

3

OFDM

3.1 Definición e Introducción a OFDM

OFDM es una técnica de modulación digital multiportadora que, en contrapartida a las técnicas monoportadora, divide el flujo de símbolos entrante al modulador (es decir, los bits de información digital modulados mediante un esquema como M -QAM o M -PSK) en K subflujos haciendo corresponder a cada subflujo una subportadora y uniéndolas todas en una única señal OFDM. De este modo se aumenta el tiempo de símbolo K veces y junto a la incorporación de un intervalo de guarda entre símbolos se elimina por completo, en la mayoría de los casos, la interferencia entre símbolos (ISI) en recepción provocada por los ecos que se producen en canales multitrayecto. La diferencia de OFDM con respecto a un esquema multiportadora convencional es que, al ser las subportadoras ortogonales entre sí, se alcanza una elevada eficiencia espectral. OFDM también puede ser utilizada como una técnica de acceso al medio compartido, en cuyo caso se denomina OFDMA.

Los sistemas OFDM incorporan una serie de mecanismos para mejorar la sincronización en tiempo y frecuencia entre transmisor y receptor así como la estimación necesaria para ecualizar el canal que suele ser variante en el tiempo (canales móviles) y selectivo en frecuencia. Para canales móviles, es necesaria además la incorporación de ecualización de canal para corregir los desvanecimientos a corto plazo y las desviaciones de fase introducidos por el desplazamiento Doppler junto con codificación de canal, en cuyo caso la modulación se suele denominar COFDM (*Coded OFDM*).

OFDM tiene un elevado número de puntos a favor entre los que destacan la fácil implementación del proceso de demodulación/modulación mediante la transformada rápida de Fourier (FFT) y su inversa (IFFT), su robustez al multitrayecto, su sencilla adaptación a las condiciones del canal, una menor sensibilidad a la necesidad de sincronización temporal y una mayor eficiencia espectral con respecto a esquemas

mono-portadora que lo hacen ser el esquema de modulación digital elegido en la mayoría de aplicaciones para comunicaciones digitales en canales inalámbricos.

Sin embargo, también tiene algunos inconvenientes, entre los que destacan una alta sensibilidad a errores de sincronización en frecuencia debida al pequeño espaciamiento entre subportadoras, una cierta ineficiencia energética y reducción de la tasa binaria debida a la inclusión del prefijo cíclico y un elevado factor PAPR que la hace muy sensible a las no linealidades introducidas por el amplificador de potencia. Más adelante, veremos cómo se intentan corregir algunas de estas limitaciones.

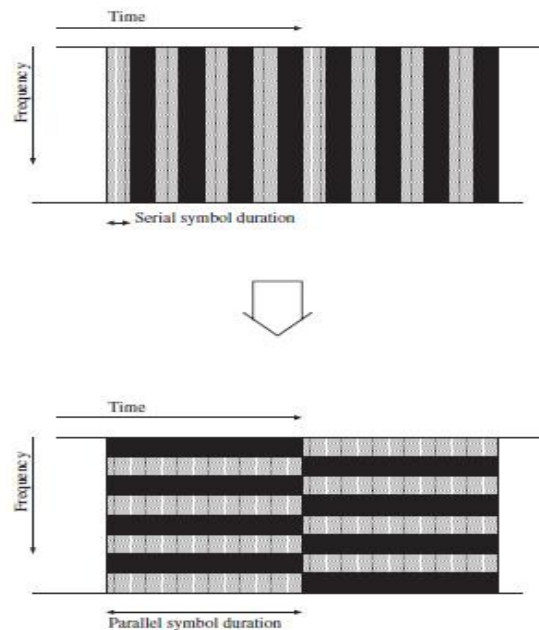


Figura 3.1 Comparación del tiempo de símbolo y el ancho de banda por portadora en un esquema de portadora única (arriba) y un esquema multiportadora (abajo).

3.2 Historia del Desarrollo de OFDM

Los sistemas de comunicación multiportadora fueron introducidos por primera vez en la década de los 60 del siglo pasado, siendo escrita la primera patente de OFDM en los Laboratorios Bell en 1966.

Al principio se propuso solamente el diseño analógico, utilizando grandes bancos de generadores sinusoidales para procesar la señal en los múltiples sub-canales lo cual hacía de las técnicas multiportadora (y de OFDM en particular) algo inviable.

En 1971, Weinstein y Ebert realizaron varias aportaciones para el avance de OFDM : propusieron la aplicación de la Transformada Discreta de Fourier (DFT) como parte del proceso de modulación y demodulación para sistemas multiportadora e idearon la incorporación del intervalo de guarda dentro del tiempo de símbolo para eliminar la ISI.

En la década de los 80, destacó la incorporación, ideada por Peled y Ruiz, del prefijo cíclico en lugar de dejar el intervalo de guarda vacío. Así mismo, empezaron a ser posibles los diseños completamente digitales haciendo uso de la Transformada Rápida de Fourier (FFT) que es una implementación muy eficiente de la DFT ya que reduce el número de operaciones, para una transformada de N puntos, de N^2 a $N \log N$. Esta implementación hacía posible eliminar los poco viables bancos de generadores sinusoidales y demoduladores coherentes requeridos en los iniciales diseños analógicos.

Para calcular la FFT se hacía necesario un procesador digital de señal (DSP) cuyo coste no era asequible al principio. En la década de los 90, los grandes avances en tecnología de circuitos integrados VLSI (*Very-Large-Scale Integration*) redujeron los costes de fabricación e incrementaron la capacidad de cómputo de los DSP de manera notable, lo cual posibilitó el inicio de la viabilidad comercial de OFDM.

3.3 Aplicaciones de OFDM

OFDM se convirtió en la modulación elegida para muchas aplicaciones, tanto en sistemas cableados (como la Línea Digital Asimétrica de Abonado (ADSL)) como en sistemas inalámbricos. Estos últimos se centraban generalmente en sistemas de radio-difusión, como *Digital Video Broadcasting* (DVB) y *Digital Audio Broadcasting* (DAB), y sistemas de relativamente baja potencia como las redes inalámbricas de área local (WLAN). Dichas aplicaciones se benefician de la fácil implementación de OFDM en el lado del consumidor (radios, televisores y ordenadores o dispositivos portátiles) debido a la baja complejidad del receptor OFDM, al mismo tiempo que no requieren un transmisor de alta potencia en el lado del consumidor debido a la naturaleza de los sistemas de radiodifusión o las redes locales inalámbricas. Con ello se evita uno de los principales inconvenientes de OFDM, que es la necesidad de transmisores costosos para aplicaciones que requieren enviar señales de alta potencia en el lado del transmisor debido al alto *Peak to Average Power Ratio* (PAPR).

En cuanto a la aplicación de OFDM a sistemas de telefonía móvil, el primer sistema celular basado en OFDM fue propuesto en el artículo de L. J. Cimini, '*Analysis and Simulation of Digital Mobile Channel using Orthogonal Frequency Division Multiplexing*' publicado en julio de 1985. En el contexto de los sistemas de telefonía móvil las principales ventajas de OFDM son, al igual que antes, un receptor de baja complejidad y también la capacidad de OFDM para adaptarse de una manera muy sencilla para funcionar en canales de distinto ancho de banda según la disponibilidad del espectro. En este proyecto vamos a centrarnos en la aplicación de OFDM al estándar para sistemas de comunicaciones móviles de cuarta generación, LTE, que está a punto de implementarse en la mayoría de países desarrollados e incluso en algunos, como EEUU, ya lo ha hecho. LTE utiliza OFDMA en el enlace descendente y SC-FDMA en

el enlace ascendente, que son las variantes de OFDM aplicadas al acceso compartido al medio.

En los últimos años, OFDM se ha convertido también en la modulación de elección en la capa física del estándar IEEE 802.16 de acceso inalámbrico en redes de área metropolitana (WWAN), también conocido como Wimax.

3.4 Diseño e implementación de un Sistema OFDM

En este apartado se verá como llevar a cabo el diseño de un sistema OFDM, tanto en transmisor como en receptor. El canal inalámbrico móvil por el que se propaga la señal fue desarrollado en el capítulo dos de este documento. Se partirá de un modelo analógico con el que explicaremos en detalle el funcionamiento de OFDM y a continuación serán expuestas con claridad las diferencias con respecto a la versión digital que es la que realmente se implementa.

3.4.1 Diseño Teórico (Analógico)

Transmisor OFDM

Considere el siguiente escenario: Disponemos de una fuente de datos binaria como puede ser, en un teléfono móvil funcionando con LTE, una aplicación o la señal vocal proveniente del micrófono. Esta fuente de datos atravesará múltiples etapas en el transmisor hasta ser transmitida por la antena y propagarse por el canal. En este documento se estudian más detenidamente las partes del transmisor que son más relevantes para este proyecto:

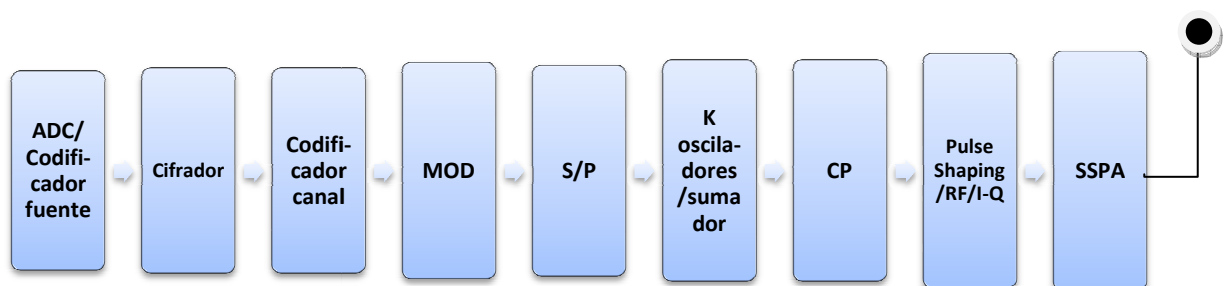


Figura 3.2 Esquema con las principales partes de un transmisor OFDM analógico.

ADC/ Codificación de fuente

Se muestrean y cuantifican las señales si provienen de una fuente analógica como un transductor. La codificación de fuente se aplica, si procede, a fuentes binarias que contienen información redundante, tales como las señales vocales o de vídeo.

Cifrador

Incorpora algoritmos que proporcionan algún mecanismo de seguridad para la comunicación a nivel de la capa física.

Codificador de canal

En los canales inalámbricos móviles con desvanecimientos tipo Rayleigh, en los que se suele enviar la señal OFDM, la BER decrece a una tasa tan lenta como $BER \propto \left(\frac{E_b}{N_o}\right)^{-1} = SNR^{-1}$ lo cual requiere unos niveles de potencia transmitida demasiado altos para alcanzar tasas de error bajas.

Hay dos maneras de solucionar esta situación: La primera es con L -diversidad, la cual se puede implementar físicamente mediante L antenas en el transmisor o receptor o mediante diversidad en tiempo o en frecuencia. Esto mejora la tasa de error en recepción como $BER \propto SNR^{-L}$. La solución se basa en proporcionar un grado de diversidad L mediante canales estadísticamente independientes (es L veces más difícil que la transmisión se vea afectada por desvanecimientos profundos). El inconveniente es el incremento del coste en hardware y del espacio ocupado con la diversidad física o en ancho de banda ocupado con la diversidad temporal o frecuencial (L veces mayor).

La segunda manera de reducir la BER, es la codificación de canal o FEC (*Forward Error Correction*), que puede alcanzar los mismos resultados que la L -diversidad. El funcionamiento es el siguiente: para códigos de bloque (N, K, d_H) el codificador de canal recibe un bloque de datos binario $\mathbf{b} = (b_1, \dots, b_K)$ y lo codifica a una palabra de código binaria $\mathbf{c} = (c_1, \dots, c_N)$, pudiendo corregir hasta t errores de bit en la transmisión si se cumple $2t + 1 \leq d_H$, con d_H la distancia de Hamming del código. La tasa de código es $R_c = \frac{K}{N}$. También existen los códigos convolucionales que no tienen una longitud fija.

Es importante tener en cuenta que para alcanzar el máximo grado de diversidad que la codificación de canal puede proporcionar y que viene dado por la distancia de Hamming d_H , es necesario que los bits codificados se vean afectados por desvanecimientos independientes. Esto se puede lograr por medio del entrelazado (*interleaving o scrambling*). La tarea del entrelazado la realizan los *interleavers o scramblers* de bloque (separan bits dentro de un bloque de código) o los *interleavers o scramblers* convolucionales (separan bits con una distancia relativamente pequeña). A su vez, hay dos tipos de entrelazado: entrelazado en tiempo (los bits se separan en distancias temporales superiores al tiempo de coherencia del canal, t_{corr}) y entrelazado en

frecuencia (los bits se asignan a subportadoras con una separación superior al ancho de banda de coherencia del canal, B_c)

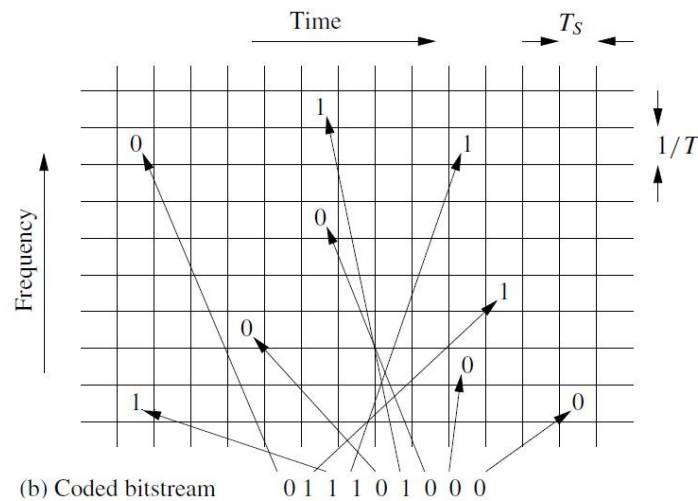


Figura 3.3 Entrelazado en tiempo y frecuencia.

Si una aplicación requiere una BER muy baja o en canales bastante corrompidos se recurre a la codificación concatenada, donde se combinan un código externo y un código interno con entrelazado de bits entre ambos, dando lugar a un código global más potente. En un esquema no concatenado, en el que solo hubiera un codificador interno la salida del decodificador interno en el receptor tendría bajas tasas de error pero con ráfagas de símbolos erróneos distribuidas no uniformemente. El entrelazador redistribuye los bits separando estas ráfagas y si está correctamente adaptado a la distancia de Hamming y la longitud del código externo, la salida del codificador concatenado estará prácticamente libre de errores.

Configuraciones típicas son bien un codificador concatenado serie RSV formado por un codificador convolucional interno usando el algoritmo Viterbi con decisión suave cuya salida se pasa a un codificador de bloque externo con decisión dura (habitualmente Reed-Solomon con 8 bits/símbolo) o bien un codificador concatenado paralelo formado por dos codificadores convolucionales con un entrelazador y un decodificador iterativo que envía información entre ambos. Este último esquema conocido como códigos Turbo es el más reciente y proporciona las prestaciones más elevadas. Es, además, la codificación de elección en LTE. En la siguiente figura se muestra un esquema concatenado serie

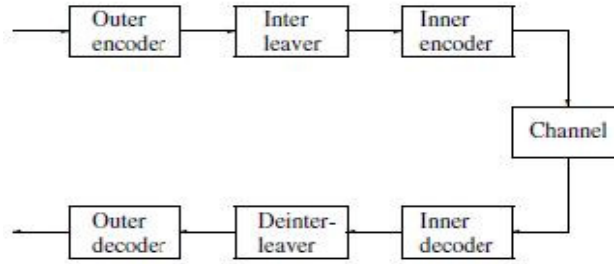


Figura 3.4 Esquema de un codificador de canal concatenado en serie con entrelazado.

Modulador

Mapea el flujo binario entrante según un esquema de modulación digital convirtiéndolo a la salida en un flujo de símbolos complejos a una tasa D_{serie} símbolos por segundo, o lo que es lo mismo con un tiempo de símbolo T_{serie} . Los esquemas de modulación más comunes para OFDM son M -PSK o M -QAM. Por ejemplo, en LTE se utilizan Q -PSK, 16-QAM o 64-QAM

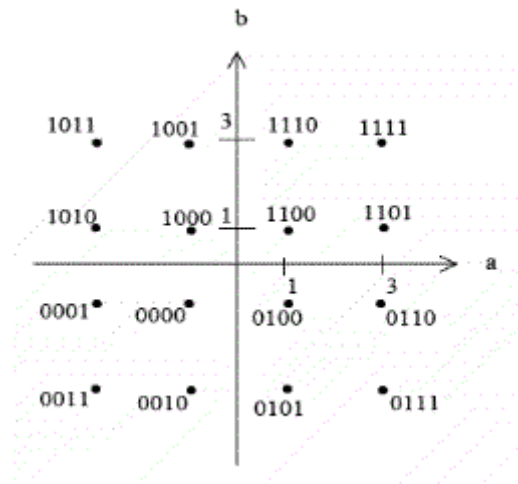


Figura 3.5 Constelación a la salida de un modulador 16-QAM con asignación de Gray.

Conversor Serie / Paralelo y Mapeador de subportadoras

Demultiplexa el flujo de símbolos complejos en K símbolos paralelos haciendo corresponder, a continuación, un símbolo modulado serie a cada subportadora mediante unas reglas determinadas de mapeo que se estudiarán en el capítulo cuatro. El subflujo de símbolos paralelo sale con una tasa $D = D_{serie}/K$ símbolos por segundo (con un tiempo de símbolo $T = KT_{serie}$) y se denota mediante s_{kl} , donde k es el subíndice que indica la frecuencia de la subportadora que le corresponde, comprendido entre $k = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm K/2$ (la componente DC suele dejarse vacía en sistemas prácticos debido

a motivos de implementación) y l es el subíndice comprendido entre 0 y $L - 1$ que indica el instante temporal en la transmisión.

Banco de K filtros paso-banda paralelos + sumador

Esta etapa incorpora los osciladores y aparece solo en la versión analógica. Como se verá en el siguiente apartado, en la versión de OFDM que realmente se utiliza en los sistemas de comunicaciones digitales, los osciladores se implementan mediante la FFT. Los resultados son equivalentes pero se llega a ellos con mucha menor complejidad.

Cada subflujo s_{kl} a la salida del conversor S/P se hace pasar a través de un filtro paso-banda cuya respuesta al impulso es el pulso base

$$g_k(t) = e^{-j2\pi f_k t} g_0(t)$$

Siendo $g_0(t) = g(t)$ el filtro centrado en la frecuencia $f = 0$. Los $g_k(t)$ son elegidos tal que se cumpla la condición de ortogonalidad en tiempo y frecuencia debido a las ventajas de este tipo de bases de transmisión. Hasta este punto el esquema podía haber sido cualquiera de FDM, pero es eligiendo pulsos ortogonales cuando realmente podemos hablar de OFDM.

Se puede comprobar que cumplir la condición de ortogonalidad en tiempo y frecuencia es equivalente a no tener solapamiento de los distintos pulsos en tiempo y frecuencia. De este modo, como pulsos bases escogemos exponenciales de Fourier limitadas en tiempo por un rectángulo de duración el tiempo de símbolo que sea la inversa de la separación entre portadoras, aunque esto no sea así estrictamente debida a la introducción del intervalo de guarda como veremos a continuación.

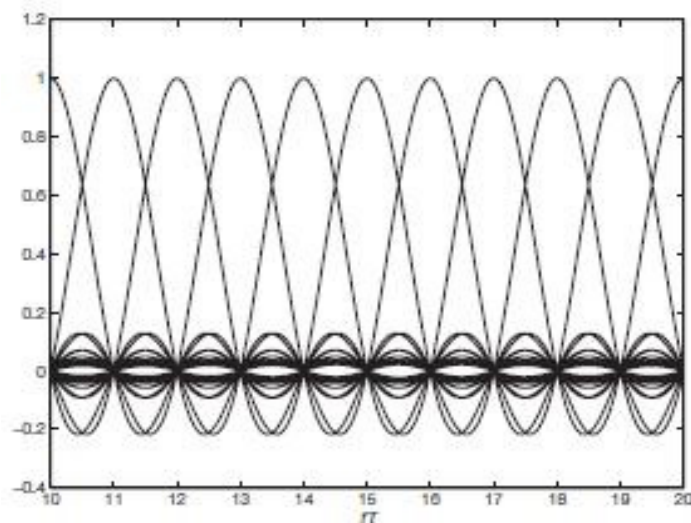


Figura 3.6 Respuesta en frecuencia de los filtros. Se observan las subportadoras ortogonales en frecuencia.

En resumen, la forma de los pulsos base es de cosenos (componente en fase) y senos (componente en cuadratura) ortogonales entre sí en el dominio del tiempo y funciones sampling (o equivalentemente sinc) en frecuencia que aunque se solapan entre sí, son ortogonales como se comprueba en la Figura 3.6, lo cual permite una máxima eficiencia espectral. La respuesta al impulso $g_k(t)$ de cada filtro del banco es por lo tanto

$$g_k(t) = \sqrt{\frac{1}{T}} e^{-j2\pi f_k t} \quad 0 \leq t < T$$

Hay que tener en cuenta que en implementaciones prácticas para sistemas inalámbricos, donde las regulaciones obligan a controlar las emisiones de energía fuera de banda, el pulso rectangular que multiplica las exponenciales complejas se modifica mediante la convolución con un filtro cuya respuesta al impulso es tal que la respuesta en frecuencia sea limitada en banda. Esto se consigue mediante un bloque conocido como *pulse shaping* que aparece tras el bloque de adición del prefijo cíclico. Se utilizar la familia de pulsos coseno alzado, cuya radiación fuera de banda se puede ajustar modificando el factor de roll-off \propto entre 0 y 1.

La señal a la salida de cada uno de estos filtros se suma, dando lugar a la señal OFDM sin prefijo cíclico.

Incorporación del prefijo cíclico (CP)

Tras el sumador, se añade el prefijo cíclico a la señal OFDM durante un espacio de duración Δ , conocido como intervalo de guarda. Debido a ello la duración del pulso enviado es realmente es $T_s = T + \Delta$ y no T . El intervalo de guarda es una importante característica de OFDM que permite neutralizar ecos y fallos de sincronización temporal de duración inferior a Δ segundos.

Como se observa en la Figura 3.7, en lugar de dejar vacío el intervalo de guarda, se añade una copia del final del intervalo T de duración Δ , denominada prefijo cíclico, con el propósito de hacer que la convolución sea circular y sea posible una sencilla ecualización en frecuencia, mediante una multiplicación punto por punto en el receptor. Por el contrario, la introducción del prefijo cíclico reduce la eficiencia energética y la tasa binaria transmitida.

La forma definitiva de los pulsos bases cambia, por lo tanto, a la siguiente expresión:

$$g_k(t) = \sqrt{\frac{1}{T_s}} e^{-j2\pi f_k t} \quad 0 \leq t < T_s$$

El factor $\sqrt{\frac{1}{T_s}}$ se introduce de manera que la energía del pulso permanezca normalizada a la unidad. Nótese como el ancho de banda del lóbulo principal de cada subportadora pasa a ser $1/T_s$, aunque la separación entre portadoras sigue siendo $1/T$. Esto parece

suponer una pérdida de la ortogonalidad entre subportadoras pero veremos como en el receptor se utiliza una ventana de análisis de Fourier de duración T .

La señal OFDM en banda base con prefijo cíclico durante un tiempo de símbolo viene dada por

$$s_l(t) = \sqrt{\frac{1}{T_s}} \cdot \sum_{k=-K/2}^{K/2} s_{kl} \cdot e^{-j2\pi f_k(t-lT_s)} \quad lT_s \leq t < (l+1)T_s$$

O, alternativamente, se puede escribir la señal OFDM total transmitida:

$$s(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=-K/2}^{K/2} s_{kl} \cdot g_k(t - lT_s)$$

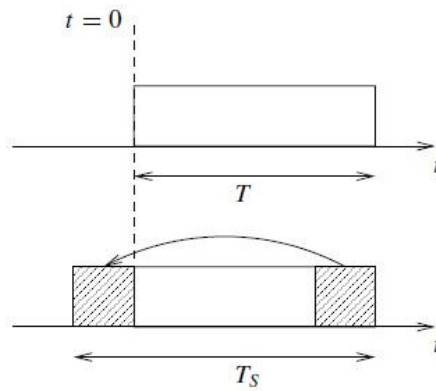


Figura 3.7 Adición del prefijo cíclico (CP).

Oscilador RF / Modulador I-Q

Generador de la señal sinusoidal, consistente en un oscilador VCO o PLL que proporciona la portadora de la señal OFDM a frecuencias UHF. Como se verá en siguientes apartados es de gran importancia que el oscilador del transmisor y el receptor estén sincronizados para que no haya una disminución de la SNR.

La portadora en fase es desfasada 90° obteniéndose la portadora en cuadratura. Ambas son multiplicadas respectivamente por la parte real e imaginaria de la señal OFDM.

Amplificador de potencia

Dispositivo encargado de aumentar el nivel de potencia de la señal hasta niveles aptos para la propagación por el canal. Como se explicará en detalle en el apartado 3.6 y se verá en las simulaciones, hay que tener muy en cuenta la no linealidad que el

amplificador añade al sistema de transmisión. Tras esta etapa la señal está lista para ser alimentada a la antena o L antenas (si es un sistema con varias capas de transmisión).

Receptor OFDM

Tras atravesar el canal inalámbrico móvil (descrito extensamente en el capítulo dos), la señal OFDM afectada por el canal con ruido aditivo y desvanecimientos de tipo Rayleigh o Rice es capturada por la antena o antenas receptoras.

A continuación, se explica el receptor OFDM de un modo más somero que el transmisor, teniendo en cuenta que como en todo sistema de comunicación el receptor es similar a una versión reflejada del transmisor. Nos detendremos a resaltar los detalles que lo diferencian del transmisor.

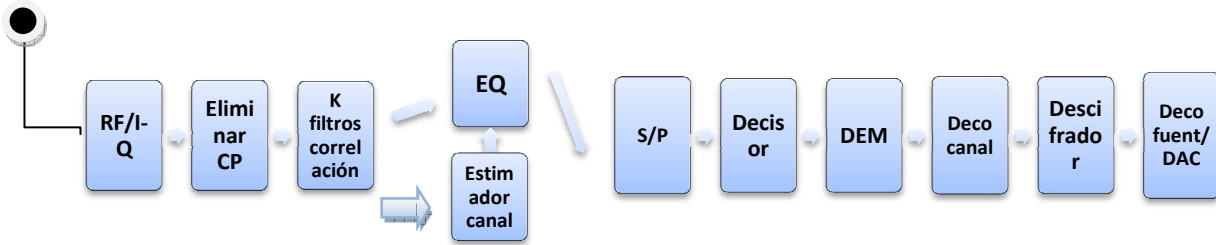


Figura 3.8 Esquema con las principales partes de un receptor OFDM analógico.

La señal recibida por la antena es bajada en frecuencia por un oscilador local que debe estar lo más adaptado posible al oscilador del transmisor. Aun así, los errores causados por desplazamiento en frecuencia y ruido de fase deben ser corregidos mediante técnicas de sincronización en frecuencia. Esto se estudia con más detenimiento en el Apartado 3.5.2 de este capítulo. Seguidamente, se unen la parte real e imaginaria de la señal y obtenemos la señal OFDM en banda base.

La señal en banda base pasa al detector, que consiste en un banco de K filtros de correlación que realizan un análisis de Fourier obteniendo los coeficientes o símbolos transmitidos para cada subportadora. En la implementación digital que realmente se utiliza, en lugar de un banco de filtros el análisis de Fourier se realiza mediante la FFT. La salida del detector \mathcal{D}_{kl} correspondiente a la portadora k en el instante lT_s es:

$$\mathcal{D}_{kl} = \langle g_{kl}, s \rangle = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_0^T e^{-j2\pi f_k t} s(t) dt = r_{kl} = \sqrt{\frac{T}{T_s}} c_{kl} s_{kl} + n_{kl}$$

Obsérvese en la Figura 3.9 como el análisis se realiza durante el periodo T , conocido como ventana de Fourier y no durante todo el tiempo de símbolo. El resto de señal correspondiente al intervalo de guarda Δ es desechada por contener ecos o los errores debidos a una incorrecta sincronización temporal entre transmisor y receptor. Los sistemas OFDM incorporan mecanismos para la correcta sincronización de la ventana temporal, que son descritos con detalle en el apartado 3.5.1 de este capítulo.

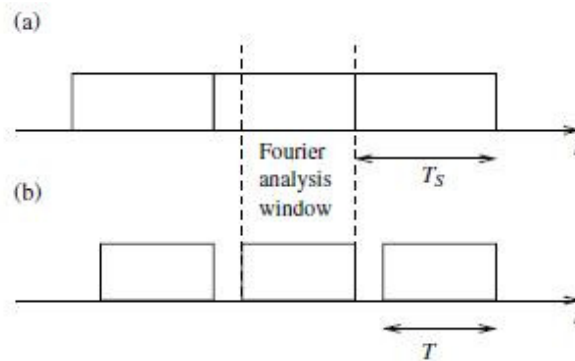


Figura 3.9 a) Símbolo OFDM recibido b) Ventana de análisis de Fourier.

El valor de los símbolos complejos recibidos s_{kl} se ve modificado por las amplitudes complejas c_{kl} de Rayleigh o Rice que aparecen como consecuencia de la transmisión en un canal inalámbrico móvil. Esto produce un desplazamiento en la fase de los símbolos y un escalado de su amplitud que hacen la tasa de error binaria inadecuada para una comunicación aceptable. La solución pasa por aplicar un esquema de ecualización. Una ventaja de OFDM es que la ecualización es mucho más sencilla que en esquemas monoportadora que utilizan complejos ecualizadores adaptativos en el dominio del tiempo.

Es necesario un buen conocimiento de la función de transferencia del canal con objeto de realizar la ecualización. Para ello se utilizan técnicas de estimación de canal basadas en símbolos piloto, que se explican con más detenimiento en el Apartado 3.5.3 de este capítulo.

Tras la ecualización, el decisor debe estimar el símbolo que fue transmitido de entre todos los posibles del conjunto M -PSK o M -QAM mediante una regla de decisión óptima. Dichos símbolos estimados se demodulan, convirtiéndose en los bits estimados.

La tasa de error binaria de una modulación OFDM, es la misma que la de la modulación serie (Q -PSK o M -QAM) que emplee. La fórmula es bien conocida para un canal AWGN, aunque, como se ha comentado, existen otros muchos efectos negativos en un sistema OFDM. En tal caso, la fórmula de la BER, es mucho más difícil de calcular y se suele expresar en forma de límites superiores. Se puede demostrar que para un sistema OFDM afectado por desvanecimientos de Rayleigh, la BER presenta unos

valores muy pobres ya que es inversamente proporcional a su relación señal a ruido, $BER \propto SNR^{-1}$, pero, tal y como se explicó anteriormente y se ve en la Figura 3.10, un esquema que introduzca un grado de diversidad L , mejora tal relación hasta $BER \propto SNR^{-L}$.

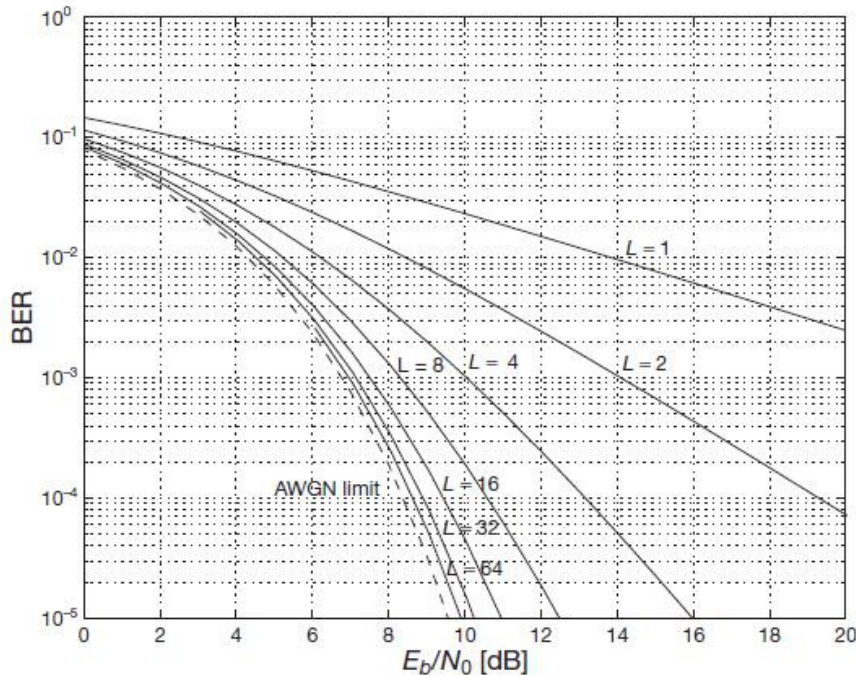


Figura 3.10 BER en un sistema OFDM BPSK con L -diversidad, transmitiendo en un canal Rayleigh. También se dibuja la BER en un canal AWGN.

Si el mecanismo para alcanzar la diversidad es la codificación de canal, los bits del símbolo estimado \hat{s}_{kl} se pasan al decodificador de canal, normalmente un decodificador concatenado con un codificador interno, un eliminador del entrelazado y un codificador externo que dan una salida de bits con tasas de error muy bajas.

A continuación, se procede al descifrado (si hubiera seguridad añadida a nivel físico en la transmisión) y la decodificación de fuente para señales redundantes (audio, imagen, vídeo...). Por último, se procede a la conversión digital-analógica mediante un DAC si la información fuese analógica.

3.4.2 Implementación Práctica (Digital)

Como se ha venido indicando anteriormente, la implementación real del sistema OFDM no es la versión analógica anteriormente descrita, debido al coste y poca practicidad de tener que disponer de K osciladores y demoduladores. En su lugar, se opta por una ingeniosa implementación basada en el cálculo de la Transformada Discreta de Fourier (DFT) mediante el algoritmo de la Transformada Rápida de Fourier (FFT) cuya eficiencia y facilidad de implementación fue la que permitió el éxito de OFDM.

Como se observa en la Figura 3.11, el sistema OFDM sufre ciertas variaciones con respecto al modelo analógico. En el transmisor desaparece el banco de filtros analógicos y el sumador a la salida del bloque S/P. En su lugar se incorpora un bloque IFFT que implementa el desarrollo en serie de Fourier. La idea es la de un mapeo símbolo/subportadora siendo s_{kl} el coeficiente de Fourier correspondiente a la frecuencia f_k . Además se incorpora un conversor digital/analógico (DAC).

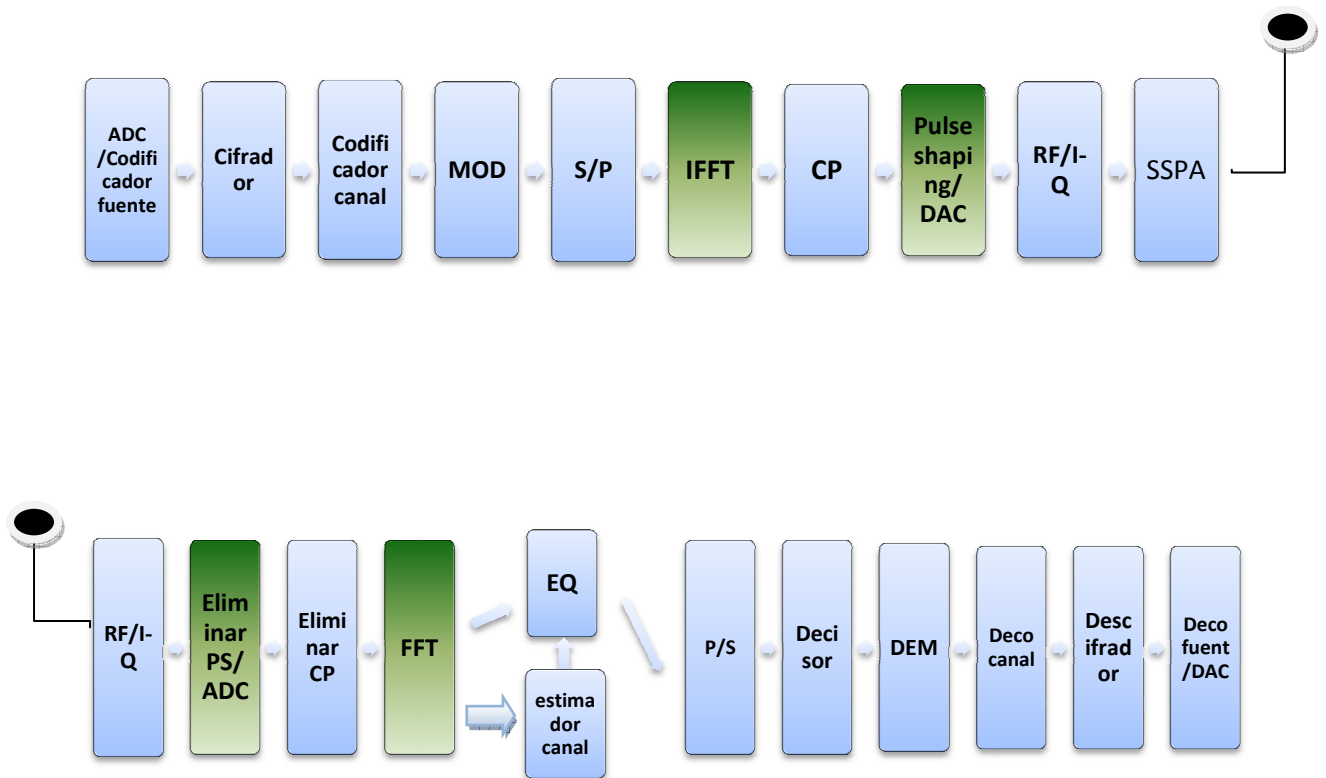


Figura 3.11 Esquema con las principales partes de un sistema OFDM digital (diferencias con respecto al modelo analógico en color verde).

El resultado de la IFFT es una secuencia OFDM digital $s[n]$ muestreada a f_s muestras por segundo ($N_{FFT} = f_s T$ muestras por periodo OFDM sin prefijo cíclico).

$$s[n] = \sum_{k=-K/2}^{K/2} s_{kl} \cdot e^{-j2\pi k \frac{n}{N_{IFFT}}}$$

Tras la IFFT, se le añade el prefijo cíclico a la señal resultante $s[n]$ con lo cual el periodo de símbolo OFDM pasa a ser T_s , o equivalentemente en la versión digital pasa a tener $N_{FFT} + \Delta$ muestras. Como se comentó en el caso analógico es importante darse

cuenta de que ahora la señal OFDM ocupa un ancho de banda $B_{total} \approx K/T_s$ y que aunque se pierda la ortogonalidad en la señal enviada, el detector realizará solo la FFT con N_{FFT} muestras, lo cual es equivalente a recibir una señal ortogonal.

El espectro digital PSD $\mathcal{S}(\Omega)$ de la señal OFDM digital es igual que el correspondiente a la versión analógica, pero con versiones de éste repetidas indefinidamente cada $N_{FFT} = f_s T$. Estas repeticiones son conocidas como alias y debe evitarse que coincidan el espectro del primer alias con el espectro paso baja para que la señal analógica pueda ser recuperada correctamente sin *aliasing*.

Para cumplir este objetivo, la frecuencia de muestreo f_s ha de ser mayor o igual que el ancho de banda de los alias, o lo que es lo mismo, mayor o igual que el ancho de banda del espectro analógico. El ancho de banda analógico es $B_{total} = B_{principal} + B_{borde}$, donde $B_{principal} = K/T$ es el ancho ocupado por los lóbulos principales y B_{borde} es el ancho de banda debido a los lóbulos secundarios. Es decir, ha de cumplirse:

$$f_s = \frac{N_{FFT}}{T} \geq B_{total} = \frac{K}{T} + B_{borde} \approx \frac{K}{T}$$

Multiplicando por T , esta condición puede expresarse también con el número de muestras de la IFFT:

$$N_{FFT} \geq B_{total} \cdot T = K$$

Hay que valorar hasta que punto influye el término B_{borde} . Evidentemente no se considera su valor teórico de infinito, pero tampoco se puede suponer nulo, especialmente en modulaciones como OFDM con una pobre caída espectral. En cualquier caso, sus efectos en términos relativos a $B_{principal}$ son más importantes a medida que el número de subportadoras K disminuye. B_{borde} , es reducido en implementaciones prácticas mediante la incorporación de una ventana del tipo coseno alzado o similar, en una técnica que se conoce como pulse shaping, como se indicó anteriormente.

En resumen, el valor de N_{FFT} se suele tomar como la potencia de dos más pequeña que satisface $N_{FFT} \geq K$, aunque también pueden tomarse potencias de dos superiores a la mínima que satisfagan dicha igualdad. Esto añade una mayor carga de procesamiento, pero ayuda a relajar las especificaciones del filtro paso de baja del DAC necesario para recuperar la señal analógica y reduce la interferencia con canales adyacentes.

En la Figura 3.12 se aprecia la representación logarítmica del espectro PSD de una señal OFDM digital formada por $K = 96$ portadoras, con (a) $N_{FFT} = 128$ y (b) $N_{FFT} = 528$ muestras para calcular la IFFT. Además se superpone la respuesta en frecuencia del LPF que se emplearía en el DAC.

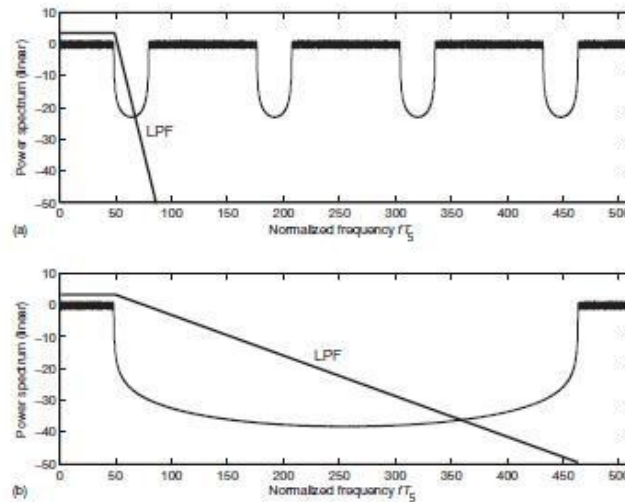


Figura 3.12 Espectro señal OFDM digital para $N_{FFT} = 128$ y $N_{FFT} = 512$ antes de pasar por el DAC.

Tras la operación de enventanado y el paso por el DAC, ya disponemos de la señal OFDM analógica $s(t)$ que es la que, tras ser subida en frecuencia, se alimenta al amplificador de potencia para su posterior emisión y propagación en el canal inalámbrico móvil, exactamente igual que en el caso teórico.

El receptor solamente tiene que realizar un análisis de Fourier (tras la conversión analógico-digital y la extracción del CP) mediante el algoritmo FFT para obtener cada símbolo recibido r_{kl} . Tras ello, el proceso de ecualización, decisión, demodulación y decodificación para la obtención de los bits enviados es igual al anteriormente expuesto para el caso analógico.

3.5 Aspectos de Sincronización y Estimación de Canal

La transmisión OFDM se ve afectada por varios efectos negativos que reducen las prestaciones del sistema de comunicaciones. Esto se puede reflejar en una disminución de la SNR, o parámetros equivalentes que midan la modificación sufrida por la constelación ideal, aumentando la tasa de error de bit en última instancia.

En primer lugar, un canal de propagación presenta ruido aditivo y desvanecimientos de tipo Rayleigh / Rice, aspecto que ha sido tratado con anterioridad. En segundo lugar, la no linealidad introducida por el amplificador de potencia en el transmisor que será estudiada en el apartado 3.6 de este capítulo y por último los problemas de sincronización en el receptor tanto en tiempo como en frecuencia (que se estudian en

este apartado), siendo la sincronización en frecuencia más crítica en esquemas multiportadora como OFDM.

3.5.1 Sincronización en Tiempo

La sincronización temporal consiste en el alineamiento de la ventana de análisis de Fourier, necesaria para la correcta detección en el demodulador de los símbolos enviados s_{kl} . OFDM es bastante robusta a los errores de sincronización temporal (mucho más que un sistema de portadora única) debido a sus extensos tiempos de símbolo y a la introducción del intervalo de guarda.

Por una parte, un error de sincronización temporal de duración mayor que el intervalo de guarda provocará que aparezca interferencia entre símbolos (ISI), degradando rápidamente la SNR del sistema.

Por otro lado, un error de sincronización temporal de duración inferior al prefijo cíclico únicamente provoca una rotación en fase de los símbolos recibidos que se corrige mediante ecualización, del mismo modo que la rotación introducida por el canal de Rayleigh. Hay que tener en cuenta que si se utiliza una ventana coseno alzado, la protección contra los errores de sincronización no será máxima en parte de la duración del prefijo cíclico.

En cualquier caso, el sistema ha de ser diseñado de manera que los errores de sincronización temporal sean despreciables con respecto al intervalo de guarda para que el receptor pueda enfrentarse a la máxima dispersión temporal que fue prevista.

Las soluciones para alcanzar la máxima sincronización temporal posible son variadas. La más simple consiste en la introducción de un sello temporal al comienzo de cada *frame* de transmisión, que puede ser un símbolo nulo detectable mediante un detector de envolvente o un símbolo con todas las subportadoras con la misma amplitud de modo que el espectro sea blanco y la autocorrelación una función delta, siendo detectable mediante una correlación entre dicho símbolo de referencia y el símbolo recibido. Otro método de encontrar la máxima sincronización temporal es aprovechando la siguiente propiedad de los símbolos OFDM introducida por el intervalo de guarda:

$$s(t) = s(t + T)$$

Para $lT_s - \Delta < t < lT_s$ (l entero), es decir, el inicio y el final de cada símbolo OFDM son idénticos. De este modo podemos calcular la correlación de $s(t)$ con $s(t + T)$ resultando una señal con picos en lT_s que debe ser promediada durante varios periodos de símbolo para obtener mejores resultados.

3.5.2 Sincronización en Frecuencia

Como es bien conocido, en los sistemas de comunicación los osciladores realizan la función de subir y bajar la señal en frecuencia. La sincronización en frecuencia entre los osciladores del transmisor y del receptor es un aspecto muy importante en un sistema OFDM debido a que los sistemas multiportadora son mucho más sensibles a los errores de sincronización en frecuencia que los sistemas de portadora única. La precisión requerida en la bajada en frecuencia es muy alta debido al bajo cociente $\Delta f/f_c$ dado por el espaciamiento entre subportadoras y la frecuencia central de transmisión. Además, los osciladores presentan un ruido de fase.

Los osciladores más sencillos son los VCO (Voltage Controlled Oscillator), aunque en la práctica se emplean un oscilador PLL (*Phase Locked Loop*) en el que la frecuencia producida se estabiliza mediante un oscilador de cristal de referencia que es capaz de seguir el ruido de fase del oscilador VCO dentro de un ancho de banda de bucle determinado.

En cualquier caso, nunca va a ser posible una sincronización perfecta, luego se hacen necesarias técnicas de estimación y corrección de la frecuencia, basadas en pilotos continuos. A continuación, se explican en más detalle los dos problemas a tener en cuenta:

- a) Offset frecuencial. El offset o desplazamiento en frecuencia aparece por el hecho de que los osciladores locales que se utilizan para generar la portadora en el transmisor y en el receptor no generan dos portadoras exactamente a la misma frecuencia. Como consecuencia se pierde la ortogonalidad entre portadoras apareciendo ICI y además las portadoras no se muestrean en su máximo nivel.

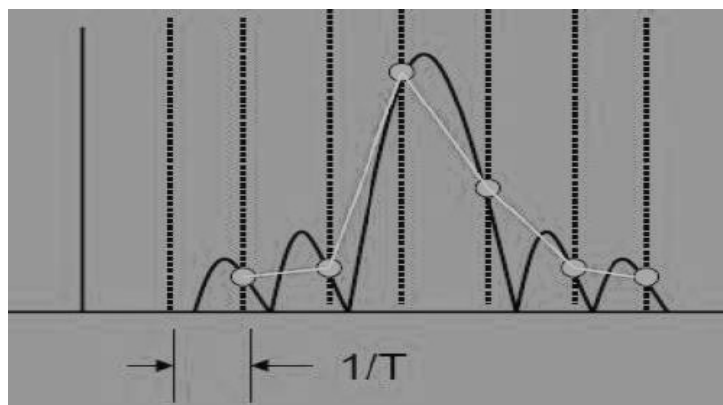


Figura 3.13 Receptor OFDM cuyo oscilador presenta cierto offset frecuencial.

- b) Ruido de Fase. Un *jitter* o ruido aleatorio en la fase de la señal generada por el oscilador provoca la modulación en fase de las portadoras. Las consecuencias del ruido de fase son dos:

La primera de ellas es el error común de fase. Consiste en la introducción de una variación aleatoria en la fase común a todas las subportadoras. Este inconveniente puede ser solucionado ya que el ancho de banda del oscilador es, normalmente, mucho menor que el tiempo de un símbolo OFDM y por lo tanto hay una fuerte correlación entre símbolo y símbolo que permite utilizar modulación diferencial o técnicas de seguimiento para corregir este error.

La segunda consecuencia, y más grave, es que la frecuencia de portadora no va a ser constante debido a que es la derivada temporal de la fase, la cual varía de forma aleatoria debido al ruido de fase. Estas variaciones en la frecuencia causan la pérdida de ortogonalidad entre símbolos, provocando ICI.

Hay un aspecto adicional a tener en cuenta en la implementación práctica (digital) de OFDM para su correcto funcionamiento y es que la frecuencia de muestreo en el transmisor y el receptor deben ser las mismas.

3.5.3 Estimación de canal

Como se vio anteriormente, una vez que se baja en frecuencia la señal OFDM recibida y se elige la ventana de análisis de Fourier adecuada mediante un mecanismo de sincronización temporal, el detector (implementado mediante la FFT) produce los siguientes símbolos recibidos a su salida:

$$r_{kl} = \sqrt{\frac{T}{T_s}} c_{kl} s_{kl} + n_{kl}$$

Las amplitudes y fases de los coeficientes complejos del canal inalámbrico c_{kl} son desconocidas. Por lo tanto, para sistemas con demodulación coherente, hace falta utilizar técnicas de medición y estimación de canal. En sistemas con demodulación diferencial no es necesaria esta tarea porque no hay que conocer los coeficientes del canal.

Medición del canal

La estructura bidimensional tiempo/frecuencia de OFDM la hace especialmente atractiva para implementar técnicas de medición del canal basadas en una cuadrícula con subportadoras piloto esparcidas (denominadas así para distinguirlas de los subportadoras piloto continuas utilizadas para la sincronización de frecuencia y la estimación del ancho de banda de Doppler del canal v_{max}).

De forma periódica y en ciertas posiciones en tiempo y frecuencia los símbolos s_{kl} son sustituidos por símbolos piloto de valor conocido que permiten medir la respuesta del canal en el instante lT_s y a las frecuencias f_k .

La densidad de pilotos necesaria va emparejada a la incoherencia temporal y frecuencial del canal. En lo que respecta a la incoherencia temporal $t_{corr} = v_{max}^{-1}$ causada por el

desplazamiento Doppler, del teorema de muestreo se deduce que para poder reconstruir la respuesta al impulso del canal debemos tomar muestras cada

$$f_{\text{muestreo}} = \frac{1}{T_{\text{muestreo}}} = \frac{1}{x \cdot T_s} \geq 2v_{\text{max}} \Rightarrow T_{\text{muestreo}} = x \cdot T_s \leq \frac{t_{\text{corr}}}{2}$$

Al mismo tiempo, para medir correctamente un canal con incoherencia en frecuencia $B_c = \Delta\tau^{-1}$, las muestras en frecuencia deben tomarse cada

$$y \cdot \Delta f \leq \frac{1}{\Delta\tau} = B_c$$

En la Figura 3.14 se muestra un ejemplo para una cuadrícula de símbolos (subportadoras) piloto esparcidos que muestrean la respuesta del canal cada cuatro tiempos de símbolo T_s ($x = 4$) en frecuencias separadas cada tres subportadoras ($y = 3$). Tenemos pues una densidad de pilotos de $1/12$, es decir un doceavo de la tasa de transmisión se utiliza para la medida del canal, lo cual añade un *overhead* que reduce en un doceavo ($1/xy$) la tasa binaria máxima que se podría transmitir para un ancho de banda dado.

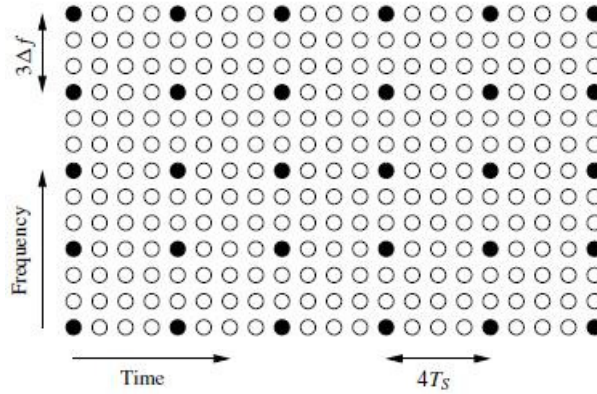


Figura 3.14 Ejemplo de cuadrícula de pilotos rectangular.

En algunos sistemas OFDM, como DVB-T, las subportadoras piloto se transmiten con mayor energía que aquellas que llevan la información, causando una potencia media mucho mayor cada xT_s lo cual no es deseable por razones de implementación del transmisor. En este caso se emplea una cuadrícula diagonal.

El estimador de Wiener

Una vez tomadas las muestras separadas del canal, hay que estimar su respuesta. Para la estimación de canal no es suficiente utilizar un simple interpolador lineal y se emplea el estimador de Wiener que es del tipo MMSE (mínimo error cuadrático medio) y proporciona buenos resultados. Considérese el proceso estocástico bidimensional dado por los coeficientes complejos del canal en ciertos instantes de tiempo y frecuencias:

$$y_i = H(t_i, f_i)$$

Donde $H(t, f)$ es la función de transferencia del canal variante en el tiempo.

Veamos un ejemplo de estimación de canal mediante el estimador de Wiener. Para entenderlo mejor es preferible suponer la estimación temporal a una frecuencia fija y la estimación en frecuencia en un instante determinado.

En el primero de estos dos casos, hemos de estimar el proceso aleatorio $c(t) = H(f_k, t)$ cuya función de autocorrelación es la transformada inversa de Fourier del espectro Doppler y que como se vio en detalle en el capítulo dos, puede venir dada por $\mathcal{R}_c(t) = J_0(2\pi v_{max}t)$ u otras funciones. Suponemos el sistema dibujado en la figura anterior en el que se toman muestras cada $4T_s$ y queremos estimar las muestras en los instantes de símbolo entre 0 y $4T_s$ (es decir $T_s, 2T_s$ y $3T_s$), pero sólo a una frecuencia de portadora determinada f_i . Para ello emplearemos 5 muestras adyacentes que son $-8T_s, -4T_s, 0, 4T_s$ y $8T_s$ (en realidad, se suelen utilizar unas 20). Estas muestras vienen dadas por el vector

$$\mathbf{x} = (c(-8T_s) \ c(4T_s) \ c(0) \ c(4T_s) \ c(8T_s))^T + \mathbf{n}$$

Donde \mathbf{n} es un vector de cinco muestras AWGN cada una con varianza σ^2 . El vector a estimar viene dado por

$$\mathbf{y} = (c(0) \ c(T_s) \ c(2T_s) \ c(3T_s))^T$$

El estimador viene dado por $\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{B}\mathbf{x}$, donde \mathbf{B} es la matriz de estimación que a su vez viene dada por $\mathbf{B} = \mathbf{R}_{yx}\mathbf{R}_{xx}^{-1}$, siendo \mathbf{R}_{yx} y \mathbf{R}_{xx}^{-1} las matrices de correlación cruzada y autocorrelación de los coeficientes del canal. Desarrollando, la matriz de estimación es igual a

$$\mathbf{R}_{yx} = \begin{pmatrix} \Re_c(8T_s) & \Re_c(4T_s) & \Re_c(0) & \Re_c(-4T_s) & \Re_c(-8T_s) \\ \Re_c(9T_s) & \Re_c(5T_s) & \Re_c(T_s) & \Re_c(-3T_s) & \Re_c(-7T_s) \\ \Re_c(10T_s) & \Re_c(6T_s) & \Re_c(2T_s) & \Re_c(-2T_s) & \Re_c(-6T_s) \\ \Re_c(11T_s) & \Re_c(7T_s) & \Re_c(3T_s) & \Re_c(-T_s) & \Re_c(-5T_s) \end{pmatrix}$$

$$R_{xx}^{-1} = \begin{pmatrix} \Re_c(0) + \sigma^2 & \Re_c(4T_s) & \Re_c(8T_s) & \Re_c(12T_s) & \Re_c(16T_s) \\ \Re_c(-4T_s) & \Re_c(0) + \sigma^2 & \Re_c(4T_s) & \Re_c(8T_s) & \Re_c(12T_s) \\ \Re_c(-8T_s) & \Re_c(-4T_s) & \Re_c(0) + \sigma^2 & \Re_c(4T_s) & \Re_c(8T_s) \\ \Re_c(-12T_s) & \Re_c(-8T_s) & \Re_c(-4T_s) & \Re_c(0) + \sigma^2 & \Re_c(4T_s) \\ \Re_c(-16T_s) & \Re_c(-12T_s) & \Re_c(-8T_s) & \Re_c(-4T_s) & \Re_c(0) + \sigma^2 \end{pmatrix}$$

$$B = R_{yx} R_{xx}^{-1} = \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} & b_{15} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} & b_{24} & b_{25} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} & b_{34} & b_{35} \\ b_{41} & b_{42} & b_{43} & b_{44} & b_{45} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_0[2] & b_0[2] & b_0[2] & b_0[2] & b_0[2] \\ b_1[2] & b_0[2] & b_0[2] & b_0[2] & b_0[2] \\ b_2[2] & b_0[2] & b_0[2] & b_0[2] & b_0[2] \\ b_3[2] & b_0[2] & b_0[2] & b_0[2] & b_0[2] \end{pmatrix}$$

El estimador también puede escribirse como un filtro no causal de m etapas (cinco en este ejemplo):

$$\hat{c}_l[i] = \sum_{m=-2}^2 b_l[m] \hat{c}_l[i - m]$$

El segundo caso de estimación en frecuencia en un instante determinado es prácticamente análogo al caso anteriormente desarrollado. El proceso aleatorio a estimar en este caso es $H(f)$ con función autocorrelación $\mathcal{R}_H(t) = \frac{1}{1+j2\pi f\Delta\tau}$.

En la práctica, se estudia el proceso aleatorio bidimensional que es la unión de los dos casos, siendo en este lugar la función de autocorrelación del proceso $\mathcal{R}(f, t) = \mathcal{R}_H(t) \mathcal{R}_c(t)$.

3.6 No Linealidades Introducidas por el Amplificador de Potencia

Otro de los efectos negativos sobre la señal OFDM es la no linealidad que existe en todo amplificador de potencia (HPA).

3.6.1 La Señal OFDM a la entrada del HPA y PAPR.

Una vez pasado el proceso de modulación OFDM, la señal analógica $s(t)$ debe pasar por un amplificador de potencia para aumentar el nivel de la misma a los valores necesarios para la emisión y propagación en el medio de transmisión. Sea $s_l(t)$ la señal OFDM entrante al HPA durante un periodo de símbolo cualquiera $lT_s \leq t < (l+1)T_s$, esta se puede expresar simplemente como

$$s_l(t) = a(t)e^{-j\varphi(t)}$$

Donde la amplitud y la fase vienen dadas por:

$$a(t) = \sqrt{\frac{1}{T_s}} |s_{kl}| \quad , \quad \varphi(t) = \text{angle}(s_{kl}) + 2\pi f_k(t - lT)$$

Vamos a estudiar como se ve afectada la señal OFDM por la no linealidad de los HPA. En primer lugar, veamos qué valores toma su amplitud $a(t)$ a la entrada del HPA. Debido a que la componente en fase (I) y en cuadratura (Q) de $s_l(t)$ son una superposición de muchas senoides con fases aleatorias, se puede argumentar a partir del teorema central del límite que ambas componentes son procesos aleatorios gaussianos.

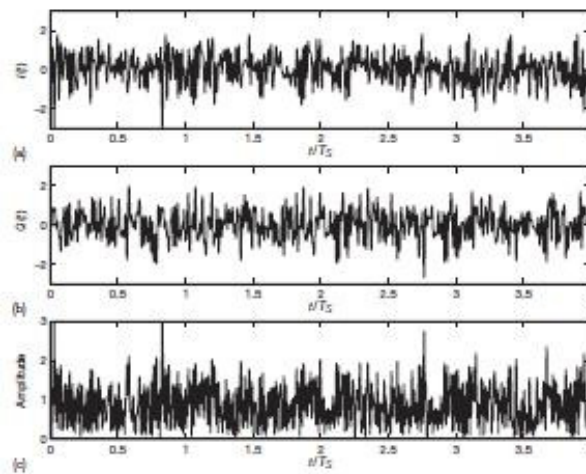


Figura 3.15 Forma temporal de las componentes en fase y cuadratura de una señal OFDM, así como su nivel.

Si observamos el espectro de una señal OFDM nos damos cuenta de que tiene el aspecto de ruido blanco limitado en banda. Del mismo modo, si dibujamos las gráficas correspondientes a las amplitudes de las componentes en fase y en cuadratura durante varios intervalos de símbolo vemos también el parecido con el ruido blanco en el dominio del tiempo. La confirmación a este hecho viene cuando dibujamos la función distribución de probabilidad de las muestras de I y Q y vemos que se asemeja mucho a la recta de una distribución normal, haciéndose casi igual a medida que aumentamos el número de portadoras K .

Como ocurría con la respuesta en frecuencia de los canales inalámbricos móviles, una distribución normal para las componentes I y Q de una señal lleva a una distribución de Rayleigh para su nivel $a(t)$.

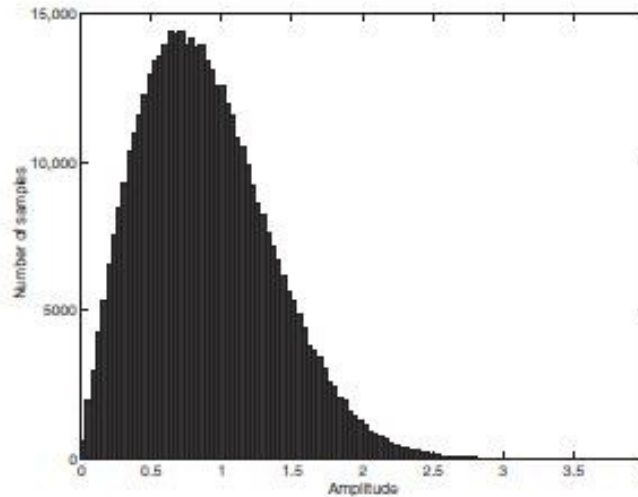


Figura 3.16 Histograma que muestra la distribución aleatoria Rayleigh que sigue el nivel de una señal OFDM.

Se define ahora un parámetro de mucha utilidad en este estudio, el factor PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) que es el cociente (normalmente en decibelios) entre el máximo nivel que puede tomar la señal y su nivel medio y viene dado por

$$PAPR = \frac{|a(t)|^2_{max}}{|a(t)|^2_{av}}$$

Uno de los principales inconvenientes de OFDM es que la señal modulada es la suma de numerosas portadoras que pueden coincidir constructivamente lo cual le confiere un PAPR muy elevado. Este hecho convierte OFDM en una modulación más sensible a las no linealidades que las modulaciones de portadora única. En otras palabras, es mayor la probabilidad de que los picos de una señal OFDM correspondan a la parte no lineal para un HPA dado, que los de una señal de portadora única. Este defecto se hace peor a medida que aumenta el número de portadoras K . Un PAPR elevado también supone un inconveniente para la cuantificación en el ADC que está en el receptor del sistema OFDM.

Una solución es aplicar Back Off (BO) a la señal OFDM, es decir reducir la potencia media de la señal para que sus picos correspondan con mayor probabilidad a la zona lineal del HPA o aumentar la amplitud de saturación del HPA. Sin embargo, como se verá más adelante estas soluciones no están exentas de inconvenientes

3.6.2 Modelado de Amplificadores de Potencia no Lineales

Todo amplificador de potencia es no lineal en mayor o menor medida. Hay dos tipos de amplificadores: El TWTA (*Travelling Wave Tube Amplifier*) y el SSPA (*Solid State Power Amplifier*), éste último basado únicamente en el uso de transistores. Para las aplicaciones inalámbricas en OFDM se prefieren los SSPA debido a factores como sus

características inherentemente más favorables para la transmisión multiportadora y al crecimiento exponencial de la industria del semiconductor, que ha hecho que el volumen de producción sea mucho mayor. El modelo más utilizado para los SSPA es el modelo de Rapp que considera solamente distorsión en amplitud (AM/AM), al contrario que el modelo de Saleh, utilizado para los TWTA, que considera distorsión en amplitud (AM/AM) y también en fase (AM/PM)

La señal a la salida del HPA en banda base compleja vendrá dada por

$$r(t) = F(a(t))e^{-j(\varphi(t)+\phi(a(t)))}$$

La función $F(x)$ es la curva característica que describe la distorsión de amplitud y la función $\phi(x)$ es la curva característica que describe la distorsión de fase, aunque ésta no será considerada.

Hay dos modelos generales que describen los SSPA con distorsión (AM/AM) según como sea la curva $F(x)$:

- a) **Amplificador suave no lineal.** Curva característica muy simple que es aproximadamente lineal para valores pequeños de x y que pasa a saturación con $x \rightarrow \infty$. Tal comportamiento puede ser modelado por la curva (normalizada a $P_{out,max} = 1$) dada por la función

$$F_{exp}(x) = 1 - e^{-x}$$

Para $x \rightarrow \infty$ la curva tiende exponencialmente a saturación $F_{exp}(x) \rightarrow 1$. Para pequeños valores de x , podemos expandir por medio de la serie de Taylor

$$F_{exp}(x) = x - \frac{1}{2!}x^2 + \frac{1}{3!}x^3 - \frac{1}{4!}x^4 \pm \dots$$

Observándose que el crecimiento es lineal para pequeños valores de x .

El modelo de Rapp utiliza otra curva característica algo más elaborada aunque también simple, que viene dada por:

$$F_{Rapp}(x) = \frac{|x|}{\left(1 + \left(\frac{|x|}{A_{sat}}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}} \quad (2.7)$$

La variable p permite modelar la cantidad de no linealidad del HPA. Para frecuencias de trabajo inferiores a 10 GHz suele tomarse $p = 2$. Para valores muy altos de p , el modelo converge al modelo más ideal, pero no alcanzable en la práctica, de amplificador de recorte.

- b) **Amplificador de recorte.** Todo amplificador del tipo a) tiene asociado un amplificador más ideal de recorte o *clipping amplifier*. Este amplificador es lineal siempre que la potencia de entrada sea inferior a un cierto valor $P_{in,max}$ correspondiente a la máxima potencia de salida $P_{out,max}$. Si la entrada excede $P_{in,max}$, la salida satura y se recorta a $P_{out,max}$. La curva característica es

$$F_{clip}(x) = \min(x, 1)$$

Se define, así mismo, un importante parámetro. Dado un amplificador con un valor de $P_{in,max}$, llamamos IBO (*Input Back-Off*) al cociente (normalmente en decibelios) $P_{in,max} / |a(t)|_{av}^2$. A mayor IBO más se aleja la zona de saturación del HPA de los niveles esperados en la señal de entrada con lo que se reduce la degradación en las prestaciones del sistema de comunicación debido a la no linealidad del HPA. Hay dos maneras de aumentar la IBO: Una es reducir la potencia media de la señal OFDM $|a(t)|_{av}^2$, por ejemplo, reduciendo la potencia a la mitad conseguimos un aumento en IBO de 3 dB (pero disminuimos la cobertura en la transmisión) y otra aumentar la alimentación del HPA para aumentar el punto de saturación $P_{in,max}$ (pero disminuye la eficiencia energética del sistema). En la figura se observa un modelo de HPA ideal (completamente lineal) comparado con modelos de Rapp para distintos valores del factor de suavidad p .

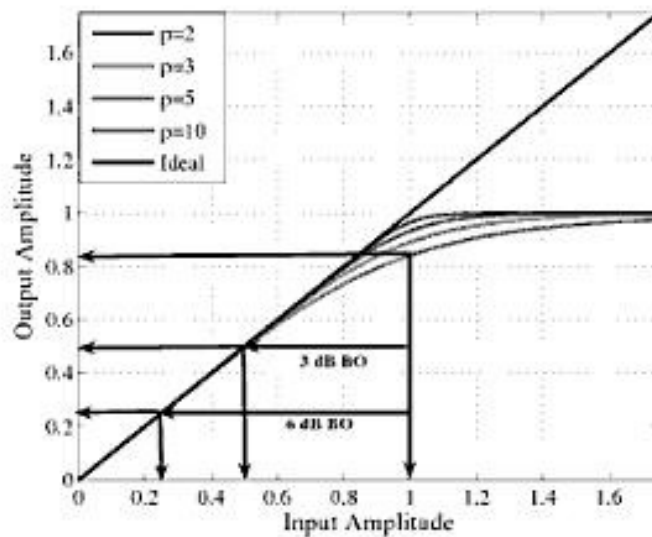


Figura 3.17 Funciones de transferencia de SSPA ideal y no lineal (modelo de Rapp)

3.6.3 Consecuencias de la No Linealidad y Soluciones

Los efectos de la no linealidad del HPA se pueden observar en la distorsión en las características espectrales de la señal OFDM. El modelo de Taylor para el amplificador suave no lineal nos permite comprobar con facilidad como la zona de saturación del HPA provoca productos de intermodulación de segundo, tercer y superiores órdenes no despreciables, los cuales tienen lugar para todas las subportadoras, lo cual corrompe la señal de dos maneras: causando distorsión dentro de la banda principal (intermodulación en banda) y causando crecimiento de la radiación fuera de banda (intermodulación fuera de banda), siendo más severos ambos efectos a medida que disminuye la IBO.

Realizando simulaciones, podemos comprobar que el efecto en la constelación de símbolos recibidos es aproximable como ruido aditivo. Efectivamente, los productos de intermodulación son una interferencia aditiva, que al estar formada por una superposición de múltiples variables aleatorias se puede modelar como una variable aleatoria gaussiana recurriendo, de nuevo, al teorema central del límite. La confirmación viene dibujando la función distribución de las muestras de los sumandos, que es aproximadamente normal y observando su espectro de tipo blanco.

La degradación con respecto a la señal ideal se puede calcular a partir del factor MER (*Modulation Error Ratio*) que es el cociente entre la potencia de la señal de entrada al HPA y la potencia de la señal de error a la salida del mismo. Como es bien conocido, la degradación de la BER debida al ruido aditivo térmico se evalúa mediante la SNR. La mayoría de los sistemas OFDM trabajan a una SNR bastante por debajo de los 20dB, mientras que para valores de IBO suficientemente elevados la MER es bastante mayor. Por lo tanto, se puede esperar que el problema de la intermodulación en banda no sea tan importante siempre que la IBO sea elevada.

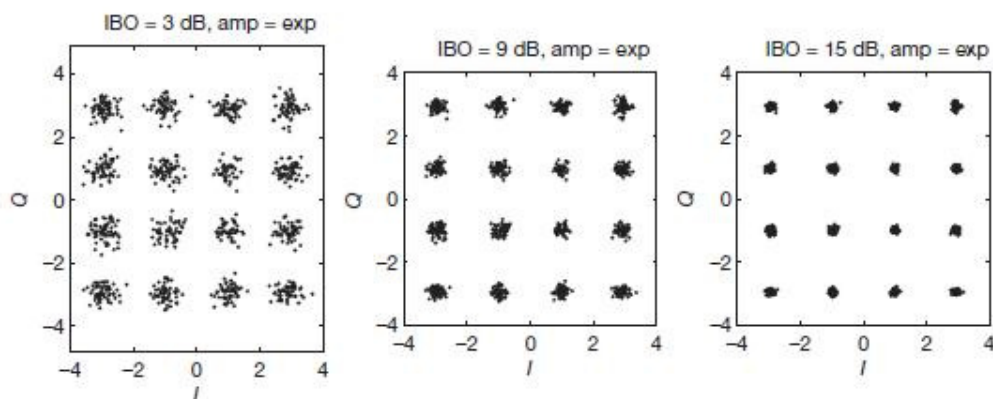


Figura 3.18 Constelación 16-QAM a la salida del SSPA para diferentes valores de IBO

Sin embargo, la elevada radiación fuera de banda sigue siendo un problema importante como se observa en la Figura 3.19.

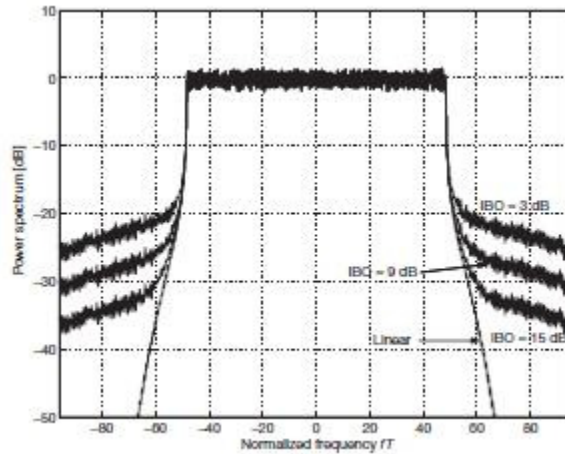


Figura 3.19 Espectro OFDM a la salida del SSPA para diferentes valores de IBO.

Cuando se trata de encontrar una solución para evitar que la no linealidad del HPA afecte a la señal OFDM, la posibilidad de elevar mucho la IBO, no es la opción óptima como se indicó anteriormente. En los últimos años, se ha llevado a cabo mucha investigación sobre una solución ya aplicada que consiste en la implementación analógica o digital de una predistorsión de la señal previa a la amplificación, lo cual permite separar el problema de las no linealidades del procesamiento OFDM. Sin embargo, la solución más sencilla de implementar es la adoptada en LTE, que consiste en una versión precodificada con la FFT, que se denomina SC-FDMA y que es objeto de estudio en el siguiente capítulo de este proyecto.

