

# Trabajo Fin de Grado Grado en Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

## La Capa Física de los Futuros Sistemas de 5ª Generación 5G.

Autor: Luis Fernando Arias Macías

Tutor: Carlos Crespo Cadenas

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

Sevilla, 2016





Trabajo Fin de Grado  
Grado en Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación

# **La Capa Física de los Futuros Sistemas de 5<sup>a</sup> Generación 5G.**

Autor:

Luis Fernando Arias Macías

Tutor:

Carlos Crespo Cadenas

Profesor Titular

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

Sevilla, 2016



Trabajo Fin de Grado: La Capa Física de los Futuros Sistemas de 5ª Generación 5G.

Autor: Luis Fernando Arias Macías  
Tutor: Carlos Crespo Cadenas

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:



# Agradecimientos

---

Con este trabajo doy uno de mis últimos pasos en esta ardua etapa, años de mucho esfuerzo que van dando sus frutos. Me he formado como estudiante y sobre todo como persona, encontrando el valor del esfuerzo que me han inculcado mis profesores en esta escuela.

Mis agradecimientos no se entenderían sin hablar del apoyo incondicional de mi familia, la que ha puesto todo de su parte para que hoy esté escribiendo estas líneas. A mis padres por ser la pieza angular de todo, a mis hermanos mayores por enseñarme el camino, y a mi Tito por ser otra parte fundamental en mi día a día. Gracias. También gracias a todas las personas que me hicieron este camino mas fácil y llevadero, irán siempre conmigo, amigos.

Estoy cerrando una etapa de formación como estudiante, pero el hambre por aprender espero que siempre vaya conmigo.

*Luis Fernando Arias Macias  
Grado en Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación  
Sevilla, 2016*





# Resumen

---

Este trabajo se centra en la investigación de una futura capa física que de soporte a la generación de telefonía móvil que está por venir. La quinta generación, 5G.

Es probable que hasta 2020 no disfrutemos de sus ventajas, pero es obvio que el estudio de sus bases está en marcha. En los capítulos venideros veremos la evolución de la telefonía móvil cronológicamente, y abordaremos que opciones son las que se nos presentan para hacer funcionar esta nueva generación.

El estudio irá centrado en una modulación muy interesante, la *FBMC* (Filter Bank Multi-Carrier), y que ventajas e inconvenientes por resolver presenta. Por encima se comentarán otras posibles modulaciones que puedan abordar el mismo problema.



# Abstract

---

This paper focuses on the research of a future physical layer that supports the generation of mobile phone that is coming. The fifth generation 5G.

It is not likely we will benefit from it until 2020, but it's obvious that the study of their fundamentals is underway. In the following chapters we will see the evolution of mobile phone in chronological order and we address what options are presented to us to run this new generation.

The study will focus on a very interesting modulation *FBMC* (Filter Bank Multi-Carrier) and which advantages and disadvantages it presents. Superficially, it will discuss possible modulations that can address the same problem.



# Índice Abreviado

---

<i>Resumen</i>	III
<i>Abstract</i>	V
<i>Índice Abreviado</i>	VII
<b>1 Introducción: clasificación y características de los sistemas de comunicaciones móviles</b>	<b>1</b>
1.1 Por la banda de frecuencias utilizada	1
1.2 Por el tipo de multiacceso	1
1.3 Por la modalidad de explotación	3
1.4 Por el tipo de red	4
1.5 Cobertura	4
1.6 Parámetros de calidad	5
<b>2 Capa física de los sistemas de telefonía móvil (desde 1G hasta 4G)</b>	<b>7</b>
2.1 Telefonía móvil analógica (1G)	7
2.2 GSM (2G)	8
2.3 UMTS (3G)	10
2.4 LTE (4G)	12
<b>3 Capa física 5G</b>	<b>15</b>
3.1 Introducción	15
3.2 Requisitos de la forma de onda candidata	16
3.3 Forma de onda candidata: FBMC (Filter Bank Multi-Carrier)	16
<b>4 Estudio en profundidad de la modulación FBMC</b>	<b>17</b>
4.1 Antecedentes y motivación	17
4.2 Alcance y objetivos de la investigación	18
4.3 Fundamentos en los bancos de filtros	19
4.4 Banco de filtros multitasa	20
4.5 Bancos de filtros de diezrado máximo	23
4.6 Relaciones de transferencia y condiciones de reconstrucción	26
4.7 Banco de filtros modulados	28
4.8 Implementación de un banco de filtros modulado	29
<b>5 Explorando otras formas de onda candidatas</b>	<b>35</b>
5.1 UPMC (Universal Filtered Multi-Carrier)	35
5.2 GFDM (Generalised Frequency Division Multiplexing)	35
5.3 OFDM	35
<b>Anexo: FBMC vs OFDM en Matlab</b>	<b>38</b>
<i>Índice de Figuras</i>	49
<i>Índice de Tablas</i>	51

<i>Índice de Códigos</i>	53
<b>Referencias</b>	<b>55</b>

# Índice

---

<i>Resumen</i>	III
<i>Abstract</i>	V
<i>Índice Abreviado</i>	VII
<b>1 Introducción: clasificación y características de los sistemas de comunicaciones móviles</b>	<b>1</b>
1.1 Por la banda de frecuencias utilizada	1
1.2 Por el tipo de multiacceso	1
1.2.1 TDMA (Time Division Multiple Access): Acceso múltiple por división de tiempo.	1
1.2.2 FDMA (Frequency Division Multiple Access): Acceso múltiple por división en frecuencia.	2
1.2.3 CDMA (Code Division Multiple Access): Acceso múltiple por división de código.	2
1.2.4 Otros tipos de Multiacceso	3
1.3 Por la modalidad de explotación	3
1.3.1 Símplex (a una o dos frecuencias)	3
1.3.2 Semidúplex	3
1.3.3 Dúplex	4
1.4 Por el tipo de red	4
1.4.1 PMR (Private Mobile Radio)	4
1.4.2 PAMR (Public Access Mobile Radio)	4
1.4.3 PLMN (Public Land Mobile Network)	4
1.5 Cobertura	4
1.6 Parámetros de calidad	5
<b>2 Capa física de los sistemas de telefonía móvil (desde 1G hasta 4G)</b>	<b>7</b>
2.1 Telefonía móvil analógica (1G)	7
2.2 GSM (2G)	8
Bandas de frecuencia	8
Modulación	8
Potencia de los transmisores	8
Multiacceso	9
Otros aspectos de interés	9
2.2.1 GPRS (2.5G)	9
2.2.2 EDGE (2.75G)	9
2.3 UMTS (3G)	10
Estructura de la red UMTS	11
2.3.1 HSDPA (3.5G)	11
2.3.2 HSUPA (3.75G)	12
2.4 LTE (4G)	12
<b>3 Capa física 5G</b>	<b>15</b>
3.1 Introducción	15
3.2 Requisitos de la forma de onda candidata	16
3.3 Forma de onda candidata: FBMC (Filter Bank Multi-Carrier)	16

<b>4 Estudio en profundidad de la modulación FBMC</b>	<b>17</b>
4.1 Antecedentes y motivación	17
4.2 Alcance y objetivos de la investigación	18
4.3 Fundamentos en los bancos de filtros	19
4.4 Banco de filtros multitasa	20
4.4.1 Operaciones básicas en multitasa	20
Diezmado	20
Interpolación	21
Identidades multitasa	23
4.5 Bancos de filtros de diezmado máximo	23
4.5.1 Introducción	23
4.5.2 Relación entrada salida en un banco de filtros	24
4.5.3 Banco de filtros de análisis	24
4.5.4 Banco de filtros de síntesis	25
4.6 Relaciones de transferencia y condiciones de reconstrucción	26
4.6.1 Errores generados en el banco de filtros	27
4.7 Banco de filtros modulados	28
4.8 Implementación de un banco de filtros modulado	29
4.8.1 Diseño del prototipo	29
4.8.2 Implementación eficiente y compleja	30
Implementación EMFB	31
Implementación FBMC/OQAM	32
<b>5 Explorando otras formas de onda candidatas</b>	<b>35</b>
5.1 UFMC (Universal Filtered Multi-Carrier)	35
5.2 GFDM (Generalised Frequency Division Multiplexing)	35
5.3 OFDM	35
5.3.1 Principales diferencias entre OFDM y FBMC	36
<b>Anexo: FBMC vs OFDM en Matlab</b>	<b>38</b>
<i>Índice de Figuras</i>	49
<i>Índice de Tablas</i>	51
<i>Índice de Códigos</i>	53
<b>Referencias</b>	<b>55</b>



# 1 Introducción: clasificación y características de los sistemas de comunicaciones móviles

---

Los sistemas de comunicaciones móviles pueden clasificarse de manera diferente, según el espectro radioeléctrico usado para la comunicación, según el protocolo de acceso, o como se explote el medio, incluso según si el uso será público o privado. Todo esto conlleva que el sistema móvil tenga unas características de cobertura y de calidad. En este capítulo resumiremos tanto los diferentes tipos de clasificación como las características básicas de un sistema de comunicaciones móviles.

## 1.1 Por la banda de frecuencias utilizada

Por sus características de cobertura y capacidad, las bandas de VHF y UHF son las más adecuadas para prestar los servicios de móviles. Los sistemas de uso privado, PMR y PAMR, tienen un número limitado de usuarios y por lo tanto suelen utilizar las frecuencias más bajas, primando así la extensión de la cobertura frente a la capacidad.

Para comunicaciones móviles se utilizan las siguientes bandas de frecuencias:

- Bandas VHF (de 30 MHz a 300 MHz)
- Bandas UHF (de 300 MHz a 3 GHz)

Los sistemas públicos utilizan siempre frecuencias de la banda UHF, ya que proporcionan mucha mayor capacidad que las anteriores, manteniendo buenas características de cobertura. Cada banda de frecuencias presenta distintas particularidades operativas que la hacen idónea para una aplicación concreta. Por ejemplo, UHF frente a VHF tiene una longitud de onda más corta debido a un uso de frecuencias mayores. El tamaño de los equipos (transmisión y recepción) está relacionado con el tamaño de la onda. En este caso microondas. La evolución de estos sistemas permite prever que en los próximos años se añadirán nuevas bandas de frecuencias para las comunicaciones móviles públicas.

## 1.2 Por el tipo de multiacceso

**Multiacceso:** tecnología y protocolos utilizados para permitir la conexión simultánea de varias MS (Mobile Station) a una misma BS (Base Station) servidora. Ello supone una distribución de los recursos comunes de la red.

### 1.2.1 TDMA (Time Division Multiple Access): Acceso múltiple por división de tiempo.

El sistema TDMA permite que varias redes o terminales móviles compartan la misma frecuencia utilizándola en ráfagas temporales y no de forma permanente.

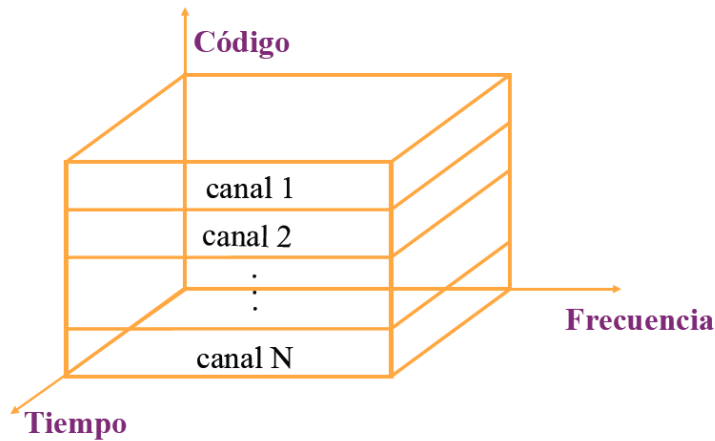


Figura 1.1 Multiacceso TDMA.

Las transmisiones de los usuarios son, en consecuencia, discontinuas, intercalándose en el tiempo las ráfagas de cada uno de forma que no colisionen ni se interfieran entre sí.

### 1.2.2 FDMA (Frequency Division Multiple Access): Acceso múltiple por división en frecuencia.

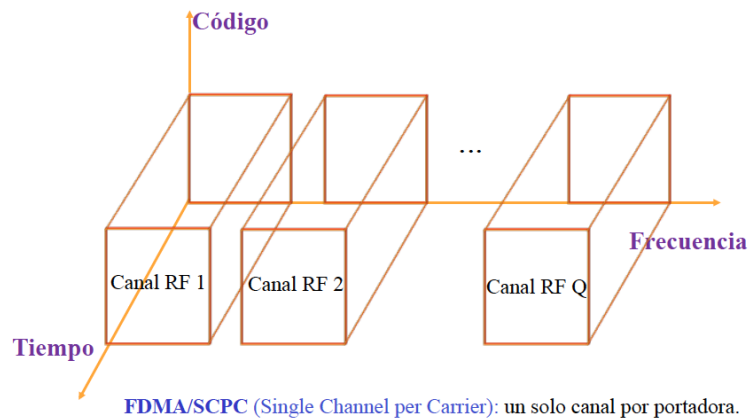


Figura 1.2 Multiacceso FDMA.

Los sistemas FDMA suelen ser de un solo canal por portadora (SCPC: Single Channel Per Carrier) y se han venido empleando en las redes móviles tradicionales donde cada red utiliza una o más frecuencias, rígidamente asignadas. Estos sistemas están en desuso. Sin embargo todos los sistemas utilizan en cierta medida FDMA, ya que las bandas de frecuencias se dividen en radiocanales y las comunicaciones se reparten entre ellos. La diferencia es que actualmente no se utiliza SCPC, sino que varias comunicaciones comparten el mismo radiocanal con arreglo a otra técnica, que puede ser TDMA, CDMA o incluso otra variante de FDMA (por ejemplo OFDMA, variante de FDMA con transmisiones ortogonales entre sí).

### 1.2.3 CDMA (Code Division Multiple Access): Acceso múltiple por división de código.

En CDMA se superpone a la información digital transmitida por cada usuario un código que le es propio. Las transmisiones de todos los usuarios se realizan en la misma frecuencia durante todo el tiempo. A cada receptor llegan todas las señales presentes en el sistema en n momento dado. Sin embargo, cada usuario, utilizando su código, puede recuperar la información destinada a él y eliminar las demás.

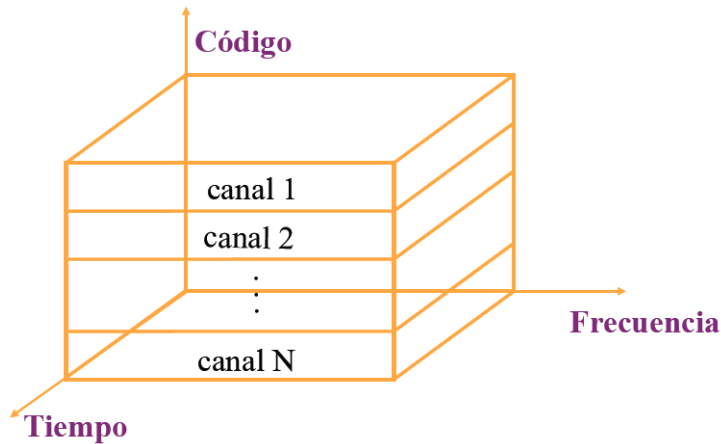


Figura 1.3 Multiacceso CDMA.

### 1.2.4 Otros tipos de Multiacceso

En la práctica, suelen emplearse combinaciones de estas técnicas, reunimos las más utilizadas:

- FDMA. Cada portadora se asigna a una comunicación.
- FDMA/TDMA. Cada portadora soporta varias comunicaciones con TDMA. Se utiliza en GSM.
- FDMA/CDMA. Cada portadora soporta varias comunicaciones CDMA. Se emplea en UMTS.
- OFDMA. Cada canal se reparte en tiempo y en frecuencia basándose en la estructura de la modulación OFDM. Se utiliza en LTE.

## 1.3 Por la modalidad de explotación

### 1.3.1 Símplex (a una o dos frecuencias)

Permite transmitir, alternativamente, en uno u otro sentido de un canal.

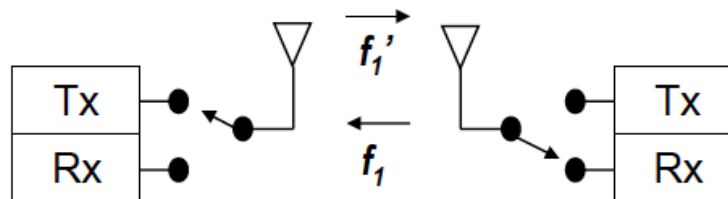


Figura 1.4 Símplex a dos frecuencias.

Los canales símplex tienen la ventaja de su sencillez, la posible ayuda mutua y un eficiente uso del espectro, ya que una sola frecuencia soporta ambos sentidos de la transmisión. El inconveniente es el bloqueo de la comunicación y la interferencia de canal adyacente. Para solucionarlo, símplex a dos frecuencias (! ! !), separándolas 4-5 MHz.

### 1.3.2 Semidúplex

Símplex en un punto del enlace y dúplex en otro u otros. Es necesario emplear dos frecuencias.

Para lograr la comunicación de todos con todos en los canales símplex a dos frecuencias, se configura la estación base de forma que retransmita las señales que recibe (talk-through, TT).

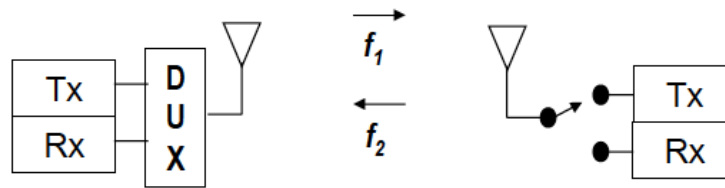


Figura 1.5 Semidúplex.

### 1.3.3 Dúplex

Permite transmitir de forma simultánea en los dos sentidos de un canal. Es necesario emplear dos frecuencias.

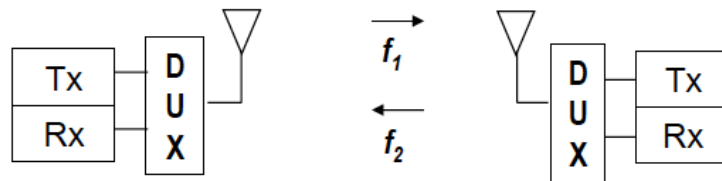


Figura 1.6 Dúplex.

Los sistemas públicos operan siempre en modo dúplex, en el cual es posible la transmisión y recepción simultáneas en todas las estaciones. Tanto la base como los móviles disponen de duplexores para permitir la transmisión y recepción simultáneas. Con estos sistemas se requiere un radiocanal (pareja de frecuencias) diferente para enlazar cada móvil con la estación base, la cual debe ser multicanal, es decir, constar de tantos transmisores-receptores (transceptores) como radiocanales se hayan establecido.

## 1.4 Por el tipo de red

### 1.4.1 PMR (Private Mobile Radio)

Redes de comunicaciones móviles destinadas a grupos cerrados de usuarios.

### 1.4.2 PAMR (Public Access Mobile Radio)

Redes PMR que permiten la prestación de servicios a terceros.

### 1.4.3 PLMN (Public Land Mobile Network)

Red telefónica móvil terrestre.

## 1.5 Cobertura

Los sistemas móviles son de cobertura zonal, ya que deben, en principio, proporcionar servicio en cualquier punto de la zona de cobertura. Esto implica una multiplicidad de trayectos posibles con variadas situaciones de propagación. De aquí que sea de primordial importancia el problema de la predicción de la zona de cobertura de las estaciones del servicio móvil, o su inverso, la parametrización de esas estaciones en cuanto a potencia, características del sistema radiante, etc., para proporcionar una cobertura determinada.

## 1.6 Parámetros de calidad

Los sistemas móviles plantean unas exigencias de calidad que se cuantifican mediante parámetros característicos, los cuales deben especificarse en los proyectos de sistemas móviles como objetivos de diseño, debiéndose exigir su cumplimiento a los proveedores de equipos e instaladores de los sistemas.

Características básicas de calidad:

- Calidad de cobertura.
- Calidad del terminal.
- Calidad de disponibilidad.
- Calidad de fiabilidad.
- Calidad de fidelidad.



## 2 Capa física de los sistemas de telefonía móvil (desde 1G hasta 4G)

---

Para entender bien las necesidades que demanda la futura quinta generación de telefonía móvil, 5G, y como se estructurará su capa física, es fundamental saber como funcionaban sus predecesoras. En este capítulo haremos un repaso de las características de la capa física de todas las generaciones anteriores.

Una nueva generación viene encaminada por unas necesidades de los usuarios, necesidades que se satisfacen con el estudio y explotación de los recursos por parte de los ingenieros.

### 2.1 Telefonía móvil analógica (1G)

El sistema TACS (Total Access Communications System) es un sistema celular analógico de lo que se denomina primera generación (1G), similar al sistema AMPS norteamericano. Este sistema comenzó a ofrecerse comercialmente en el Reino Unido por dos operadores desde enero de 1985.

El sistema TACS está desarrollado casi exclusivamente pensando en la transmisión de voz, como ocurre prácticamente en todos los sistemas de primera generación, cuya única pretensión era dotar de movilidad al sistema telefónico tradicional.

En líneas generales, las características más destacadas del estándar son, entre otras, el hecho de ser un sistema analógico para la transmisión de la comunicación en sí misma, la modulación FM con gran desviación de frecuencia en su implementación, así como la compresión/expansión silábica (para una buena calidad de voz). En lo que a señalización se refiere, ésta es transmitida en la interfaz radio por vía digital, usándose a este objeto la modulación FSK con codificación para detección y corrección de errores.

La banda básica del sistema TACS fue adaptada de la del sistema AMPS. En concreto, en Europa tenía gran aceptación la banda de 900 MHz y fue ahí donde se estableció. En virtud de esta elección de frecuencias, el servicio de este sistema en España y en muchos otros países del mundo comenzó a funcionar en bandas que posteriormente se asignaron al estándar GSM con carácter europeo. Este hecho, unido a las necesidades de incremento de tráfico, motivó que se ampliara el estándar a otra banda adicional, dentro de la variante ETACS. Existen en total en ETACS 1.320 canales (los 600 primeros son los del sistema TACS original), incluido un canal 0 (que no se utiliza) y de ellos, 21 son de señalización. Los canales son de 25 kHz, con asignación de 12,5 kHz a cada lado de una frecuencia central definida por N, el número de canal.

Las células del TACS despliegan radios muy variables que van desde 1 km en zonas urbanas hasta los más de 15 km en zonas rurales. La potencia en el sistema debe poder adaptarse a estas situaciones.

Las estaciones base tienen una PRA máxima restringida a 100 W, ajustables según las necesidades del enlace.

En la transmisión de la señal de tráfico, las señales vocales serán transmitidas únicamente consideradas entre los 300 Hz y los 2,5 kHz. La modulación para estas señales de tráfico es FM analógica con un ancho de banda de 24 kHz. La modulación para los canales de señalización es digital. La modulación FSK y velocidad de 8 kbps.

## 2.2 GSM (2G)

La década de los ochenta asistió a una aparición masiva de sistemas de radiomóviles, de tipo analógico, incompatibles entre sí. Cada sistema funcionaba amparado por un diseño desarrollado fundamentalmente por las instituciones de ámbito nacional de ciertos países importantes desde el punto de vista tecnológico, y caracterizados por un amplio grado de proteccionismo gubernamental en el seno de cada país de origen. Son ejemplos típicos y clásicos el TACS (Reino Unido), el NMT (países nórdicos), el Radiocom 2000 (Francia), el C (Alemania), etc. Ante esta situación insostenible a nivel económico y tecnológico, la CEPT (grupo de representantes de las Administraciones europeas para las comunicaciones) decidió crear un grupo de trabajo, que inicialmente se denominó Groupe Spécial Mobile (GSM). Posteriormente, las siglas evolucionaron hacia el significado que tienen hoy: Global System for Mobile communications). Empieza la idea de preparar un estándar de telefonía móvil a nivel europeo. Era el año 1982.

### Bandas de frecuencia

El estándar GSM utiliza unos canales físicos configurados por medio de un acceso múltiple FDM/TDMA. El ancho de banda de estos canales se dice que nominalmente es de 200 kHz (aunque la ocupación espectral es superior a la enunciada).

- Banda reservada en Europa para el estándar (banda de):
  - 890-915 MHz para el canal ascendente (UL).
  - 935-960 MHz para el canal descendente (DL).
- Frecuencias centrales:

$$f_B(n) = 890 + 0,2 \cdot n \text{ (MHz)}, \quad (2.1)$$

$$f_A(n) = f_B(n) + 45 \text{ (MHz)}, \quad (2.2)$$

$$n = 1 \text{ a } 124, \text{ incluidos} \quad (2.3)$$

Esa banda primaria se encuentra ya saturada en algunos países, y se precisan más canales para atender a los crecientes usuarios del sistema. A estos efectos se ha habilitado una banda adicional denominada banda de ampliación (E-GSM 900).

- Banda adicional:
  - 880-895 MHz para el canal ascendente (UL).
  - 925-935 MHz para el canal descendente (DL).
- Frecuencias centrales:

$$f_B(n) = 890 + 0,2 \cdot (n - 1.024) \text{ (MHz)}, \quad (2.4)$$

$$f_A(n) = f_B(n) + 45 \text{ (MHz)}, \quad (2.5)$$

$$n = 975 \text{ a } 1.023, \text{ incluidos} \quad (2.6)$$

### Modulación

En el sistema GSM se utiliza modulación GMSK, que como sabemos es una particularización de la modulación FSK, que viene acompañada del filtrado gaussiano en banda base. Esta modulación es de envolvente constante, lo que permite utilizar amplificadores no lineales de radiofrecuencia, y con ello abaratar costes, principalmente en las estaciones móviles. El ancho de banda de transmisión ocupado por cada portadora de radiofrecuencia es nominalmente de 200 kHz.

### Potencia de los transmisores

En las recomendaciones que recogen la definición del estándar GSM se especifican los límites de potencia transmitida, definida en el conector de antena del equipo. Para equipos portátiles con antena integrada se supondrá la ganancia de la antena de 0 dBi, es decir, antena omnidireccional. El control de la potencia en la estación móvil se define entre los 5 dBm y los 39 dBm. El control de la potencia en las estaciones base tiene un límite de 500 W por portadora de PIRE.



### Multiacceso

El acceso a los recursos radio del sistema por parte de la estación móvil se lleva a cabo con multiacceso mixto FDM/TDMA, esto es, que un canal físico viene compuesto por una pareja de frecuencias (correspondientes a la transmisión y recepción) y una serie de intervalos de tiempo a compartir dentro de ellas. El acceso por división en el tiempo (TDMA) contempla un conjunto de ocho canales o intervalos temporales por portadora, con lo que en cada estación base se encuentran disponibles  $8 \cdot n$  canales.

Se denomina ráfaga a la señal digital transmitida o recibida en un intervalo temporal de los mencionados anteriormente. Estas ráfagas se insertan en su correspondiente intervalo dentro de la trama que agrupa los ocho intervalos en una pareja de portadoras (en cada caso en la frecuencia ascendente o descendente).

Por cada intervalo temporal se tienen 156,25 bits equivalentes, de una duración cada uno de  $3,69 \mu\text{seg}$ . La velocidad física de la interfaz aire es de  $1 \text{ bit} / 3,69 \mu\text{seg} = 270,833 \text{ kbps}$ .

### Otros aspectos de interés

- Radios de las macroceldas convencionales: entre 1 km (entornos urbanos) y 35 km (entornos rurales).
- En zonas de alta densidad de tráfico se suelen sectorizar las coberturas y es habitual encontrarnos con patrones como el 4/12.
- Las nuevas funcionalidades introducidas en el GSM, como el frequency hopping, permiten patrones más eficientes como el 3/9.
- En los entornos más densos se suelen usar microceldas.

El estándar GSM tal y como se conoce a día de hoy es un estándar orientado y prácticamente limitado a servicios de voz. Los servicios de datos en el mundo GSM vienen limitados por la tradicional conmutación de circuitos a 9.600 bps y el servicio de mensajes cortos SMS limitado al envío de cadenas de 160 caracteres (140 bytes). Es un hecho curioso que a pesar de que los mensajes cortos no surgieron como un servicio importante dentro del estándar GSM, se han configurado como uno de sus mayores éxitos comerciales, siendo tal su interés que existen numerosas iniciativas dentro del estándar y dentro de los estándares de la siguiente generación para mejorar sus capacidades con contenidos multimedia (EMS, MMS).

Sin embargo, el hecho de que GSM fuera inicialmente concebido para servicios de voz (en conmutación de circuitos) no significa que la interfaz aire que ocupa y utiliza no pueda ser aprovechada y optimizada para transmisiones de datos. De hecho, esto es lo que buscan el GPRS y EDGE que veremos a continuación.

#### 2.2.1 GPRS (2.5G)

GPRS (General Packet Radio Service) es a la vez una norma y una evolución de GSM, y fue aprobada por el ETSI en 1998. El GPRS permite aprovechar la misma estructura de acceso en frecuencia y tiempo del sistema GSM para la transmisión de datos en modo paquetes a una tasa de datos habitual en las implementaciones comerciales de entre 11,2 y 22,8 kbps. Esta velocidad, superior a la de GSM, implica un aprovechamiento mayor del intervalo de tiempo asignado a cada usuario, así como la aparición de nuevos terminales, ya en el mercado desde la segunda mitad del año 2000. Además, GPRS admite la posibilidad de asignar más de un intervalo de tiempo de entre los ocho disponibles por portadora para una misma comunicación, la conclusión es que la velocidad alcanzable es de 182,4 kbps. Sin embargo, razones operativas llevan a fijar este tope máximo en 172,2 kbps en el caso en que un usuario usara todos los time slots de la portadora disponibles para su comunicación, y además no utilizara ningún esquema de corrección de errores.

Con respecto a las características radio de GPRS, se puede decir que el sistema utiliza la misma modulación que GSM, es decir, GMSK. Los recursos radio podrán ser separados y asignados independientemente en sentidos ascendente y descendente, con objeto de poder soportar servicios más asimétricos (característicos del acceso a Internet) y simétricos. Con todo ello, se puede decir que GPRS trata de adaptarse a las características típicas del tráfico de datos, que van desde la transferencia ocasional de grandes volúmenes de información a la más típicas características impulsivas del tráfico de datos. De hecho, se definen en GPRS cuatro calidades de servicio diferentes (QoS) para atender a este hecho.

#### 2.2.2 EDGE (2.75G)

La evolución EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) se configura como la tecnología que supera a GPRS. La tecnología EDGE trata principalmente de mejorar el acceso radio, esto es, expresado de otro modo, que las redes GSM ofrezcan un juego de nuevos portadores de acceso radio de mayor capacidad que la de GSM o GPRS a sus núcleos de red.

La modulación por tanto conduce a que se piense en modulaciones de más alto nivel, como es en este caso la 8PSK. Esto hace que podamos pasar de enviar 22,8 kbps a 69,2 kbps, y esto por cada intervalo de tiempo. Con respecto a la capa física de EDGE, se sigue utilizando el ancho de banda de 200 kHz, donde además ocurre que el formato de la ráfaga de EDGE, así como la forma del impulso, son tales que encajan en la máscara definida para el espectro de GSM. El asunto ya mencionado de las posibles demoras temporales se traduce en EDGE en que este estándar incluye dos modos de funcionamiento, uno en modo paquete (Enhanced GPRS) y otro en modo circuito (Enhanced Circuit Switched Data).

### 2.3 UMTS (3G)

El tránsito de una generación a otra lo marcan los cambios sustanciales de la tecnología y las aplicaciones. El mercado de las comunicaciones móviles demandaba mayor capacidad y anchura de banda para poder prestar los nuevos servicios multimedia. Bajo las ayudas de la ITU se desarrolló el marco de la Tercera Generación (3G) de sistemas móviles, en el que se han definido características de servicios y de calidad de estos sistemas, recogidas en el estándar IMT 2000 (International Mobile Telecommunications-2000). En Europa se ha optado por la tecnología UMTS (Universal Mobile Telecommunications Systems), entre cuyos objetivos básicos pueden destacarse los siguientes:

- Velocidades de usuario de hasta 144 kbit/s con cobertura y movilidad completas en zonas extensas y hasta 2 Mbit/s en situaciones de movilidad limitada y cobertura local.
- Prestación de servicios con terminales fijos y móviles, portátiles y de vehículo.
- 935-960 MHz para el canal descendente (DL).
- Elevado rendimiento espectral.
- Alta calidad de voz con tasa de bits
- Posibilidad de introducción flexible de nuevos servicios, tales como los de datos por paquetes de alta velocidad, multimedia y asimétricos.
- Compatibilidad con los sistemas de segunda generación GSM y DCS: funcionamiento en modo dual e itinerancia GSM/UMTS.

En las primeras versiones del estándar era una mejora de la red fija GSM/GPRS. Actualmente es una red de paquetes basada en IP.

La tecnología de multiacceso radio en UMTS, denominada UTRAN (UMTS Terrestrial Radio Access Network), se basa en CDMA de banda ancha (WCDMA) que requiere el despliegue de nuevas estaciones base ya que no es compatible con el acceso radio GSM. Se trata pues de un enfoque revolucionario.

La tecnología WCDMA ofrece importantes ventajas como son el traspaso con continuidad, sin interrupción de la comunicación (Soft Handover), su excelente eficiencia espectral, la posibilidad de aprovechar el efecto de la propagación multitrayecto con el uso de receptores Rake, lo cual conlleva una elevada protección contra el desvanecimiento, y su gran capacidad y anchura de banda, que le permiten sustentar servicios de alta tasa binaria.

La norma UMTS define dos modalidades de acceso WCDMA:

- FDD (Frequency Division Duplex), en el que el enlace se realiza por división de código y de frecuencia, utilizándose dos portadoras distintas, una para el enlace ascendente (UL) y otra para el descendente (DL).
- TDD (Time Division Duplex), donde el enlace ascendente se realiza por división de código y tiempo. La portadora es la misma para el UL y para el DL. El tiempo se divide en tramas y éstas se subdividen en intervalos (slots) asignándose unos intervalos para el UL y otros distintos para el DL de un mismo usuario.

En función de estos dos tipos de acceso radio se han establecido dos categorías de asignaciones de frecuencias:

1. Frecuencias no emparejadas para aplicaciones que requieran funcionamiento en dúplex temporal (TDD). Se han reservado dos subbandas con una anchura de banda total de 35 MHz:

$$1.900 - 1.920 \text{ (MHz)}, \quad (2.7)$$

$$2.010 - 2.025 \text{ (MHz)} \quad (2.8)$$

2. Frecuencias emparejadas para aplicaciones con dúplex en frecuencia (FDD), en las que cada radiocanal está formado por una pareja de frecuencias con una separación dúplex de 90 MHz. Se han reservado otras sub-bandas de 60 MHz de anchura cada una:

$$1.920 - 1.980 \text{ MHz para el UL,} \quad (2.9)$$

$$2.110 - 2.170 \text{ MHz para el DL} \quad (2.10)$$

Los 60 MHz permiten establecer 12 radiocanales de 5 MHz de anchura. En España se concedieron 4 licencias de 3 radiocanales cada una a otros tantos operadores.

Resumimos ahora los rasgos mas relevantes de la tecnología de acceso radio de UMTS:

1. La expansión se realiza multiplicando la señal de información por una señal de código de velocidad  $N$  veces mayor. A los impulsos de la señal de código se les llama chips. El periodo de chip es por tanto  $T_c = T_b/N$ , siendo  $T_b$  el periodo de bit. La tasa de chips es  $W = 3.840 \text{ kchip/s}$ , por lo que  $N = 3.840/R_b$ , siendo  $R_b$  la tasa de bits (kbit/s). Como  $W$  es fija, el parámetro  $N$ , llamado factor de expansión, es variable.
2. Adaptación a diferentes tasa binarias gracias a la posibilidad de variación del factor de expansión y/o a la transmisión multicódigo. Así puede acomodarse a los requisitos de diferentes servicios: voz, datos, vídeos; solos o combinados.
3. Reutilización universal de frecuencias, empleándose la misma frecuencia portadora en todas las células.
4. Traspaso por continuidad, propio de CDMA, dentro de la red celular y traspaso a otras jerarquías y a otras redes móviles como GSM.
5. Posibilidad de macrodiversidad mediante conexión del terminal de usuario a estaciones base diferentes, lo que proporciona una ganancia adicional en el enlace ascendente.
6. Control de potencia con elevada frecuencia (1.500 veces por segundo) que minimiza la interferencia y prolonga la duración de la batería del terminal.
7. Posibilidad de utilizar códigos de control de errores con gran capacidad de corrección sin incremento de la anchura de banda.

### Estructura de la red UMTS

La red UMTS se estructura en tres niveles jerárquicos o subredes, que son:

- Subred de móviles, formada por el conjunto de terminales o equipos de usuario UE (User Equipment).
- Adaptación a diferentes tasa binarias gracias a la posibilidad de variación del factor de expansión y/o a la transmisión multicódigo. Así puede acomodarse a los requisitos de diferentes servicios: voz, datos, vídeos; solos o combinados.
- Subred de acceso UTRAN, constituida por las estaciones base, denominadas Nodos B, y sus controladores RNC (Radio Network Controller). El conjunto de Nodos B y RNC constituye el llamado sistema de red radio RNS (Radio Network System).
- Subred fija, denominada CN (Core Network), que engloba el conjunto de equipos y sistemas de transmisión y conmutación, así como los registros de usuarios y centros de autenticación.

#### 2.3.1 HSDPA (3.5G)

La tecnología HSDPA (High Speed Downlink Packet Access) es una evolución de UMTS, que incrementa la tasa binaria de transmisión y la capacidad en el enlace descendente, a la vez que reduce el retardo de transmisión (latencia). Está orientada principalmente a servicios de datos sin requisitos muy estrictos de retardo. Las diferencias respecto a UMTS afectan sólo a la interfaz radio, en la que se definen un conjunto de canales nuevos. HSDPA puede utilizar el mismo canal de RF empleado por UMTS. En este caso HSDPA y UMTS comparten la potencia del transmisor de la estación base. Normalmente los canales de UMTS se consideran prioritarios, de modo que HSDPA utiliza la potencia que no estén usando los canales de UMTS. Opcionalmente, puede habilitarse un canal de RF específico para HSDPA. En HSDPA no se utiliza la técnica de traspaso con continuidad (Soft Handover) de UMTS. Tampoco emplea control de potencia para compensar los desvanecimientos multitrajecto. En cambio, se introducen algunas funcionalidades no existentes en UMTS. Las mas importantes son las siguientes:

- Técnicas de retransmisión con combinación.
- Uso de modulaciones 16-QAM y 64-QAM, además de la QPSK utilizada en sentido descendente en UMTS.
- Adaptación de la tasa binaria en función del estado del canal radio.
- Planificación de los usuarios a los que se transmite, en función del estado del canal radio.

### **2.3.2 HSUPA (3.75G)**

La tecnología HSUPA (High Speed Uplink Packet Access), denominada oficialmente Enhanced Uplink por el 3GPP, es una evolución del UMTS, equiparable a HSDPA pero para el enlace ascendente. HSUPA está previsto para servicios de conmutación de paquetes, poco sensibles al retardo. Las diferentes características de los sentidos de transmisión ascendente y descendente motivaron que existan importantes diferencias entre HSDPA y HSUPA, como se describe a continuación.

Las novedades que introduce HSUPA respecto a UMTS afectan sólo a la interfaz radio, en la que se define un conjunto de canales nuevos.

En HSUPA se utilizan traspaso con continuidad y control de potencia en bucle interno, como en UMTS, y al contrario que en HSDPA. El funcionamiento de una comunicación en HSUPA, en general, es parecido al de un canal dedicado de UMTS.

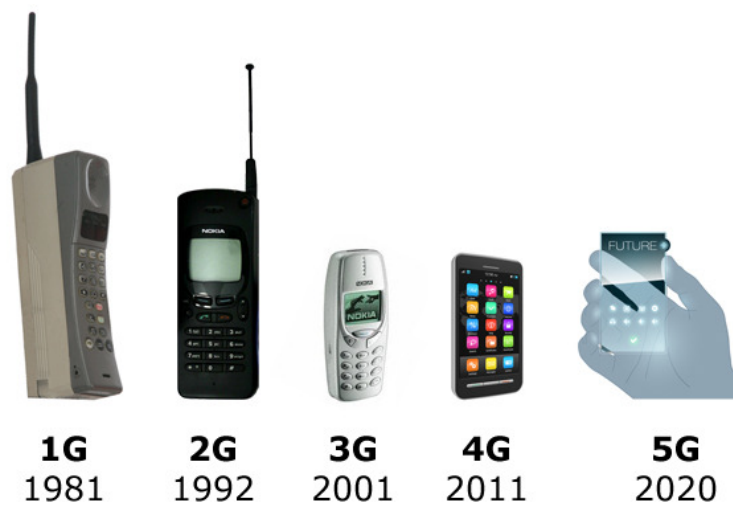
En cada canal físico es posible utilizar modulaciones de dos niveles (BPSK) o de cuatro (4-ASK). Como los canales pueden multiplexarse en I/Q, a veces se hace referencia a estas modulaciones como QPSK y 16-QAM respectivamente. Igual que en HSDPA, se definen varias categorías de terminales móviles en función de las capacidades que ofrecen, tales como número de canales que pueden recibir simultáneamente y modulaciones admitidas.

## **2.4 LTE (4G)**

Los objetivos básicos de esta tecnología para el acceso radio, enumerados por el 3GPP son los siguientes:

- Ancho de banda flexible con un valor máximo de 20 MHz.
- Tasas de bits máximas de 100 Mbit/s en bajada y 50 Mbit/s en subida.
- Tiempo de ida y vuelta inferior a 10 ms.
- Modulaciones para las señales de datos de QPSK, 16QAM y 64QAM.
- Multiacceso OFDMA en bajada y SC-FDMA (Single Carrier-FDMA) en subida.
- Técnicas perfeccionadas de haces (beamforming) y MIMO (Multiple Input, Multiple Output).
- Posibilidad de interfuncionamiento con las tecnologías existentes: GSM, UMTS, y CDMA 2000 (para Estados Unidos).

De forma similar a UMTS, la interfaz radio en LTE se estructura en 3 capas, la capa física, la capa MAC de control de acceso y la capa RRC de control de recursos radio, y utiliza 3 clases de canales (canales lógicos, de transporte y físicos).



**Figura 2.1** Evolución de terminales según generación.



## 3 Capa física 5G

---

Aunque los sistemas móviles de cuarta generación están siendo todavía desplegados (LTE y LTE-Advanced), la investigación de los sistemas de quinta generación, 5G, ya ha comenzado.

Hay dos fuertes tendencias en las telecomunicaciones de hoy en día que pueden ser reconocidas como constantes. En primer lugar, el continuo incremento en la velocidad de datos en las comunicaciones. Y en segundo lugar, la creciente habilidad en el acceso y envío de cualquier tipo de información desde cualquier localización y en cualquier momento. La visión que ofrecen las futuras redes móviles 5G es de “todas las cosas, en todos lados y siempre conectados”.

### 3.1 Introducción

No sólo se espera que tengamos una velocidad muy superior a la que actualmente disfrutamos con las redes 4G, si no que también se utilizará para desarrollar sistemas de IoT (Internet of Things), facilitando la conexión a Internet de dispositivos como por ejemplo los electrodomésticos. Hablamos ahora de cuales serían los atributos clave de esta nueva generación de telefonía móvil. Una gran red, que esté altamente integrada por pequeñas células y que soporte velocidades de 10 Gbps con latencias de 1 ms o menos (ida y vuelta). La interfaz radio estaría compuesta por frecuencias de microondas o frecuencias milimétricas. El uso de una gran multiplexación espacial como MIMO mejoraría dicha capacidad. Hacer el salto desde estas predicciones tan asombrosas hasta las implementaciones prácticas, comienzan por la creación, generación y análisis de señales prototipo. La investigación de 5G empezó hace tiempo, pero el proceso de estandarización todavía no ha comenzado. Con esto se quiere decir que las formas de onda de la capa física no están todavía definidas, porque aún no hay consenso de una forma de onda potencial. Varias candidatas están ya en carrera: FBMC (Filter Bank Multi-Carrier), GFDM (Generalized Frequency-Division Multiplexing), UFMC (Universal Filtered Multi-Carrier), F-OFDM (Filtered Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) y muchas más. Una de las razones de por qué la flexibilidad es tan importante es que las formas de onda 5G pueden usar una gran variedad de esquemas de modulación así como muchas frecuencias y anchos de banda distintos. Algunos retos claves que presenta la nueva generación 5G se pueden enumerar de la forma que sigue:

- 1000 veces más de volumen de datos móviles por área geográfica.
- De 10 a 100 veces más dispositivos conectados.
- 10 veces menos en consumo de energía.
- Latencia < 1 ms de extremo a extremo.
- Acceso 5G ubicuo incluyendo áreas de baja densidad.

Las nuevas formas de onda pueden ser capaces de soportar una mayor densidad de usuarios, con un alto rendimiento de datos y una utilización más eficiente del espectro asignado. Estas formas de onda pueden requerir procesamiento de señal avanzado así como estimación de canal adaptativo y una mejora en la inmunidad de interferencia. Las comunicaciones full-duplex pueden ser usadas para mejorar la eficiencia espectral. La minimización de la auto-interferencia contribuirá para mejorar la sensibilidad de los receptores. La tecnología multiantena como MIMO puede ser requerida para soportar el alto rendimiento de datos, y técnicas avanzadas como massive MIMO (sistema de antenas a gran escala) y adaptative beamforming (procesamiento de señal adaptativo con array de transmisores y receptores) están siendo investigados. Ambas opciones requieren algoritmos sofisticados. Puede ser necesario que para soportar múltiples bandas de

frecuencia se requiera el modo de acceso múltiple, incluyendo el acceso no ortogonal (NOMA), el aleatorio, el programado así como modos híbridos. Finalmente, las nuevas formas de onda, las múltiples bandas de frecuencia, los amplios anchos de banda y las modulaciones de muchos niveles pueden presentar nuevos retos para el diseño del amplificador de potencia (PA) y pueden requerir nuevas técnicas de pre-distorsión digital.

### 3.2 Requisitos de la forma de onda candidata

Para cumplir los requisitos que se vienen exigiendo en la futura 5G, podemos elegir entre muchas capas físicas, y con ellas, vencer los retos de las comunicaciones inalámbricas de banda ancha de una forma eficiente. Entre las técnicas se encuentran; el espectro expandido, las comunicaciones multiportadora, la combinación entre ambas, etc. La búsqueda de rendimiento cuando trabajamos con altas tasas de datos es una constante en la evolución de los estándares inalámbricos. En 5G, esto apunta hacia el uso de formas de onda multiportadoras, así como trabajar con frecuencias de microondas y modulaciones con anchos de banda más amplios. Algunas de las características deseadas para la forma de onda serían las siguientes: Flexible y escalable. Acceso múltiple optimizado. Uso eficiente del espectro asignado. Baja latencia. Operar simultáneamente con tráfico síncrono y asíncrono. Alta fragmentación espectral y temporal. Coexistencia con formas de onda OFDM.

### 3.3 Forma de onda candidata: FBMC (Filter Bank Multi-Carrier)

Para proporcionar unas mejores características del espectro fuera de banda, FBMC aplica filtrado por cada subportadora. Este enfoque flexible para filtrado en banda base, usando, ya sea una red polifase o una IFFT extendida.

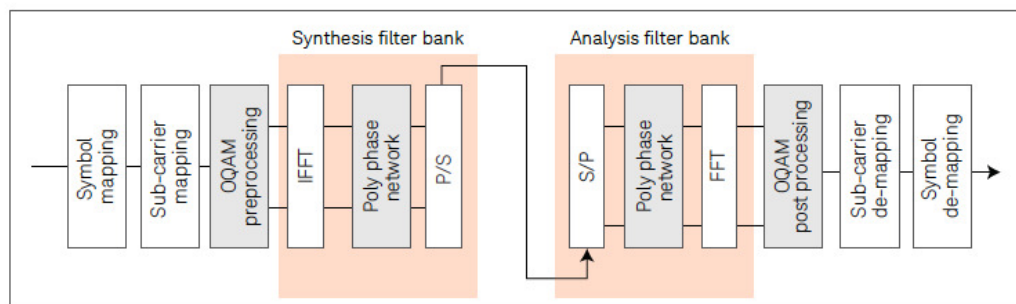


Figura 3.1 Esquema FBMC.

El filtrado puede usar diferentes factores de superposición (factor  $K$ ) para proporcionar diversos niveles de rechazo fuera de banda. Si el factor  $K$  es reducido, las características fuera de banda tienen un perfil de rechazo espectral similar al que tiene la modulación OFDM.



## 4 Estudio en profundidad de la modulación FBMC

En este trabajo la modulación *FBMC* se postula como una de las más interesantes para satisfacer los requisitos de una futura red de telefonía móvil 5G. A lo largo del capítulo se desgranarán las propiedades que ofrece trabajar con bancos de filtros y que ventajas e inconvenientes presentan.

### 4.1 Antecedentes y motivación

En OFDM, la principal ventaja desde el punto de vista de la eficiencia, es que las portadoras pueden ser seleccionadas para ser ortogonales, de tal manera que hay superposición de sus espectros, pero sin causar interferencias a otras portadoras. El resultado es una señal con multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM), la cual ha sido la señal multiportadora más destacada de los últimos años. En OFDM, los canales selectivos en frecuencia pueden ser elegantemente igualados con un coeficiente complejo único en el nivel de la subportadora si un prefijo cíclico (CP) es añadido al símbolo OFDM. Las interesantes propiedades de las comunicaciones multiportadoras y la simplicidad de OFDM han guiado este esquema para ser una parte fundamental en una serie de sistemas de comunicaciones inalámbricos, incluyendo estándares móviles emergentes, como por ejemplo WiMAX y LTE.

WiMAX y LTE son los estándares que compitieron por la evolución de la tercera generación (3G), hacia redes móviles con tasas de datos 4G. Hasta el momento, LTE ha reunido más apoyo que WiMAX en la industria de las telecomunicaciones. Sin embargo, ambas mejoraron la eficiencia espectral y de potencia, así como las altas tasas de datos del orden de cientos de Mbps en movilidad alta con la ayuda de la interfaz aire de OFDM y las técnicas de MIMO y programación inteligente. El reparto del espectro en ambos sistemas es escalable desde 1 MHz hasta los 20 MHz, y la separación de las subportadoras está en el orden de los 10 kHz. Los dos sistemas explotaron la flexibilidad de OFDM para también proporcionar acceso múltiple en tiempo y frecuencia a través de OFDMA (Acceso Múltiple por División de Frecuencia Ortogonal).

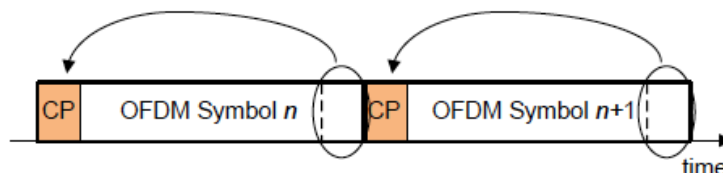


Figura 4.1 Prefijo cíclico en OFDM.

Desafortunadamente, OFDM tiene algunos inconvenientes. El prefijo cíclico es la copia de una parte del símbolo OFDM transmitido, que luego está añadido en el siguiente símbolo OFDM. Esta redundancia reduce el rendimiento de la transmisión. Adicionalmente para empeorar la eficiencia espectral, parte de la potencia de transmisión es gastada en este prefijo cíclico. Además, la localización de las subportadoras OFDM es

débil, dando lugar a una difuminación espectral y problemas de interferencia con señales no sincronizadas. Estas desventajas han motivado a los investigadores a desarrollar soluciones alternativas para superar estos problemas, provocando el procesamiento de banco de filtros (FB) como una alternativa muy interesante.

Desde el punto de vista de la capa física para la quinta generación (5G), las formas de onda multiportadoras son una excelente opción para representar la detección espectral y para el acceso dinámico a bandas libres por sus propiedades intrínsecas de dividir el espectro en porciones más pequeñas. Especialmente, la ventaja que presentan los bancos de filtros, que tienen la posibilidad de diseñar filtros en subbandas para frecuencias muy selectivas y así compartimentar la totalidad del espectro dentro de subbandas bien aisladas, mientras todavía se hace un uso muy eficiente del ancho de banda asignado.

Esta observación da un empuje motivacional para continuar con la investigación de las capacidades de los bancos de filtros para la capa física de las comunicaciones inalámbricas, y en este caso, para la futura quinta generación de telefonía móvil.

## 4.2 Alcance y objetivos de la investigación

Como se verá, la técnica de FBMC, puede alcanzar una interferencia entre símbolos y una interferencia entre portadoras menor que OFDM, sin necesidad de utilizar el prefijo cíclico (CP) y, en su lugar, emplear una forma de pulso bien diseñada, que satisfaga las condiciones de reconstrucción. Los filtros de síntesis y análisis de las subportadoras en OFDM tienen lóbulos laterales relativamente grandes debido a la forma de pulso rectangular de las subportadoras, ocasionando filtraciones de potencia hacia las bandas de otros usuarios que causan interferencias indeseables.

En OFDM es necesario extender la duración del símbolo por un tiempo de guarda que exceda la duración de la respuesta al impulso. Al introducir este prefijo cíclico, se evita el ISI (actúa como espacio de guarda) e ICI (mantiene la ortogonalidad de las subportadoras). Esto, sin embargo, introduce una pérdida de energía proporcional a la longitud del CP, pero que queda justificada por la nula ICI. Por lo cual, el prefijo cíclico supone un coste en energía que acaba representando una menor eficiencia en energía. Esta situación puede mejorarse si los filtros que sintetizan y analizan las señales subportadoras tienen lóbulos laterales pequeños; por lo tanto, una opción muy conveniente en aplicaciones de acceso múltiple, de transmisión de datos de banda ancha, de CR (Radio Cognitiva) y de una futura 5G es la técnica de FBMC, que puede ser diseñada con lóbulos laterales arbitrariamente pequeños y, por consiguiente, puede conservarse la temporización y la duración de los símbolos.

Si bien FBMC requiere un mayor procesamiento que OFDM, este tiene un menor costo que las técnicas de compensación de señal que se necesitan aplicar a un sistema OFDM para mitigar algunos de sus inconvenientes.

La modulación de bancos de filtros basada en multiportadora (FBMC, Filter Bank Multi-Carrier) puede ser considerada una OFDM evolucionada debido a las ventajas que presenta sobre ella.

Además, una forma de implementar los bancos de filtros es construyendo bloques centrales de OFDM, como son el par de bloques IFFT/FFT.

En principio, la implementación de FBMC es más compleja que OFDM por la adición de los bloques PPN (PolyPhase Network), que implican un mayor procesamiento por los filtros digitales que agrega al sistema. No obstante, se concluye que una implementación basada en FBMC lleva a un desempeño muy superior y con una complejidad computacional menor que OFDM, como consecuencia de utilizar filtros casi perfectos para separar las subportadoras, lo que evita la necesidad de tener que recurrir a alguno de los métodos para la cancelación de interferencia cuando se utiliza OFDM.

Los bancos de filtros ponen la dirección sobre los principales inconvenientes de OFDM mencionados en la sección anterior. Primeramente, sus subcanales pueden ser diseñados óptimamente en el dominio de la frecuencia para tener la contención del espectro deseada, con el principio de conformación del pulso de Nyquist, lo cual significa que la forma de onda del símbolo consecutivo está superpuesto en tiempo.

La excelente contención espectral lograda con los bancos de filtros es crucial para evitar la distorsión de señales asíncronas en bandas adyacentes. Esto es una diferencia con respecto a OFDM, donde las subbandas adyacentes son atenuadas con solo 13 dB. En este sentido, también aparecen ventajas en la eficiencia espectral en los bordes de la banda de transmisión, donde un subcanal satisface como banda de guarda para la próxima banda de transmisión. Un sistema OFDM con un lento decaimiento de los lóbulos laterales necesita muchas más subbandas actuando como banda de guarda, o irrealmente, un filtrado adicional fuerte para proporcionar atenuación similar en las frecuencias adyacentes para la banda de transmisión. El nivel inferior de los lóbulos

laterales en el subcanal tiene como resultado una menor potencia de interferencia entre portadoras (ICI) entre subcanales no adyacentes.

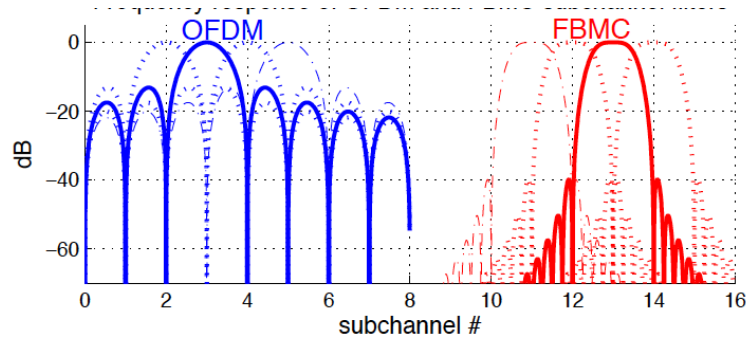


Figura 4.2 Espectro OFDM frente al FBMC.

Con una atenuación lo suficientemente alta fuera de banda de los filtros de subbanda, el banco de filtros por si mismo puede proporcionar igualación en frecuencia para implementar eficientemente la selectividad necesaria para la banda de recepción. Esto permite mover todas las funciones para el tratamiento de señal después del banco de filtros para una pequeña tasa de muestreo. Además, la canalización puede ser hecha de una manera ajustable dinámicamente, suprimiendo eficientemente las componentes de interferencia inmediatamente adyacentes, e incluso las interferencias de banda estrecha que caen dentro del ancho de banda de transmisión. OFDM no puede ofrecer esta ventaja debido a la baja contención de sus filtros de subbandas.

Por las características de FBMC mencionadas, al combinarla con modulaciones como OQAM (Offset Quadrature Amplitude Modulation) o CMFB (Cosine Modulated Filter Bank) se logra una velocidad de bits que maximiza la eficiencia de la transmisión, sin necesidad del tiempo de guarda o del prefijo cíclico de OFDM. Adicionalmente, la existencia de subcanales independientes o grupos de subcanales con flujos de datos continuos, permite que los datos recibidos en la SBS (Secondary Base Stations) desde diferentes móviles puedan ser procesados independientemente y de una forma adaptable.

### 4.3 Fundamentos en los bancos de filtros

Los bancos de filtros pueden ser definidos como una formación de  $M$  filtros que procesan  $M$  entradas y producen  $M$  salidas.

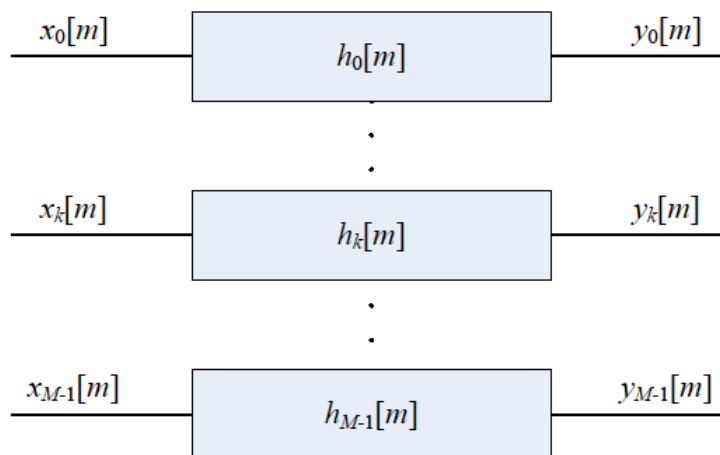


Figura 4.3 Banco de filtros.

Si las entradas de esos  $M$  filtros son conectadas juntas, el sistema puede ser considerado como un analizador para la señal de entrada basado en las características de cada filtro. Por lo tanto, este tipo de banco de filtros es llamado banco de filtros de análisis (AFB, analysis filter bank). A la inversa, mediante la suma de las salidas de todos los filtros, una nueva señal es sintetizada y por lo cual a este tipo de banco de filtros se les llama banco de filtros de síntesis (SFB, synthesis filter bank).

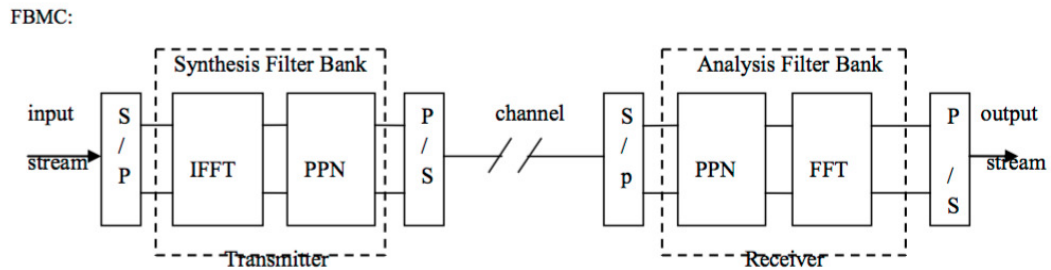


Figura 4.4 Esquema básico de FBMC (AFB y SFB).

La potencia real de los bancos de filtros es aprovechada cuando son usados en pareja, combinándolos como sistemas de subbanda (configuración de análisis-síntesis) o transmultiplexores (configuración síntesis-análisis). Un ejemplo de aplicación usando un sistema de subbanda es un ecualizador (igualador), en el cual las subbandas de una señal son amplificadas según sea necesario. Por otro lado, la configuración del transmultiplexor es aplicada en comunicaciones multiportadora.

## 4.4 Banco de filtros multitasa

En el tratamiento de las subbandas, las salidas de los filtros de análisis conservan porciones deseadas del espectro de la señal de entrada para más procesamiento. Las señales resultantes ocupan solo una fracción del espectro original y la tasa de muestreo puede ser reducida para disminuir el número de operaciones sin perder información de la señal original, mientras se cumple el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon. De una manera análoga, la señal de entrada del SFB puede ser sobremuestreada y filtrada para ocupar una región deseada del espectro. Añadiendo señales que ocupen diferentes porciones del espectro, se puede sintetizar un ancho de banda más amplio. Los bancos de filtros que trabajan con diferentes tasas de muestreo son llamados bancos de filtros multitasa y son elementos clave en el tratamiento de señal multitasa.

Lo deseado es que las entradas y las salidas sean tan parecidas como sea posible, si no se lleva a cabo ningún tratamiento adicional desde el banco de filtros. Si los bancos de filtros son diseñados de tal forma que las entradas y las salidas del banco de filtros son los mismos, excepto por el retraso de procesamiento, los bancos de filtros son llamados bancos de filtros de reconstrucción perfecta (PR, perfect reconstruction). Otro posible diseño es permitir una distorsión limitada, en el cual se obtiene un banco de filtros de reconstrucción casi perfecta (NPR, nearly perfect reconstruction).

Las condiciones de diseño necesarias para obtener estos tipos de bancos de filtros pueden ser deducidas para las funciones de transferencia que relacionan la entrada y la salida de los bancos con la ayuda de las operaciones multitasa que son presentadas en el siguiente apartado.

### 4.4.1 Operaciones básicas en multitasa

Las operaciones descritas para reducción o incremento de tasa, precedidas o seguidas de filtrado, respectivamente, son las operaciones básicas en multitasa. Respectivamente conocidas como diezmado e interpolación, ambas son brevemente descritas:

#### Diezmado

El diezmado tiene lugar en el AFB (analysis filter bank) y consiste en el filtrado de la señal de entrada (filtrado anti-aliasing) y el subsiguiente submuestreo. El submuestreo reduce la tasa de muestreo seleccionando solo cada  $M$  muestras de la señal filtrada.

El submuestreo puede ser expresado matemáticamente en el dominio del tiempo y en el dominio de la transformada Z, de la forma:

$$y_d(n) = x(Mn) \tag{4.1}$$

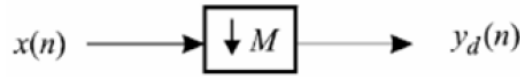


Figura 4.5 Operación de diezmo.

$$\sum_{l=0}^{M-1} X(z^{1/M}W^l) \tag{4.2}$$

$$W = e^{-j2\pi/M} \tag{4.3}$$

En el dominio de la frecuencia, el espectro de salida está formado por una repetición de  $M$  réplicas desplazadas del espectro de entrada extendido por un factor  $M$ . El tamaño de desplazamiento en frecuencia es 2. La figura siguiente muestra gráficamente el efecto de las ecuaciones anteriores.

Submuestreo para  $M=3$ .

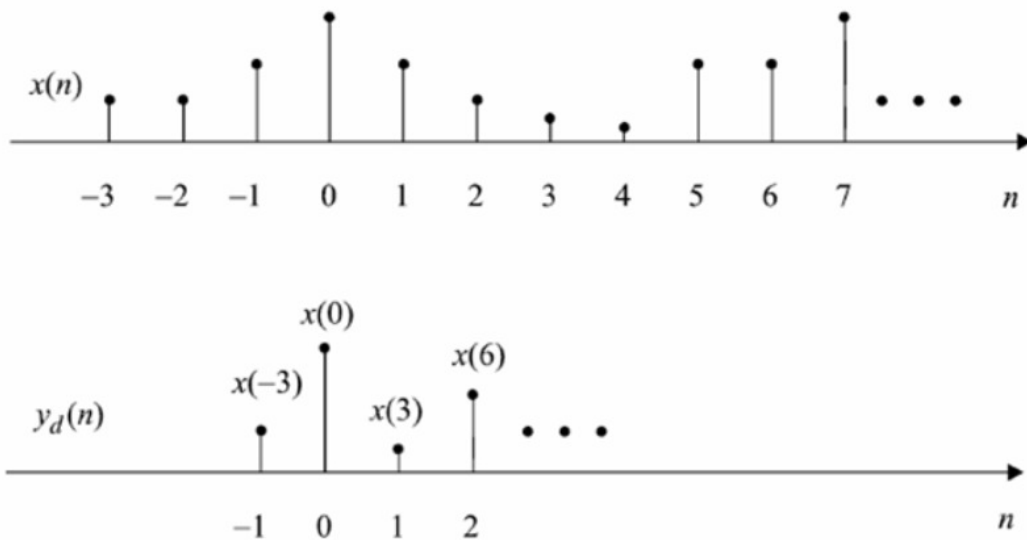


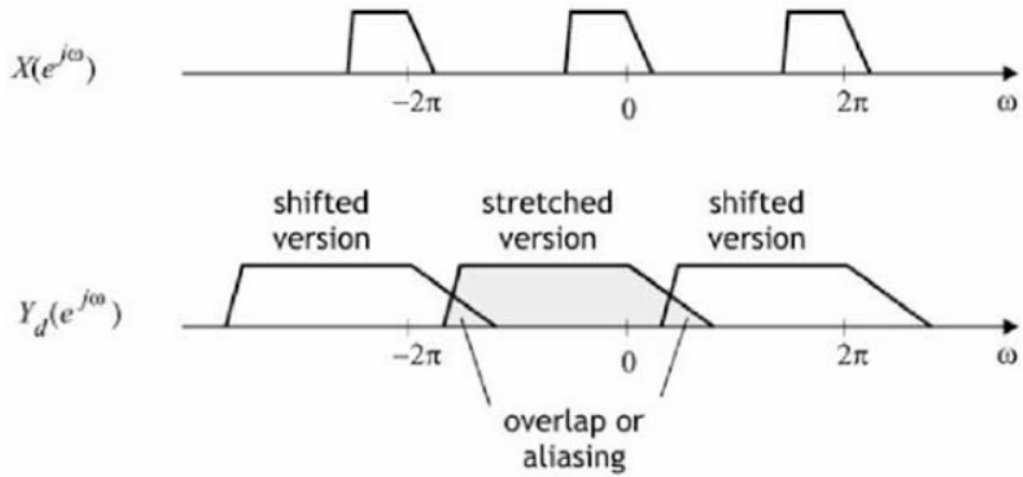
Figura 4.6 Representación del diezmo en el dominio del tiempo.

El problema del aliasing aparece cuando el filtrado anterior al submuestreo no es lo suficientemente fuerte.

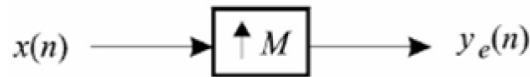
**Interpolación**

La interpolación es el dual de la operación de diezmo, y se lleva a cabo en el SFB (synthesis filter bank). El sobremuestreador aumenta la frecuencia de muestreo por  $M$  e introduce  $M-1$  ceros entre muestras contiguas de  $x(n)$ . Esto puede ser descrito tanto en el dominio del tiempo como en el dominio Z por las ecuaciones:

$$\begin{cases} x(n/M), & \text{si } n = M \\ 0 & \text{e.o.c} \end{cases}$$



**Figura 4.7** Representación en el dominio de la frecuencia mostrando el efecto del aliasing donde las versiones desplazadas se superponen en general con la versión ensanchada original..

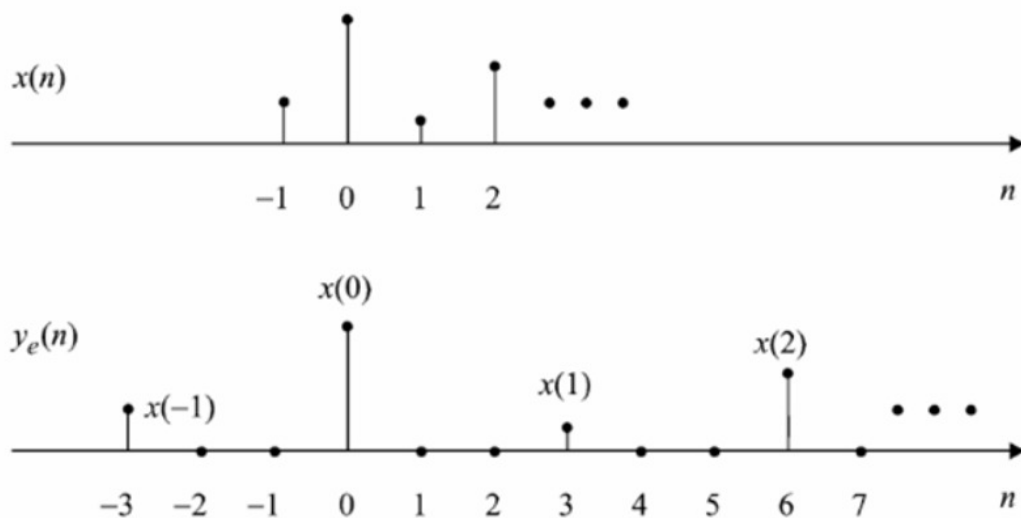


**Figura 4.8** Operación de Interpolación.

$$Y_e(z) = X(z^M) \tag{4.4}$$

donde  $y_e(n)$  e  $Y_e(z)$  representan la señal ensanchada después del sobremuestreador en tiempo y en el dominio Z, respectivamente. El efecto en el dominio del tiempo y en el de la frecuencia es representado en la siguiente figura:

Sobremuestreo para  $M=3$



**Figura 4.9** Sobremuestreador. Inserción de muestras de valor cero en el dominio del tiempo..

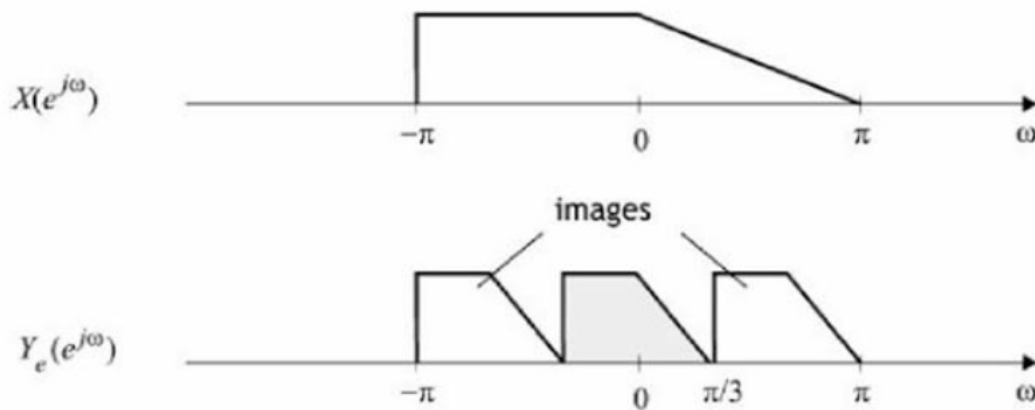


Figura 4.10 Representación del sobremuestreo en el dominio de la frecuencia.

Esto puede ser visto como que el espectro de la señal es comprimido y que la imagen que estaba más allá de la mitad de la frecuencia de muestreo aparece ahora dentro del rango de muestreo, para un desplazamiento en frecuencia de  $2f_s$ . El filtro de interpolación interpola entre los actuales símbolos sobremuestreados y elimina las imágenes que han aparecido dentro del rango de muestreo. Por lo tanto, el filtro de interpolación es también llamado filtro anti-imagen.

**Identidades multitasas**

Para finalizar esta sección, es práctico recordar las identidades en tratamiento de señal multitasas de la figura. Estas identidades multitasas permiten cambiar el orden de las operaciones de sub/sobremuestreo con los correspondientes filtros.

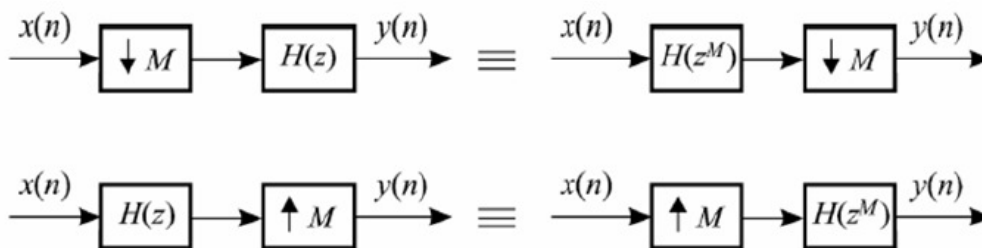


Figura 4.11 Identidades en el tratamiento de señal multitasas..

Ahora el filtrado toma lugar en la tasa más baja, y con el filtro de diezmado, el cual permite un procesamiento más eficiente y menos complejo. Las identidades son explotadas cuando pretendemos implementar el banco de filtros de una manera eficiente.

**4.5 Bancos de filtros de diezmado máximo**

**4.5.1 Introducción**

Los bancos de filtros de  $M$  canales de diezmado máximo con estructura en paralelo, son sistemas que principalmente se destinan a aplicaciones de descomposición subbanda para codificación, almacenamiento y/o transmisión de señales, así como para multiplexación en los dominios de la frecuencia y del tiempo. Estos bancos de filtros constan de una etapa de análisis y otra de síntesis. El banco de análisis separa la señal de entrada en subbandas empleando un conjunto de filtros. La información más importante se extrae de dichas

señales subbanda en un bloque intermedio de procesamiento, cuya forma depende de la aplicación. Del mismo modo, el banco de síntesis reconstruye la señal de salida a partir de las señales subbanda procesadas mediante un conjunto de filtros conectados en paralelo. Las características de estos filtros dependen de las aplicaciones y del problema que se pretenda resolver.

En los siguientes apartados llamaremos:

- $h_k(m)$  filtro de análisis para el subcanal k.
- $f_k(m)$  filtro de síntesis para el subcanal k.

#### 4.5.2 Relación entrada salida en un banco de filtros

Un banco de filtros de  $M$  canales con estructura en paralelo, se compone de una etapa de análisis y otra de síntesis. El banco de análisis consta de  $M$  filtros que realizan una separación uniforme de la señal de entrada en  $M$  bandas de frecuencia para su tratamiento en una etapa intermedia.

La aplicación concreta de la etapa intermedia puede afectar al diseño de los filtros del banco. Por ejemplo, en codificación subbanda de señales de voz se emplean filtros FIR con longitudes muy superiores al número de bandas que aparecen en el banco, especialmente si el número de bandas es pequeño. Por otro lado, en codificación de imágenes se prefieren filtros de una longitud inferior para evitar los efectos de borde.

A la entrada del banco de síntesis se tiene una representación aproximada de la señal original codificada. El error  $v_k - v'_k$  es una distorsión no lineal que se denomina error de cuantificación subbanda. A partir de dichas señales subbanda procesadas, el banco de síntesis  $F_k(z)$  lleva a cabo la reconstrucción de la señal original. La respuesta impulsiva en la asociación en cascada de los filtros de análisis y de síntesis debe ser una delta desplazada, de modo que los errores se deban sólo al ruido de cuantificación.

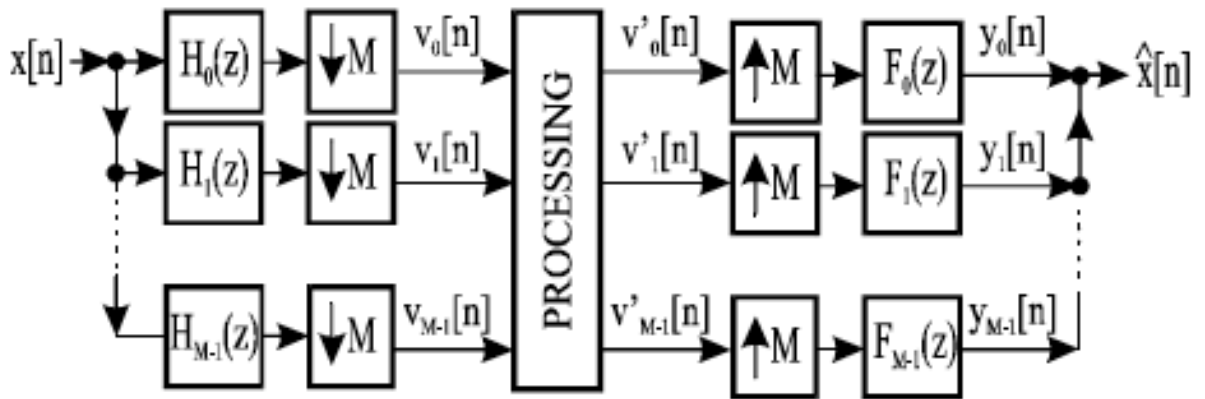


Figura 4.12 Banco de filtros. Bloques de análisis y síntesis.

#### 4.5.3 Banco de filtros de análisis

Este banco de filtros de análisis constará de  $M$  filtros individuales uniformemente distribuidos en frecuencia con el mismo ancho de banda. El espectro de la señal de entrada  $X(z)$  puede ocupar el rango de frecuencias  $0 \leq \omega \leq \pi$ . El banco de filtros descompone este espectro en un conjunto de subespectros adyacentes, todos con un ancho de banda  $\pi/M$ .

El filtro  $H_0(z)$  es paso bajo, los filtros de  $H_1(z)$  a  $H_{M-2}(z)$  son paso banda y  $H_{M-1}(z)$  es paso alto. Se asume que todas las señales de entrada y las respuestas al impulso de los filtros son reales. Puesto que el ancho de banda de las señales filtradas es aproximadamente  $\pi/M$ , la relación de muestreo después del filtrado, se puede reducir por un factor  $M$ .

$$V_i(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} H_i(z^{1/M} W_M^k) X(z^{1/M} W_M^k) \quad i = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (4.5)$$



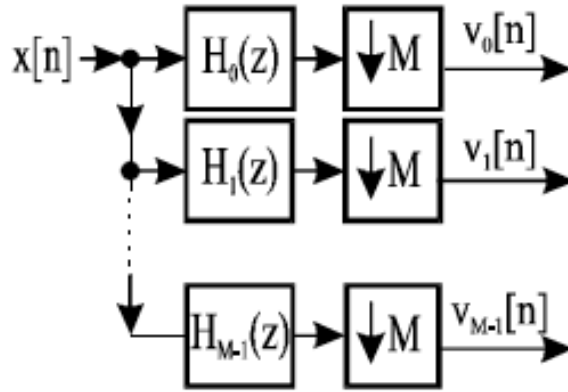


Figura 4.13 Banco de filtros de análisis.

$$W = e^{-j2\pi/M} \tag{4.6}$$

Si el factor de diezmado es el mismo que el número de canales  $M$ , se denomina banco de análisis críticamente muestreado. En este caso, el número total de valores muestreados por unidad de tiempo de todas las subbandas de manera conjunta es el mismo que el número de muestras por unidad de tiempo de la señal de entrada  $x(n)$ .

#### 4.5.4 Banco de filtros de síntesis

El dual del banco de filtros de análisis de  $M$  canales es el banco de filtros de síntesis de  $M$  canales.

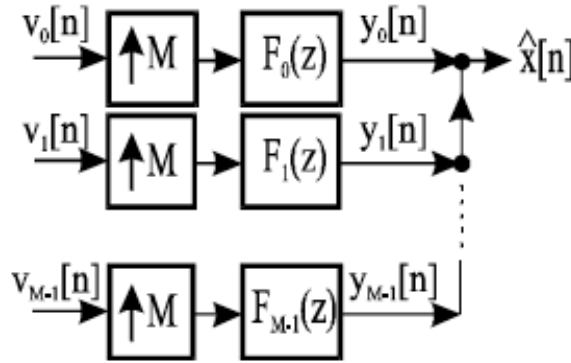


Figura 4.14 Banco de filtros de síntesis.

Los filtros de  $F_0(z)$  a  $F_{M-1}(z)$  tienen básicamente las mismas características que los filtros de análisis de  $H_0(z)$  a  $H_{M-1}(z)$ .

Intercalando ceros en las señales  $V_i(z)$  se producen las señales  $V_i(z^M)$ , con  $i = 0, 1, \dots, M - 1$ . Estas son filtradas por  $F_k(z)$  y finalmente sumadas todas ellas para obtener la señal de salida:

$$\hat{X}(z) = \sum_{i=0}^{M-1} F_k(z)V_k(z^M) \tag{4.7}$$

Si se combina un banco de filtros de análisis con otro de filtros de síntesis, se obtiene un banco de filtros de  $M$  canales como el de la figura 4.12. El banco de filtros de análisis separa la señal de entrada en  $M$  señales subbanda  $X_1(z), X_2(z), \dots, X_{M-1}(z)$  de igual ancho de banda. Estas se pueden codificar, almacenar

y/o transmitir. Finalmente, el banco de filtros de síntesis se emplea para conformar la señal de salida  $\hat{X}(z)$ , la cual -si no existiera procesado intermedio- se debería aproximar a la señal de entrada  $X(z)$  tanto como fuese posible.

Dependiendo de la relación entre el número de entradas o canales  $N$ , y el factor de muestreo  $M$ , los bancos de filtros son clasificados como:

- **Bancos de filtros críticamente muestreados.** Cuando  $N = M$  el sistema se conoce como críticamente muestreado. A estos sistemas también se les llama bancos de filtros de diezmo máximo. Estos son los bancos de filtros más elegidos ya que preservan la información.
- **Bancos de filtros sobremuestreados.** Para sistemas de subbanda se les dice que son sobremuestreados cuando  $N > M$  y la tasa de sobremuestreo es  $L = N/M$ . Los transmultiplexores se dicen que son sobremuestreados cuando  $M > N$  y la tasa de sobremuestreo viene dada por  $L = M/N$ . Proporcionan mayor libertad de diseño e inmunidad al ruido, pero son más complejos computacionalmente.
- **Bancos de filtros submuestreados.** Los sistemas de subbanda son submuestreados cuando  $N < M$  y para los transmultiplexores cuando  $M < N$ . Es el recíproco de los bancos de filtros de sobremuestreo.

## 4.6 Relaciones de transferencia y condiciones de reconstrucción

Usando las ecuaciones de tratamiento multitasa, las relaciones de entrada-salida para el sistema de subbanda descrito pueden ser escritas en el dominio  $Z$  de la forma

$$\hat{X}(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z) \sum_{l=0}^{M-1} F_k(ze^{-j2\pi l/M}) X(ze^{-j2\pi l/M}) \quad (4.8)$$

donde  $H_k(z)$  y  $F_k(z)$  son los filtros antialiasing y anti-imagen respectivamente. Los elementos de los sumatorios pueden ser redistribuidos y agrupados para producir:

$$\hat{X}(z) = T_0(z)X(z) + \sum_{l=1}^{M-1} T_l(z)X(ze^{-j2\pi l/M}) \quad (4.9)$$

donde

$$T_0(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z)F_k(z) \quad (4.10)$$

y

$$T_l(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z)F_k(ze^{-j2\pi l/M}) \quad (4.11)$$

$T_0(z)$  es la función de transferencia de distorsión global. Mide la distorsión entre la señal original y la reconstruida que ha de venir de la convolución del filtro de subbanda de análisis y síntesis. Adicionalmente, las  $T_l(z)$  son las funciones de transferencia debidas a las componentes de solapamiento, es decir, cuantifica el efecto de aliasing en el espectro de las réplicas que aparecen en la operación de submuestreo del banco de análisis. Similarmente, en la configuración de transmultiplexor, obtenemos:

$$\hat{X}_i(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} F_l(z^{1/M}e^{-j2\pi lM}) \sum_{k=0}^{M-1} H_k(z^{1/M}e^{-j2\pi l/M}) X_k(z) \quad (4.12)$$

Esta ecuación puede ser reordenada:

$$\hat{X}_i(z) = T_{ii}(z)X_i(z) + \sum_{k=0, k \neq i}^{M-1} T_{ik}(z)X_k(z) \quad (4.13)$$

donde

$$T_{ii}(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} F_i(z^{1/M} e^{-j2\pi l/M}) H_i(z^{1/M} e^{-j2\pi l/M}) \quad (4.14)$$

es la función de transferencia que relaciona la subbanda de entrada con las señales de salida de la subbanda  $i$ . Además

$$T_{ik}(z) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} F_i(z^{1/M} e^{-j2\pi l/M}) H_k(z^{1/M} e^{-j2\pi l/M}), \quad k \neq i \quad (4.15)$$

describe cuanto de la señal de la subbanda  $k$  se filtra dentro de la subbanda  $i$ .

#### 4.6.1 Errores generados en el banco de filtros

Partiendo de un entorno ideal en el que no existe la etapa intermedia de procesamiento, en la salida se pueden encontrar los siguientes errores:

- **Distorsión de Amplitud.** Este error está presente cuando el módulo de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia de distorsión total  $|T_0(e^{j\omega})|$  no es constante, con el mismo valor para toda la banda de frecuencias, es decir:

$$|T_0(e^{j\omega})| \neq c, \quad c \in \mathbb{R} \quad (4.16)$$

- **Distorsión de fase.** Aparece cuando la función de fase de la respuesta en frecuencia de la función de distorsión total  $T_0(z)$  no es lineal.
- **Solapamiento.** Debido al proceso de filtrado y diezmado producido en el banco de análisis, en la salida de una determinada subbanda del banco de síntesis pueden aparecer componentes de la señal que pertenecen a otra banda distinta de la considerada. Se puede afirmar la presencia de solapamiento en el sistema cuando para cualquier valor de  $i$ , con  $1 \leq i \leq M-1$ , se cumple que  $T_i(z) \neq 0$ .

En relación con los tres errores anteriores pueden distinguirse dos grandes grupos de bancos de filtros: Bancos de filtros de reconstrucción perfecta (PR, perfect reconstruction). Se caracterizan por la ausencia total de distorsión y solapamiento. Para ello debe cumplirse que  $T_0(z)$  represente un retardo puro en el dominio del tiempo y que todas las funciones  $T_i(z)$  sean nulas.

Bancos de filtros pseudo-QMF. Surgen como alternativa a los sistemas de reconstrucción perfecta para evitar las grandes dificultades que éstos presentan en la fase de diseño. Las dificultades se reducen considerablemente, si se elimina totalmente alguno de los errores, pero se tolera un valor mínimo, aunque no nulo, en los restantes. Por ejemplo, los bancos de filtros coseno modulado pseudo-QMF próximos a la reconstrucción perfecta ("Near Perfect Reconstruction") no presentan distorsión de amplitud ni de fase y el error de solapamiento es comparable con el valor de la ganancia en la banda atenuada del módulo de la respuesta en frecuencia del filtro prototipo.

## 4.7 Banco de filtros modulados

Los bancos de filtros uniformes dividen el espectro en subbandas del mismo tamaño y en los cuales los subcanales tienen la misma tasa de muestreo. En cualquier caso, existen otras opciones para dividir el espectro. Históricamente, los bancos de filtros uniformes empezaron a mediados de los setenta como filtros de espejo en cuadratura (*QMF*, quadrature mirror filter), un sistema de dos canales. En la siguiente década, la idea del banco *QMF* fue generalizada para el caso de bancos de filtros de  $M$  canales. La primera aproximación fue la de usar el *QMF* como un elemento base de repetición en una estructura de árbol anidada, en la cual cada subcanal es dividido recursivamente en subbandas más pequeñas para usar el banco de dos canales. El siguiente paso fue la introducción de una estructura de  $M$  canales en paralelo en lugar de la configuración en árbol. Un importante hallazgo fue que la reconstrucción perfecta sin aliasing es posible incluso con solapamiento de canal, si los filtros son diseñados para cancelar el aliasing.

En los noventa, una clase especial de bancos de filtros *PR* de  $M$  canales fue desarrollado: los bancos de filtros modulados.

Los bancos de filtros pueden ser implementados independientemente, pero son preferiblemente empleados como bancos de filtros modulados. Cuando todos los filtros tienen versiones desplazadas de frecuencia de un filtro prototipo paso de baja entonces ellos se conocen como bancos de filtros modulados. Estos se obtienen multiplicando el filtro prototipo con una función moduladora. Como resultado tenemos un grupo de filtros paso de banda.

Esto simplifica el proceso de diseño del banco de filtros para la optimización del filtro prototipo. La modulación puede ser obtenida por la multiplicación por un coseno, un seno o una exponencial compleja.

Los bancos de filtros modulados exponencialmente (*EMFB*, Exponentially Modulated Filter Bank) son obtenidos por una modulación exponencial en el filtro prototipo. Debido a la modulación exponencial, los bancos de análisis y síntesis tienen respuestas en magnitud de una sola cara que dividen todo el espectro uniformemente. *EMFB* puede ser implementado independientemente o derivado de una combinación de bancos de filtros modulados en coseno y en seno. También, de otra forma, pueden ser implementados usando la transformada solapada extendida (*ELT*, Extended Lapped Transform).

Para el caso de la exponencial compleja, una manera más general de escribir la respuesta al impulso de los filtros de subcanales  $h_k[m]$  sería:

$$h_k[m] = h_p[m] e^{-j\Delta f(k+k_0)(m+m_0)} \quad (4.17)$$

donde  $\Delta f$  es la separación de frecuencia para la subbanda. Generalmente, en un banco de filtros de  $M$  canales,  $\Delta f = 2\pi/M$ . Esta expresión coincide con la definición de la DFT generalizada (GDFT) en bancos de filtros, donde  $m_0$  y  $k_0$  permiten ajustar el origen de tiempo y frecuencia como se quiera.

En primer lugar apareció el banco de filtros modulado de coseno ortogonal, donde el mismo prototipo es usado para obtener los filtros de subbanda en el banco de análisis y en el banco de síntesis. La función de transferencia de los filtros de subcanal y su versión aliased se apila en matrices y la reconstrucción perfecta puede ser obtenida si las matrices de los filtros de análisis y los de síntesis son ortogonales entre sí, siendo una la traspuesta conjugada de la otra. Esto conduce a la propiedad de que los filtros de análisis  $h_k[m]$  y los filtros de síntesis  $f_k[m]$  son sólo las versiones complejas conjugadas y de tiempo invertido de la otra, es decir:

$$f_k[m] = h_k^*[L_p - 1 - M] \quad (4.18)$$

Si los filtros son reales y tienen fase lineal, entonces los filtros de análisis y de síntesis son los mismos. Un filtro prototipo *PR* diseñado para un banco de filtros modulado en coseno de  $M$  canales también produce la reconstrucción perfecta para un banco de filtros modulado en seno de tamaño similar. Hay una pequeña posibilidad de confusión, ya que en los bancos de filtros modulados reales el número de subbandas es referido para la mitad del espectro y en los bancos de filtros complejos está referido para todo el espectro. En un banco de filtros modulado en coseno de  $M$  canales, cada filtro subcanal es separado con el siguiente por  $\pi/M$ , y la parte negativa del espectro no es considerada porque las señales y el banco de filtros son reales.

En un banco de filtros modulado complejo, los  $M$  subcanales son separados por  $2\pi/M$  de sus subcanales vecinos. En este trabajo,  $M$  irá asociado con todo el espectro, desde  $-\pi$  hasta  $\pi$ . Con esta notación en mente, los filtros de análisis de longitud  $L_p$  en las implementaciones *EMFB* y *FBMC/OQAM* pueden ser respectivamente representados como:

$$f_k^{FBMC/OQAM}[m] = h_p[m]e^{j\frac{2\pi k}{M}(m - \frac{L_p-1}{2})}, \quad (4.19)$$

$$f_k^{EMFB}[m] = h_p[m]e^{j\frac{2\pi}{M}(k + \frac{1}{2})(m + \frac{M/2+1}{2})} \quad (4.20)$$

y los correspondientes filtros de síntesis son obtenidos aplicando la ecuación anteriormente vista.

## 4.8 Implementación de un banco de filtros modulado

Hay algunos aspectos importantes que tienen que ser considerados cuando implementamos bancos de filtros modulados. El filtro prototipo tiene que ser diseñado y optimizado para cumplir los criterios establecidos por la aplicación para la cual el banco va a ser usada. Luego, la implementación del banco modulado con el prototipo diseñado ofrece algunas alternativas con efectos sobre la complejidad computacional. Estos aspectos son brevemente introducidos en los subsiguientes apartados.

### 4.8.1 Diseño del prototipo

Los bancos de filtros modulados ortogonales son a menudo diseñados por filtros FIR paso de baja con fase lineal con buena localización espectral. Ya que las bandas deseadas tienen ancho de banda  $2\pi/M$ , la frecuencia de corte del filtro prototipo es  $w_c = \pi/M$  y el borde de la banda de rechazo depende del exceso del ancho de banda o el factor roll-off ( $\alpha$ ), de la forma:

$$w_s = \frac{(1 + \alpha)\pi}{M} \quad (4.21)$$

El factor de roll-off  $\alpha > 0$  determina que cantidad de solapamiento hay por parte de los filtros adyacentes. Por ejemplo, si  $\alpha = 1$  el borde de la banda de rechazo está situada en el centro de los subcanales adyacentes, es decir, solo habrá solapamiento en estas subbandas. Asumiendo que el filtro ha sido diseñado con buena selectividad, el efecto de las frecuencias más alejadas del borde de la banda de rechazo es despreciable. Los filtros prototipo de orden  $KM - 1$ , donde  $K$  es un entero, han sido probados para dar como resultado bancos de filtros *PR* de una mayor frecuencia selectiva. El factor de solapamiento  $K$  indica cuanto tiempo de solapamiento hay en bloques de filtrado consecutivos de  $M/2$  muestras en alta tasa. El término “solapamiento” (overlapping) viene de la interpretación del banco de filtros *PR* como una transformación ortogonal en la cual las funciones bases (filtros de subcanales) se solapan en tiempo. Para  $K = 1$  y  $K = 2$  hay expresiones analíticas de forma cerrada (resuelve un problema dado en términos de funciones y operaciones matemáticas elegidas de un conjunto limitado y generalmente aceptado) para el filtro prototipo que proporciona *PR* en el banco de filtros modulado en coseno, y por lo tanto también en el banco de filtros modulado complejo. Para unos valores más altos en el factor de solapamiento, el filtro prototipo tiene que ser diseñado para optimizar esos coeficientes para cumplir las condiciones deseadas. Por lo general hay nivel de atenuación de la banda de rechazo, frecuencia de corte, ancho de transición en la banda de paso y restricciones *PR*. Si deseamos *NPR*, entonces las restricciones *PR* son relajadas y aceptamos distorsión y niveles de aliasing que son definidos para ser recibidos por el sistema. Generalmente, cuando usamos filtros *NPR*, la atenuación que tenemos en un filtro *PR* puede ser lograda con longitudes de filtros más cortas, o, a la inversa, filtros de la misma longitud que filtros *PR* pueden ser logrados con atenuaciones más altas en la banda de rechazo. Los diferentes criterios para optimizar los filtros prototipo son descritos a continuación:

- **Mínimos cuadrados:** Este criterio aspira a minimizar la energía de la banda de rechazo del filtro prototipo. Presenta una baja atenuación en los bordes de la banda de rechazo, pero la atenuación

incrementa rápidamente cuando nos movemos más lejos de la banda de paso.

- **Minimax:** El objetivo aquí es minimizar el máximo del valor de rizado de la respuesta en frecuencia de la banda de paso. La atenuación en el borde de la banda de paso es alto, pero el nivel de la banda de paso tiene casi un valor constante sobre toda la banda de paso, con aumento de la energía total.
- **Mínimos cuadrados con restricción de pico:** Solución intermedia que minimiza la energía en la banda de rechazo para maximizar el valor de rizado.
- **Interferencia total:** En diseños *NPR*, este criterio, el cual complementa las restricciones de la máscara espectral deseada, tiene un objetivo de minimizar la interferencia total que se origina en el banco de filtros, es decir, las interferencias entre símbolos (ISI) y las interferencias entre portadoras (ICI).

#### 4.8.2 Implementación eficiente y compleja

Los bancos de filtros modulados pueden ser implementados directamente obteniendo las versiones moduladas del filtro prototipo modulado anterior y luego filtrar y submuestrear en el banco de análisis o sobremuestrear y filtrar en el banco de síntesis. Sin embargo, esto implica filtrar en una tasa alta y luego, en el caso de análisis, descartar  $M - 1$  muestras después de submuestrear por  $M$ . Eso, claramente no es eficiente, y conduce a un gran número de operaciones. En lugar de eso, las identidades multitasa vistas en una figura anterior pueden ser usadas para realizar el filtrado de baja tasa, junto con la explotación de otras características del filtro prototipo y la parte de modulación.

Los bancos de filtros modulados en coseno y seno puede ser implementados eficientemente con la ayuda de la transformada de coseno discreta o transformada seno discreta (*DCT/DST*) y la lógica anterior. Una solución está basada en la transformada solapada extendida (*ELT*, Extended Lapped Transform). La *DCT - IV* (*DST - IV* para bancos de filtros modulados en seno) realiza la modulación y el filtro prototipo es obtenido de la cascada y estructuras ortogonales definidas por matrices mariposas, en las cuales, solo los elementos diagonal y anti-diagonal no son ceros. En el banco de análisis, el filtro es implementado primero por las matrices mariposas después del submuestreo y luego se aplica el bloque transformado. Estas operaciones son realizadas en orden inverso en el banco de síntesis.

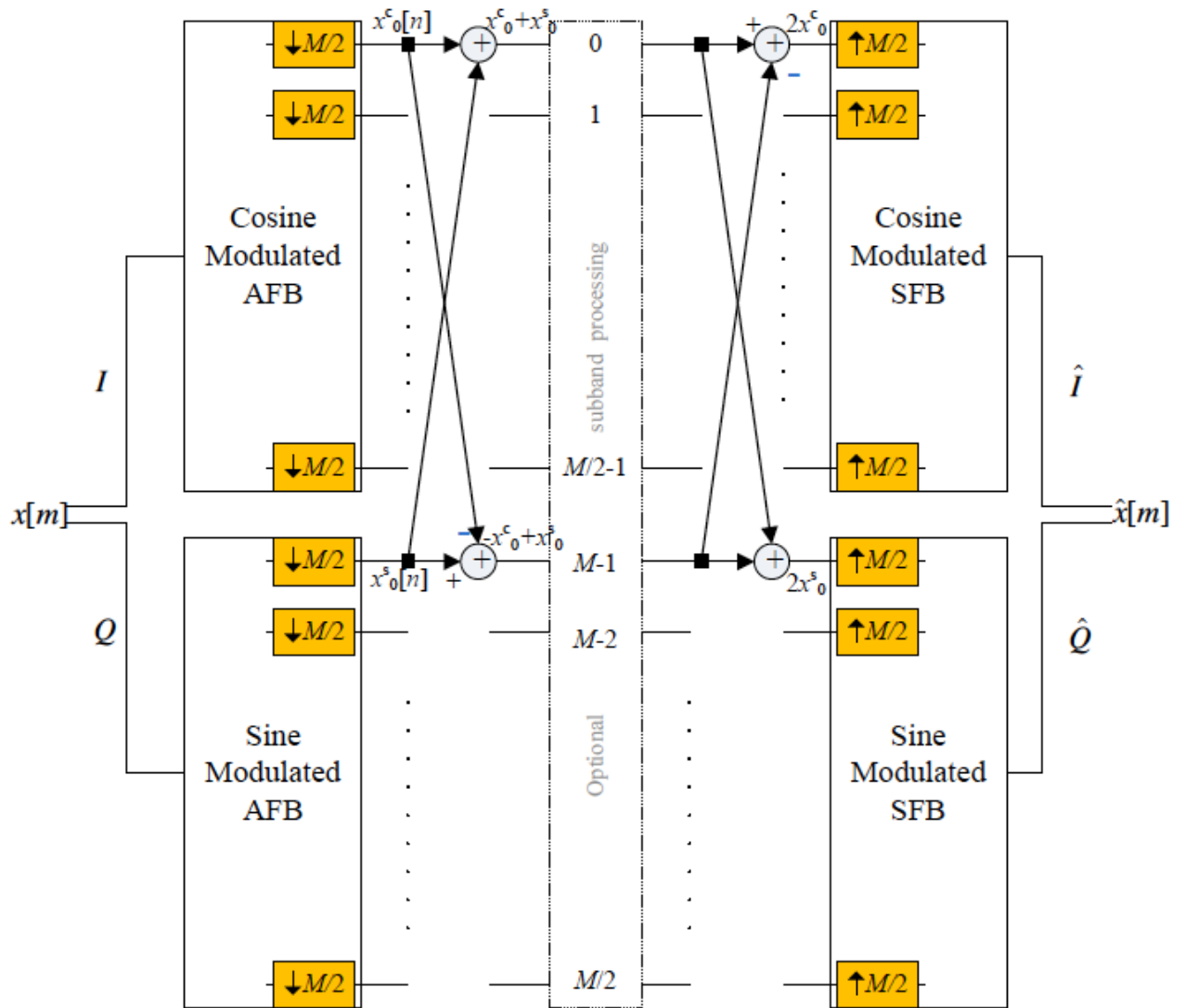
Otra estructura de implementación eficiente es basada en la descomposición polifase del banco de filtros. En el banco de análisis, una estructura filtro polifase sigue al submuestreo. Luego, se aplica un bloque de modulación coseno o seno que puede ser construido usando *DCT - IV* o *DST - IV*, respectivamente. Estos bloques son configurados en orden inverso para el banco de síntesis. La estructura polifase puede ser dividida en pares de componentes polifásicas compartiendo una línea de retardo común.

Aplicando las estructuras mencionadas, el número de multiplicaciones necesarias en el banco de filtros puede ser reducidas de un orden cuadrático del número de subbandas  $M$  a un orden log-lineal.

$$O(M^2) \rightarrow O(M \log(M)) \quad (4.22)$$

**Implementación EMFB**

En el caso de *EMFB*, las estructuras eficientes anteriormente mencionadas para los bancos de filtros modulados en seno y coseno pueden ser combinadas para construir una implementación eficiente de *EMFB*. La manera de conectarlos para construir las subbandas deseadas en la configuración análisis-síntesis es presentada en la siguiente figura:



**Figura 4.15** Implementación eficiente de *EMFB* basado en banco de filtros modulados en coseno y seno..

**Implementación FBMC/OQAM**

El modelo *FBMC/OQAM* es equivalente al modelo *MDFT* (Model Discrete Fourier Transform) y tiene una estructura de implementación eficiente basada en la *IFFT/FFT* (inverse and forward fast Fourier transforms), en los bancos de síntesis y análisis, respectivamente. La transformada rápida de Fourier está acompañada por el filtrado polifase, para implementar selectividad en el subcanal. Las estructuras de implementación eficientes para los bancos de análisis y síntesis son representados en la figura siguiente:

Esta eficiente estructura de implementación para los filtros de bancos complejos reducen drásticamente la cantidad de operaciones comparado con las implementaciones directas. Sin embargo, es necesario señalar que la complejidad computacional (número de multiplicaciones) es todavía considerablemente más alto que cuando lo comparamos con la básica *FFT* basada en *OFDM*.



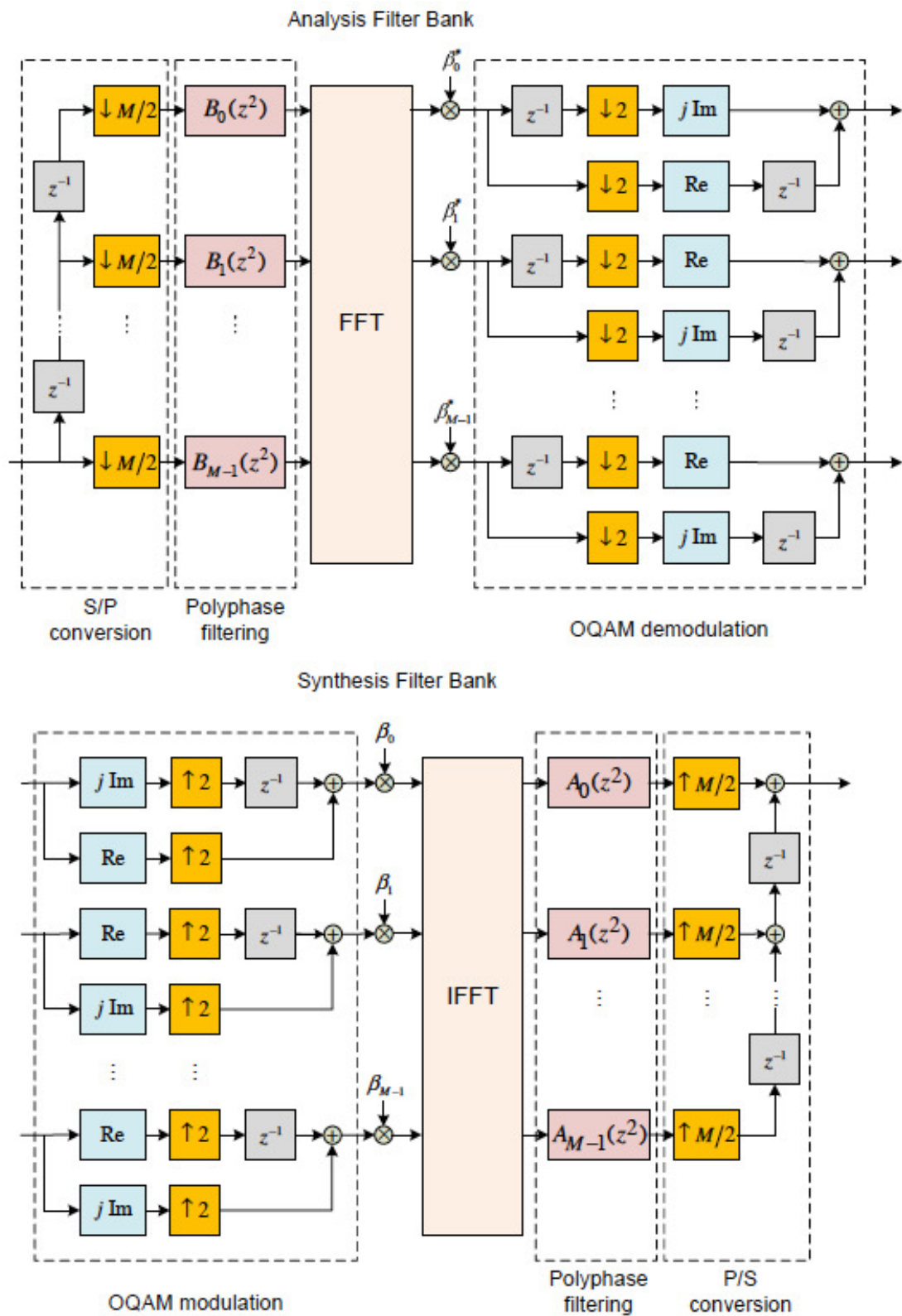


Figura 4.16 Implementación de banco de filtros FBMC/OQAM..



## 5 Explorando otras formas de onda candidatas

---

Para cumplir los requisitos que se vienen exigiendo en la futura 5G, podemos elegir entre muchas capas físicas, y con ellas, vencer los retos de las comunicaciones inalámbricas de banda ancha de una forma eficiente. Entre las técnicas se encuentran; el espectro expandido, las comunicaciones multiportadora, la combinación entre ambas, etc.

La búsqueda de rendimiento cuando trabajamos con altas tasas de datos es una constante en la evolución de los estándares inalámbricos. En 5G, esto apunta hacia el uso de formas de onda multiportadoras, así como trabajar con frecuencias de microondas y modulaciones con anchos de banda más amplios. Algunas de las características deseadas para la forma de onda serían las siguientes:

- Flexible y escalable.
- Acceso múltiple optimizado.
- Uso eficiente del espectro asignado.
- Baja latencia.
- Operar simultáneamente con tráfico síncrono y asíncrono.
- Alta fragmentación espectral y temporal.
- Coexistencia con formas de onda OFDM.

### 5.1 UFMC (Universal Filtered Multi-Carrier)

Se puede considerar una mejora de CP-OFDM. Difiere de FBMC en que en lugar de filtrar cada subportadora individualmente, UFMC divide la señal en un número de subbandas las cuales luego son filtradas. UFMC no tiene prefijo cíclico, aunque puede ser usado para mejorar la protección de interferencia entre símbolos.

### 5.2 GFDM (Generalised Frequency Division Multiplexing)

GFDM proporciona una flexible técnica de transmisión multiportadora que tiene muchas similitudes con OFDM. La principal diferencia es que las portadoras no son ortogonales entre ellas. GFDM proporciona mejor control de las emisiones fuera de banda y reduce la relación de pico de potencia media. Las características mencionadas anteriormente son los mayores inconvenientes de la tecnología OFDM.

### 5.3 OFDM

La modulación OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing) es actualmente usada en 4G y, por esta razón y más, está bajo consideración para 5G mediante el uso de filtrado OFDM (F-OFDM). F-OFDM ofrece una buena eficiencia espectral y resistencia a la interferencia multitrayecto. Como sabemos, los nulos en las subportadoras se corresponden con los picos de las subportadoras adyacentes asegurando interferencia cero entre portadoras.

Con F-OFDM, el ancho de banda disponible para el canal en el cual la señal va a ser transmitida es dividida en varias subbandas. Diferentes tipos de servicios son acomodados en diferentes subbandas con la

forma de onda más adecuada. Esto permite una mejor utilización del espectro en la variedad de servicios a realizar.

### 5.3.1 Principales diferencias entre OFDM y FBMC

FBMC supera los inconvenientes de OFDM mediante la adición de unos filtros que producen una buena localización de los subcanales en el dominio del tiempo y la frecuencia. En consecuencia, los sistemas FBMC tienen más contención espectral de las señales y proporcionan más efectividad en el uso de los recursos radio, ya que no es necesario el prefijo cíclico.

Los bancos de filtros se están convirtiendo en una tecnología que puede ofrecer los beneficios buscados en las comunicaciones inalámbricas modernas. Los bancos de filtros basados en multiportadora disfrutan de otras ventajas como son; estimación e igualación de canal de banda ancha, sincronización, robustez a interferencia de banda estrecha y la opción de configurar el enlace de comunicación con flexibilidad y escalabilidad.

Una de las mayores ventajas es la posibilidad de diseñar subcanales con la atenuación deseada en la banda de rechazo. Esto conduce a beneficios en el rendimiento debido a la reducción de la actuación de subportadoras como banda de guarda, y también, por tener bajo control el filtrado espectral de señales adyacentes no sincronizadas.

Uno de los principales inconvenientes de los bancos de filtros es la naturaleza de solapamiento en sus formas de onda. Esto causa que los bloques de transmisión tengan ‘colas’ que dependen del factor de solapamiento  $K$ . Estas colas son sin embargo importantes para la correcta transmisión del nivel de la subportadora.

Acortándolas artificialmente o permitiendo el solapamiento con otras comunicaciones asíncronas sobre la misma banda para incrementar la eficiencia puede conducir a degradación de la actuación en el primer y/o último símbolo de la ráfaga. Adicionalmente, cortar las colas también induce a un filtrado espectral dentro de los subcanales vecinos, causando rebrote espectral.

La ventaja de aplicar solo un subcanal para separar señales multiplexadas puede ser considerado como una desventaja si se compara con un sistema OFDM casi síncrono, en el cual no se necesita una banda de guarda. Sin embargo, el sistema OFDM no es sincronizado dentro de la longitud del prefijo cíclico, eso necesitaría un mayor número de subbandas para separar las frecuencias multiplexadas.

Con respecto a técnicas de comunicaciones avanzadas y sofisticadas, las actuales investigaciones están probando que FBMC puede ser aplicado con MIMO, por ejemplo, explotando múltiples antenas transmisoras y receptoras para obtener ganancia con diversidad espacial, o multiplexado espacial. Sin embargo, no todos los métodos MIMO que funcionan en OFDM son directamente aplicables a FBMC.

Un defecto adicional de los bancos de filtros comparado con la llanura de los sistemas FFT es que tienen una complejidad mayor. Sin embargo, respecto a la complejidad total del sistema, es decir, tomando en cuenta todas las demás funciones, sería moderadamente mayor en el caso de bancos de filtros.

Los bancos de filtros tienen mayor complejidad que las propuestas tradicionales, pero por otro lado, ofrecen más posibilidades de flexibilidad en la composición del espectro debido a la habilidad para crear u ocupar huecos libres. Además, implementan el filtrado de canal junto con el multiplexado de la subportadora.

**Tabla 5.1** Diferencias entre OFDM y FBMC.

Propiedad	OFDM	FBMC
Prefijo cíclico (CP)	Requiere prefijo cíclico por lo que reduce la eficiencia de su BW	No requiere prefijo cíclico, conserva su BW
Sincronización	Muy sensible a errores en la sincronización de frecuencia	Excelente localización de las subportadoras
MIMO	Alta flexibilidad para adoptar técnicas MIMO	Flexibilidad limitada
Detección del espectro	Compleja debido a las fugas espectrales en señales OFDM	Gran resolución en la detección del espectro
Complejidad computacional	Menos complejo	Más complejo

## Anexo: FBMC vs OFDM en Matlab

Aquí dejamos propuesto un script que implementa el filtro FBMC en Matlab, para posteriormente compararla con el filtro OFDM. Además se reflejarán tres filtros de FBMC según el factor de solapamiento ( $K=2$ ,  $K=3$  y  $K=4$ ).

**Código 5.1** FBMC vs OFDM. FBMC para distintos factores de solapamiento.

```
%% FBMC/OQAM
%% FBMC-OFDM: Prototype Filter
%%
clear all
clc
%%-----%%
% Design of Prototype Filter
%%-----%%
M=16;% number of sub-channels
%% Prototype Filter For FBMC
K=4; % overlapping factor
lp=K*M-1; % prototype filter length
y=[1 0.97195983 sqrt(2)/2 0.23514695 ]; % coefficient of filter when K=4
yy=[1 0.911438 0.411438];% coefficient of filter when K=3
yyy=[1 sqrt(2)/2]; % coefficient of filter when K=2
u=lp-1;
s=2*pi/(K*M);
for m=0:u-1
r=m+1;
p1(m+1)=y(1,1)-2*y(1,2)*cos(r*s)+2*y(1,3)*cos(2*r*s)-
2*y(1,4)*cos(3*r*s); % prototype filter equation K=4
p2(m+1)=yy(1,1)-2*yy(1,2)*cos(r*s)+2*yy(1,3)*cos(2*r*s); % prototype filter
equation K=3
p3(m+1)=yyy(1,1)-2*yyy(1,2)*cos(r*s); % prototype filter equation K=2
end
%% Prototype Filter For OFDM
for m=0:M-1
p4(m+1)=1;
end
%% Frequency response of prototype filter for FBMC and OFDM
fvtool(p1,1,p4,1)
legend('FBMC','OFDM')
fvtool(p1,1,p2,1,p3,1)
legend('K=4','K=3','K=2')
```

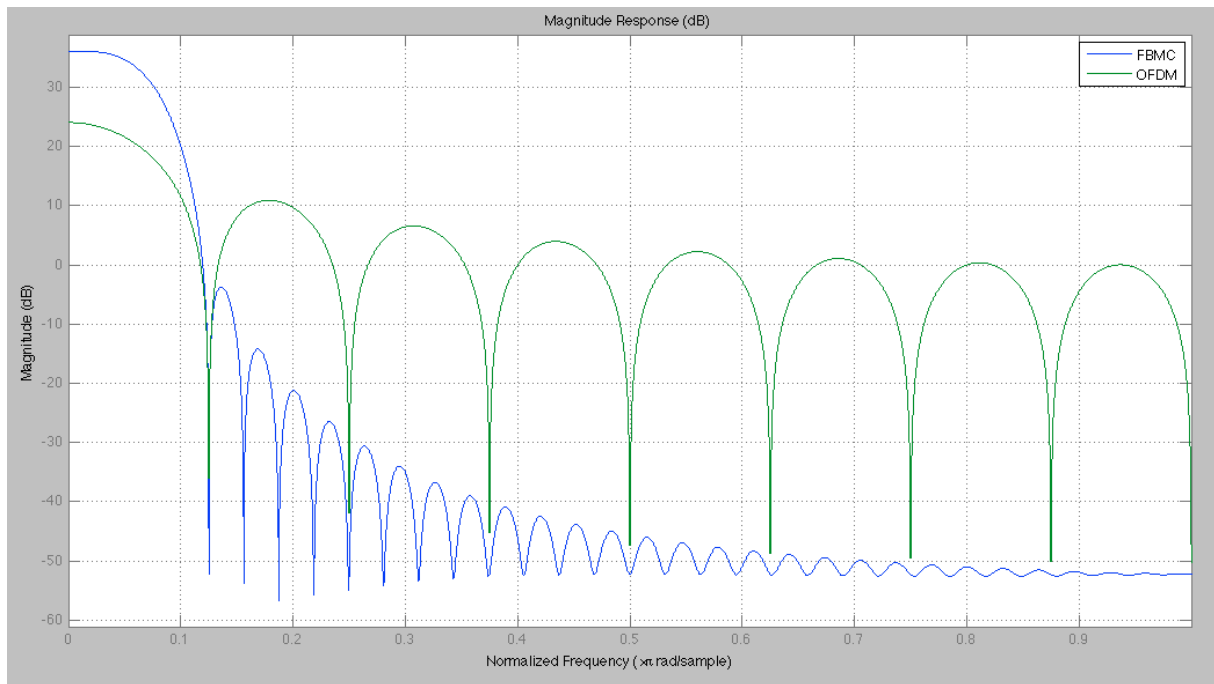


Figura 5.1 Representación de FBMC frente a OFDM.

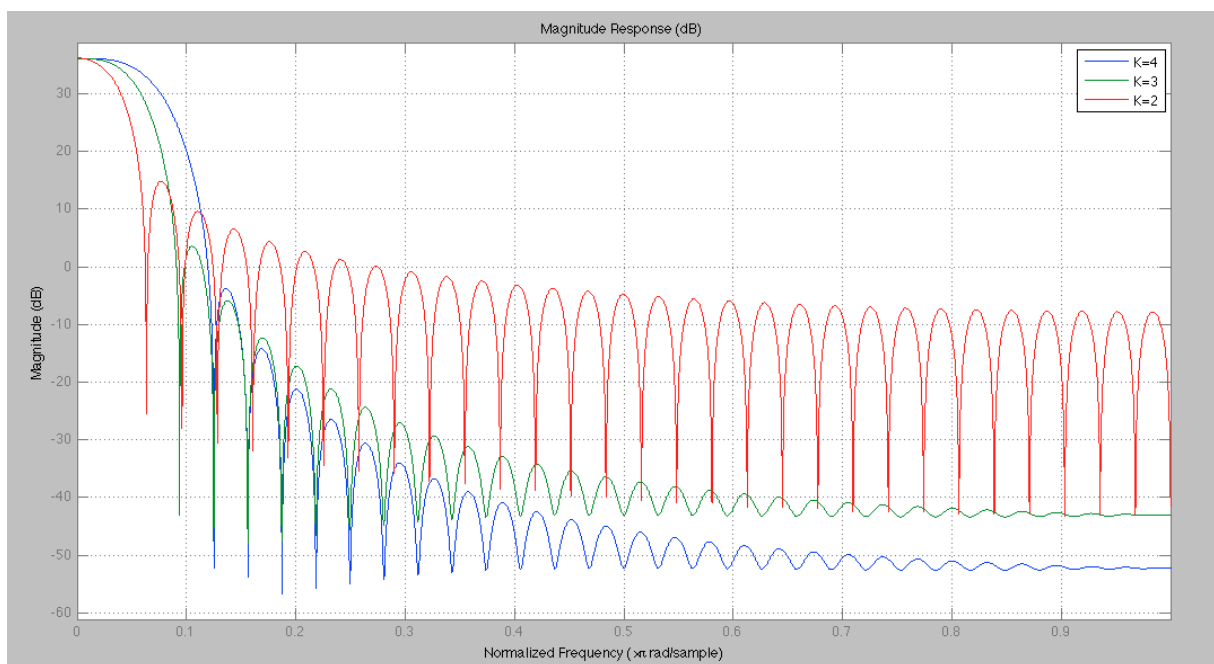


Figura 5.2 FBMC representada con diferentes factores de solapamiento.

En el siguiente script se presenta la función que representa el espectro de una señal OFDM. Esta función viene bajo la colaboración de Juan Antonio Becerra, al que desde aquí aprovecho para agradecerle su ayuda.

**Código 5.2** Espectro de una señal OFDM.

```
function [x] = Create_OFDM_Signals

%% Creación del filtro
M=16;% number of sub-channels

%% Prototype Filter For OFDM

for m=0:M-1
p4(m+1)=1;
end

%% Variables de entrada
Nslots = 10;
OSR = 3;
fs = 30.72*OSR;
Nfft = 2048;
Ncarrier = 1200;
Ncpr = repmat(144*ones(7,1),Nslots,1);
Ncpr = repmat(0*ones(7,1),Nslots,1); % sin prefijo cíclico

%% Generacion de datos
M = 64;
h=modem.qammod(M); %make modulator
filtro = [];
stream = RandStream.create('mrg32k3a','NumStreams',1,'Seed',15612);

%% Modulación
data = modulate(h, randi(stream, [0 M-1], Ncarrier, length(Ncpr)));

%% Creación OFDM
x = create_OFDM(Nfft,Ncpr,Ncarrier,data,OSR,filtro);
espectro(x,fs)

%% Filtrado
y = ifft( fft(x(:)).*fft(p1(:),length(x)) );

%figure(1);
%plot(log(abs(fftshift(fft(x))))); hold on;
%plot(log(abs(fftshift(fft(p1,length(x))))), 'r');

%% Offset en frecuencia
% Foff = 10;
% N = length(x);
% x = x.*exp(1i*2*pi*(0:N-1).'/fs * Foff);

%% Espectro OFDM
espectro(x, fs);

end

function y = create_OFDM(Nfft, Ncpr, Ncarrier, data, OSR, flt)
```



```

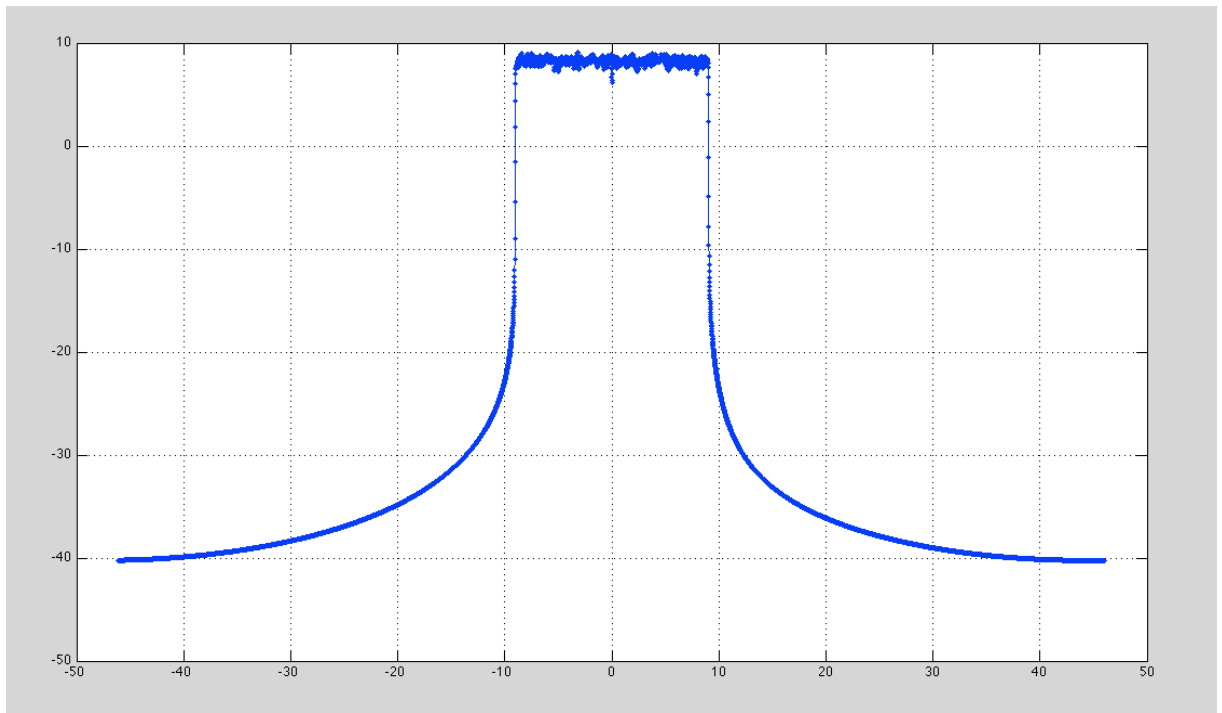
%function y = create_OFDM(Nfft, Ncpr, Ncarrier, data, OSR, flt)
%
%Modulate the data in "data" onto "Ncarrier".

%Nfft = Nfft*OSR;
%Ncpr = Ncpr*OSR;
Nfft = Nfft*OSR;
Ncpr = Ncpr;
%Make the signal
x(sum(Nfft+Ncpr),1) = 1i; %The total number of samples
ind_pointer = 0;
for k=1:length(Ncpr)
    %Temporary variable to store the data before cyclic prefix is inserted
    tmp = ifft([0; data(1:Ncarrier/2,k); zeros(Nfft-1-Ncarrier,1); data(
        Ncarrier/2+1:Ncarrier,k)])*sqrt(Nfft);
    % Para ver el espectro de 1 simbolo: plot(abs(fftshift(fft(tmp))))
    x( ind_pointer + (1:Nfft+Ncpr(k)),1 ) = [tmp(Nfft- Ncpr(k)+1:Nfft); tmp]; %
    Add the cyclic prefix
    % Para ver el espectro con el prefijo ciclico: figure; plot(abs(fftshift(
        fft(x( ind_pointer + (1:Nfft+Ncpr(k)),1 )))))
    ind_pointer = ind_pointer + Nfft+Ncpr(k); %Add the current index to the
        data pointer to put data in correct place

end
%apply cyclic filtering by using fft, this is generally cheating but the
%signal is repeated in this fashion in the signal generator
%y = ifft( fft(x(:)).*fft(flt(:),length(x)) );
y = x;
end

function espectro(x, fs)
    scolor = 'b.-';
    wlen = 8e3;
    olap = 5e3;
    nfft = 8e3;
    win = kaiser(wlen,50);
    Pxx = pwelch(x, win, olap, nfft); %Welch periodogram estimate using Hanning
        window
    Pxx = fftshift(Pxx);
    N = length(Pxx);
    fvec = (-fs/2:fs/N:(N-1)/N*fs/2);
    figure('Name','Espectro de densidad de potencia 2');
    plot(fvec, 10*log10(Pxx),scolor,'linewidth',1);
    grid on;
end

```



**Figura 5.3** Espectro OFDM.

Como hemos analizado teóricamente en capítulos anteriores, notamos que el espectro de una señal OFDM tiene una caída de unos 40 dB. Esto no podrá mejorarse debido a la débil caída de los lóbulos laterales que presenta esta modulación.

Código que muestra la magnitud en dB para una transmisión FBMC.

**Código 5.3** Magnitud de la FFT en dB (con relleno de ceros para suavizado).

```
function [x] = fbmc

clear all;
close all;
clc;

N=16; % number of sub-channels

%% Prototype Filter For FBMC

K=4; % overlapping factor
lp=K*N-1;% prototype filter length
y=[1 0.97195983 sqrt(2)/2 0.23514695 ]; % coefficient of filter when K=4
yy=[1 0.911438 0.411438];% coefficient of filter when K=3
yyy=[1 sqrt(2)/2];% coefficient of filter when K=2
u=lp+1;
s=2*pi/(K*N);

for m=0:u-1
    r=m+1;
    p1(m+1)=y(1,1)-2*y(1,2)*cos(r*s)+2*y(1,3)*cos(2*r*s)-2*y(1,4)*cos(3*r*s);%
        prototype filter equation K=4
    p2(m+1)=yy(1,1)-2*yy(1,2)*cos(r*s)+2*yy(1,3)*cos(2*r*s); % prototype filter
        equation K=3
    p3(m+1)=yyy(1,1)-2*yyy(1,2)*cos(r*s); % prototype filter equation K=2

end
%% Prototype Filter For OFDM

for m=0:N-1
    p4(m+1)=1;
end

% Initialization for transmission
Frame=1;
y=zeros(1,4*N+(Frame-1)*N/2);

s=zeros(N,Frame);
for ntrame=1:Frame

% OQAM Modulator
if rem(ntrame,2)==1
    s(1:2:N,ntrame)=sign(randn(N/2,1));
    s(2:2:N,ntrame)=j*sign(randn(N/2,1));
else
    s(1:2:N,ntrame)=j*sign(randn(N/2,1));
    s(2:2:N,ntrame)=sign(randn(N/2,1));
end

x=ifft(s(:,ntrame));

% Duplication of the signal
```

```
x4=[x.' x.' x.' x.'];

% We apply the filter on the duplicated signal
signal=x4.*p1; % (K=4)
%signal=x4.*p2; % (K=3)
%signal=x4.*p3; % (K=2)

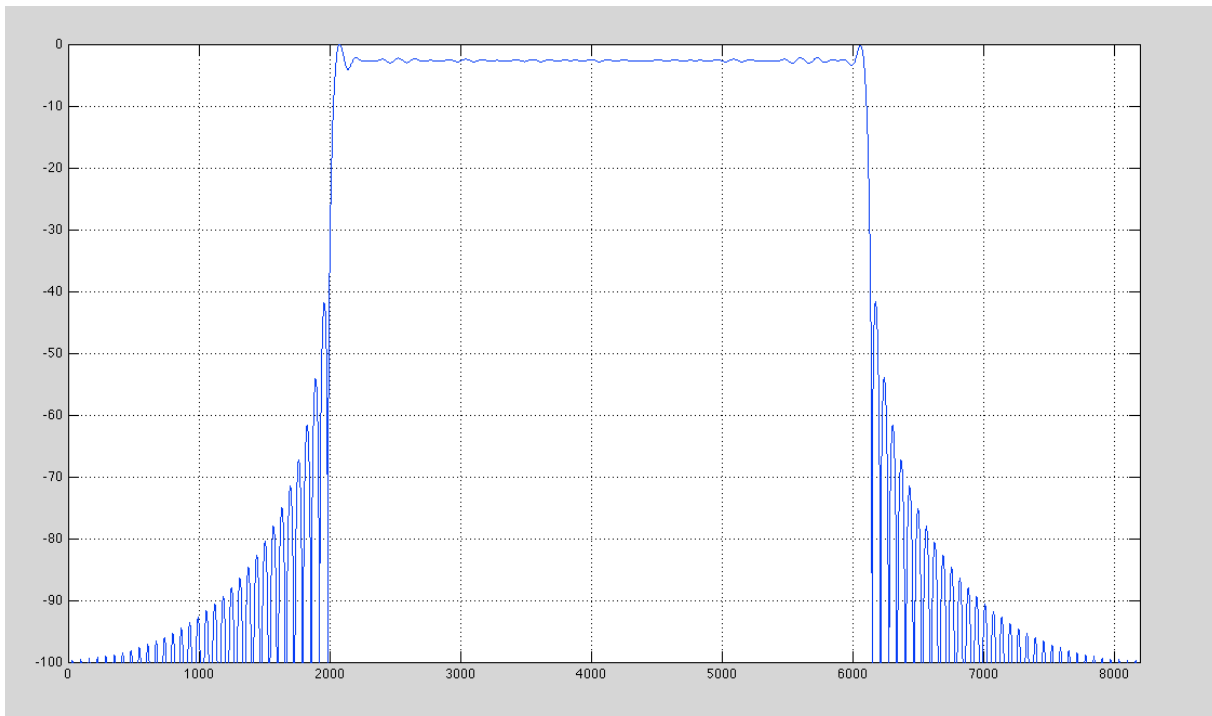
% Transmitted signal
y(1+(ntrame-1)*N/2:(ntrame-1)*N/2+4*N)=y(1+(ntrame-1)*N/2:(ntrame-1)*N/2+4*N)+
    signal;

end

yfft = [zeros(1,length(y)/2) fft(y) zeros(1,length(y)/2)];
yTx = ifft(yfft);
yTxFreq = fft(yTx,8192);
yTxFreqAbs = abs(yTxFreq);
yTxFreqAbs = yTxFreqAbs/max(yTxFreqAbs);
yTxFreqAbsPwr = 20*log(yTxFreqAbs);

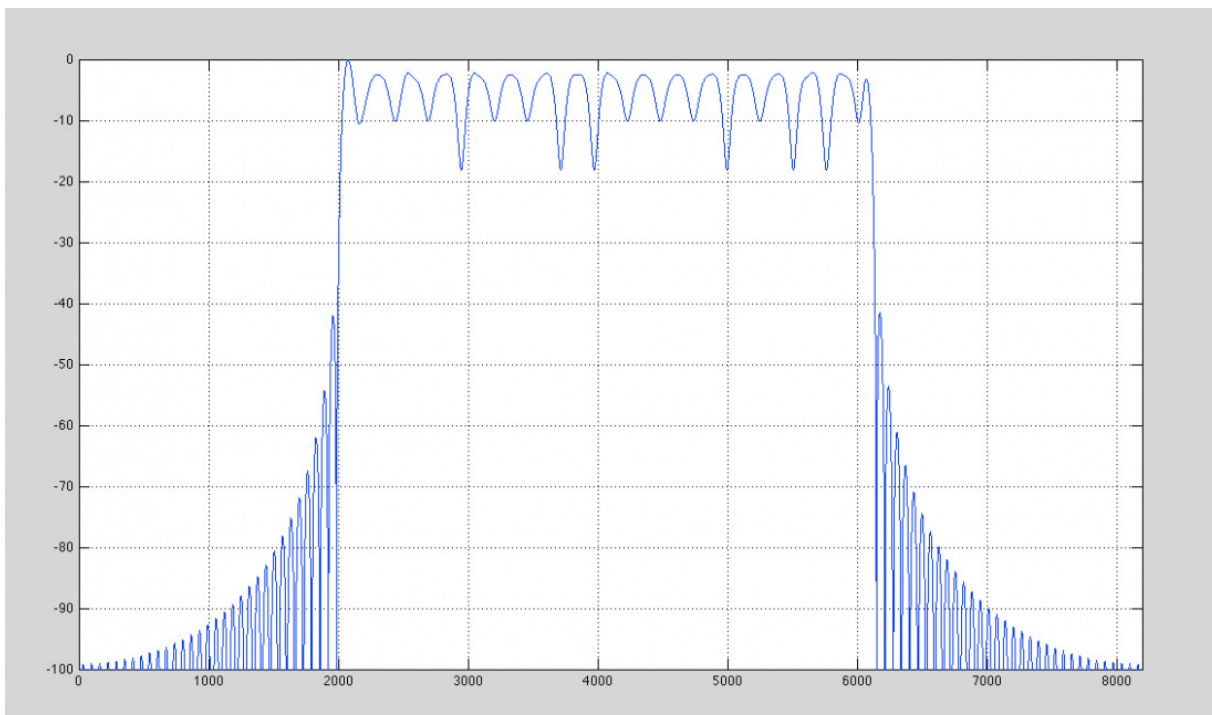
plot(yTxFreqAbsPwr); xlim([0 length(yTxFreqAbsPwr)]);ylim([-100 0]);%set(gca,'
    yticklabel',[]);
grid on

end
```



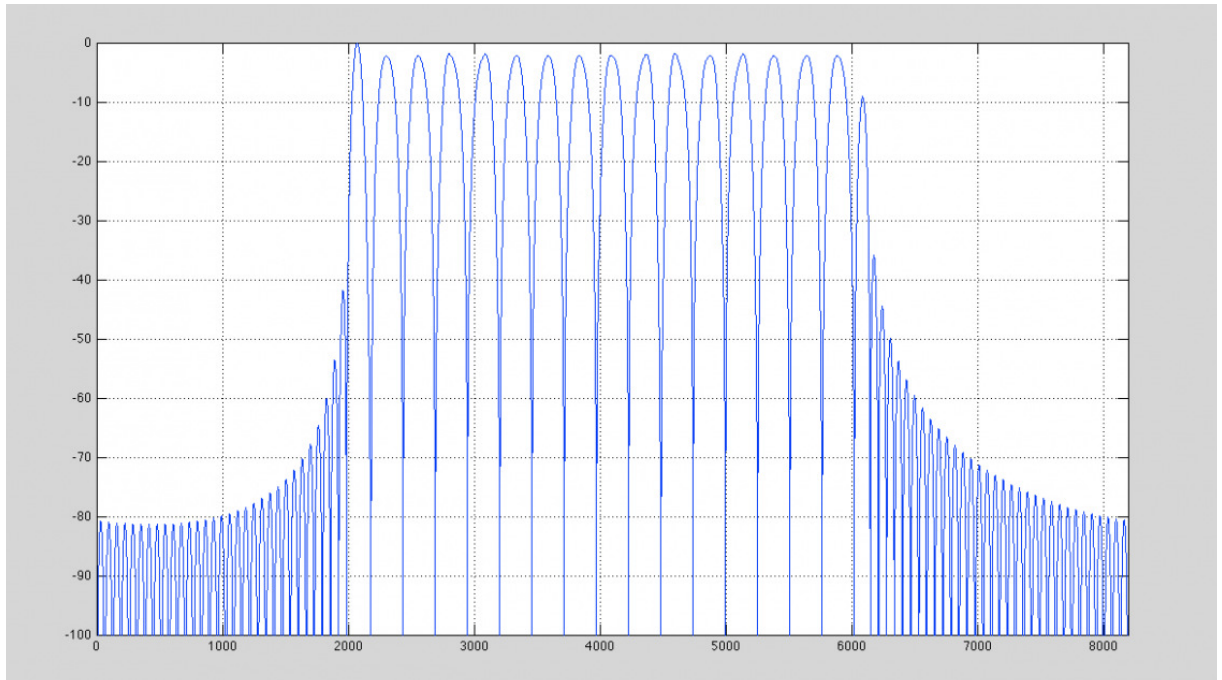
**Figura 5.4** Magnitud FBMC para un factor de solapamiento  $K=4$ .

Notamos que para una transmisión de FBMC, con un factor de solapamiento  $K=4$  (el mejor de los filtros propuestos en este trabajo), tendríamos una caída de alrededor de 100 dB para los lóbulos laterales, con lo que la interferencia en el canal adyacente será prácticamente nula. Con estos resultados se pretende ver la mejora que la FBMC implica en la interferencia del canal adyacente respecto a la OFDM ya que pasamos de 40 dB a 100 dB.



**Figura 5.5** Magnitud FBMC para un factor de solapamiento  $K=3$ .

Para el factor de solapamiento  $K=3$  apreciamos que la caída sigue siendo de unos 100 dB, y muy parecida a la anteriormente vista.



**Figura 5.6** Magnitud FBMC para un factor de solapamiento  $K=2$ .

Para  $K=2$ , la caída pierde unos 20 dB con respecto a las anteriores (ahora son unos 80 dB), siendo incluso mayor la diferencia en la práctica.

Para una percepción visual y global de lo anteriormente expuesto, nos ayudamos de una imagen de Keysight Technologies, en la cual, enseña lo anteriormente probado en Matlab, y es que para una transmisión con un mayor factor de sobremuestreo en FBMC, se proporciona una mejor potencia fuera de banda si la comparamos con OFDM.

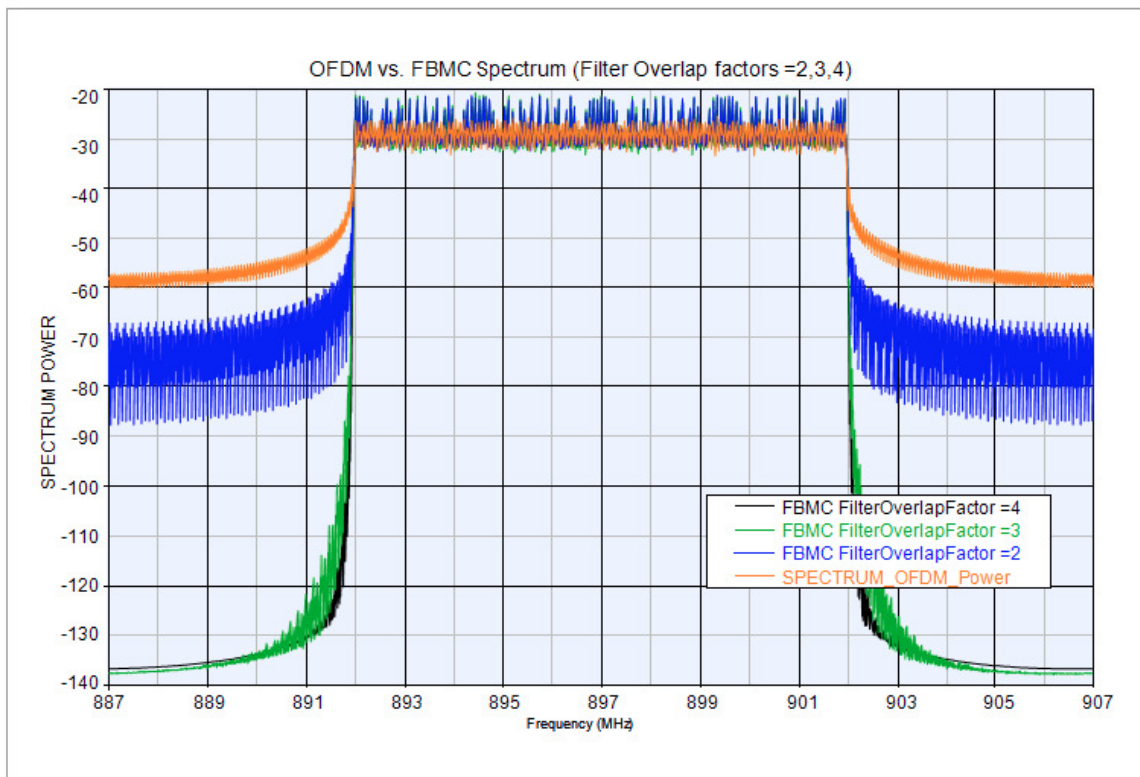


Figura 5.7 Espectros OFDM y FBMC para distintos factores de sobremuestreo.





# Índice de Figuras

---

1.1	Multiacceso TDMA	2
1.2	Multiacceso FDMA	2
1.3	Multiacceso CDMA	3
1.4	Símplex a dos frecuencias	3
1.5	Semidúplex	4
1.6	Dúplex	4
2.1	Evolución de terminales según generación	13
3.1	Esquema FBMC	16
4.1	Prefijo cíclico en OFDM	17
4.2	Espectro OFDM frente al FBMC	19
4.3	Banco de filtros	19
4.4	Esquema básico de FBMC (AFB y SFB)	20
4.5	Operación de diezmado	21
4.6	Representación del diezmado en el dominio del tiempo	21
4.7	Representación en el dominio de la frecuencia mostrando el efecto del aliasing donde las versiones desplazadas se superponen en general con la versión ensanchada original.	22
4.8	Operación de Interpolación	22
4.9	Sobremuestreador. Inserción de muestras de valor cero en el dominio del tiempo.	22
4.10	Representación del sobremuestreo en el dominio de la frecuencia	23
4.11	Identities en el tratamiento de señal multitasa.	23
4.12	Banco de filtros. Bloques de análisis y síntesis	24
4.13	Banco de filtros de análisis	25
4.14	Banco de filtros de síntesis	25
4.15	Implementación eficiente de <i>EMFB</i> basado en banco de filtros modulados en coseno y seno.	31
4.16	Implementación de banco de filtros FBMC/OQAM.	33
5.1	Representación de FBMC frente a OFDM	39
5.2	FBMC representada con diferentes factores de solapamiento	39
5.3	Espectro OFDM	42
5.4	Magnitud FBMC para un factor de solapamiento $K=4$	45
5.5	Magnitud FBMC para un factor de solapamiento $K=3$	45
5.6	Magnitud FBMC para un factor de solapamiento $K=2$	46
5.7	Espectros OFDM y FBMC para distintos factores de sobremuestreo	47



# Índice de Tablas

---

5.1 Diferencias entre OFDM y FBMC

37



# Índice de Códigos

---

5.1	FBMC vs OFDM. FBMC para distintos factores de solpamiento	38
5.2	Espectro de una señal OFDM	40
5.3	Magnitud de la FFT en dB (con relleno de ceros para suavizado)	43



# Referencias

---

- [1] "Comunicaciones móviles" del prof. Hernando Rábanos, 3ª edición.
- [2] "Transmisión por radio" del prof. Hernando Rábanos, 7ª edición.
- [3] "Fundamentos de los sistemas de comunicaciones móviles" de Alberto Sendín Escalona, edición 2004.
- [4] "Wireless Communications. Principles and Practice" T. Rappaport, Prentice Hall 2003 scd ed.
- [5] "Comunicaciones Móviles GSM", Coord. Hernándo Rábanos, ed. Fundación Airtel 1999.
- [6] "Filter bank transceivers for OFDM and DMT systems" / Yuan-Pei Lin, See-May Phoong, P.P. Vaidyanathan.
- [7] "Filter Bank Techniques for the Physical Layer in Wireless Communications" Tobias Hidalgo Stitz.
- [8] "Implementing a Flexible Testbed for 5G Waveform Generation and Analyis" Keysight Technologies by Greg Jue and Sangkyo Shin.
- [9] "Sistemas de Tasa Múltiple y Bancos de Filtros" Fernando Cruz Roldán.
- [10] "Multirate systems and filter banks" P. P. Vaidyanathan.
- [11] "Filter Bank Multicarrier Modulation for Spectrally Agile Waveform Design" Harika Velamala.
- [12] "UMTS : the physical layer of the universal mobile telecommunications system" / Andreas Springer & Robert Weigel.
- [13] "From GSM to LTE-advanced: an introduction to mobile networks and mobile broadband" / Martin Sauer.
- [14] "OFDM: Concepts for Future Communication Systems" / Hermann Rohling.

[15] "Personal Mobile Internet beyond What Cellular Did to Telephony" IEEE Communications Magazine by G. Fettweis and S. Alamouti. Febrero 2014.

[16] "LTE-U small cells a \$2 billion opportunity, learn more at 4G-Market.com" Piotr Pietrzyk.

[17] "Electronic Noise Is Drowning Out the Internet of Things" IEEE Spectrum by Mark A. McHenry, Dennis Roberson & Robert J. Matheson. Agosto 2015.

[18] "FBMC, una opción para un uso óptimo del espectro electromagnético" Coordinación Académica en Maestría TIC y Maestría en Ingeniería área Telecomunicaciones, Universidad Pontificia Bolivariana Medellín, Colombia. Elkin Ospina-Martinez & Leonardo Betancur Agudelo.

[19] "Aspectos de sincronización en frecuencia para sistemas multiportadora" Tesis de Doctor en Ingeniería. Universidad Nacional del Sur. Gustavo José González.

[20] "FBMC physical layer - principle" by Maurice Bellanger.

[21] "Five Disruptive Technology Directions for 5G" IEEE Communications Magazine, February 2014. Federico Boccardi, Vodafone, Robert W. Heath Jr., University of Texas at Austin, Angel Lozano, Universitat Pompeu, Fabra Thomas L. Marzetta, Bell Labs, Alcatel-Lucent & Petar Popovski, Aalborg University.

[22] "What Will 5G Be?" Jeffrey G. Andrews, Fellow, IEEE, Stefano Buzzi, Senior Member, IEEE, Wan Choi, Senior Member, IEEE, Stephen Hanly, Member, IEEE, Angel Lozano, Fellow, IEEE, Anthony C.K. Soong, Fellow, IEEE, Jianzhong Charlie Zhang, Senior Member, IEEE.

[23] "Cellular Architecture and Key Technologies for 5G Wireless Communication Networks" Cheng-Xiang Wang, Heriot-Watt University and University of Tabuk Fourat Haider, Heriot-Watt University Xiqi Gao and Xiao-Hu You, Southeast University Yang Yang, ShanghaiTech University Dongfeng Yuan, Shandong University Hadi M. Aggoune, University of Tabuk Harald Haas, University of Edinburgh Simon Fletcher, NEC Telecom MODUS Ltd., Erol Hepsaydir, Hutchison 3G UK.

[24] "5G Solutions Brochure" Keysight Technologies.

[25] "5G Channel Sounding, Reference Solution" Keysight Technologies.

[26] "5G mmWave MIMO Channel Sounding. Technical Challenges and Test Approaches" Sheri DeTomaso 5G Solutions Program Manager.



[27] "IDF 2015 Mega Session 5G: Innovation from Client to Cloud" by Stephanie Matthew & Krystal Temple.

