
ÍNDICE DEL DOCUMENTO

1. INTRODUCCIÓN	4
2. REDES DE ÁREA LOCAL INALÁMBRICAS (WLAN). ESTÁNDAR 802.11a	8
2.1. INTRODUCCIÓN	9
2.2. ESPECIFICACIONES DEL ESTÁNDAR	11
2.2.1. FORMATO DE LA SEÑAL.....	11
2.2.2. PROCESO DE CODIFICACIÓN.....	12
2.2.2.1. <i>PARÁMETROS DEPENDIENTES DEL CAMPO RATE</i>	13
2.2.2.2. <i>PARÁMETROS RELACIONADOS CON EL TIEMPO</i>	14
2.2.2.3. <i>DESCRIPCIÓN MATEMÁTICA DE LA SEÑAL</i>	14
2.2.2.4. <i>CONSIDERACIONES PARA LA IMPLEMENTACIÓN DIGITAL</i> ...	16
2.3. PREÁMBULO PLCP	17
2.4. SÍMBOLO SIGNAL	20
2.5. CAMPO DATO	21
2.6. MODULACIÓN DE LAS SUBPORTADORAS	22
2.7. RANGO DE FRECUENCIAS	25
3. MULTIPLEXACIÓN POR DIVISIÓN DE FRECUENCIA ORTOGOANL	26
3.1. INTRODUCCIÓN	27
3.2. INTRODUCCIÓN A OFDM	28
3.2.1. MODELO DEL SISTEMA OFDM.....	30
3.2.1.1. <i>INTRODUCCIÓN</i>	30
3.2.1.2. <i>MODELO EN EL TIEMPO</i>	31
3.2.1.3. <i>ENTORNO DEL SISTEMA</i>	40

3.3. PROBLEMAS DE OFDM	41
3.3.1. SINCRONIZACIÓN EN LA FECUENCIA.....	42
3.3.1.1. <i>SENSIBILIDAD A LOS ERRORES EN FRECUENCIA</i>	42
3.3.1.2. <i>ANÁLISIS DE ICI</i>	43
3.3.1.3. <i>ESQUEMAS DE AUTOCANCELACIÓN DE ICI</i>	47
3.3.1.4. <i>ESTIMADORES DE FRECUENCIA</i>	50
3.3.2. SINCRONIZACIÓN DE SÍMBOLO.....	50
3.3.2.1. <i>SENSIBILIDAD A LOS ERRORES EN TIEMPO</i>	50
3.3.2.2. <i>ESTIMADORES DE TIEMPO</i>	56
...3.3.2.3. <i>RUIDO DE FASE EN LA PORTADORA</i>	57
3.3.3. SINCRONIZACIÓN EN LA FECUENCIA DE MUESTREO.....	57
3.3.4. PROBLEMA DE LA AMPLITUD.....	58
3.3.5. POTENCIA FUERA DE BANDA.....	59
3.3.6. PROBLEMA DEL MULTITRAYECTO.....	61
3.4. ESTIMACIÓN DEL CANAL	64
3.4.1. INFORMACIÓN PILOTO.....	64
3.4.2. DISEÑO DEL ESTIMADOR.....	65
3.5. VENTAJAS	66
3.6. APLICACIONES	68
4. IMPLEMENTACIÓN PLATAFORMA SOFTWARE-DEFINED RADIO	69
4.1. INTRODUCCIÓN	70
4.2. ESQUEMA SDR	71
4.3. IMPLEMENTACIÓN PARA OFDM	74
4.3.1. IMPLEMENTACIÓN DEL MODULADOR DIGITAL.....	76
4.3.2. IMPLEMENTACIÓN DEL DEMODULADOR DIGITAL.....	78

5. SIMULACIONES Y RESULTADOS.....	81
5.1. SISTEMA DE TRANSMISIÓN OFDM.....	82
5.2. COMPARATIVA OFDM PCC-OFDM.....	94
5.2.1. OFFSET EN FRECUENCIA.....	94
5.2.2. OFFSET EN FRECUENCIA.....	97
5.2.3. PROBLEMA DE AMPLITUD.....	99
5.2.4. POTENCIA FUERA DE BANDA.....	102
5.2.5. CONCLUSIÓN.....	103
6. CONCLUSIONES Y NUEVAS LÍNEAS DE TRABAJO.....	106
6.1. CONCLUSIONES.....	107
6.2. NUEVAS LÍNEAS DE TRABAJO.....	108
REFERENCIAS.....	109

1. INTRODUCCIÓN

El boom de las redes se ha expandido en la actualidad a otros mercados en un principio inimaginables como la telefonía celular. Dentro de muy poco tiempo el mismo monto de información que se accede por un ordenador personal en una red cableada se podrá acceder con un teléfono celular u algún otro dispositivo portátil, es decir, a través de una red inalámbrica. Por otro lado, la globalización de las comunicaciones inalámbricas ha permitido el desarrollo de nuevos estándares y productos que brindan cambios en nuestras actividades. Nuevos y emergentes estándares inalámbricos tales como IEEE 802.11, IEEE 802.15, Bluetooth, HiperLAN/2, HomeRF en combinación con otras tecnologías no tan nuevas como la telefonía celular aunado con nuevos protocolos como el WAP permitirán la interconexión de las redes actuales e Internet a dispositivos móviles como teléfonos celulares, PDA's, radiolocalizadores (pagers) de dos vías y otros dispositivos portátiles.

De entre los distintos tipos de redes inalámbricas podemos destacar las redes WLAN (wireless local area net). Las redes locales inalámbricas se han vuelto bien populares hoy en día, éstas pueden proveer acceso a Internet por ejemplo a estudiantes alrededor de un campus universitario utilizando una computadora portátil provista con una tarjeta con acceso inalámbrico. En este sentido la IEEE ha desarrollado varios estándares en lo que WLAN se refiere. La especificación IEEE 802.11 define redes locales inalámbricas que emplean ondas de radio en la banda de 2.4 GHz y 5 GHz conocido como espectro expandido. Las velocidades típicas de esta tecnología son 11 Mbps en la especificación IEEE 802.11b y la especificación IEEE 802.11a en la banda de 5 GHz que alcanza velocidades de hasta 54 Mbps.

En el estándar 802.11 la técnica utilizada para la transmisión es OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing). Esta técnica de transmisión se caracteriza por presentar un mejor comportamiento frente a problemas típicos de las WLAN como es el multitrayecto. La idea básica de OFDM es utilizar varias portadoras

cada una con una tasa binaria más baja que en el caso de una única portadora. Esta técnica no solo se utiliza en los estándares de redes inalámbricas sino también, por ejemplo en los nuevos estándares para la radio y televisión digital (DAB y DVB).

Son muchas las ventajas que ofrecen las tecnologías inalámbricas para el acceso a redes. En un principio las únicas tecnologías inalámbricas que existían eran la satelital y a través de enlaces de microondas. A partir de ahí los proveedores de servicios de redes brindaban a sus usuarios el acceso a los servicios a través de medios cableados tales como cobre, cable, fibra óptica entre otros. Es decir el usuario no accedía directamente de forma inalámbrica a la información. Los pocos dispositivos que existían en esa época eran lentos, limitados y no eran ampliamente operables debido a que no existían estándares y sólo estaban disponibles por unos pocos fabricantes. El mercado estaba muy segmentado y los precios de los equipos eran elevadísimos que era imposible su expansión en el mercado y limitaba el desarrollo de nuevas tecnologías inalámbricas en las redes de computadoras.

Hoy en día gracias a los nuevos estándares en el área inalámbrica se está permitiendo la fabricación de nuevos productos, a un precio cada vez más accesibles a los usuarios y con más ancho de banda.

Entre los nuevos productos podemos destacar la denominada Software-Defined Radio (SDR). La idea básica de SDR es tener una arquitectura independiente que permita una selección de forma arbitraria de frecuencias intermedias y anchos de bandas vía software. SDR se basa en tarjetas de radio conectables a PC's que hacen un procesamiento digital de la señal.

Con los nuevos productos y tecnologías inalámbricas los usuarios podrán acceder a las redes corporativas e Internet desde su casa, de camino al trabajo o en la carretera sin una conexión física. Con teléfonos inteligentes será posible recibir Internet y enlazarse directamente a computadoras, máquinas de fax y otros dispositivos de oficina. Las computadoras estarán interconectadas entre sí sin alambres y se enlazarán a la red cableada a través de un dispositivo de acceso. A su vez, las conexiones entre las redes cableadas podrán ser inalámbricas.

En el siguiente tema vamos a presentar las características específicas y el modo de funcionamiento de la capa física del estándar 802.11a. En las simulaciones del sistema de transmisión OFDM, de las que más adelante se exponen los resultados, siguen las especificaciones del este estándar. En el tema 3 hacemos un estudio matemático de la señal OFDM así como sus problemas y posibles modificaciones para mejorarlos. En el tema 4 se presenta una posible implementación de una plataforma SDR para un sistema de transmisión OFDM. En el capítulo 5 se muestran tanto los resultados de la simulación de un sistema OFDM como los resultados obtenidos para las mejoras de la señal OFDM. Finalmente concluimos con un capítulo donde se recogen conclusiones y se exponen nuevas líneas de trabajo.

2. REDES DE ÁREA LOCAL INALÁMBRICAS (WLAN). ESTÁNDAR 802.11.a

2.1. INTRODUCCIÓN

Como se comentó en la introducción actualmente existen varios estándares para redes inalámbricas, destacando entre estos el 802.11.a de la IEEE y el HiperLAN/2 de la ETSI. Los dos soportan múltiples modos de funcionamiento hasta 54Mbit/s, ofreciendo las condiciones necesarias para soportar aplicaciones multimedia en una WLAN. La cooperación entre la IEEE y la ETSI ha hecho que los dos estándares tengan pocas diferencias.

En este tema se va a describir la capa física del estándar 802.11a. Las características de las señales que aquí se van a exponer son las que debe verificar cualquier sistema de transmisión que quiera cumplir el estándar 802.11a.

A continuación se expone una tabla con las principales características de los estándares más importantes[1].

Tabla 1-1.Comparativa.

Comparación entre las tecnologías WLANs				
Característica	802.11	802.11b	802.11a	HiperLAN2
Espectro	2.4 GHz	2.4 GHz	5 GHz	5 GHz
Máxima tasa de transmisión	2 Mbps	11 Mbps	54 Mbps	54 Mbps
Conexión	No-orientado a conexión	No-orientado a conexión	No-orientado a conexión	orientado a conexión
Encriptación	RC4 de 40 bits	RC4 de 40 bits	RC4 de 40 bits	DES, 3DES
Multicast	Si	Si	Si	Si

Soporte de redes fijas	Ethernet	Ethernet	Ethernet	Ethernet, IP, ATM, UMTS, FireWire, PPP
Selección de frecuencias	FHSS o DSSS	DSSS	portadora única	portadora única con selección dinámica de frecuencias
<p>FHSS: Frequency Hopping Spread Spectrum DSSS: Direct Sequence Spread Spectrum ATM: Asynchronous Transfer Mode IP: Internet Protocol DES: Data Encryption Standard UMTS: Universal Mobile Telephone Service PPP: Point-Point Protocol</p>				

Hay que destacar que en el estándar 802.11a se usa tanto en la recepción como en la transmisión un sistema que se basa en la modulación OFDM.

2.2. ESPECIFICACIONES DEL ESTÁNDAR

2.2.1. FORMATO DE LA SEÑAL

En este apartado se especifican las condiciones que tiene que cumplir una señal para ajustarse al estándar 802.11a. La radio frecuencia del sistema LAN está inicialmente propuesta para 5.15-5.25, 5.25-5.35GHz. El sistema OFDM ofrece una red LAN inalámbrica con una tasa binaria de 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 y 54Mbit/s. Los receptores y transmisores tienen que soportar de forma obligatoria las velocidades de 6, 12, y 24Mbit/s. El sistema usa 52 subportadoras que son moduladas usando BPSK, QPSK, 16-QAM,64-QAM.

La figura muestra la forma de una secuencia OFDM incluyendo una cabecera, PLCP. La cabecera tiene los siguientes campos: LENGTH, RATE, un bit reservado, bit de paridad par y el campo SERVICE. En términos de modulación, los campos LENGTH, RATE, un bit reservado y el de paridad mas una cola de 6 "ceros" constituyen un símbolo OFDM llamado SIGNAL. El campo SERVICE y la información que va en el campo denotado como DATOS se transmiten a la tasa que se especifica en el campo RATE. La cola de bits en SIGNAL habilita la decodificación de los campos RATE y LENGTH inmediatamente después de la recepción de la cola de bits. Los campos RATE y LENGTH son necesarios para la decodificación de los bits de información.

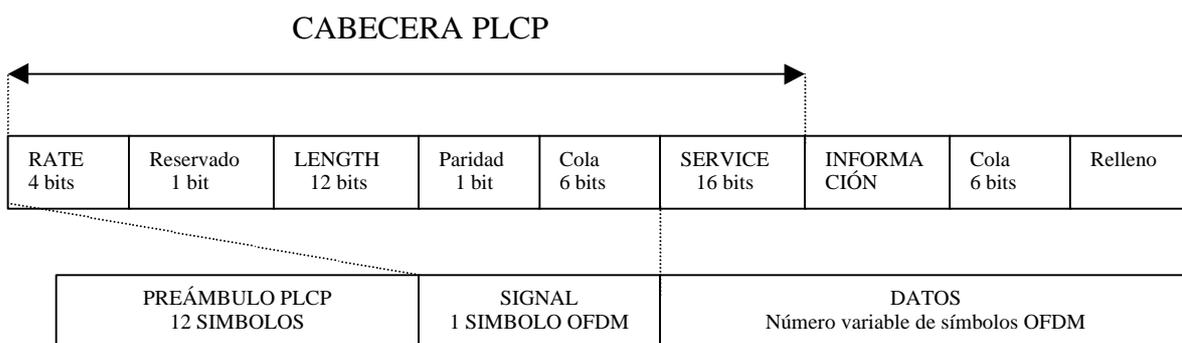


Fig. 2-1.Formato de trama OFDM.

2.2.2. PROCESO DE CODIFICACIÓN

La codificación esta compuesta por muchos pasos, que se describen ampliamente en apartados posteriores. EL siguiente resumen pretende facilitar la comprensión de los detalles de cada paso[2]:

- a) Creación del campo preámbulo PLCP, compuesto por 10 repeticiones de una "secuencia de entrenamiento corta" y dos repeticiones de una "secuencia de entrenamiento larga", precedida de un periodo de guarda.
- b) Creación de la cabecera PLCP. Los campos RATE y LENGTH se codifican con un código convolucional de tasa $R=1/2$, y después modulados según una constelación BPSK. Para facilitar una detección segura y sincronizada de los campos RATE y LENGTH se inserta una cola de 6 "ceros". La creación de un símbolo OFDM a partir del campo SIGNAL sigue los pasos de codificación, modulación BPSK, inserción de pilotos, transformada inversa de Fourier, e incorporación de un periodo de guarda (GI) para una tasa de 6Mbit/s.
- c) Se añaden los datos al campo SERVICE. La cadena de bits se extiende con "ceros" hasta que el número de la longitud total sea múltiplo del numero de bits de información por símbolo OFDM (N_{DBPS}). La cadena de bits resultante constituye el campo DATOS.
- d) Se inicializa un aleatorizador con una semilla pseudoaleatoria no nula, se genera una secuencia, y se realiza la operación XOR con la cadena de bits de DATOS.
- e) Poner 6 "ceros" en los bits pertenecientes al campo "cola" después de los datos para volver al aleatorizador a su estado inicial.
- f) Codificar los bits de la salida del aleatorizador con un código de tasa R que depende del valor del campo RATE.
- g) Dividir la cadena de bits resultante del proceso anterior en grupos de N_{CBPS} , que es el número total de bits por símbolo OFDM y modular los bits.
- h) Dividir los números complejos resultantes de la modulación en grupos de 48. Cada grupo se asocia con un símbolo OFDM. Los números complejos numerados del 0 al 47 se mapean en las subportadoras -26 hasta la -22, -20 a -8, -6 a -1, 1 a 6, 8 a 20, y 22 a 26. Las subportadoras -21, -7, 7, 21 se reservan

para los pilotos. La subportadora 0 correspondiente a la frecuencia central no se usa.

- i) Para cada grupo de subportadoras -26 a 26, se realiza la transformada inversa de Fourier para pasar del dominio frecuencial al dominio temporal. Se extiende periódicamente la señal resultante para crear el *GI* y se multiplica por una ventana de duración igual al periodo de símbolo OFDM.
- j) Ensamblar los símbolos OFDM uno detrás de otro después del símbolo SIGNAL.
- k) Realizar una modulación IQ de la señal resultante en banda base.

2.2.2.1. PARÁMETROS DEPENDIENTES DEL CAMPO RATE

Los parámetros de modulación dependientes del campo RATE se presentan en la tabla 2.

Tabla 2-2. Parámetros dependientes de RATE.

VELOCIDAD BINARIA(MBIT/S)	MODULACIÓN	TASA CÓDIGO(R)	BITS POR SÍMBOLO OFDM	BITS DE INFORMACIÓN POR SÍMBOLO
6	BPSK	1/2	48	24
9	BPSK	3/4	48	36
12	QPSK	1/2	96	48
18	QPSK	3/4	96	72
24	16-QAM	1/2	192	96
36	16-QAM	3/4	192	144
48	64-QAM	2/3	288	192
54	64-QAM	3/4	288	216

2.2.2.2. PARÁMETROS RELACIONADOS CON EL TIEMPO

Tabla 2-3. Parámetros relacionados con el tiempo.

PARÁMETRO	VALOR
N_{SD} : Número de subportadora	48
N_{SP} : Número de pilotos	4
N_{ST} : Número de subportadora, total:	52 ($N_{SD} + N_{SP}$)
Δ_F = Espacio entre subportadoras	0.3125 MHz ($1/\Delta_F = 20\text{MHz}/64$)
T_{FFT} : Periodo de la FFT/IFFT	$3.2\mu\text{s}$ ($1/\Delta_F$)
$T_{PREAMBULO}$: Duración del preambulo PLCP	$16\mu\text{s}$ ($T_{SHORT} + T_{LONG}$)
T_{SIGNAL} : Duración del símbolo SIGNAL	$4\mu\text{s}$ ($T_{GI} + T_{FFT}$)
T_{GI} : Duración del GI	$0.8\mu\text{s}$ ($T_{FFT}/4$)
T_{GI2} : Duración del GI del símbolo de entrenamiento	$1.6\mu\text{s}$ ($T_{FFT}/2$)
T_{SYM} : Duración símbolo OFDM	$4\mu\text{s}$ ($T_{GI} + T_{FFT}$)
T_{SHORT} : Duración de la secuencia de entrenamiento corta	$8\mu\text{s}$ ($10 * T_{FFT}/4$)
T_{LONG} : Duración de la secuencia de entrenamiento larga	$8\mu\text{s}$ ($T_{GI2} + 2 * T_{FFT}$)

2.2.2.3. DESCRIPCIÓN MATEMÁTICA DE LA SEÑAL

La señal que resulta de realizar la IFFT, $r(t)$, en el transmisor es en general una señal compleja en banda base. La señal transmitida esta relacionada con $r(t)$ a través de la siguiente ecuación.

$$r_{(RF)}(t) = \text{Re}\{r(t)\exp(j\omega_c t)\}$$

La señal en banda base esta formada por varios símbolos OFDM

$$r(t) = r_{PREAMBULO}(t) + r_{SIGNAL}(t - t_{SIGNAL}) + r_{DATOS}(t - t_{DATOS})$$

donde $t_{SIGNAL} = 16\mu s$ y $t_{DATOS} = 20\mu s$.

Existen tres tipos de periodos de guarda(GI): para la secuencia de entrenamiento corta ($=0$) para la secuencia de entrenamiento larga ($=T_{GI2}$) y otro par los símbolos OFDM de datos.

Después de realizar la IFFT y de añadir el prefijo cíclico la señal, $r(t)$, en banda base se puede descomponer en subtramas. Cada una de estas subtramas es el resultado de multiplicar $r(t)$ por una ventana $w_T(t)$.

$$w_T(t) = \begin{cases} \sin^2\left(\frac{\mathbf{p}}{2}(0.5 + t/T_{TR})\right) & (-T_{TR}/2 < t < T_{TR}/2) \\ 1 & (T_{TR}/2 \leq t < T - T_{TR}/2) \\ \sin^2\left(\frac{\mathbf{p}}{2}(0.5 - (t - T)/T_{TR})\right) & (T - T_{TR}/2 \leq t < T + T_{TR}/2) \end{cases}$$

En el caso en que T_{TR} sea nulo tenemos una ventana rectangular. Las especificaciones de la normativa para generar las formas de onda transmitidas utilizan un luso rectangular. T_{TR} típicamente tiene un valor de 100ns para suavizar las transiciones entre dos subtramas consecutivas y reducir los lóbulos laterales de la señal transmitida. También se pueden utilizar un filtrado en frecuencia para conseguir el mismo objetivo. Esta es una cuestión que el estándar deja abierta. En la siguiente grafica se puede ver el efecto del enventanado.

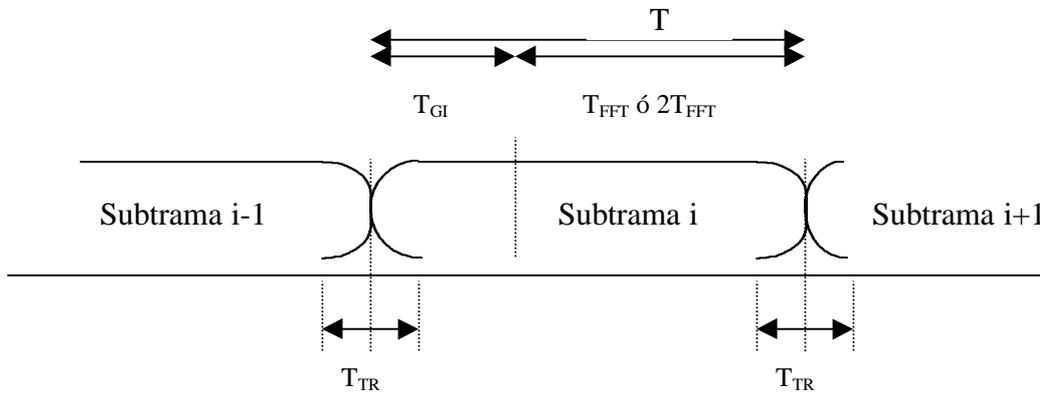
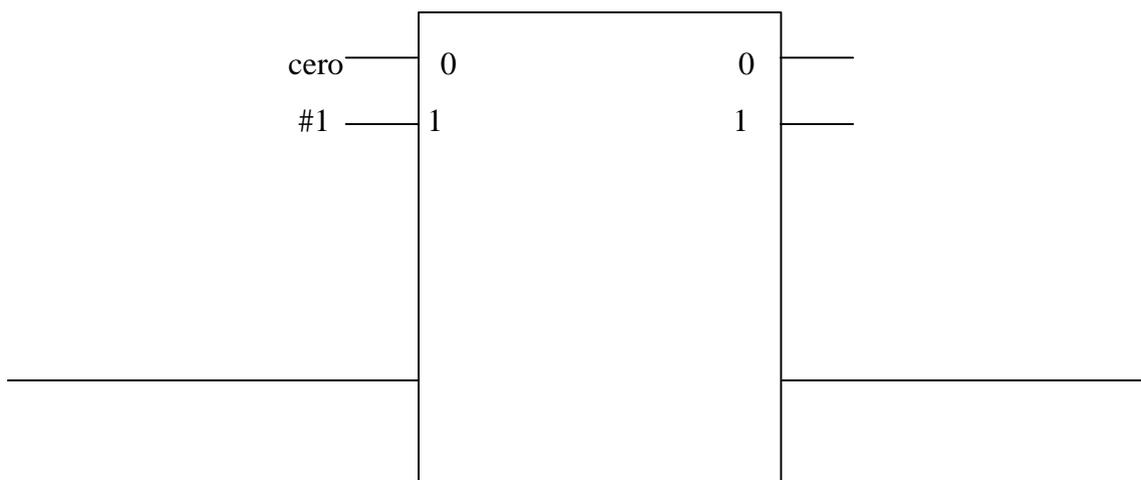


Fig. 2-2. Trama OFDM con prefijo cíclico y enventanado.

2.2.2.4. CONSIDERACIONES PARA LA IMPLEMENTACIÓN DIGITAL

El estándar no impone ninguna restricción, pero da una descripción de una implementación (a modo de ejemplo) con parámetros que son típicamente usados, que es la que explicaremos y la que seguiremos en la simulación de un sistema de comunicaciones OFDM.

Una forma común de realizar la transformada inversa de Fourier es mediante la aplicación de un algoritmo IFFT. El estándar usa una IFFT de 64 puntos. Las portadoras de índices -26 a -1 se copian en las entradas de la IFFT 38 a 63 y las subportadoras 1 a 26 en las entradas 1 a 26. El resto de entradas de la IFFT son nulas (figura 2-3). Las salidas están en el dominio temporal y se extienden cíclicamente hasta longitud deseada



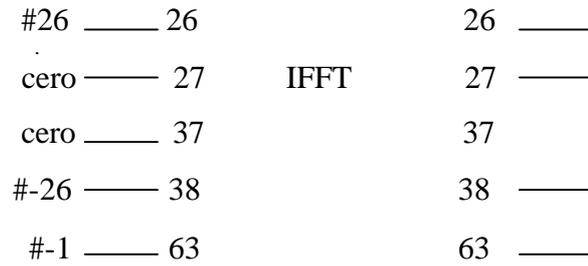


Fig. 2-3. Entradas y salidas de la IDFT.

La tasa de muestreo de la señal en banda base es 20MHz y para el enventanado se utiliza $T_{TR}=100ns$. Con estos datos la ventana en tiempo discreto queda de la siguiente forma para $T=4000ns$.

$$w_T[n] = w_T[nT_s] = \begin{cases} 1 & 1 \leq n \leq 79 \\ 0,80 & \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases}$$

2.3. PREÁMBULO PLCP

El preámbulo PLCP se usa para la sincronización. Consiste en 10 símbolos cortos y 2 símbolos largos.

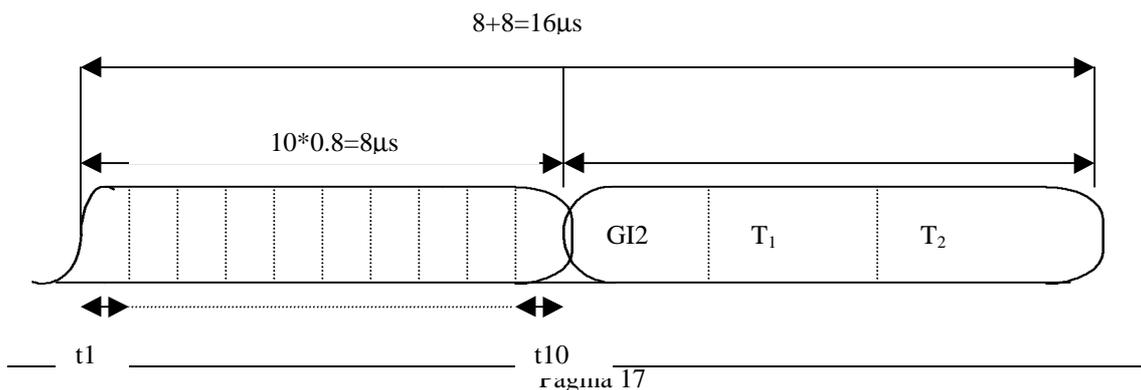


Fig. 2-4. Estructura de entrenamiento.

La figura muestra la estructura del preámbulo, donde t_1, t_2, \dots, t_{10} denota los símbolos de entrenamientos cortos y T_1 y T_2 denota los símbolos largos. La duración total es de $16\mu s$.

Un símbolo corto consiste en 12 subportadoras moduladas por los elementos de la secuencia S dada por

$$S_{-26,26} = \sqrt{13/6} \times \{0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0\}$$

La multiplicación por el factor $\sqrt{13/6}$ es para normalizar la potencia media del símbolo OFDM resultante, que sólo usa 12 de 52 subportadoras. En realidad sólo se usan las subportadoras cuyo índice es múltiplo de 4. La IFFT que utilizamos es de 64 puntos. Si sólo usamos las subportadoras con índice múltiplos de 4 tenemos que la señal resultante tiene un periodo de 16 muestras.

$$x(n) = \frac{1}{64} \sum_{k=0}^{63} X(k) \exp(j \frac{2\pi kn}{64}) \quad 0 \leq n \leq 63$$

Como sólo para k múltiplo de 4 $X(k)$ es distinto de cero, haciendo un cambio de variables $l=k/4$ con k múltiplo de 4 nos queda

$$x(n) = \frac{1}{64} \sum_{l=0}^{60} X(l) \exp(j \frac{2\pi l n}{16}) \quad 0 \leq n \leq 63$$

multiplode4

que tiene periodo 16 por tenerlo la exponencial. El periodo, por tanto de un símbolo de entrenamiento corto es $T_{FFT}/4=0.8\mu s$. Como se repite 10 veces tenemos una señal de $8\mu s$.

Un símbolo de entrenamiento largo consiste en 53 subportadoras (incluyendo un valor nulo para el valor de continua), que se modulan con los elementos de la secuencia L, dada por:

$$L = \{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1\}$$

El periodo resultante de la señal es $2 * T_{FFT} + T_{GI2} = 8\mu s$.

El factor de normalización de la secuencia S viene de comparar la potencia de S con la de L. $P_L=52$ y $P_S=K^2*2*12$, comparando $K=\sqrt{52/24}=\sqrt{13/6}$.

Los símbolos de entrenamiento cortos sirven para la detección de la señal en el receptor, para ajustar la amplitud de esta (control automático de ganancia) y hacer un ajuste "grueso" de la frecuencia. Los dos símbolos largos sirven para hacer un ajuste "fino" de la frecuencia y para estimar el canal.

El estándar no especifica ningún algoritmo para realizar todas las estimaciones necesarias.

Se supone que el canal no varía durante los símbolos de entrenamiento largos. Una vez estimado el canal sólo es necesario un ecualizador de una sola etapa. Para la subportadora k tenemos $Y(k)=C(k)*X(k)+N(k)$. Si la estimación del canal por la

frecuencia de la subportadora k es $C'(k)$ la señal ecualizada puede ser $Y'(k)=(C'(k)^*/|C'(k)|^2)*Y(k)$.

2.4. SÍMBOLO SIGNAL

Los símbolos de entrenamiento van seguidos del símbolo SIGNAL, que contiene los campos RATE y LENGTH. EL primero lleva información a cerca del tipo de modulación y tasa de código usados en el resto de la trama de bits. Los bits del símbolo SIGNAL se modulan mediante BPSK, se utiliza una tasa de código $R=1/2$, se entrelazan los bits y se insertan subportadoras pilotos. La tasa de los bits de información es de 6Mbit/s. Este símbolo es muy importante que llegue sin errores porque contiene información necesaria par recuperar correctamente la señal recibida.

El campo SIGNAL esta compuesto por 24 bits, tal y como se muestra en la siguiente figura.

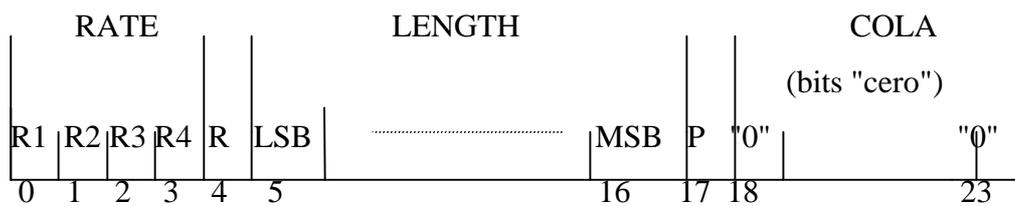


Fig. 2-5. Asignación de bits del campo SERVICE.

Los bits R1-R4 se codifican de acuerdo a la siguiente tabla

Tabla 2-4. Contenidos de SIGNAL.

TASA (Mbit/s)	R1-R4
6	1101

9	1111
12	0101
18	0111
24	1001
36	1011
48	0001
54	0011

El campo LENGTH es un entero sin signo de 12 bits que indica el número de octetos de información que se transmiten en los siguientes símbolos OFDM. El bit menos significativo es el primero en transmitirse.

El bit 4 esta reservado y se pone a cero. El bit 17 es un bit de paridad de todos los bits anteriores. Por ultimo existe una cola de seis "0" que sirven para sincronizar la decodificación de los campos LENGTH y RATE.

2.5. CAMPO DATO

El campo dato contiene un campo SERVICE, los datos, una cola y una serie de bits de relleno si son necesarios.

El campo SERVICE tiene 16 bits, del 0 al 16, donde el bit 0 es el primero en transmitirse. Los seis primeros bits se usan para sincronizar el desaleatorizador en el receptor. Los bits restantes están reservados y se ponen a cero.

Los bits de cola se usan par poner el codificador convolucional en su estado inicial. En el transmisor los bits pasan por un aleatorizador, para formar la cola de bits

se quitan los bits "aleatorizados" y se sustituyen por seis bits nulos. Los bits antes de modularlos se pasan por un proceso de entrelazado.

El número de bits transmitidos tiene que ser múltiplo del número de bits en un símbolo OFDM, N_{CBPS} (48,96,192 ó 288). El número de símbolos N_{SYM} se calcula de la siguiente forma:

$$N_{SYM} = \text{Ceiling}((16 + 8 * LENGTH + 6) / N_{DBPS})$$

Donde la función $\text{ceiling}(\cdot)$ es una función que devuelve el entero inmediatamente mayor o igual a su argumento. El número de bits de relleno, N_{PAD} , viene dado por:

$$N_{PAD} = N_{SYM} * N_{DBPS} - (16 + 8 * LGTH + 6)$$

Los bits de relleno hay que añadirlos a los bits de datos antes de realizar la aleatorización.

2.6. MODULACIÓN DE LAS SUBPORTADORAS

Las portadoras se modulan usando BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, dependiendo de la tasa del código, R. Hay que ir dividiendo los bits en grupos de 1, 2, 4, ó 6 y convertirlos en números complejos dependiendo de cada constelación de acuerdo con el código Gray.

El tipo de modulación cambia a medida que transmitimos, cuando pasamos del símbolo SIGNAL a la parte de datos. Se utiliza un factor de escala para normalizar la potencia y que todos los símbolos OFDM tengan la misma potencia media..

Tabla 2-5.Factor de normalización.

MODULACIÓN	K_{MOD}
BPSK	1
QPSK	$1/\sqrt{2}$
16-QAM	$1/\sqrt{10}$
64-QAM	$1/\sqrt{42}$

En cada símbolo OFDM cuatro subportadoras se usan como pilotos para hacer la demodulación robusta frente a los offset en frecuencia y el ruido de fase.

Si tenemos una lista de números complejos, $d_{k,n}$, divididos en grupos de $N_{SD}=48$ podemos denotar

$$d_{k,n} = d_{k+N_{SD}*,n}, \quad k=0, \dots, N_{SD}-1, \quad n=0, \dots, N_{SYM}-1.$$

Un símbolo OFDM se puede definir como

$$r_{DATA,n}(t) = w_{TSYM}(t) \left\{ \sum_{k=0}^{N_{SD}-1} d_{k,n} \exp((j2\mathbf{p}M(k)\Delta_F(t-T_{GI}))) + \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} p_k \exp((j2\mathbf{p}k\Delta_F(t-T_{GI}))) \right\}$$

donde la función $M(k)$ define el mapeo de las portadoras

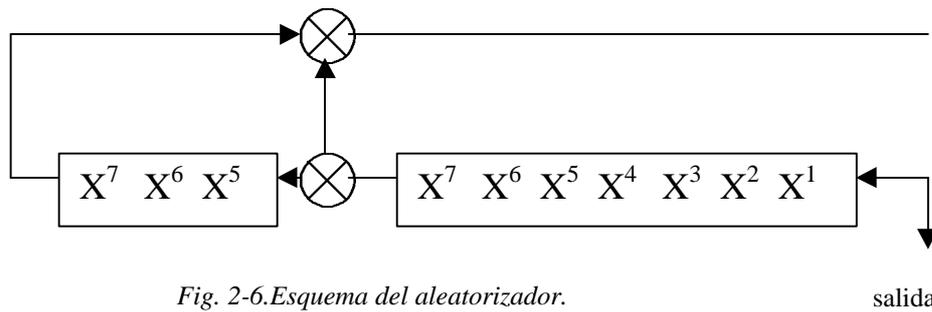


Fig. 2-6. Esquema del aleatorizador.

El estado inicial es $x^7=0, x^6=0, \dots, x^1=0$.

2.7. RANGO DE FRECUENCIAS

El rango de frecuencia de operación es la banda de los 5GHz. El reparto de la banda depende de las autoridades competentes de cada región.

Las frecuencias centrales de cada canal de la banda de 5GHz se define como un múltiplo de 5MHz por encima de los 5GHz.

Frecuencia central del canal = $5000 + 5 * n$ (MHz) donde $n=0, 1, 200$, es el número del canal.

La tolerancia en el oscilador debe ser ± 20 ppm como máximo.

A continuación, en el siguiente tema se exponen los fundamentos matemáticos de las señales OFDM así como sus principales problemas y modificaciones posibles para resorberlos.

3. MULTIPLEXACIÓN POR DIVISIÓN DE FRECUENCIA ORTOGONAL

3.1. INTRODUCCIÓN

El origen de OFDM data de la mitad de los años sesenta cuando R.W.Chang publica *Sintesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmisión*[3]. En este libro se describe un principio para transmitir mensajes simultáneamente en un canal limitado en banda sin interferencia entre canales (ICI) ni intersimbólica (ISI). La siguiente gran aportación fue presentada por S B. Weinstein y P. M. Ebert[4] en 1971, quienes usaron la Transformada Discreta de Fourier (DFT) para llevar a cabo la modulación/ demodulación de la señal en banda base. Este trabajo se centró en la eliminación de interferencia entre canales (ICI) y entre símbolos (ISI) más que en mejorar los canales individuales y también solucionó el problema de tener que utilizar un banco de osciladores. Para intentar eliminar la ISI usaron un espacio de guarda entre los símbolos y una ventana de coseno alzado en el dominio temporal. Aunque los resultados mejoraron con creces todos los obtenidos anteriormente quedaba un problema por mejorar, que era mantener la ortogonalidad de las señales en el receptor. La otra gran aportación se debe a Peled y Ruiz que en 1980, introdujeron el *Prefijo cíclico*[5]. En lugar del espacio de guarda vacío ellos utilizaron una extensión del símbolo OFDM para eliminar el problema de la ortogonalidad.

Por ultimo comentar que actualmente se siguen estudiando otros esquemas alternativos propuestos por Peled y Ruiz que aunque mantienen la DFT no requieren de prefijo así como diferentes esquemas para la sincronización y equalización. También hay que comentar que si bien el trabajo de Weinstein y Ebert solucionaron el problema de los bancos de osciladores la evolución de la electrónica hace posible hoy en día la transmisión de una señal OFDM mediante bancos de osciladores digitales.

3.2. INTRODUCCIÓN A OFDM

Para crear una plataforma que permita la radiodifusión de aplicaciones multimedia, es necesario usar una transmisión de mínimo varios megabits por segundo. Esta tasa binaria lleva asociada un problema en la transmisión vía radio, debido a que en este tipo de transmisión los canales se caracterizan por la recepción multitrayecto. La función de transferencia del medio de propagación varía con la frecuencia lo cual produce una distorsión de amplitud y fase en las señales transmitidas que incide notablemente sobre la calidad de recepción[6]. Para velocidades de varios megabits por segundo ocurre que el efecto del multitrayecto debido a que el retraso temporal de las señales reflejadas es mayor que un periodo de símbolo es muy importante.

Como comentamos, el principal problema existente en la recepción de las señales de radio es el desvanecimiento causado por la propagación. De entre los modelos propuestos para el medio de transmisión el más general es el denominado "multieco", y tiene en cuenta el rayo directo y rayos o ecos de trayectos múltiples[6]. Estas señales son el resultado de la reflexión de la onda en obstáculos terrenales tales como las montañas, colinas o árboles, o en obstáculos como personas vehículos o edificios.

El desvanecimiento por multitrayecto se caracteriza por una respuesta impulsiva del canal (CIR). En la figura 3-1 se muestra un ejemplo típico de CIR para entornos multitrayecto. Desde el punto de vista del tiempo se observa que la respuesta impulsiva del canal tiene memoria, es decir, la señal recibida en un instante depende de la señal transmitida en ese instante y del valor que tuvo en instantes pasados. Esto provoca ISI. Hay que tener en cuenta que el caso ideal es que la CIR sea una delta (no tiene memoria). Desde el punto de vista de la frecuencia algunas frecuencias son enfatizadas mientras que otras son atenuadas.

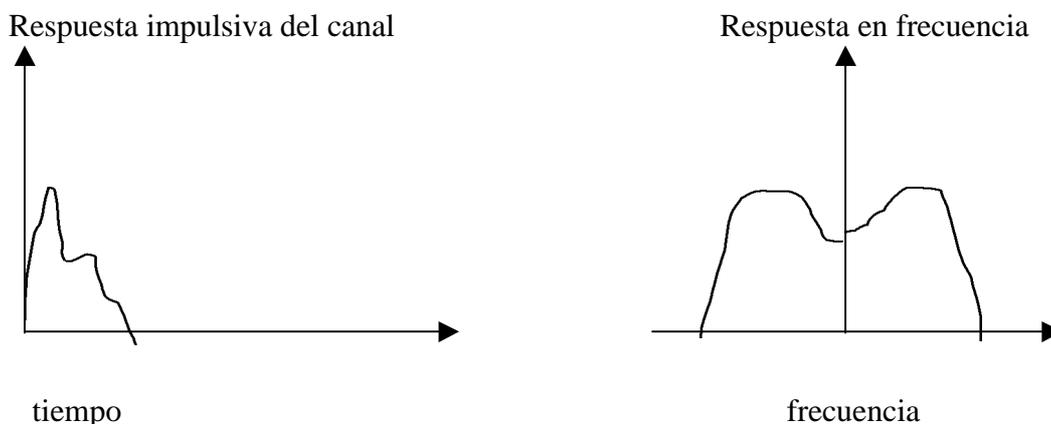


Fig. 3-1. Respuesta impulsiva y frecuencial de un canal Multitrayecto.

Para corregir la respuesta del canal podemos utilizar un ecualizador adaptativo ya que la respuesta del canal puede variar en el tiempo. El problema es que para tasas binarias altas (megabits por segundo) obtener un buen ecualizador con un coste aceptable es difícil. Para recobrar la señal transmitida a partir de la recibida es necesario almacenar varios símbolos sucesivos y ecualizar el dato recibido secuencialmente, lo que conlleva una gran carga computacional lo que encarece la implementación del ecualizador.

La Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM) aparece como una fórmula para eliminar los problemas que presentan los medios dispersivos como los canales multitrayecto sin necesidad de utilizar un hardware excesivamente complejo.

OFDM se puede ver como una colección de técnicas de transmisión en paralelo que reduce la influencia del desvanecimiento por multitrayecto y hace innecesaria una ecualización compleja. Esta colección de técnicas no sólo se pueden usar en medios no cableados, en cuyo caso se denomina OFDM, sino que también es aplicable a medios cableados tal como en *Líneas Digitales de Abonado Asimétricas* (ADSL) en cuyo caso el término *Multitone Discrete* (DMT) es más apropiado.

3.2.1. MODELO DEL SISTEMA OFDM

3.2.1.1. INTRODUCCIÓN

La idea básica es dividir el espectro disponible en varios subcanales. El hecho de tener canales de banda estrecha hace que cada subcanal vea un desvanecimiento plano que facilita la ecualización. Para obtener una eficiencia espectral alta, la respuesta en frecuencia de los subcanales (de aquí en adelante usaremos indistintamente el término subcanal o subportadora a la hora de referirnos a una de las partes en que dividimos el ancho de banda utilizado) están sobrepuestos y son ortogonales, de ahí el nombre de OFDM. La ortogonalidad entre las subportadoras hace que la interferencia entre canales (ICI) se minimice.

Un ejemplo simbólico del espectro de una señal OFDM se muestra en la figura 3-2. Se puede observar que cuando un subcanal alcanza el máximo los canales adyacentes tienen un mínimo.

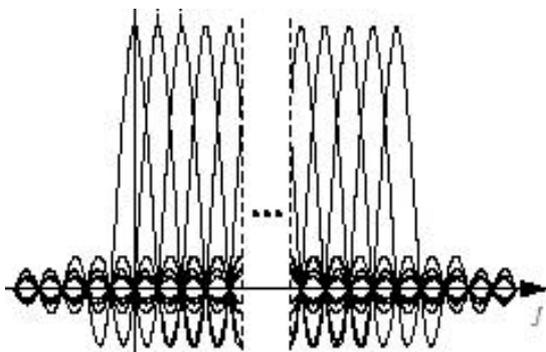


Fig. 3-2. Representación simbólica de los canales individuales para un sistema OFDM.

3.2.1.2. MODELO EN EL TIEMPO

El hecho de la existencia de un canal multitrayecto provoca ISI ya que en el receptor un símbolo se ve afectado por los ecos de símbolos anteriores. Par evitar esto inicialmente se pensó en usar periodos de guarda donde no se transmitía, pero como se dijo en la introducción, fueron Peled y Ruiz los que gracias a la incorporación del prefijo cíclico solucionaron además del problema de la ISI los problemas de ortogonalidad en el receptor. En este apartado vamos a realizar un estudio matemático de las señales OFDM para demostrar que bajo ciertas condiciones se cumple la condición de ortogonalidad en el receptor y no existe ISI. Podemos adelantar que el hecho de que el prefijo sea cíclico se debe a la utilización de la IDFT y la DFT en la modulación /demodulación.

Vamos a partir de una serie de suposiciones:

- Se usa prefijo cíclico.
- La respuesta impulsiva del canal es mas corta que el prefijo cíclico.
- Transmisor y receptor están perfectamente sincronizados.
- El ruido del canal es AWGN.

Supongamos que tenemos un conjunto de señales \mathbf{f} donde \mathbf{f}_p es el p-ésimo elemento. Se dice que las señales son ortogonales si se cumple

$$\int_a^b \mathbf{f}_p(t) \mathbf{f}_q^*(t) dt = \begin{cases} 1 & \text{si } p = q \\ 0 & \text{si } p \neq q \end{cases}$$

Un conjunto de señales que cumple la condición de ortogonalidad son los senos y cosenos.

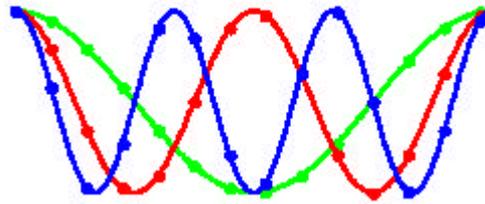


Fig. 3-3. Conjunto de señales ortogonales.

Gracias a la ortogonalidad se puede transmitir sin interferencia entre las subportadoras. Vamos a ver esto de forma más exhaustiva.

- **Transmisor**

Asumiendo un sistema OFDM con N subportadoras, un ancho de banda de W y que la duración del símbolo es T , de los cuales T_{cp} segundos pertenecen al prefijo cíclico el transmisor puede usar las siguientes formas de onda.

$$f_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T-T_{CP}}} e^{j2\pi \frac{W}{N} K(t-T_{CP})} & \text{si } t \in [0, T] \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (3-1)$$

donde $T=N/W+T_{CP}$. Hay que indicar que $f_k(t) = f_k(t + N/W)$ donde t esta dentro del prefijo $[0, T_{CP}]$, es decir la parte de la señal en $[0, T_{CP}]$ es la misma que en $[T_{CP}, T]$. $f_k(t)$ se puede ver como un pulso que modula una portadora de frecuencia kW/N . En la figura 3-4 de la siguiente página se ve de forma gráfica.

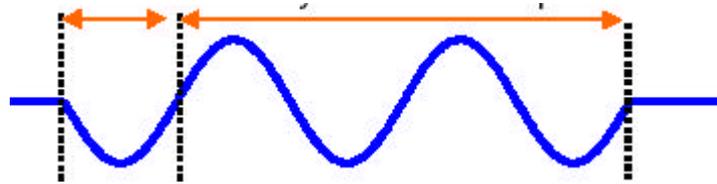


Fig. 3-4. Señal transmitida por una subportadora en un símbolo OFDM.

La señal del símbolo l será:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,l} \mathbf{f}_k(t - lT) \tag{3-2}$$

donde $x_{0,l}, x_{1,l}, \dots, x_{N-1,l}$ son números en general complejos que provienen de los puntos de una constelación de señales. Observando la ecuación (3-2) se aprecia que la señal en banda base tiene la misma expresión que una IDFT. Esto hace que se usen algoritmos rápidos de la IDFT (IFFT) para la transmisión. En el receptor se usa la DFT (lo veremos más adelante).

Cuando transmitimos una secuencia de símbolos OFDM la señal será:

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} s_l(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,l} \mathbf{f}_k(t - lT) \tag{3-3}$$

- **Canal físico**

El hecho de transmitir en paralelo reduce la tasa de símbolos en cada subcanal, lo que aumenta el periodo de símbolo. El resultado de aumentar el periodo es que la ISI

provocada por las señales reflejadas disminuye. Esto se debe a que cuanto menor sea la duración de la respuesta impulsiva del canal en comparación con el periodo de símbolo la dispersión temporal de un símbolo afectara menos a otros símbolos posteriores. OFDM evita la ISI por lo tanto de dos formas: aumentando el periodo de símbolo de cada subportadora e introduciendo un periodo de guarda.

Vamos a mostrar como afecta el canal multitrayecto a la señal transmitida

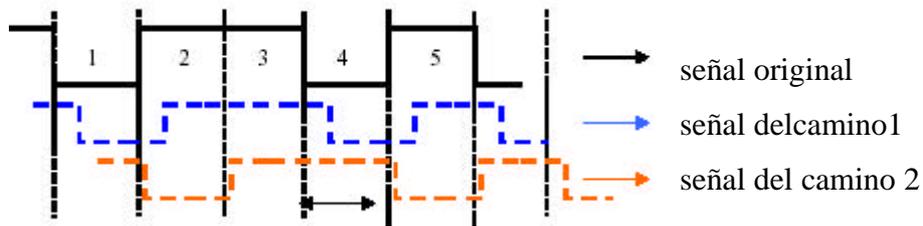


Fig. 3-5.Efecto del multitrayecto sobre la señal transmitida.

En la figura se ve que la señal en el intervalo 2 depende del valor de esa señal en ese mismo intervalo pero también del valor en el intervalo 1.

Si representamos la figura anterior para un periodo de símbolo menor lo vemos gráficamente que la interferencia aumenta.

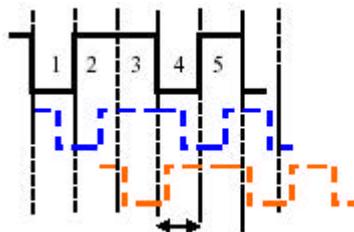


Fig. 3-6.Efecto del multitrayecto sobre la señal transmitida cuando se reduce el periodo de símbolo.

Ahora la señal en un intervalo depende del valor de la señal transmitida en ese intervalo y de los dos anteriores(en la gráfica 3-5 sólo dependía del inmediatamente anterior).

Pasemos a hacer un análisis matemático del canal. Asumimos que la respuesta impulsiva de este, $g(\mathbf{t};t)$ esta restringida al intervalo $\mathbf{t} \in [0, T_{cp}]$, es decir la duración del prefijo cíclico y que es fija mientras dura un símbolo OFDM[7].

$$r(t) = (g * s)(t) = \int_0^{T_{CP}} g(\mathbf{t};t) s(t-\mathbf{t}) dt + \tilde{n}(t) \quad (3-4)$$

donde $\tilde{n}(t)$ es ruido blanco, gaussiano y aditivo.

- Receptor

El receptor podemos analizarlo como un banco de filtros adaptados a la última parte de las señales del transmisor $[T_{CP}-T]$.

$$y_k(t) = \begin{cases} \mathbf{f}_k^*(T-t) & \text{si } t \in [T - T_{CP}] \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (3-5)$$

Esto significa que el prefijo cíclico es eliminado en el receptor. Desde que el prefijo contiene la ISI la salida del banco de filtros no contiene ISI. Para el estudio matemático podemos eliminar el subíndice l que indica el número de símbolo OFDM y tomar un símbolo cualquiera. Vamos a calcular la salida para el filtro k -ésimo.

$$\begin{aligned}
y_k &= (r * \mathbf{y}_k)(t) \Big|_{t=T} = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \phi(t - t) dt \\
&= \int_{T_{CP}}^T \left(\int_0^{T_{CP}} g(\mathbf{t}; t) \left[\sum_k^{N-1} x_k \cdot \mathbf{f}_k \cdot (t - \mathbf{t}) \right] d\mathbf{t} \right) \mathbf{f}_k^*(t) dt + \int_{T_{CP}}^T \tilde{n}(T - t) \mathbf{f}_k^*(t) dt
\end{aligned} \tag{6}$$

Al considerar el canal fijo sobre el símbolo OFDM y denotarlo por $g(\mathbf{t})$ obtenemos

$$y_k = \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} \cdot \int_{T_{CP}}^T \left(\int_0^{T_{CP}} g(\mathbf{t}) \mathbf{f}_{k'} \cdot (t - \mathbf{t}) d\mathbf{t} \right) \mathbf{f}_k^*(t) dt + \int_{T_{CP}}^T \tilde{n}(T - t) \mathbf{f}_k^*(t) dt$$

La integral interior es

$$\begin{aligned}
\int_0^{T_{CP}} g(\mathbf{t}) \mathbf{f}_{k'} \cdot (t - \mathbf{t}) d\mathbf{t} &= \int_0^{T_{CP}} g(\mathbf{t}) \frac{e^{j2\mathbf{p}k'(t-\mathbf{t}-T_{CP})W/N}}{\sqrt{T - T_{CP}}} dt \\
&= \frac{e^{j2\mathbf{p}k'(t-T_{CP})W/N}}{\sqrt{T - T_{CP}}} \int_0^{T_{CP}} g(\mathbf{t}) e^{-j2\mathbf{p}k' \mathbf{t}W/N} d\mathbf{t}, \quad T_{CP} < t < T
\end{aligned}$$

La ultima parte de la expresión es la respuesta en frecuencia del canal muestreada a la frecuencia $f=k' W/N$, es decir a la frecuencia de la k' -ésima portadora.

$$h_{k'} = G\left(k' \frac{W}{N}\right) = \int_0^{T_{CP}} e^{-j2\mathbf{p}k' \mathbf{t}W/N} d\mathbf{t} \tag{3-7}$$

donde $G(f)$ es la transformada de Fourier de $g(t)$. Usando esta notación se puede simplificar las expresiones.

$$\begin{aligned}
 y_k &= \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} \int_{T_{CP}}^T \frac{e^{j2\mathbf{p}k'(t-T_{CP})W/N}}{\sqrt{T-T_{CP}}} h_{k'} \mathbf{f}_{k'}^*(t) dt + \int_{T_{CP}}^T \tilde{n}(T-t) \mathbf{f}_k^*(t) dt = \\
 &= \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} h_{k'} \int_0^{T_{CP}} \mathbf{f}_{k'}(t) \mathbf{f}_k^*(t) dt + n_k
 \end{aligned}$$

donde $n_k = \int_{T_{CP}}^T \tilde{n}(T-t) \mathbf{f}_k^*(t) dt$. Como las señales del transmisor son ortogonales

tenemos:

$$\int_{T_{CP}}^T \mathbf{f}_{k'}(t) \mathbf{f}_k^*(t) dt = \int_{T_{CP}}^T \frac{e^{j2\mathbf{p}k'(t-T_{CP})W/N}}{\sqrt{T-T_{CP}}} \frac{e^{-j2\mathbf{p}k(t-T_{CP})W/N}}{\sqrt{T-T_{CP}}} dt = \mathbf{d}[k-k']$$

donde $\mathbf{d}[k]$ es la función delta de Kronecker y podemos simplificar y obtener

$$y_k = h_k x_k + n_k \quad (3-8)$$

La última expresión nos muestra matemáticamente el doble beneficio del prefijo. Por un lado evita ICI ya que la componente k -ésima de la salida sólo depende de la

componente k -ésima de la entrada. Se dice que se mantiene la ortogonalidad. Por otra parte se evita ISI ya que la salida en un periodo de símbolo sólo depende de su periodo de símbolo correspondiente en la entrada. El medio por el que vamos a transmitir presenta un desvanecimiento que depende de la frecuencia pero el hecho de dividir el ancho de banda en subcanales hace que cada uno de estos vea un desvanecimiento particular que se puede considerar plano y que se refleja en el término h_k .

Si nos fijamos en la ecuación (3-8) la ecualización del canal ahora también es mucho más fácil ya que sólo necesitamos una sola etapa para realizar una multiplicación.

Si el estudio anterior se hace desde el punto de vista del tiempo discreto el sistema para banda base es

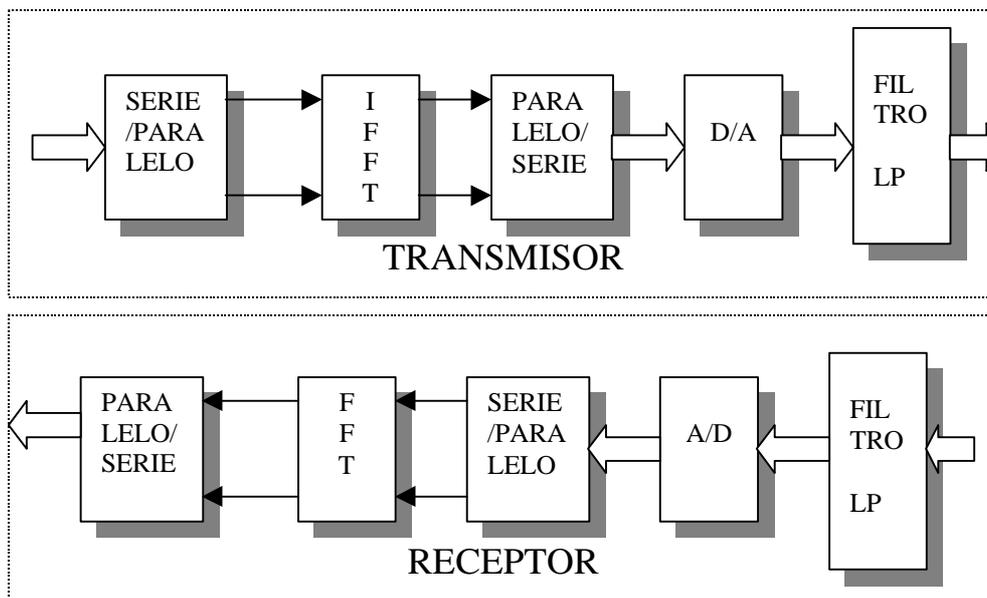


Fig. 3-7. Esquema de un sistema banda base OFDM.

El desarrollo matemático se hace de la misma forma pero sustituyendo las integrales por sumatorios. El prefijo es cíclico, si es mas largo la respuesta del canal,

hace que la convolución lineal de este con la parte efectiva del símbolo (las muestras que se cogen para la FFT en el receptor) se transforme en una convolución circular[7].

$$y_l = DFT(IDFT(x_l) \otimes g_l + \tilde{n}_l)$$

donde y_l son los N puntos recibidos, x_l los N puntos transmitidos(sin el prefijo) y g es la respuesta del canal rellena con ceros hasta N y \tilde{n}_l ruido aditivo. Si denotamos la multiplicación elemento a elemento por ' \cdot ' nos queda

$$y_l = x_l \cdot h_l + n_l$$

donde $h_l = DFT(g_l)$ y $n_l = DFT(\tilde{n}_l)$. La expresión es la misma que se obtuvo antes. El hecho de tener prefijo evita ISI y que sea cíclico evita ICI.

Un aspecto que podemos considerar es la energía. La energía transmitida por portadora es $\int |\mathbf{f}_k(t)|^2 dt = T / (T - T_{CP})$. Al descartar el prefijo cíclico parte de la energía transmitida se pierde reflejándose en el SNR.

$SNR_{loss} = -10 \log_{10}(1 - \mathbf{g})$ [7]. Esta expresión nos da la pérdida, donde $\mathbf{g} = T_{CP}/T$. Lo normal es que se prefiera evitar ISI e ICI al incremento de la SNR.

Dependiendo de cada situación, las imperfecciones en un sistema real pueden ser ignoradas o incluidas explícitamente en el modelo. A continuación se exponen algunas imperfecciones y sus correspondientes efectos.

- Dispersión

Si la dispersión en tiempo y en frecuencia que introducen ISI e ICI no son suficientemente mitigadas por la utilización del CP y una separación larga entre las portadoras hay que incluirla en el modelo. Una forma de hacerlo es modelar estos efectos mediante un incremento del ruido aditivo.

- Distorsión por no linealidades y saturación

La no linealidad en los amplificadores también causa ISI e ICI. Si los amplificadores no están bien diseñados la distorsión por saturación puede ser muy severa.

- Interferencias externas

En medios no cableados la interferencia externa proviene de transmisores de radio u otro tipo de equipos electrónicos vecinos al receptor OFDM. Las interferencias se modelan mediante un ruido coloreado.

3.2.1.3. ENTORNO DEL SISTEMA

En los sistemas de radio los cambios en el medio físico provocan que el canal sufra desvanecimientos. Estos cambios incluyen movimientos relativos entre transmisor y receptor y dispersiones/ reflexiones en el espacio.

En el estudio teórico de los sistemas no cableados normalmente se usan modelos de canal que dan por resultado un análisis fácil de estos. Las dos clases de

desvanecimientos más importantes son el Rayleigh y Rice. El primero se da cuando todas las componentes de la señal tienen amplitudes instantáneas similares. Esta situación se produce, típicamente, cuando no existe rayo directo. El segundo tipo de desvanecimiento ocurre cuando existe una componente directa (rayo directo)[6].

La mayoría de los modelos están caracterizados por unos cuantos parámetros, tales como la representación gráfica de la potencia en función del retardo, que se denomina "perfil potencia-retardo" (Power-Delay Profile o PDP) o al frecuencia Doppler. Normalmente se usa un modelo de canal cuyo PDP es exponencial decreciente[7]. Para receptores móviles la frecuencia Doppler es muy importante.

Sobre los desvanecimientos en OFDM podemos decir dos cosas: el espacio entre portadoras debe ser grande comparado con la máxima frecuencia Doppler para mantener la ICI pequeña, y que si la ortogonalidad entre las señales se mantiene no es necesaria una ecualización tradicional[7].

3.3. PROBLEMAS DE OFDM

Los principales problemas que tiene OFDM son la sensibilidad frente a errores en la sincronización, la existencia de picos en la señal mucho mayores que la media de la señal (la señal OFDM tiene el aspecto de una señal aleatoria esto hace que tenga picos mucho mayores que la media) y la potencia fuera de banda.

A continuación se exponen los problemas de sincronización: de símbolo, de frecuencia de portadora y de frecuencia de muestreo así como el problema de la amplitud y el de la potencia fuera de banda.

Al final de este apartado también se muestra el efecto de estos problemas en un entorno multitrayecto.

3.3.1 SINCRONIZACIÓN EN LA FRECUENCIA

3.3.1.1. SENSIBILIDAD A LOS ERRORES EN FRECUENCIA

Una de las limitaciones más importantes de OFDM es la sensibilidad a la diferencia de frecuencia entre los osciladores del transmisor y del receptor. Un offset entre estos osciladores provoca que se pierda la ortogonalidad de las subportadoras y por lo tanto la aparición de ICI.

Un gran número de métodos ha sido desarrollado para reducir la sensibilidad al offset en frecuencia como, por ejemplo el entvanado de la señal transmitida o el uso de esquemas de "auto cancelación " de ICI.

En el estudio que se hace a continuación se supone que la única fuente de ICI es la debida al offset en frecuencia, es decir que el canal no influye ni tampoco los problemas derivados del muestreo de la señal. También se supone que no existe prefijo cíclico ya que no tiene efecto sobre la interferencia causada por el offset frecuencial.

3.3.1.2. ANÁLISIS DE ICI

Un sistema de comunicación OFDM puede esquematizarse según se ve en la figura

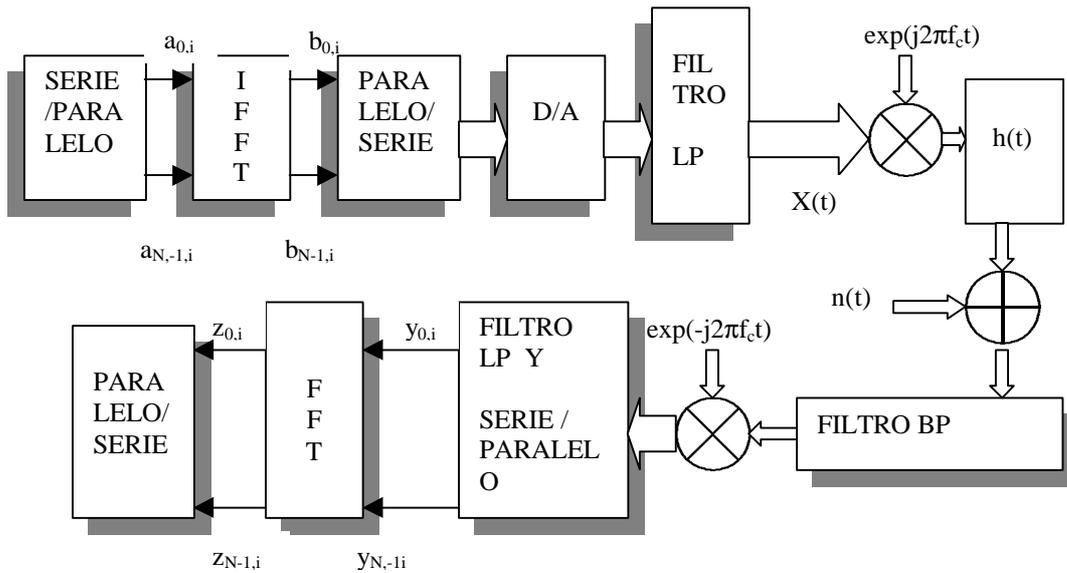


Fig. 3-8. Esquema de un sistema OFDM.

El análisis es independiente de la técnica de modulación (QPSK, QAM, ...) utilizada, es decir haremos el análisis suponiendo que los valores $a_{0,i} \dots a_{N,i}$ son en general números complejos cuales quiera.

La señal transmitida en el i -ésimo símbolo es

$$x(t) = \exp(j2\pi f_c t) \sum_{k=0}^{N-1} b_{k,i} p(t - \frac{kT}{N}) \tag{3-9}$$

donde f_c es la frecuencia del oscilador y $p(t)$ es la respuesta impulsiva del filtro en el transmisor.

Si entre el oscilador del receptor y del transmisor existe una diferencia Df la expresión de la señal demodulada es

$$y(t) = \exp(j2\mathbf{p}\Delta ft + \mathbf{q}_0) \sum_{k=0}^{N-1} b_{k,i} q\left(t - \frac{kT}{N}\right) \quad (3-10)$$

donde $q(t)$ es la respuesta impulsiva combinada del canal y de los filtros del receptor y del transmisor y \mathbf{q}_0 es el offset entre la fase del receptor y el transmisor.

Asumiendo que $q(t)$ satisface el criterio de Nyquist para las muestras tomadas a intervalos T/N , entonces las muestras de la señal son [8]:

$$y_{k,i} = \exp(j\mathbf{q}_0) b_{k,i} \exp(j2\mathbf{p}k\Delta fT / N) \quad (3-11)$$

el subíndice i indica el número del símbolo OFDM transmitido.

Después de realizar la DFT

$$z_{k,i} = \sum_{k=0}^{N-1} y_{k,i} \exp(-j2\mathbf{p}km / N) \quad (3-12)$$

Si se sustituye el valor de $y_{k,i}$ de la ecuación (3-11) y teniendo en cuenta que el vector $\mathbf{b}_{k,i}$ es la IDFT del vector $\mathbf{a}_{k,i}$ obtenemos:

$$z_{m,i} = \frac{1}{N} \exp(j\mathbf{q}_0) \sum_{l=0}^{N-1} a_{l,i} \sum_{k=0}^{N-1} \exp\left(\frac{j2\mathbf{p}k(l-m+\Delta fT)}{N}\right) \quad (3-13)$$

Usando la propiedad de las series geométricas $\sum_{k=0}^{N-1} y^k = \frac{1-y^N}{1-y}$ la ecuación (3-

13) se puede describir de la siguiente forma

$$z_{m,i} = \frac{1}{N} \exp(j\mathbf{q}_0) \sum_{l=0}^{N-1} a_{l,i} \frac{\sin(\mathbf{p}(l-m+\Delta fT))}{\sin\left(\frac{\mathbf{p}(l-m+\Delta fT)}{N}\right)} \times \exp\left(j\left(\frac{N-1}{N}\right)\mathbf{p}(l-m+\Delta fT)\right) \quad (3-14)$$

Al analizar esta expresión se observa que si $Df=0$ $z_{m,i} = a_{m,i} \exp(j\mathbf{q}_0)$ y por lo tanto no existe ICI. Solamente existe un factor multiplicativo que se puede estimar. Si $Df \neq 0$ cada símbolo de salida depende de todos los símbolos de entrada. Para analizar bien la ICI definimos N pesos complejos $c_0 \dots c_{N-1}$ que nos dan la contribución de cada una de las N entradas para una salida. Estos pesos se pueden definir de la siguiente forma:

$$c_{l-m} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \frac{\sin(\mathbf{p}(l-m+\Delta fT))}{\sin\left(\frac{\mathbf{p}(l-m+\Delta fT)}{N}\right)} \times \exp\left(j\left(\frac{N-1}{N}\right)\mathbf{p}(l-m+\Delta fT)\right) \quad (3-15)$$

Finalmente podemos llegar a

$$z_{m,i} = \frac{1}{N} \exp(j\mathbf{q}_0) \sum_{l=0}^{N-1} a_{l,i} c_{l-m} \quad (3-16)$$

La influencia de cada entrada $a_{l,i}$ $l \neq m$ para la salida $z_{m,i}$ depende de $(l-m) \bmod N$ y de DfT y no de m directamente, por eso para una DFT de N puntos solo existen N pesos diferentes.

Pasemos a hacer un estudio matemático de la señal recibida para cuantificar el efecto ICI. La potencia media de una subportadora se puede expresar a partir de la ecuación (3-16) de la siguiente forma para una señal OFDM.

$$E\left[|z_{m,i}|^2\right] = E\left[\sum_{l=0}^{N-1} |c_{l-m} a_{l,i}|^2\right] \quad (3-17)$$

Esta formula se puede simplificar si los datos con los que vamos a modular las portadoras son variables independientes e idénticamente distribuidas[9].

$$E\left[|a_{l,i} a_{k,i}|^2\right] = 0 \text{ para } l \neq k \text{ y } E\left[|a_l a_k|^2\right] = E\left[|a|^2\right]$$

Esta suposición se puede considerar cierta cuando los valores a_l provienen del mapeo según una constelación QPSK, QAM,... de una serie de bits generados de forma aleatoria.

$$E\left[|z_{m,i}|^2\right] = \sum_{l=0}^{N-1} |C_{l-m}|^2 E\left[|a_{l,i}|^2\right] = E\left[|a|^2\right] \sum_{l=0}^{N-1} |C_{l-m}|^2 \quad (3-18)$$

Separando la parte debida al a subportadora que queremos recibir de la parte que provoca ICI.

$$E\left[|z_{m,i}|^2\right] = |C_0|^2 E\left[|a|^2\right] + E\left[|a|^2\right] \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq m}}^{N-1} |C_{l-m}|^2 \tag{3-19}$$

La relación entre la potencia media de la señal deseada y la potencia media de ICI vendrá determinada por el cociente

$$\frac{\text{potencia media de la señal deseada}}{\text{potencia media ICI}} = \frac{|C_0|^2}{\sum_{\substack{l=0 \\ l \neq m}}^{N-1} |C_{l-m}|^2} \tag{3-20}$$

3.3.1.3. ESQUEMAS DE AUTOCANCELACIÓN DE ICI

Y. Zhao Y S. G. Häggman han descrito un método para reducir la sensibilidad a los offset en frecuencia de los sistemas OFDM que han llamado "autocancelación"[8].

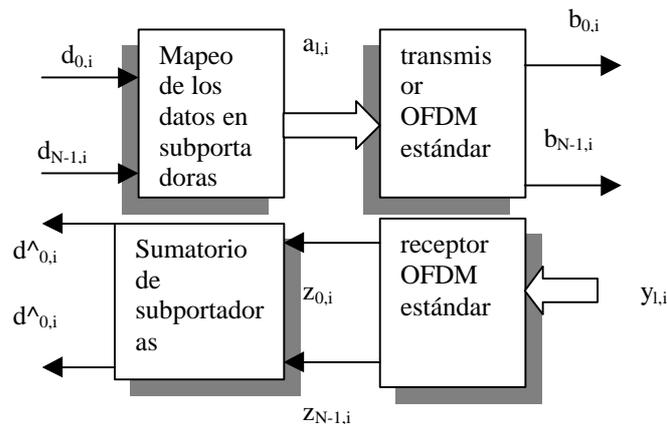


Fig. 3-9. Esquema de un sistema OFDM con "autocancelación".

La figura muestra el diagrama de bloques de un sistema PCC OFDM, que comparado con un sistema estándar OFDM tiene un bloque extra en el transmisor para mapear los datos a transmitir en grupos de m portadoras y otro en el receptor que realiza la operación inversa. El símbolo que modula una determinada subportadora está multiplicada por un peso que viene determinado por los coeficientes del polinomio $(1-x)^{m-1}$. La señal que se obtiene con este método se denomina PPC OFDM (Polynomial Cancellation Coded).

Consideremos caso en el que mapeamos los datos en parejas de subportadoras. Nos queda entonces que $a_{l,i} = -a_{l+1,i}$ y que por lo tanto a la salida de la DFT tendremos, si suponemos un canal ideal, para la primera subportadora los siguientes valores

$$z_{0,i} = \exp(j\mathbf{q}_0) \{ (c_0 - c_1)a_{0,i} + \dots + (c_{N-2} - c_{N-1})a_{N-2,i} \} \quad (3-21)$$

Ahora la ICI depende más de la diferencia de los pesos más que del valor de los mismos. Los pesos calculados en el apartado anterior no tienen un cambio brusco (tiene valores parecidos) y observando la ecuación (3-21) se puede intuir la reducción de la interferencia.

La expresión (3-20) se ha obtenido para una señal OFDM. ¿También es válida para una señal PPC OFDM?

La respuesta es que sí, pero ahora las variables independientes son d_l . Para el caso de codificación por parejas tenemos $a_{l,i} = d_{l,i}$ $a_{l+1,i} = -d_{l,i}$ con i par. Tenemos por tanto que $\hat{d}_{m/2,i} = (z_{m,i} - z_{m+1,i})/2$ con $m \in \hat{\mathbf{I}}[0, N/2-1]$. Usando esto y la ecuación (3-16) obtenemos:

$$d_{\frac{m}{2},i} = (z_{m,i} - z_{m+1,i}) / 2 = \sum_{l=0}^{N-1} c_{l-m,i} a_{l,i} - \sum_{l=0}^{N-1} c_{l-(m+1),i} a_{l,i} \quad m \text{ par} \quad (3-22)$$

$$d_{\frac{m}{2},i} = \left\{ \left(\sum_{l'=0}^{N/2-1} c_{2l'-2m',i} d_{l,i} - \sum_{l'=0}^{N/2-1} c_{2l'-2m'+1,i} d_{l,i} \right) - \left(\sum_{l'=0}^{N/2-1} c_{2l'-(2m'+1),i} d_{l,i} - \sum_{l'=0}^{N/2-1} c_{2l'-(2m'+1)+1,i} d_{l,i} \right) \right\} \times 0.5 \quad (3-23)$$

y definitivamente llegamos a

$$\hat{d}_{m,i} = \left\{ \sum_{k=0}^{N/2-1} (-c_{2k-2m,i} + 2c_{2k-2m,i} - c_{2k-2m+1,i}) d_{k,i} \right\} \times 0.5 \quad (3-24)$$

Repetiendo el mismo razonamiento que se hizo para llegar a la ecuación (3-21)

$$\frac{\text{potencia media de la señal deseada}}{\text{potencia media ICI}} = \frac{|-C_{-1} + 2C_0 - C_1|^2}{\sum_{l \neq m}^{N-1} |-C_{l-m} + 2C_{l-m} - C_{l-m}|^2} \quad (3-25)$$

Una vez calculada la expresión de la ICI podemos comparar OFDM y PCC OFDM. Esta comparativa al igual que las que se harán más adelante se muestran en el siguiente tema dedicado a mostrar los resultados de las simulaciones

3.3.1.4. ESTIMADORES DE FRECUENCIA

Podemos distinguir dos tipos de estimación: métodos basados en pilotos y basados en el prefijo.

Los algoritmos basados en pilotos usan una serie de portadoras para transmitir, normalmente, una secuencia pseudo-aleatoria (PN). Usando estos símbolos conocidos se puede estimar el offset en las portadoras.

La otra técnica usa el prefijo cíclico, que se puede ver como un piloto. La redundancia del prefijo cíclico se puede usar de varias formas. Creando una función que alcance el máximo cuando sea cero el offset o haciendo un estimador de máxima verisimilitud. Si el error en frecuencia varía lentamente comparado con la tasa de símbolos OFDM un *phase-locked loop* (PLL) puede ser usado para reducir el error posterior[6].

3.3.2. SINCRONIZACIÓN DE SÍMBOLO

3.3.2.1. SENSIBILIDAD A LOS ERRORES EN TIEMPO

Acabamos de estudiar el efecto que tiene un desfase entre el oscilador del receptor y del transmisor. Otro de los grandes problemas es la falta de sincronismo de los símbolos, es decir el sincronismo entre el comienzo de un símbolo y la ventana que el receptor toma para realizar la DFT.

Al igual que en el apartado anterior vamos a realizar una serie de suposiciones. La primera es considerar que el único error existente es la falta de sincronismo en los símbolos. La segunda es que no consideramos prefijo cíclico Para simplificar cálculos

supondremos que el desfase entre símbolos y ventanas FFT es un número entero de veces el periodo del símbolo que transporta una portadora, $t=pT/N$ con p entero[10].

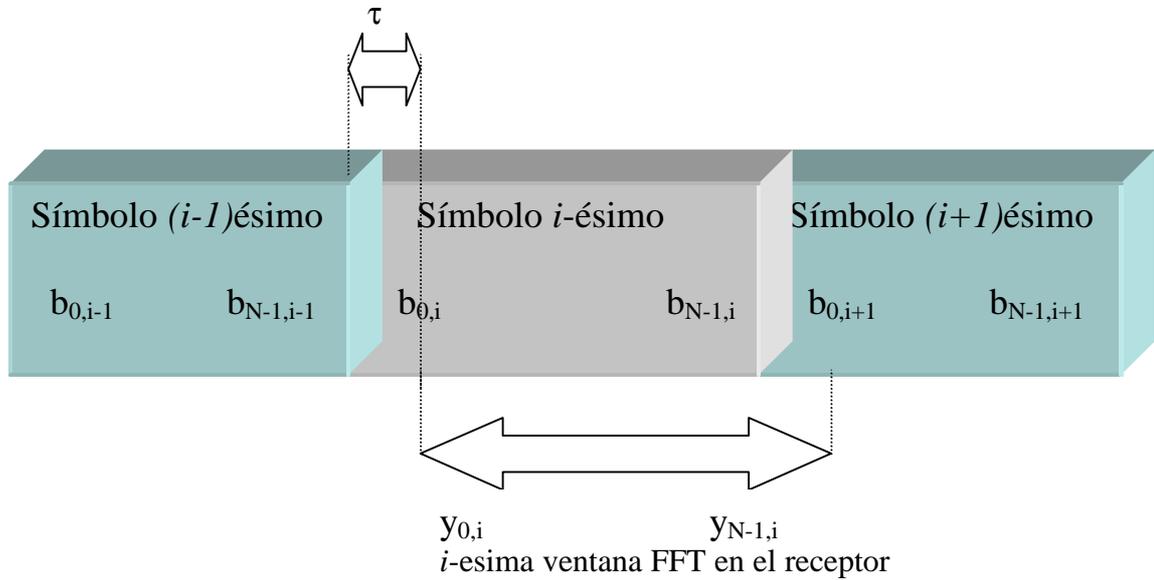


Fig. 3-10. Offset temporal entre símbolo OFDM y ventana FFT en el receptor.

Consideremos el efecto del símbolo i -ésimo en la ventana i -ésima. Las componentes de la ventana debidas al símbolo vienen dadas por

$$y_{k,i,i} = b_{k+p,i} \quad 0 \leq N-1-p \tag{3-26}$$

aplicamos la formula de la DFT

$$z_{m,i,i} = \sum_{l=0}^{N-1} y_{k,i,i} \exp\left(\frac{j2\mathbf{p}mk}{N}\right) = \sum_{l=0}^{N-1-p} b_{k+p,i} \exp\left(\frac{-j2\mathbf{p}mk}{N}\right) \tag{3-27}$$

Los coeficientes b_n vienen de un IDFT por lo que nos queda

$$b_{n,i} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} a_{l,i} \exp\left(\frac{j2\mathbf{p} \ln}{N}\right)$$

$$z_{m,i,i} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1-p} \sum_{l=0}^{N-1} a_{l,i} \exp\left(\frac{j2\mathbf{p}l(k+p)}{N}\right) \exp\left(\frac{-j2\mathbf{p}mk}{N}\right) \quad (3-28)$$

Consideremos sólo la componente de $z_{m,i,i}$ debida a $a_{l,i}$

$$z_{m,l,i,i} = \frac{1}{N} a_{l,i} \sum_{l=0}^{N-1-p} \exp\left(\frac{j2\mathbf{p}l(k+p)}{N}\right) \exp\left(\frac{-j2\mathbf{p}mk}{N}\right) =$$

$$= \frac{1}{N} a_{l,i} \sum_{l=0}^{N-1-p} \exp\left(\frac{j2\mathbf{p}lk}{N}\right) \exp\left(\frac{j2\mathbf{p}lp}{N}\right) \exp\left(\frac{-j2\mathbf{p}mk}{N}\right) = \quad (3-29)$$

$$= \frac{1}{N} a_{l,i} \exp\left(\frac{j2\mathbf{p}lp}{N}\right) \sum_{l=0}^{N-1-p} \exp\left(\frac{j2\mathbf{p}k(l-m)}{N}\right)$$

A partir de la ecuación (3-29) se puede definir una serie de pesos con los que podemos que estudiar mejor la influencia de una subportadora en otra.

$$c_{l-m,p} = \frac{1}{N} \exp\left(\frac{j2\mathbf{p}lp}{N}\right) \sum_{l=0}^{N-1-p} \exp\left(\frac{j2\mathbf{p}k(l-m)}{N}\right) \quad (3-30)$$

Lo importante de los pesos es que dependen de la diferencia entre el índice de las subportadoras. Esto hace posible tomar cualquier subportadora para ver que influencia tienen las demás en ella.

Si se hacen las mismas suposiciones que para el caso del offset en frecuencia llegamos a la misma fórmula para calcular la ICI

$$\frac{\text{potencia media de la señal deseada}}{\text{potencia media ICI}} = \frac{|C_{0,p}|^2}{\sum_{\substack{l=0 \\ l \neq m}}^{N-1} |C_{l-m,p}|^2}$$

Si existe un prefijo cíclico, el sincronismo en el tiempo se relaja gracias a las propiedades de la DFT.

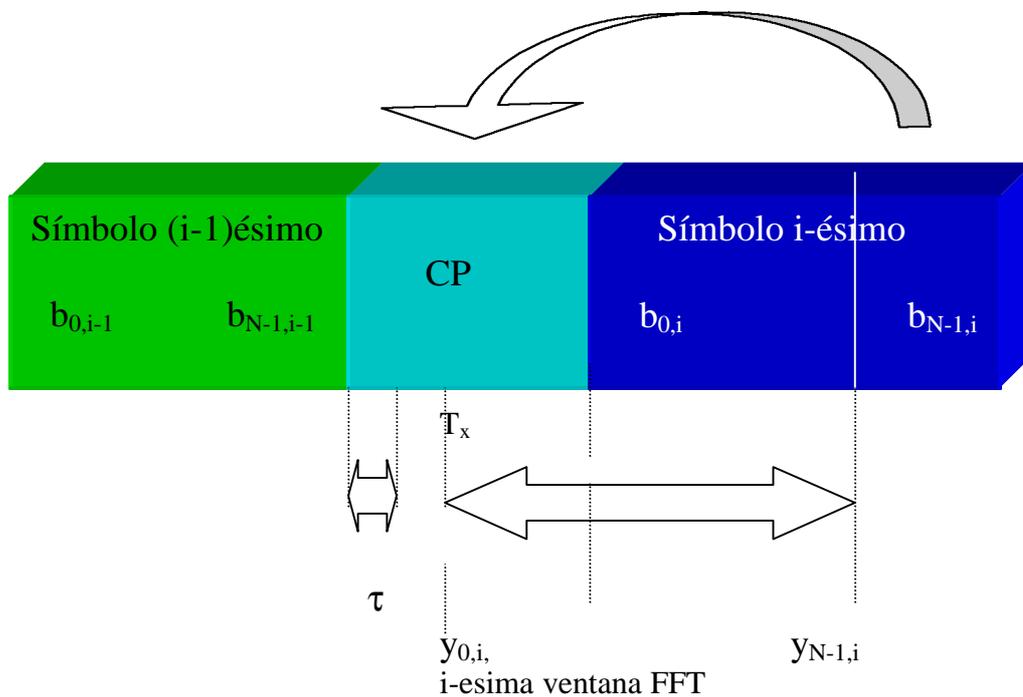


Fig. 3-11. Símbolo OFDM con prefijo cíclico.

Si el comienzo de la ventana coincide con el comienzo de la parte válida del símbolo (símbolo sin el prefijo cíclico) tendríamos:

$$z_{k,i} = DFT(b_l) \quad (3-31)$$

Supongamos al igual que antes que $t = pT/N$ y que T_{CP} es la duración del prefijo cíclico. Si la ventana de la DFT en el receptor empieza en T_x con $t = T_x - T_{CP}$ se tiene que

$$y_{l,i} = b_{(l+p) \bmod N, i} \quad 0 \leq l \leq N-1 \quad (3-32)$$

Al hacer la DFT y aprovechando la propiedad del desplazamiento nos queda

$$z_{k,i} = DFT(y_{l,i}) = DFT(b_{(l+p) \bmod N, i}) = \exp(j \frac{2\pi kp}{N}) DFT(b_l) \quad (3-33)$$

Si comparamos las ecuaciones (3-31) y (3-33) observamos que para el caso en que existe offset en el sincronismo de símbolo las muestras obtenidas son idénticas a las que obtendríamos sin offset salvo una constante. Esa constante es una rotación que depende del offset y que se puede estimar como si fuera una constante introducida por el canal.

Cómo se ha explicado la utilización del prefijo cíclico solventa el offset en el sincronismo siempre y cuando la duración del prefijo sea mayor que el mayor retardo del canal. Si esto último no ocurre el análisis que hemos realizado para el caso en que no

hay prefijo es valido teniendo en cuenta que p seria la diferencia entre el máximo retardo del canal y la duración del prefijo cíclico.

Ahora nos podemos preguntar si el esquema PCC OFDM sirve para atenuar también el offset temporal de una señal OFDM (sin el prefijo). Consideremos el caso en que vamos a mapear los símbolos de información en parejas.

Por simplicidad las subportadoras utilizadas para transmitir la información d_l son las de índices par $l=2l'$ y $m=2m'$, $a_{l,i} = d_{l',i}$ $a_{l+1,i} = -d_{l',i}$, con $l' < N/2$. Tenemos que considerar el efecto de cada par de parejas. Si recordamos las expresiones obtenidas anteriormente tenemos.

$$\hat{d}_{m',i} = (z_{m,i} - z_{m+1,i})/2$$

$$z_{m,l',i,i} = \frac{1}{N} d_{l',i} \exp\left(\frac{j4\mathbf{p}l'p}{N}\right) \sum_{l=0}^{N-1-p} \left\{ \exp\left(\frac{j2\mathbf{p}k(2l'-m)}{N}\right) \left(1 - \exp\left(\frac{j2\mathbf{p}(k+p)}{N}\right)\right) \right\}$$

llegamos a la ecuación final

$$\hat{d}_{m',l',i,i} = \frac{1}{2N} d_{l',i} \exp\left(\frac{j4\mathbf{p}l'p}{N}\right) \sum_{l=0}^{N-1-p} \left\{ \exp\left(\frac{j4\mathbf{p}k(l'-m')}{N}\right) \left(1 - \exp\left(\frac{j2\mathbf{p}(k+p)}{N}\right)\right) \times \right. \\ \left. \times \left(1 - \exp\left(\frac{-j2\mathbf{p}k}{N}\right)\right) \right\}$$

Del resultado de las simulaciones para calcular los coeficientes (estos resultados se muestran en el tema 5) se observa que interferencia de las subportadoras es

prácticamente nula para errores pequeños. Incluso para un caso extremo de retraso igual a medio periodo de símbolo OFDM la interferencia sólo es significativa para las subportadoras más cercanas.

Hay que destacar la relación entre la sincronización en tiempo y en frecuencia. Hay que encontrar un compromiso entre la sincronización en frecuencia y en tiempo, ya que bajando el número de subportadoras el efecto de la falta de sincronismo en la frecuencia de la portadora disminuye pero la sincronización en el tiempo se hace más crítica porque la duración de un símbolo OFDM disminuye.

3.3.2.2. ESTIMADORES DE TIEMPO

Al igual que para la frecuencia existen dos métodos principales para la sincronización temporal basados en pilotos y en el prefijo[8].

El primero se basa en la transmisión de portadoras con fases y amplitudes que el receptor conoce. Esto le permite la comparación entre la señal recibida y la que debería tener. Estos algoritmos se pueden dividir en tres etapas:

1ª Decidir si ha llegado un símbolo.

2ª Sincronización gruesa: se trata de asegurar una sincronización con un determinado error máximo.

3ª Sincronización fina: se aplican algoritmos para mejorar la sincronización sabiendo que se parte de un error acotado.

El segundo método se basa en la comparación entre muestras. La idea es que cuando se compara una muestra perteneciente a un prefijo con una muestra de la parte del símbolo OFDM del que fue copiado, la diferencia entre ellas es mínima. Si tomamos

una ventana rectangular del tamaño del prefijo y hacemos la resta $r(k)-r(k+N)$ con N la longitud del símbolo, la señal de salida será mínima cuando empiece un símbolo. El instante en que empieza el símbolo viene dado por la posición central de la ventana.

3.3.2.3. RUIDO DE FASE EN LA PORTADORA

No se puede hacer una distinción entre el ruido de fase y la rotación de fase introducida por el error temporal para canales selectivos en frecuencia. El ruido de fase se modela mediante un proceso de Wiener $\mathbf{q}(t)$ con $E\dot{\mathbf{q}}(t) = 0$ y $E\dot{\mathbf{q}}(t_0+t) - \mathbf{q}(t_0))^2 = 4\pi\mathbf{b}t$ donde \mathbf{b} (en Hz). Se puede estimar la degradación en la SNR provocada por el ruido de fase o lo que es lo mismo el incremento en la SNR necesitado para mantener la calidad del enlace[8].

$$D(\text{dB}) \approx \frac{11}{6 \ln 10} \left(4\pi N \frac{\mathbf{b}}{W} \right) \frac{E_S}{N_0}$$

donde W es el ancho de banda y la SNR por símbolo es E_S/N_0 .

3.3.3. SINCRONIZACIÓN EN LA FRECUENCIA DE MUESTREO

El hecho de que el reloj del transmisor y del receptor no estén en fase provoca que haya un pequeño desplazamiento con respecto a la muestra correcta, que linealmente aumenta con el índice de la muestra. Para un error de 100ppm después de

10000 muestras hay un desfase de una muestra. Este tipo de error provoca la desaparición de la ortogonalidad, aunque lo normal es que se ignore en los casos prácticos debido a su poca influencia[11].

Podemos considerar dos métodos para eliminar el error en el muestreo. En los sistemas sincronizados un algoritmo temporal controla un VCO para alienarse con la señal de reloj del transmisor. Los sistemas no sincronizados que son aquellos en los que la frecuencia de muestreo es fija (en el receptor y transmisor), es necesario un procesamiento posterior de las muestras. Los sistemas no sincronizados son más sensibles a los offsets en frecuencia de muestreo.

3.3.4. PROBLEMA DE LA AMPLITUD

Un problema importante en las señales es que las amplitudes tengan una gran dispersión ya que requiere que los amplificadores sean muy lineales y tengan un rango dinámico muy grande.

Este fenómeno se estudia con una figura denominada PAPR (Peak to Average Power Ratio) que mide la relación entre la máxima potencia que puede llegar a alcanzar una señal y la potencia media.

La señal que se obtiene a la salida de un transmisor OFDM tiene una gran dispersión en su amplitud por lo que hace que su PAPR sea elevada. La consecuencia directa de esto es la necesaria utilización de amplificadores muy buenos con un rango dinámico dos a cuatro veces el de un sistema con una sola portadora[12]. Esto hace ineficiente el uso de OFDM para aplicaciones móviles ya que encarecerían el terminal y limitarían la duración de la batería[13].

La amplitud de una señal OFDM sigue aproximadamente una distribución Gaussiana [13]. Para un sistema PCC OFDM la distribución no es Gaussiana y para una determinada potencia, los niveles altos y bajos de la amplitud ocurren con una mayor probabilidad que antes, lo que empeora la PARP[14].

El hecho de que las señales PCC OFDM no tengan una pdf Gaussiana es porque la envolvente tiene un pico a mitad del símbolo OFDM y cae hasta cero en los extremos. Este comportamiento se acentúa a medida que el número de subportadoras, en el que mapeamos un símbolo de información (símbolo QPSK), aumenta. Se han propuesto muchos esquemas para reducir la PARP de OFDM. Algunos se basan en la codificación, otros generan un número de representaciones en el dominio temporal para un símbolo y transmiten aquel cuya PAPR es menor. Ninguna de estas técnicas son muy efectivas.

Aunque para las señales OFDM la PAPR es grande la mayoría de la potencia esta concentrada en las amplitudes pequeñas y las amplitudes altas ocurren con poca probabilidad. Una técnica simple para eliminar los picos altos de la señal es acotarla (clipping) en la parte digital antes de llegar a los amplificadores analógicos. Pero esto representa una pérdida de energía que aparece en el receptor como un ruido aditivo [14].

3.3.5. POTENCIA FUERA DE BANDA

Para reducir la interferencia con otros sistemas en las frecuencias adyacentes a la banda que utilizamos, hay que minimizar la potencia de la señal en el ancho de banda deseado.

¿Cómo medir esta potencia? Esta potencia se puede medir siguiendo el mismo método que se utilizó para medir la ICI[15].

Para simplificar los cálculos suponemos que vamos a medir la potencia a una frecuencia $f = Dfq$ donde Df es la separación entre portadoras y q es un número entero.

Para una subportadora la señal transmitida en el periodo de un símbolo OFDM es

$$x(t) = \exp\left(j \frac{2\mathbf{p}}{N} pt\right) \text{rect}(0, T)$$

$$X(f) = \frac{\sin(\mathbf{p}(Tf - p))}{\mathbf{p}(Tf - p)} \exp(-j\mathbf{p}(Tf - p)) \quad \text{que para una frecuencia normalizada}$$

$k = DfT$ nos queda

$$S_{k,p} = \frac{\sin(\mathbf{p}(k - p))}{\mathbf{p}(k - p)} \exp(-j\mathbf{p}(k - p))$$

La potencia a la frecuencia $f = Dfq$ con $q \in [N, \mathbb{Z}]$ es la suma de las potencias de todas las subportadoras.

$$P(q) = E \left[\sum_{p=0}^{N-1} a_p S_{q,p} \right]^2 \quad \text{Si los datos a transmitir } a_p \text{ se suponen}$$

estadísticamente independientes con media cero y potencia unidad

$$P(q) = \sum_{p=0}^{N-1} |S_{q,p}|^2$$

Para el caso de una señal PCC OFDM tenemos

$$P(q) = \sum_{\substack{p=0 \\ p \text{ par}}}^{N-1} |S_{q,p} - S_{q,p+1}|^2$$

Las señales PCC OFDM presentan un factor de caída de la potencia fuera de banda mayor que el de las señales OFDM por lo que se reduce la interferencia en las bandas adyacentes[14].

3.3.6. PROBLEMA DEL MULTITRAYECTO

Hasta ahora sólo hemos considerado el estudio del offset entre los osciladores y del sincronismo de símbolo en un canal perfecto. Como se comentó, en un entorno real tenemos un canal multitrayecto.

Vamos a suponer que se añade un prefijo cíclico mayor que la respuesta impulsiva del canal multitrayecto, evitando así ISI entre símbolos e ICI debida a posibles errores en el sincronismo de símbolo.

La parte de la señal transmitida sin el prefijo es

$$x(t) = \exp(j2\pi f_c t) \sum_{k=0}^{N-1} a_{k,i} \exp\left(\frac{j2\pi k t}{T}\right) \text{ para } (i-1)T < t < iT$$

La señal recibida debida a un único trayecto después de eliminar el prefijo es

$$\begin{aligned} v_p(t) &= g_p \exp(j2\mathbf{p}f_c(t - \mathbf{t}_p)) \sum_{k=0}^{N-1} a_{k,i} \exp\left(\frac{j2\mathbf{p}k(t - \mathbf{t}_p)}{T}\right) = \\ &= g_p \exp(j2\mathbf{p}f_c t) \sum_{k=0}^{N-1} a_{k,i} \exp\left(\frac{j2\mathbf{p}kt}{T}\right) \exp(j(\mathbf{q}_p + k\mathbf{f}_p)) \text{ para } (i-1)T < T < iT \end{aligned}$$

g_p es la amplitud del eco p .

La rotación de fase se debe a dos componentes $\mathbf{q}_p = -2\mathbf{p}f_c \mathbf{t}_p$ y $k\mathbf{f}_p = -k2\mathbf{p}f_c \mathbf{t}_p / T$. El primer término es el mismo para todas las subportadoras.

Para casos típicos el retraso introducido por un eco, \mathbf{t}_p , es mucho mayor que el periodo de la portadora y los valores de \mathbf{q}_p , de forma aproximada, se distribuyen uniformemente sobre $2\mathbf{p}$. Si la duración de la respuesta impulsiva del canal es mucho menor que la duración del símbolo OFDM, $k\mathbf{f}_p$ es muy pequeño y prácticamente no tiene efecto. Cuando esto ocurre se dice que hay desvanecimiento plano y entonces para un eco todas las subportadoras sufren la misma atenuación.

Si los ecos crean un cambio en la frecuencia de la portadora (efecto Doppler) esta variación se estudia igual que se estudió el offset entre los osciladores. Para este caso y si se cumple la condición de desvanecimiento plano tenemos que en el receptor las salidas, son para un determinado canal.

$$z_{m,i,p} = g_p \exp(j\mathbf{q}_p) \sum_{l=0}^{N-1} c_{l-m,p} a_{l,i}$$

donde

$$c_{l-m,p} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} \frac{\sin(\mathbf{p}(l-m+\Delta f_p T))}{\sin(\frac{\mathbf{p}(l-m+\Delta f_p T)}{N})} \times \exp(j(\frac{N-1}{N})\mathbf{p}(l-m+\Delta f_p T))$$

$c_{l-m,p}$ es el peso para calcular la ICI sobre la subportadora m introducida por la subportadora l y Δf_p es el cambio en la frecuencia que introduce el eco p .

La ICI total viene dada por

$$\frac{\text{potencia media de la señal deseada}}{\text{potencia media ICI}} = \frac{\sum_{\forall \text{ca min os}} |C_{0,p}|^2}{\sum_{\forall \text{ca min os } l \neq m} \sum_{N-1} |C_{l-m,p}|^2}$$

Si no consideramos el prefijo cíclico aparece ISI he ICI debido a que cada eco llega con un retraso p . Este fenómeno se estudia igual que si no existiera sincronismo en el receptor. Entonces si $z_{m,i,p}$ es el símbolo recibido en la subportadora m en el símbolo i debido al eco con retraso p tenemos

$$z_{m,i} = \sum_{\forall \text{ca min os}} z_{m,i,p} \quad \text{Para cada camino, cada } z_{m,i,p} \text{ tiene una ICI que se}$$

calcula igual que calculamos la ICI debida a un error de duración p en el sincronismo.

3.4. ESTIMACIÓN DEL CANAL

La modulación puede ser clasificada en dos: diferencial o coherente. Cuando se usa modulación diferencial no hace falta estimar el canal, ya que la información va en la diferencia de símbolos consecutivos[7]. Esta es una técnica común en los sistemas no cableados, ya que reduce la complejidad del canal. Los inconvenientes son un aumento de 3 dB en el ruido y la imposibilidad de utilizar constelaciones multiamplitud. Una alternativa interesante a la modulación coherente es DAPSK (Differential Amplitude and Phase Shift Keying). Su eficiencia espectral es mayor que la de DPSK ya que también usa codificación diferencial en la amplitud(requiere una distribución no uniforme de la amplitud). La modulación coherente permite constelaciones de señales arbitrarias. Cuando la tasa binaria es elevada la eficiencia de las modulaciones coherentes hacen que sean preferidas.

Hay dos problemas esenciales par el diseño del estimador del canal. El primer problema es cómo los pilotos de información (datos/ señales conocidas en al receptor) deben ser transmitidos. Esta información es necesaria en el receptor para la estimación del canal. El segundo problema es el diseño de un estimador de poca complejidad y buen funcionamiento. Estos dos problemas no son independientes ya que la realización del estimador depende de cómo se transmite la información piloto[7].

3.4.1. INFORMACIÓN PILOTO

Los estimadores necesitan algún tipo de información como por ejemplo un punto de referencia. Un canal con desvanecimientos necesita ser seguido continuamente. Una forma eficiente de seguir al canal es transmitir símbolos pilotos en ciertas posiciones en lugar de datos dentro de un símbolo OFDM.

En general el desvanecimiento se puede ver como una función de dos dimensiones (el tiempo y la frecuencia) que se van muestreando en las posiciones de los pilotos (posiciones en el tiempo y en la frecuencia) y se estima por interpolación la atenuación del canal entre los pilotos.

3.4.2. DISEÑO DEL ESTIMADOR

El estimador lineal óptimo en el sentido del *error cuadrático medio* (MSE) es un filtro de Wiener 2-D. Conociendo las propiedades estadísticas del canal, se puede diseñar un filtro siguiendo técnicas estándar. El estimador debe ser de baja complejidad y alta precisión. Estas dos premisas están enfrentadas. La mayoría de los estimadores de alta precisión (como los filtros de Wiener) tienen una gran complejidad computacional.

Se han propuesto soluciones a este problema. Una de ellas es utilizar filtros separables en lugar de un filtro FIR 2-D. Primero se hace la estimación en la dirección de la frecuencia y luego en la del tiempo. Se pierde un poco de precisión pero se gana en reducir la complejidad del tratamiento de las señales[7].

Otra solución es utilizar transformadas de forma que la energía se compacte en unos pocos coeficientes. Así se puede llevar a cabo la estimación en el dominio transformado sin gran esfuerzo. Esta técnica permite un buen compromiso entre la calidad de la estimación y su carga computacional, pero puede presentar un error fijo que no se puede eliminar, a no ser que se tenga especial atención en el diseño.

3.5. VENTAJAS

Las comunicaciones a alta tasa binaria no sólo vienen limitadas por el ruido. A menudo es más importante la interferencia entre símbolos (ISI) debido a la memoria que caracteriza a los canales dispersivos. Esta memoria de canal es causada la propagación por diferentes caminos de propagación que conectan transmisor y receptor.

Como norma general, los efectos del ISI son despreciables en tanto que la longitud del retraso sea significativamente más corta que la duración del símbolo transmitido. Esto implica que la tasa de transmisión de símbolos en los sistemas de comunicaciones esta limitado en la práctica por la memoria del canal.

Las técnicas de modulación OFDM como ya se ha dicho se presentan como una alternativa que aborda el problema de la transmisión de datos sobre un canal multitrayecto.

Como la salida d el sistema es la suma de la salida de cada subportadora, la velocidad de datos por subcanal, es sólo una fracción de la velocidad que tendría una sola portadora que soportara la misma salida aumentando el periodo de símbolo.

Esta es, por tanto, la primera ventaja del uso de la técnica de transmisión OFDM: la posibilidad de diseñar un sistema de comunicaciones con una gran tasa de transmisión de datos evitando ISI.

La reducción de la complejidad computacional asociada a una elevada tasa de transmisión de datos gracias al uso de la FFT y la IFFT es otra ventaja de OFDM.

Otra gran motivación en el uso de OFDM es el uso eficiente del espectro, ya que el canal se divide en subcanales de banda estrecha lo cual favorece la robustez del

sistema ante desvanecimientos selectivos en frecuencia. Si ocurre un desvanecimiento a una cierta frecuencia, se perderían los datos correspondientes a esa frecuencia (a no ser que se use algún tipo de sistema OFDM adaptativo), pero siempre quedarían los datos que transportan las portadoras que viajan por los subcanales de banda estrecha que no se han visto afectadas por el desvanecimiento.

La ventaja que supone la utilización de un prefijo cíclico es vencer la ISI y la introducida por el canal que esta relacionado con la respuesta impulsiva del canal (CIR).

Finalmente, podemos comentar que al ecualización de un sistema de banda relativamente ancha, como puede ser un sistema monoportadora, es más compleja que la ecualización de un canal de banda estrecha. Con la utilización de varias portadoras para cada una de estas el canal es de banda estrecha. Para este caso no hacer falta recurrir a muchos puntos en el dominio de la frecuencia para calcular las variaciones del canal.

En resumen, las principales ventajas del sistema OFDM son las siguientes:

- Realizar un uso eficiente del espectro.
- Robustez ante desvanecimientos selectivos en frecuencia.
- Eliminación de los efectos de las interferencias intersimbólicas (ISI) e intracanal (ICI) debido al prefijo cíclico.
- Reducción de la complejidad computacional.
- Reducción de la complejidad de la ecualización.

3.6. APLICACIONES DE OFDM

Debido a la complejidad de la implementación, la utilización de OFDM ha sido escasa hasta hace poco tiempo. Su uso principal se engloba dentro de las aplicaciones multimedia móviles de banda ancha en canales radio variantes en el tiempo y selectivos en la frecuencia.

La transmisión multimedia (gráficos, audio, texto, voz, video) requiere que el sistema de transmisión sea capaz de adaptarse a las diferentes peticiones de cada uno de los servicios en términos de velocidad, BER admisible y retraso máximo. Esta fue la razón por la que OFDM fue propuesta en 1987 para aplicaciones de radiodifusión y recepción móvil.

Radio difusión digital de audio (DAB) y televisión digital (DVB)

La técnica de transmisión OFDM ha sido adoptada como el nuevo estándar DAB (Digital Audio Broadcasting) y también por para el sistema DVB-T (Digital Terrestrial Video Broadcasting). Este ultimo es capaz de entregar alta definición de vídeo a velocidades binarias de más de 20Mbit/s.

Líneas de comunicaciones

OFDM también se emplea en la línea de abonado asíncrona (ADSL) y sistemas de alta velocidad binaria (HDSL) y esta técnica ha sido también propuesta para su uso en sistemas de comunicaciones por línea de potencia debido a su elasticidad en los canales dispersivos en el tiempo[7].

Redes inalámbricas de tipo LAN

4. IMPLEMENTACIÓN PLATAFORMA SOFTWARE-DEFINED RADIO

4.1. INTRODUCCIÓN

Como se comentó en capítulo de introducción actualmente se están desarrollando arquitecturas que permiten seleccionar frecuencias intermedias y anchos de bandas de forma arbitraria vía software en el transmisor y en el receptor. A estos sistemas se los conoce como Software-Defined Radio (SDR). La tecnología existente todavía no permite digitalizar señales directamente de la antena y solo recientemente ha sido posible procesar digitalmente señales a altas frecuencias con suficiente precisión y rendimiento.

El procesamiento de la frecuencia intermedia (FI) conlleva la conversión de la señal a la banda de interés (demodulación) para el proceso de recepción y el proceso inverso para la transmisión. Estos procesos requieren una gran potencia computacional, que solo puede ser soportada por dispositivos DSP específicos. Solo unos pocos fabricantes, como Graychip (Texas Instruments), Analog Devices y Harris Corp, proporcionan este tipo de dispositivos[1].

Hoy en día el uso de redes de información es de utilidad tanto para empresas privadas o públicas (redes privadas) como para particulares (Internet). SDR ofrece la posibilidad de que con un simple Pc podemos acceder a una red y luego enviar datos vía radio y viceversa, es decir, nos permite la unión de redes inalámbricas con redes cableadas.

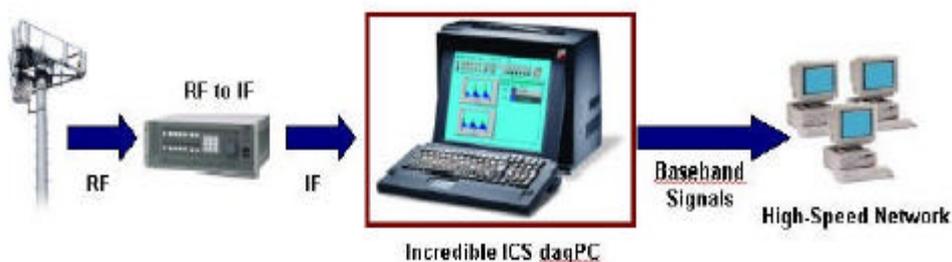


Fig. 4-1. Plataforma SDR.

En el siguiente punto vamos a profundizar en las partes que componen una plataforma SDR. En concreto nos centraremos en los componentes que ofrece ICS.

4.2. ESQUEMA SDR

Primero vamos a comparar el esquema de una radio convencional con el esquema SDR, para comparar las diferencias y luego profundizar en los componentes del esquema SDR

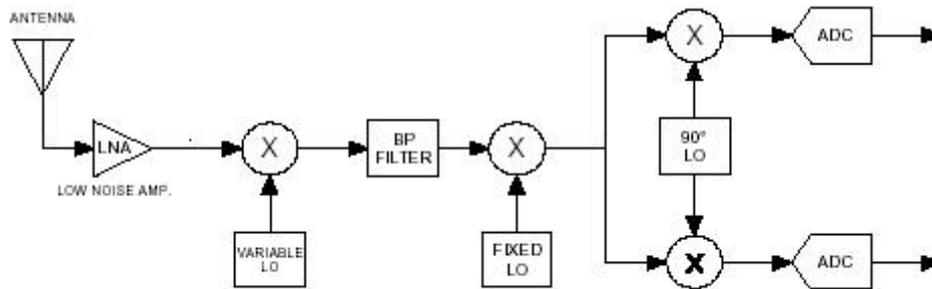


Fig. 4-2. Esquema de una radio convencional.

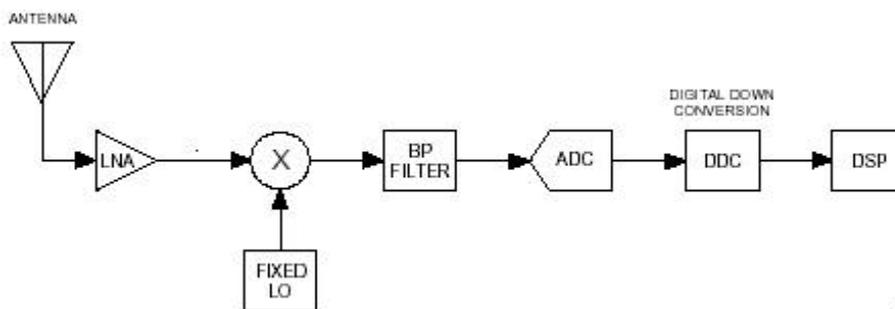


Fig. 4-3. Esquema SDR.

Como se puede apreciar la principal diferencia está en el esquema SDR no hace falta un oscilador local variable, lo que simplifica y abarata el equipo. La función que lleva a cabo este elemento en el esquema de una radio convencional es la de trasladar la

señal de interés a la frecuencia del oscilador fijo. Esta tarea se realiza en los equipos SDR digitalmente mediante de un módulo específico que se denomina DDC (Digital Down Conversion). La salida de este módulo es la señal en banda base digitalizada.

Hemos representado los esquemas para un receptor. Para el equipo transmisor los esquemas son similares e igualmente la diferencia radica en que el traslado de frecuencias para SDR se hace digital mente en el DUC (Digital Up Conversion).

A continuación expondremos de forma pormenorizada los componentes que conforman un equipo SDR.

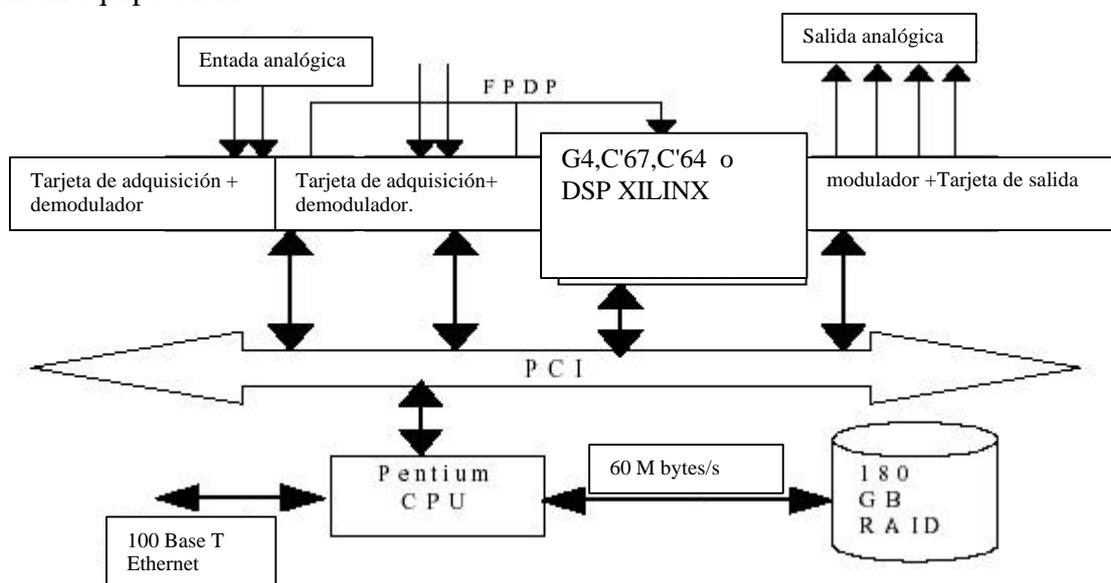


Fig. 4-4. Esquema de un equipo SDR.

Los requisitos mínimos de la placa madre son:

- Estándar ATX factor de forma.
- Procesador Intel Pentium III 1GHz.
- De 128MB a 512 MB de RDRAM.
- 10/100 Base T Network I/F integrado.

- Ultra 160 SCSI I/F integrado.
- 5 PCI slots y 1 ISA slot.

Para la adquisición de datos tenemos las siguientes tarjetas:

- Tarjeta ADC: ICS-610 32 Canales, 24-Bit, 108kHz/Canal (BW<50kHz).
- Tarjeta ADC: ICS-645 32 Canales, 16-Bit, 10MHz/Canal (BW<4.5MHz).
- Tarjeta ADC: ICS-652 2 Canales, 14-Bit, 65MHz/Canal (BW<30MHz).
Opcional DDC's.
- Tarjeta DAC: ICS-660 4 Canales, 14-Bit, 65MHz (BW<30MHz). Opcional
DUC's.

Las opciones para el almacenamiento de datos son:

- RAID interconectable y disponible en las configuraciones de 108 o 180 GBytes. La velocidad de grabado es de 60 MBytes/s.
- RAM disponible en las configuraciones de 128 o 512 MBytes. La velocidad de grabado esta cerca de 100MBytes/s. Esta opción esta especialmente recomendada para la adquisición de datos que llegan en ráfagas.

Otro aspecto importante a tener en cuenta es el software que se utiliza. El software que se proporciona con los productos ICS es LabVIEW o MATLAB. También se puede utilizar un software para Pc's que se llama Spectrum Explorer (obtenido bajo la licencia del CRC, una organización de investigación del gobierno de Canadá). Este software se puede integrar con la tarjeta de radio ICS PCI A/D (ICS-652). La instalación de esta aplicación nos ofrece lo último en inteligencia de señales.

Spectrum Explorer ofrece la detección automática de una gran variedad de sistemas (tales como AM, FM, FSK, QPSK, QAM, etc.), medida de ruido de fondo de banda ancha, distintas posibilidades de captura y grabación de señales, etc.

Una vez visto el esquema general de un sistema SDR vamos a centrarnos en las posibilidades que ofrecen este tipo de sistemas para la implementación de un sistema OFDM.

4.3. IMPLEMENTACIÓN PARA OFDM

Inicialmente, antes de la introducción de la FFT, la transmisión OFDM se descartó por lo costoso e ineficiente de utilizar un banco de osciladores, pero actualmente con sistemas SDR podemos tener un banco de osciladores digitales en un solo chip, haciendo posible la implementación de un sistema OFDM sin necesidad de utilizar la FFT/ IFFT. Con un equipo SDR la implementación de un sistema OFDM se hace como originariamente se pensó: con un banco de osciladores.

La compañía ICS ofrece tarjetas capaces de procesar directamente frecuencias intermedias hasta 200MHz con 12 14 o 16 bits de resolución con tasas de muestreo de hasta 100MHz. Para la implementación de un sistema OFDM podemos usar el siguiente esquema:

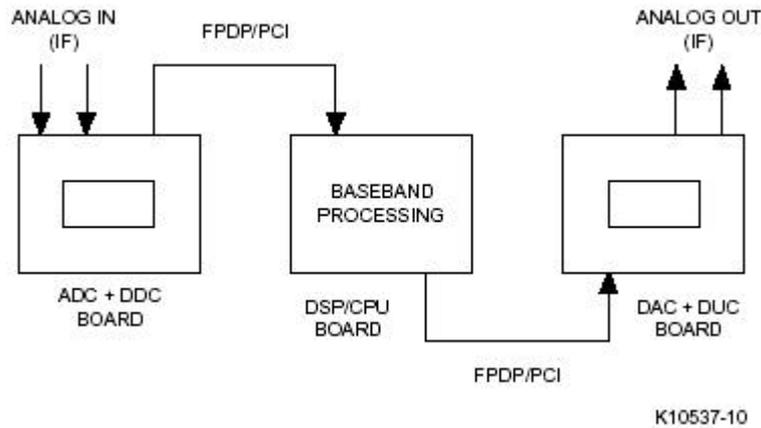


Fig. 4-5. Configuración de un sistema SDR para OFDM.

Para la implementación de un sistema OFDM tanto el modulador como el demodulador deben ser capaces de procesar distintos canales de forma paralela. Cada canal se corresponde con cada una de las subportadoras de una señal OFDM. Para este fin se proponen dos tarjetas, una transmisora y otra receptora, la ICS-660 y la ICS-652 respectivamente. Las dos tarjetas incluyen PCDI DMA (sobre 80Mbytes/s tasa de transferencia continua de datos) y FPDP (160 MBytes/s tasa de transferencia continua de datos). En el mercado existe un número de tarjetas PCI DSP y algunas de esas tarjetas están disponibles con interfaces FPDP. Si la aplicación no requiere un procesamiento demasiado potente no es necesario un DSP y el mismo procesador del PC donde conectamos las tarjetas es suficiente. Estas dos tarjetas ofrecen una gran variedad en cuanto la programación de parámetros que interviene en la modulación/demodulación como son filtros, frecuencias, etc. Podemos implementar un sistema OFDM donde podemos cambiar las frecuencias de las subportadoras y su tasa binaria vía software.

4.3.1. IMPLEMENTACIÓN DEL MODULADOR DIGITAL

La figura 49 es un diagrama de bloques simplificado de un modulador digital. La señal modulada (voz, datos, etc.) se aplica a una tasa F_s , (que es la frecuencia Nyquist correspondiente al ancho de banda de la señal). La señal de entrada es interpolada (mediante zero padding y filtrado paso bajo). La nueva tasa de muestreo, F_o , debe ser tal que represente la frecuencia de la portadora F_c , es decir, $F_o > 2 F_c$.

El modulador digital ofrece muchas ventajas, incluyendo, que la frecuencia de, fase, y ancho de banda, de cada portadora se puede programar vía software. Otra ventaja es que la señal de entrada se aplica a una tasa correspondiente con su ancho de banda y no correspondiente a la frecuencia de la portadora.

El diagrama de bloques para la modulación es el siguiente:

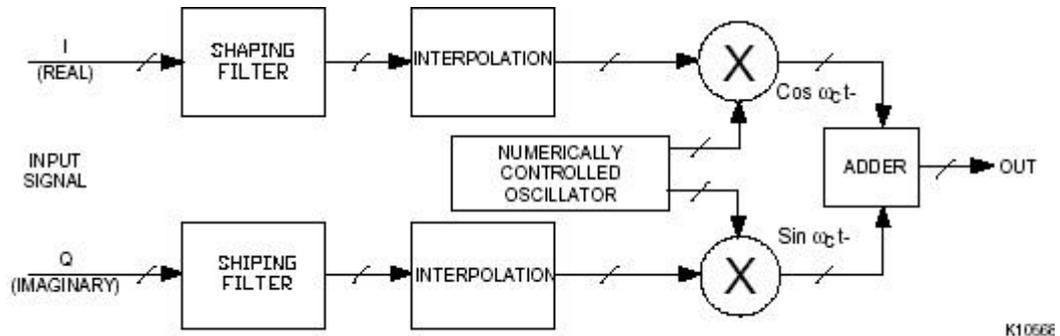


Fig. 4-6. Operación de modulación digital.

Pasemos a ver la tarjeta ICS-660. El diagrama de bloques de esta es el siguiente

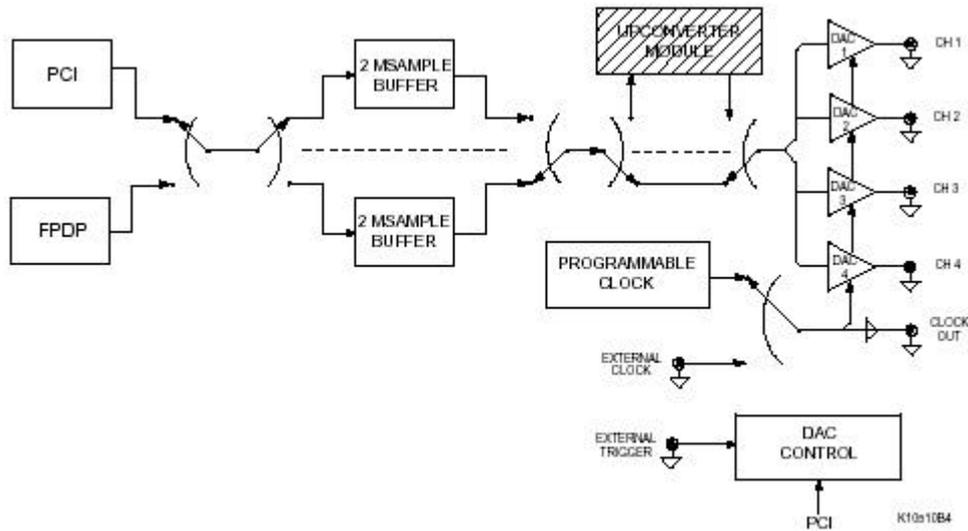


Fig. 4-7. Diagrama de bloque de ICS-660.

Esta tarjeta puede incorporar el módulo DC-60-M1 que tiene 16 moduladores y 4 convertidores D/A y una frecuencia máxima de reloj de 62.5MHz. Utilizando 4 tarjetas trabajando en paralelo tenemos 64 subportadoras diferentes, las suficientes para poder implementar un sistema OFDM basado en el estándar 802.11b.

Las características del DC-60-M1 son

Tabla 4-1. Características DC-60-M1.

Número de canales	16
Dispositivos usados	4 Graychip GC4114
Max. Tasa de entrada (Fs)	1.95MHz
Número de bits	14
Factor de interpolación (F)	De 32 a 64K
Frecuencia de muestreo señal salida (Fo)	Fs*F
Ancho de banda	0.8Fs
Resolución frecuencia intermedia	<0.02Hz

Vamos a ver una posible configuración para poder implementar una plataforma que soporte un sistema OFDM según el estándar 802.11b. La máxima velocidad binaria en el estándar es de 54Mbit/s lo que supone que la tasa de símbolos en el peor de los casos (modulación BPSK) es de 54M símbolos/s. Teniendo en cuenta que hay 48 portadoras de información cada una soportaría una tasa de 1.125M/s.

El parámetro F_s corresponde con la frecuencia de muestreo de la señal de entrada, entonces programando el modulador con $F_s=1.125MHz$ (el máximo es 1.95MHz) y que tome una muestra por periodo de símbolo, tenemos que la señal de entrada al modulador es una secuencia (que puede ser de datos complejos) de 1.125Mhz. Si se utiliza modulación compleja hay que programar la tarjeta en el "modo entrada compleja". En este modo la serie de datos de entrada se considera un paquete de 32 bits donde los primeros 16 bits son la parte en cuadratura y los siguientes 16 bits la parte en fase. Dependiendo del factor de interpolación la frecuencia de muestreo de la señal modulada, F_o , será una u otra, cumpliéndose $F_o > 2 F_c$, donde F_c será la mayor de las frecuencias de las portadoras.

4.3.2. IMPLEMENTACIÓN DEL DEMODULADOR DIGITAL

Pasemos a estudiar la configuración de la tarjeta ICS-652. Esta puede soportar distintos módulos DDC's que llevan a cabo la demodulación. El diagrama de bloques para esta demodulación es el siguiente:

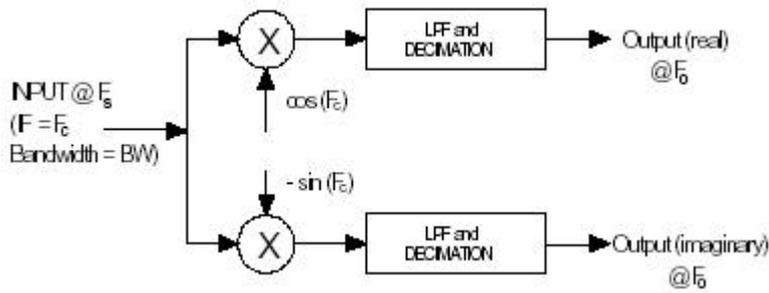


Fig. 4-8. Operación de demodulación compleja.

Pasemos a ver la tarjeta ICS-660. El diagrama de bloques de esta es el siguiente

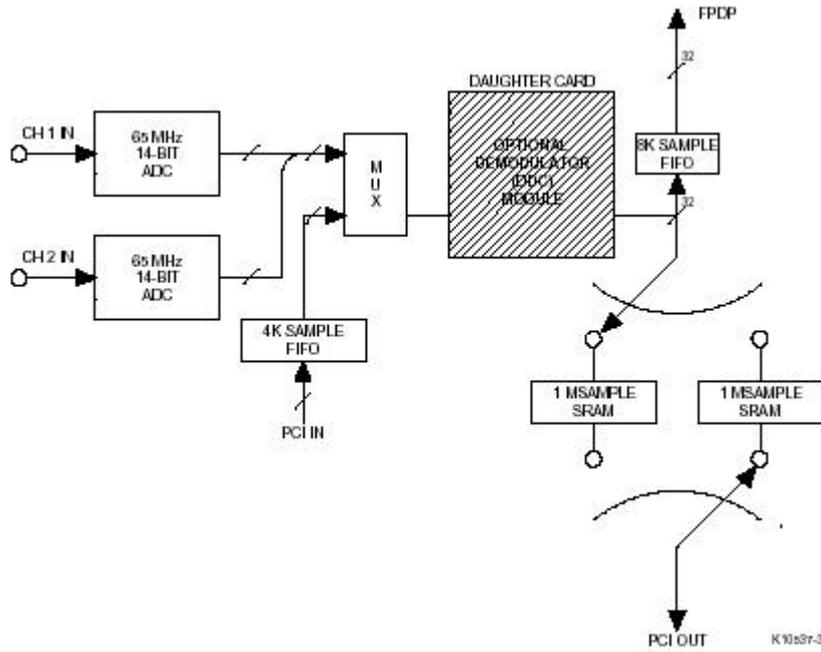


Fig. 4-9. Diagrama de bloque de ICS-652.

El módulo que mejor se ajusta a las necesidades de un sistema OFDM es el DC-50-MN. Las características del modulo se exponen en la tabla 4-2.

Tabla 4-2. Características DC-50-MN.

Número de canales	16
Dispositivos usados	4 Graychip GC4014
Max. Tasa de entrada (F_s)	62.5MHz
Número de bits	14
Factor de diezmado (D)	De 32 a 64K en pasos de 4
Frecuencia de muestreo señal salida	F_s/D (demodul. compleja) F_s/D (demodul. real)
Ancho de banda	$0.8F_s/D$
Resolución frecuencia intermedia	$<0.025\text{Hz}$

La frecuencia intermedia es F_c y el ancho de banda es BW . La frecuencia de corte del filtro paso bajo es $BW/2$. El diezmado D , debe ser tal que $F_o = F_s/D > BW$. F_o es la tasa de datos de cada canal. F_s representa la tasa de muestreo de cada canal.

El módulo DC-50-MN permite la recepción simultanea de 16 subportadoras lo que lo convierte en el demodulador más apropiado para una señal OFDM. Una gran ventaja de utilizar estas tarjetas es su fácil escalado por lo que el número de portadoras se puede ampliar. Para la recepción de cada subcanal sólo hay que programar diferentes frecuencias intermedias vía software manteniendo el mismo ancho de banda. En cada subcanal lo que recibimos es la señal en banda base que modula una subportadora. Cada una de estas señales hay que procesarlas digitalmente para conocer la información que llevan, es decir, la secuencia de bits que transmiten.

5. SIMULACIONES Y RESULTADOS

5.1. SISTEMA DE TRANSMISIÓN OFDM

Aquí vamos a realizar una simulación de un sistema de comunicación basado en el estándar 802.11.a.

El estándar ha sido desarrollado en diferentes entornos, modelados por diferentes canales. Idealmente para obtener unos resultados fiables habría que simular todos estos canales con diferentes semillas para los datos aleatorios y para el generador de ruido. También la simulación debería ser suficientemente larga, pero aquí sólo se ha supuesto un modelo de canal para simular un entorno multirrayecto con una longitud de 10^4 bits.

Se ha simulado un transmisor y un receptor siguiendo las especificaciones del estándar 802.11.a, realizándose dichas simulaciones en Matlab. El sistema simulado tiene las siguientes características:

Tabla 5-1. Parámetros de la simulación.

Reloj Receptor/Transmisor	20MHz
Duración muestra	0.05 μ s
Número de puntos de IFFT/FFT	64
Número de subportadoras	52
Número de subportadoras de datos	48
Número de subportadoras pilotos	4
Periodo de un símbolo OFDM	4 μ s(80 muestras)
Prefijo cíclico	0.8 μ s(16 muestras)
Esquema modulación	QPSK
Tasa binaria	12Mbit/s
Frecuencia Central	5180 MHz

En las simulaciones no se han realizado los procesos de entrelazado, aleatorización ni se ha usado un código convolucional. Si bien estos procesos no se realizan, las señales generadas cumplen perfectamente con la temporización establecida por el estándar, lo que supone que la incorporación del código convolucional, aleatorizador y entrelazado no presente ningún problema. Para incorporarlos sólo habría que añadir unas funciones nuevas a las ya existentes. Hay que comentar que aunque los bits no se aleatorizan, si se ha desarrollado la función que simula el aleatorizador. Esto se debe a que es necesario para calcular la polaridad de las subportadoras pilotos.

La simulación se basa en dos funciones, una para el transmisor y otra para el receptor. Dentro de estas funciones que podemos llamarlas funciones "principales" se van haciendo una serie de llamadas a funciones "auxiliares". Cada una de estas se encarga de generar un bloque específico de la señal OFDM, es decir, una crea el preámbulo corto, otra el preámbulo largo etc.

Las funciones implementadas permiten la transmisión de datos aleatorios (que se usa para calcular la probabilidad de error), la transmisión de ficheros de texto o de imágenes (en formato bmp o jpeg).

Aunque el estándar no impone ningún algoritmo, para la sincronización de símbolos se proponen las bases para implementar uno[11]. Se basa en la periodicidad del preámbulo corto. Esta señal tiene un periodo de 16 muestras y tiene una duración de 160. En el receptor se conoce la forma de onda de esta señal por lo que podemos comparar la señal recibida con la señal original. A este proceso se le llama sincronización fina.

El esquema del sistema se representa a continuación

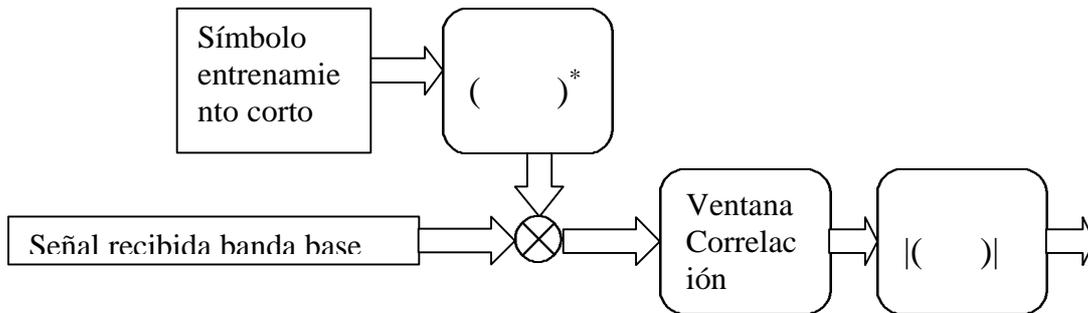


Fig. 5-1. Diagrama de bloques para el algoritmo de sincronización fina.

La ventana de correlación tiene la siguiente estructura

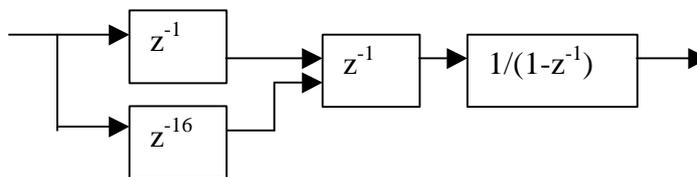


Fig. 5-2. Ventana de correlación.

Sí comparamos el preámbulo corto (10 símbolos de entrenamiento corto) con un símbolo de entrenamiento corto obtenemos la gráfica 5-3 (sincronización fina).

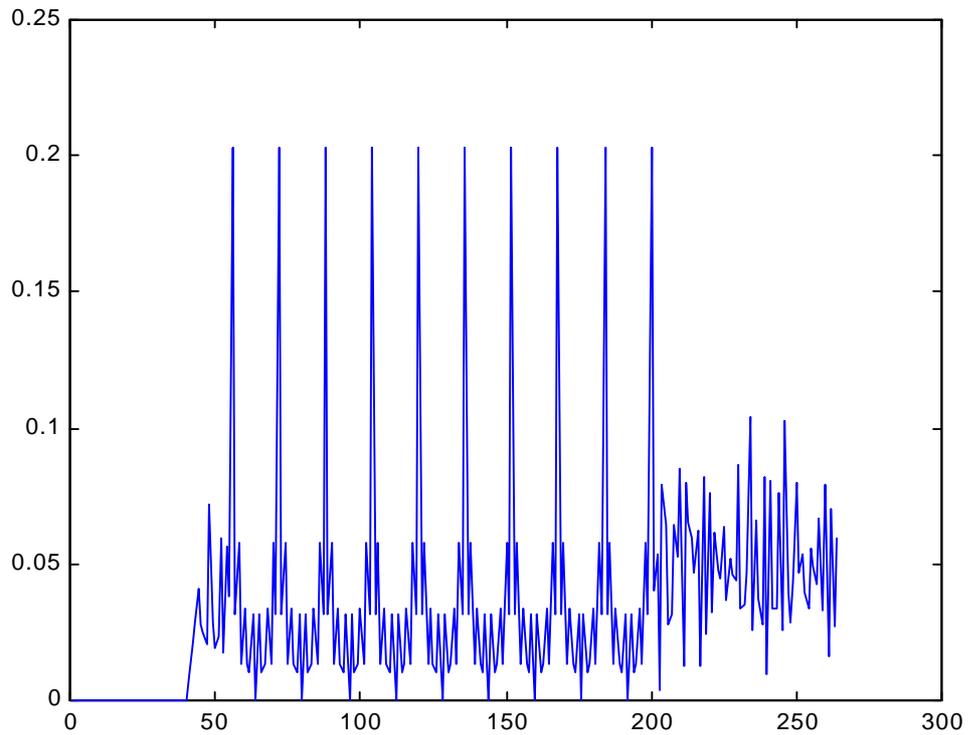


Fig. 5-3. Sincronización fina.

El último pico se toma como la muestra donde termina el periodo de entrenamiento y empieza el siguiente símbolo. Puede ocurrir que después de los símbolos de entrenamiento haya un pico debido al ruido que se suma a la señal en el canal o al efecto del retraso del canal. Para eliminar posibles errores se hace la correlación de la señal recibida con sí misma retrasada 16 muestras, tomando una ventana, igual que antes, de 16 muestras. A este proceso se le llama sincronización gruesa.

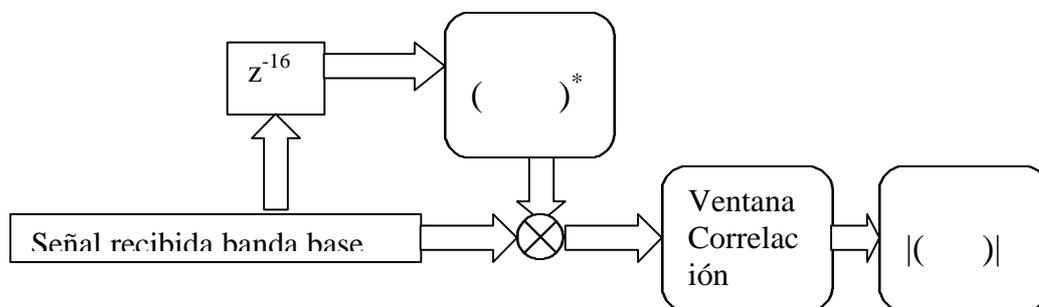


Fig. 5-4. Diagrama de bloques para el algoritmo de sincronización gruesa.

El resultado para las señales del transmisor es

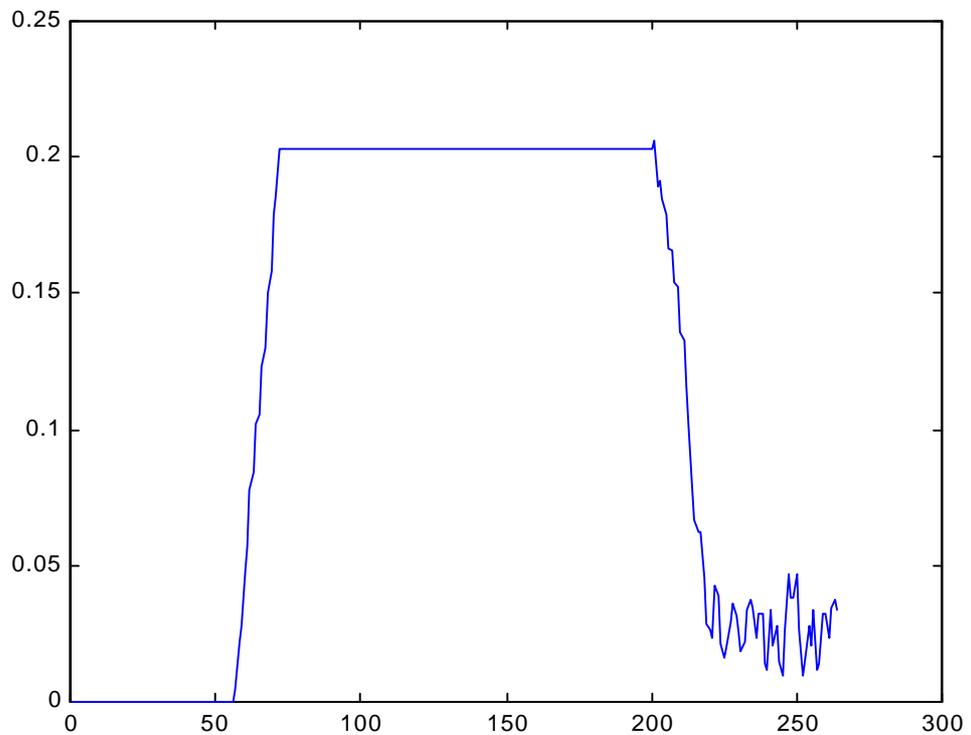


Fig. 5-5. Sincronización gruesa.

Al hacer esta correlación aparece una zona plana mientras existen los picos de la sincronización fina. Multiplicando las dos correlaciones se evita posibles errores en la sincronización.

Para la sincronización gruesa después de pasar la señal por un canal multitrayecto y sumarle ruido AWGN ($E_b/N=1$) nos queda la siguiente gráfica

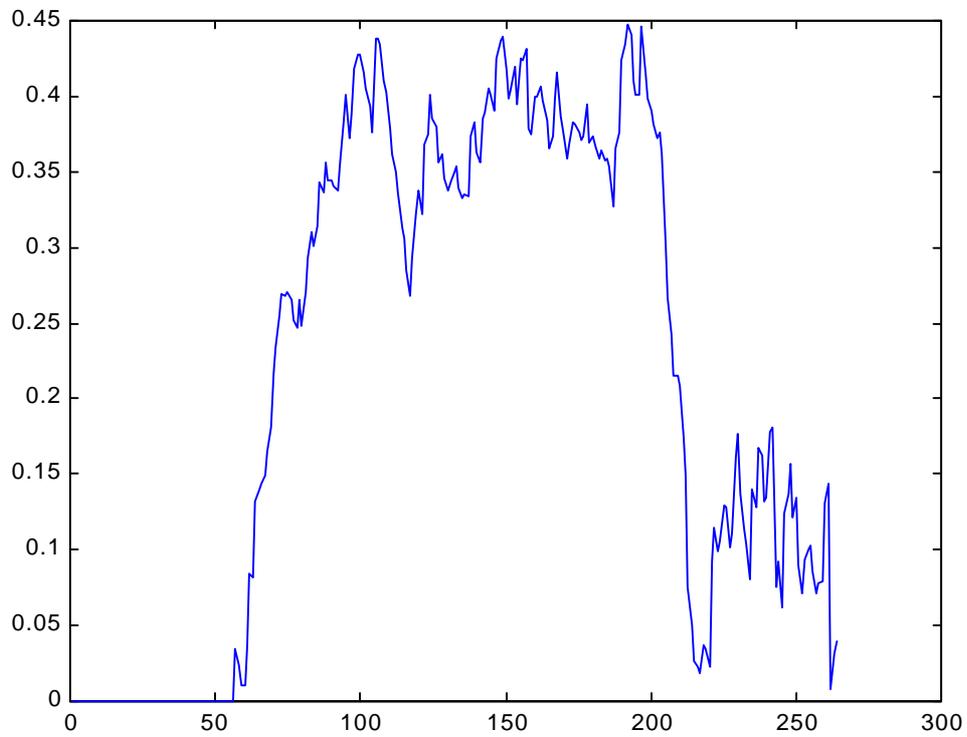


Fig. 5-6. Sincronización gruesa en el receptor.

El estándar impone restricciones para la densidad espectral de potencia de la señal transmitida: 0dB_r (dB relativo al máximo de la densidad espectral de potencia de la señal) no debe exceder de 18MHz, -20dB_r para 11MHz, -28dB_r para -20MHz y -40dB_r para 30 MHz A continuación se representa la densidad espectral de potencia de la señal transmitida además de las restricciones.

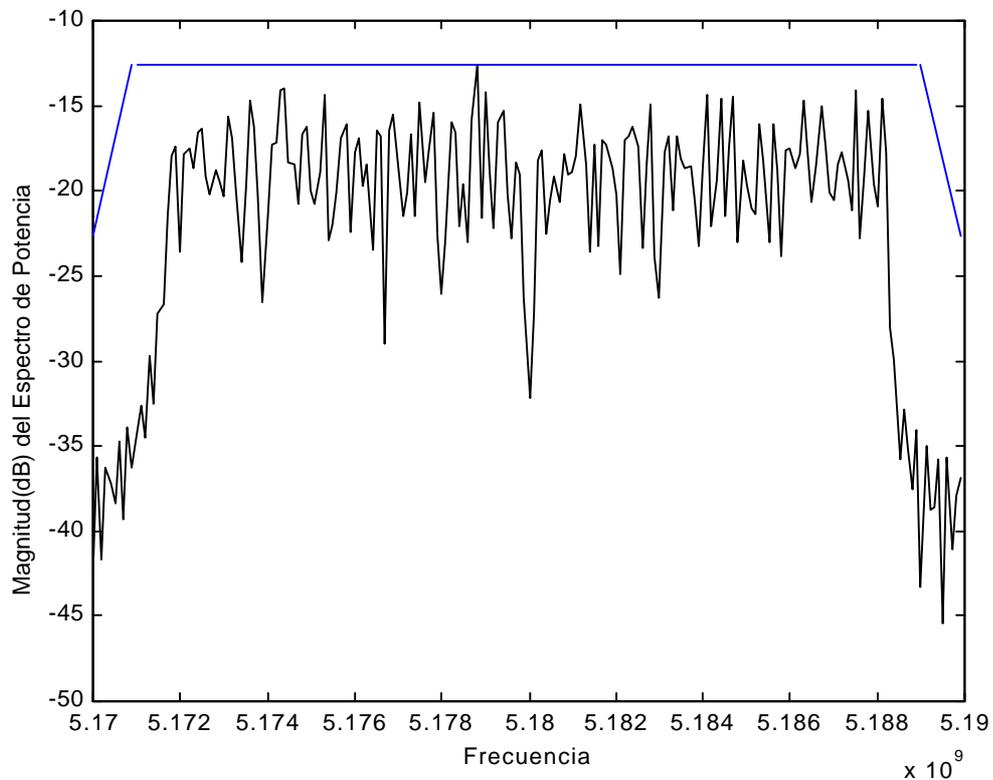


Fig. 5-7. Especificaciones para la densidad espectral de potencia del estándar 802.11^a (línea) y densidad espectral de potencia transmitida (negro).

Se comprueba que la señal transmitida cumple con las especificaciones. Los valores obtenidos para la densidad espectral de potencia (DEP) dependen del método usado. Aquí la DEP se ha calculado con la función de Matlab PSD, que está basada en el método del periodograma de Welch. La señal vista para todo en todo el rango de frecuencia es la siguiente

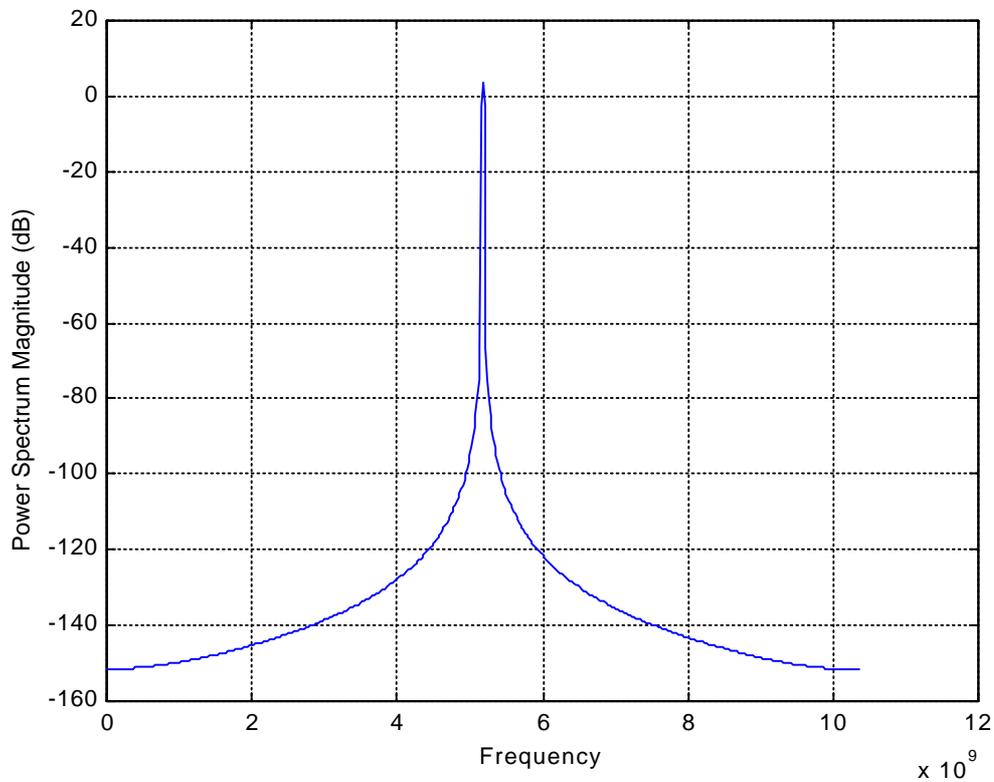


Fig. 5-8. densidad espectral de potencia de la señal transmitida en todo el rango de frecuencias.

En las simulaciones se ha usado un canal multitrayecto donde la potencia de los diferentes ecos decae exponencialmente y donde se suma un ruido AWGN. El canal se ha supuesto que no cambie mientras dura la simulación. La representación del espectro del canal esta en la figura 5-9.

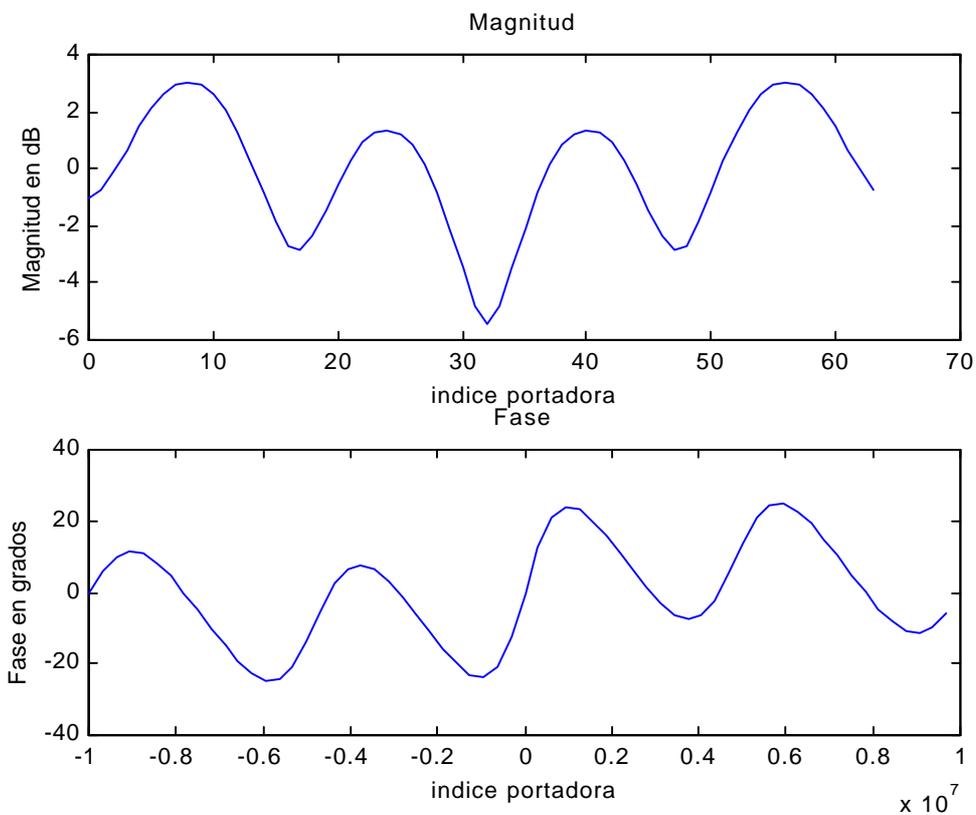


Fig. 5-9. Magnitud y fase del canal Multitrayecto.

Se puede observar que el canal ofrece a cada subportadora una respuesta diferente. En la grafica 5-10 se ve el efecto del canal sobre la densidad espectral de potencia.

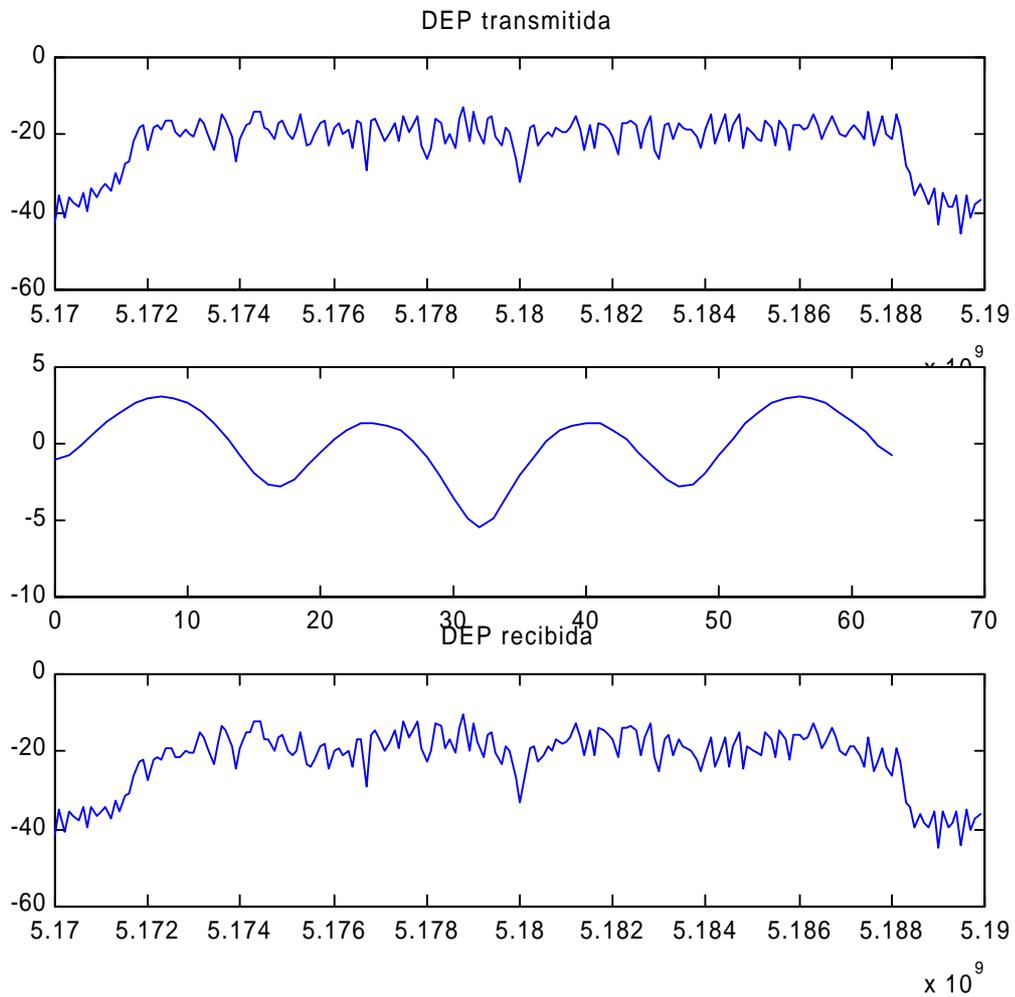


Fig. 5-10. Densidad espectral de potencia de la señal transmitida y recibida.

El canal que se usa tiene un retraso máximo de 250ns. Por ejemplo para un entorno de interior el retraso máximo es de 400ns.

El sistema OFDM transmite bits de información a 12Mbit/s. A continuación, a modo de ejemplo, se representan los símbolos recibidos (figura 5-11).

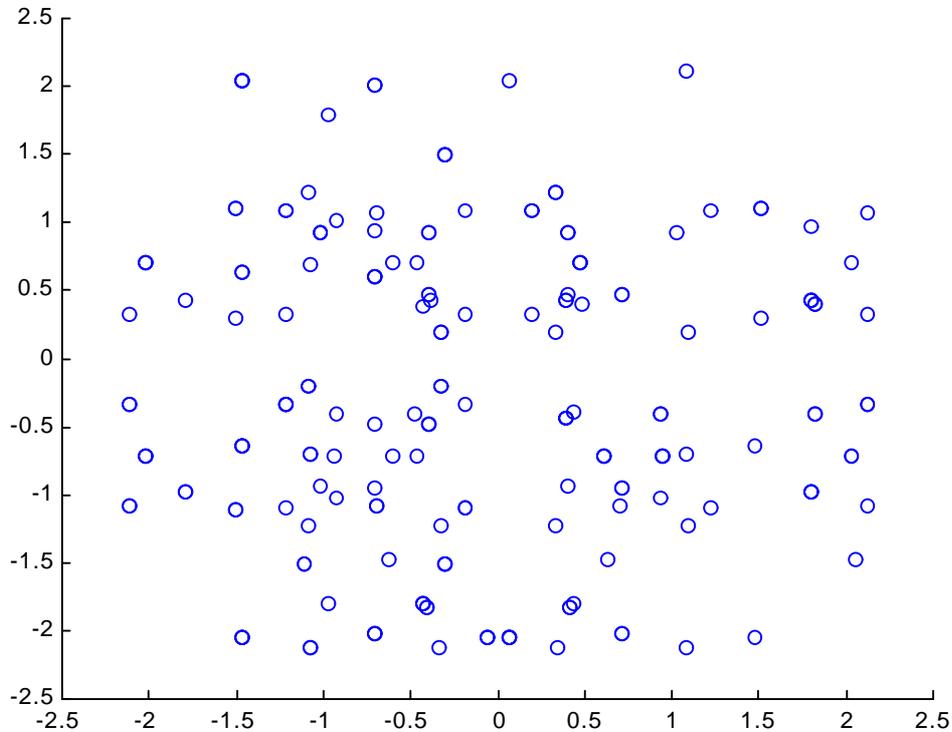


Fig. 5-11. Constelación de la señal recibida.

El estándar establece una figura para medir los errores en la transmisión que se basa en la distancia entre el símbolo transmitido y el símbolo recibido, pero aquí la medida de la fiabilidad del sistema se ha calculado en base a la probabilidad de error de bit. Para comparar la robustez del sistema también se ha simulado un sistema de transmisión QPSK para una velocidad de 12Mbit/s. Se ha calculado la probabilidad de error para cada sistema sin ningún tipo de ecualización.

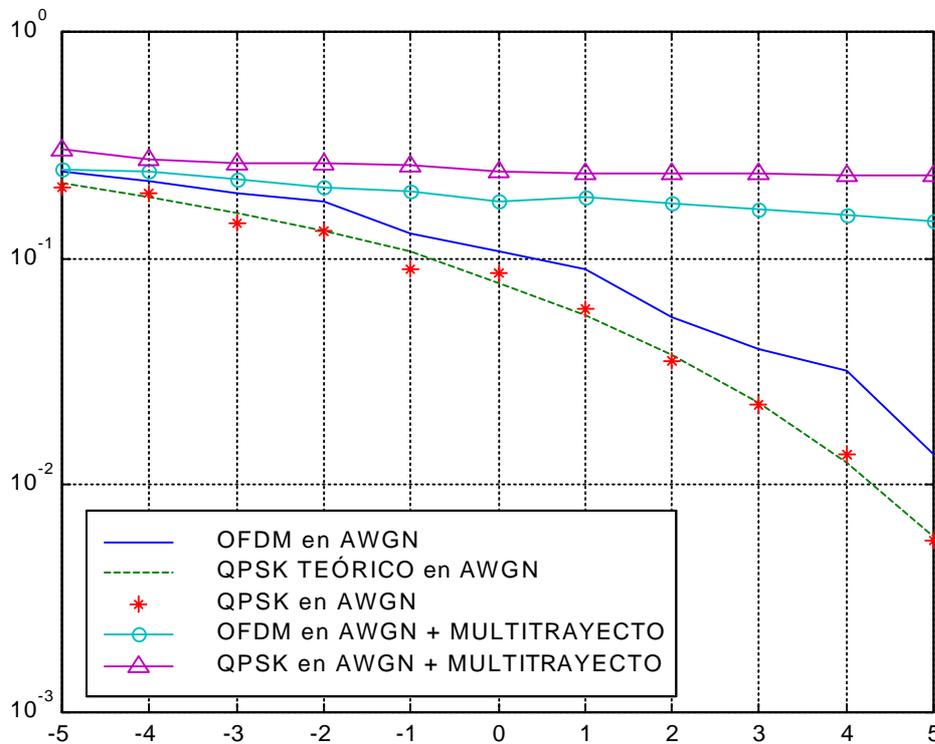


Fig. 5-12. Probabilidad de error de la señal OFDM y QPSK.

Esta gráfica se ha obtenido sin considerar ningún tipo de ecualización, y sin la utilización de ninguna codificación para mejorar la BER.

El sistema OFDM mejora las prestaciones en un canal multitrayecto muy severo que introduce mucho error. A parte de la mejora intrínseca del sistema OFDM los ecualizadores que se pueden utilizar son más simples que para la transmisión QPSK.

Una vez expuestos los resultados de las simulaciones del sistema de transmisión OFDM vamos a exponer los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas para comparar el sistema OFDM tradicional con un sistema PCC-OFDM en el siguiente punto.

5.2. COMPARATIVA OFDM PCC-OFDM

5.2.1. OFFSET EN FRECUENCIA

Para hacer la comparativa primero vamos a exponer los resultados obtenidos al realizar simulaciones para un sistema de transmisión PCC-OFDM y para otro OFDM

Para empezar la comparativa comenzamos por calcular los pesos para obtener la ICI debida al offset en la frecuencia de los osciladores. Para un offset normalizado de $DfT = 0.2$ y $N=32$ en la gráfica 5-13 podemos ver los pesos para la ICI

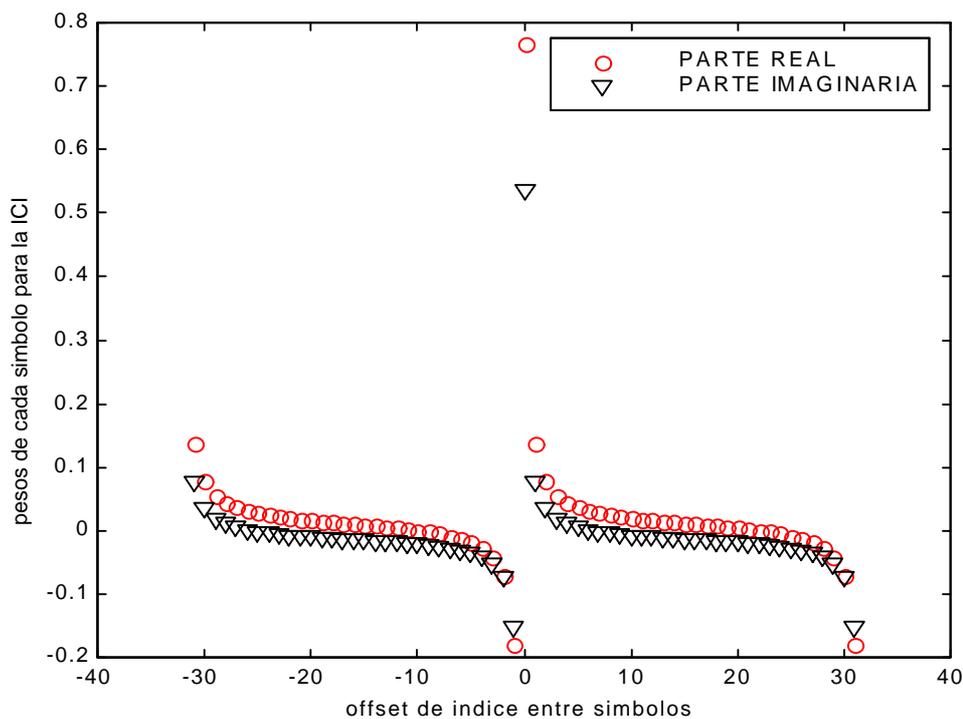


Fig. 5-13. Parte real e imaginaria de los pesos para $N=32$ y $DfT = 0.2$.

Observando la grafica se ve que no hay cambios bruscos si exceptuamos entre -1 y 0, y 0 y 1. Este hecho es muy importante para poder intentar cancelar la distorsión.

Una vez calculada los pesos de la ICI podemos comparar OFDM y PCC OFDM. Esta comparativa se puede ver en la gráfica 5-14.

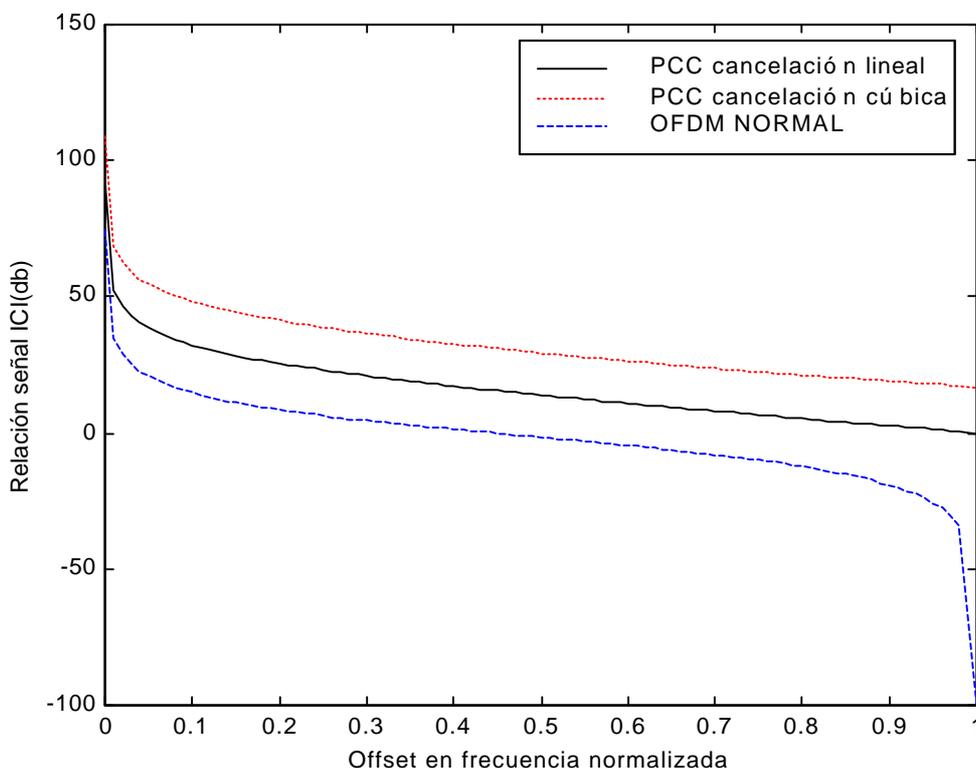


Fig. 5-14.Efecto del offset en frecuencia. Potencia de la señal deseada/ potencia de la interferencia en función del offset en frecuencia normalizada.

Para la simulación de la ICI se ha utilizado un esquema OFDM tradicional y dos esquemas PCC uno lineal $(1-x)^{1-1}$ y otro cúbico $(1-x)^{1-4}$. La conclusión que se puede apreciar es la mejora significativa que representa el método de auto cancelación. Para el caso de cancelación lineal(mapeo por parejas) la mejora es de unos 15db. En esta gráfica todo los grupos de subportadoras han sido modulados con la misma potencia media. Un posible paso a estudiar es el efecto de utilizar diferentes potencias para cada grupo de subportadoras. Cuando el cociente entre el número de subportadoras utilizadas para mapear un símbolo de información d_l y el número de puntos de la IFFT /

FFT no es un entero existen portadoras que no se usan. La ICI es menor en las subportadoras cerca de las subportadoras que no se usan[8].

¿Cuál es la relación entre el número N de subportadoras utilizadas y la ICI?

Para responder a esta cuestión analicemos la figura 5-15

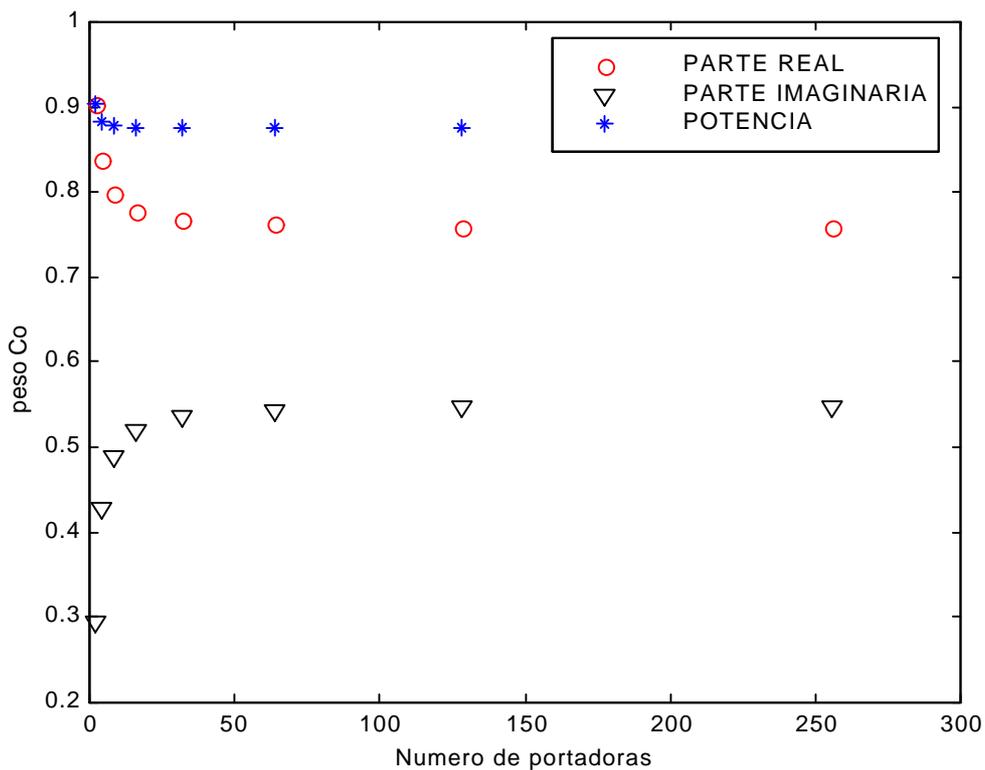


Fig. 5-15. Parte real e imaginaria de los pesos para $DfT = 0.2$.

En esta gráfica se muestra los valores de los coeficientes C_0 que nos dan el peso de la potencia de la subportadora sobre la que calculamos la ICI para $DfT = 0.2$. Según se aprecia a partir de un número de subportadoras mayor que 20 (en los casos prácticos el número siempre es superior) la potencia de C_0 prácticamente no varía. Como la potencia de la señal recibida no cambia con el offset, esto significa que la potencia total de ICI cambia poco con N . Para pocas portadoras la potencia de C_0 aumenta, por lo que

hay menos ICI. Es lógico ya que a menos portadoras menos interferencias porque están mas separadas.

5.2.2. OFFSET EN FRECUENCIA

Ahora vamos a mostrar las simulaciones obtenidas para el caso de la existencia de un offset temporal entre el símbolo recibido y la ventana FFT. A continuación se representa el módulo de los coeficientes de los que depende la ICI. Para un offset nulo no existe ICI por que para $l^1 m$ $C_{l-m,p} = 0$. En la gráfica se observa que incluso para errores pequeños la interferencia es considerable. Esto hace que la incorporación de equalizadores sea descartada frente a la incorporación del prefijo cíclico.

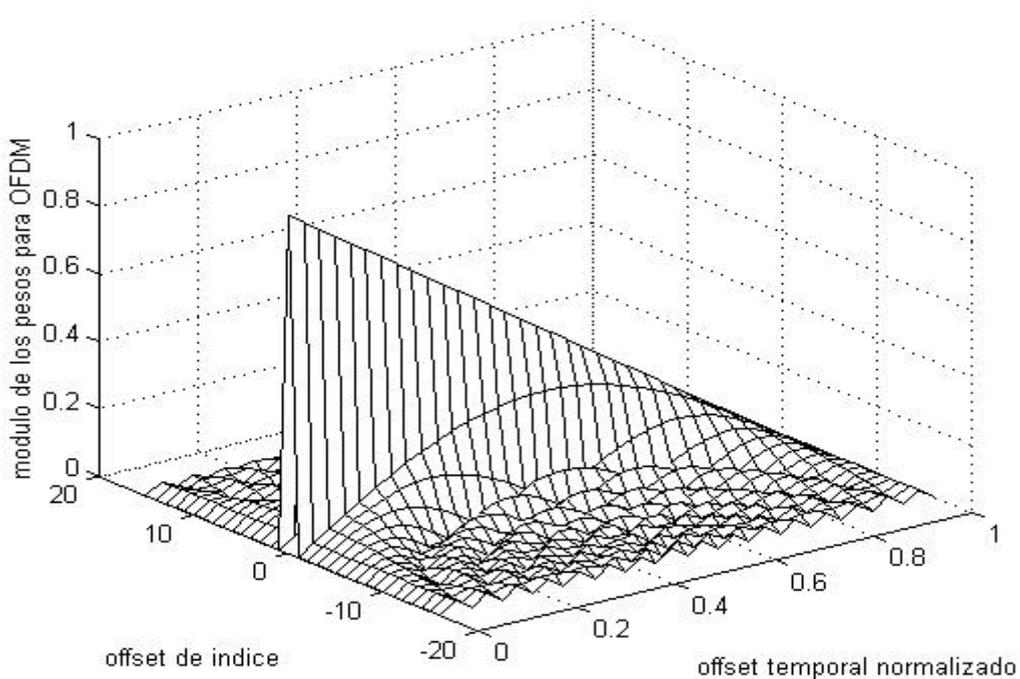


Fig. 5-16. ICI para OFDM como función del offset temporal y diferencia entre los índices de entrada y salida de las subportadoras. $N=32$.

Si definimos los pesos como en la ecuación (3-30) podemos representar el módulo de estos

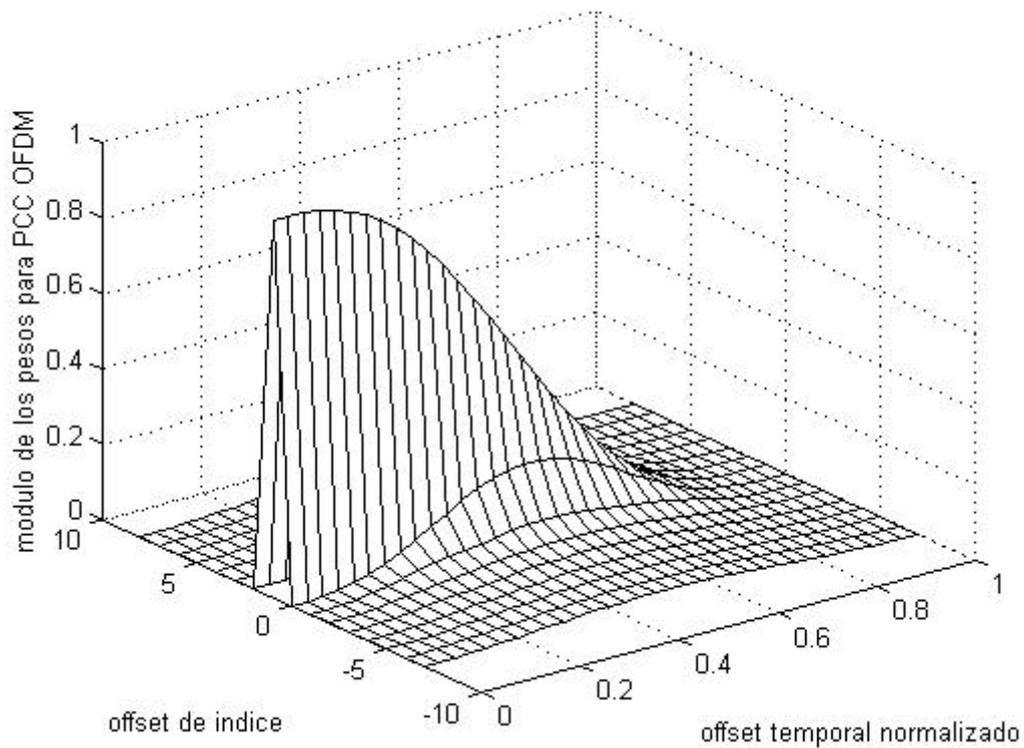


Fig. 5-17. ICI para PCC-OFDM como función del offset temporal y diferencia entre los índices de entrada y salida de las subportadoras. $N=32$.

Ahora la interferencia de las subportadoras es prácticamente nula para errores pequeños. Incluso para un caso extremo de retraso igual a medio periodo de símbolo OFDM la interferencia sólo es significativa para las subportadoras más cercanas.

Podemos hacer una comparativa entre un sistema tradicional OFDM y otro PCC OFDM para ver la ICI en ambos sistemas.

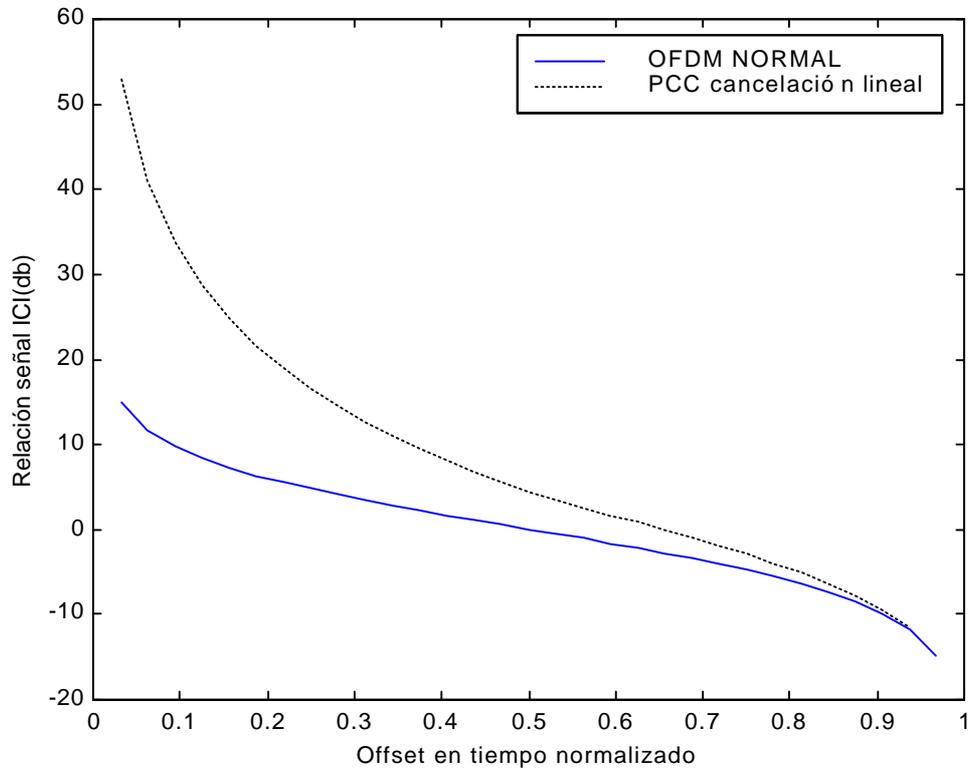


Fig. 5-18.Efecto del offset temporal para PCC-OFDM y OFDM.

Como se puede apreciar es la señal PCC OFDM mejora el comportamiento que tiene la señal OFDM.

5.2.3. PROBLEMA DE AMPLITUD

En este apartado vamos a mostrar las funciones densidad de probabilidad para una señal OFDM y otra PCC-OFDM.

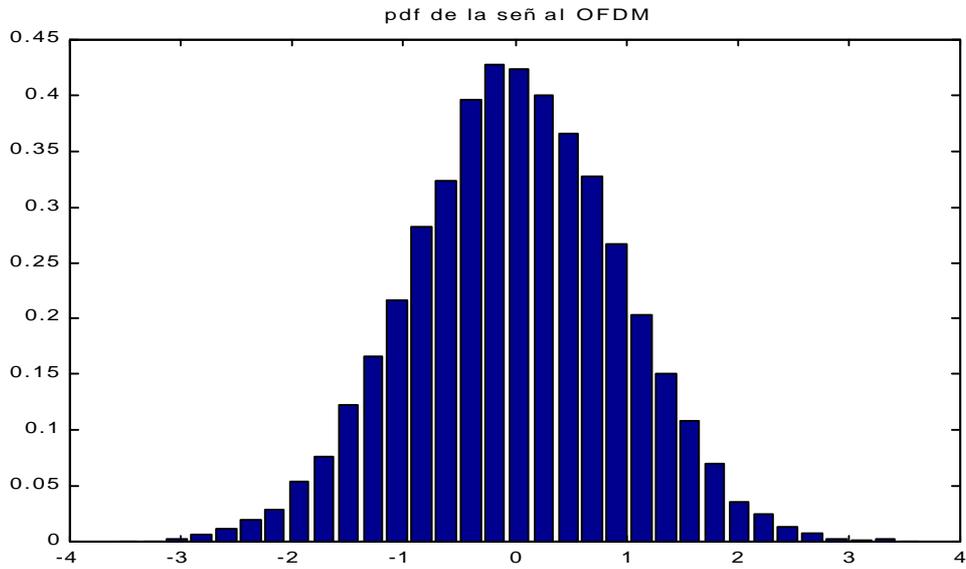


Fig. 5-19. Distribución de la amplitud para una señal OFDM.

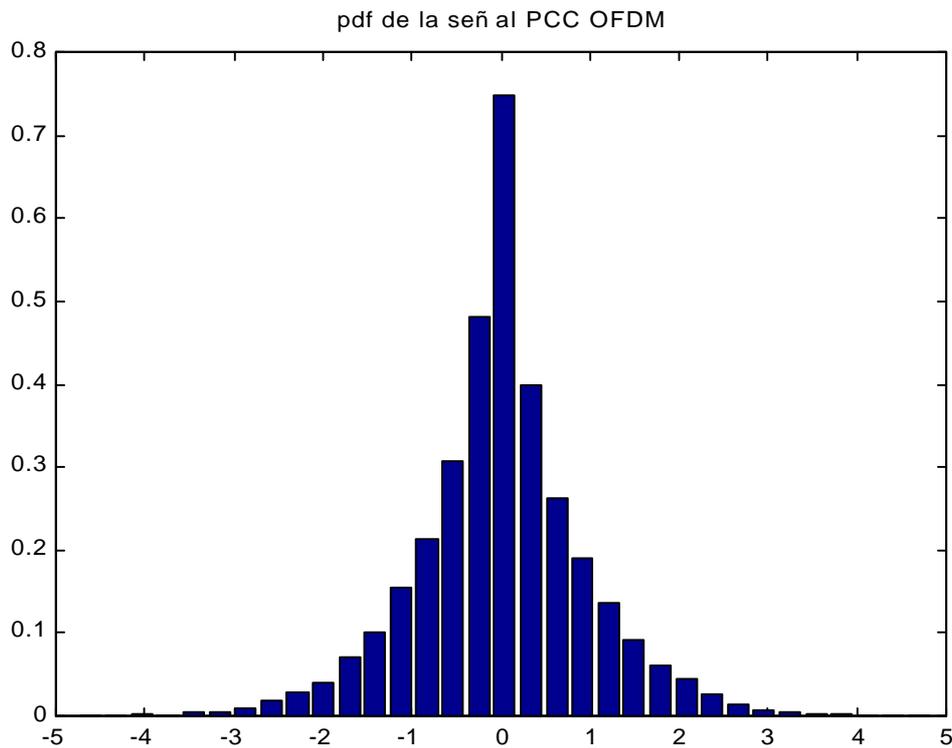


Fig. 5-20. Distribución de la amplitud para una señal PCC-OFDM.

Tanto esta grafica como la anterior se han obtenido como resultado de la simulación de la transmisión de 32 símbolos OFDM con para 512 subportadoras y una modulación QPSK. La amplitud de una señal OFDM sigue aproximadamente una distribución Gaussiana mientras que para un sistema PCC OFDM la distribución no es Gaussiana y para una determinada potencia, los niveles altos y bajos de la amplitud ocurren con una mayor probabilidad que antes empeorando la PARP. El hecho de que las señales PCC OFDM no tengan una pdf Gaussiana es porque la envolvente tiene un pico a mitad del símbolo OFDM y cae hasta cero en los extremos. Este comportamiento se acentúa a medida que el número de subportadoras, en el que mapeamos un símbolo de información (símbolo QPSK), aumenta. Esto se puede comprobar en las dos siguientes gráficas en las que se representan la parte real de una señal PCC OFDM mapeada por parejas (figura 5-21) y otra mapeada en tríos (figura (5-22)).

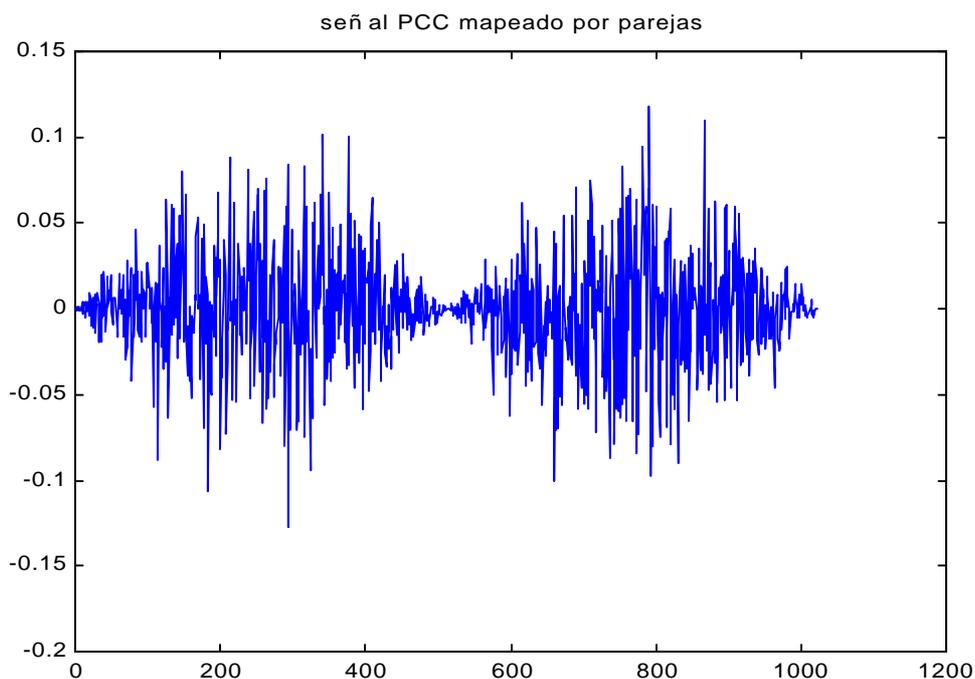


Fig. 5-21. Señal PCC-OFDM con mapeo por parejas.

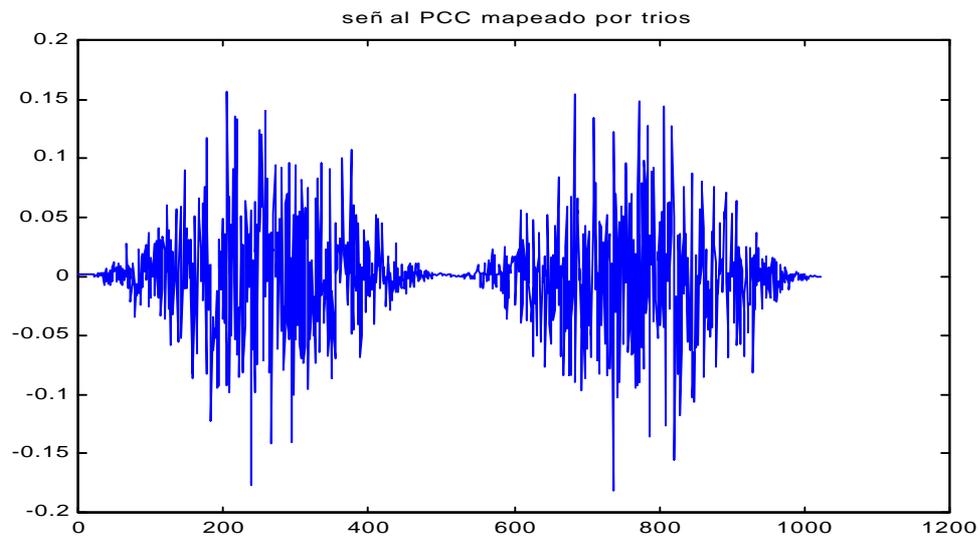


Fig. 5-22. Señal PCC-OFDM con mapeo por tríos.

5.2.4. POTENCIA FUERA DE BANDA

Las señales PCC OFDM presentan un factor de caída de la potencia fuera de banda mayor que el de las señales OFDM por lo que se reduce la interferencia en las bandas adyacentes.

Gráficamente podemos ver los resultados de la densidad espectral de potencia para los dos casos en la figura 5-23

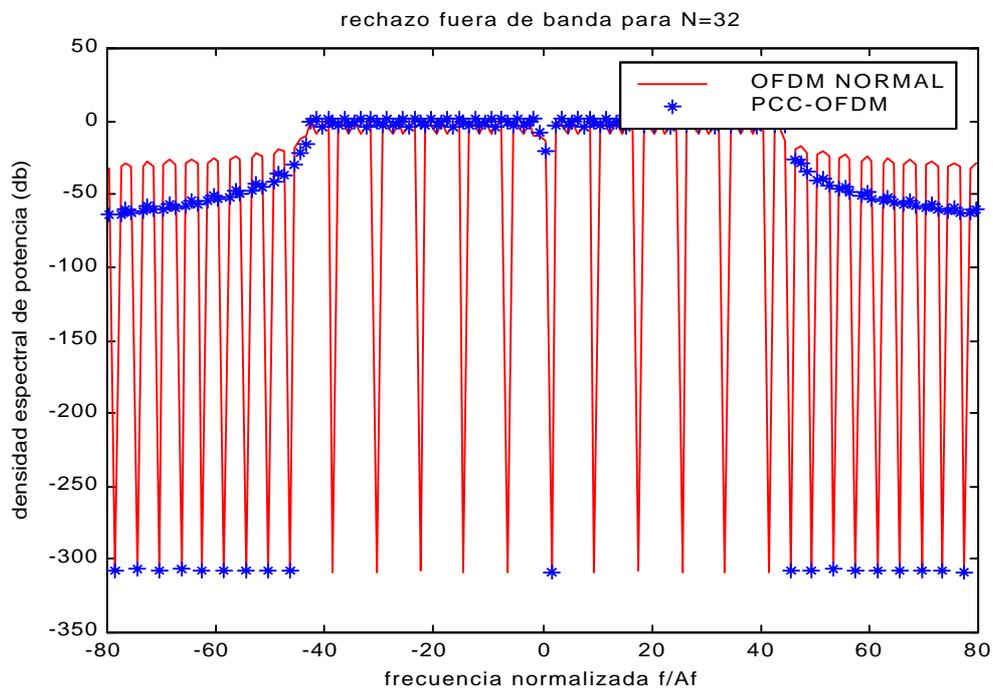


Fig. 5-23. Densidad espectral de potencia para señales OFDM y PCC-OFDM.

Las señales PCC OFDM presentan un factor de caída de la potencia fuera de banda mayor que el de las señales OFDM por lo que se reduce la interferencia en las bandas adyacentes.

5.2.5. CONCLUSIÓN

El offset en frecuencia que rompe la ortogonalidad de las subportadoras (ICI) y la falta de sincronismo de los símbolos que provoca ISI y también ICI son los principales problemas que afectan a los sistemas OFDM.

Hemos visto que la utilización de un prefijo cíclico evita la ISI e ICI y relaja el sincronismo de símbolo. Hay sistemas alternativos como el PCC OFDM que sin la utilización del prefijo cíclico reducen la interferencia provocada tanto por el offset en frecuencia como el provocado por el offset en el sincronismo.

Para hacer una comparativa hemos simulado tanto un sistema OFDM como otro PCC OFDM.

Las características del sistema son:

- Tasa binaria $R_b=40\text{Mb/s}$.
- Modulación QPSK.
- Pulso rectangular y código polar NRZ.
- Frecuencia portadora: $f=40\text{MHz}$.

Hemos realizado la simulación las siguientes simulaciones:

- Sistema OFDM sin prefijo cíclico y ruido Gaussiano. Número de portadoras $N=512$.
- Sistema OFDM con prefijo cíclico mayor que la respuesta impulsiva de un canal multitrayecto y ruido Gaussiano. $N=512$.
- Sistema OFDM con prefijo cíclico menor que la respuesta impulsiva de un canal multitrayecto y ruido Gaussiano. $N=512$.
- Sistema PCC OFDM con mapeo por parejas. $N=512$

Los resultados los podemos ver en la siguiente gráfica

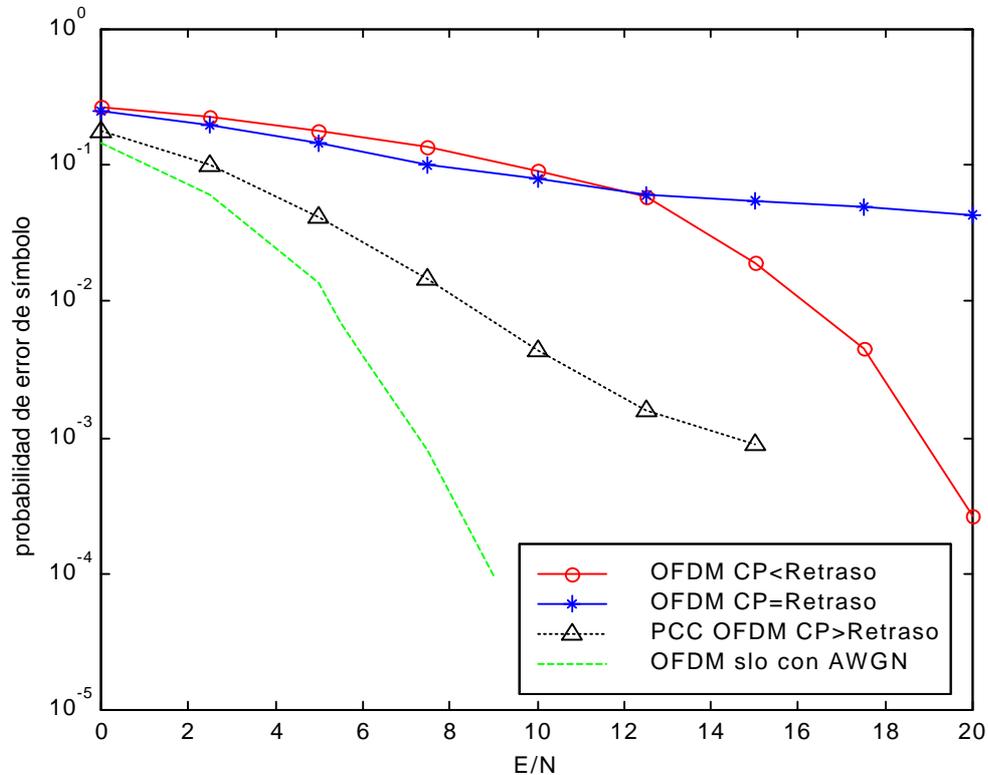


Fig. 5-24. Probabilidad de error de símbolos para distintas señales OFDM.

Para valores E/N pequeños el ruido es dominante pero para valores altos es el efecto del multitrayecto el que predomina. Para esos valores se ve, que para un retraso del canal mayor que el prefijo cíclico la señal OFDM tiene probabilidad de error alta y prácticamente constante.

La ventaja de PCC OFDM frente a OFDM es que al no depender de un prefijo cíclico la probabilidad de error es independiente de la longitud de la respuesta impulsiva del canal y por otra parte su comportamiento frente a los desfases entre los osciladores es mucho mejor.

Las ventajas que se obtiene han sido a costa de reducir la tasa de transferencia de datos. La eficiencia espectral de PCC OFDM es aproximadamente la mitad que el de una señal OFDM. La eliminación del prefijo cíclico, la reducción de la ICI, la mejora de las propiedades del espectro, suple parte de la pérdida en la eficiencia pero no toda.

Actualmente se están desarrollando sistemas basados en PCC OFDM para mejorar la eficiencia espectral. Estos, consisten en introducir cierta interferencia entre símbolos (sistemas PCC OFDM con símbolos superpuestos), haciendo que la modulación este basada en funciones "casi pero no lo suficientemente ortogonales", pero insensibles a errores en el tiempo y la frecuencia. Esta nueva técnica conlleva la utilización de ecualizadores en el receptor, pero estos no son excesivamente complejos ya que el esquema PCC OFDM reduce bastante la interferencia por sí sólo.

Los sistemas con símbolos superpuestos tiene un comportamiento similar al de un sistema OFDM sin prefijo cíclico en un canal AWGN, mientras que es mucho mejor en un canal multitrayecto.[17]

6. CONCLUSIONES Y NUEVAS LÍNEAS DE TRABAJO

6.1. CONCLUSIONES

La realización de este proyecto fin de carrera ha aportado unas bases de estudio y de simulación de la transmisión vía radio usando OFDM, haciendo hincapié en el estándar 802.11a.

- Se ha analizado la capa física del estándar 802.11a, profundizando en las cabeceras definidas para la sincronización. Se ha realizado una comparativa entre OFDM y otras técnicas de transmisión.
- Se ha estudiado PCC OFDM como una técnica alternativa a las señales OFDM para solucionar los principales problemas de este tipo de señales.
- Por último se ha mostrado una implementación de una plataforma SDR para la transmisión de señales OFDM.
- Se ha propuesto la base para el desarrollo de un algoritmo de sincronización temporal basado en las cabeceras definidas por el estándar.

6.2. NUEVAS LÍNEAS DE TRABAJO

Algunos de los trabajos por hacer y las futuras líneas de investigación que se abren una vez finalizado el estudio teórico y las simulaciones se citan a continuación:

- Desarrollo de un algoritmo de sincronización utilizando las cabeceras propuestas por el estándar 802.11a.

- Ampliar la investigación en PCC OFDM hacia sistemas PCC OFDM con autointerferencia.
- Introducir en las simulaciones del sistema de transmisión OFDM distintos tipos de códigos para la corrección de errores como los Reed-Solomon, códigos convolucionales, etc.
- Implementación física de la plataforma SDR propuesta para la transmisión /recepción de señales OFDM.

REFERENCIAS

- [1] Evelio Martinez. Internet inalámbrico. Enero, 2001
- [2] Supplement to IEEE standard for information technology. IEEE Standard
- [3] R. W. Chang. Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission. Bell System Tech. J., Dec 1966.
- [4] S. B. Weinstein, P. M. Ebert. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform. IEEE Trans. Commun., COM-19(5):628-634, Oct. 1971.
- [5] A. Peled, A. Ruiz. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. In Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, 964-967, Denver, CO, 1980.
- [6] José María Hernando rábanos. Transmisión por radio.
- [7] Ove Edfors, Magnus Sandel, Daniel Landström. An introduction to orthogonal frequency -division multiplexing, Sep. 1996.
- [8] Jean Armstrong. Analysis of new and existing methods of reducing intercarrier interference due to carrier frequency offset in OFDM, Mar. 1999.
- [9] Peter M. Grant, Gordon Povey, J. Armstrong. Polynomial cancellation coding to reduce intercarrier interference due to doppler spread.
- [10] Kusha Raj, J. Armstrong. Performance of overlap PCC OFDM with Error - Correcting Codes.
- [11] Yun Chiu, Dejan Markovic, Haiyun Tang, Ning Zhang. OFDM receiver
- [12] Wideband-Orthogonal frequency -division multiplexing. WI-LAN, 2000.
- [13] Jean Armstrong PCC-OFDM with reduced peak-to-average power ratio.
- [14] Tariq Salim Gill, Jinwen Shentu. Amplitude statistics for polynomial cancellation coded OFDM signals.
- [15] Yuping Zhao. In-band and out-band spectrum analysis of OFDM communication system using ICI cancellation methods.
- [16] Developing an SDR platform with ICS Radio Products, 2001.

[17] Performance of PCC OFDM with overlapping symbol periods in a multipath channel. Chintha Tellambura, J. Armstrong and Tariq Gill.