

Trabajo Fin de Grado

Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

Capa Física de la 5^a Generación de Comunicaciones Móviles

Autor: José Manuel Gata Romero

Tutor: Francisco Javier Payán Somet

Dep. Teoría de la Señal y Comunicaciones
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2018



Trabajo Fin de Grado
Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

Capa Física de la 5^a Generación de Comunicaciones Móviles

Autor:

José Manuel Gata Romero

Tutor:

Francisco Javier Payán Somet

Profesor Titular

Dep. Teoría de la Señal y Comunicaciones
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2018

Trabajo Fin de Grado: Capa Física de la 5ª Generación de Comunicaciones Móviles

Autor: José Manuel Gata Romero
Tutor: Francisco Javier Payán Somet

El tribunal nombrado para juzgar el trabajo arriba indicado, compuesto por los siguientes profesores:

Presidente:

Vocal/es:

Secretario:

acuerdan otorgarle la calificación de:

El Secretario del Tribunal

Fecha:

Resumen

Los sistemas de comunicaciones móviles de 5ª Generación no serán desplegados hasta el año 2020, pero su desarrollo comenzó hace ya varios años.

Múltiples avances tecnológicos serán necesarios para alcanzar los objetivos propuestos en esta nueva generación, especialmente en la capa física que dará soporte a los sistemas y, en ello, se centrará nuestro trabajo.

El objetivo es estudiar las diferentes alternativas que podrían configurar esta capa física, con especial énfasis en las posibles modulaciones candidatas.

Abstract

The 5th Generation mobile communications systems will not be deployed until 2020, but their development started several years ago.

Multiple technological advances will be needed to achieve the proposed objectives in this new generation, specially in the physical layer that will support the systems and, on it, our work will be focused.

The aim is to study the different alternatives that could set this physical layer, with special emphasis on the possible candidate modulations.

Índice

<i>Resumen</i>	I
<i>Abstract</i>	III
1 Introducción	1
1.1 IMT-2020	1
1.1.1 Capacidades de las IMT-2020	2
1.1.2 Tendencias en el usuario y las aplicaciones	3
1.1.3 Casos de utilización de las IMT para 2020 y en adelante	4
2 Capa física 5G	7
2.1 Esquemas de Acceso Múltiple	7
2.1.1 Acceso Múltiple No Ortogonal (NOMA)	8
2.2 Tecnologías de antena avanzadas	9
2.2.1 3D-Beamforming (3D-BF) y MIMO Multiusuario (MU-MIMO)	10
2.2.2 Sistemas de antena activos (AAS)	10
2.2.3 MIMO masivo	11
2.3 Frecuencias milimétricas	11
3 Aspectos básicos de Comunicaciones Digitales	13
3.1 Elementos de un sistema de comunicación digital	13
3.2 Modulaciones lineales	14
3.2.1 Modulación por desplazamiento de fase (PSK)	14
3.2.2 Modulación de amplitud en cuadratura (QAM)	16
3.3 Modelos de canales de comunicación	17
3.3.1 Canal AWGN (Ruido blanco gaussiano aditivo)	17
3.3.2 Canal multitrayecto variable en el tiempo	18
4 Modulación OFDM	21
4.1 Introducción	21
4.2 Modulación y demodulación en un sistema OFDM	22
4.3 Sistema OFDM implementado mediante el algoritmo FFT	23
4.4 Características de la modulación OFDM	24
4.5 OFDM en 5G	25
4.6 F-OFDM (Filtered OFDM)	26
5 Otras modulaciones potenciales	29
5.1 FBMC (Filter Bank Multicarrier)	29
5.2 GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing)	30
5.3 UFMC (Universal Filtered Multicarrier)	31
6 Resultados experimentales	33

6.1	Sistema de comunicación OFDM	33
6.2	Densidad espectral de potencia	36
	<i>Índice de Figuras</i>	41
	<i>Índice de Códigos</i>	43
	<i>Bibliografía</i>	45

1 Introducción

La sociedad está evolucionando enormemente en las últimas décadas y gran parte de ese cambio es debido al crecimiento tecnológico. Las comunicaciones móviles son parte fundamental de dicho crecimiento y han pasado a formar parte de la vida cotidiana de las personas. Debido a ello, las tecnologías hasta ahora desarrolladas no pueden afrontar los nuevos retos que se presentan y es necesario buscar alternativas.

1.1 IMT-2020

La ITU (Unión Internacional de Telecomunicaciones) ha sido la encargada de definir los objetivos del futuro desarrollo de las Telecomunicaciones Móviles Internacionales (IMT) para 2020. Esta IMT-2020, también conocida como 5G, surge con el objetivo de atender las nuevas necesidades de la sociedad en todo el mundo: un volumen de tráfico cada vez mayor, una mejor calidad percibida por el usuario, un mayor número de dispositivos con diferentes tipos de servicio, una reducción del coste, etc. Desde el punto de vista de la ingeniería, supone un gran desafío y se está trabajando intensamente para superarlo. En la Figura 1.1 podemos ver las fases y plazos previstos para esta IMT-2020¹.

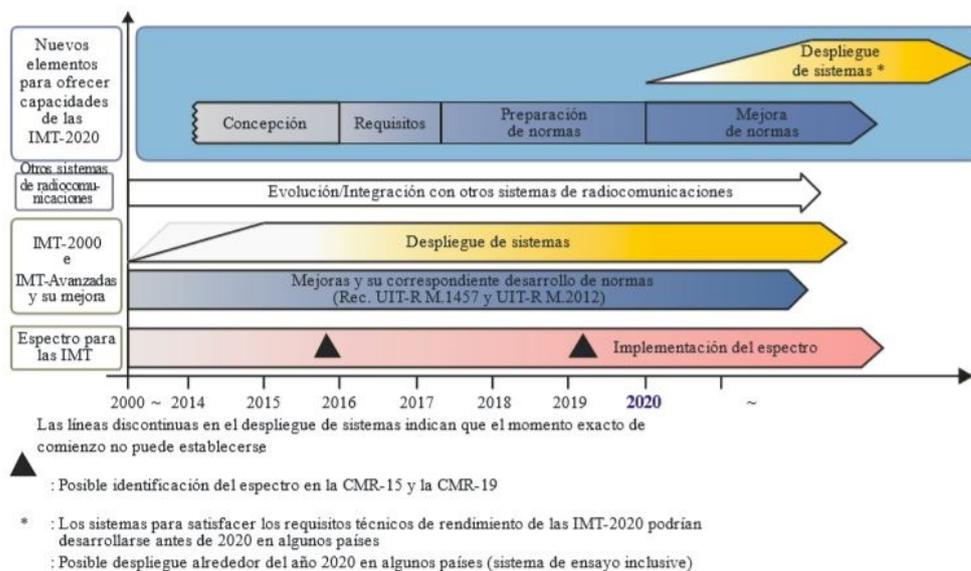


Figura 1.1 Fases y plazos previstos para las IMT-2020.

¹ Excepto en el Capítulo 6 de Resultados Experimentales, las distintas figuras y esquemas utilizados en la memoria han sido tomados de las referencias mencionadas en la Bibliografía, aunque no se citen explícitamente las fuentes correspondientes.

1.1.1 Capacidades de las IMT-2020

Para determinar claramente el alcance de esta nueva generación de comunicaciones móviles, la ITU ha establecido una serie de requisitos mínimos cuyo cumplimiento es obligatorio. Antes de ver dichos requisitos, definimos de una forma concisa cada uno de los parámetros considerados capacidades fundamentales de las IMT-2020:

Máxima velocidad de datos

Velocidad de datos máxima que puede alcanzarse en condiciones ideales por usuario/dispositivo (en Gbit/s).

Velocidad de datos experimentada por el usuario

Velocidad de datos alcanzable que está disponible ubicuamente en la zona de cobertura para usuario/dispositivo móvil (en Mbit/s o Gbit/s).

Latencia

Contribución de la red de radiocomunicaciones al tiempo que transcurre desde que la fuente envió un paquete hasta que lo recibe el destino (en ms).

Movilidad

Máxima velocidad a la que puede alcanzarse la QoS definida y una transferencia sin interrupciones entre los nodos radioeléctricos que pueden pertenecer a diferentes capas y/o tecnologías de acceso radioeléctrico (multicapa/RAT) (en km/h).

Densidad de la conexión

Número total de dispositivos conectados y/o accesibles por unidad de superficie (por km²).

Eficiencia energética

La eficiencia energética consta de dos aspectos:

- En el lado de red, por eficiencia energética se entiende la cantidad de información que transmiten/reciben los usuarios por unidad de energía consumida en la red de acceso radioeléctrica (RAN) (en bit/julio).
- En el lado del dispositivo, por eficiencia energética se entiende la cantidad de bits de información por unidad de consumo de energía del módulo de comunicación (en bit/julio).

Eficiencia espectral

Caudal medio de datos por unidad de recursos de espectro y por célula (bit/s/Hz).

Capacidad de tráfico de superficie

Caudal total de tráfico por zona geográfica (en Mbit/s/m²).

En la Figura 1.2 tenemos un resumen de los requisitos mencionados previamente y su comparación respecto a la generación de comunicaciones móviles anterior, las IMT-Avanzadas (4G).

Las IMT-2020 tienen como objetivo alcanzar los 10 Gbit/s como máxima velocidad de datos para la banda ancha móvil mejorada. No obstante, en determinadas condiciones, podrían soportar una velocidad máxima de datos de hasta 20 Gbit/s. La velocidad de datos experimentada por el usuario podrá ser diferente en función de los distintos entornos de la banda ancha móvil mejorada que abarque. Por ejemplo, se podrían alcanzar 100 Mbit/s para casos de cobertura de área extensa, como son las zonas urbanas y suburbanas, o 1 Gb/s en zonas de acceso inalámbrico, como interiores.

En cuanto a la eficiencia espectral, para la banda ancha móvil mejorada, se espera que triplique a la de la generación anterior. No obstante, dependiendo del caso y a la espera de investigaciones futuras, hay posibilidades de que pueda llegar a ser incluso superior, hasta 5 veces mayor que en 4G.

Se prevé que ofrezcan una calidad de servicio (QoS) aceptable para una movilidad de hasta 500 km/h, por lo que podrá ser útil en servicios como los trenes de alta velocidad, y una latencia radioeléctrica de 1 ms, lo cual también será clave en multitud de aplicaciones, como veremos más adelante.

En el apartado energético, la ITU también establece sus requisitos. Las redes de acceso radioeléctricas de las IMT-2020 deben tener un consumo de energía, como máximo, igual al de las redes actuales, pero sus capacidades deben ser mayores. Por tanto, esto nos indica que debe aumentar la eficiencia energética de la red, como mínimo, en un factor tan grande como el crecimiento que se prevé en cuanto a la capacidad de tráfico para la banda ancha móvil mejorada de esta nueva generación respecto a las IMT-Avanzadas.

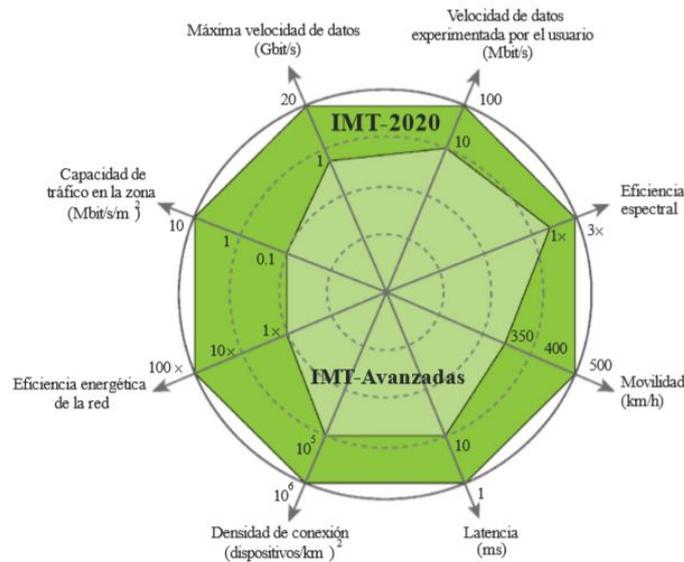


Figura 1.2 Mejora de las capacidades fundamentales de las IMT-Advanced a las IMT-2020.

Finalmente, en 5G se espera alcanzar una capacidad de tráfico de superficie de 10 Mbit/s/m^2 en determinadas zonas, como las de acceso inalámbrico, y ofrecer una densidad de conexión de hasta 10^6 dispositivos/ km^2 , en escenarios de comunicación masiva tipo máquina.

1.1.2 Tendencias en el usuario y las aplicaciones

Con las IMT-2020 y posteriores se espera abarcar diversos casos de utilización que no había llevado a cabo ninguna otra IMT anterior. Esto hace que estos nuevos sistemas necesiten una gran flexibilidad que les permita adaptarse a cada uno de los escenarios. Las tendencias observadas en los usuarios y las aplicaciones durante los últimos años pueden ser agrupadas de la siguiente forma:

Comunicación centrada en el ser humano de muy baja latencia y gran fiabilidad

Las personas buscan tener una conectividad instantánea, por lo que las aplicaciones deben tener un tiempo de espera tan sumamente pequeño que no pueda ser notado por parte del usuario. Esta instantaneidad contribuirá al éxito de distintos tipos de servicios, como pueden ser aplicaciones de realidad virtual y aumentada, o servicios basados en la nube.

Comunicación centrada en las máquinas de muy baja latencia y gran fiabilidad

Los sistemas desarrollados hasta ahora presentaban una serie de características, en cuanto a latencia y fiabilidad, ideadas para satisfacer las necesidades del ser humano. Sin embargo, en los sistemas futuros se espera que haya comunicaciones máquina a máquina (M2M) en tiempo real, por lo que dichas características deben cambiar. Tenemos múltiples ejemplos en los que este tipo de comunicaciones puede mejorar la calidad de vida, como son las redes eléctricas inteligentes, los automóviles con conducción autónoma o el control del tráfico en tiempo real para su optimización.

Elevada densidad de usuarios

El usuario espera tener una calidad satisfactoria en entornos muy concurridos, como pueden ser estadios deportivos, festivales de diverso tipo, sistemas de transporte públicos, etc. Aparte de ello, garantizar dicha calidad permitirá ofrecer una mejor ayuda a sectores profesionales que utilizan las redes públicas en estas situaciones, como son los bomberos, la policía y los servicios médicos.

Alta calidad con gran movilidad

El objetivo es que esta nueva generación de comunicaciones móviles y posteriores ofrezca una experiencia similar al usuario que está en movimiento que la que tendría estando en estático. Esto permitirá que se pueda tener una conectividad de alta calidad en medios de transporte como los trenes de alta velocidad.

Servicios multimedias mejorados

El crecimiento de la demanda de servicios multimedias de alta definición hace que cada vez las velocidades de datos requeridas tengan que ser mayores: proyecciones 3D móviles, pantallas de ultraalta definición, pantallas de realidad aumentada, etc. Además de la utilización de dichos medios en el ámbito del ocio, tendrán una gran relevancia en otras aplicaciones como el tratamiento médico o la seguridad.

Internet de las cosas

En los próximos años, viviremos en un mundo donde cualquier "cosa" podrá estar conectada a través de Internet: sensores, dispositivos personales, accionadores, electrodomésticos, cámaras. Debido a ello, se producirá un enorme aumento en el número de dispositivos conectados a la red y se prevé que este tipo de dispositivos acabe siendo más numeroso que los utilizados por las personas. En cuanto a sus características, tendrán requisitos muy especiales de latencia, niveles de consumo y vida útil, coste. Esta tecnología podrá ser aplicada en múltiples campos como la agricultura, la automatización del hogar, la comunicación entre vehículos, el monitoreo remoto de pacientes, etc.

Convergencia de aplicaciones

Cada vez más nuevas aplicaciones son suministradas a través de las IMT, como pueden ser servicios de la administración pública, educación, ciber salud, etc. Para llevar a cabo esta convergencia de aplicaciones, se deben tener en cuenta las distintas particularidades de cada una de ellas.

Aplicaciones de posicionamiento de elevada precisión

Se producirá un gran crecimiento de aplicaciones cuyo servicio estará basado en la ubicación a medida que se mejore la precisión de estos sistemas de posicionamiento. Por ejemplo, aplicaciones que ofrezcan servicios de socorro en catástrofes u otras que ofrezcan servicios de navegación para distintos vehículos no tripulados.

1.1.3 Casos de utilización de las IMT para 2020 y en adelante

Para dar respuesta a las distintas tendencias vistas anteriormente, se establecen una serie de casos de utilización. Hasta el momento, aunque a medida que avance el desarrollo y la investigación de esta nueva generación puedan surgir otros nuevos, tenemos contemplados los siguientes casos:

Banda ancha móvil mejorada (eMBB)

La banda ancha móvil se utiliza para el acceso a varios tipos de contenido, ya sean multimedia, datos o servicios, por parte del ser humano. Debido al continuo crecimiento de la demanda de dicha banda, pasará a convertirse en la banda ancha móvil mejorada. Dentro de este caso de utilización, podemos destacar las zonas de cobertura inalámbrica y la cobertura de área extensa. La primera cuenta con una alta densidad de usuarios y se necesita una gran capacidad de tráfico, pero con pequeña movilidad. Mientras que en la cobertura de área extensa, lo que deseamos garantizar es una cobertura homogénea con una movilidad media/alta a una velocidad de datos de usuario mayor que la existente en las IMT actuales, pero sin llegar a los valores de las zonas de cobertura inalámbrica.

Comunicaciones de gran fiabilidad y baja latencia (URLLC)

Se trata de un caso de utilización con requisitos muy especiales y restrictivos en capacidades como son la latencia, el caudal y la disponibilidad.

Comunicaciones masivas de tipo máquina (mMTC)

Las mMTC se caracterizan por la transmisión de un volumen de datos relativamente bajo, por parte de un gran número de dispositivos conectados, en los que el retardo de dicha transmisión no es un factor crítico. En estos dispositivos se requiere una alta duración de la batería, además de un bajo coste.

Todas las capacidades fundamentales vistas en la sección anterior tienen su importancia en cada uno de los casos de utilización pero, evidentemente, sus grados de relevancia variarán en función del caso. En la Figura 1.3 podemos verlo de una forma sencilla.

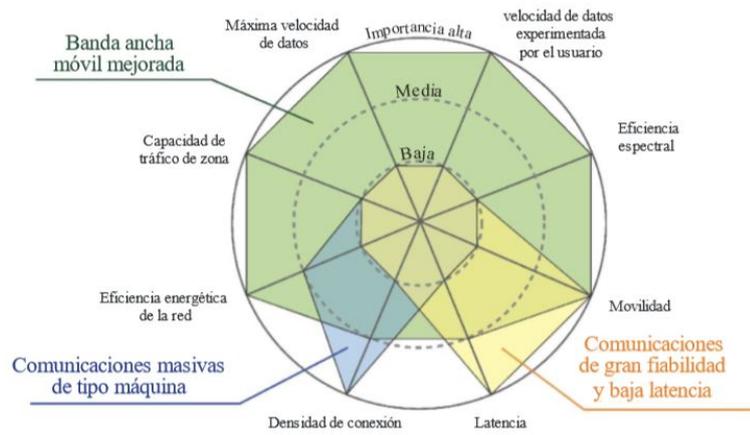


Figura 1.3 Importancia de las capacidades fundamentales para diversos casos de utilización.

2 Capa física 5G

La capa física de la quinta generación de comunicaciones móviles tiene múltiples desafíos por delante para conseguir satisfacer todas las diferentes características a las que se espera dar soporte, como hemos visto en el capítulo anterior. Por ello, se está investigando intensamente y hay numerosas innovaciones tecnológicas que serán imprescindibles para alcanzar los objetivos. En estas próximas páginas veremos algunas de las más destacadas, a excepción de las técnicas de modulación, que serán tratadas ampliamente en los capítulos 4 y 5.

2.1 Esquemas de Acceso Múltiple

Hasta ahora, en las distintas generaciones de comunicaciones móviles se había optado por la utilización de esquemas de acceso múltiple ortogonales (OMA), debido principalmente a no aumentar en exceso la complejidad en el tratamiento de señal en los dispositivos móviles: TDMA (Time Division Multiple Access) y FDMA (Frequency Division Multiple Access) en 2G, CDMA (Code Division Multiple Access) en 3G y OFDMA (Orthogonal Frequency Multiple Access) en 4G.

En este tipo de sistemas los bloques de recursos se dividen ortogonalmente en cada uno de los diferentes dominios (tiempo, frecuencia, código), lo cual hace que la interferencia entre bloques adyacentes sea mínima y la detección de señal de una dificultad relativamente baja.

No obstante, estudios recientes están demostrando que los sistemas que emplean este tipo de esquemas tienen inconvenientes importantes debido a que el número de bloques de recursos ortogonales es limitado. Dicho de otra manera, el número de usuarios que pueden soportar está acotado y, por tanto, la eficiencia espectral y capacidad de estos sistemas también.

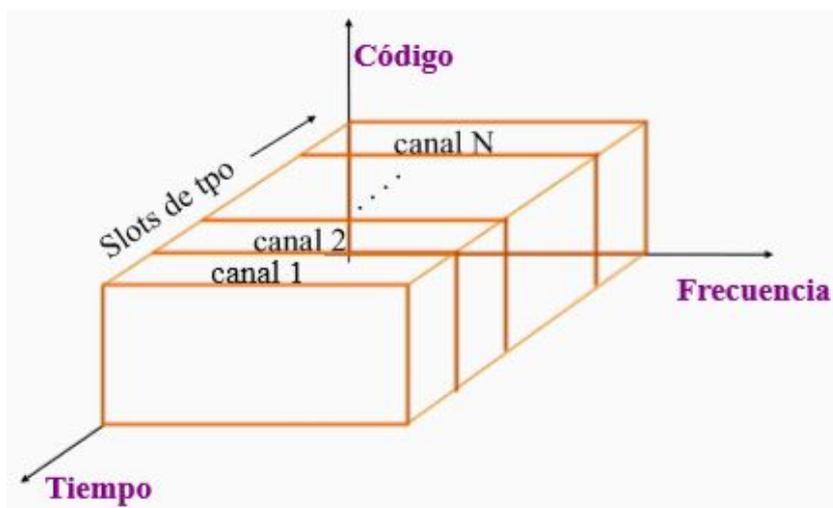


Figura 2.1 TDMA.

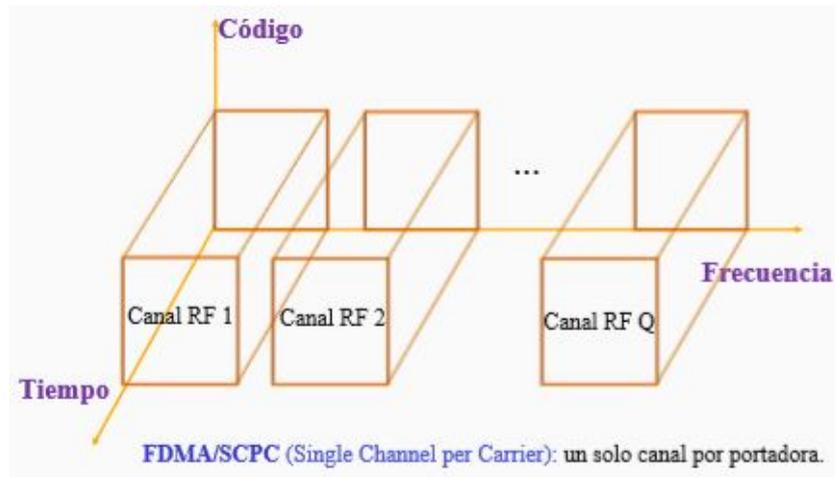


Figura 2.2 FDMA.

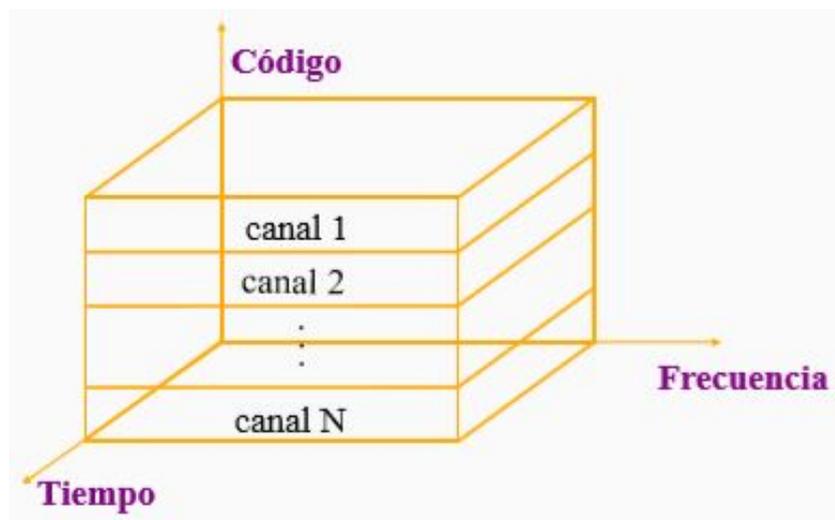


Figura 2.3 CDMA.

2.1.1 Acceso Múltiple No Ortogonal (NOMA)

Para dar solución a estos problemas, surgen los esquemas de Acceso Múltiple No Ortogonal. Este tipo de esquemas consigue ofrecer una mayor capacidad de usuario y un mayor rendimiento mediante la asignación de los mismos recursos radio a varios usuarios.

Para llevar a cabo la multiplexación, utiliza los dominios tradicionales vistos anteriormente (tiempo, frecuencia, código) e introduce una nueva dimensión que le permite abarcar más usuarios en un mismo bloque de recursos.

Esta nueva dimensión puede ser de diversa naturaleza y, en función de ella, podemos diferenciar tres tipos fundamentales de NOMA: en el dominio de la potencia, en el dominio del código y en múltiples dominios.

Es evidente que la señal transmitida tendrá características distintas dependiendo del caso y se requiere la utilización de un detector no lineal avanzado adecuado en el receptor con capacidad de discernir cada uno de los usuarios.

NOMA en el dominio de la potencia

NOMA en el dominio de la potencia diferencia a cada usuario presente en el mismo bloque de recursos mediante la asignación de distintos niveles de potencia. Esta asignación de potencia no se realiza de una forma aleatoria, sino muy precisa, ya que con ello se simplifica el procesamiento del SIC (Successive Interference Cancellation), utilizado para la detección de señal en el receptor.

Es importante destacar que conforme varían las condiciones del canal para cada usuario, estos niveles de potencia también lo hacen, para así seguir garantizando el correcto funcionamiento del esquema NOMA: a los usuarios con unas condiciones del canal más desfavorables se les asigna una mayor potencia que a aquellos que cuentan con unas mejores condiciones del canal.

En cuanto al receptor, el proceso de detección sigue un orden descendente en términos de potencia: el primer usuario detectado es aquel con una potencia de transmisión más alta y, por tanto, con unas condiciones del canal más adversas. Una vez se ha detectado y tratado la componente de dicho usuario dentro de la señal recibida, es eliminada para facilitar la detección del resto de usuarios, cuyas componentes de señal hasta ahora han sido tratadas como ruido.

Lógicamente, el primer usuario detectado es el que experimenta una interferencia entre usuarios mayor y, en caso de error en su detección, nos afectará a todos los usuarios posteriores. Para evitar este tipo de problemas es fundamental realizar una asignación de potencia correcta.

Este tipo de NOMA consigue un buen rendimiento en situaciones donde el bloque de recursos es compartido por pocos usuarios, ya que conforme el número de usuarios aumenta, la MAI (Multiple Access Interference) también lo hace de una forma notable, y el rendimiento del sistema se ve afectado.

NOMA en el dominio del código

En este caso, se asigna un código distinto a cada uno de los usuarios presentes en un mismo bloque de recursos, ya sea en el dominio del tiempo o en el de la frecuencia, para así poder diferenciarlos. Al utilizar estos códigos tenemos una determinada ganancia de procesado con el inconveniente de que el ancho de banda de la señal es mayor que el que tendríamos utilizando, por ejemplo, NOMA en el dominio de la potencia.

Para llevar a cabo este tipo de NOMA existen varias soluciones, entre las que destacamos: CDMA con dispersión de baja densidad (LDS-CDMA), OFDM con dispersión de baja densidad (LDS-OFDM) y Acceso Múltiple de Código Disperso (SCMA).

Tanto en LDS-CDMA como en LDS-OFDM su característica principal es la utilización de una firma de baja densidad a la hora de construir el libro de códigos. Gracias a esta estructura dispersa de la firma, se puede utilizar en el receptor un detector basado en el MPA (Message passing algorithm) muy cercano al óptimo y con una complejidad baja que permite mejorar el rendimiento del sistema.

En cuanto a sus diferencias, en LDS-OFDM la salida obtenida de la firma es mapeada en sus correspondientes subportadoras OFDM, mientras que en LDS-CDMA se hace en las muestras de tiempo. También, al ser OFDM un esquema de modulación multiportadora, su utilización es más recomendable para canales de banda ancha.

Finalmente, SCMA utiliza un libro de códigos disperso similar al construido con la firma de LDS pero, además, incorpora el uso de constelaciones multidimensionales. Gracias a ello, es posible reducir el número de símbolos de la constelación dentro de un bloque de recursos y así disminuir la complejidad en el lado del receptor, el cual sigue basado en el MPA para realizar la detección.

NOMA en múltiples dominios

Los dos tipos de NOMA que hemos visto hasta ahora utilizaban un único dominio (potencia o código) para realizar la multiplexación. Sin embargo, existen otras técnicas donde la multiplexación tiene lugar en varios dominios simultáneamente, como el Acceso Múltiple por División de Patrones (PDMA).

En PDMA la multiplexación se realiza mediante la asignación de diferentes patrones no ortogonales a los múltiples usuarios. Estos patrones son diseñados en el dominio del código, la potencia y el espacio. Es decir, se trata de un sistema en el que cada usuario queda identificado por tres variables.

Al igual que en SCMA, se utiliza una matriz de firmas dispersa para la construcción del libro de códigos con la diferencia de que en PDMA el número de bloques de recursos destinado a cada usuario puede cambiar.

En cuanto al receptor, el detector está basado en el mecanismo MPA-SIC. El bloque MPA nos permite detectar a los distintos usuarios que han sido multiplexados mediante la misma matriz de firmas, mientras que la parte correspondiente al SIC es la encargada de la detección en los dominios de la potencia y el espacio.

2.2 Tecnologías de antena avanzadas

Con el objetivo de seguir mejorando las prestaciones de los sistemas de cara a cumplir los requisitos de esta nueva generación, se están desarrollando una serie de tecnologías de antena avanzadas que conseguirán mejorar significativamente la eficiencia espectral.

2.2.1 3D-Beamforming (3D-BF) y MIMO Multiusuario (MU-MIMO)

Ya en la generación de comunicaciones móviles anterior, 4G, se utilizaron soluciones basadas en la tecnología MIMO (Multiple Input Multiple Output) para aumentar la velocidad de datos de un sistema. Este tipo de tecnología utiliza múltiples antenas, tanto en el transmisor (N_t antenas) como en el receptor (N_r antenas), para crear múltiples canales paralelos de comunicación en el mismo espacio con una muy baja correlación entre ellos. Esto es lo que se conoce como multiplexación espacial.

Según el teorema de Shannon, la capacidad máxima teórica (en bit/s) para un sistema SISO (Single Input Single Output) viene dada por:

$$C_{SISO} = B \log_2(1 + SNR), \quad (2.1)$$

donde B es el ancho de banda de la señal transmitida (en Hz) y SNR la relación señal a ruido (en unidades naturales).

Al aumentar el número de antenas, la capacidad del sistema también lo hace de una forma directamente proporcional y se cumple que

$$C_{MIMO} = N B \log_2(1 + SNR), \quad (2.2)$$

siendo N el número más pequeño entre N_t y N_r .

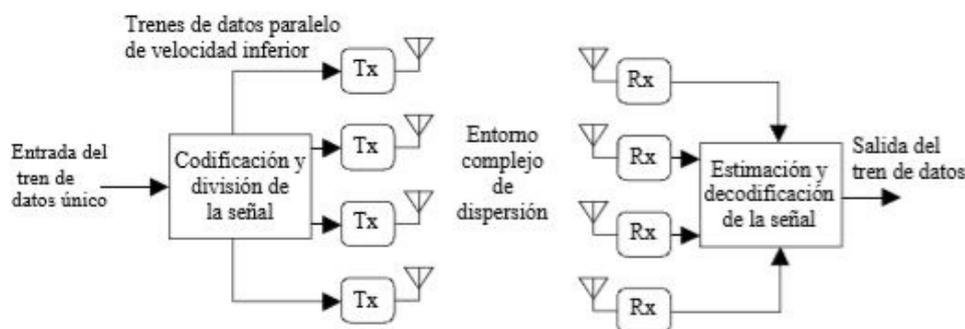


Figura 2.4 Concepto de transmisor-receptor MIMO.

Los sistemas MIMO desarrollados hasta ahora llevaban a cabo una conformación de haz horizontal en dos dimensiones. Sin embargo, para poder seguir mejorando la eficiencia espectral de este tipo de sistemas se está estudiando la posibilidad de comenzar a explotar la dimensión vertical para la conformación de haz, especialmente en zonas urbanas, y esto es lo que se conoce como 3D-Beamforming.

Disponer de esta nueva dimensión en la conformación de haz permite llevar a cabo una serie de técnicas, como la sectorización avanzada en el dominio vertical o la conformación de haz con una elevación específica para un determinado usuario, que pueden mejorar de forma considerable las prestaciones de un sistema.

Por ejemplo, al realizar una conformación de haz con una elevación específica para un cierto usuario se puede reducir la interferencia producida a los sectores adyacentes, ya que el patrón de la antena está apuntando con precisión al terminal con el que va a comunicarse.

El uso de 3D-BF en edificios de gran altura puede mejorar también la potencia de la señal recibida por los diferentes dispositivos que están en su interior y, con ello, lograr una cobertura más amplia.

2.2.2 Sistemas de antena activos (AAS)

Los sistemas de antena activos son aquellos donde los componentes de radiofrecuencia, como pueden ser los transeptores, los amplificadores de potencia y los amplificadores de bajo ruido, están integrados con el array de elementos de antena. Esta técnica tiene múltiples ventajas, ya que además de disminuir las pérdidas de alimentación y, con ello, el consumo de energía, simplifica notablemente la instalación del sistema y reduce el espacio ocupado por el mismo.

AAS permite ajustar de una forma dinámica el haz del array de antenas y así conseguir que los usuarios se encuentren dentro de la dirección donde tiene el lóbulo de máxima ganancia. Se puede modificar tanto la elevación, el azimut o el patrón de radiación de la antena de una forma remota para adaptarse al escenario en cuestión.

Como hemos visto anteriormente con las técnicas de 3D-Beamforming, estos ajustes se pueden realizar en las tres dimensiones del espacio y suponen una gran mejora en el rendimiento del sistema.

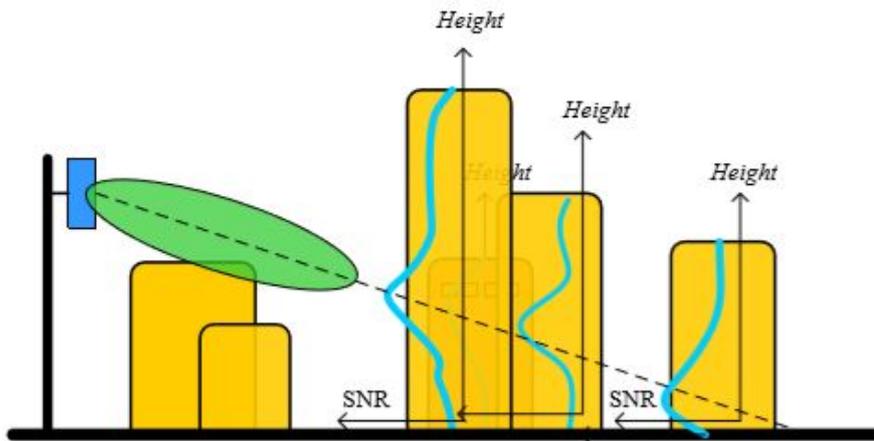


Figura 2.5 Limitaciones de mejora en la SNR de 2D-BF.

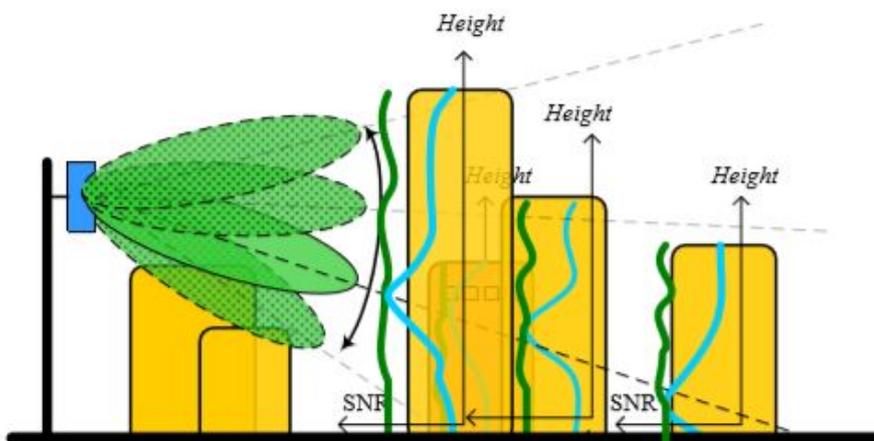


Figura 2.6 Mejora de la SNR mediante 3D-BF.

2.2.3 MIMO masivo

Gracias al uso de la tecnología AAS, se puede llevar a cabo la implementación de arrays que cuenten con un número muy elevado de antenas. Esta gran cantidad de antenas permite una gran flexibilidad en el dominio espacial, lo que permitirá realizar un procesamiento más específico para cada usuario, con las ventajas que eso conlleva.

Debido a su alta ganancia también es ideal para poder ampliar tanto la cobertura como la capacidad de un sistema, y será clave en el uso de las bandas de frecuencias milimétricas, que veremos a continuación. A estas frecuencias las dimensiones de las antenas son mucho más pequeñas, por lo que será posible tener una gran cantidad de ellas en los dispositivos.

2.3 Frecuencias milimétricas

Tradicionalmente, los sistemas de comunicaciones móviles han trabajado en la banda de frecuencias de microondas que va desde varios cientos de MHz a unos pocos GHz (lo que se corresponde con un rango de longitudes de onda desde unos pocos centímetros hasta aproximadamente un metro).

Para satisfacer la diversidad de casos de utilización y las altas velocidades de datos propuestas para 5G es necesario disponer de anchos de banda de canal contiguos y más amplios de los que podemos encontrar en dicha banda, que ya está ocupada prácticamente en su totalidad, así que la solución pasa por aumentar la frecuencia de trabajo.

Las frecuencias propuestas son aquellas por encima de los 6 GHz, en el rango de la banda de frecuencias milimétricas. En él hay grandes cantidades de anchos de banda disponibles, ya que hasta ahora no se

consideraba adecuado para su explotación en este tipo de comunicaciones debido a sus dificultades en la propagación de la señal: grandes pérdidas de propagación, baja penetración a través de objetos, pérdidas de absorción debidas a gases atmosféricos y lluvia, etc.

Estas condiciones de propagación hostiles son el mayor reto que se presenta a la hora de conseguir implementar los sistemas de 5G en estas frecuencias. A pesar de ello, existen ya múltiples estudios que nos garantizan su viabilidad.

Las características de los sistemas en estas bandas serán diferentes a las de los sistemas IMT anteriores. Por ejemplo, se utilizarán pequeñas celdas que permitirán soportar una gran capacidad de tráfico y una densidad de usuarios mayor. Estas celdas podrán tener un rango de entre 10 y 200 metros para condiciones en las que no hay visión directa (NLoS), a diferencia de las macroceldas utilizadas actualmente que pueden tener un rango de varios kilómetros.

Gracias a sus dimensiones se reducen muchos de los efectos negativos que presenta la propagación de la señal, incluso pueden ser utilizados de una forma positiva: en determinadas frecuencias, debido a las pérdidas de absorción de la atmósfera, el alcance de las señales interferentes se ve limitado y permite un mejor aislamiento de la celda.

Otro aspecto importante es la necesidad del uso de haces estrechos que permitan dirigir la energía de la señal con alta precisión y así poder superar las grandes pérdidas de propagación. Esto supone una nueva visión de los sistemas celulares, ya que el comportamiento de la interferencia es totalmente distinto.

Los beneficios que aporta la utilización de esta nueva banda son evidentes, pero también tiene sus inconvenientes: la complejidad del sistema es mucho mayor, tanto en el diseño de las antenas como en el resto de componentes de radiofrecuencia, y además conlleva un alto coste. Con trabajo e investigación estos costes están disminuyendo y técnicas de antena avanzadas como las vistas en la sección anterior permitirán alcanzar el éxito.

No obstante, para poder satisfacer todos los requisitos previstos para 5G es necesario el uso de otras gamas de frecuencias que ofrezcan características diferentes y así llevar a cabo una gestión flexible del espectro.

Por ejemplo, las frecuencias inferiores a 6 GHz, ya utilizadas en sistemas de comunicaciones móviles anteriores, seguirán teniendo su importancia. Gracias a que sus pérdidas de propagación son mucho menores pueden ser utilizadas para ampliar la cobertura, además de que su penetración a través de los objetos es mucho mayor, lo que la hará fundamental para despliegues en interiores.

3 Aspectos básicos de Comunicaciones Digitales

En este capítulo estudiaremos una serie de conceptos fundamentales en Comunicaciones Digitales cuyo conocimiento es imprescindible para poder entender el desarrollo del resto del trabajo: desde el esquema funcional típico de un sistema de comunicación digital hasta varios modelos de canal relevantes, además de algunas modulaciones básicas.

3.1 Elementos de un sistema de comunicación digital

En la Figura 3.1 vemos el modelo de un sistema de comunicación digital propuesto por Shannon:

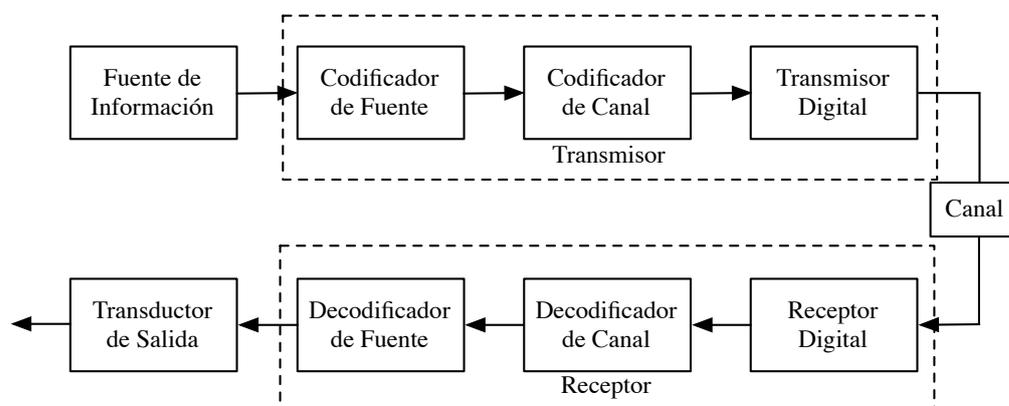


Figura 3.1 Modelo de un sistema de comunicación digital.

El primer bloque, la *fuentes de información*, es el elemento que genera en su salida una señal. Dicha señal será modelada como una función muestra de un cierto proceso aleatorio. Debido a su carácter no determinista permite establecer que se transmite información por parte del emisor.

Esta señal generada por la fuente, denominada genéricamente *mensaje*, debe ser convertida en una secuencia de dígitos binarios, de lo cual se encarga el *codificador de fuente*. Al realizar dicha codificación nos interesa representar el *mensaje* con el mínimo número de bits posibles, es decir, realizar una representación eficiente de la señal en cuestión. Para ello, el codificador elimina la posible redundancia presente en el *mensaje*. La secuencia de bits a la salida del *codificador de fuente* se denomina *secuencia de información*.

Posteriormente, la *secuencia de información* se pasa al *codificador de canal*. El objetivo de este codificador es realizar una transmisión eficiente, en el sentido de una mayor fiabilidad. Para ello introduce, de una forma controlada, alguna redundancia en la *secuencia de información* que el receptor puede utilizar para superar los efectos adversos del canal y conseguir que la probabilidad de error en la transmisión sea menor. Como

consecuencia de esta codificación, si antes transmitíamos R_b bits/s, ahora transmitimos R_c bits/s, siendo $R_c > R_b$.

La secuencia de dígitos binarios a la salida del codificador de canal llega al siguiente bloque, el *transmisor digital*, que sirve como interfaz del *canal de comunicación*. Su propósito es convertir la secuencia binaria en cuestión en una forma de onda que pueda ser transmitida por el canal. Por ejemplo, para el caso de una *modulación binaria*, se genera la señal $s_1(t)$ para transmitir un 1 y $s_2(t)$ para transmitir un 0, con $s_1(t) \neq s_2(t)$. En este tipo de modulación, estamos transmitiendo una señal diferente para cada bit. También, podemos agrupar la secuencia digital en un conjunto de k dígitos binarios, generando un conjunto de $s_i(t), i = 1, \dots, M$, con $M = 2^k$ señales diferentes. En este caso, decimos que tenemos una *modulación M-aria*.

El *canal de comunicación* es el medio físico a través del cual se transmite la información. Su naturaleza puede ser muy diversa: la atmósfera, cualquier tipo de cable, fibra óptica, ... Independientemente de ello, su principal característica es la alteración de la señal transmitida de una forma aleatoria debido a numerosos mecanismos, como puede ser el ruido térmico generado por los dispositivos electrónicos o el ruido atmosférico. Esto hace que la señal recibida nunca se corresponda con la transmitida.

En el receptor, el *receptor digital* realiza dos operaciones muy diferentes. El primer bloque, llamado *demodulador digital*, procesa la señal recibida y trata de extraer el máximo de información acerca de la señal que se ha transmitido. Esta información, que modelaremos como un vector de observación, debería permitirnos determinar el símbolo transmitido con una cierta precisión. De esto se encarga el *detector*, decide que símbolo se ha transmitido en un cierto intervalo de tiempo. Esta decisión está basada en una determinada regla, y se trata de un proceso de elección de entre los M posibles símbolos transmitidos. Como dicho conjunto es finito, podemos afirmar que aunque nos equivoquemos en la decisión, dicho símbolo podría haber sido transmitido. Esta es una diferencia notable con respecto a la transmisión analógica.

La secuencia de símbolos elegida pasa al *decodificador de canal*, donde se reconstruye la secuencia de información original partiendo del conocimiento del código y la redundancia presente en los datos recibidos.

Finalmente, si queremos tener una señal analógica en la salida, el *decodificador de fuente* intenta reconstruir la señal original a partir de la salida del *codificador de canal*. Esta señal reconstruida será una aproximación de la señal original, debido a los posibles errores y distorsión presentes en el sistema.

3.2 Modulaciones lineales

Las formas de onda utilizadas para transmitir información sobre un canal de comunicación pueden ser, en general, de cualquier forma. Sin embargo, existen una serie de esquemas de modulación ya estudiados y puestos en práctica, como veremos a continuación. Hay múltiples formas de clasificar estas modulaciones: con memoria o sin ella, lineales o no, según su eficiencia espectral, ... En nuestro caso, nos centraremos en las modulaciones lineales y, más concretamente, en la PSK y la QAM. Como veremos en capítulos posteriores, su estudio es necesario puesto que son utilizadas en la modulación OFDM y sus variantes.

Decimos que un modulador es lineal cuando la señal transmitida o su equivalente paso de baja dependen linealmente de una señal dada, ya sea esta dependencia real o compleja y siendo la señal real o compleja.

3.2.1 Modulación por desplazamiento de fase (PSK)

En una modulación por desplazamiento de fase, las M señales *paso de banda* transmitidas pueden representarse en la forma:

$$\begin{aligned} s_i(t) &= g(t) \cos \left[\omega_c t + \frac{2\pi(i-1)}{M} \right] \\ &= g(t) \cos \left[\frac{2\pi(i-1)}{M} \right] \cos(\omega_c t) - g(t) \sin \left[\frac{2\pi(i-1)}{M} \right] \sin(\omega_c t) \\ &= \Re \left[g(t) e^{j \frac{2\pi(i-1)}{M}} e^{j\omega_c t} \right] = \Re \left[g_{li}(t) e^{j\omega_c t} \right], i = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (3.1)$$

siendo $g(t)$ un pulso conformador, real, paso de baja, de energía finita y duración menor o igual a T .

Como vemos, se trata de una modulación lineal, puesto que el equivalente paso de baja de la señal transmitida puede expresarse como:

$$g_{li}(t) = e^{j \frac{2\pi(i-1)}{M}} g(t) \quad (3.2)$$

Es decir, se modifica linealmente un pulso conformador.

En cuanto a la energía, llamando E_i a la energía de la señal transmitida $s_i(t)$, tenemos que

$$E_i = \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t)^2 dt = \frac{E_g}{2} = E, \tag{3.3}$$

donde E_g es la energía del pulso conformador. Por tanto, en una modulación PSK todas las señales tienen la misma energía E .

Puede demostrarse que las señales $g(t) \cos(\omega_c t)$ y $g(t) \sin(\omega_c t)$ son ortogonales siempre que $g(t)$ sea una señal paso de baja y $\omega_c \gg 2\pi/T$. En este caso, podemos definir la base del conjunto de señales como sigue:

$$\begin{aligned} \phi_1(t) &= \sqrt{\frac{1}{E}} g(t) \cos(\omega_c t) \\ \phi_2(t) &= -\sqrt{\frac{1}{E}} g(t) \sin(\omega_c t) \end{aligned} \tag{3.4}$$

Una vez tenemos la base, podemos expresar las señales transmitidas en función de ella

$$s_i(t) = \sqrt{E} \cos \left[\frac{2\pi(i-1)}{M} \right] \phi_1(t) + \sqrt{E} \sin \left[\frac{2\pi(i-1)}{M} \right] \phi_2(t), i = 1, \dots, M \tag{3.5}$$

Por tanto, la dimensión del espacio de señal es $N = 2$ y su vector correspondiente

$$s_i = \begin{bmatrix} \sqrt{E} \cos \frac{2\pi(i-1)}{M} \\ \sqrt{E} \sin \frac{2\pi(i-1)}{M} \end{bmatrix}, i = 1, \dots, M \tag{3.6}$$

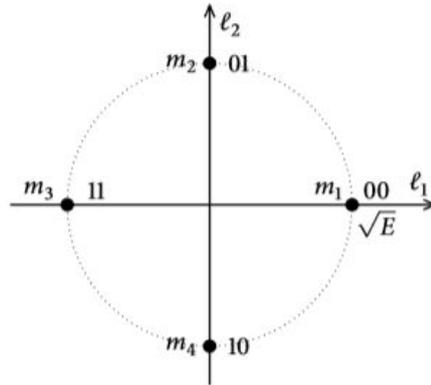


Figura 3.2 Constelación Q-PSK.

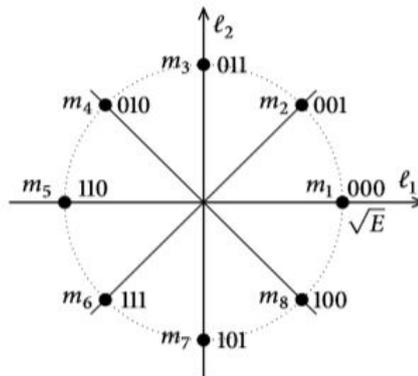


Figura 3.3 Constelación 8-PSK.

3.2.2 Modulación de amplitud en cuadratura (QAM)

Es una generalización tanto del esquema anterior como del PAM (Modulación por amplitud de pulsos), ya que la información se encuentra en la amplitud (PAM) y en la fase (PSK) de la señal sinusoidal.

En una modulación QAM, las M señales *paso de banda* transmitidas pueden representarse en la forma:

$$\begin{aligned} s_i(t) &= R_i g(t) \cos(\omega_c t + \phi_i) \\ &= R_i \cos(\phi_i) g(t) \cos(\omega_c t) - R_i \sin(\phi_i) g(t) \sin(\omega_c t), i = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (3.7)$$

siendo $g(t)$ el pulso conformador.

Por inspección, tenemos la siguiente base del espacio de señal:

$$\begin{aligned} \phi_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{E_g}} g(t) \cos(\omega_c t), 0 \leq t \leq T \\ \phi_2(t) &= -\sqrt{\frac{2}{E_g}} g(t) \sin(\omega_c t), 0 \leq t \leq T \end{aligned} \quad (3.8)$$

Por tanto,

$$s_i(t) = R_i \sqrt{\frac{E_g}{2}} \cos(\phi_i) \phi_1(t) + R_i \sqrt{\frac{E_g}{2}} \sin(\phi_i) \phi_2(t), i = 1, \dots, M \quad (3.9)$$

La energía de cada señal transmitida $s_i(t)$ viene dada por:

$$E_i = \int_0^T s_i(t)^2 dt = R_i^2 \frac{E_g}{2}, \quad (3.10)$$

donde E_g es la energía del pulso conformador.

El espacio de señal tiene dimensión $N = 2$ y su vector es el siguiente:

$$s_i = \begin{bmatrix} R_i \sqrt{\frac{E_g}{2}} \cos(\phi_i) \\ R_i \sqrt{\frac{E_g}{2}} \sin(\phi_i) \end{bmatrix}, i = 1, \dots, M \quad (3.11)$$

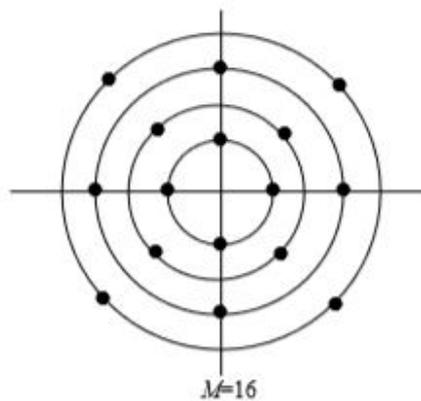


Figura 3.4 Constelación 16-QAM.

Existen múltiples constelaciones QAM diferentes. Un tipo de gran relevancia, debido a su sencillez, son las QAM rectangulares, ya que pueden ser consideradas como dos modulaciones PAM en cuadratura:

$$s_i(t) = a_{mI} g(t) \cos(\omega_c t) - a_{nQ} g(t) \sin(\omega_c t), i = 1, \dots, M \quad (3.12)$$

Los niveles de amplitud para cada una de la dos constelaciones, se eligen como

$$\begin{aligned} a_{mI} &= A(2m - 1 - M_1), m = 1, \dots, M_1 \\ a_{nQ} &= A(2n - 1 - M_2), n = 1, \dots, M_2 \end{aligned} \tag{3.13}$$

donde $M = M_1 \times M_2$

Finalmente, la energía promedio de la constelación, E_{av} , puede calcularse como

$$E_{av} = \frac{E_g A^2}{2 M} \sum_{m=1}^{M_1} \sum_{n=1}^{M_2} [(2m - 1 - M_1)^2 + (2n - 1 - M_2)^2] = \frac{E_g A^2 (M_1^2 + M_2^2 - 2)}{6} \tag{3.14}$$

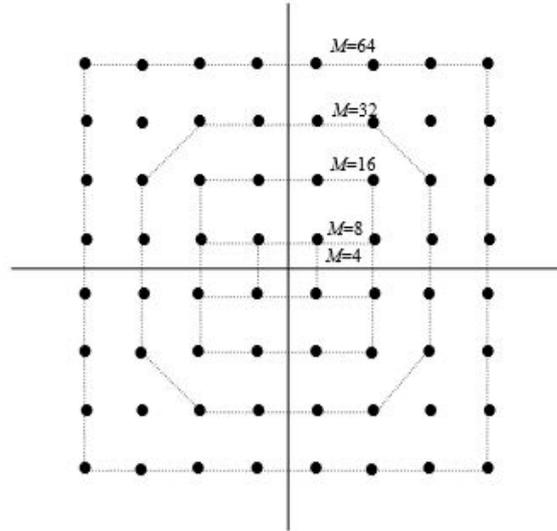


Figura 3.5 Constelaciones QAM rectangulares.

3.3 Modelos de canales de comunicación

Como vimos anteriormente, el canal de comunicación es uno de los elementos más importantes a tener en cuenta a la hora de diseñar un sistema de comunicación. Introduce una gran variedad de impedimentos que tendrán un carácter aleatorio, como son el ruido, la atenuación, el multitrayecto, la interferencia, el desvanecimiento, ..., que hacen que la señal recibida difiera de la transmitida. Por ello, es necesario establecer una serie de modelos matemáticos que nos permitan reflejar las características principales del canal en cuestión.

A continuación, vemos dos modelos de canal de gran relevancia que serán utilizados a lo largo de este trabajo.

3.3.1 Canal AWGN (Ruido blanco gaussiano aditivo)

Es el modelo matemático más simple que podemos encontrar, puesto que el canal solo supone la adición de un proceso de ruido gaussiano blanco a la señal transmitida. Como vemos en la Figura 3.6, podemos describirlo matemáticamente como:

$$r(t) = s(t) + n(t), \tag{3.15}$$

donde $r(t)$ es la señal recibida, $s(t)$ la señal transmitida y $n(t)$ una función muestra de un proceso de ruido gaussiano blanco de media 0 y densidad espectral de potencia $N_0/2$.

A pesar de las limitaciones que parece tener este modelo debido a su sencillez, es muy utilizado tanto en la práctica como desde un punto de vista teórico. El ruido es el efecto más importante que introduce el canal y nos limita a la hora de diseñar un sistema de comunicación. Mediante este modelo, podemos ver el comportamiento del sistema en presencia únicamente de ruido, sin tener en cuenta interferencias, desvanecimientos, ..., y así mejorar nuestro conocimiento acerca de su influencia en el sistema.

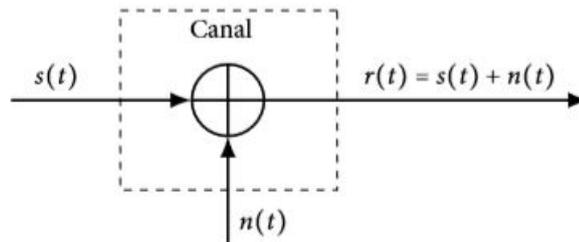


Figura 3.6 Modelo de un canal AWGN.

3.3.2 Canal multitrayecto variable en el tiempo

Es el modelo que sigue el canal inalámbrico en comunicaciones móviles. En él, la señal llega al receptor por múltiples trayectorias, cada una con sus características de atenuación, retardo, ... Además, estas características no son constantes a lo largo del tiempo e incluso el número de trayectorias para instantes diferentes puede cambiar.

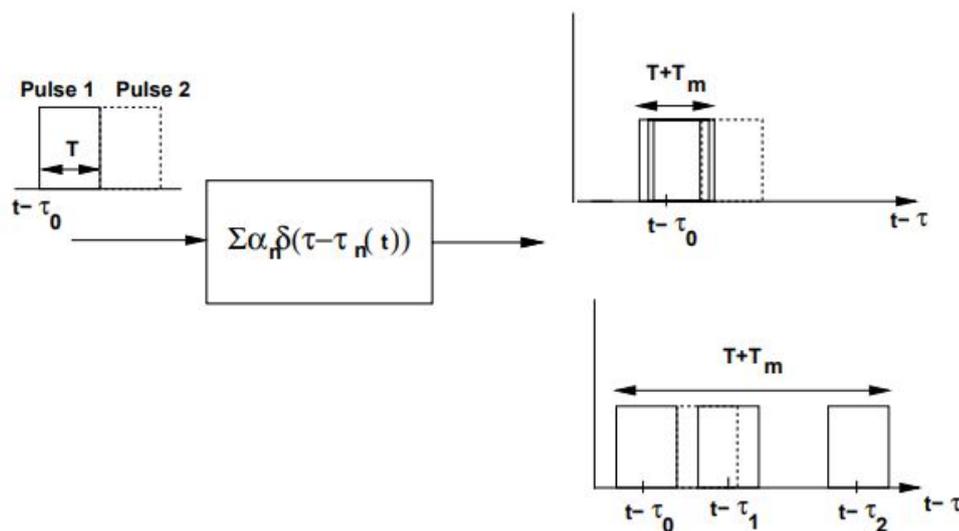


Figura 3.7 Resolución multitrayecto.

Debido al efecto del multitrayecto, cuando transmitimos una señal de longitud T la correspondiente señal recibida tendrá una longitud mayor, $T + T_m$, donde T_m es la dispersión del retardo multitrayecto. Según sea la longitud de esta dispersión del retardo respecto a la longitud de la señal transmitida podemos tener dos casos diferentes:

- Si $T_m \ll T$ las distintas componentes multitrayecto serán recibidas prácticamente unas encima de otras. Esto provocará que haya pequeños desvanecimientos en el pulso, debido a las interferencias constructivas y destructivas que se producirán entre dichas componentes. Además el pulso sufrirá una cierta dispersión, aunque sea pequeña, lo que hará que interfiera levemente en el siguiente pulso transmitido. Este efecto es lo que se conoce como interferencia entre símbolos (ISI) y, en este caso, no será imprescindible combatirla, aunque limitará el régimen binario del sistema.
- Si $T_m \gg T$ las distintas componentes multitrayecto podrán ser diferenciadas con gran exactitud y la interferencia entre ellas será mínima o incluso inexistente. Sin embargo, debido a la gran longitud de la señal recibida respecto a la transmitida, los pulsos transmitidos posteriormente serán interferidos de forma notable, es decir, la ISI afectará gravemente al sistema y será necesario utilizar técnicas para mitigarla.

Respuesta impulsiva del canal

Consideramos la siguiente señal transmitida:

$$s(t) = \Re [u(t)e^{j2\pi f_c t}] = s_I(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_c t), \quad (3.16)$$

donde $u(t) = s_I(t) + js_Q(t)$ es la envolvente compleja de $s(t)$ y f_c la frecuencia de la portadora.

La correspondiente señal recibida, suponiendo ausencia de ruido, viene dada por:

$$r(t) = \Re \left[\sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) u(t - \tau_n(t)) e^{j(2\pi f_c(t - \tau_n(t)) + \phi_{D_n}(t))} \right], \quad (3.17)$$

donde $N(t)$ es el número de multitrayectos (siendo $n = 0$ el trayecto de visión directa (LoS)) y $\alpha_n(t)$, $\tau_n(t)$ y $\phi_{D_n}(t)$, la amplitud, el desplazamiento de fase Doppler y el retardo del trayecto n -ésimo, respectivamente.

Definiendo $\phi_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t) - \phi_{D_n}(t)$, tenemos la siguiente ecuación simplificada para la señal recibida:

$$r(t) = \Re \left(\left[\sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) e^{-j\phi_n(t)} u(t - \tau_n(t)) \right] e^{j2\pi f_c t} \right) \quad (3.18)$$

Por otra parte, sabemos que $r(t)$ es la convolución, con su posterior subida en frecuencia, del equivalente paso de baja de la señal transmitida, $u(t)$, y el equivalente paso de baja correspondiente a la respuesta al impulso del canal, $c(\tau, t)$:

$$r(t) = \Re \left(\left[\int_{-\infty}^{\infty} c(\tau, t) u(t - \tau) d\tau \right] e^{j2\pi f_c t} \right) \quad (3.19)$$

De las ecuaciones (3.18) y (3.19) observamos que

$$c(\tau, t) = \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) e^{-j\phi_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)), \quad (3.20)$$

siendo $c(\tau, t)$ el equivalente paso de baja de la respuesta del canal en el instante t para un impulso transmitido en el instante $t - \tau$.

La respuesta al impulso dada por la ecuación (3.20) es, en general, una respuesta aleatoria, ya que el número de trayectorias y las características de cada una de ellas también lo son. Por tanto, debemos caracterizar el canal desde un punto de vista estadístico y para ello utilizamos su función de autocorrelación:

$$A_c(\tau_1, \tau_2; t, t + \Delta t) = E[c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (3.21)$$

Puesto que el canal presente en comunicaciones móviles puede ser modelado como un canal WSSUS (Wide-Sense Stationarity with Uncorrelated Scattering), podemos realizar la siguiente aproximación:

$$E[c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] = A_c(\tau_1; \Delta t) \delta[\tau_1 - \tau_2] = A_c(\tau; \Delta t) \quad (3.22)$$

A partir de ello podemos obtener múltiples características de este tipo de canales, como veremos a continuación.

Perfil potencia retardo

El perfil potencia retardo $A_c(\tau)$ se define como la autocorrelación (3.22) cuando $\Delta t = 0$, es decir, $A_c(\tau) = A_c(\tau, 0)$. Desde un punto de vista físico, representa la potencia media asociada para un retardo multitrayecto dado y puede ser medido de una forma sencilla experimentalmente.

Tanto el valor medio (μ_{T_m}) como el valor eficaz (σ_{T_m}) de la dispersión del retardo pueden definirse en función de $A_c(\tau)$ de la siguiente manera:

$$\mu_{T_m} = \frac{\int_0^{\infty} \tau A_c(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} A_c(\tau) d\tau} \quad (3.23)$$

$$\sigma_{T_m} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \mu_{T_m})^2 A_c(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} A_c(\tau) d\tau}} \quad (3.24)$$

Ancho de banda de coherencia

Análogamente a lo realizado en el dominio del tiempo, el canal también puede ser caracterizado en el dominio de la frecuencia mediante el uso de la transformada de Fourier. Por tanto, a partir de $A_c(\tau)$ tenemos la autocorrelación en el dominio de la frecuencia:

$$A_C(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} A_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau}(\tau) d\tau \quad (3.25)$$

Como $A_c(\tau)$ es una función real, su transformada de Fourier $A_C(\Delta f)$ es simétrica. La frecuencia B_c en la cual $A_C(\Delta f) \approx 0$ para todo $\Delta f > B_c$ es lo que denominamos ancho de banda de coherencia. Este parámetro nos da una medida del ancho de banda a partir del cual la dispersión empieza a ser apreciable.

Si transmitimos una señal de banda estrecha con ancho de banda B y se cumple que $B \ll B_c$, entonces la respuesta del canal es aproximadamente la misma a lo largo de todo el ancho de banda de la señal. Esto es lo que conocemos como desvanecimiento plano y la interferencia entre símbolos (ISI) es despreciable.

Por el contrario, cuando el ancho de banda de la señal transmitida $B \gg B_c$, la respuesta del canal no permanece constante a lo largo de todo B y se produce un desvanecimiento selectivo en frecuencia. En este caso la ISI toma relevancia y es necesario adoptar soluciones que permitan reducirla, como pueden ser las modulaciones multiportadora o el espectro expandido.

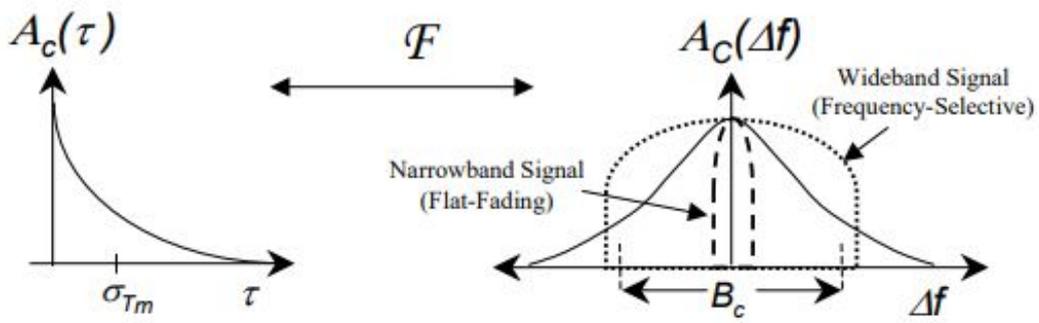


Figura 3.8 Perfil potencia retardo, valor eficaz de la dispersión del retardo y ancho de banda de coherencia.

4 Modulación OFDM

La modulación OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) es un esquema de modulación multiportadora de gran relevancia en Comunicaciones Digitales. Ya fue utilizada en la cuarta generación de Comunicaciones Móviles en su forma de acceso múltiple (OFDMA) para el enlace descendente y continúa como una de las bases de la investigación para la nueva generación. En este capítulo comenzaremos desarrollando la modulación OFDM "clásica", para finalmente ver algunas de las nuevas propuestas que pueden ser utilizadas en 5G.

4.1 Introducción

Las modulaciones multiportadora surgen, entre otros aspectos, con el objetivo de hacer un uso más eficiente del ancho de banda cuando tenemos canales con distorsión. Para este tipo de canales, el uso de modulaciones de una sola portadora presenta un gran inconveniente, ya que, generalmente, la dispersión temporal del canal suele ser mucho mayor que el tiempo de símbolo de la transmisión, lo cual causa interferencia entre símbolos (ISI). Esta ISI produce una degradación de la señal transmitida y hace necesario el empleo de un ecualizador de canal en el receptor, para compensar dichos efectos. La complejidad del sistema aumenta y se buscan alternativas, las modulaciones multiportadora.

Dado un canal con distorsión, dividimos el ancho de banda disponible en un número de subcanales iguales, tales que su ancho de banda sea lo suficientemente estrecho para que se pueda considerar la respuesta de cada subcanal prácticamente ideal. De esta forma, tenemos $K = W/\Delta f$ subcanales disponibles, siendo W el ancho de banda total de transmisión y Δf el ancho de banda de cada subcanal. En cada uno de ellos se puede transmitir simultáneamente (diferente información y codificación si se quiere), por tanto, se trata de un esquema de multiplexación por división en frecuencia (FDM).

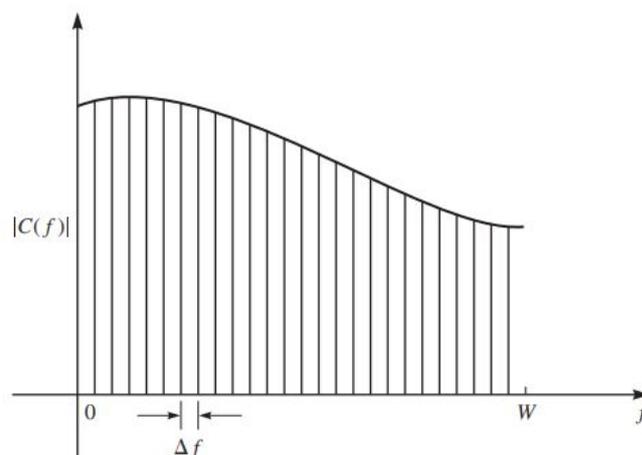


Figura 4.1 Subdivisión de un canal de ancho de banda W en K subcanales de ancho Δf .

Para cada subcanal, asociamos una portadora

$$x_k(t) = \cos(2\pi f_k t), k = 0, 1, \dots, K - 1, \quad (4.1)$$

donde f_k es la frecuencia central del subcanal k -ésimo. Seleccionando una tasa de símbolos $1/T$ en cada uno de los subcanales igual a la separación Δf entre subportadoras adyacentes, las subportadoras son ortogonales durante el tiempo de símbolo T , independientemente de la fase relativa entre ellas. Es decir,

$$\int_0^T \cos(2\pi f_k t + \phi_k) \cos(2\pi f_j t + \phi_j) dt = 0, \quad (4.2)$$

donde $f_k - f_j = n/T, n = 1, 2, \dots$, independientemente de los valores de ϕ_k y ϕ_j . Esto es lo que conocemos como OFDM.

4.2 Modulación y demodulación en un sistema OFDM

En un sistema OFDM con K subcanales, las frecuencias de las subportadoras son $\cos(2\pi f_k t), 0 \leq k \leq K - 1$, donde las subportadoras adyacentes están separadas por $\Delta f = f_{k+1} - f_k = 1/T$, siendo T el tiempo de símbolo. Generalmente, las subportadoras son moduladas con una M-PSK o una M-QAM.

En nuestro caso, suponemos que modulamos M-QAM (ver ecuación (3.12), donde $g(t) = \sqrt{2/T}, 0 \leq t \leq T$). Por tanto, la señal de la subportadora k -ésima viene dada por

$$\begin{aligned} u_k(t) &= \sqrt{\frac{2}{T}} A_{kc} \cos(2\pi f_k t) + \sqrt{\frac{2}{T}} A_{ks} \sin(2\pi f_k t) \\ &= \Re \left[\sqrt{\frac{2}{T}} A_k e^{j\theta_k} e^{j2\pi f_k t} \right] \\ &= \Re \left[\sqrt{\frac{2}{T}} X_k e^{j2\pi f_k t} \right], \end{aligned} \quad (4.3)$$

siendo $X_k = A_k e^{j\theta_k}$ el símbolo correspondiente de la constelación QAM transmitido en la subportadora k -ésima, $A_k = \sqrt{A_{kc}^2 + A_{ks}^2}$, y $\theta_k = \tan^{-1}(A_{ks}/A_{kc})$.

Cuando tenemos un número de subcanales grande y, como consecuencia, su correspondiente ancho de banda es suficientemente estrecho, cada subcanal se puede modelar como una respuesta en frecuencia fija $C(f_k), k = 0, 1, \dots, K - 1$, de la forma

$$C(f_k) = C_k = |C_k| e^{j\phi_k} \quad (4.4)$$

Así que, la señal recibida para el subcanal k -ésimo viene dada por:

$$\begin{aligned} r_k(t) &= \sqrt{\frac{2}{T}} |C_k| A_{kc} \cos(2\pi f_k t + \phi_k) + \sqrt{\frac{2}{T}} |C_k| A_{ks} \sin(2\pi f_k t + \phi_k) + n_k(t) \\ &= \Re \left[\sqrt{\frac{2}{T}} C_k X_k e^{j2\pi f_k t} \right] + n_k(t), \end{aligned} \quad (4.5)$$

donde $n_k(t)$ es el ruido aditivo en el k -ésimo subcanal. Suponemos que es un ruido gaussiano de media cero y plano en frecuencia para el subcanal en cuestión.

Para demodular la señal recibida, realizamos la correlación cruzada de $r_k(t)$ con las dos funciones bases

$$\begin{aligned} \psi_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_k t + \phi_k), 0 \leq t \leq T \\ \psi_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_k t + \phi_k), 0 \leq t \leq T \end{aligned} \quad (4.6)$$

y muestreamos su salida en $t = T$. Para ello, consideramos que tanto $|C_k|$ como ϕ_k son conocidos en el receptor. Así, tenemos el vector de señal recibido

$$y_k = (|C_k|A_{kc} + \eta_{kr}, |C_k|A_{ks} + \eta_{ki}), \quad (4.7)$$

el cual también podemos expresar en forma compleja como

$$Y_k = |C_k|X_k + \eta_k, \quad (4.8)$$

siendo $\eta_k = \eta_{kr} + j\eta_{ki}$ el vector que representa el ruido aditivo. Finalmente, eliminamos el factor de escalado producido por la ganancia del canal, obteniendo la variable normalizada

$$Y'_k = X_k + \eta'_k, \quad (4.9)$$

que es la que pasamos al detector.

Como vemos, con este sistema necesitamos $2K$ correladores o sus $2K$ filtros adaptados correspondientes para demodular todos los subcanales, además de $2K$ filtros en paralelo en el transmisor. Esto supone un gran inconveniente a la hora de realizar su implementación práctica y, para ello, tenemos una solución basada en la transformada discreta de Fourier (DFT) que veremos en el siguiente apartado.

4.3 Sistema OFDM implementado mediante el algoritmo FFT

Los bancos de filtros vistos anteriormente, tanto para generar la señal transmitida como para demodular la recibida, son equivalentes al cálculo de la transformada discreta de Fourier (DFT) y su inversa (IDFT). Desde el desarrollo del algoritmo de la transformada rápida de Fourier (FFT), con el cual podemos calcular la DFT de una forma muy eficiente computacionalmente, este sistema de OFDM se ha impuesto en la práctica para valores de K suficientemente grandes.

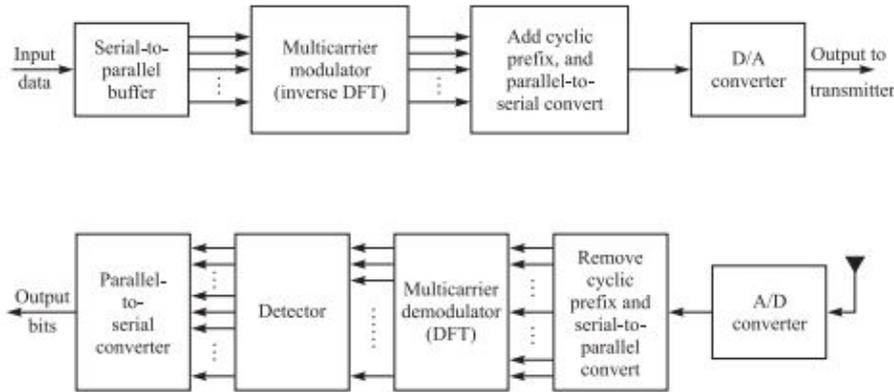


Figura 4.2 Diagrama de bloques de un sistema OFDM implementado mediante FFT.

En la Figura 4.2 vemos el diagrama de bloques básico de este sistema. Primero, subdividimos los datos de entrada en tramas de B_f bits. Dentro de cada trama, cada uno de estos B_f bits son repartidos en los K subcanales disponibles, correspondiendo b_i bits para el subcanal i -ésimo, es decir,

$$\sum_{i=0}^{K-1} b_i = B_f. \quad (4.10)$$

Todos los subcanales trabajan a la misma tasa de símbolo $1/T$, pero sus constelaciones QAM pueden ser diferentes. Para el subcanal i -ésimo, tenemos $M_i = 2^{b_i}$ símbolos posibles.

Denominamos $X_k, k = 0, 1, K - 1$ a los símbolos generados en cada subcanal. El siguiente paso es modular dichos símbolos, para lo cual empleamos la IDFT. Si realizamos la IDFT de K puntos, obtenemos una secuencia de valores complejos en el tiempo y, por tanto, no podemos transmitirla. Para evitar esto, creamos

$N = 2K$ símbolos de información de la siguiente forma:

$$X_{N-k} = X_k^*, k = 1, 2, \dots, K-1 \quad (4.11)$$

$$X_0' = \Re[X_0] \quad (4.12)$$

$$X_K = \Im[X_0] \quad (4.13)$$

La nueva secuencia de símbolos, a la que llamamos $X_k', k = 0, 1, \dots, N-1$, sí produce una secuencia real cuando realizamos la IDFT de N puntos, que puede expresarse como

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k' e^{j2\pi nk/N}, n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (4.14)$$

donde $1/\sqrt{N}$ es un factor de escalado. Esta secuencia $x_n, 0 \leq n \leq N-1$ corresponde con la versión muestreada de la señal OFDM $x(t)$ en los instantes $t = nT/N, n = 0, 1, \dots, N-1$, puesto que

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k' e^{j2\pi kt/T}, 0 \leq t \leq T, \quad (4.15)$$

De la ecuación (4.15) podemos concluir que las frecuencias de las subportadoras son $f_k = k/T, k = 0, 1, \dots, K-1$. La señal $x(t)$ es transmitida al canal y en el receptor obtenemos

$$r(t) = x(t) * c(t) + n(t), \quad (4.16)$$

donde $c(t)$ es la respuesta al impulso del canal.

Desde el punto de vista del dominio de la frecuencia, el canal tiene la siguiente respuesta a las frecuencias de las subportadoras:

$$C_k = C \left(\frac{2\pi k}{N} \right) = \sum_{n=0}^m c_n e^{-j2\pi nk/N}, k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (4.17)$$

donde $m+1$ es el número de muestras de la respuesta al impulso del canal.

Finalmente, suponiendo que ya hemos eliminado la ISI, tenemos la secuencia de símbolos demodulada

$$Y_k = |C_k| X_k' + \eta_k, k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (4.18)$$

donde Y_k es la salida de la DFT de N puntos y η_k el vector que representa el ruido aditivo.

4.4 Características de la modulación OFDM

Para combatir los efectos del canal multitrayecto, OFDM utiliza el denominado prefijo cíclico (CP). Este CP consiste en añadir delante de cada símbolo OFDM una copia de las N_{CP} últimas muestras del propio símbolo, por lo que el nuevo símbolo aumenta su longitud de N a $N + N_{CP}$ muestras.

Estableciendo la longitud del CP mayor que la longitud de la respuesta impulsiva del canal se garantiza la eliminación de la ISI puesto que esta solo interferirá, como mucho, a las N_{CP} primeras muestras del siguiente símbolo transmitido, las cuales podrán ser eliminadas en el lado del receptor sin ninguna pérdida de información. Además, permite garantizar la ortogonalidad de las distintas subportadoras tras propagarse por el canal evitando que se produzca interferencia entre ellas (ICI).

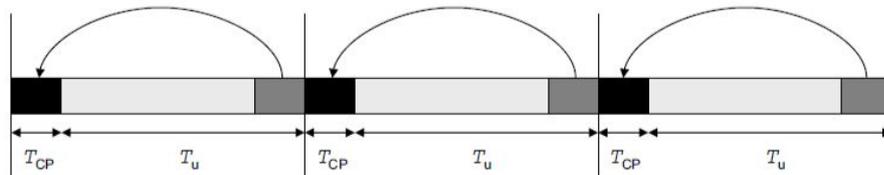


Figura 4.3 Prefijo cíclico.

Sin embargo, la inserción del prefijo cíclico tiene sus inconvenientes, ya que disminuye la eficiencia espectral de la modulación. Esto se debe a que parte de la energía transmitida de la señal está dedicada a enviar los bits correspondientes a dicho prefijo cíclico, en lugar de a enviar una mayor cantidad de bits de información útiles.

Otra característica importante de OFDM es el alto PAR (Peak to average power ratio) que presenta. Este parámetro nos da una relación entre el mayor valor de potencia y la potencia media de la señal. Al ser elevado dificulta el diseño del amplificador de potencia, puesto que este debe contar con un amplio rango de operación lineal que contenga a todos los posibles valores de potencia de la señal. Sino fuese así, los valores más altos podrían llevar al amplificador a operar en su zona no lineal, con la distorsión que ello produce.

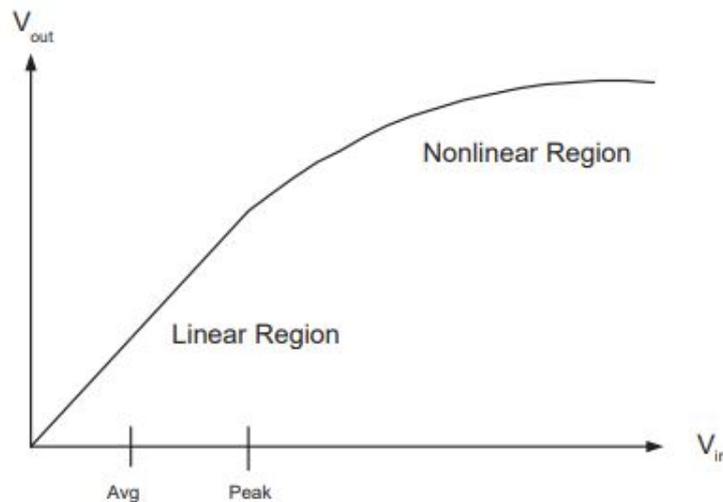


Figura 4.4 Respuesta típica de un amplificador de potencia.

La sincronización también es un factor clave para el correcto funcionamiento de los sistemas OFDM. Estos sistemas son muy sensibles a los desajustes tanto en tiempo como en frecuencia, por lo que se requiere que los osciladores presentes en el sistema de comunicación estén perfectamente sincronizados. Si esto no ocurre, se pierde la ortogonalidad entre las subportadoras, lo cual produce ICI y el rendimiento del sistema decae.

La pérdida de la sincronización puede venir provocada por el propio ruido de fase de los osciladores, por el desplazamiento de frecuencia debido al efecto Doppler o por errores en el tiempo de sincronización, entre otros factores.

Por último, OFDM presenta el problema de una fuga OOB (Out of band) bastante alta. Esto quiere decir que existe un gran solape entre las señales transmitidas en bandas de frecuencias adyacentes, debido a la lenta caída de sus lóbulos laterales (ver Figura 4.5). Para evitar la distorsión que esto puede producir, es necesario introducir bandas de guarda que no son utilizadas para transmitir información, con la disminución de la eficiencia espectral que ello conlleva.

4.5 OFDM en 5G

OFDM ha sido adoptada en múltiples estándares de comunicaciones inalámbricas (como WiFi, WiMax, LTE) debido a las numerosas ventajas que proporciona: implementación eficiente mediante la FFT, resistencia al desvanecimiento multitrayecto gracias al CP, fácil adaptación para el uso de MIMO, etc.

Sin embargo, como hemos visto anteriormente, también presenta una serie de desventajas que hacen imposible su implementación en las redes 5G, como pueden ser la disminución de la eficiencia espectral debido al uso del CP, el alto PAR, la estricta sincronización del sistema o las grandes fugas OOB.

Por ello, se están investigando nuevas formas de onda que, aunque estén basadas en la OFDM tradicional, permitan mejorar sus prestaciones para así poder abordar todas las diferentes características requeridas para la nueva generación. Una de estas nuevas modulaciones es F-OFDM y la veremos en profundidad a continuación.

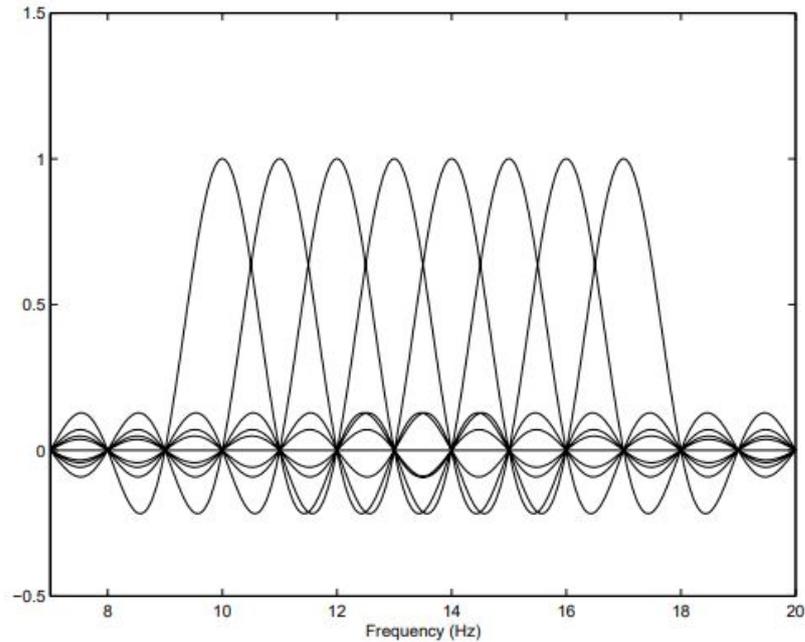


Figura 4.5 Superposición de las subportadoras OFDM.

4.6 F-OFDM (Filtered OFDM)

F-OFDM es una modulación basada en el filtrado subbanda. Esta modulación permite una mayor flexibilidad y capacidad de adaptación a los distintos escenarios que la OFDM clásica, por lo que se postula como una forma de onda candidata para 5G.

En un sistema F-OFDM el ancho de banda disponible es dividido en un cierto número de subbandas y, en cada una de ellas, se aplica la modulación OFDM, generando los símbolos correspondientes. Las características de OFDM para cada subbanda pueden ser diferentes, es decir: distinto número de subportadoras, prefijos cíclicos de diferente longitud, distinta modulación de los datos de entrada, etc. Esto produce una gran variedad de formas de onda presentes en el sistema y puede provocar la pérdida de la ortogonalidad entre las distintas subbandas, con la ICI que ello conlleva.

Para evitar este problema, F-OFDM propone la utilización de filtros subbanda. Cada señal OFDM correspondiente a cada subbanda es filtrada con un filtro específico para ella. Estos filtros son diseñados de la forma más precisa posible, para no introducir distorsión en la señal. Además, se establecen unas bandas de guarda entre las distintas subbandas que ayudan a combatir la ICI.

En la Figura 4.6 vemos el diagrama de bloques básico del transmisor F-OFDM:

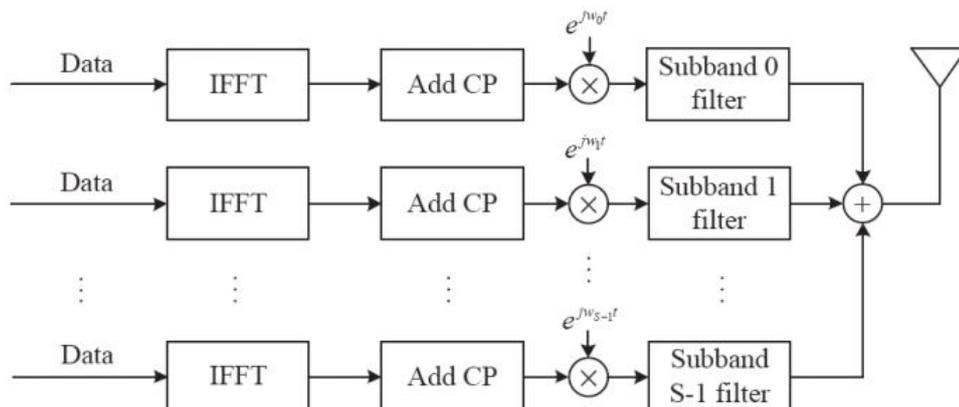


Figura 4.6 Transmisor F-OFDM.

Los datos de entrada de cada subbanda son modulados mediante PSK o QAM, igual que en OFDM, y distribuidos en las distintas subportadoras según convenga mediante el uso de un conversor serie-paralelo. En ellas se realiza la IDFT correspondiente a dichos datos, haciendo uso del algoritmo de la transformada rápida de Fourier para facilitar su implementación y, posteriormente, se añade el prefijo cíclico.

Una vez realizados los pasos anteriores es donde encontramos la principal innovación de F-OFDM. La señal OFDM generada individualmente en cada subbanda es filtrada también de forma individual, para lo cual hay que desplazar la frecuencia central de la señal a la frecuencia central del filtro subbanda en cuestión. Gracias al filtrado se disminuyen en gran medida las fugas OOB presentes en la modulación OFDM tradicional, es decir, el solapamiento entre las distintas subbandas es mucho menor, lo cual produce una mejora del rendimiento.

Evidentemente, la construcción de los distintos filtros hace que la complejidad del sistema F-OFDM sea mayor que la de OFDM, pero existen ya múltiples opciones que permiten implementarlos con una complejidad aceptable. La gran flexibilidad que aporta esta nueva modulación a la hora de configurar las distintas subbandas, permitiendo llevar a cabo distintas modulaciones OFDM en cada una, anchos de subbanda diferentes, incluso la posibilidad de que los filtros se pueden reconfigurar cada vez que se requiera, hacen de ella una forma de onda con gran potencial para su despliegue en 5G.

5 Otras modulaciones potenciales

Además de las nuevas formas de onda basadas en la mejora de OFDM de cara a su implementación en 5G, como la F-OFDM, otra serie de modulaciones están siendo investigadas para su posible aplicación en la nueva generación. Todas ellas tienen los mismos objetivos: aumento de la eficiencia espectral gracias a la reducción de las fugas OOB, requisitos de sincronización más relajados para poder trabajar en escenarios asíncronos y una mayor flexibilidad que permita adaptarse a los diversos requisitos de los múltiples tipos de usuarios existentes.

5.1 FBMC (Filter Bank Multicarrier)

FBMC es un esquema de modulación multiportadora mediante conformado de pulsos. En este tipo de esquemas se realiza un filtrado a cada subportadora que permite reducir en gran medida las fugas OOB y, con ello, mejorar la eficiencia espectral. Para conseguirlo, se requiere un procesamiento adicional en el sistema que hace que su complejidad sea mayor que la de OFDM tradicional.

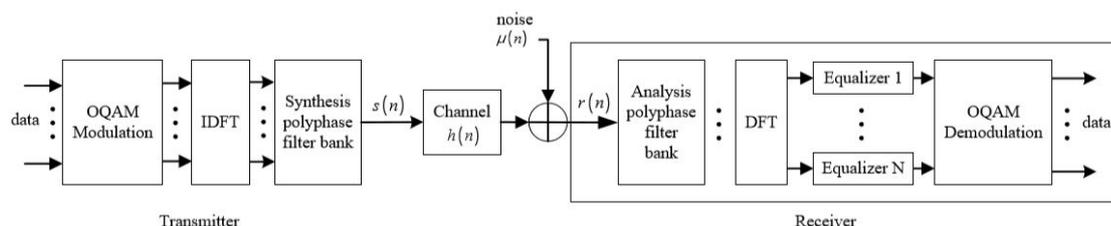


Figura 5.1 Modelo de sistema de comunicación FBMC.

Como vemos en la Figura 5.1, el sistema está basado en la IDFT/DFT y en los bancos de filtros polifase de síntesis/análisis, según estemos en el lado del transmisor o del receptor. Gracias a este procesamiento de señal, FBMC presenta numerosas ventajas respecto a OFDM.

Los lóbulos laterales están limitados en unas pocas subportadoras, es decir, su fuga OOB es pequeña, a diferencia de en OFDM donde la señal tenía grandes colas, y no se utiliza prefijo cíclico, aumentando de forma notable la eficiencia espectral del sistema. Además, se logra una excelente localización de las subportadoras en el dominio de la frecuencia, que hace a FBMC más robusta frente a los desajustes en tiempo y frecuencia y, por tanto, ideal para su utilización en escenarios asíncronos.

Para conseguir que la eficiencia espectral en FBMC sea lo mayor posible, se utiliza la modulación OQAM (Offset QAM). Esta modulación actúa de la siguiente forma: dado un símbolo QAM, con su parte real y compleja, el modulador OQAM separa ambas partes y las modula en símbolos consecutivos. Es decir, la secuencia de símbolos a la salida del OQAM tiene una estructura en la que se van alternando símbolos reales con símbolos complejos.

El principal problema de la modulación FBMC es la pérdida de ortogonalidad en el dominio complejo, lo cual da lugar a una interferencia intrínseca. Gracias al uso de OQAM, pueden diseñarse sistemas que solo transporten los datos útiles en una de las dos componentes (real o compleja) y así la interferencia puede ser cancelada en el receptor ignorando la parte que no transporte los datos.

No obstante, la interferencia intrínseca provoca numerosas dificultades a la hora de implementar el sistema en la práctica, ya que hay múltiples técnicas utilizadas en OFDM que no pueden ser aplicadas a estos sistemas (ciertos tipos de MIMO, técnicas de estimación de canal).

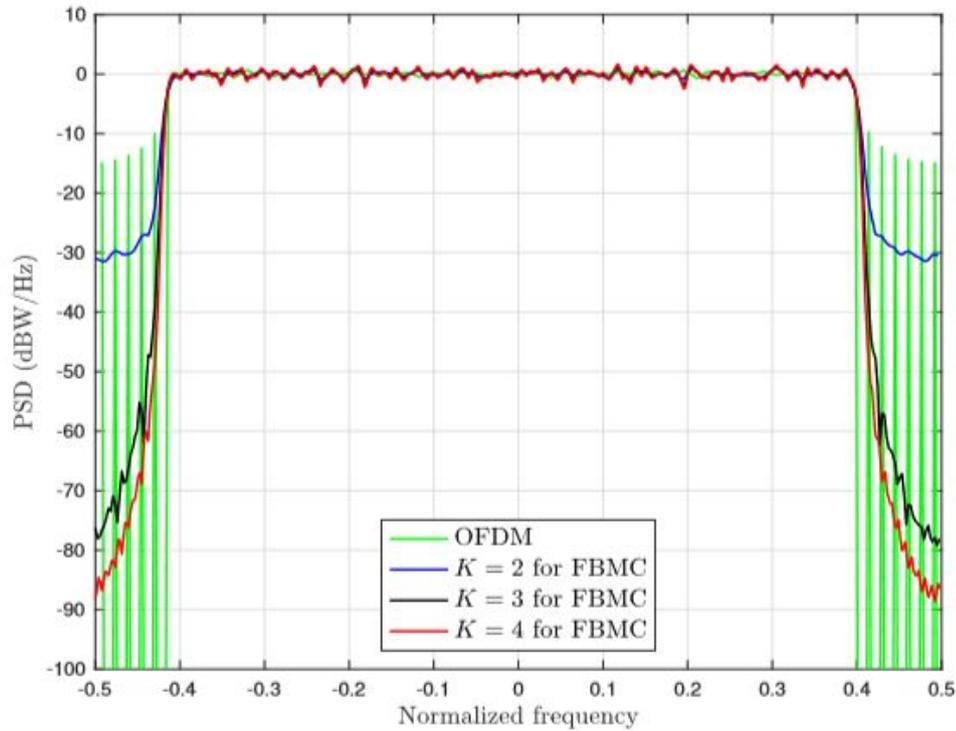


Figura 5.2 Comparativa de la densidad espectral de potencia de OFDM y FBMC para $N = 64$ subportadoras y distintos factores de solapamiento K .

5.2 GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing)

GFDM es también un esquema basado en el filtrado subportadora, al igual que FBMC. Su principal diferencia es que emplea filtros de desplazamiento circulares en lugar de lineales para realizar la conformación del pulso. Este tipo de filtros consiguen reducir las grandes fugas OOB incluso cuando hay una ausencia total de ortogonalidad entre las distintas subportadoras.

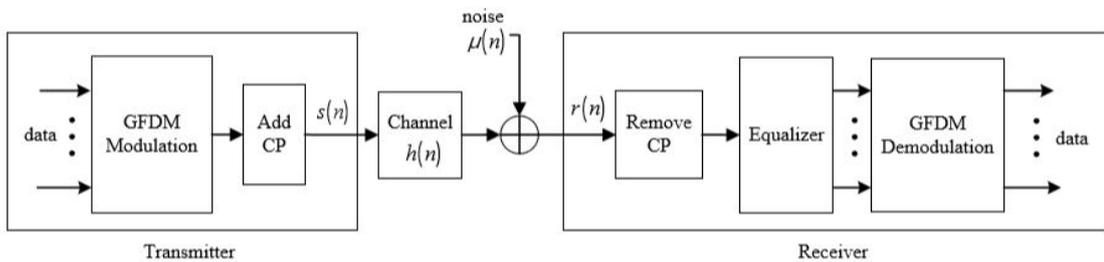


Figura 5.3 Modelo de sistema de comunicación GFDM.

OFDM puede ser visto como un caso particular de GFDM, donde las matrices utilizadas para la modulación y demodulación en GFDM son sustituidas por las correspondientes matrices de IDFT/DFT, y la ortogonalidad entre las distintas subportadoras es estricta. No obstante, la estructura general del transceptor GFDM difiere bastante de la del OFDM tradicional.

5.3 UFMC (Universal Filtered Multicarrier)

UFMC, al igual que F-OFDM, es una modulación basada en el filtrado subbanda. Sin embargo, en UFMC las subbandas tienen el mismo tamaño y el filtro utilizado es el mismo en cada una de ellas, pero desplazado a la frecuencia correspondiente.

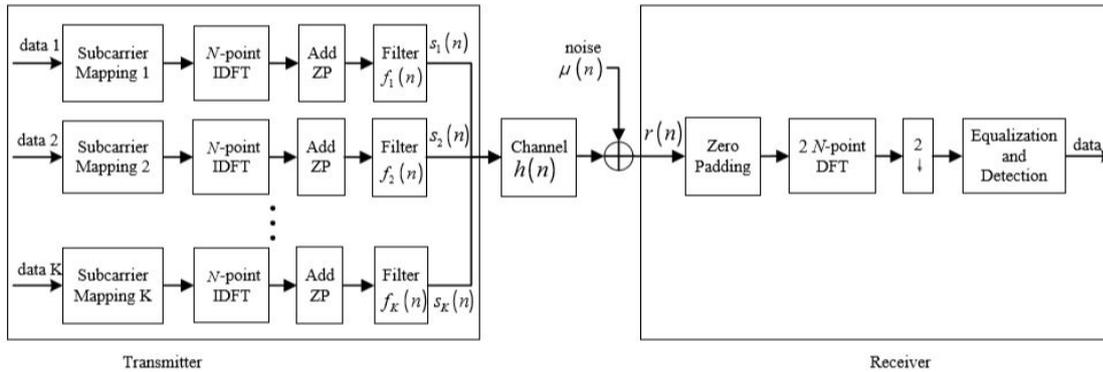


Figura 5.4 Modelo de sistema de comunicación UFMC.

Dentro de cada subbanda se aplica la modulación OFDM, pero sin la necesidad de prefijo cíclico. Al ser un filtrado subbanda y no subportadora, el ancho de banda del filtro es mucho mayor que el de las modulaciones basadas en la conformación del pulso (como FBMC y GFDM) y, consecuentemente, su longitud es mucho menor en el dominio del tiempo. Esto permite que la interferencia originada por las colas del filtro puedan ser fácilmente eliminadas utilizando un prefijo zero padding (ZP) con una adecuada longitud.

Por tanto, los símbolos UFMC recibidos tienen una longitud $N + N_g$, donde N es el número total de subportadoras presentes en el sistema y N_g la longitud del prefijo ZP. Para realizar la demodulación se utiliza una DFT de $2N$ puntos, por lo que es necesario volver a realizar ZP a la señal recibida para que alcance dicha longitud. Finalmente se lleva a cabo un diezmo que hace que solo las subportadoras pares sean tomadas en cuenta a la hora de realizar la detección.

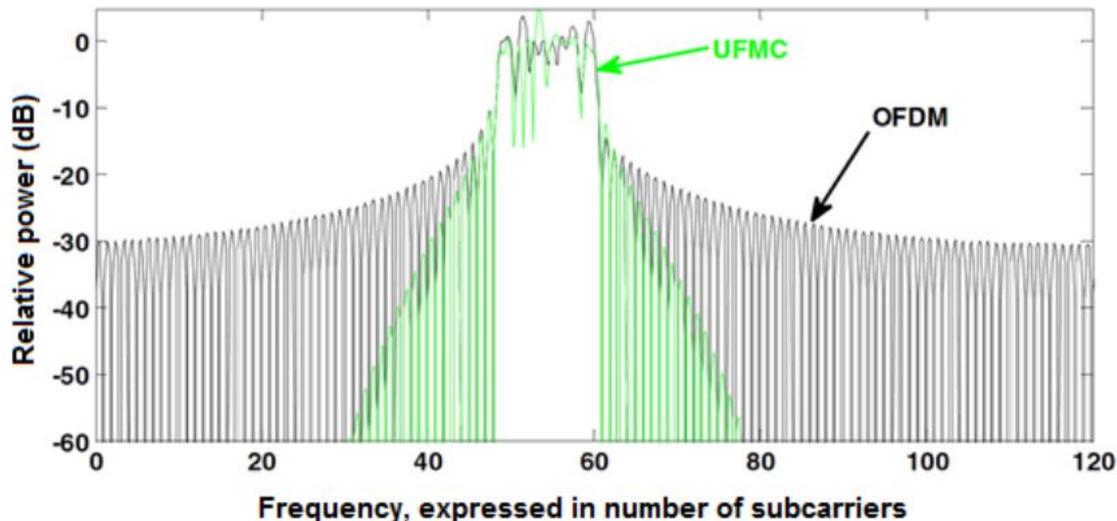


Figura 5.5 Comparativa de la densidad espectral de potencia de OFDM y UFMC.

6 Resultados experimentales

Para complementar el estudio de las distintas modulaciones y ver su comportamiento, se han llevado a cabo una serie de simulaciones que se exponen a continuación. Todas ellas han sido realizadas en MATLAB R2015a.

6.1 Sistema de comunicación OFDM

Comenzamos simulando un sistema de comunicaciones OFDM con el objetivo de calcular su probabilidad de error. El modelo utilizado para el canal de comunicación es AWGN.

Se ha decidido incluir las gráficas correspondientes tanto a la 16-QAM como a la QPSK por ser dos de las ya utilizadas en OFDMA para 4G. No obstante, en el Código 6.1 podemos configurar los diferentes parámetros para simular el sistema OFDM con otras características (número de subportadoras, prefijo cíclico, número de símbolos de la constelación, etc).

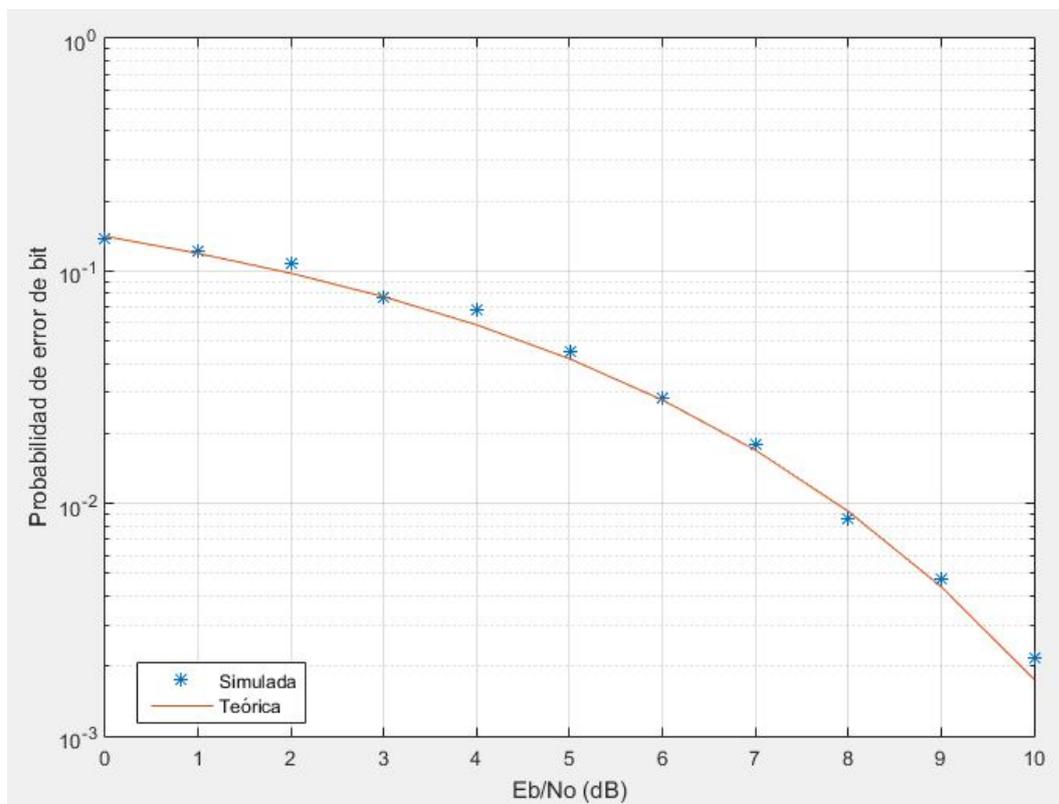


Figura 6.1 Probabilidad de error de bit 16-QAM.

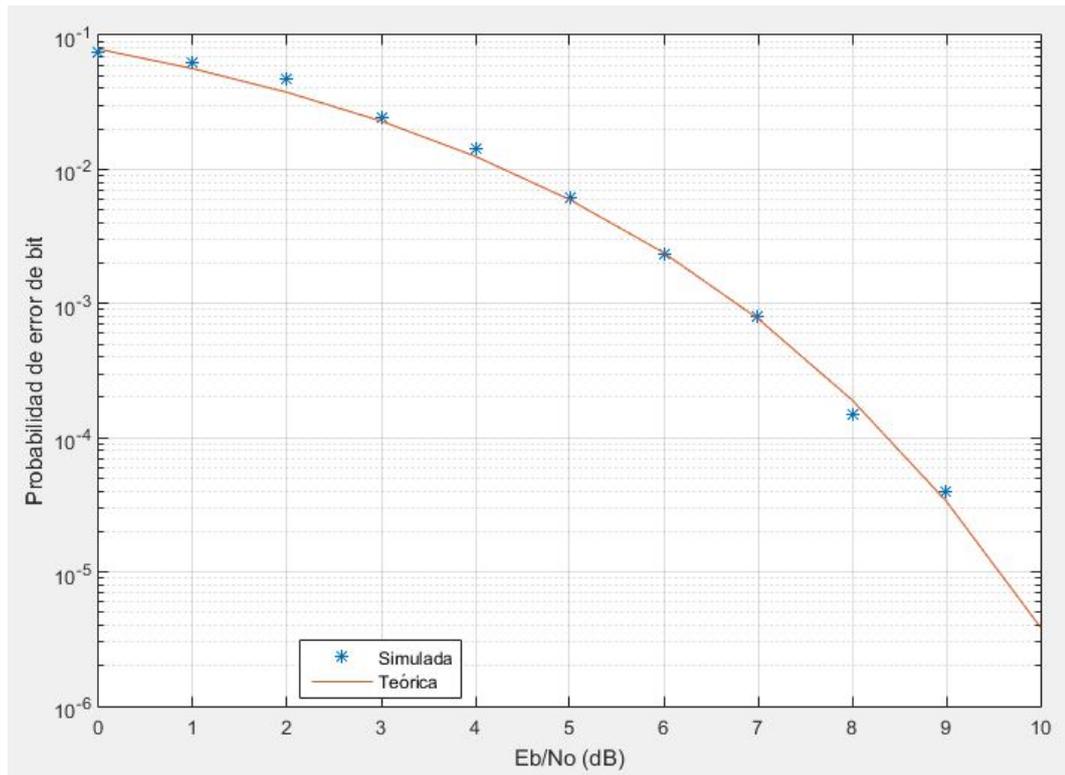


Figura 6.2 Probabilidad de error de bit QPSK.

Código 6.1 Sistema de comunicación OFDM.

```

Nb=1e5;           % Número máximo de bits transmitidos
Ne=100;          % Número máximo de bits erróneos
NFFT=256;        % Número de puntos FFT
N=128;           % Número de portadoras de datos
CP=32;           % Prefijo cíclico

M=16;            % Número de símbolos
k=log2(M);       % Número de bits por símbolo

% Modulador y demodulador QPSK
%modqpsk=comm.QPSKModulator('BitInput',true);
%demodqpsk=comm.QPSKDemodulator('BitOutput',true);

% Modulador y demodulador QAM rectangular
modqam=comm.RectangularQAMModulator('ModulationOrder',M,'BitInput',true,'
    NormalizationMethod','Average power');
demodqam=comm.RectangularQAMDemodulator('ModulationOrder',M,'BitOutput',true,'
    NormalizationMethod','Average power');

% Objeto con el que se calculará la probabilidad de error
errorRate=comm.ErrorRate('ResetInputPort',true);

EbNo=(0:10)';
SNRVec=EbNo+10*log10(k)+10*log10(N/NFFT); % Relación señal a ruido en dB

% Vector donde se almacenará la probabilidad de error de bit
Pb=zeros(length(EbNo),3);

```

```

% Vector donde se almacenarán las estadísticas del calculador de error
errorStats=zeros(1,3);

% Simulación del sistema de comunicaciones para distintos valores de Eb/No
for m = 1:length(EbNo)
    SNR=SNRVec(m);

    while errorStats(2) <= Ne && errorStats(3) <= Nb
        datosIn=randi([0 1],k*N,1);      % Generamos los datos transmitidos
        % Para QPSK: qpskTx=step(modqpsk,datosIn);
        qamTx=step(modqam,datosIn);      % Modulamos QAM

        % Realizamos la modulación OFDM a los símbolos QAM incorporando las
        % bandas de guarda
        offset=(NFFT-N)/2;
        ofdmIn=[zeros(offset,1);qamTx;zeros(NFFT-offset-N,1)];
        ofdmOut=ifft(fftshift(ofdmIn));

        % Añadimos el prefijo cíclico
        ofdmTx=[ofdmOut(end-CP+1:end);ofdmOut];

        % Señal recibida tras pasar por el canal
        rxSig=awgn(ofdmTx,SNR,'measured');

        % Eliminamos el prefijo cíclico
        rxsinCP=rxSig(CP+1:end);

        % Hacemos la FFT
        rxsimbolos=fftshift(fft(rxsinCP));

        % Subportadoras de datos
        datosmod=rxsimbolos(offset+(1:N));

        % Secuencia de datos a la salida del sistema
        % Para QPSK: step(demodqpsk,datosmod);
        datosOut = step(demodqam,datosmod);
        % Cálculo de la probabilidad de error
        errorStats = step(errorRate,datosIn,datosOut,0);
    end

    Pb(m,:) = errorStats;
% Reseteamos el calculador de error
    errorStats = step(errorRate,datosIn,datosOut,1);
end

% Probabilidad de error de bit teórica
% Para QPSK: Pbteorica=berawgn(EbNo,'psk',M,'nondiff');
Pbteorica= berawgn(EbNo,'qam',M);

% Dibujamos las gráficas correspondientes a la probabilidad de error de bit
% tanto simulada como teórica
figure
semilogy(EbNo,Pb(:,1),'*')
hold on
semilogy(EbNo,Pbteorica)
legend('Simulada','Teórica','Location','Best')
xlabel('Eb/No (dB)')

```

```
ylabel('Probabilidad de error de bit')
grid on
hold off
```

6.2 Densidad espectral de potencia

Aquí procedemos a comparar la densidad espectral de potencia de OFDM y F-OFDM. La modulación utilizada es la 64-QAM (aunque podemos modificarlo en el Código 6.2, junto con el resto de parámetros) y se ha utilizado la misma secuencia de información a la entrada en ambos casos, para así poder realizar la comparación con mayor precisión.

Código 6.2 Densidad espectral de potencia de OFDM y F-OFDM.

```
NFFT=2048;           % Número de puntos FFT
Nsubband=60;        % Número de subbandas
Nsubport=20;        % Número de subportadoras por subbanda
N=Nsubband*Nsubport; % Número total de subportadoras de datos
CP=150;             % Prefijo cíclico

M=64;               % Número de símbolos QAM
k=log2(M);          % Número de bits por símbolo

toneOffset = 2.5;   % Offset utilizado para el diseño del filtro
L=1025;             % Longitud del filtro (orden del filtro+1)

%Modulador QAM
modqam=comm.RectangularQAMModulator('ModulationOrder',M,'BitInput',true,'
    NormalizationMethod','Average power');

% Generamos los datos transmitidos y los modulamos QAM
datosIn=randi([0 1],k*N,1);
qamTx=step(modqam,datosIn);

% Realizamos la modulación OFDM a los símbolos QAM incorporando las bandas de
guarda
offset=(NFFT-N)/2;
ofdmIn=[zeros(offset,1);qamTx;zeros(NFFT-offset-N,1)];
ofdmOut=ifft(iffshift(ofdmIn));

% Añadimos el prefijo cíclico
ofdmTx=[ofdmOut(end-CP+1:end);ofdmOut];

% Finalmente representamos la densidad espectral de potencia para OFDM
[psd,f] = periodogram(ofdmTx,rectwin(length(ofdmTx)),NFFT*2,1, 'centered');
plot(f,10*log10(psd));
grid on
axis([-0.5 0.5 -100 -20]);
xlabel('Frecuencia normalizada');
ylabel('PSD (dBW/Hz)')
title(['OFDM, ' num2str(N) ' Subportadoras'])

% Creación del filtro para F-OFDM
halfFilt=floor(L/2);
n=-halfFilt:halfFilt;
% Filtro prototipo sinc
```

```

pb=sinc((N+2*toneOffset).*n./NFFT);
%Ventana utilizada para truncar el filtro
w=(0.5*(1+cos(2*pi.*n/(L-1)))).^0.6;
% Coeficientes del filtro paso de baja normalizado
fnum=(pb.*w)/sum(pb.*w);

% Respuesta al impulso del filtro
h=fvtool(fnum, 'Analysis', 'impulse','NormalizedFrequency', 'off', 'Fs', 15.36
e6);
h.CurrentAxes.XLabel.String='Tiempo (\mus)';
h.FigureToolbar='off';

% Objeto generado a partir de los coeficientes del filtro que usaremos para el
filtrado
filtro=dsp.FIRFilter('Structure','Direct form symmetric','Numerator',fnum);
% Aplicamos el filtro a la señal OFDM introduciendo el correspondiente ZP
fofdmTx=step(filtro,[ofdmTx;zeros(L-1,1)]);

% Representamos la densidad espectral de potencia para F-OFDM
[psd,f]=periodogram(fofdmTx,rectwin(length(fofdmTx)),NFFT*2,1,'centered');
plot(f,10*log10(psd));
grid on
axis([-0.5 0.5 -200 -20]);
xlabel('Frecuencia normalizada');
ylabel('PSD (dBW/Hz)')
title(['F-OFDM, ' num2str(Nsubband) ' Subbandas con' num2str(Nsupport)
subportadoras 'cada una'])

```

En la Figura 6.3 tenemos la densidad espectral de potencia de OFDM con 1200 subportadoras de datos:

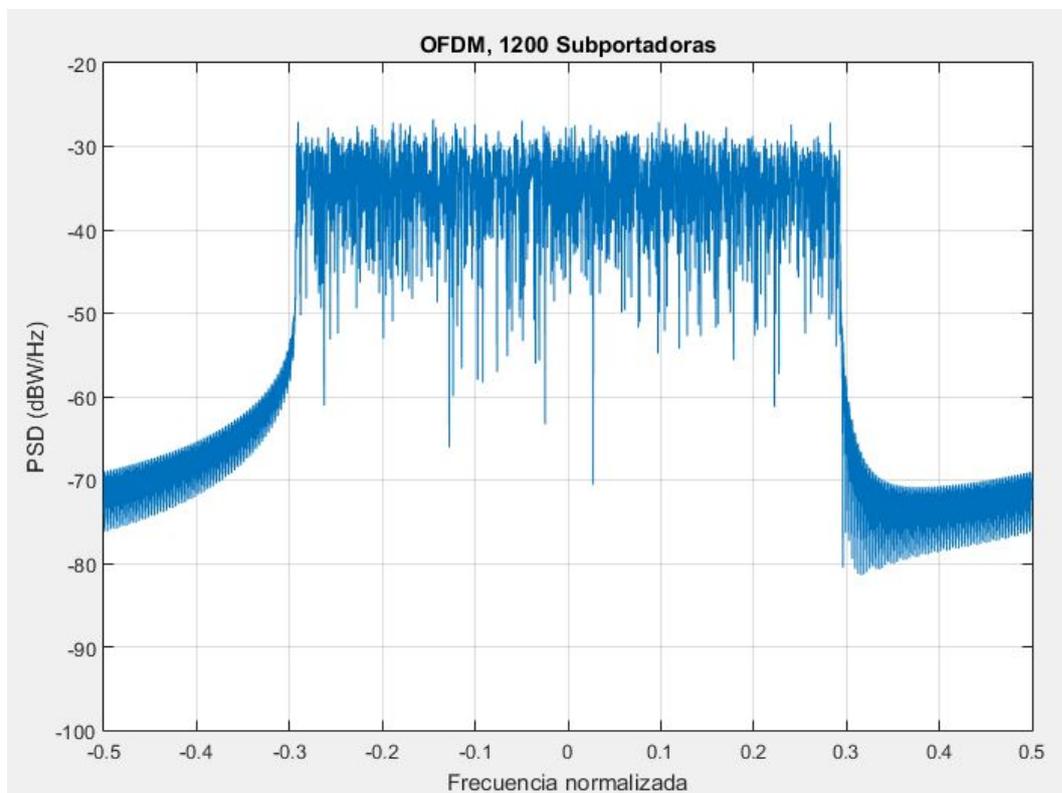


Figura 6.3 Densidad espectral de potencia OFDM.

Para realizar la modulación F-OFDM se ha utilizado un filtro tipo sinc con truncado suave, que es el más extendido en este tipo de modulación. La respuesta impulsiva del filtro la vemos en la Figura 6.4.

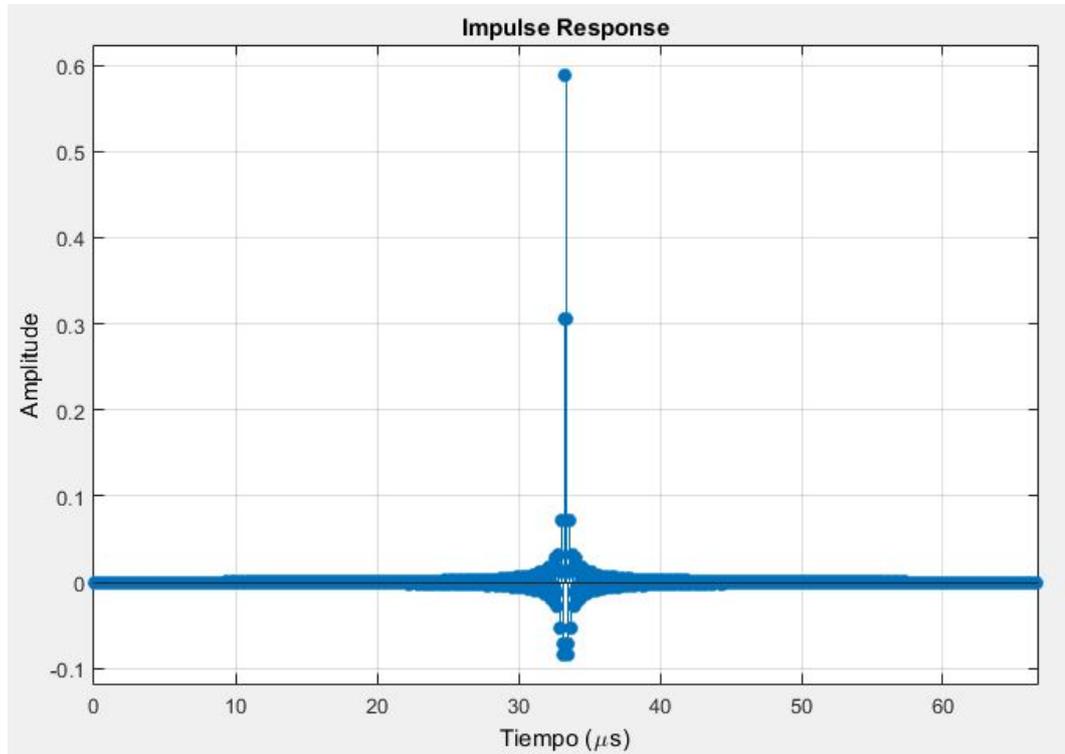


Figura 6.4 Respuesta impulsiva del filtro de F-OFDM.

Finalmente, en la Figura 6.5 tenemos la densidad espectral de potencia de F-OFDM, donde las 1200 subportadoras de datos disponibles han sido divididas en 60 subbandas de 20 subportadoras cada una. Como podemos apreciar, gracias al uso del filtrado F-OFDM tiene una caída de los lóbulos laterales mucho mayor que OFDM, por lo que su fuga OOB es mucho menor, lo cual se corresponde con lo explicado en la parte teórica.

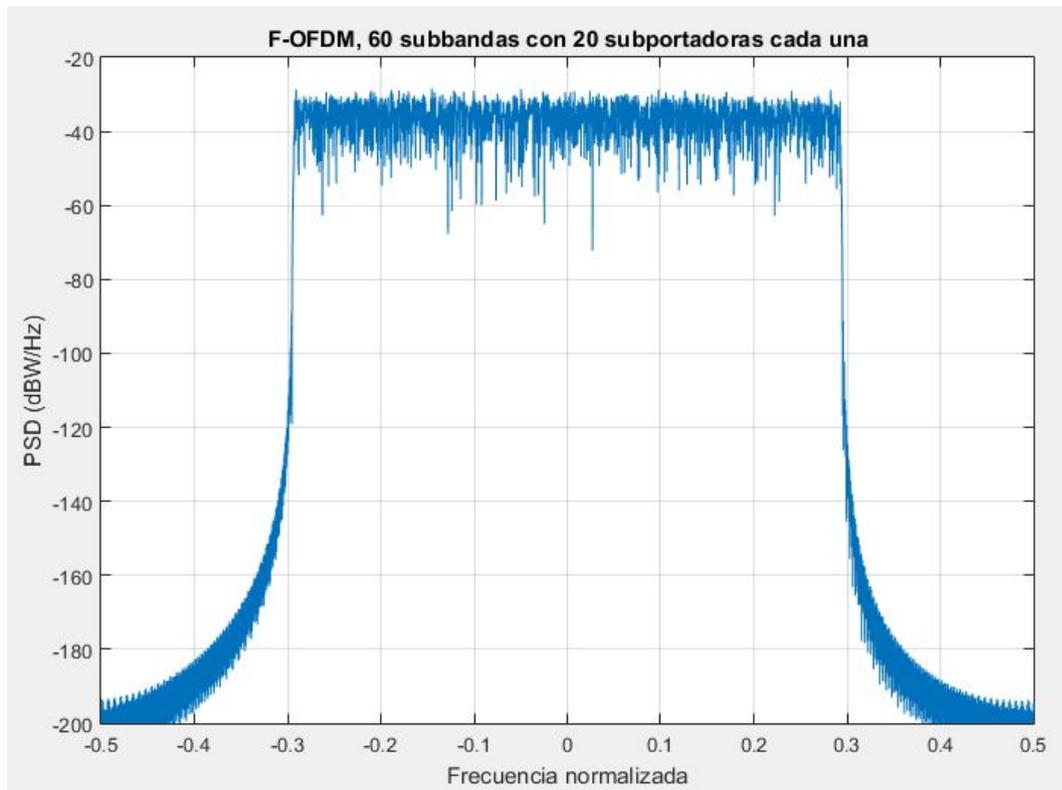


Figura 6.5 Densidad espectral de potencia F-OFDM.

Índice de Figuras

1.1	Fases y plazos previstos para las IMT-2020	1
1.2	Mejora de las capacidades fundamentales de las IMT-Avanzadas a las IMT-2020	3
1.3	Importancia de las capacidades fundamentales para diversos casos de utilización	5
2.1	TDMA	7
2.2	FDMA	8
2.3	CDMA	8
2.4	Concepto de transmisor-receptor MIMO	10
2.5	Limitaciones de mejora en la SNR de 2D-BF	11
2.6	Mejora de la SNR mediante 3D-BF	11
3.1	Modelo de un sistema de comunicación digital	13
3.2	Constelación Q-PSK	15
3.3	Constelación 8-PSK	15
3.4	Constelación 16-QAM	16
3.5	Constelaciones QAM rectangulares	17
3.6	Modelo de un canal AWGN	18
3.7	Resolución multitrayecto	18
3.8	Perfil potencia retardo, valor eficaz de la dispersión del retardo y ancho de banda de coherencia	20
4.1	Subdivisión de un canal de ancho de banda W en K subcanales de ancho Δf	21
4.2	Diagrama de bloques de un sistema OFDM implementado mediante FFT	23
4.3	Prefijo cíclico	24
4.4	Respuesta típica de un amplificador de potencia	25
4.5	Superposición de las subportadoras OFDM	26
4.6	Transmisor F-OFDM	26
5.1	Modelo de sistema de comunicación FBMC	29
5.2	Comparativa de la densidad espectral de potencia de OFDM y FBMC para $N = 64$ subportadoras y distintos factores de solapamiento K	30
5.3	Modelo de sistema de comunicación GFDM	30
5.4	Modelo de sistema de comunicación UFMC	31
5.5	Comparativa de la densidad espectral de potencia de OFDM y UFMC	31
6.1	Probabilidad de error de bit 16-QAM	33
6.2	Probabilidad de error de bit QPSK	34
6.3	Densidad espectral de potencia OFDM	37
6.4	Respuesta impulsiva del filtro de F-OFDM	38
6.5	Densidad espectral de potencia F-OFDM	39

Índice de Códigos

6.1	Sistema de comunicación OFDM	34
6.2	Densidad espectral de potencia de OFDM y F-OFDM	36

Bibliografía

- [Ayo18] M. J. M. Ayora, *Apuntes de Sistemas Emergentes de Comunicaciones*. Universidad de Sevilla, 2017-2018.
- [Ben16] A. Benjebbour, «Hardware Experiments on Multi-Carrier Waveforms for 5G», *IEEE*, sep. de 2016.
- [Cad18] C. C. Cadenas, *Apuntes de Comunicaciones Móviles*. Universidad de Sevilla, 2017-2018.
- [CC17] C. C. Cadenas y R. M. Clemente, *Comunicaciones Móviles*. Universidad de Sevilla, 2017.
- [Gol05] A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [ITU04] ITU-R, «Informe UIT-R M.2038-0: Tendencias de la tecnología», *ITU-R*, 2004.
- [ITU14a] ITU-R, «Report ITU-R M.2320-0: Future technology trends of terrestrial IMT systems», *ITU-R*, nov. de 2014.
- [ITU14b] ITU-R, «Report ITU-R M.2334-0: Passive and active antenna systems for base stations of IMT systems», *ITU-R*, nov. de 2014.
- [ITU15a] ITU-R, «Recomendación UIT-R M.2083-0: Concepción de las IMT - Marco y objetivos generales del futuro desarrollo de las IMT para 2020 y en adelante», *ITU-R*, sep. de 2015.
- [ITU15b] ITU-R, «Report ITU-R M.2370-0: IMT traffic estimates for the years 2020 to 2030», *ITU-R*, jul. de 2015.
- [ITU15c] ITU-R, «Report ITU-R M.2376-0: Technical feasibility of IMT in bands above 6 GHz», *ITU-R*, jul. de 2015.
- [MATa] MATLAB, *F-OFDM vs. OFDM Modulation*. dirección: <https://es.mathworks.com/help/comm/examples/f-ofdm-vs-ofdm-modulation.html>.
- [MATb] MATLAB, *QPSK and OFDM with MATLAB System Objects*. dirección: <https://es.mathworks.com/help/comm/gs/qpsk-and-ofdm-with-matlab-system-objects-1.html>.
- [McC17] J. A. McCann, «Modulation and Multiple Access for 5G Networks», *IEEE*, oct. de 2017.
- [Mol05] A. F. Molisch, *Wireless Communications*. IEEE - John Wiley & Sons, 2005.
- [Nur17] B. Nurgozhin, «Comparative analysis of UFMC technology in 5G networks», *IEEE*, ago. de 2017.
- [Pan18] T. Panigrahi, «OFDM vs FBMC: A Comparative Analysis for Broadband-PLC», *IEEE*, abr. de 2018.
- [Pro01] J. G. Proakis, *Digital Communications*. McGraw Hill International Edition, 2001.
- [PS05] J. G. Proakis y M. Salehi, *Fundamentals of communications systems*. Pearson-Prentice Hall, 2005.
- [PS08] J. G. Proakis y M. Salehi, *Digital Communications*. McGraw Hill International Edition, 2008.
- [RR17] S. S. Ronald Nissel y M. Rupp, «Filter Bank Multicarrier Modulation Schemes for Future Mobile Communications», *IEEE*, mayo de 2017.
- [SW14] F. Schaich y T. Wild, «Waveform contenders for 5G - OFDM vs. FBMC vs. UFMC», *IEEE*, ago. de 2014.

- [Som14] F. J. P. Somet, *Principios de Comunicaciones Digitales I: Fundamentos*. Universidad de Sevilla, 2014.
- [Som17] F. J. P. Somet, *Apuntes de Comunicaciones Digitales*. Universidad de Sevilla, 2016-2017.
- [TV05] D. Tse y P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
- [Yam15] W. Yamada, «Development of High Frequency Band over 6 GHz for 5G Mobile Communication Systems», *IEEE*, ago. de 2015.
- [YQ17] Z. L. Yu Qiu y D. Qu, «Filtered Bank Based Implementation for Filtered OFDM», *IEEE*, oct. de 2017.
- [Zha14] J. C. Zhang, «What Will 5G Be?», *IEEE*, jun. de 2014.