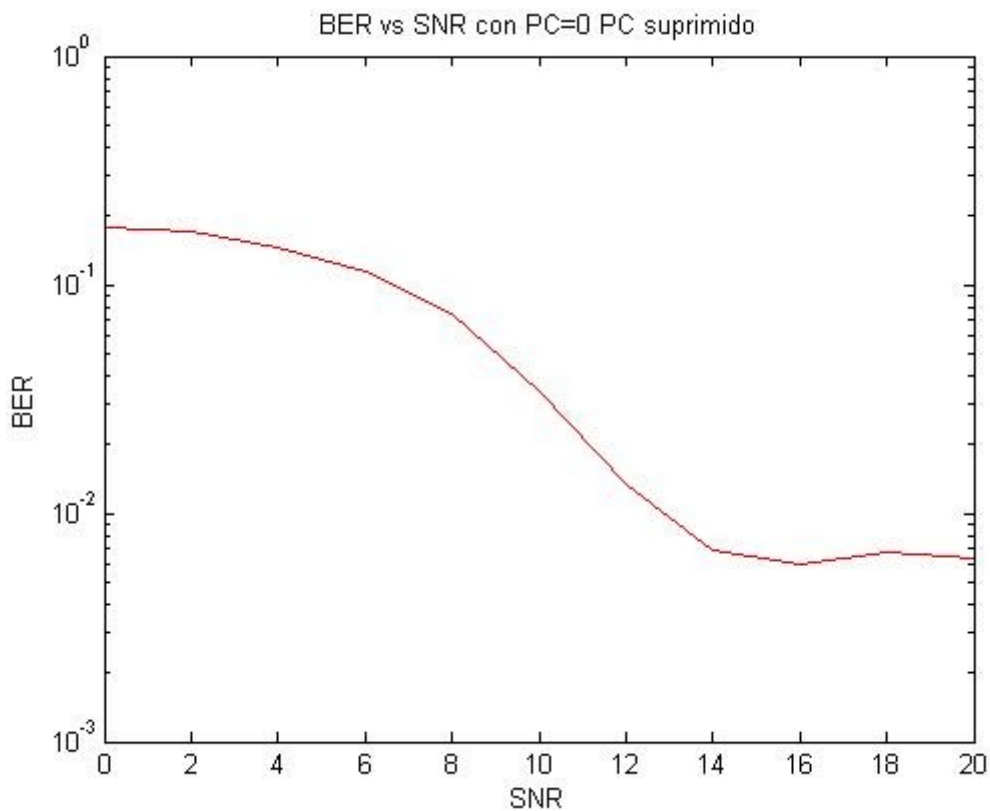
La presencia de ISI e ICI es observable en la figura 4.3, que nos muestra la relación entre la BER y la SNR al igual que en el caso anterior, pero ahora como podemos observar, la gráfica muestra peores prestaciones.



**Fig. 4.3:** Probabilidad de error de bit para un sistema OFDM con estimación de canal y PC=1, PC insuficiente

Con PC=1 trabajamos con un prefijo insuficiente, que ya no facilita que se lleve a cabo la convolución circular y por ello se degradan las prestaciones, dando lugar a la aparición de interferencias entre portadoras (ICI).

La figura 4.4 nos muestra lo que ocurre cuando el PC se suprime totalmente ( $PC=0$ ). Como se puede observar, el gráfico empeora considerablemente incluso comparándolo con el gráfico de PC insuficiente ( $PC=1$ ).

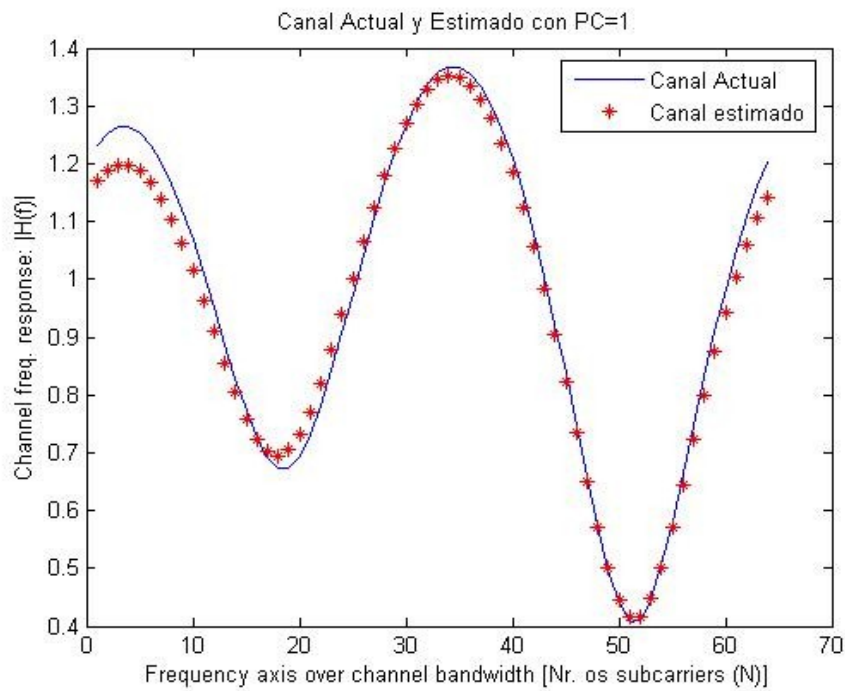


**Fig. 4.4:** Probabilidad de error de bit para un sistema OFDM con estimación de canal y  $PC=0$ , PC insuficiente

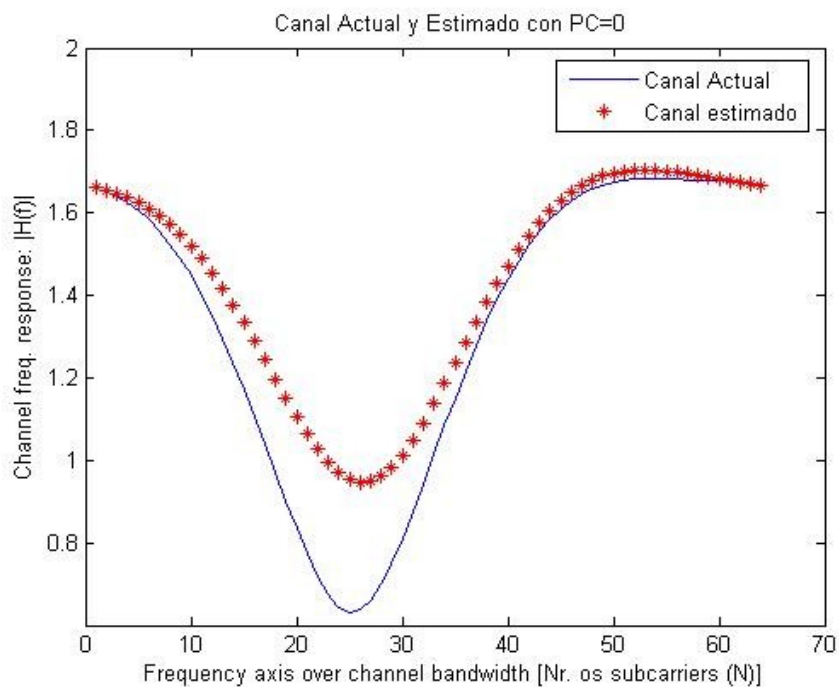
El objetivo del PC es disminuir la ISI mediante la espera de un tiempo, para que las componentes multitrayecto correspondientes al símbolo anterior sean descartadas. Esto es, el receptor debe de esperar un tiempo de guarda para tomar en cuenta los datos a demodular. Para que esta técnica sea satisfactoria, el tiempo de guarda debe ser mayor al esparcimiento del retardo del canal ( $Tg$ ). Además, el uso del prefijo cíclico, como se menciona anteriormente, tiene la propiedad de transformar la convolución lineal con el canal en una convolución circular y por tanto, evitar la aparición de ICI.

Es por ello que la supresión total del PC no permite que nada de esto ocurra y finalmente no se obtiene así eficiencia en el sistema, ya que no se consigue convolución circular y además las componentes multitrayecto del símbolo anterior influyen en el símbolo actual.

También se observa una disminución en la calidad de la estimación del canal. Esto es debido a que al reducir el PC de los datos también se ha reducido en el preámbulo. Las figuras 4.5 y 4.6 muestran las imperfecciones del canal estimado para PC=1 y PC=0 respectivamente.



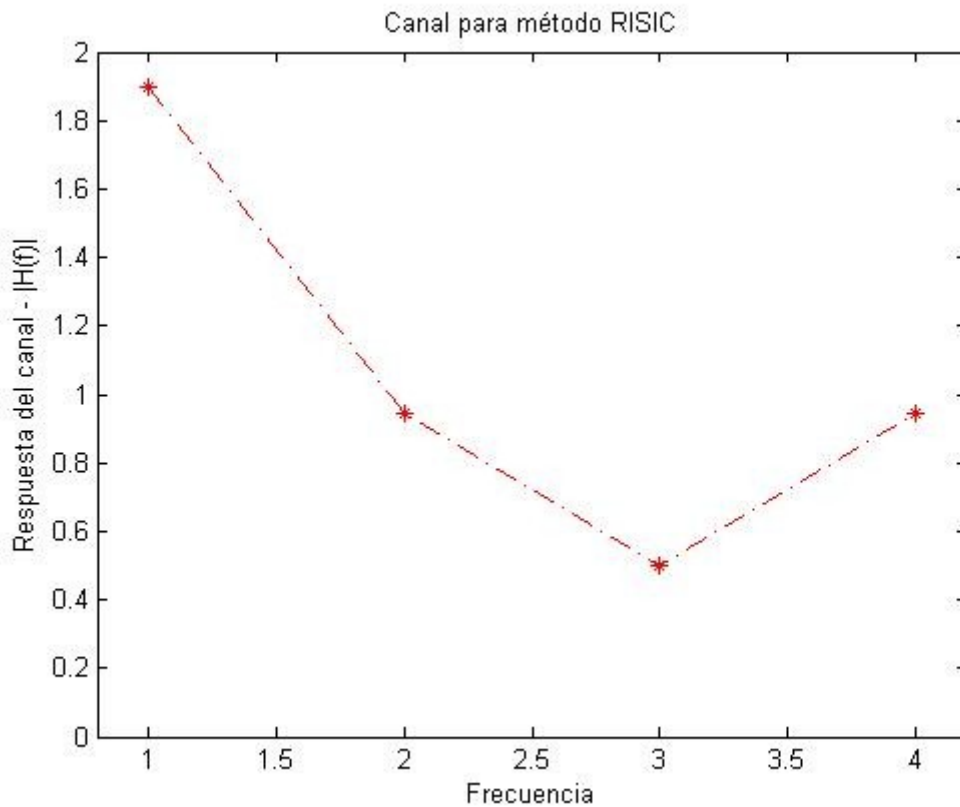
**Fig. 4.5:** Canal actual y canal estimado para el sistema OFDM modulado con QAM y estimación de canal de 16 pilotos,  $N=64$ , 50 bloques y PC=1.



**Fig. 4.6:** canal actual y canal estimado para el sistema OFDM modulado con QAM y estimación de canal de 16 pilotos,  $N=64$ , 50 bloques y PC=0.

### 4.3 SISTEMA OFDM CON PC INSUFICIENTE Y ALGORITMO RISIC

A la hora de implementar este algoritmo, se ha elegido un canal sin variación temporal con tres respuestas impulsivas independientes como componentes de la función de canal y una de visión directa. Además, el canal se ha considerado constante durante un símbolo OFDM, pero las respuestas de impulsos para los diferentes bloques son independientes y se conocen perfectamente en el receptor. A la hora de modular se usa una constelación 16-QAM, que en este sistema HDTV requiere un ancho de banda de 5 MHz, y el par IFFT/FFT (como modulador/demodulador). En la figura 4.11 se puede observar el canal empleado.



**Fig. 4.7:** Respuesta del canal en frecuencia, para un canal lineal de ISI y sin desvanecimiento temporal.

El canal empleado cuenta con tres componentes a parte de la componente de visión directa, de forma que queda:  $h=[1; 0.1; 0.2; 0.6]$



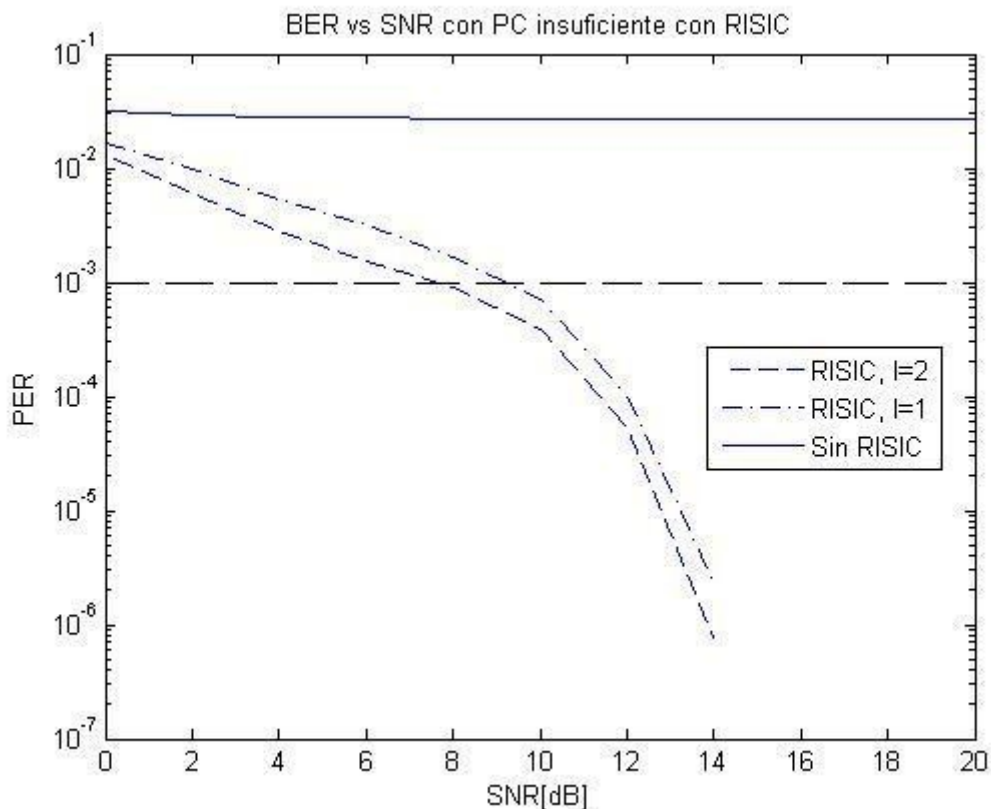
El umbral de visualización de HDTV se basa en el PER. Después del rendimiento del *trellis* interno se ha encontrado por simulación, que el PER en la salida del decodificador RS se aproxima por:

$$PER \approx \sum_{k=t+1}^L \binom{L}{k} SER^k (1 - SER)^{L-k} \quad (4.2)$$

donde  $L$  es la longitud de palabra código RS en símbolos,  $t$  es la capacidad de corrección del código RS en símbolos, y  $SER = 1 - (1 - BER)^n$  es la probabilidad de error de símbolo codificado,  $BER$  es la probabilidad de error de bit en la salida del decodificador interno y  $n$  es el número de bits por símbolo RS.

El umbral para ver televisión de alta definición satisfactoriamente se ha fijado en  $PER = 10^{-3}$ , lo que requiere una BER a la salida del decodificador interno de  $8,2 \times 10^{-4}$ . En la figura 4.12 se muestra la probabilidad de error de símbolo para el método con dos iteraciones y con una, para el canal estático (Sección 3.4.3.1).

Se ha representado también el umbral de  $PER$  para la buena transmisión de HTDV, y se observa que para mejorar ese umbral se necesita una  $SNR$  de 8 dB para RISIC con dos iteraciones y un poco mayor, de 10 dB para RISIC de una sola iteración.

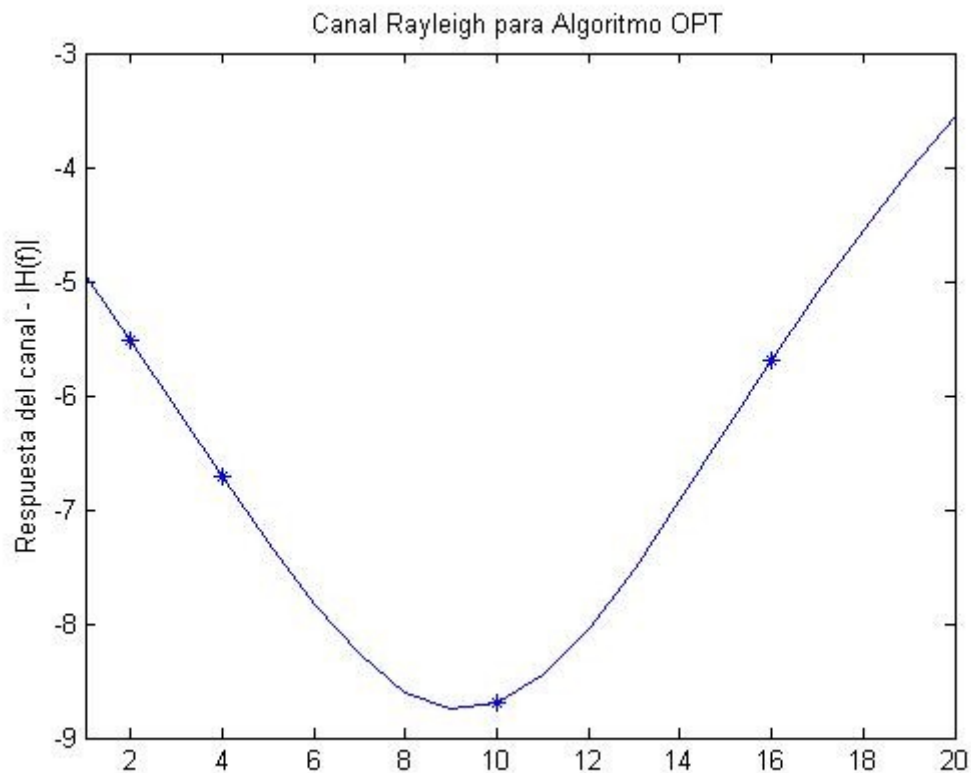


**Fig. 4.8:** PER para código concatenado usando el Algoritmo RISIC con una y dos iteraciones, para PC=1. Se marca el umbral de recepción HDTV en  $10^{-3}$

## 4.4 SISTEMA OFDM CON PC INSUFICIENTE Y CANCELACIÓN DE ISI E ICI MEDIANTE OPT

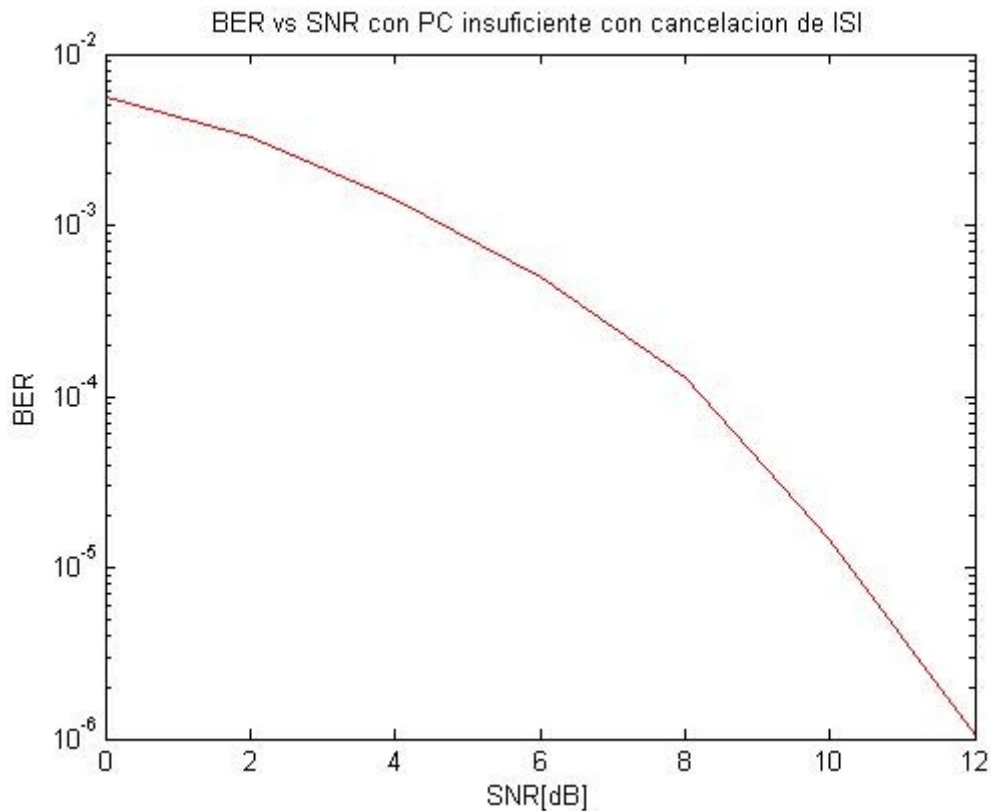
El sistema considerado para las simulaciones llevadas a cabo para investigar la mejor BER alcanzable y el número de iteraciones necesaria para el método de OPT, ha sido un sistema OFDM con  $N_c = 64$  portadoras, con cada canal de frecuencia selectiva con desvanecimiento Rayleigh, con cuatro componentes de canal ( $L=4$ ), modulado por diferentes constelaciones: BPSK, QPSK, M-QAM, para  $M=\{8,16,32,64\}$ . El canal se considera constante durante un símbolo OFDM, y es conocido en el receptor [11]. Bajo estos requisitos, la cancelación de ISI ha obtenido resultados satisfactorios en cuanto a BER y número de iteraciones.

En la figura 4.13, observamos el canal que se ha tenido en cuenta para este diseño.



**Figura 4.9:** Respuesta del canal en frecuencia, para un canal con desvanecimiento Rayleigh y  $L=4$

Para obtener resultados estadísticamente fiables, se necesitan un promedio de 100 iteraciones para promediar el error.



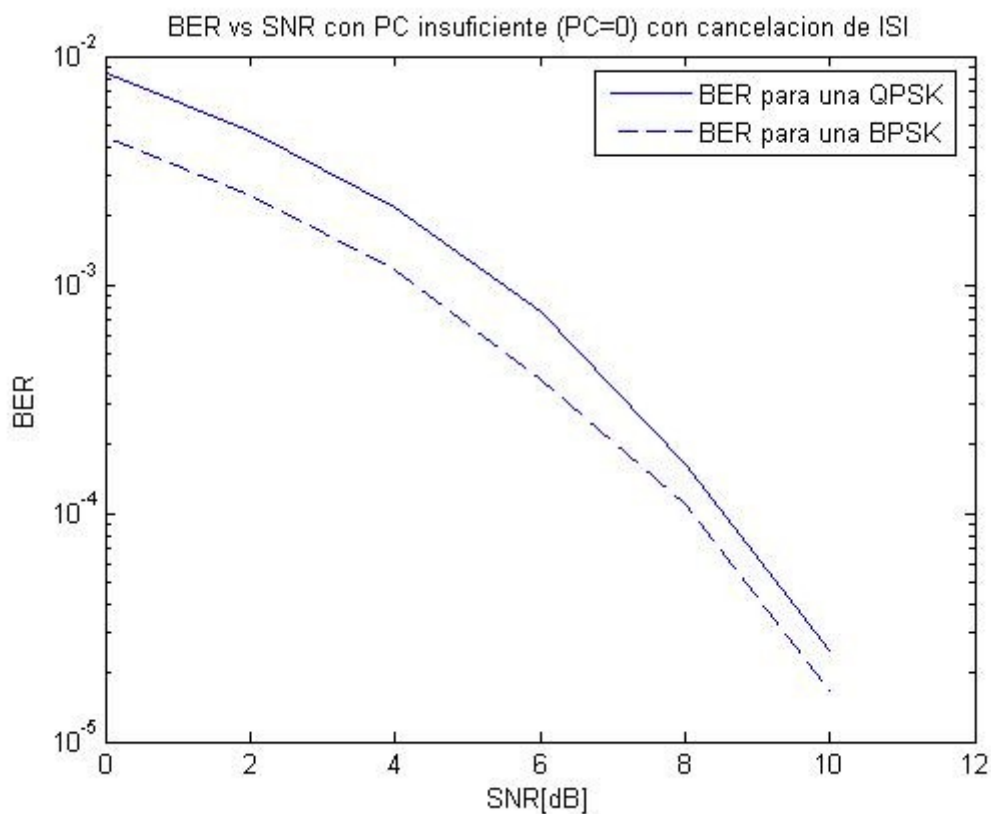
**Figura 4.10:** BER vs SNR(dB) en un canal estático (Sección 3.4.3.1) con una modulación 4-QAM, N=64, 1000 bloques y PC=0

Si comparamos la gráfica con la de una QAM, vemos que la pendiente es menos abrupta, esto es, la probabilidad de error de bit disminuye más lentamente que para el caso mencionado. No era de esperar llegar a obtener tales resultados, de hecho la BER obtenida es más que aceptable y la ISI e ICI desaparecen por completo. Sin embargo, las prestaciones son mucho mejores que para una 4-QAM, de hecho, esta gráfica está a la altura de una BPSK en cuanto a SNR. Por ejemplo, en una 4-QAM, para  $10^{-4}$  estamos en 11 dB, mientras que aquí nos situamos 3 dB por debajo.

La figura 4.11 muestra los resultados obtenidos para la probabilidad de error en un nuevo sistema en Matlab. En este caso, el número de portadoras implementadas para el método de OPT ha sido un sistema OFDM con  $N_c = 128$ , como en la simulación del artículo [6], con cada canal modulado por símbolos BPSK en un caso, y por QPSK en el otro. Se considera el canal anterior, selectivo en frecuencia con fuentes de ruido gaussiano.

El canal se ha considerado constante durante un símbolo OFDM nuevamente, y las respuestas de impulso para los diferentes bloques vuelven a ser independientes y se conocen perfectamente en el receptor también.

Para obtener resultados estadísticamente fiables, se necesitan un promedio de 100 iteraciones para ajustar la probabilidad de error de forma estadística.

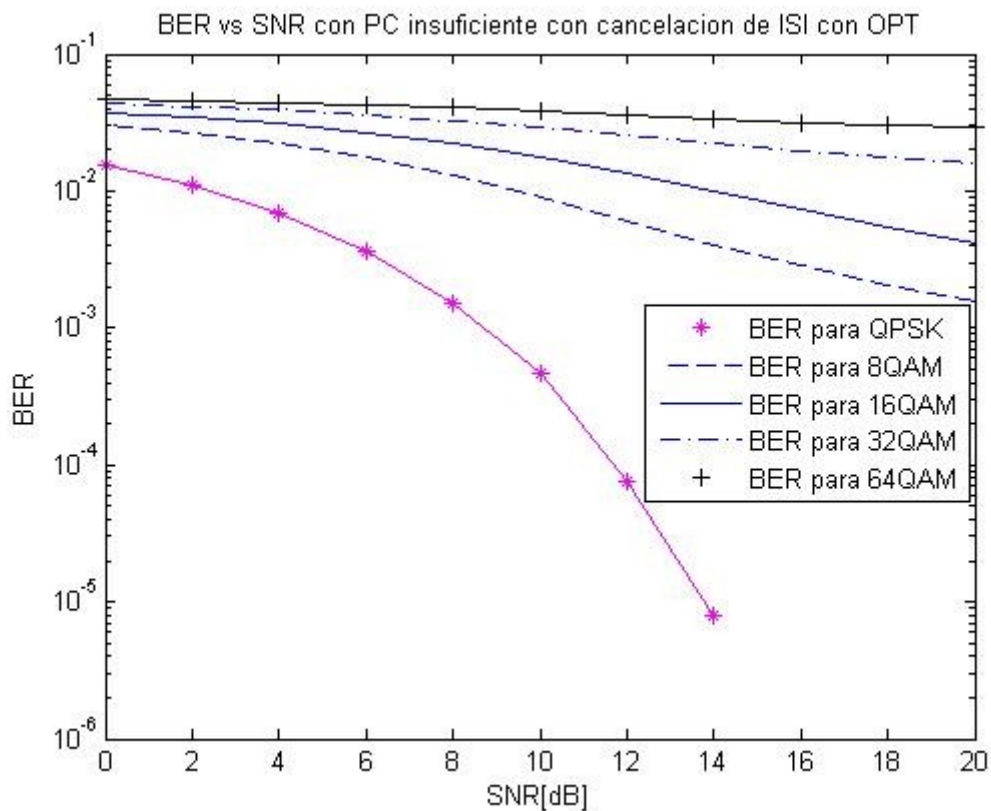


**Figura 4.11:** BER vs SNR(dB) en un canal estático (Sección 3.4.3.1) con una modulación BPSK y QPSK,  $N=128$ , 1000 bloques

La figura 4.12 muestra el mismo sistema con cada canal modulado por 5 constelaciones diferentes: QPSK, 8QAM, 16QAM, 32QAM y 64QAM. Se usa el mismo canal que en la figura anterior.

Bajo estos nuevos requisitos, la cancelación de ISI funciona satisfactoriamente para las tres primeras constelaciones. El método de eliminación de ISI e ICI no funciona con constelaciones más grandes, como 32QAM o 64QAM.

De nuevo, para obtener resultados estadísticamente fiables, se necesitan un promedio de 100 iteraciones.



**Figura 4.12:** BER vs SNR(dB) en un canal selectivo en Frecuencia, con distintas modulsiones: QPSK y 8,16,32 y 64 QAM

## 4.5 SISTEMA OFDM CON PC INSUFICIENTE Y MÉTODO ITERATIVO DE MITIGACIÓN DE ISI E ICI

Después de poner a prueba el método de supresión de ISI e ICI a través de simulaciones en el ordenador [3], los resultados obtenidos no fueron satisfactorios. Debido a la complejidad de la matemática asociada, no ha sido posible detectar el error, por lo que a continuación se comenta el marco en el que se ha desarrollado el método, pero no se presentan figuras como resultados.

Para esta implementación se ha simulado un sistema de  $N=256$  subportadoras, una constelación QPSK, y un modelo de canal *tap-delay-line* de 5 caminos ( $L = 4$ ) con un espectro de potencia de retardo exponencial. Cada canal es un proceso de Gauss aleatorio independiente generado mediante el espectro *Doppler*.

## 5. CONCLUSIONES

En este apartado se presentan las conclusiones del estudio de los cuatro métodos para mitigar la ISI y la ICI en sistemas OFDM sin PC.

En primer lugar, hacemos mención al filtro óptimo eliminador de ISI e ICI, que ha sido estudiado teóricamente y ofrece un filtrado muy bueno en el dominio de la frecuencia, mejorando notablemente la SINR y consigue mitigar la ISI y la ICI en sistemas OFDM sin PC [15].

Mediante el Algoritmo RISIC [8], se demuestra mediante simulación en Matlab, que la ISI residual puede ser cancelada en su totalidad. Hay que tener en cuenta que este método se lleva a cabo en un ámbito muy concreto, la transmisión de televisión terrestre de alta calidad; es por tanto un método efectivo pero muy especializado. Se han obtenido resultados aceptables, de probabilidades de error de símbolos por debajo del umbral requerido para esta transmisión, en detrimento del consumo de una cantidad elevada de SNR.

También a destacar es que este método es muy eficaz con un número bajo de iteraciones, de hecho con dos iteraciones es más que suficiente.

El algoritmo RISIC es eficaz en canales estáticos de ISI o en los de desvanecimiento lento, es por ello que la técnica propuesta puede ser aplicada a HDTV terrestre en los sistemas de emisión para recibir televisión de alta definición con éxito.

Por otro lado, este método puede proporcionar a los consumidores en el futuro televisión de alta definición en receptores con dos opciones: un receptor de televisión de alta definición normal, donde sólo se utilizaría un intervalo de guarda para prevenir la ISI, o un receptor más costoso que utiliza el algoritmo RISIC para suprimir la ISI, que es más largo que el intervalo de guarda.

El principal inconveniente de la técnica RISIC es la alta carga computacional. El número de operaciones FFT (incluyendo IFFT) requerido para  $I$  iteraciones es  $2I + 2$ . Pero por otro lado, existen procesadores de FFT muy rápidos disponibles en el mercado para contrarrestar este defecto.

Por último pero no menos importante, se ha valorado el algoritmo OPT. Valoramos su eficiencia eliminando completamente el prefijo cíclico, y se han observado unos resultados bastante satisfactorios que conducen a la eficiencia espectral máxima.

Con esta técnica se introduce la matriz de interferencia de canal  $\mathbf{H}$ , y se demuestra que con la

técnica de perturbación del operador (OPT), se es capaz de invertir de manera eficiente esta matriz. Se incluye un dispositivo de decisión en los OPT con decisión y se es capaz de eliminar por completo los errores de bits en la mayoría de los casos. Además, también pueden ser igualadas las variaciones en el tiempo de los canales, que no es posible, por ejemplo, con el algoritmo RISIC.

En OPT, y utilizando un canal invariante en el tiempo y con visión directa, el método muestra unos resultados de error de bit frente a relación señal a ruido muy buenos, especialmente si nos interesa trabajar con SNR medias, menores que las necesarias para el algoritmo RISIC por ejemplo.

La OPT requiere  $o(N^2)$  operaciones, mientras que una ecuación convencional requiere  $o(N^3)$ , pero si recordamos el primer filtro que estudiamos, tan solo necesitaba  $o(N)$ , por lo que tampoco se puede decir que computacionalmente sea el método idóneo.

Con OPT, se necesitan solo 8 ciclos de iteración para que los resultados converjan a valores estables, un número aceptable pero cuatro veces mayor que el algoritmo RISIC.

El método es muy prometedor para acceso inalámbrico de alta velocidad de transmisión de datos donde la eficiencia espectral es importante.

Con el método iterativo en tiempo y frecuencia para canales con variación temporal [3], al actuar en canales variantes en el tiempo, se obtiene un gran avance en comparación con el resto de métodos implementados. La segunda ventaja es su baja complejidad computacional de cálculo y tercera, su alta eficiencia espectral. Desde luego que por todo ello, en mi opinión éste podría ser el método más interesante y completo a la hora de pensar en una implementación global para la mitigación de ISI e ICI. Este método se ha tratado de evaluar mediante simulaciones en Matlab pero los resultados no han sido satisfactorios, debido a la complejidad de la matemática, como se ha explicado en el apartado anterior.



## 5.1 TRABAJOS FUTUROS

En el presente proyecto se ha implementado en Matlab el algoritmo RISIC, OPT y el método iterativo en tiempo y frecuencia para la mitigación de interferencias en canales con variación temporal.

En este apartado se presentan posibles implementaciones futuras y ampliaciones que se pueden realizar en la continuación del trabajo.

- **Implementación del filtro óptimo en frecuencia:** sería necesario obtener más información acerca de la matemática del problema para afrontar la construcción del filtro que nos permita mitigar la interferencia. En este artículo se plantea la idea de cómo un bloque  $Z$  anula las contribuciones de ISI e ICI; en un futuro se puede abordar el tema con un estudio de filtros más a fondo.
- **Mejora en el método iterativo para canales variantes en el tiempo:** parece ser la mejora con mayor trascendencia de todas. Esto es debido a que sería muy útil llegar a la implementación de un nuevo método de mitigación de ISI e ICI para sistemas OFDM con PC suprimido en el que el canal sea variante en el tiempo, con retardo exponencial, y en el que cada componente (de  $L=4$ ), es un proceso gaussiano complejo e independiente, generado con el espectro Doppler basado en el modelo de Jake.
- **Número de portadoras:** durante la modulación de la información, se ha utilizado un número de portadoras generalmente bajo,  $N=32$ ,  $N=64$  o  $N=128$  a lo sumo. Este valor es mínimo para la transmisión real en un sistema OFDM. De este modo, una posible ampliación sería probar los resultados con un número mayor de portadoras.
- **Tipo de modulación:** en el desarrollo de este trabajo se ha trabajado generalmente, con un grupo de constelaciones de 4 símbolos, ya sea 4-QAM o QPSK. También se han hecho pruebas para constelaciones mayores, hasta 64-QAM, pero los resultados obtenidos no han sido tan satisfactorios. Una posible ampliación podría ser el uso de diferentes constelaciones con éxito.

## 5.1 MARCO REGULADOR

Podríamos situar el marco legal en el que se presenta este trabajo, en torno a las especificaciones que presentan algunas de las tecnologías que implementan un sistema OFDM con prefijo cíclico. Por ejemplo, a día de hoy la más importante sería la tecnología LTE (Long Term Evolution), que cuenta con el sistema clásico OFDMA para el DL (Down Link) y con SC-FDMA para el UL (Up Link), ambos con prefijo cíclico.

Las Releases 8 (diciembre del 2008) y 9 del 3GPP [17], son en este caso lo que se podría llamar el marco regulatorio para estas implementaciones. Sin embargo en lo que concierne a este proyecto, existe una gran libertad a la hora de eliminar el uso de PC, cambiarlo por métodos con mayor eficiencia espectral, etc.

## 5.3 ENTORNO SOCIO-ECONÓMICO

En este apartado se detalla el presupuesto asociado a la realización del presente trabajo, contabilizando tanto los costes de personal de quien lo desarrolla, como el material empleado para la consecución del mismo. A la suma de los costes directos de personal y material, se suman los costes indirectos generados durante el periodo de trabajo. Estos costes los estimaremos en torno al 10% de la suma de los costes de personal y material.

- **Costes de personal:** el coste del personal está principalmente asociado al trabajo realizado por el ingeniero encargado de la implementación y la realización de simulaciones. Tomamos como presupuesto de personal el sueldo bruto de un ingeniero en sistemas de telecomunicación junior contratado por la universidad: 27.390 € al año.

Teniendo en cuenta el número de horas de trabajo efectivo de un trabajador ronda unas 1.575 horas laborables al año (descontando los días de vacaciones no laborables), obtenemos el coste por hora de personal.  $27.391,92\text{€} / 1.575 \text{ horas} = 17,39 \text{ €/hora}$ .

El tiempo empleado en el desarrollo del proyecto lo estimamos en función de los meses que ha costado su ejecución, y las horas trabajadas. El tiempo empleado se corresponde al período comprendido entre Diciembre del 2011 y Junio de 2012, es decir 6 meses.

Considerando que el número medio de días laborables en un mes es de 20 días y se han empleado una media de 3 horas por día laborable, obtenemos una estimación de 360 horas. Con lo que el coste total del personal asciende **6.260,40€**.

- **Coste del equipo:** el otro apartado del presupuesto se corresponde con el ordenador de sobremesa empleado en la programación y el programa de simulación, es nuestro caso Matlab, cuyo valor con IVA se estima en **800€**.

Por tanto el presupuesto total se calcula como la suma de los dos anteriores, nos movemos en torno a un presupuesto final de **7.060,40€**.

## 6. REFERENCIAS

- [1] Armstrong J., P. M. Grant, and G. Povey, “Polynomial cancellation coding of OFDM to reduce intercarrier interference due to doppler spread”, in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conf.*, vol. 5, pp. 2771–2776, 1998.
- [2] Artés Rodríguez Antonio, “Comunicaciones Digitales”, Pearson COLLEGE. 2007. 775p.
- [3] Chen Shaoping and Cuitao Zhu, “ICI and ISI Analysis and Mitigation for OFDM Systems with Insufficient Cyclic Prefix in Time-Varyin Channels”, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol. 50, No. 1, Febrero 2004.
- [4] Cimini L. J., Jr., “Analysis and simulation of a digital mobile radio channel using orthogonal frequency division multiplexing”, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 33, pp. 665– 765, 1985.
- [5] Custodio Ángel , Mármol Planelles, “Sistema de comunicaciones basado en OFDM-PLC”, *Biblioteca de Ingenieria Universidad de Sevilla* , 2009.
- [6] Edfors Ove, Magnus Sandell, “An introduction to orthogonal frequency-division multiplexing”, *technical report*, Septiembre 1996
- [7] Jakes W. C., “*Microwave Mobile Communications*”, New York: Wiley, 1974.
- [8] Kim Dukhyun, and Gordon L. Stüber, “Residual ISI Cancellation for OFDM with Applications to HDTV Broadcasting” , *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 16, no. 8, octubre 1998
- [9] Duc Van Nguyen, Hans-Peter Kuchenbecker, “Intercarrier and intersymbol interference analysis of ofdm systems on timeinvariant channels”, *University of Hannover, Institut für Allgemeine Nachrichtentechnii*, septiembre 2002.

- [10] North Atlantic University Union, “A Study of the Multi-Scale WOFDM Transmission in Time Variant Channels”, diciembre 2008.
- [11] Toeltsch Martin and Andreas F. Molisch, “Efficient OFDM Transmission without Cyclic Prefix over Frequency-select ive Channels”, *Institut fur Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik Technische Universitat* , Wien, 2008.
- [12] Vaquero Sergio Santos, Javier Villares Piera, “Simulación de técnicas de shortening de canal en redes DVB-SH de frecuencia única”, *UPC*, 2011.
- [13] Vargas Cesar V., Wilson E. Lopez, Carlos F. da Rocha, “Sistemas de Comunicación Inalámbrica MIMO - OFDM”. *UFSC*, “*Mobile & Wireless An Overview of OFDM*”
- [14] Wang Z. and G. B. Giannakis, “Wireless Multicarrier Communications: Where Fourier Meets Shannon”, *IEEE Signal Processing Magazine*, Vol. 17, No. 3, pp. 29-48, Mayo-2000.
- [15] YANG Lan, and Shixin CHENG, “Optimum ISI and ICI Cancellation Filter for OFDM Systems without CP”, *Ieice trans. commun.*, vol.e90–b, no.2, Febrero 2007.
- [16] “Analog and Digital Transmission”, *Wireless Communication*, página web: <http://www.wirelesscommunication.nl/reference/contents.htm#transmission>, 2006
- [17] 3GPP TS 21.101 version 9.2.0 *Release 9*, ETSI V9.2.0, Marzo del 2012