

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

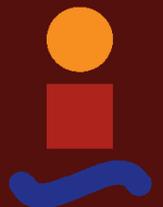
Estudio de Formatos de Señales para los Futuros
Sistemas de Comunicaciones de 5ª generación 5G.

Autor: Eugenio José Sánchez Muñoz

Tutor: Carlos Crespo Cadenas

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

Sevilla, 2018



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

Estudio de Formatos de Señales para los Futuros Sistemas de Comunicaciones de 5ª Generación 5G.

Autor:

Eugenio José Sánchez Muñoz

Tutor:

Carlos Crespo Cadenas

Profesor titular

Dep. de Teoría de la Señal y Comunicaciones

Escuela Técnica Superior de Ingeniería

Universidad de Sevilla

Sevilla, 2018

Trabajo Fin de Grado: Estudio de Formatos de Señales para los Futuros Sistemas de Comunicaciones de 5ª
Generación 5G.

Autor: Eugenio José Sánchez Muñoz
Tutor: Carlos Crespo Cadenas

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2018

El Secretario del Tribunal

A mi familia
A mis maestros

AGRADECIMIENTOS

A mis padres y abuelos, quienes siempre confiaron en mí e hicieron un gran esfuerzo por mis estudios y formación durante estos años.

A Dani, José Pablo, Ana, Ale, Carlos y José, quienes han formado parte de los mejores momentos de mis años universitarios y con los que he sufrido tantas horas de biblioteca y prácticas.

A mi tutor Carlos Crespo por darme la oportunidad de formar parte de este proyecto tan interesante y orientarme en su desarrollo, y especial agradecimiento a mi compañero Daniel Herrera Luque, por su gran ayuda para desarrollar este proyecto e involucrarse para que finalizara con éxito.

Y mil gracias a quien más ha sufrido estos años, Rocío, por aguantar mis peores momentos y por celebrar cada aprobado como si fuera suyo y animarme a levantarme en cada suspenso.

Eugenio José Sánchez Muñoz
Grado en Ingeniería de las Tecnologías de Telecomunicación
Sevilla, 2018

La modulación OFDM ha sido la modulación multiportadora más empleada en los estándares de comunicaciones inalámbricas debido a su robustez ante los desvanecimientos y a su baja complejidad computacional. Sin embargo, los sistemas basados en OFDM no son necesariamente los que mejor se adaptan a las condiciones demandadas en la actualidad, ya que requieren una alta eficiencia espectral. Es por ello por lo que se proponen modulaciones alternativas, como FBMC, que ofrece una menor interferencia entre los canales adyacentes, así como un uso del ancho de banda más eficiente en comparación con OFDM. FBMC se presenta como una candidata para la capa física de la quinta generación del estándar de telecomunicaciones 5G. Este proyecto está orientado en continuar los estudios realizados por el proyecto fin de Grado *“La Capa Física de los Futuros Sistemas de 5ª Generación 5G”* de Luis Fernando Arias Macías, y en el que se presenta tanto el diseño en Matlab como la posterior implementación de un transmisor FBMC en un entorno de radio definida por software (SDR). El estudio comienza mediante la explicación del concepto de transmisión multiportadora, para proporcionar los fundamentos de la modulación FBMC. A continuación, se brindará una breve discusión sobre OFDM para indicar sus deficiencias ante los requisitos de los estándares de comunicación de próxima generación. El filtro prototipo que definirá el núcleo de FBMC se explicará junto con la derivación de los bancos de filtros correspondientes del filtro prototipo. Además, se describirá la cadena transmisora-receptora FBMC con todos los componentes del procesamiento de la señal. Esto incluye los detalles de implementación en MATLAB del transmisor FBMC, presentado "bloque por bloque". Finalmente, mediante simulaciones de software, se evalúan las propiedades de la señal y el rendimiento de la señal generada mediante FBMC. Los resultados de la simulación confirmarán que FBMC ofrece una eficiencia espectral mejorada en comparación con OFDM. El trabajo concluirá con los resultados obtenidos que confirmarán como FBMC puede ser una alternativa realizable para las futuras comunicaciones 5G.

Orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) has been the most widely adopted multicarrier modulation (MCM) scheme among the broadband wireless standards due to its robustness against multipath fading and low computational complexity. However, OFDM based systems are not necessarily the best fit for more demanding conditions that require higher spectral efficiency. Filter Bank Multicarrier (FBMC) is an alternative multicarrier solution that offers superior adjacent channel leakage ratio properties and more efficient bandwidth usage compared to OFDM. Moreover, FBMC is a possible PHY-layer candidate for fifth generation of mobile telecommunications technology (5G) standards. This Project is focused on the further development of the previous studies achieved in the Project *“La Capa Física de los Futuros Sistemas de 5ª Generación 5G”*, written by Fernando Arias Macías, and we will perform the design by Matlab and implementation efforts of an FBMC transmitter in a software defined radio (SDR) environment. This Project begins with the explanations of multicarrier transmission, which provide the basics of the FBMC modulation. Then, a brief discussion on OFDM is given to indicate the deficiencies of the OFDM scheme to the requirements of the next generation communication standards. Prototype filter that defines the core of the FBMC operation is explained together with the derivation of the corresponding filter banks from the prototype filter. Furthermore, the FBMC transmitter-receiver chain with all signal processing components is described. This includes MATLAB details of the FBMC transceiver presented "block by block". Finally, by means of software simulations, signal properties and performance of FBMC systems are evaluated. The simulation and measurement results indicate that FBMC offers improved spectral efficiency compared to OFDM. The talk will be concluded with the appropriate demonstration of why FBMC may be a feasible alternative for the future communication systems 5G.

Agradecimientos	VII
Resumen	VIII
Abstract	IX
Índice	X
ÍNDICE DE TABLAS	XII
ÍNDICE DE FIGURAS	XIII
Notación y siglas	XV
1 Introducción	1
1.1. <i>Evolución de las redes móviles</i>	1
1.2 <i>Motivación y Objetivos del 5G</i>	2
1.3 <i>Retos para el 5G</i>	2
2 Sistemas de comunicaciones Inalámbricas	5
2.1 <i>Tercera Generación UMTS</i>	5
2.1.1 Características de UMTS	5
2.1.2 UTRAN	5
2.1.3 WCDMA	5
2.1.4 Modos de acceso WCDMA	6
2.1.5 Modos de asignación de frecuencias	6
2.1.6 Capa física UMTS	6
2.1.7 Arquitectura de red	7
2.2 <i>Cuarta Generación LTE</i>	7
2.2.1 Característica de LTE	7
2.2.2 Hechos sobre LTE	8
2.2.2 Ventajas de LTE	9
2.3 <i>OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access):</i>	10
2.3.1 Características básicas de OFDM	10
2.3.2 Características básicas de OFDM	10
2.3.3 Inconvenientes de OFDM	11
3 Capa física 5G	13
3.1 <i>Requisitos de la capa física para 5G</i>	13
3.2 <i>GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing):</i>	14
3.2.1 Características básicas de GFDM	14
3.2.2 Inconvenientes de GFDM	14
3.3 <i>FBMC (Filter Bank Multi-Carrier):</i>	15
3.3.1 Diferencias entre FBMC vs OFDM	15
3.3.2 Características FBMC mediante un filtro prototipo	15
3.4 <i>UFMC (Universal Filtered Multi-Carrier):</i>	16
3.4.1 Características de UFMC	16
3.4.2 Estructura de UFMC	16

4 Filter Bank Multi-Carrier	17
4.1 <i>Introducción: Principio de transmisión de banco de filtros basado en multiportadoras</i>	17
4.1.1 <i>Técnica del Banco de Filtros</i>	17
4.2 <i>Descripción de un banco de filtros</i>	19
4.2.1 <i>Descripción de un transceptor FBMC</i>	19
4.2.2 <i>OQAM pre/post-procesamiento</i>	20
4.2.3 <i>Banco de filtros de síntesis y de análisis</i>	22
4.3 <i>Estructura polifásica para el banco de filtros de síntesis</i>	23
4.3.1 <i>Procesamiento de un subcanal</i>	25
4.3.2 <i>Implementación del retraso</i>	25
4.3.3 <i>Valores teóricos finales para la simulación</i>	25
4.4 <i>La transformada rápida de Fourier como modulador Multiportador</i>	26
4.4.1 <i>Métodos para mantener la ortogonalidad mediante la FFT</i>	27
4.5 <i>El filtrado mediante FFT</i>	27
4.6 <i>Diseño del filtro prototipo – Criterio de Nyquist</i>	29
4.7 <i>Extendiendo la FFT para implementar un banco de filtros</i>	33
4.8 <i>Red Polifásica para reducir la complejidad computacional</i>	35
4.9 <i>Modulación OQAM</i>	38
4.10 <i>Filtro Prototipo FBMC</i>	40
5 Implementación en Matlab y generación de una señal mediante FBMC	43
5.1 <i>Descripción del código desarrollado en Matlab</i>	43
5.1.1 <i>Código Matlab: Parámetros para generar una señal de 15MHz en FBMC</i>	43
5.1.2 <i>Código Matlab: Diseño del filtro prototipo</i>	44
5.1.3 <i>Código Matlab: Modulación OQAM</i>	45
5.1.4 <i>Código Matlab: Banco de filtro de síntesis</i>	46
5.1.5 <i>Código Matlab: Red Polifásica</i>	47
5.1.6 <i>Código Matlab: Forma de onda resultante</i>	48
5.2 <i>Coste computacional</i>	50
5.3 <i>Generación de una señal mediante FBMC</i>	51
5.3.1 <i>Equipos utilizados</i>	51
5.3.2 <i>Generación real de la señal a 15MHz</i>	52
5.4 <i>Comparación filtro FBMC vs OFDM</i>	54
5.5 <i>Comparación filtro FBMC para diferentes valores de K</i>	54
6 Nuevas líneas de investigación y conclusiones	55
6.1 <i>Más allá del 5G</i>	55
6.2 <i>Transición entre tecnologías</i>	56
6.3 <i>El desafío del 6G</i>	56
ANEXO:	57
<i>Generación forma de onda mediante FBMC (Matlab)</i>	57
<i>Complejidad Computacional (OCTAVE)</i>	61
<i>Comparación entre filtros (MATLAB)</i>	62
Bibliografía:	63
Webgrafía:	65

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 4. 1 Coeficientes del filtro prototipo en el dominio de la frecuencia	29
TABLA 4. 2 Respuesta al impulso del banco de filtros en el sistema de transmisión por tiempo y subcanal....	39
TABLA 5. 1 Valores en función del ancho de banda.....	43

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 Generaciones de las redes móviles	1
Figura 1.2 Previsión del número de dispositivos conectados en 2020	2
Figura 1.3 Previsión volumen de datos en 2020	2
Figura 2. 1 Arquitectura de la red umts. R99	7
Figura 2. 2 Evolución de LTE.....	8
Figura 2. 3 Arquitectura de red LTE.....	8
Figura 2. 4 FDD y TDD.....	9
Figura 2. 5 Evolución hacia el 5G.....	10
Figura 2. 6 Prefijo cíclico en OFDM	10
Figura 3. 1 Estructura GFDM	14
Figura 3. 2 Estructura básica de FBMC.....	15
Figura 3. 3 Estructura de UFMC	16
Figura 4. 1 Banco de filtros digitales	17
Figura 4. 2 Estructura de FBMC.....	18
Figura 4. 3 Respuesta en frecuencia de FBMC y OFDM	19
Figura 4. 4 Configuración de un transceptor.....	19
Figura 4. 5 Estructura del pre-procesamiento OQAM.....	21
Figura 4. 6 Estructura del post-procesamiento OQAM.....	22
Figura 4. 7 Transmisor FBMC.....	23
Figura 4. 8 Receptor FBMC.....	24
Figura 4. 9 Modulación multiportadora con FFT.....	26
Figura 4. 10 Respuesta en frecuencia del filtro mediante fft.....	28
Figura 4. 11 Banco de filtros mediante fft.....	28
Figura 4. 12 Coeficientes y respuesta en frecuencia del filtro prototipo para K=4.....	30
Figura 4. 13 Respuesta al impulso del filtro prototipo para K=4.....	30
Figura 4. 14 Sección de un banco de filtros basado en el filtro prototipo para K=4	31
Figura 4. 15 Respuesta en frecuencia de un filtro sub-canal y el filtro de interferencia	32
Figura 4. 16 Banco de filtros basado en un transmisor implementado con fft.....	33
Figura 4. 17 Extensión de frecuencia ponderada mediante ifft extendido.....	33
Figura 4. 18 Extensión de frecuencia ponderada mediante FFT extendido en el receptor	34
Figura 4. 19 Implementación del banco de filtros en el transmisor mediante ifft y la red polifásica.....	37
Figura 4. 20 Transmisor usando el esquema de ifft con red polifásica	37
Figura 4. 21 Red polifásica en el transmisor para K=4	38
Figura 4. 22 Transmisor OQAM utilizando el esquema iFFT-PPN	39
Figura 4. 23 Magnitud del filtro prototipo inicial	41

Figura 5. 1 Espectro de una señal LTE de 15MHz mediante OFDM	43
Figura 5. 2 Respuesta en frecuencia de la señal generada de 15MHz mediante FBMC	48
Figura 5. 3 Respuesta en el dominio del tiempo de la señal generada de 15MHz	48
Figura 5. 4 FBMC vs OFDM para el espectro de una onda de 15MHz.....	49
Figura 5. 5 Coste computacional entre modulaciones.....	50
Figura 5. 6 Generador vectorial de señales modelo SMU 200A vista frontal	51
Figura 5. 7 Generador vectorial de señales modelo SMU 200A vista lateral	51
Figura 5. 8 Analizador vectorial de señales modelo N9030A.....	52
Figura 5. 9 Pruebas realizadas en los laboratorios de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla	52
Figura 5. 10 Resultados reales en el dominio del tiempo y la frecuencia	53
Figura 5. 11 Comparación de la magnitud entre FBMC vs OFDM.....	54
Figura 5. 12 FBMC representada para diferentes valores de factor de superposición.....	54

NOTACIÓN Y SIGLAS

NMT	Nordic Mobile Telephone
AMPS	Advanced Mobile Phone Sytem
TACS	Total Access Communications System
GSM	Global System for Mobile communications
GPRS	General Packet Radio Services
PDC	Personal Digital Cellular
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
HSPA	High Speed Packet Access
TD-SCDMA	Time Division Synchronous Code Division Multiple Access
LTE	Long Term Evolution
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
EDGE	Enhanced Data rates for GSM of Evolution
IoT	Internet of Things
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
FBMC	Filter Bank Multi-Carrier
GFDM	Generalized Frequency Division Multiplexing
UFMC	Universal Filtered Multi-Carrier
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
SDR	Software define Radio
OQAM	Orthogonal Quadrature Amplitude Modulation
UTRAN	UMTS Terrestrial Radio Access Network
FDD	Frequency Division Duplex
TDD	Time Division Duplex
MSC	Mobile Switching Center
SGSN	Serving GPRS Support Node
PLMN	Public Land Mobile Network
PSTN	Public Switched Telephone Network
ISDN	Integrated Services Digital Network
MIMO	Multiple Input Multiple Output
QoS	Quality of Services
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
FFT	Fast Fourier Transform
OOB	Out-of-Band
PPN	Poly-Phase Network
PCM	Pulse Code Modulation
SFB	Synthesis Filter Bank
AFB	Analysis Filter Bank
FIR	Finite Impulse Response

IIR	Infinite Impulse Response
NPR	Non-perfect reconstruction
PR	Perfect Reconstruction
K	Factor de superposición
L_p	Longitud del filtro prototipo
M	Número de subportadoras. Tamaño de la FFT
T_s	Intervalo de muestreo
m	Índice del símbolo
T	Duración de un símbolo. $T=M \cdot T_s$
n	Índice temporal de una subportadora
k	Índice de subportadora
Δf	Espaciado entre subportadoras
f_s	Tasa de muestreo
j	Número imaginario
e	Función exponencial
i	Índice de subcanal
Bw	Ancho de banda
VSG	Vectorial Signal Generator
VSA	Vectorial Signal Analyzer
$\sin(x)$	Función seno
$\cos(x)$	Función coseno
$<$	Menor o igual
$>$	Mayor o igual
$Re \{x\}$	Parte real
$Im \{x\}$	Parte imaginaria
$(x)^*$	Conjugado
$p(m)$	Respuesta al impulso del filtro prototipo
$P(z)$	Función de transferencia del filtro prototipo
$F_k(z)$	Función de transferencia del filtro de análisis para el subcanal k
$G_k(z)$	Función de transferencia del filtro de síntesis para el subcanal k
$X_k(z)$	Señales de salida tras el preprocesamiento OQAM
$\hat{X}_k(z)$	Señales de entrada al postprocesamiento OQAM
$Y_k(n)$	Salida de la FFT con índice k
$W_k(z)$	Frecuencias centrales de los filtros para el subcanal k
$g_k(m)$	Respuesta al impulso del filtro de síntesis para el subcanal k
$f_k(m)$	Respuesta al impulso del filtro de análisis para el subcanal k
$x_{k,n}$	Valores de salida tras el filtrado de la iFFT
$a_k(m)$	Coeficientes del filtro de la red polifásica (PPN)
$d_{l,n}$	Secuencia transmitida del i -ésimo subcanal
$\theta_{k,n}$	mapeo de fase entre la secuencia de datos real y muestras complejas en la entrada SFB
$I(f)$	Respuesta en frecuencia del filtro FFT
$H(f)$	Respuesta en frecuencia del filtro prototipo
$h(t)$	Respuesta al impulso del filtro prototipo
σ_n^2	Varianza del ruido
τ	compensación de tiempo del i -ésimo subcanal en el modelo AWGN

1 INTRODUCCIÓN

Las redes móviles han sufrido un gran crecimiento en el uso de datos a lo largo de las últimas décadas. El salto de la era de las comunicaciones analógicas a las digitales comenzó con la segunda generación (2G), junto con el uso de servicios de datos móviles. En la tecnología de tercera generación (3G), la evolución digital permitió llamadas de video y servicios de GPS en los dispositivos móviles. Los sistemas de cuarta generación (4G) ampliaron aún más los límites al explotar mejor los recursos en el dominio del tiempo y de la frecuencia usando OFDMA como interfaz aérea. Hasta la 4ª generación, la cantidad de nodos compatibles, es decir, usuarios, se había considerado muy limitada.

1.1. Evolución de las redes móviles

Aunque la tecnología 4G es relativamente reciente, hay situaciones en las que se encuentran carencias debido al crecimiento de la capacidad necesaria, tales como el ancho de banda usado de los smartphones actuales o la emergente Internet de las cosas (IoT).

Encontrar una solución para las limitaciones actuales del 4G es el principal objetivo del 5G, un concepto que busca una evolución de las redes inalámbricas para futuras demandas de datos.

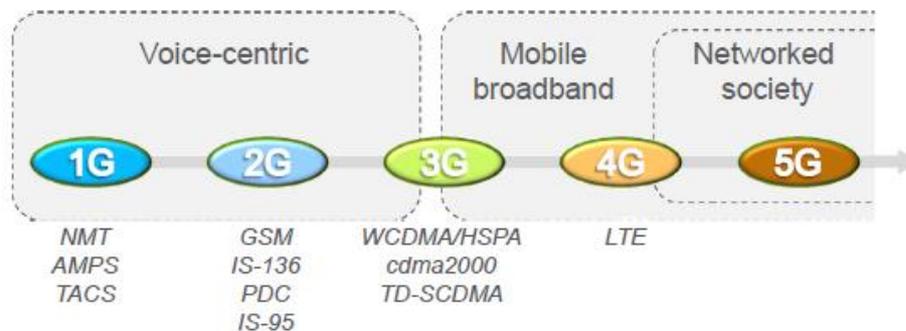


FIGURA 1.1 GENERACIONES DE LAS REDES MÓVILES

Por ello, la principal necesidad será el desarrollo de una forma de onda que consiga mejorar la tasa de datos por usuario. Los recientes desarrollos tecnológicos en el procesamiento efectivo de la información, junto a diversas aplicaciones, han cambiado el paradigma en el desarrollo de sistemas inalámbricos y, por lo tanto, en el diseño de nuevas formas de onda. Como se verá a continuación, la evolución hacia las tecnologías 5G y futuras generaciones no se limitará únicamente a mejorar las velocidades de datos del usuario, ya que los nodos pueden ser dispositivos con diferentes complejidades y requisitos de consumo de energía, y no solo usuarios de dispositivos móviles.

1.2 Motivación y Objetivos del 5G

Los principales objetivos que debe superar la tecnología 5G pueden resumirse en:

- IoT y número de conexiones: El Internet de las Cosas augura un aumento masivo del número de dispositivos conectados a la red de manera inalámbrica.



FIGURA 1.2 PREVISIÓN DEL NÚMERO DE DISPOSITIVOS CONECTADOS EN 2020

- Volumen de datos: El volumen de datos esperado para los próximos años se prevé 10 veces mayor al volumen actual. Por lo tanto, se necesitará un incremento de la capacidad tanto en la interfaz radioeléctrica como en todo el acceso a la red.



FIGURA 1.3 PREVISIÓN VOLUMEN DE DATOS EN 2020

- Despliegue rápido y flexible de la arquitectura.
- Información en tiempo real para servicios críticos.
- Densificación de la red.
- Interfaz aérea: Para un despliegue de tal magnitud, está claro que una nueva interfaz aérea será necesario. En la actualidad, OFDM (utilizado en LTE) está limitado, entre otros aspectos, debido a las interferencias. Para el despliegue de un ancho de banda más amplio, serán necesarios formas de ondas adecuados para, al menos, 1GHz.

1.3 Retos para el 5G

El rendimiento de un sistema inalámbrico depende de la tecnología de acceso radio. Se deben determinar diferentes parámetros, como la compacidad de los símbolos en el plano de frecuencia y tiempo o la solidez frente a las degradaciones de los canales. Además, la tecnología de acceso radio tiene que satisfacer los futuros desafíos que se presentan con la llegada del 5G, como lograr una mayor eficiencia espectral, permitir la transmisión asincrónica, disminuir la latencia, disminuir la complejidad y disminuir las emisiones fuera de banda.

Las diferentes aplicaciones requieren diferentes formas de onda y diferentes tecnologías de acceso por radio.

Por lo tanto, aunque OFDM se usa popularmente en los sistemas de comunicación inalámbrica de banda ancha, adolece de varias limitaciones, como una alta fuga espectral, un gran PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) y estrictos requisitos de sincronización. Como OFDM es muy sensible a la dispersión en frecuencia, el ruido de fase se ha convertido en un problema crítico en ondas milimétricas de 5G. Como solución para algunos de estos inconvenientes, se proponen mejoras sobre OFDM y algunas otras tecnologías nuevas para satisfacer las necesidades de las tecnologías 5G y futuras, como FBMC.

El objetivo de este proyecto es probar que la modulación FBMC (Filter Bank Multi-Carrier) unido a OQAM (Offset Quadrature Amplitude Modulation) pueden generar la forma de onda deseada para cumplir los objetivos marcados por la tecnología 5G.

El estudio de la capa física para los futuros sistemas de comunicaciones 5G se ha realizado desde un punto de vista tanto teórico como práctico, ya que no sólo se ha investigado sobre la posibilidad de utilizar este banco de filtros (FBMC) para generar la señal, sino que se ha logrado implementar dicha técnica mediante el programa de cálculo "Matlab" para posteriormente generarla mediante los equipos disponibles en los laboratorios de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla.

2 SISTEMAS DE COMUNICACIONES INALÁMBRICAS

Para entender las necesidades que demanda la futura generación de telefonía móvil y la forma en la que se estructurará su capa física, es fundamental saber cómo funcionan sus predecesores más recientes.

A lo largo de este capítulo comentaremos las características básicas de las tecnologías de UMTS (tercera generación de comunicaciones móviles) y LTE (cuarta generación de comunicaciones móviles).

2.1 Tercera Generación UMTS

La tercera generación de comunicaciones móviles significó un cambio importante con respecto a sus predecesores. Durante esta generación se produjeron grandes cambios en la tecnología y surgieron nuevas aplicaciones.

Es por ello por lo que se demandaba una mayor capacidad y anchura de banda para poder soportar una gran cantidad de datos.

2.1.1 Características de UMTS

Las características básicas destacadas de esta tecnología serían:

- Velocidades de usuario de hasta 144 Kbit/s con cobertura en zonas extensas
- Prestación de servicios a terminales móviles y fijos
- Alto rendimiento espectral
- Flexibilidad para nuevos servicios
- Bajo coste y sencillez

2.1.2 UTRAN

La tecnología de multiacceso radio en UMTS, denominada UTRAN (UMTS Terrestrial Radio Access Network), se basa en CDMA de banda ancha (WCDMA), lo cual supuso el despliegue de nuevas estaciones base ya que no era compatible con la tecnología de segunda generación.

2.1.3 WCDMA

La tecnología WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) permite el traspaso sin interrupción en la comunicación, con gran eficiencia espectral, alta protección contra desvanecimientos y gran ancho de banda, lo que permite soportar servicios de altas tasas binarias.

2.1.4 Modos de acceso WDCMA

La norma UMTS define dos modalidades de acceso WDCMA:

- FDD (Frequency Division Duplex), donde las transmisiones se realizan mediante división de código y frecuencia, utilizando dos portadoras distintas, una para enlace ascendente y otra para enlace descendente. Ambos canales están separados por un offset en frecuencia definido, denominado banda de guarda. El principal objetivo de esta banda es impedir la interferencia entre el canal de subida y el canal de bajada.
- TDD (Time Division Duplex), donde las transmisiones se realizan por división de código y tiempo. Se emplea una misma portadora para el enlace ascendente y descendente en diferentes intervalos de tiempo sincronizados. El tiempo se divide en tramas y éstas se subdividen en intervalos (slots) asignando unos intervalos para el enlace ascendente y otros distintos para el enlace descendente de un mismo usuario.

2.1.5 Modos de asignación de frecuencias

En función de los tipos de acceso radio se han establecido dos categorías de asignación de frecuencias:

1. Modo TDD con una portadora por radiocanal para operación en bandas de frecuencias no emparejadas. Este modo resulta adecuado para servicios asimétricos en entornos de interiores y microcelulares. Los requisitos de sincronización en este modo son más estrictos ya que exigen más márgenes (overhead) para los tiempos de guarda y rampas de variación de potencia.
2. Modo FDD con dos portadoras por radiocanal para operaciones en bandas de frecuencias emparejadas. Este modo es idóneo para servicios simétricos, con una amplia gama de velocidades.

1. BANDAS EMPAREJADAS

- I. 1920 – 1980 MHz
- II. 2110 – 2170 MHz
- III. 60 MHz que establecen 12 radiocanales de 5 MHz de anchura.

2. BANDAS NO EMPAREJADAS

- I. 2010 – 2025 MHz
- II. 1900 – 1920 MHz
- III. 35 MHz que establecen 7 radiocanales de 5 MHz de anchura.

2.1.6 Capa física UMTS

A continuación, se resumen cuáles serían las funciones básicas de la capa física:

- Codificación/decodificación con control de errores
- Supervisión de los canales físicos
- Combinación para traspaso con continuidad
- Multiplexación/Demultiplexación de canales de transporte únicos y múltiples
- Mapping de los canales de transporte sobre canales físicos
- Modulación/Demodulación de espectro ensanchado en banda ancha (DS-WSCDMA)
- Control de potencia
- Adaptación de velocidades
- Procesado RF

- Conservación de la estructura de la red GSM/GPRS, es decir, la separación de los dominios de circuitos y paquetes
- Se adapta a las nuevas interfaces de radio UMTS en los nodos U-MSC y U-SGSN
- Es transparente a la comunicación terminal-servidor de aplicaciones. Los entornos de aplicación se comunican con el Núcleo de red mediante APIs y permite su desarrollo independiente.

2.1.7 Arquitectura de red

En la Figura 2.1 se presenta de manera simple como estaría constituida la arquitectura de red para la tercera generación de comunicaciones móviles.

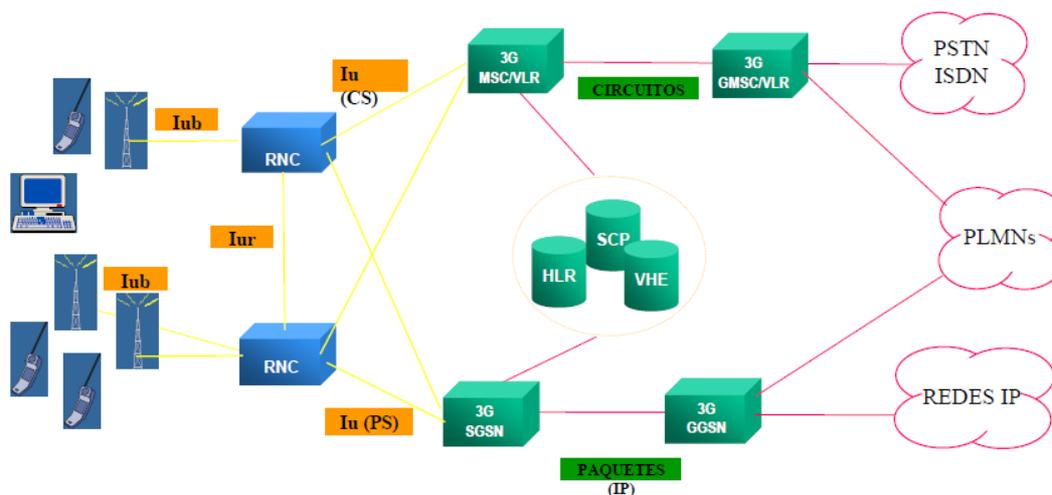


FIGURA 2. 1 ARQUITECTURA DE LA RED UMTS. R99

2.2 Cuarta Generación LTE

2.2.1 Característica de LTE

La tecnología 4G LTE comienza a desarrollarse para soportar transmisión de paquetes sin soporte para voz sobre conmutación de circuitos, a diferencia del 3G donde HSPA era un complemento para proporcionar paquetes de datos de alto rendimiento más allá de la tecnología existente.

Los servicios de banda ancha móvil fueron el centro de atención, con estrictos requisitos para una alta velocidad de datos, baja latencia y alta capacidad. La flexibilidad del espectro y la mayor compatibilidad entre FDD y TDD eran otros requisitos importantes. También se desarrolló una nueva arquitectura de red central, conocida como EPC (Enhanced Packet Core), para reemplazar la arquitectura utilizada por GSM y WCDMA / HSPA. La primera versión de LTE fue parte de la versión 8 de las especificaciones 3GPP y la primera implementación comercial tuvo lugar a finales de 2009, seguida de un despliegue rápido y mundial de redes LTE.

Un aspecto importante de LTE es la aceptación mundial de una tecnología única, a diferencia de las generaciones anteriores para las cuales hubo varias tecnologías competidoras. Tener una tecnología única y universalmente aceptada acelera el desarrollo de nuevos servicios y reduce el coste tanto para los usuarios como para los operadores de red.

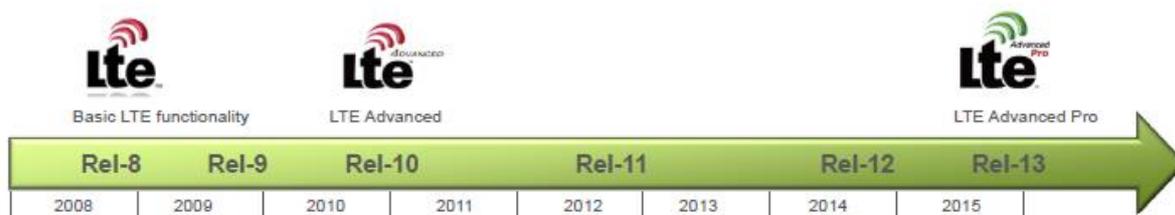


FIGURA 2. 2 EVOLUCIÓN DE LTE

Desde su presentación comercial en 2009, LTE ha evolucionado considerablemente en términos de velocidad de datos, capacidad, espectro y flexibilidad de implementación, y rango de aplicación.

Desde implementaciones macro céntricas con velocidades máximas de datos de 300 Mbit /s en 20 MHz de espectro contiguo con licencia, la evolución de LTE puede soportar en la versión 13 velocidades de datos de hasta Gbit/s mediante mejoras en términos de tecnologías de antena, coordinación multirayecto, explotación de espectro fragmentado sin licencia y despliegues densificados.

La evolución de LTE también ha ampliado considerablemente los casos de uso más allá de la banda ancha móvil, por ejemplo, mejorando el soporte para la comunicación masiva de tipo máquina e introduciendo la comunicación directa de dispositivo a dispositivo.

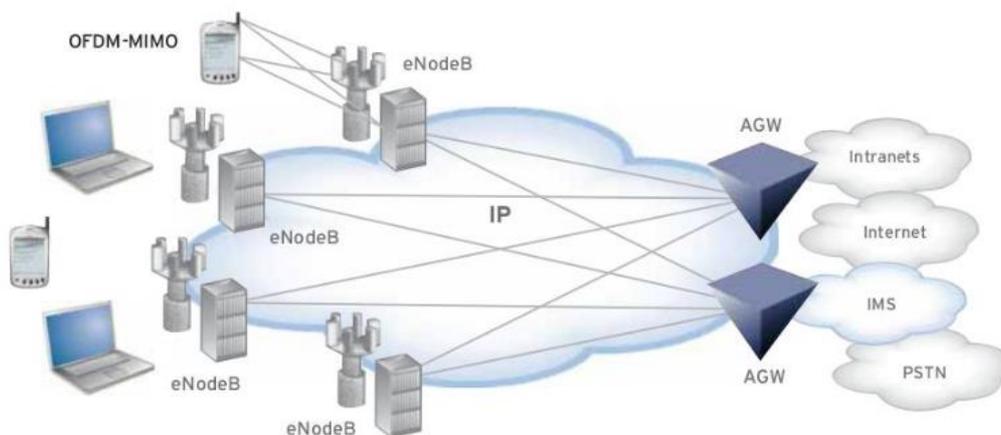


FIGURA 2. 3 ARQUITECTURA DE RED LTE

2.2.2 Hechos sobre LTE

- LTE es la tecnología sucesora no solo de UMTS sino también de CDMA 2000.
- LTE aumenta hasta 50 veces el rendimiento y consigue una eficiencia espectral mucho mayor para las redes móviles.
- LTE se destaca por su interfaz radioeléctrica basada en OFDMA, para el enlace descendente (DL) y SC-FDMA para el enlace ascendente (UL).
- Se introdujo LTE para obtener velocidades de datos más altas, un enlace descendente pico de 300 Mbps y un enlace ascendente pico de 75 Mbps para un ancho de banda de 20MHz.
- LTE es una tecnología ideal para soportar altas tasas de datos para servicios tales como voz sobre IP (VoIP), transmisión de datos multimedia, videoconferencia o incluso para un módem móvil de alta velocidad.
- LTE usa tanto el modo Dúplex por División de Tiempo (TDD) como el Dúplex por División de Frecuencia (FDD).

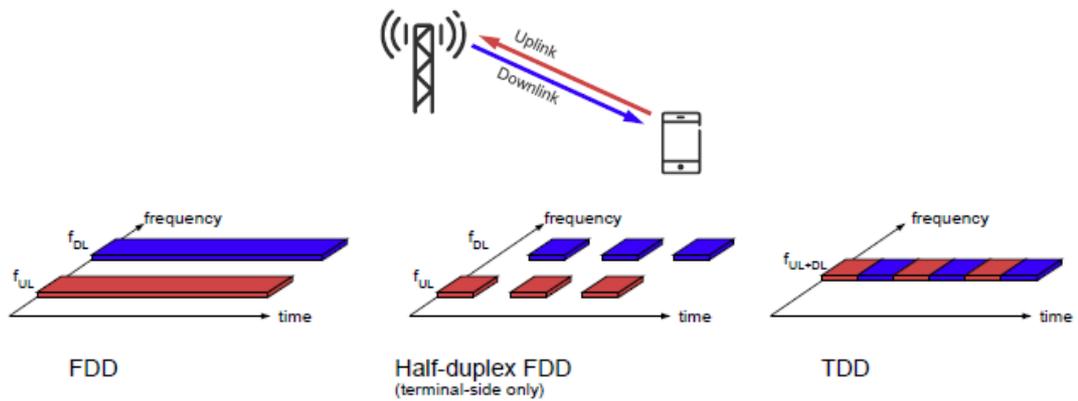


FIGURA 2. 4 FDD Y TDD

- LTE está diseñado con un ancho de banda de operador escalable de 1.4 MHz hasta 20 MHz, cuyo ancho de banda se utiliza dependiendo de la cantidad de espectro disponible con el operador de red.
- Todos los dispositivos LTE tienen que admitir MIMO, transmisiones múltiples de entradas para múltiples salidas, que permiten a la estación base transmitir varias secuencias de datos de manera simultánea.
- Todas las interfaces entre los nodos de red en LTE ahora están basadas en IP. Esta es una gran simplificación en comparación con las tecnologías anteriores que inicialmente se basaban en E1 / T1, ATM y enlaces de retransmisión de tramas, con la mayoría de ellas de banda estrecha y costosas.
- El mecanismo de calidad de servicio (QoS) se ha estandarizado en todas las interfaces para garantizar que el requisito de llamadas de voz para un retraso y ancho de banda constantes aún se puede cumplir cuando se alcanzan los límites de capacidad.
-

2.2.2 Ventajas de LTE

- Alto rendimiento: se pueden lograr altas velocidades de datos tanto en enlace descendente como en enlace ascendente. Esto causa un alto rendimiento.
- Baja latencia: el tiempo requerido para conectarse a la red está en el rango de algunos cientos de milisegundos y los estados de ahorro de energía ahora se pueden ingresar y salir de manera rápida.
- Experiencia superior del usuario final: la señalización optimizada para el establecimiento de la conexión y otros procedimientos de gestión de la movilidad y la interfaz aérea han mejorado aún más la experiencia del usuario.
- Conexión sin interrupciones: LTE admite conexiones sin interrupciones a redes existentes como GSM, CDMA y WCDMA.
- Plug and play: el usuario no tiene que instalar manualmente los controladores para el dispositivo. En su lugar, el sistema reconoce automáticamente el dispositivo, carga nuevos controladores para el hardware si es necesario y comienza a funcionar con el dispositivo recién conectado.
- Arquitectura simple: debido a los bajos gastos operativos de la arquitectura simple (OPEX).

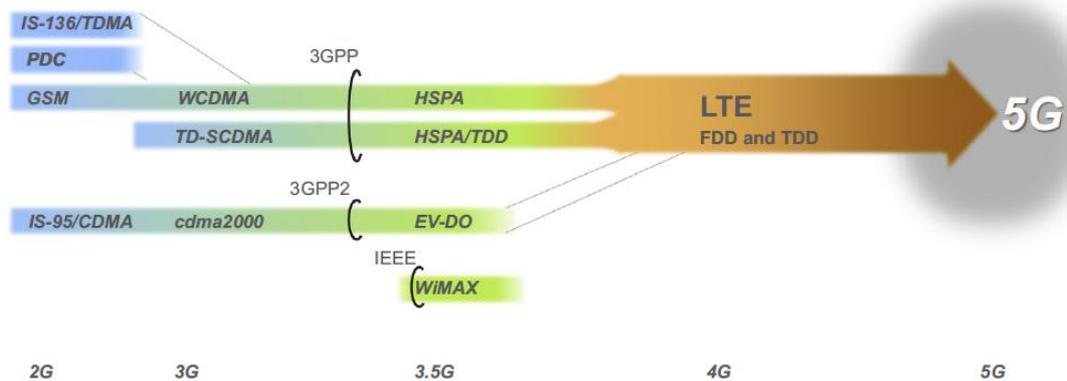


FIGURA 2. 5 EVOLUCIÓN HACIA EL 5G

2.3 OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access):

2.3.1 Características básicas de OFDM

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 aunque haya una superposición de sus espectros, estas no provocarán interferencias entre sí. El resultado es una señal con multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM), la cual ha sido la señal multiportadora más destacada hasta el momento. En OFDM, los canales selectivos en frecuencia pueden ser 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.

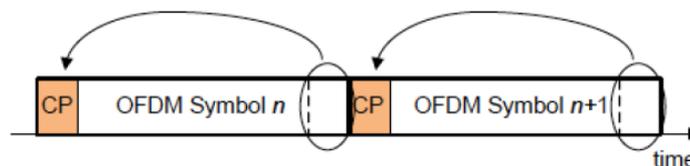


FIGURA 2. 6 PREFIJO CÍCLICO EN OFDM

2.3.2 Características básicas de OFDM

OFDM ha sido adoptada como la interfaz aérea en varios estándares de comunicación inalámbrica debido a las ventajas asociadas tales como:

- Robusto ante desvanecimiento multitrayecto
- Fácil de implementar
- Eficiente ecualización en el dominio de la frecuencia habilitada mediante el uso del prefijo cíclico (CP)
- Directo y con una extensión simple para soluciones de formación de haces múltiples de entrada múltiple (MIMO) de gran tamaño.

2.3.3 Inconvenientes de OFDM

A pesar de estas ventajas, OFDM también sufre un gran número de inconvenientes incluidos el alto PAPR (Peak-to-average power ratio) y la formación de unos grandes lóbulos laterales en frecuencia. OFDM requiere una sincronización de tiempo estricta para mantener la ortogonalidad entre diferentes equipos de usuario (UE). Por lo tanto, la sobrecarga de señalización aumenta con el número de UE en un sistema basado en OFDM.

Además, tiene una alta sensibilidad a la falta de coincidencia de frecuencia de portadora entre diferentes dispositivos. Todos estos inconvenientes dificultan la adopción de OFDM en la interfaz aérea 5G para obtener las siguientes características clave actualmente previstas para las redes inalámbricas 5G:

- 1000 veces mayor volumen de datos por zona geográfica
- 10-100 veces mayor número de dispositivos conectados
- 10-100 veces mayor tasa de dato de usuario
- 10 veces menor consumo energético
- Latencia menor a 1ms
- Acceso 5G ubicuo incluso en zonas de baja densidad de población

3 CAPA FÍSICA 5G

Con la comercialización global de la red 4G (LTE / LTE-A), el mundo comienza a mirar hacia un estándar de comunicaciones inalámbrica de nueva generación. Mientras tanto, el rápido crecimiento de Internet móvil e Internet de las Cosas (IoT) ha previsto requisitos de un alto rendimiento, en términos de órdenes de la capacidad del sistema y aumento de las conexiones, que se cree que está fuera de la capacidad de los estándares actuales, y debería resolverse con un nuevo estándar. Como se espera que se lance en el año 2020, el estándar inalámbrico de próxima generación es titulado como IMT-2020 por la ITU, mientras que inherentemente se llama como 5G en la comunidad inalámbrica. La investigación de los escenarios, los requisitos y las tecnologías clave de 5G se están llevando a cabo dentro de proyectos patrocinados por los gobiernos, alianzas industriales y empresas líderes, como 5GNOW, METIS, 5GIC y China IMT-2020 WG.

3.1 Requisitos de la capa física para 5G

Los requisitos del sistema 5G varían según el escenario, como comunicaciones de tipo máquina (MTC), Internet de las cosas (IoT) y comunicaciones móviles. Para lograr estos requisitos, se deben implementar una gran variedad de tecnologías como, por ejemplo, Massive Multi-User MIMO, comunicaciones de ondas milimétricas y nuevas formas de onda. Por lo tanto, la elección de la capa física es clave, ya que afecta el rendimiento a nivel del sistema y la complejidad del transceptor.

Como se ha comentado anteriormente, la modulación mediante Multiplexado por División de Frecuencia Ortogonal (OFDM) se usa como una técnica de interfaz aérea en muchos estándares inalámbricos. Esto incluye Digital Audio Broadcasting (DAB), Digital Video Broadcasting para televisión terrestre (DVBT), redes inalámbricas de área local (WLAN 802.11) y 4G (LTE-A). OFDM tiene muchas características deseables, como la solidez a la interferencia entre símbolos (ISI) a través de la ecualización de baja complejidad. Esto se logra al combinar un prefijo cíclico (CP) con ecualización en el dominio de la frecuencia. El procesamiento de la forma de onda se reduce aún más mediante el uso eficiente del procesamiento iFFT / FFT. Sin embargo, se sabe que OFDM presenta varias desventajas:

- Las altas emisiones fuera de banda requieren un filtro adicional para encajar las portadoras dentro de la máscara espectral.
- El uso de un prefijo cíclico reduce la eficiencia del ancho de banda.
- Las formas de onda OFDM sufren de un pico alto a un promedio relación de potencia (PAPR) que restringe el diseño del amplificador.
- La alta sensibilidad a la compensación de frecuencia de portadoras requiere una sincronización compleja para preservar la ortogonalidad.

Investigaciones recientes han propuesto mejoras y alternativas a OFDM para generar la señal necesaria para 5G. El objetivo es cumplir los requisitos de 5G mediante la implementación de una forma de onda que sea simple de transmitir y recibir, robusta ante el deterioro de la frecuencia y el hardware, ofrecer una buena localización en tiempo y frecuencia y que se extienda fácilmente para abarcar el procesamiento de señal MIMO. Diferentes estudios han sugerido reemplazar el OFDM con nuevas modulaciones tales como el recientemente propuesto GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing), FBMC (Filter Bank Multi-Carrier) y UPMC (Universal Filtered Multi-Carrier).

3.2 GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing):

Las diferencias clave entre esta forma de onda y OFDM es que utiliza técnicas de filtrado en el nivel de subportadora y / o bloque de recursos para modificar las propiedades espectrales de sus señales, lo que lleva a menores emisiones fuera de banda (OOB) en comparación con OFDM.

3.2.1 Características básicas de GFDM

GFDM es un sistema de modulación multiportadora no ortogonal con filtrado individual de cada subportadora, mediante un filtro prototipo. Esta técnica usa un esquema de modulación basado en bloques. Un bloque es una unidad funcional constituida por M subportadoras y T intervalos de tiempo. Una propiedad atractiva de GFDM es que puede manejar la respuesta transitoria del canal utilizando solo un prefijo cíclico por bloque, en lugar de uno por símbolo y, por lo tanto, reducir la sobrecarga de la señal. Además, GFDM localiza cada subportadora en el dominio de la frecuencia a través de su llamado *procedimiento de conformación o pulso circular*, a la vez que elimina por completo los transitorios del filtro. La duración de un bloque puede adaptarse a las necesidades del servicio a proporcionar.

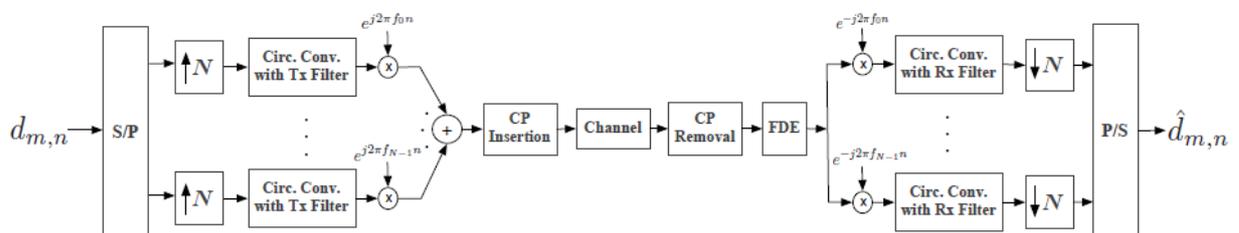


FIGURA 3. 1 ESTRUCTURA GFDM

3.2.2 Inconvenientes de GFDM

En GFDM se pierde la ortogonalidad entre las subportadoras debido al uso de los filtros. Esto se debe a que los espectros de cada subportadora no se generan a partir de una FFT, sino que se ven alterados por la función de transferencia del filtro. Por ello aparecerá una interferencia entre las subportadoras que empeorará la tasa de error.

Otro inconveniente de GFDM podría ser la latencia que se impone mediante la transmisión de un bloque de símbolos que hace imposible la detección de estos. Aunque el filtrado de cada subportadora mediante esta técnica minimiza la superposición entre subportadoras y aumenta la tolerancia de GFDM a los errores de sincronización de temporización, se ha demostrado que GFDM sufre de emisiones fuera de banda relativamente altas.

3.3 FBMC (Filter Bank Multi-Carrier):

Mediante esta técnica se filtra cada subportadora por separado, manteniendo la ortogonalidad entre ellas. El filtrado empleado prácticamente anula las componentes fuera de banda de cada subportadora, por lo que evita la necesidad del uso de bandas de guarda ni prefijos cíclicos. El espectro queda definido dentro de los límites, por lo que permite soportar aplicaciones con diferentes necesidades de anchura de banda que requieren una fragmentación del espectro. Para mantener la ortogonalidad en el dominio del tiempo y de la frecuencia se emplea la modulación QAM desplazada OQAM, en donde se modulan las subportadoras impares en intervalos diferentes a las subportadoras pares. En consecuencia, para transmitir N símbolos, serán necesarias $2N$ subportadoras.

3.3.1 Diferencias entre FBMC vs OFDM

Hay tres diferencias básicas entre el FBMC y el sistema OFDM convencional:

1. No se incluye un prefijo (cíclico).
2. Los símbolos de entrada complejos tienen sus partes real e imaginaria intercaladas, dando como resultado una modulación OQAM.
3. Hay un paso de filtrado después de la modulación compleja de cada subcanal, llamada red polifásica.

3.3.2 Características FBMC mediante un filtro prototipo

La mejor opción para FBMC es aquella en la que un filtro prototipo está modulado por exponenciales complejas. El prototipo está diseñado de manera que las subportadoras adyacentes se superponen, pero permanecen ortogonales, y en las subportadoras no adyacentes la atenuación por interferencia es insignificante. El prototipo puede ser, por ejemplo, un filtro de coseno elevado raíz truncada (RRC) con longitud L y caída gradual. Con este tipo de prototipo la interferencia entre símbolos (ISI) también se elimina, siempre que se incluye la modulación OQAM.

Las modulaciones se pueden implementar a través de un DFT. Con esta modificación, las componentes polifásicas del filtro prototipo se colocan después de cada salida del DFT, en lugar de filtrar cada subcanal. De esta forma, se obtiene una implementación eficiente. Vale la pena mencionar que, si el prototipo tiene longitud M y todos los coeficientes son iguales a uno, la etapa OQAM puede eliminarse y se obtiene el modulador OFDM convencional.

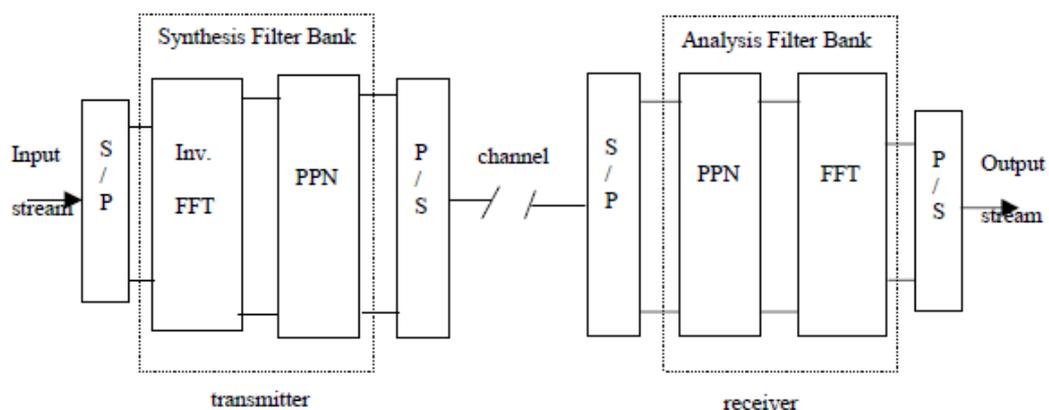


FIGURA 3. 2 ESTRUCTURA BÁSICA DE FBMC

3.4 UFMC (Universal Filtered Multi-Carrier):

3.4.1 Características de UFMC

En UFMC se divide el espectro en B sub-bandas para posteriormente filtrar un grupo de subportadoras contenidas en cada sub-banda. La elección del número de sub-bandas B dependerá del escenario y el tipo de espectro. Por su mejor respuesta impulsiva en comparación con OFDM, esta técnica de filtrado resulta idónea para aplicaciones que impliquen una transmisión de datos en forma de ráfaga y con baja latencia. UFMC no requiere el uso de un prefijo cíclico, y por lo tanto utiliza una convolución lineal.

Sin embargo, UFMC requiere de una FFT de mayor tamaño, lo que complica la función de los receptores. De igual manera, dado que se pierde parte de la ortogonalidad compleja, podría plantear problemas en aplicaciones de alta tasa de bits.

3.4.2 Estructura de UFMC

En UFMC, el bloque de QAM símbolos S_k ($k \in 1, \dots, N$) se divide en B sub-bandas, cada uno de ellos formado por N_i símbolos QAM S_{ik} ($i \in 1, \dots, B$), y transmitido por bloques separados de N puntos de IDFT.

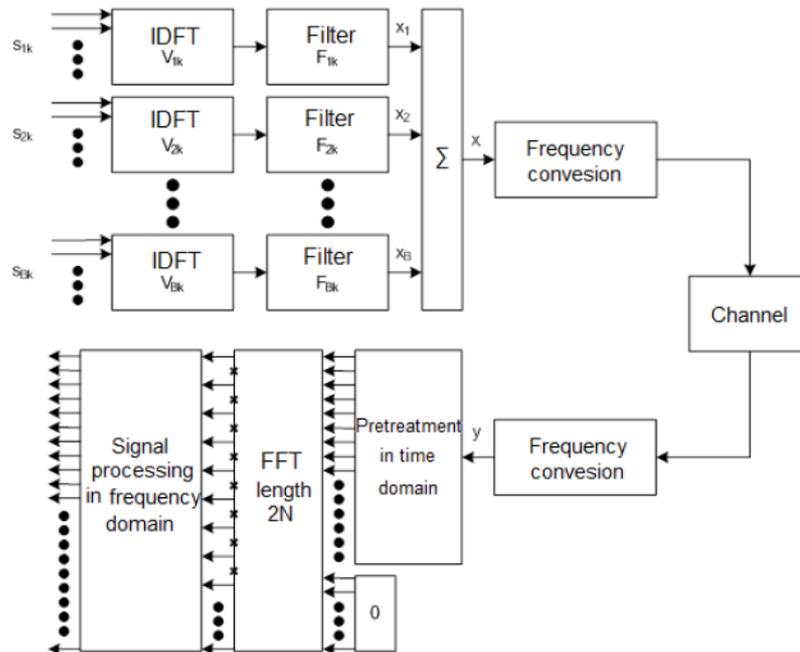


FIGURA 3. 3 ESTRUCTURA DE UFMC

Ya que N_i es menor que N en un orden de B veces, una serie de ceros que complementan el tamaño de las sub-bandas hasta N son transmitidos hacia la entrada de cada bloque IDFT junto a los símbolos de información QAM. Así, en UFMC, el rango de frecuencias está formado por B sub-bandas espectrales consecutivas, y N_i subportadoras de información que son transmitidas en cada sub-banda.

4 FILTER BANK MULTI-CARRIER

A lo largo de este capítulo se expondrá de manera teórica las características fundamentales de un banco de filtros, indicando las funciones que debe realizar cada uno de sus bloques. Más adelante se profundizará en la estructura de FBMC y en cómo debe estar configurado un filtro prototipo para ser aplicado posteriormente en la práctica.

4.1 Introducción: Principio de transmisión de banco de filtros basado en multipotadoras

Las técnicas de transmisión de multipotadoras basadas en bancos de filtros digitales se desarrollaron en los años setenta para realizar la conversión entre sistemas de PCM (*Pulse Code Modulation*) y FDM (*Frequency Division Multiplexing*). En la década de los noventa, se avanzó hacia OFDM (multiplexación por división de frecuencia ortogonal), considerada más simple en concepto, menos compleja y con una latencia mínima. Ahora, las comunicaciones radio se están moviendo en direcciones que hacen que los bancos de filtros sean particularmente atractivos. En primer lugar, para lograr una calidad de servicio (*QoS*) y un alto rendimiento, la transmisión radio recurre a terminales de múltiples antenas (*MIMO*), lo que supone un aumento considerable de la complejidad. Además, cuando se combina con la transmisión multipotadora, el principio MIMO requiere un análisis espectral de alta resolución para estimar con precisión la matriz del canal.

En segundo lugar, las comunicaciones migran a redes totalmente IP, lo que implica la transmisión de paquetes y, por lo tanto, la latencia mínima en la capa física (*PHY*) ya no es crucial y las restricciones reales se imponen en las capas superiores. La escalabilidad es una función que se implementa fácilmente con bancos de filtros debido a la independencia de los subcanales. Además, los nuevos conceptos de *DASM* (*Dynamic Access Spectrum Management*) y radio cognitiva requieren un análisis espectral de alta resolución, una funcionalidad en la cual los bancos de filtros son superiores a la transformada discreta de Fourier de OFDM.

4.1.1 Técnica del Banco de Filtros

Los bancos de filtros se definen como un conjunto de M filtros que procesan M entradas y generan M salidas.

Al conjunto de M filtros de entrada conectados se conoce como filtro de análisis (*AFB*), ya que opera como un analizador para la señal de entrada basándose en las características de cada filtro.

Por otro lado, al conjunto de M filtros de salida se conoce como filtro de síntesis (*SFB*), ya que consigue sintetizar una nueva señal a partir de un conjunto de señales recibido.

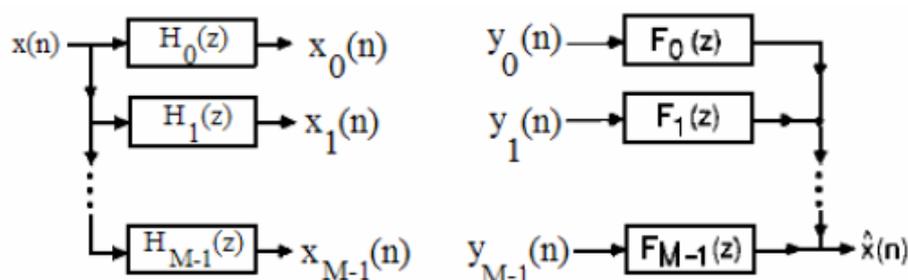


FIGURA 4. 1 BANCO DE FILTROS DIGITALES

El principio de transmisión basado en bancos de filtros digitales se muestra en la Figura 4.1.

Si nos centramos en la estructura de un banco de filtros FBMC, tendremos que el transmisor contiene un banco de filtros de síntesis y el receptor contiene un banco de filtros de análisis. La estructura completa queda representada en la Figura 4.1, donde estará presente la Transformada rápida de Fourier (*FFT*), al igual que en OFDM. Se complementa, para completar un banco de filtros, con una red polifásica (*PPN*) que consiste en un conjunto de filtros digitales, cuyos coeficientes forman la respuesta al impulso del llamado filtro prototipo de paso bajo. La diferencia esencial entre FBMC y OFDM reside en la selectividad de frecuencia. Esto se ilustra en la Figura 4.3, que muestra las respuestas en frecuencia, alrededor de una subportadora particular, en ambos casos.

OFDM exhibe grandes lóbulos laterales en el dominio de la frecuencia, que impone la restricción de ortogonalidad entre todas las subportadoras.

Por el contrario, la respuesta en frecuencia del banco de filtros FBMC tiene una amplitud insignificante más allá de la frecuencia central de las subportadoras adyacentes.

De hecho, el banco de filtros divide el canal de transmisión del sistema en un conjunto de subcanales y cualquier subcanal se solapa únicamente con sus armónicos inmediatos. Luego, para hacer que dos grupos de subcanales contiguos sean independientes, es suficiente dejar un único subcanal vacío entre ellos.

La diferencia en la respuesta en frecuencia entre FBMC y OFDM mostradas en la Figura 4.3 tiene un impacto considerable en el rendimiento de los sistemas inalámbricos y en su flexibilidad operativa. El enfoque FBMC tiene las siguientes características principales:

- No es necesario tiempo de guarda ni prefijo cíclico.
- Se consigue una capacidad de transmisión de ancho de banda completa utilizando OQAM (*Offset Quadrature Amplitude Modulation*).
- Los subcanales pueden ser agrupados en bloques independientes, lo cual es crucial para la escalabilidad y el acceso dinámico.
- Un mismo dispositivo puede ser usado en radio cognitiva para detección y recepción de espectro, incluso simultáneamente, lo cual garantiza una coherencia perfecta entre las dos funciones.

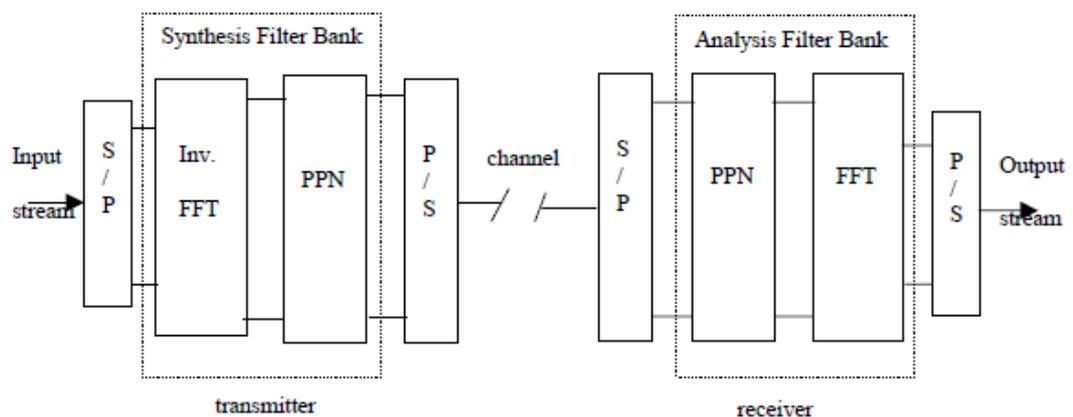


FIGURA 4. 2 ESTRUCTURA DE FBMC

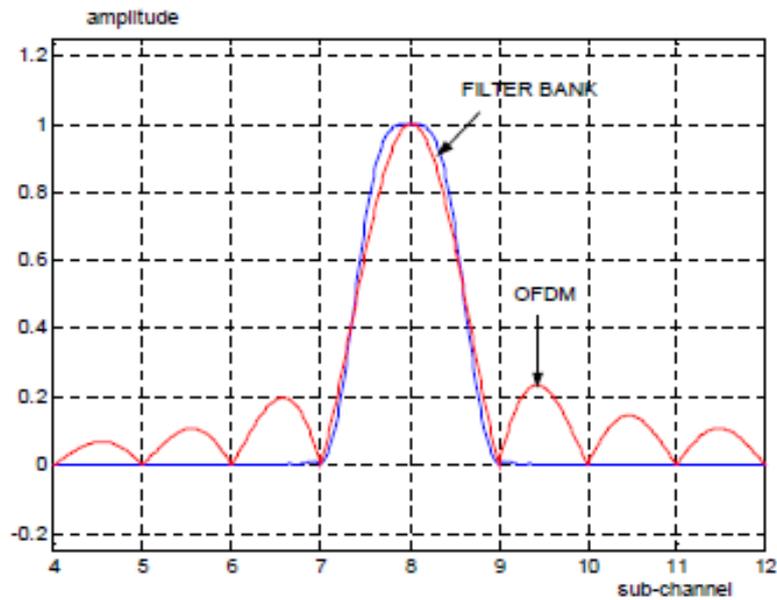


FIGURA 4. 3 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE FBMC Y OFDM

4.2 Descripción de un banco de filtros

Una restricción básica en la transmisión de datos es que el canal debe satisfacer el criterio de Nyquist, para evitar la interferencia entre símbolos. En el filtro prototipo de FBMC, los bancos de síntesis y de análisis deben ser Half-Nyquist, lo que llevaría a que el cuadrado de sus respuestas en frecuencia satisfaga el comentado criterio de Nyquist.

4.2.1 Descripción de un transceptor FBMC

El núcleo de un sistema FBMC es la configuración del transceptor FBMC que se muestra en la Figura 4.4. Los principales bloques de procesamiento en esta representación son: pre-procesamiento OQAM, banco de filtros de síntesis, banco de filtros de análisis y post-procesamiento OQAM. El canal de transmisión normalmente se omite al analizar y diseñar sistemas TMUX porque el problema de equalización de canal se maneja por separado.

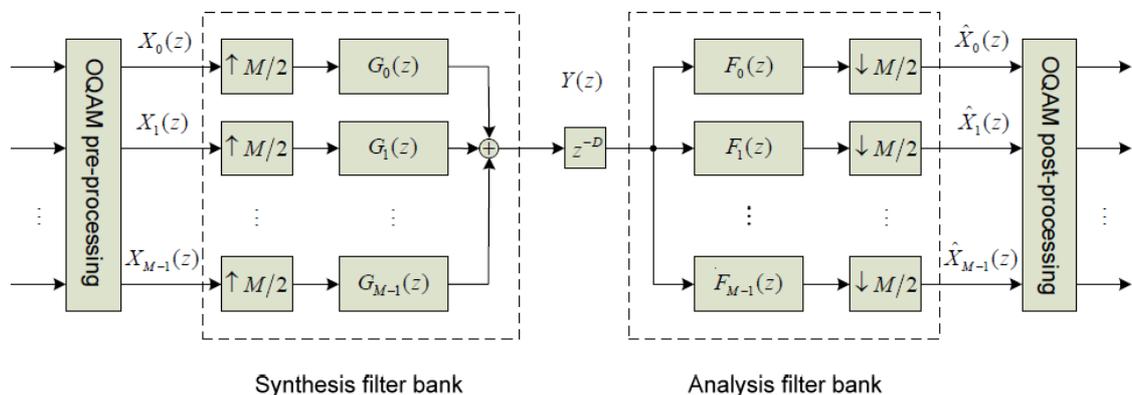


FIGURA 4. 4 CONFIGURACIÓN DE UN TRANSCPTOR

Los bancos de filtros de síntesis y análisis son las componentes clave. El estudio de los bancos de filtros es muy amplio e incluso los bancos de filtros modulados se pueden dividir en diferentes tipos dependiendo de la elección de los filtros prototipo, las funciones de modulación y las propiedades deseadas. En particular, nos centraremos en los bancos de filtros de subcanales que se pueden clasificar por las siguientes propiedades:

- **Modulado complejo:** para lograr una buena eficiencia espectral, se necesita una señal compleja de banda de base I / Q para fines de transmisión y por ello los bancos de filtros complejos modulados son una opción factible. Esto significa que todos los filtros de subcanal son versiones desplazadas de la frecuencia del filtro prototipo.
- **Uniforme:** todos los filtros de subcanal tienen el mismo ancho de banda que el filtro prototipo y dividen el ancho de banda del canal disponible por igual.
- **Respuesta de impulso finita (FIR):** se utilizan bancos de filtros FIR en lugar de bancos de filtros con respuesta al impulso infinita (IIR) ya que los filtros FIR son siempre estables y son relativamente fáciles de diseñar e implementar.
- **Ortogonal:** para bancos de filtros ortogonales, solo se necesita un único filtro prototipo. Típicamente, se usan filtros prototipo de fase lineal, y por lo tanto los esquemas de modulación exponencial pueden proporcionar filtros de subcanales de fase lineal. El retraso global resultante del sistema depende del orden del filtro prototipo.
- **Reconstrucción casi perfecta (NPR):** las señales de salida son versiones ligeramente retrasadas de las señales de entrada, es decir, se puede tolerar cierta cantidad de distorsiones basadas en la estructura del banco de filtros siempre que sean pequeñas en comparación con las causadas por un canal de transmisión.

Los principales parámetros para el diseño de un banco de filtros son:

- El número de subcanales (M), que es básicamente un número par arbitrario, preferiblemente potencia de dos para proporcionar una implementación eficiente.
- La duración del filtro prototipo se elige para ser $L_p = KM - 1$, $L_p = KM$ o $L_p = KM + 1$, donde K es un valor entero positivo definido como *factor de superposición* y es deseable que su valor sea mayor o igual a 3.
- El filtro prototipo está diseñado de tal manera que solo los filtros de subcanales inmediatamente adyacentes se superponen significativamente entre sí en el dominio de la frecuencia.

Se debe incluir un retraso adicional Z^{-D} , con D dependiente de la longitud del filtro prototipo ($L_p = KM + 1 - D$), ya sea a la salida SFB o a la entrada AFB.

4.2.2 OQAM pre/post-procesamiento

La configuración del transceptor FBMC transmite símbolos OQAM en lugar de símbolos QAM. El bloque de preprocesamiento que utiliza la transformación entre los símbolos QAM y OQAM se muestra en la Figura 4.5. Como se puede ver, la primera operación es una simple conversión de complejo a real, donde las partes real e imaginaria de un símbolo de valor complejo $C_{k,l}$ se separan para formar dos nuevos símbolos $D_{k,2l}$ y $D_{k,2l+1}$.

El orden de estos nuevos símbolos depende de si el canal seleccionado es par o impar. La conversión de complejo a real aumenta la frecuencia de muestreo en un factor de 2.

La segunda operación es la multiplicación por la secuencia $\theta_{k,n}$, que alterna entre símbolos complejos y reales en función del orden de dichos símbolos.

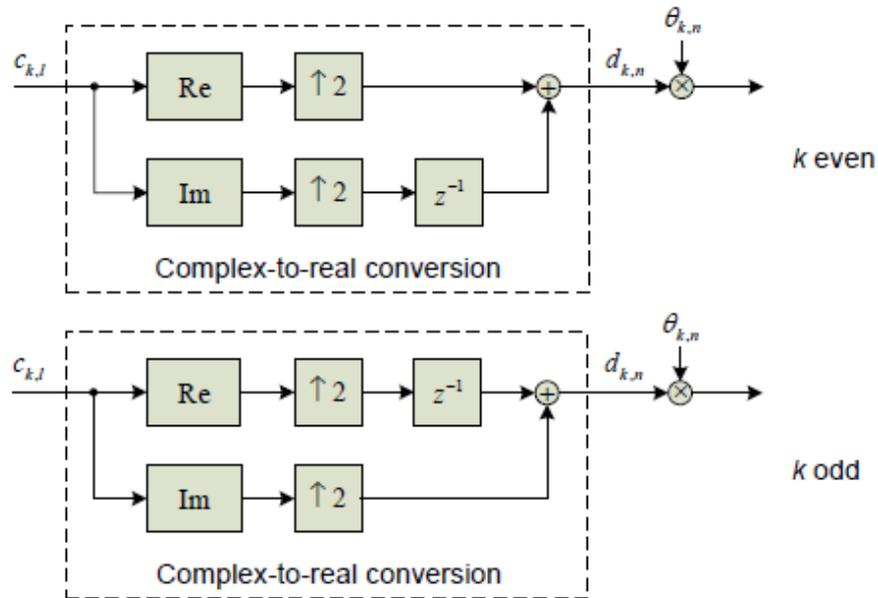


FIGURA 4. 5 ESTRUCTURA DEL PRE-PROCESAMIENTO OQAM

La forma de definir este multiplicador es:

$$\theta_{k,n} = j^{(k+n)} \quad (4.1)$$

Sin embargo, debe tenerse en cuenta que los signos de la secuencia $\theta_{k,n}$ pueden elegirse arbitrariamente, pero el patrón de muestras reales e imaginarias debe seguir la definición anterior. Por ejemplo, una secuencia alternativa:

$$\theta_{k,n} = \begin{cases} 1, j, 1, j, \dots & \text{para } k \text{ par} \\ j, 1, j, 1, \dots & \text{para } k \text{ impar} \end{cases} \quad (4.2)$$

De todos modos, las señales de entrada son puramente reales o imaginarias evaluadas después del preprocesamiento de OQAM.

El bloque de post-procesamiento se muestra en la Figura 4.6 y nuevamente hay dos estructuras ligeramente diferentes dependiendo de si el subcanal es par o impar. La primera operación es la multiplicación por $\theta_{k,n}^*$ que es seguida por la operación de tomar la parte real de la secuencia resultante. La segunda operación es una conversión de real a complejo, en la que dos símbolos sucesivos de valores reales forman un símbolo de valor complejo.

La conversión de real a complejo disminuye la frecuencia de muestreo en un factor 2. El orden de estos nuevos símbolos dependerá de nuevo del número de subcanal.

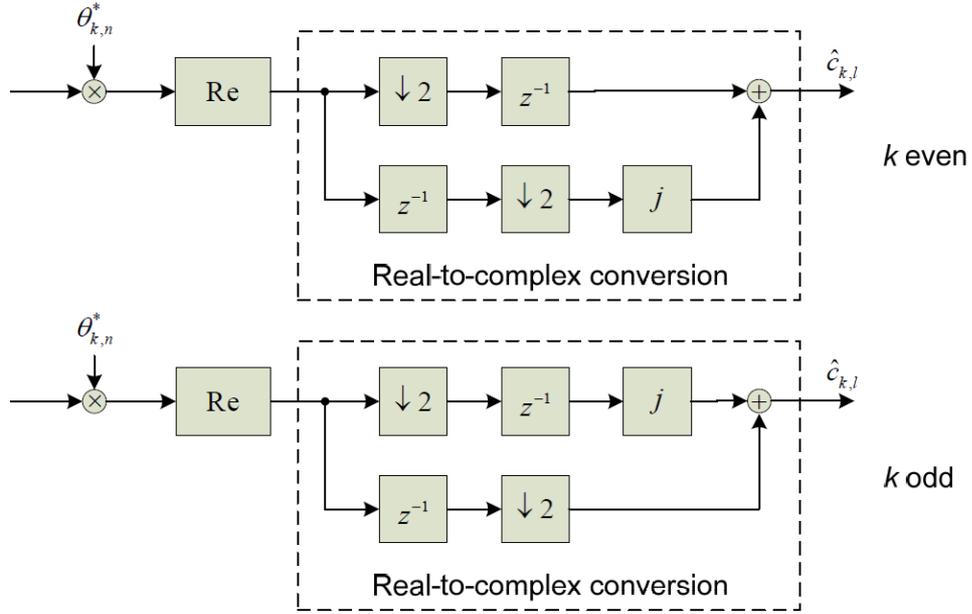


FIGURA 4. 6 ESTRUCTURA DEL POST-PROCESAMIENTO OQAM

4.2.3. Banco de filtros de síntesis y de análisis

Recordamos que un banco de filtros de síntesis consiste en M sobremuestras y M filtros de síntesis. Como se ha podido ver en la Figura 4.4, las señales de entrada $X_k(z)$, donde $k = 0, 1, \dots, M - 1$, son primero sobremuestreadas por $\frac{M}{2}$ y posteriormente filtradas con filtros de síntesis $G_k(z)$.

La señal de salida del filtro de síntesis $Y(z)$ estará formada por la suma de todas las señales $X_k(z)$ tras ser filtradas por los filtros de síntesis $G_k(z)$.

El banco de filtros de análisis se construye usando M filtros de análisis y M submuestreos como se observa en la Figura 4.2. La señal de entrada $Y(z)$ es inicialmente filtrada por filtros de análisis $F_k(z)$ y estas señales son posteriormente submuestreadas con un factor de $\frac{M}{2}$ para obtener la señal de salida $\hat{X}_k(z)$.

Como se ha mencionado anteriormente, en el caso de bancos de filtros modulados complejos, todos los filtros de subcanal pueden generarse a partir de un único filtro prototipo de paso bajo de fase lineal de valor real $p[m]$ utilizando una modulación exponencial. Debido a la función de modulación, los filtros de subcanal son de valor complejo y, por lo tanto, el rango de frecuencia útil será entre $[\pi, -\pi]$. Las frecuencias centrales de los filtros del subcanal k -ésimo serán $W_k = \frac{2k\pi}{M}$ y $W_k = \frac{(2k+1)\pi}{M}$ para los bancos de filtros apilados uniformemente e impares, respectivamente.

El k -ésimo filtro de síntesis se define como:

$$g_k[m] = p[m] e^{j \frac{2\pi k}{M} (m - \frac{L_p - 1}{2})} \quad (4.3)$$

donde $m = 0, 1, \dots, L_p - 1$, siendo L_p la longitud del filtro.

El k –ésimo filtro de análisis puede definirse a partir del filtro de síntesis:

$$\begin{aligned}
 f_k[m] &= g_k^*[L_P - 1 - m] \\
 &= p[L_P - 1 - m] e^{\left(-j\frac{2\pi k}{M}\left(L_P - 1 - m - \left(\frac{L_P - 1}{2}\right)\right)\right)} \\
 &= p[m] e^{\left(j\frac{2\pi k}{M}\left(m - \left(\frac{L_P - 1}{2}\right)\right)\right)}
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

De la ecuación (4.4) se interpreta que los primeros filtros de subcanales de fase cero se generan a partir de un filtro prototipo de fase lineal y luego sus respuestas al impulso se retrasan $(L_P - 1)/2$ muestras que dan como resultado filtros de subcanales causales. Debido a la naturaleza de la modulación, el filtro del primer subcanal será puramente real y el filtro en la posición $M/2$ será puramente imaginario. Sin embargo, todos los filtros de subcanal tendrán fase lineal.

4.3 Estructura polifásica para el banco de filtros de síntesis

A continuación, se muestran la estructura de la red polifásica para el banco de filtros de síntesis y el banco de filtros de análisis:

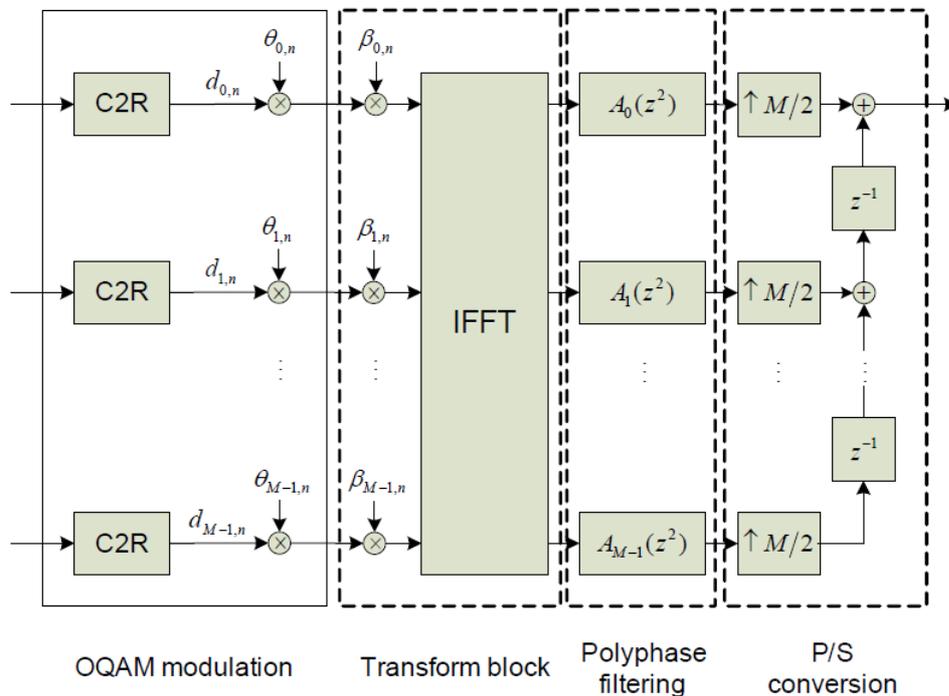


FIGURA 4. 7 TRANSMISOR FBMC

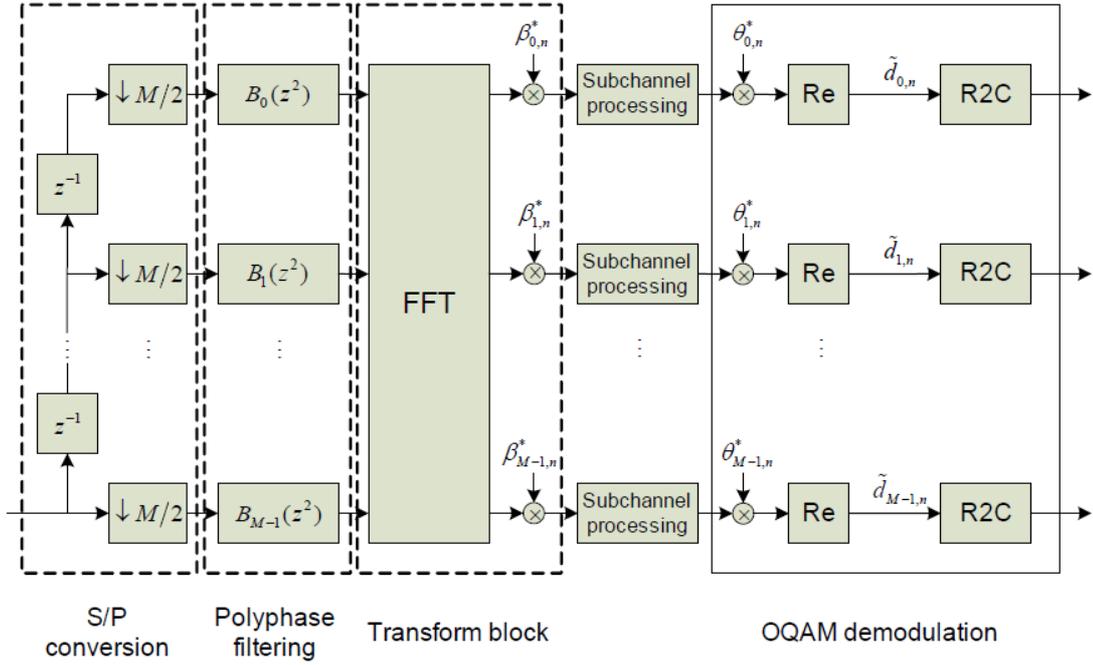


FIGURA 4. 8 RECEPTOR FBMC

Para los bancos de filtros modulados, el número de filtros polifásicos depende de la periodicidad de la modulación, que en este caso es:

$$\begin{aligned}
 e_{k,m} &= e\left(j\frac{2\pi k}{M}\left(m-\frac{Lp-1}{2}\right)\right) & (4.5) \\
 &= e\left(-j\frac{2\pi k}{M}\left(\frac{Lp-1}{2}\right)\right) * e\left(j\frac{2\pi km}{M}\right) \\
 &= \beta_k * \theta_{k,m} \\
 &= \beta_k * \theta_{k,m+tM} & \text{para } m = 0, 1, \dots, M-1. \\
 & & t = 0, 1, \dots, K-1.
 \end{aligned}$$

Realizando la transformada Z de la ecuación (4.3), y aplicando (4.5), llegamos a que:

$$\begin{aligned}
 G_k(z) &= \sum_{m=0}^{Lp-1} p[m]e_{k,m}z^{-m} & (4.6) \\
 &= \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{t=0}^{K-1} p[m+tM] \beta_k * \theta_{k,m+tM} z^{-(m+tM)} \\
 &= \sum_{m=0}^{M-1} \beta_k * \theta_{k,m} z^{-m} \sum_{t=0}^{K-1} p[m+tM] z^{-tM} \\
 &= \sum_{m=0}^{M-1} \beta_k * \theta_{k,m} z^{-m} A_m(z^M).
 \end{aligned}$$

4.3.1 Procesamiento de un subcanal

Para el procesamiento de los subcanales, debemos tener en cuenta que los símbolos serán entregados al sistema alternamente en parte real e imaginaria del valor complejo de las secuencias de subportadoras.

Cabe destacar que las señales con número de subcanal par estarán centradas alrededor de la frecuencia cero (formato filtro paso banda), mientras que las señales con número de subcanal impar se encontrarán en torno a π . Esto dará lugar a dos tipos de procesamiento de subcanales, aunque es posible un desplazamiento en frecuencia de los subcanales con número impar añadiendo $(-1)^{kn}$ al valor de β_k . De esta manera se consigue que el procesamiento de todos los subcanales pueda realizarse mediante un formato de señal paso banda.

4.3.2 Implementación del retraso

Como ya ha sido mencionado, la longitud del filtro prototipo es $L_p = KM + 1 - D$, donde D representa un retraso extra (z^{-D}) incluido en el transceptor.

La necesidad de un retraso se debe a que tras la convolución entre la respuesta al impulso del k –ésimo filtro de síntesis con el k –ésimo filtro de análisis, una muestra con índice múltiplo de $M/2$ se sitúa en el centro de la convolución. De esta manera el retraso resultante del sistema será igual a $(L_p - 1) / \left(\frac{M}{2}\right)$.

Existen dos casos destacables:

- Para z^{-2} , la longitud del filtro prototipo es $L_p = KM - 1$. Este retraso puede ser colocado a la salida del banco de filtros de síntesis, o a la entrada del banco de filtros de análisis.
- Para un retraso de z^{-1} , este término debe colocarse tanto en el banco de filtros de análisis como en el banco de filtros de síntesis. Esto conlleva que el primer coeficiente de la respuesta al impulso del filtro prototipo pueda ser tomado como 0:

$$\begin{aligned}
 z^{-1}G_k(z) &= \sum_{m=0}^{L_p-1} p[m]e^{j\frac{2\pi k}{M}\left(m-\left(\frac{L_p-1}{2}\right)\right)} z^{-(m+1)} \\
 &= \sum_{m=0}^{L_p+1} \tilde{p}[m]e^{j\frac{2\pi k}{M}\left(m-1-\left(\frac{L_p-1}{2}\right)\right)} z^{-m} \\
 &= \sum_{m=0}^{L_p+1} \tilde{p}[m]e^{j\frac{2\pi k}{M}\left(m-\left(\frac{L_p+1}{2}\right)\right)} z^{-m}
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

donde $\tilde{p}[m] = [0 \ p[m] \ 0]$. El primer cero es introducido debido al retraso, y el último cero se añade para que el filtro siga siendo simétrico.

4.3.3 Valores teóricos finales para la simulación

Tras una breve descripción teórica de los principales parámetros que serán utilizados a la hora de desarrollar nuestra forma de onda, obtenemos que para el preprocesamiento de la modulación OQAM:

- Las señales de entrada consistirán en símbolos complejos QAM.
- Existe un bloque conversor de complejo a real, denotado por $C2R_k$, y unos valores $d_{k,n}$ reales puros y con una tasa de muestreo 2 veces mayor que la tasa de muestreo de entrada.

- $\theta_{k,n} = e^{j\frac{\pi}{2}(k+n)} = j^{(k+n)}$, parámetro que alterna entre símbolos reales e imaginarios.

Por otra parte, se han definido los parámetros para el banco de filtros de síntesis como:

- En general $\beta_{k,n} = (-1)^{kn} e^{-j\frac{2\pi k}{M}(\frac{L_p-1}{2})}$. En el caso que $L_p = KM - 1$, el valor de este parámetro será igual a: $\beta_{k,n} = (-1)^{kn}(-1)^{kK}$.
- El número de subcanales M debe tomarse como potencia de 2 para poder optimizar el uso de la iFFT (Inverse Fast Fourier Transform)
- Los filtros de la red polifásica serán: $a_k[m] = p[k + mM]$.
- El sobremuestreo junto al retraso forman un convertor Paralelo/Serie con superposición de $M/2$.

En este proyecto nos centraremos a fondo únicamente en el banco de filtros de síntesis.

4.4 La transformada rápida de Fourier como modulador Multiportador

La transformada rápida inversa de Fourier (*iFFT*) puede utilizarse como un modulador multiportador, y, por lo tanto, la transformada rápida de Fourier (*FFT*) puede utilizarse como un demodulador multiportador.

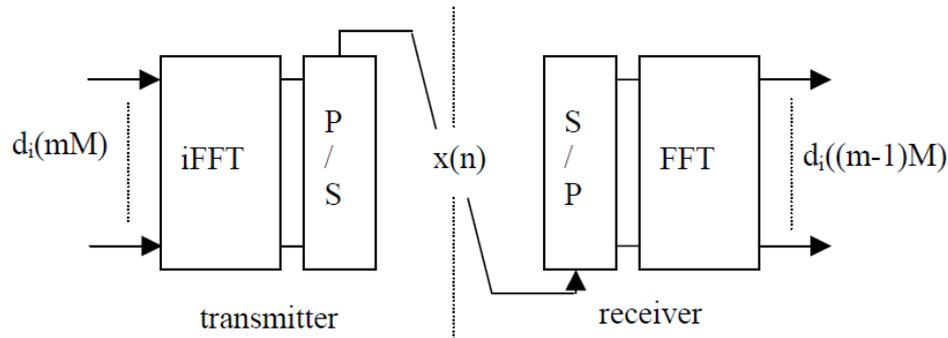


FIGURA 4.9 MODULACIÓN MULTIPORTADORA CON FFT

El tamaño de la iFFT y la FFT es M y $d_i(mM)$ un conjunto de M muestras de datos, donde $0 \leq i \leq M - 1$, que son los valores de entrada para el bloque de la iFFT. Para $mM \leq n \leq (m + 1)M$, la salida de iFFT se expresa como

$$x(n) = \sum_{i=0}^{M-1} d_i(mM) e^{j2\pi \frac{i(n-mM)}{M}} \quad (4.8)$$

El conjunto de M muestras obtenidas se denomina símbolo multiportador, y m indica el índice del símbolo.

Para la transmisión en el canal, se introduce un convertidor paralelo / serie a la salida de la iFFT y por lo tanto las muestras $x(n)$ aparecerán en serie. La frecuencia de muestreo de la señal transmitida será la unidad, donde hay M portadoras y el espaciado entre ellas será de $\frac{1}{M}$. La duración del símbolo multiportador (T) es la inversa del espaciado entre portadoras ($T = M$). T es igualmente el periodo de un

símbolo multiportador, lo que refleja el hecho de que sucesivos símbolos multiportadores no se solapan en el dominio del tiempo.

En general, la señal transmitida es un conjunto de senos tales que la duración del símbolo contiene un número entero de periodos. De hecho, esta es la condición para recuperar datos, llamada condición de ortogonalidad.

Para el correcto funcionamiento del sistema, el receptor (*FFT*) debe estar perfectamente alineado en el tiempo con el transmisor (*iFFT*). Hay que tener en cuenta que en presencia de un canal con propagación multitrayecto, debido a la respuesta al impulso del canal, los símbolos multiportadores se solapan en la entrada del receptor y ya no es posible demodular con solo la *FFT*, porque se ha introducido la interferencia entre símbolos y la propiedad de ortogonalidad de los portadores se ha perdido.

4.4.1 Métodos para mantener la ortogonalidad mediante la FFT

Entonces, hay 2 opciones:

- 1) extender la duración del símbolo un tiempo de guarda que exceda la longitud de la respuesta al impulso del canal y demodular con la misma FFT (Método empleado en OFDM).
- 2) Mantener el tiempo y la duración del símbolo tal y como están, pero agregando un procesamiento a la FFT. Este será el método empleado en FBMC, ya que este procesamiento adicional junto a la FFT constituye un banco de filtros.

El presente proyecto se enfocará en el segundo método y, como introducción, primero se mostrará que la FFT en sí misma se puede utilizar como un banco de filtros.

4.5 El filtrado mediante FFT

Supongamos que la FFT se ejecuta a la velocidad de las muestras transmitidas en serie.

Teniendo en cuenta la Figura 4.2, la relación entre la entrada de la FFT y la salida con índice $k = 0$ es la siguiente:

$$Y_0(n) = \frac{1}{M} [x(n-M) + \dots + x(n-1)] = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M x(n-i) \quad (4.9)$$

Esta es la ecuación de un filtro FIR de fase lineal de paso bajo. Sin tener en cuenta el retraso constante, la respuesta en frecuencia será:

$$I(f) = \frac{\sin(\pi f M)}{M \sin(\pi f)} \quad (4.10)$$

Esto se muestra en la Figura 4.10, donde la unidad del eje de frecuencia es $\frac{1}{M}$.

De la misma manera, la salida de la FFT con índice k se expresa como:

$$Y_k(n) = \sum_{i=0}^{M-1} x(n-M+i) e^{(-j2\pi k i/M)} I(f) = \frac{\sin(\pi f M)}{M \sin(\pi f)} \quad (4.11)$$

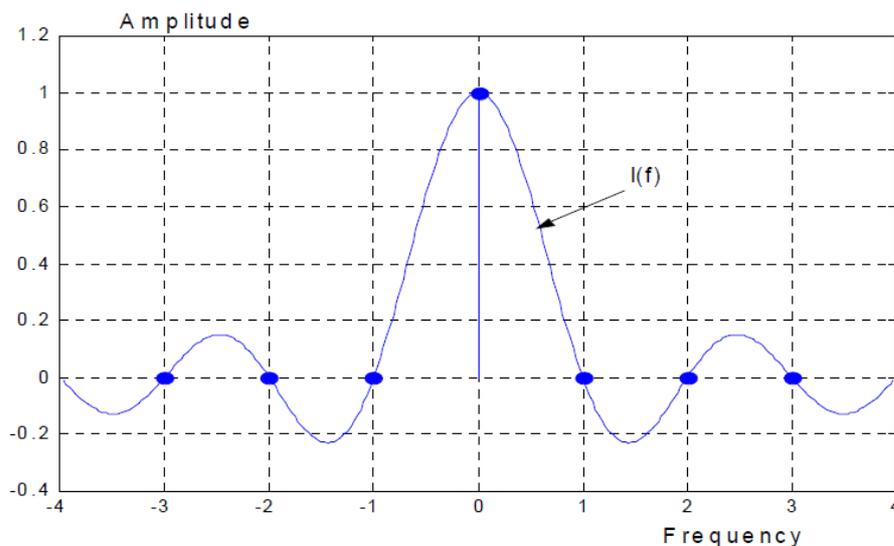


FIGURA 4. 10 RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL FILTRO MEDIANTE FFT

Los coeficientes del filtro se multiplican por $e^{(j2\pi k_i/M)}$, que corresponde a un desplazamiento en frecuencia de $\frac{k}{M}$ con respecto a la respuesta en frecuencia. Cuando se consideran todas las salidas del bloque de FFT, se obtiene un banco de filtros M , como se muestra en la Figura 4.11, en la que la unidad en el eje de frecuencia es $\frac{1}{M}$, es decir, el espaciado de la subportadora. La condición de ortogonalidad aparece a través de los cruces por cero: en las frecuencias que son múltiplos enteros de $\frac{1}{M}$ solo una respuesta en frecuencia de filtro es distinta a cero.

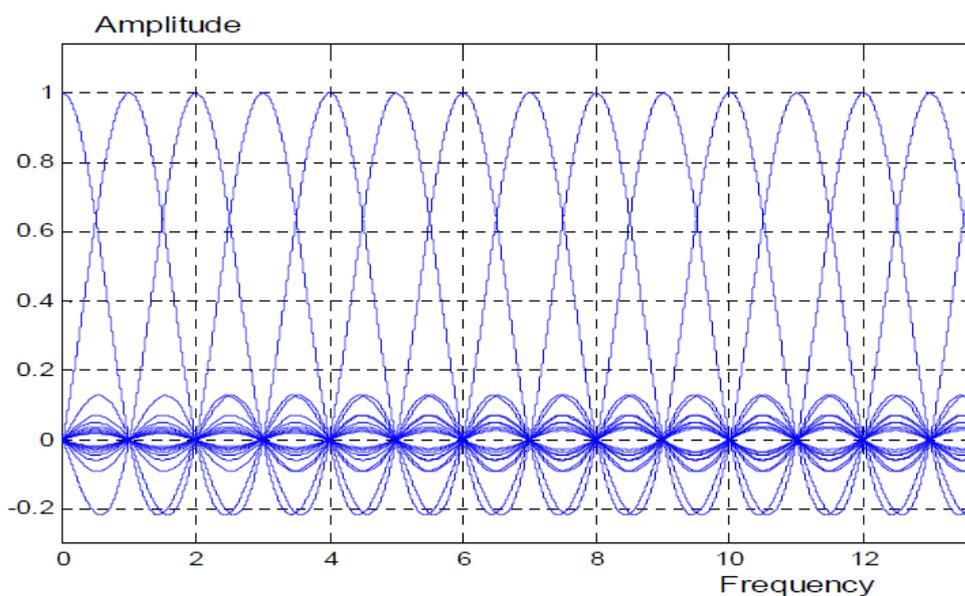


FIGURA 4. 11 BANCO DE FILTROS MEDIANTE FFT

Un filtro FIR se puede definir por coeficientes en el dominio del tiempo o por coeficientes en el dominio de la frecuencia. Los dos conjuntos de coeficientes son equivalentes y están relacionados por la transformada discreta de Fourier (DFT). Volviendo al primer filtro en el banco de filtros, la DFT de su respuesta al impulso consiste en un solo pulso, como se muestra en la Figura 4.10.

De hecho, los coeficientes en el dominio de la frecuencia son las muestras de la respuesta en frecuencia $I(f)$, que, de acuerdo con la teoría del muestreo, se deriva de ellas a través de la fórmula de interpolación.

En la terminología de los bancos de filtros, el primer filtro del banco, el filtro asociado con la portadora de frecuencia cero, se denomina *filtro prototipo*, porque los otros filtros se deducen a partir de cambios en frecuencia del filtro prototipo. Es claramente evidente en la Figura 4.10 que $I(f)$ es la respuesta en frecuencia de un filtro prototipo con rendimiento limitado, particularmente por la atenuación fuera de banda. Para reducir las fluctuaciones fuera de banda, es necesario aumentar el número de coeficientes en el dominio del tiempo y, de manera equivalente, en el dominio de la frecuencia. Luego, en el dominio del tiempo, la longitud de la respuesta al impulso del filtro excede del período del símbolo multiportador T . En el dominio de la frecuencia, se insertan coeficientes adicionales entre los coeficientes existentes, lo que permite un mejor control de la respuesta en frecuencia del filtro.

Los filtros prototipo se caracterizan por el factor de superposición K , un factor de diseño que indica el número de muestras de la función de transferencia. El factor K es también el número de símbolos multiportadores que se superponen en el dominio del tiempo. Generalmente, K es un número entero y, en el dominio de la frecuencia, es el número de coeficientes de frecuencia que se introducen entre los coeficientes del filtro FFT.

Ahora, la cuestión será cómo diseñar el filtro prototipo y transmitir datos de tal manera que no provoque interferencias entre símbolos, a pesar de la superposición.

4.6 Diseño del filtro prototipo – Criterio de Nyquist

La transmisión digital se basa en la teoría de Nyquist: la respuesta al impulso del filtro de transmisión debe cruzar el eje cero en todos los múltiplos enteros del período del símbolo. La condición se traduce en el dominio de la frecuencia por la condición de simetría de la frecuencia de corte, que es la mitad de la velocidad de símbolo. Por lo tanto, un método sencillo para diseñar un filtro Nyquist es considerar los coeficientes de frecuencia e imponer la condición de simetría.

En los sistemas de transmisión, el filtro Nyquist global generalmente se divide en dos partes, un filtro Nyquist de media en el transmisor y otro filtro Nyquist de media en el receptor. Entonces, la condición de simetría es satisfecha por los cuadrados de los coeficientes de frecuencia. Los coeficientes de frecuencia del filtro Half-Nyquist obtenido para $K = 2, 3$ y 4 se dan en la Tabla 4.1.

K	H ₀	H ₁	H ₂	H ₃	σ ² (dB)
2	1	$\sqrt{2}/2$	-	-	-35
3	1	0.911438	0.411438	-	-44
4	1	0.971960	$\sqrt{2}/2$	0.235147	-65

TABLA 4. 1 COEFICIENTES DEL FILTRO PROTOTIPO EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

En el dominio de la frecuencia, la respuesta del filtro consiste en $2K - 1$ pulsos, como se muestra en la Figura 4.12 para $K = 4$. La respuesta en frecuencia, también mostrada en la Figura 4.12, se obtiene a partir de los coeficientes en frecuencia a través de la fórmula de interpolación para señales muestreadas que producen:

$$H(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} H_k \frac{\sin\left(\pi\left(f - \frac{k}{MK}\right)MK\right)}{MK \sin\left(\pi\left(f - \frac{k}{MK}\right)\right)} \quad (4.12)$$

Mediante la ecuación (4.12), las fluctuaciones fuera de banda casi han desaparecido y se ha obtenido un filtro altamente selectivo.

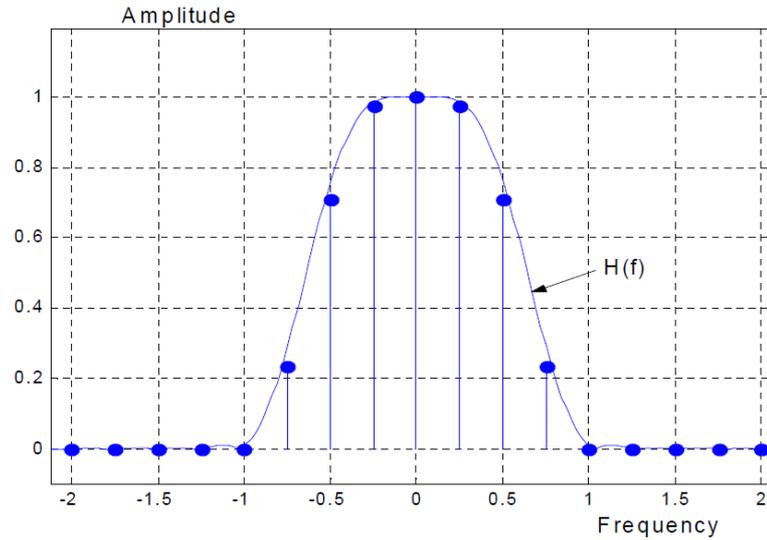


FIGURA 4. 12 COEFICIENTES Y RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL FILTRO PROTOTIPO PARA K=4

La respuesta al impulso $h(t)$ del filtro está dada por la transformada de Fourier inversa de la respuesta en frecuencia del pulso, que es

$$h(t) = 1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} H_k \cos\left(2\pi \frac{kt}{KT}\right) \quad (4.13)$$

La ecuación (4.13) se muestra representada en la Figura 4.13, para un valor de longitud del filtro $L = 1024$, número de subcanales $M = 256$ y factor de superposición $K = 4$.

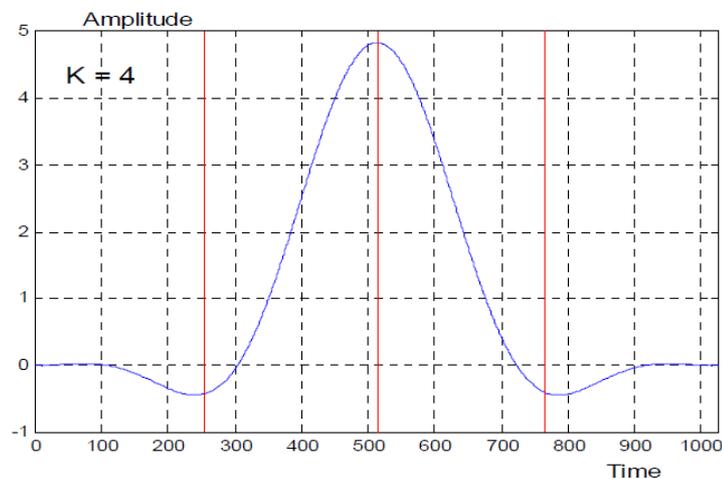


FIGURA 4. 13 RESPUESTA AL IMPULSO DEL FILTRO PROTOTIPO PARA K=4

Una vez diseñado el filtro prototipo, el banco de filtros se obtiene mediante los cambios en frecuencia $\frac{k}{M}$, como en el caso de la FFT. El filtro con el índice k se obtiene multiplicando los coeficientes del filtro prototipo por $e^{(j2\pi k_i/M)}$. Una sección del banco de filtros derivada de esa manera se muestra en la Figura 4.14. El índice de subcanal corresponde al eje de frecuencia y el espaciado entre subportadoras es la unidad. Una observación clave es que tanto los subcanales con índice par como con índice impar no se superponen. Esto tiene un gran impacto en los sistemas, como se enfatizará a continuación. De hecho, un subcanal en particular se superpone en frecuencia únicamente con sus canales contiguos.

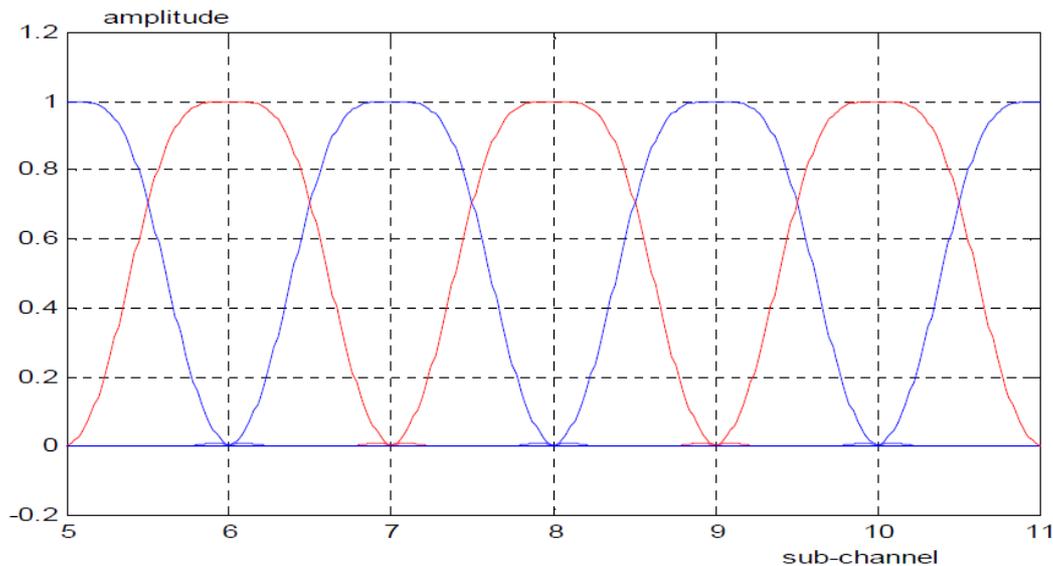


FIGURA 4. 14 SECCIÓN DE UN BANCO DE FILTROS BASADO EN EL FILTRO PROTOTIPO PARA K=4

La respuesta en frecuencia de la interferencia entre canales es importante ya que determina el esquema de modulación.

Como se ha ilustrado en la Figura 4.14, para un subcanal dado, el filtro receptor de este subcanal se solapa con el filtro transmisor del subcanal vecino. Teniendo en cuenta los coeficientes de frecuencia de dos subcanales contiguos, la superposición se refiere a los coeficientes $K - 1$ y los coeficientes de frecuencia del filtro de interferencia son

$$G_k = H_k \times H_{K-k}; \quad \text{para } k = 1, \dots, K - 1 \quad (4.14)$$

El conjunto de coeficientes es simétrico y para $K = 4$

$$G_1 = G_3 = 0.228553 ; G_2 = 0.5$$

La respuesta en frecuencia del filtro para la interferencia se muestra en la Figura 4.15, para $K = 4$. En el dominio de tiempo, la respuesta al impulso del filtro de la interferencia viene dada por la transformada de Fourier inversa:

$$g(t) = [G_2 + 2G_1 \cos(2\pi \frac{t}{KT})] e^{j2\pi \frac{t}{2T}} \quad (4.15)$$

Este es un resultado crucial, ya que determina el tipo de modulación que debe usarse para evitar interferencias. El factor $e^{j2\pi(t/2T)} = \cos(\pi t/T) + j \sin(\pi t/T)$ refleja la simetría de los coeficientes de frecuencia y, debido a este factor, la parte imaginaria de $g(t)$ cruza el eje cero en los múltiplos enteros del período de símbolo T mientras que la parte real cruza el eje cero en los múltiplos impares de $T/2$. Los cruces por cero están intercalados y es la base para la modulación OQAM.

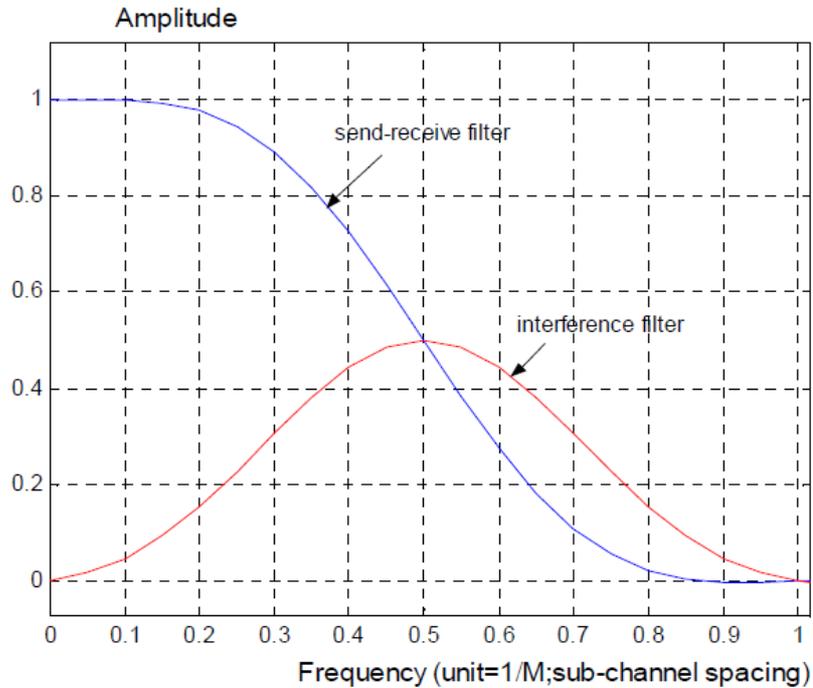


FIGURA 4. 15 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE UN FILTRO SUB-CANAL Y EL FILTRO DE INTERFERENCIA

Ahora, considerando el sistema completo, los coeficientes en frecuencia del filtro transmisor-receptor son los cuadrados de los del prototipo. Las respuestas correspondientes están dadas por:

$$h_2(t) = 1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} H_k^2 \cos\left(2\pi \frac{kt}{KT}\right) \quad (4.16)$$

y

$$H_2(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} H_k^2 \frac{\sin\left(\pi \left(f - \frac{k}{MK}\right) MK\right)}{MK \sin\left(\pi \left(f - \frac{k}{MK}\right)\right)} \quad (4.17)$$

Este es un filtro Nyquist y su respuesta en frecuencia se muestra en la Figura 4.15 para $K = 4$.

4.7 Extendiendo la FFT para implementar un banco de filtros

El esquema simple representado en la Figura 4.2 se puede adaptar para implementar el banco de filtros, simplemente extendiendo la iFFT y la FFT.

En un banco de filtros con factor K superpuesto, como se muestra en la Figura 4.14, un elemento de datos modula $2K - 1$ subportadoras. Por lo tanto, el banco de filtros en el transmisor se puede implementar de la siguiente manera:

- se usa una iFFT de tamaño KM para generar todas las subportadoras necesarias.
- un elemento de datos particular $d_i(mM)$, después de la multiplicación por los coeficientes de frecuencia del filtro, se alimenta por las $2K - 1$ entradas de la iFFT con índices $(i - 1) * K + 1, \dots, (i + 1) * K - 1$. En la práctica, los datos se distribuyen a lo largo de varias entradas iFFT y la operación se puede denominar "difusión de frecuencia ponderada".

Para cada conjunto de datos de entrada, la salida de la iFFT es un bloque de muestras KM y, dado que la tasa de símbolos es $1/M$, K salidas iFFT consecutivas se superponen en el dominio del tiempo. Por lo tanto, la salida del banco de filtros se proporciona mediante una operación de superposición y suma, como se muestra en la Figura 4.16.



FIGURA 4. 16 BANCO DE FILTROS BASADO EN UN TRANSMISOR IMPLEMENTADO CON FFT

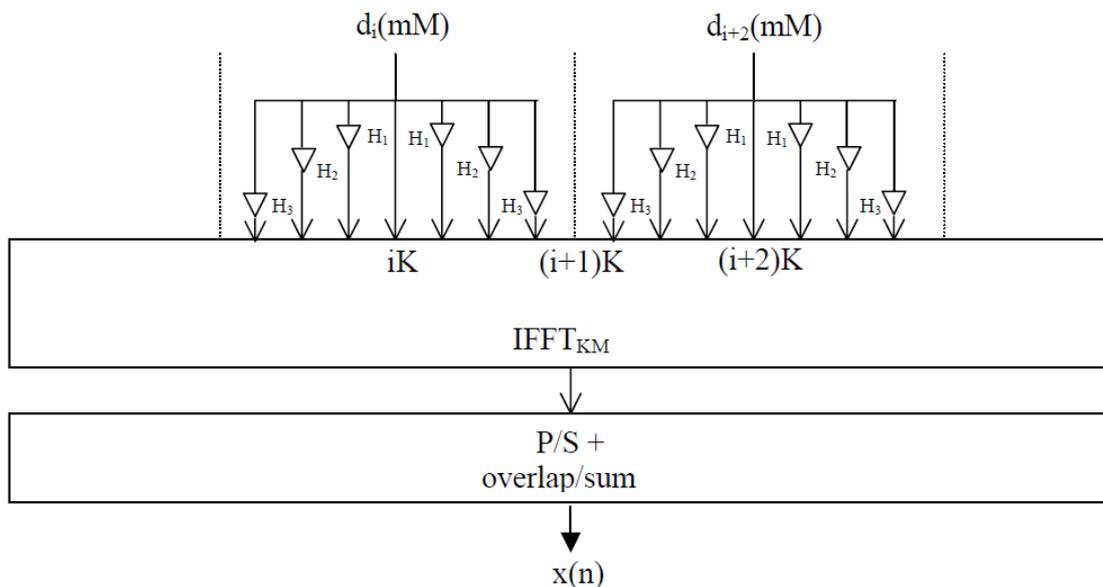


FIGURA 4. 17 EXTENSIÓN DE FRECUENCIA PONDERADA MEDIANTE IFFT EXTENDIDO

La Figura 4.17 muestra que los subcanales con los índices i e $(i + 2)$ están separados y no se superponen. Por el contrario, el subcanal $(i + 1)$ se superpone con ambos y es necesaria la ortogonalidad. Se proporciona mediante el uso de entradas reales de iFFT para i e $(i + 2)$, y entradas imaginarias para $(i + 1)$, o a la inversa.

La implementación del receptor se basa en una FFT extendida, de tamaño KM . En este caso, los bloques de entrada de FFT se superponen, lo que corresponde con la situación de ventana deslizante clásica. A la salida de la FFT, los elementos de datos se recuperan con la ayuda de una operación que invierte el ensanchamiento ponderado, cuyos detalles se dan en la Figura 4.18. De hecho, la recuperación de datos se basa en la siguiente propiedad de los coeficientes en frecuencia del filtro Nyquist:

$$\frac{1}{K} \sum_{k=-K+1}^{K-1} |H_k|^2 = 1 \quad (4.18)$$

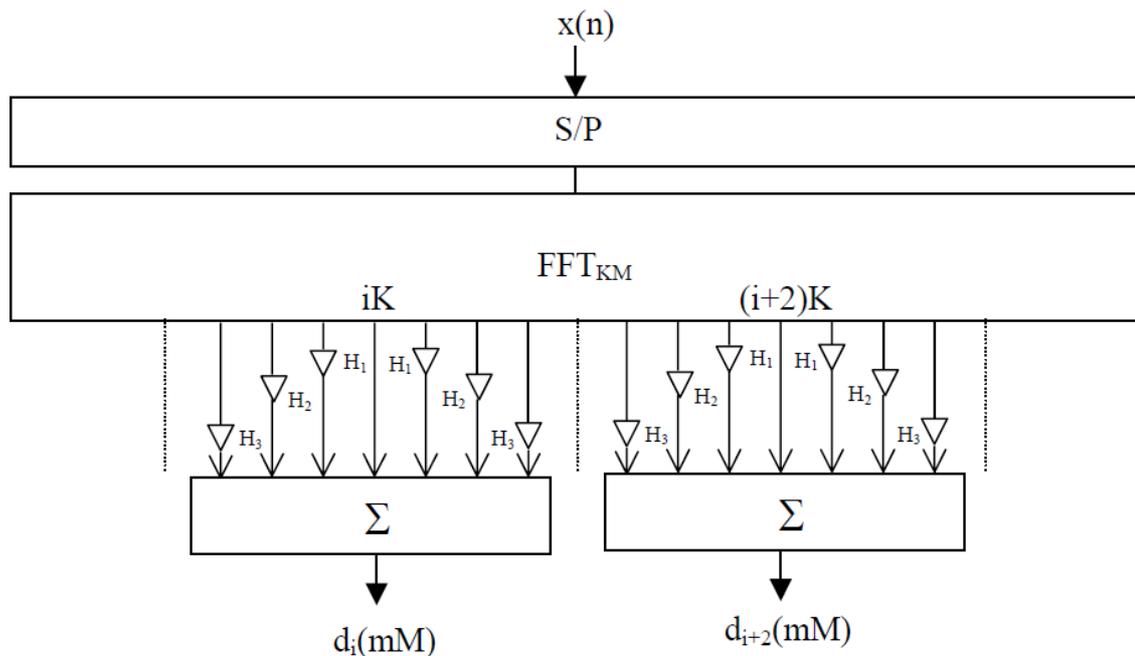


FIGURA 4. 18 EXTENSIÓN DE FRECUENCIA PONDERADA MEDIANTE FFT EXTENDIDO EN EL RECEPTOR

Cuando el transmisor y el receptor están conectados, el retraso del sistema es KM muestras transmitidas, o K símbolos multiportadores.

Una característica notable del esquema presentado es su simplicidad: es el esquema de la Figura 4.2 completado por operaciones menores antes y después de la iFFT y la FFT.

De hecho, la diferencia clave es la complejidad computacional, debido al tamaño de la FFT que se incrementa de M a KM y uno de los retos es cómo reducir esta complejidad.

Debido a la superposición en el dominio del tiempo de las salidas iFFT y las entradas FFT, existe una cantidad significativa de redundancia presente en los cálculos. Un enfoque eficiente para reducir esta redundancia es el llamado esquema de red polifásica.

4.8 Red Polifásica para reducir la complejidad computacional

En la sección anterior se presentó una visión en el dominio de la frecuencia de los bancos de filtros. En esta sección, se describe la visión en el dominio del tiempo equivalente, con el objetivo de reducir la complejidad computacional. De hecho, se mostrará que el tamaño de la FFT puede mantenerse en M , como en la Figura 4. 2, pero se necesitará algo de procesamiento adicional, llamado red polifásica (PPN).

En el dominio del tiempo, el filtro prototipo se define mediante un conjunto de coeficientes y la relación entre las secuencias de entrada y salida, que es

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i x(n-i) \quad (4.19)$$

La respuesta al impulso del filtro, de longitud L , es la secuencia de coeficientes h_i para $(0 \leq i \leq L-1)$ y la respuesta en frecuencia se expresa mediante

$$H(f) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{-j2\pi i f} \quad (4.20)$$

donde la frecuencia de muestreo es la unidad.

El filtro tiene fase lineal si los coeficientes son simétricos y, en este caso, el retraso es

$$\tau = \frac{L-1}{2} \quad (4.21)$$

En el procesamiento de señales digitales, y particularmente en el filtrado digital, es costumbre usar la función de transferencia Z , que generaliza la respuesta en frecuencia y está definida por

$$H(Z) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i Z^{-i} \quad (4.22)$$

La respuesta en frecuencia del filtro es la restricción de la función de transferencia Z al círculo unitario, es decir, se obtiene dejando $Z = e^{j2\pi f}$.

Ahora, si asumimos, como en la sección anterior, que la longitud del filtro es un producto de dos factores, $L = KM$, la secuencia de coeficientes del filtro puede descomponerse en M secuencias intercaladas de coeficientes K y la función de transferencia Z puede ser expresado como una suma doble

$$H(Z) = \sum_{p=0}^{M-1} H_p(Z^M) Z^{-p} \quad (4.23)$$

con

$$H_p(Z^M) = \sum_{k=0}^{K-1} H_{kM+p} Z^{-kM} \quad (4.23)$$

Resulta que cada elemento de filtro individual, $H_p(Z^M)$, tiene la respuesta en frecuencia de un desfase, de ahí el nombre de descomposición polifásica y red polifásica para el conjunto completo.

Ahora, volviendo al banco de filtros en el transmisor, que se genera al cambiar la respuesta del filtro prototipo en el eje de frecuencia, se puede derivar una función de transferencia Z global.

Cambiar la respuesta en frecuencia del filtro $H(f)$ por $1/M$ en el eje de frecuencia conduce a

$$B_1(f) = H\left(f - \frac{1}{M}\right) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{-j2\pi i(f-1/M)} \quad (4.24)$$

La función Z correspondiente es

$$B_1(Z) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i e^{j2\pi i/M} Z^{-i} \quad (4.25)$$

y que a su vez puede ser expresada en términos de la descomposición polifásica:

$$B_1(Z) = \sum_{p=0}^{M-1} e^{j\frac{2\pi}{M}p} Z^{-p} H_p(Z^M) \quad (4.26)$$

La clave aquí es que las funciones $H_p(Z^M)$, no se ven afectadas por el cambio de frecuencia. Luego, considerando todos los cambios por múltiplos de $1/M$ y los filtros asociados, y dejando $W = e^{-j2\pi/M}$, se obtiene una ecuación matricial

$$\begin{bmatrix} B_0(Z) \\ B_1(Z) \\ \vdots \\ B_{M-1}(Z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W^{-1} & \ddots & W^{-M+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & W^{-M+1} & \dots & W^{-(M-1)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_0(Z^M) \\ Z^{-1}H_1(Z^M) \\ \vdots \\ Z^{-(M-1)}H_{M-1}(Z^M) \end{bmatrix}$$

La matriz cuadrada es la matriz de la transformada de Fourier discreta inversa (iDFT) donde todos los filtros en el banco tienen los mismos elementos de filtro $H_p(Z^M)$.

En la implementación, la salida del transmisor es la suma de las salidas de los filtros del banco. Por lo tanto, el procesamiento asociado con los elementos $H_p(Z^M)$ de filtro puede llevarse a cabo después de la suma que realiza la iDFT. Finalmente, la estructura para la implementación del banco de filtros en el transmisor se muestra en la Figura 4.19.

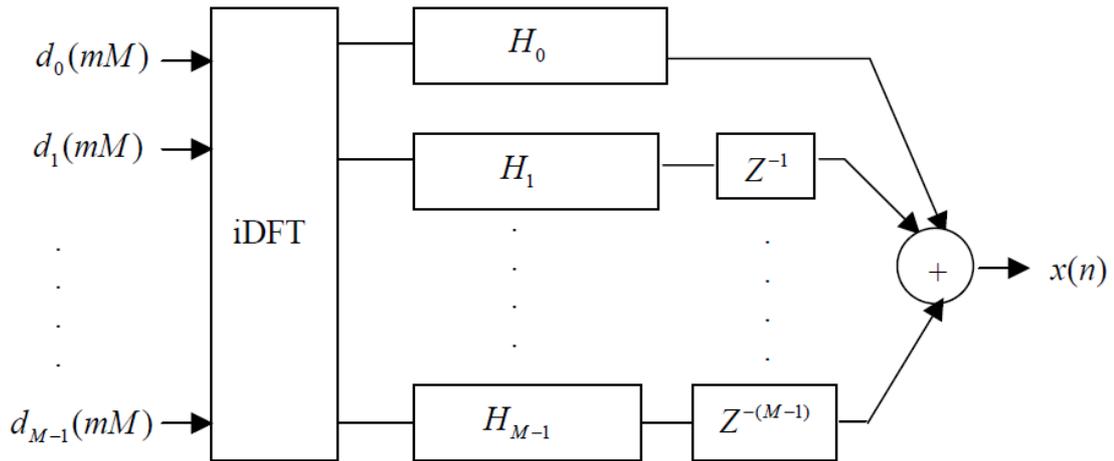


FIGURA 4. 19 IMPLEMENTACIÓN DEL BANCO DE FILTROS EN EL TRANSMISOR MEDIANTE IFFT Y LA RED POLIFÁSICA

El mismo esquema se aplica al banco de filtros en el receptor. La diferencia es que los cambios de frecuencia son múltiplos de $^{-1}/M$ y la transformada discreta de Fourier (*DFT*) reemplaza a la *iFFT*. De hecho, para cada subcanal, la señal de interés se desplaza alrededor del origen de la frecuencia y se filtra. Nuevamente, los elementos de filtro son los mismos para todos los filtros en el banco y, dado que es la suma de las señales del subcanal que se recibe, el procesamiento puede ser común y la separación de las señales se realiza posteriormente, con la ayuda de la *DFT*.

El diagrama de bloques del sistema de transmisión se muestra en la Figura 4.20. En la práctica, el tamaño de la *DFT* es potencia de dos y se debe implementar el algoritmo de la *FFT*.

La diferencia entre las estructuras de las Figuras 4.2 y 4.20 es solo la red polifásica en el transmisor y el receptor. Hay que tener en cuenta que el retraso del sistema es K períodos de símbolos multiportadores, debido al retraso del filtro prototipo en los bancos de filtros de transmisión y recepción.

En términos de complejidad, cada sección de la red polifásica tiene K multiplicaciones, como se muestra en la Figura 4.21 para $K = 4$, y la red polifásica completa requiere KM multiplicaciones, que es menor que la *iFFT*, tanto como el número de subcanales M aumente

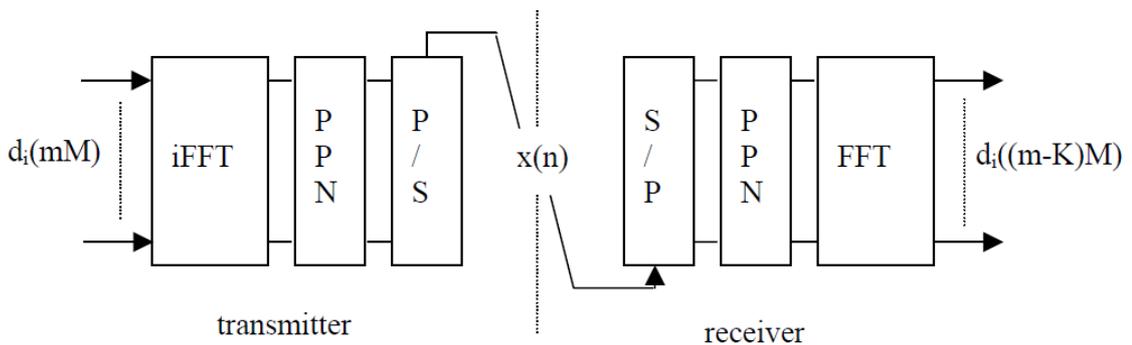


FIGURA 4. 20 TRANSMISOR USANDO EL ESQUEMA DE IFFT CON RED POLIFÁSICA

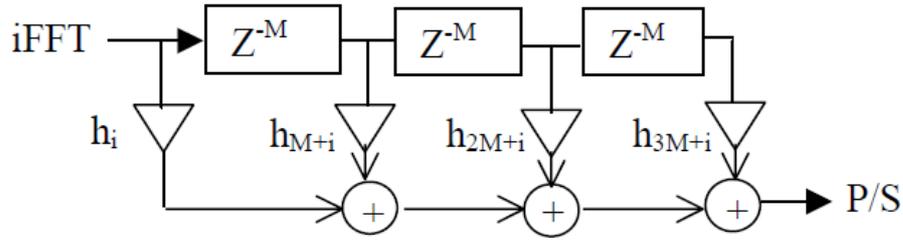


FIGURA 4. 21 RED POLIFÁSICA EN EL TRANSMISOR PARA K=4

De esta manera, el transmisor puede generar una secuencia real con casi la misma complejidad computacional.

El tamaño de la *iFFT* debe duplicarse y cada elemento de los datos de entrada $d_i(mM)$ se aplica a dos entradas simétricas. Por ello, la salida de la *iFFT* es real y, dado que los coeficientes de la red polifásica son reales, la salida del transmisor será real. El receptor puede procesar señales reales, con cambios similares.

4.9 Modulación OQAM

En los sistemas FBMC, cualquier tipo de modulación puede usarse siempre que los subcanales estén separados. Por ejemplo, si solo se explotan los subcanales con índice par o sólo impar, no habrá superposición y se podrá emplear la modulación QAM. Sin embargo, si se busca una velocidad máxima, se deben explotar todos los subcanales y se necesitará una modulación específica para hacer frente a la superposición en el dominio de la frecuencia de los subcanales adyacentes.

Es fundamental recordar dos aspectos importantes de los sistemas de transmisión:

- 1) Debido a la superposición de los subcanales adyacentes, se necesita ortogonalidad. Se logra utilizando la parte real de las entradas *iFFT* con índice par y la parte imaginaria de las entradas *iFFT* con índice impar. Esto implica una reducción de la capacidad en un factor de 2. De hecho, la capacidad total se puede restaurar con el segundo aspecto.
- 2) Debido a la simetría de los filtros del transmisor y el receptor, y el hecho de ser idénticos, la parte imaginaria de la respuesta al impulso del filtro de interferencia de subcanal cruza el eje del tiempo en los múltiplos enteros del período del símbolo y la parte real cruza el eje del tiempo en los múltiplos impares de la mitad del período del símbolo. Los cruces del eje del tiempo están intercalados, como se explicó al final del punto 4.6.

Por lo tanto, la estrategia para alcanzar la capacidad máxima es la siguiente: duplicar la tasa de símbolos y, para cada subcanal, usar alternativamente la parte real e imaginaria de la *iFFT*. De esta manera, la parte real y la imaginaria de un símbolo de datos complejo no se transmiten simultáneamente como en OFDM, pero la parte imaginaria se debe retrasar a la mitad de la duración del símbolo. El sistema de transmisión completo se explica considerando la respuesta al impulso de la rutina transmisor-receptor.

La parte más significativa de la respuesta al impulso del sistema de transmisión se da en la Tabla 4.2, para el filtro prototipo con un factor de superposición de $K = 4$. La unidad de tiempo es la mitad de la inversa del espaciado de subcanal, es decir $T/2$. Se observa que en el subcanal con el índice "*i*", todos los términos son reales y el criterio de Nyquist se refleja con los ceros. En los subcanales "*i* - 1" e "*i* + 1", se alternan los términos reales e imaginarios, siendo reales los términos que son simultáneos al término de referencia "1".

time sub-ch.	p-4	p-3	p-2	p-1	p	p+1	p+2	p+3	p+4
i-1	0.005	j 0.043	-0.125	-j0.206	0.239	j 0.206	-0.125	-j0.043	0.005
i	0	-0.067	0	0.564	1	0.564	0	-0.067	0
i+1	0.005	-j.043	-0.125	j 0.206	0.239	-j 0.206	-0.125	j 0.043	0.005

TABLA 4. 2 RESPUESTA AL IMPULSO DEL BANCO DE FILTROS EN EL SISTEMA DE TRANSMISIÓN POR TIEMPO Y SUBCANAL

Por lo tanto, de esta tabla, deducimos que:

- los datos pueden transmitirse en la parte real del subcanal i a una tasa del espaciado de un subcanal.
- los datos pueden transmitirse en la parte imaginaria del subcanal i a una tasa del espaciado de un subcanal, pero desplazados en el tiempo.
- el mismo esquema se puede aplicar para la transmisión en los subcanales adyacentes $(i + 1)$ e $(i - 1)$, siempre que las partes real e imaginaria se intercambien.

Esta es la llamada modulación de amplitud en cuadratura desplazada (OQAM) y el término "offset" refleja el desplazamiento en el tiempo de la mitad de la inversa del espaciado de subcanal entre la parte real y la parte imaginaria de un símbolo complejo. Hay que tener en cuenta que este tipo de modulación se usa en sistemas de portadora única para mejorar el factor de pico. En el presente contexto multiportador, la tasa de rendimiento es la misma que con la modulación QAM, empleada por ejemplo en sistemas OFDM, pero sin tiempo de guarda.

Con respecto a la implementación, se puede usar el enfoque de FFT extendido del punto 4.7. La velocidad se duplica y en el transmisor se superponen bloques consecutivos de M muestras de salida y se suman las partes superpuestas con $M/2$ muestras. En el receptor, la ventana de FFT se desliza por $M/2$ muestras en lugar de M muestras.

El enfoque PPN-FFT requiere dos secuencias, o una única FFT que se ejecuta a doble velocidad y dos dispositivos PPN, como se muestra en la Figura 4.22 para el transmisor. Como se mencionó anteriormente, los bloques de M muestras de salida que salen de PPN1 y PPN2 se superponen en $M/2$ muestras y se introduce un incremento en el tiempo, como se muestra en la Figura 4.22.

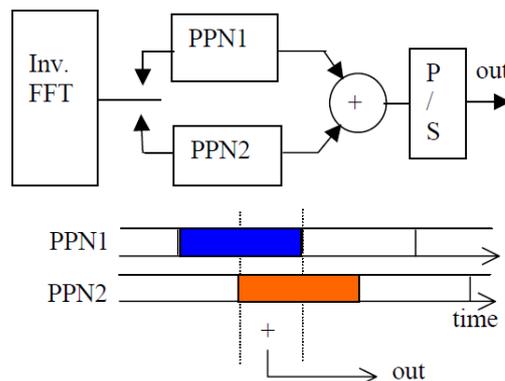


FIGURA 4. 22 TRANSMISOR OQAM UTILIZANDO EL ESQUEMA IFFT-PPN

Merece la pena enfatizar que en esta etapa la modulación OQAM impactará en algunas de las funciones del sistema de transmisión y, particularmente, en algunas aplicaciones del concepto MIMO.

4.10 Filtro Prototipo FBMC

Finalmente llegamos al apartado clave para la generación de la señal deseada mediante FBMC, el filtro prototipo. Dicho filtro es el elemento principal para los bancos de filtros complejos ya que todos los filtros de síntesis y análisis son versiones modificadas en frecuencia de la correspondiente respuesta en frecuencia del filtro prototipo de paso bajo. En este sentido, la calidad del sistema de banco de filtros depende principalmente de las propiedades del filtro prototipo.

Como se comentó previamente, este filtro se selecciona para ser un filtro FIR simétrico causal y real. El filtro prototipo puede diseñarse para cumplir condiciones de reconstrucción perfecta (PR) o para proporcionar características de reconstrucción casi perfecta (NPR). En el caso de PR, el filtro prototipo resultante es un factor espectral de un filtro de banda $M - \text{ésima}$ (Nyquist). Sin embargo, vale la pena indicar que la propiedad de PR se obtiene solo en el caso de un canal de transmisión ideal. En nuestro caso, las condiciones de PR no son esenciales porque es suficiente que las interferencias basadas en la estructura del banco de filtros sean lo suficientemente pequeñas en comparación con las interferencias residuales debidas al canal de transmisión. Además, los diseños de NPR son más eficientes que los diseños de PR, por ejemplo, para proporcionar una mayor atenuación de banda de detención con una longitud de filtro de prototipo dada.

El filtro prototipo inicial del proyecto ha sido diseñado utilizando la llamada técnica de muestreo de frecuencia. Los coeficientes de la respuesta al impulso del filtro prototipo se pueden expresar usando los siguientes criterios:

$$p[0] = 0 \quad (4.27)$$

$$p[m] = \bar{P}[0] + 2 \sum_{k=1}^{K-1} (-1)^k \bar{P}[k] \cos\left(\frac{2\pi k}{KM} (m+1)\right) \quad (4.28)$$

donde

$$m = 0, 1, \dots, KM - 2$$

$$K = 4$$

$$\bar{P}[0] = 1$$

$$\bar{P}[1] = 0.97195983$$

$$\bar{P}[2] = 1/\sqrt{2}$$

$$\bar{P}[3] = \sqrt{1 - \bar{P}[1]} = 0.23514695$$

$$\bar{P}(k) = 0 \quad \text{para } 4 \leq k \leq L - 1 \quad (4.29)$$

Los coeficientes $\bar{P}[k]$ no dependen de la longitud del filtro, por lo tanto, este enfoque es escalable. La magnitud del filtro prototipo inicial se muestra en la Figura 4.23. En esta figura, el espaciado del subcanal Δf se toma como la unidad ($\Delta f=1$). Es importante observar que la atenuación de la banda de detención excede los 60 dB para el rango de frecuencias por encima de 2 espacios de subcanal.

Es deseable elegir el número de coeficientes de valor impar, lo que permitiría hacer que el retraso del filtro sea un número entero de periodos de muestras.

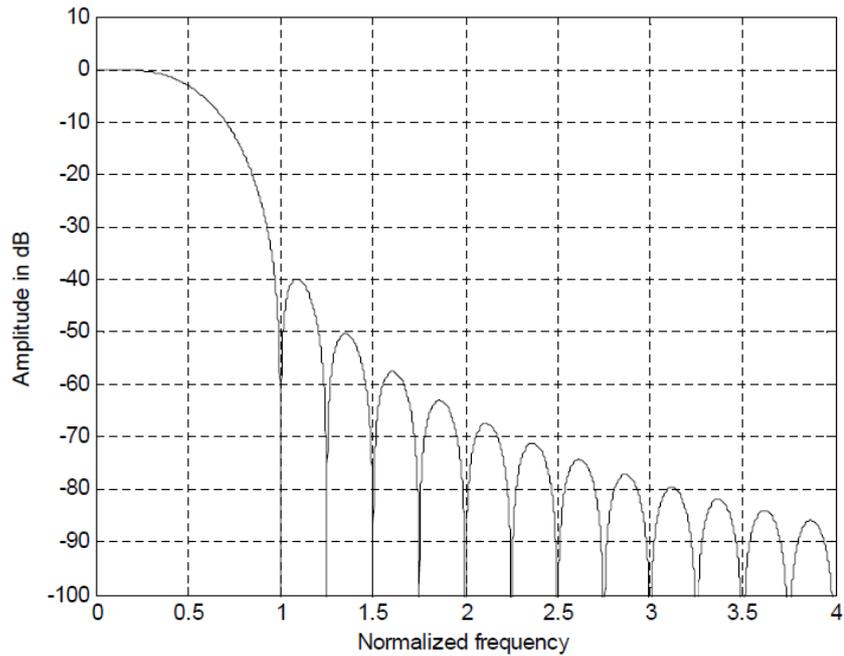


FIGURA 4. 23 MAGNITUD DEL FILTRO PROTOTIPO INICIAL

5 IMPLEMENTACIÓN EN MATLAB Y GENERACIÓN DE UNA SEÑAL MEDIANTE FBMC

El objetivo práctico de este proyecto es la generación de una señal mediante el uso de FBMC, que pueda ser posteriormente generada. Se presentará una posible codificación en Matlab para utilizar la modulación FBMC y generar una señal de 15MHz de manera similar a la generada mediante OFDM.

%% Main mode parameters						
%% BW	1.4MHz	3MHz	5MHz	10MHz	15MHz	20MHz
%% NPRB	6	15	25	50	75	100
%% NSUBP (L) 72	180	300	600	900	1200	
%% Nfft	128	256	512	1024	1536	2048
%% FS	1.92MHz	3.84MHz	7.68MHz	15.36MHz	23.04MHz	30.72MHz

TABLA 5. 1 VALORES EN FUNCIÓN DEL ANCHO DE BANDA

5.1 Descripción del código desarrollado en Matlab

5.1.1 Código Matlab: Parámetros para generar una señal de 15MHz en FBMC

En particular las características de dicha señal se perfilan idénticas a las que tendría una señal de 15MHz en LTE, con 1536 subportadoras, de las cuales 900 estarán activas, con un espaciado entre subportadoras de 15 KHz y una frecuencia de muestreo de 23,04 MHz, salvo por el rango dinámico resultante, que comprobaremos como varia más adelante.

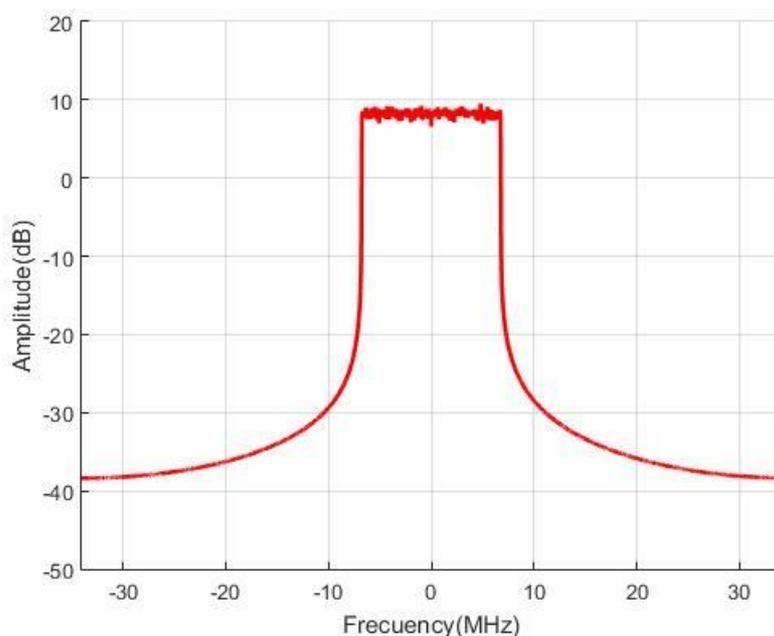


FIGURA 5. 1 ESPECTRO DE UNA SEÑAL LTE DE 15MHz MEDIANTE OFDM

Este capítulo presenta el modo en el que se ha obtenido la señal de 15MHz mediante el uso de banco de filtros (FBMC) en Matlab. La estructura seguida para obtener dicha señal está basada en el proyecto PHYDYAS.

El código en Matlab comienza definiendo los parámetros más importantes a la hora de generar la forma de onda, como son el ancho de banda del canal (BW), el número de puntos para realizar la FFT ($Nfft$), el número de subportadoras activas ($NumPortAct$) dependiendo del ancho de banda seleccionado, y el factor de superposición (K).

```

%---- General filterbank parameters ----%
BWcanal=[1.4 3 5 10 15 20];
NPRB=[6 15 25 50 75 100];
Nfft=[128 256 512 1024 1536 2048];
NumPortAct=[72 180 300 600 900 1200];
if(nargin==0)
    BWs = 15; %elegimos coger 15 MHz de ancho de banda
    K=4;      %overlapping symbols
end

```

A continuación, se obtienen el resto de los parámetros en función de los valores anteriores, como son: número total de símbolos que se generarán, el número de bits por símbolo en cada muestra, el número de trama de datos en cada bloque FBMC, el número de símbolos por trama FBMC, el tipo de modulación y el número total de bits transmitidos:

```

BW=BWs(isignal);
indSig= BW==BWcanal; %indice del ancho de banda seleccionado
M_activas=NumPortAct(indSig); % Number of active subcarriers
M = Nfft(indSig); % Number of subcarriers

num_frames = NPRB(indSig); % number of data frames in each FBMC block
syms_per_frame = 7; %number of symbols per FBMC frame
num_symbols = num_frames*syms_per_frame; % total number of data symbols
%num_samples = M; %number of samples in a vector
modulation = 16; %4-, 16-, 64-, 256-QAM
bits_per_sample = log2(modulation); %num of bits carried by one sample
num_bits = num_symbols*M_activas*bits_per_sample; % bits transmitted

```

En la siguiente parte del código, llegamos a una parte fundamental para generar la forma de onda deseada, el diseño del filtro prototipo, tal y como se desarrolló en el capítulo anterior.

5.1.2 Código Matlab: Diseño del filtro prototipo

Comenzamos definiendo cuál será la longitud de nuestro filtro junto a los coeficientes del filtro para diferentes valores de superposición. Como fue explicado en capítulos anterior, este valor depende del retraso del sistema (D), que será tomado como 2, ya que es computacionalmente más eficiente y no representar una mejora significativa para valores mayores de D . Por lo tanto, tendremos que la longitud del filtro será $L_p = KM - 1$.

```

lp = K*M-1; % 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

```

Como se explicó en el capítulo 4, debemos definir la respuesta al impulso del filtro prototipo en función de los coeficientes del filtro para un valor de K elegido. Tras declarar estos valores, se creará el filtro prototipo con la longitud y los coeficientes previamente definidos.

```

u=lp-1;

s=2*pi/(K*M); %value to be included inside the cosine

for m=0:u-1 %built on the prototype filter of length KM-1
    r=m+1;
    switch K
        case 2
            p(m+1)=yyy(1,1)-2*yyy(1,2)*cos(r*s); % prototype filter equation K=2
        case 3
            p(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
        case 4
            p(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
    end
end
h=[0 p 0]; % extra delay sample (z^-2)

```

5.1.3 Código Matlab: Modulación OQAM

Siguiendo la estructura del código para obtener la señal mediante FBMC, se crea una secuencia de bits suficiente para construir los símbolos FBMC con el esquema de modulación definido al inicio del código.

Se genera una secuencia de bits aleatorios de 1's y 0's para posteriormente realizar una modulación QAM, fundamental para el preprocesamiento OQAM.

```

% bit sequence creation
bits = randi(2,1,num_bits)-1; %random sequence of 1's and 0's
m = reshape(bi2de(reshape(bits,bits_per_sample,M_activas*num_symbols).','left-msb'),M_activas,num_symbols);
qam_m = qammod(m, modulation, pi/2,'gray'); %built-in MATLAB qam modulation
qam_m = qam_m/sqrt(normalization(find(modulation==q_arr))); %#ok<FNDSB> %Normalization factor.

```

En este punto se realizará el preprocesamiento OQAM, que serán los símbolos transmitidos en el sistema, tal y como ha sido descrito en el capítulo 4, siguiendo la idea base del proyecto PHYDYAS.

Comenzamos definiendo el parámetro $\theta_{k,n}$ y la operación de conversión complejo a real, necesaria para conseguir ortogonalidad entre subportadoras y evitar la superposición entre estas. Esto se consigue utilizando la parte real de los valores de entrada de la *iFFT* con índice par, y la parte imaginaria de los valores de entrada de la *iFFT* con índice impar. Esta forma de conseguir ortogonalidad de las subportadoras tiene la desventaja de una reducción de la capacidad en un factor de 2. Por ello, para restaurar dicha reducción de la capacidad, la estrategia seguida consiste en duplicar la tasa de símbolo y para cada subcanal, usar alternativamente la parte real e imaginaria de la *iFFT*.

De esta forma, la parte real e imaginaria de un símbolo complejo no se transmiten simultáneamente como se hace en OFDM, donde la parte imaginaria es retrasada por la mitad de la duración de un símbolo.

```

% OQAM_Preprocessing
jn = (1j.^((1:2*num_symbols)-1)).'; % j to the power of n

oqam_m = zeros(M, 2*num_symbols);

subC_noAct=(M-M_activas)/2;

for k=1:M_activas
    theta = jn*(1j^(k-1)); %theta multiplier j^(n+k)
    if ~mod((k-1),2) % even k
        real_parts = upsample(real(qam_m(k,:).'),2); %complex to real
        imag_parts = circshift(upsample(imag(qam_m(k,:).'),2),1);
    else % odd k
        real_parts = circshift(upsample(real(qam_m(k,:).'),2),1);
        imag_parts = upsample(imag(qam_m(k,:).'),2);
    end
    oqam_m(subC_noAct+k,:) = (real_parts+imag_parts).*theta;
end
num_oqam_subsymbols = size(oqam_m,2);

```

De esta forma conseguimos realizar la modulación OQAM (offset quadrature amplitude modulation), donde el término “*offset*” refleja el desplazamiento en el tiempo de la mitad de la inversa del espaciado de un subcanal entre la parte real e imaginaria de un símbolo complejo.

5.1.4 Código Matlab: Banco de filtro de síntesis

Para completar la implementación del transmisor FBMC, debemos configurar el banco de filtros de síntesis, así como todos los elementos que lo componen.

Una parte importante en la implementación del código para crear el banco de filtro de síntesis es el parámetro β para un desplazamiento en frecuencia.

```

for k=1:M

    beta = ((-1).^((k-1)*(1:num_oqam_subsymbols)))*((-1).^((k-1)*K));

    betas(k,:)=beta;

    ifft_input(k,:)= oqam_m(k,:).*beta;
end

```

Una vez obtenido el parámetro β , procedemos a codificar los filtros necesarios de la red polifásica. Debo destacar que parte de este código se ha realizado gracias a la participación de mi compañero Daniel Herrera Luque, quién ha sido de gran ayuda para conseguir finalizar la realización del presente trabajo.

5.1.5 Código Matlab: Red Polifásica

```
%polyphase filters are applied
for k=1:M
    a = h(k:M:lp+1); % related polyphase filter coefficients
    tx_poly_output_1(k,:) = conv(a,tx_ifft_output(k,1:2:num_oqam_subsymbols));
    tx_poly_output_2(k,:) = conv(a,tx_ifft_output(k,2:2:num_oqam_subsymbols));
    ppa(k,:) = a;
end

% contribution from PPN1
for r=0:K+ceil(num_oqam_subsymbols/2)-1-1
    y(1,1+r*M:M+r*M) = y(1,1+r*M:M+r*M) + tx_poly_output_1(:,r+1).';
end

% contribution from PPN2
for r=0:K+floor(num_oqam_subsymbols/2)-1-1
    y(1,1+M/2+r*M:M+M/2+r*M) = y(1,1+M/2+r*M:M+M/2+r*M) + tx_poly_output_2(:,r+1).';
end
```

En este tramo de código, primero se obtienen los coeficientes de la red polifásica, tal y como fue descrito en el capítulo 4, para más tardes realizar la convolución de estos coeficientes con los símbolos.

Resaltar en esta parte del código que, para desarrollar la red polifásica, se han generado dos bloques de secuencias independientes para llevar a cabo la implementación de la FFT extendida.

Una vez conseguidos todos los parámetros necesarios, tan sólo necesitaremos interpolar la FFT con el muestreo deseado y obtener el resultado por pantalla.

```
fo=M*15e3;
fs=fo*K;

y2=FFTinterpolate(y, fo, fs);

%Dibujamos la señal en el tiempo
figure(1)
plot(abs(y2))

espectro(y2, fs)
```

Debo mencionar que la función “*espectro*” han sido reutilizada del proyecto “*La Capa Física de los Futuros Sistemas de 5ª Generación 5G*”, para la representación del espectro de potencia de la señal obtenida.

La función “*FFTinterpolate*” ha sido aportada por el tutor de este proyecto, Carlos Crespo, el cual fue desarrollado para la generación de la señal mediante OFDM. Ambas funciones están desarrolladas en el anexo de este proyecto.

5.1.6 Código Matlab: Forma de onda resultante

A continuación, se presentan los resultados obtenidos mediante MATLAB:

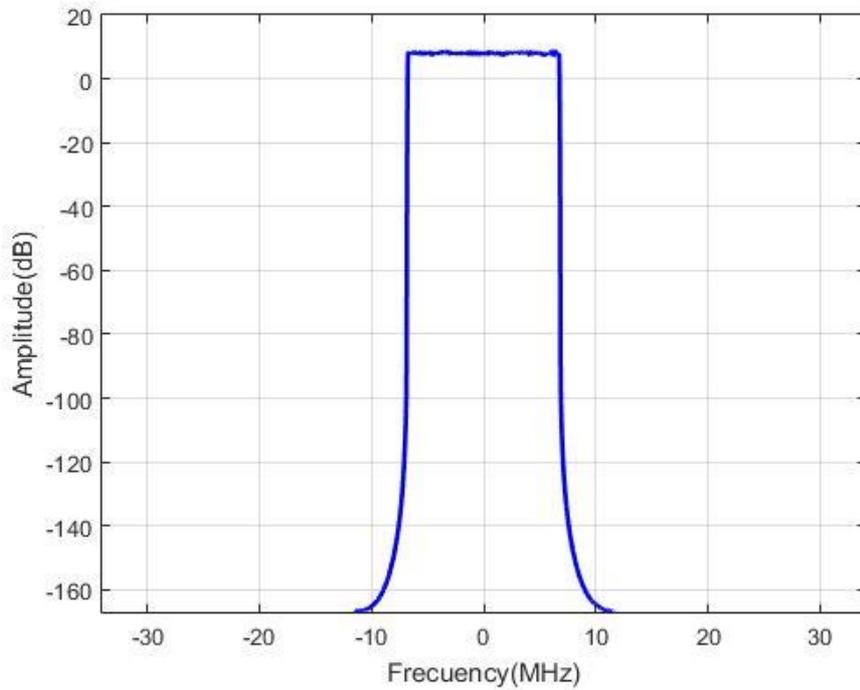


FIGURA 5. 2 RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA SEÑAL GENERADA DE 15MHZ MEDIANTE FBMC

Con esta representación en el dominio de la frecuencia, podemos comprobar que se ha obtenido la forma de onda deseada, con el ancho de banda aproximado de 15MHz, y con una caída prácticamente vertical hasta los - 150dB. Como vemos, se ha eliminado por completo las fluctuaciones laterales que puedan interferir con otras transmisiones.

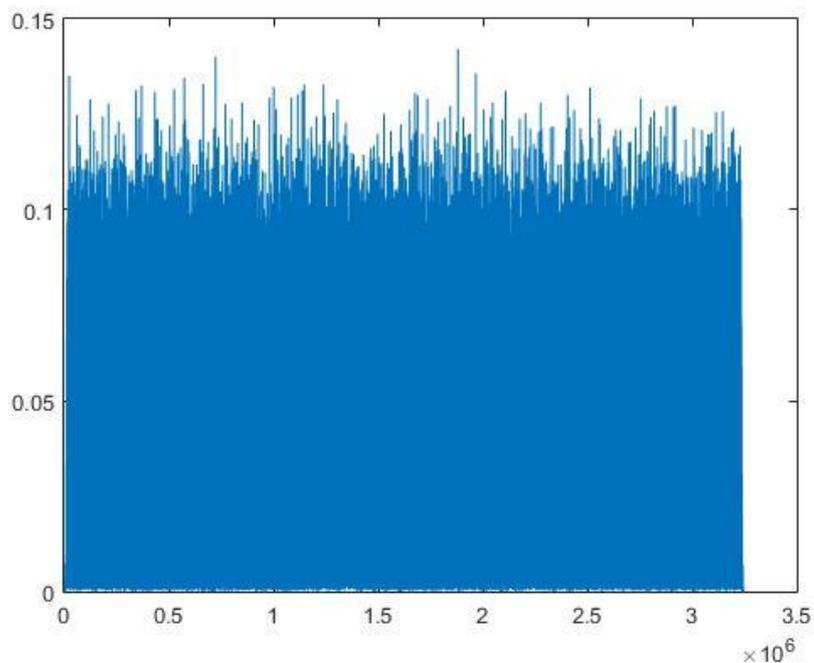


FIGURA 5. 3 RESPUESTA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO DE LA SEÑAL GENERADA DE 15MHZ

En la Figura 5.3 obtenemos la representación de las muestras en el dominio del tiempo para el número de tramas, símbolos y subportadoras necesarias para generar una señal de 15MHz, basándonos en una modulación 16-QAM.

Ahora, si comparamos las formas de ondas obtenidas mediante OFDM en el proyecto antecesor al presente, *"La Capa Física de los Futuros Sistemas de 5ª Generación 5G"*, y la forma de onda FBMC desarrollada en el proyecto actual, veremos de forma más clara la diferencia en el espectro entre ambas señales:

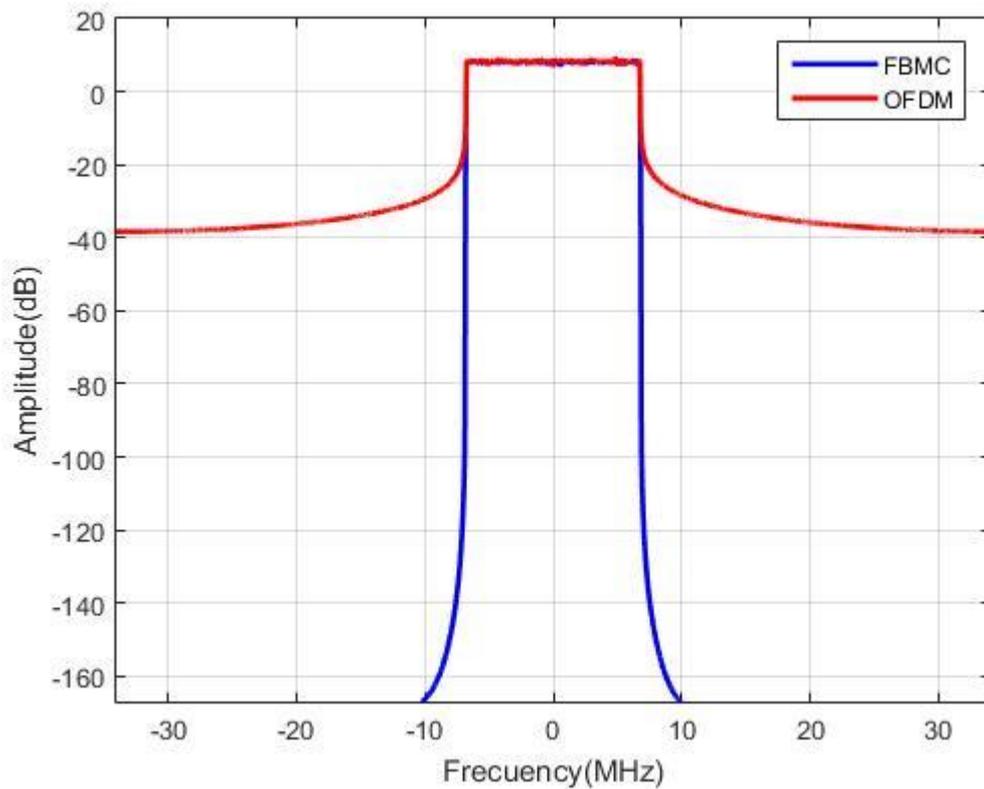


FIGURA 5. 4 FBMC vs OFDM PARA EL ESPECTRO DE UNA ONDA DE 15MHZ

Comprobamos que el rango dinámico de la señal generada mediante FBMC es mucho mayor, manteniendo una caída vertical hasta niveles por debajo del ruido de fondo. Vemos como sería el impacto de cada una de las señales generadas en una transmisión, y como la señal FBMC se adaptaría mejor a los requisitos de los futuros sistemas de comunicaciones móviles 5G.

5.2 Coste computacional

Resulta interesante comprobar cuál es el coste computacional que se ha requerido para llegar a los resultados deseados, en comparación con OFDM. Para ello, el coste computacional de la estructura de un banco de filtros puede ser evaluado mediante el cálculo del número real de multiplicaciones y sumas que han sido necesarias para estimar una secuencia de salida de un valor complejo de longitud M .

El número total de multiplicaciones reales para el banco de filtros de síntesis es la suma de las multiplicaciones en cada proceso: preprocesador, multiplicadores $\theta_{k,n}$ y β , los M puntos de la $iFFT$, la red polifásica, ..., es decir:

$$C_{SFB} = 2 * (M * 2 + (M * (\log_2(M) - 3) + 4) + KM * 2) \quad (5.1)$$

Por otro lado, si quisiéramos conocer el coste computacional de un filtro OFDM, sabiendo que este tipo de filtro solo consiste en $iFFT$ y FFT , podríamos estimarlo mediante:

$$C_{OFDM} = 2 * (M * (\log_2(M) - 3) + 4) \quad (5.2)$$

Si se representa en una misma gráfica ambas estimaciones, se observa que FBMC es aproximadamente 10 veces más complejo que OFDM. Se puede observar igualmente que la complejidad computacional de FBMC depende ligeramente del factor de superposición (K):

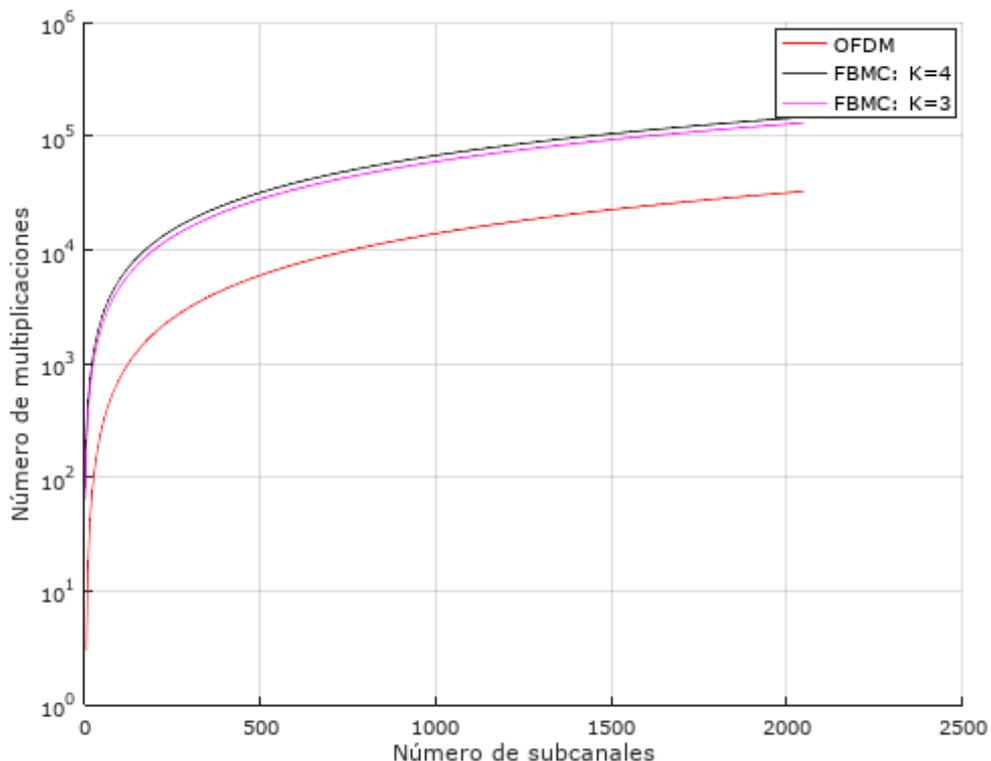


FIGURA 5. 5 COSTE COMPUTACIONAL ENTRE MODULACIONES

(Gráfica generada mediante GNU Octave, versión 4.2.1. Ver ANEXO)

5.3 Generación de una señal mediante FBMC

5.3.1 Equipos utilizados

Una vez se ha conseguido desarrollar el código en Matlab para obtener la señal mediante el filtro FBMC, se procede a generar la señal utilizando los equipos disponibles en los laboratorios del departamento de Señales y Sistemas de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla.

En particular, se ha utilizado un generador vectorial de señal (VSG) modelo SMU200A, el cuál recibe los datos del código implementado en Matlab mediante un cable USB (Universal Serial Bus).



FIGURA 5. 6 GENERADOR VECTORIAL DE SEÑALES MODELO SMU 200A VISTA FRONTAL

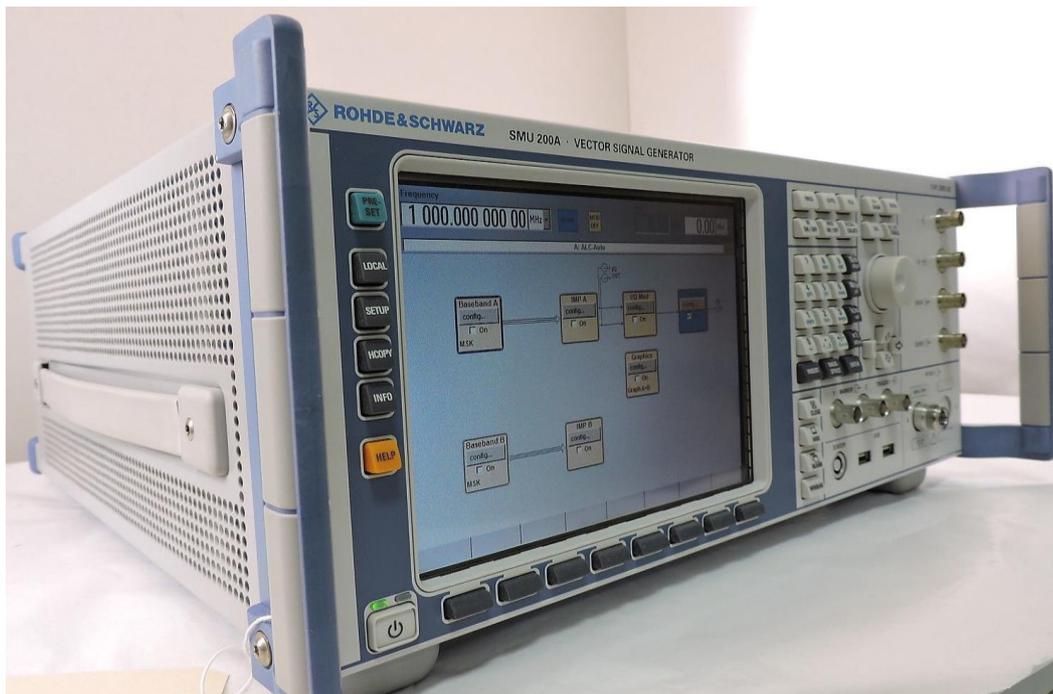


FIGURA 5. 7 GENERADOR VECTORIAL DE SEÑALES MODELO SMU 200A VISTA LATERAL

Una vez introducida la señal en el generador vectorial de señales, se manda la información a un analizador vectorial de señales (VSA), modelo PXA N9030A, mediante un cable coaxial de bajas pérdidas para finalmente obtener señal deseada mediante FBMC.



FIGURA 5. 8 ANALIZADOR VECTORIAL DE SEÑALES MODELO N9030A

5.3.2 Generación real de la señal a 15MHz

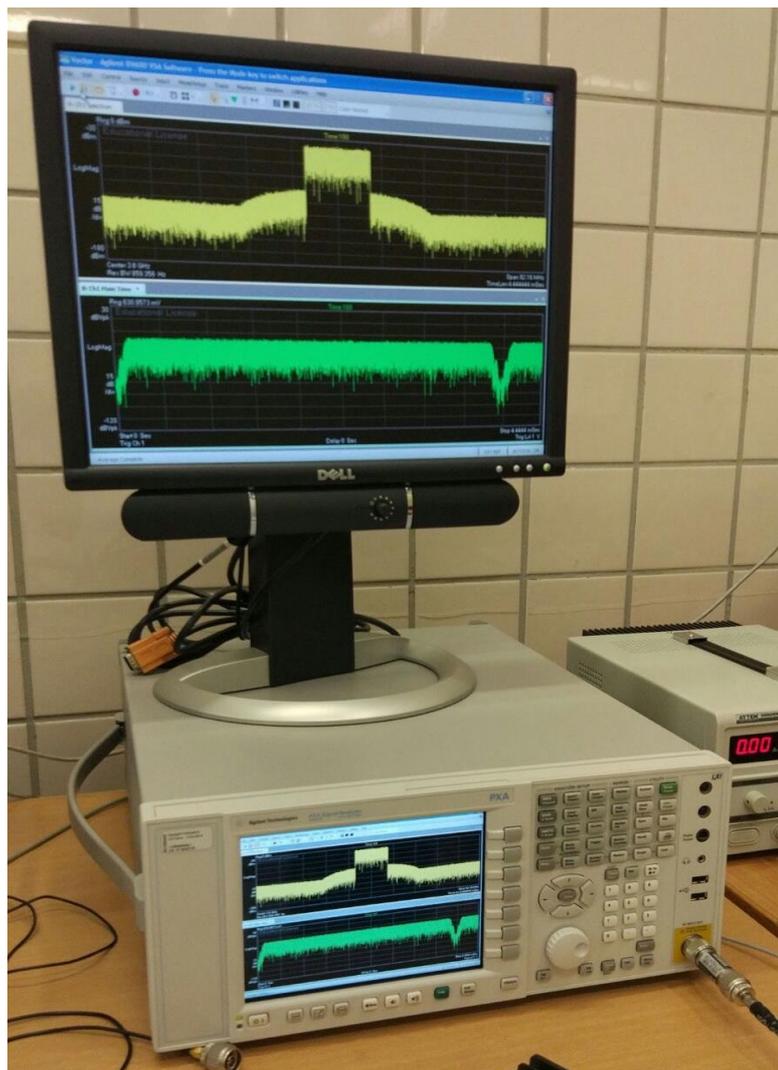


FIGURA 5. 9 PRUEBAS REALIZADAS EN LOS LABORATORIOS DE LA ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE SEVILLA

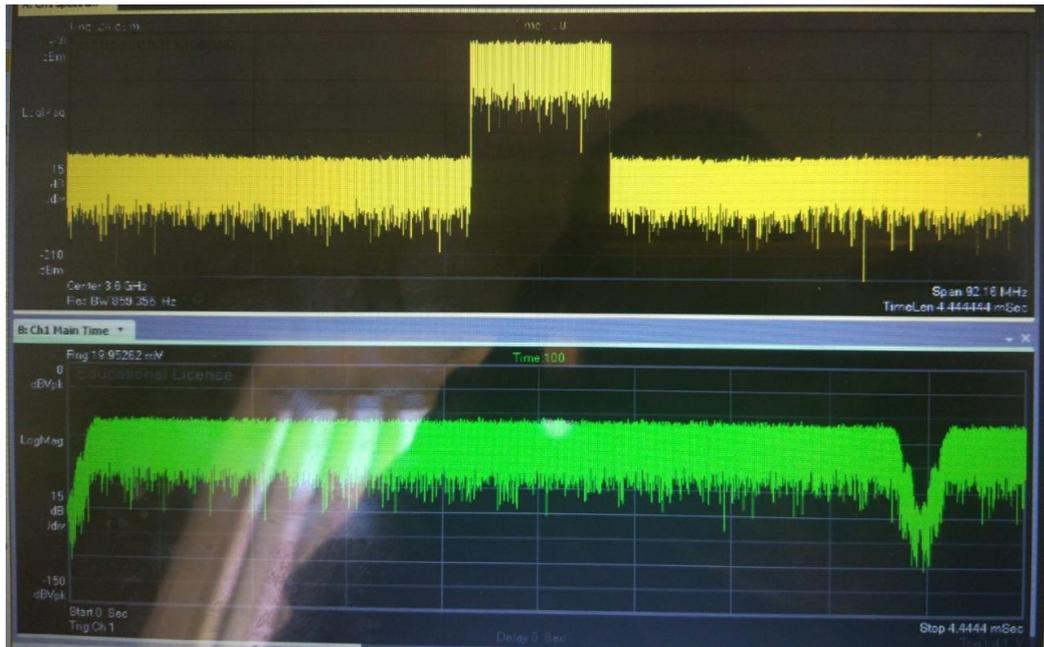


FIGURA 5. 10 RESULTADOS REALES EN EL DOMINIO DEL TIEMPO Y LA FRECUENCIA

En la Figura 5.9 vemos las pruebas realizadas en los laboratorios para generar la señal mediante el generador de señales. Hay que indicar que en esta imagen la onda generada sufre una distorsión debido al amplificador.

Finalmente, en la Figura 5.10 representamos la señal en frecuencia (amarillo) sin la distorsión provocada por el amplificador. Vemos que la frecuencia central se encuentra localizada en 3.6 GHz, y con un *span* de 92.16 MHz.

La gráfica verde representa la señal en el tiempo, que presenta unas colas en el dominio del tiempo al comienzo y al final debido a la respuesta de la convolución del banco de filtros con las muestras.

5.4 Comparación filtro FBMC vs OFDM

Para finalizar con la parte experimental de este proyecto, me parece interesante representar la diferencia en magnitud de un filtro FBMC con un filtro OFDM teórico. Podemos comprobar cómo los lóbulos laterales de un filtro OFDM son mucho mayores y por lo tanto afectarán en mayor medida a las portadoras adyacentes.

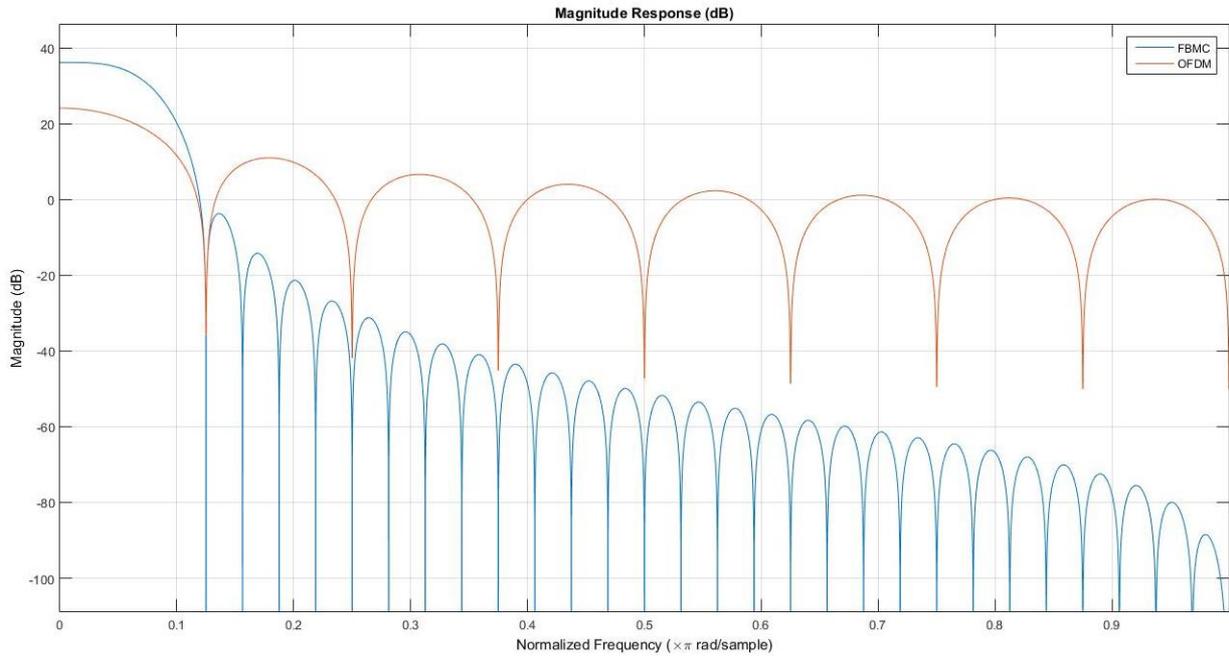


FIGURA 5. 11 COMPARACIÓN DE LA MAGNITUD ENTRE FBMC VS OFDM

5.5 Comparación filtro FBMC para diferentes valores de K

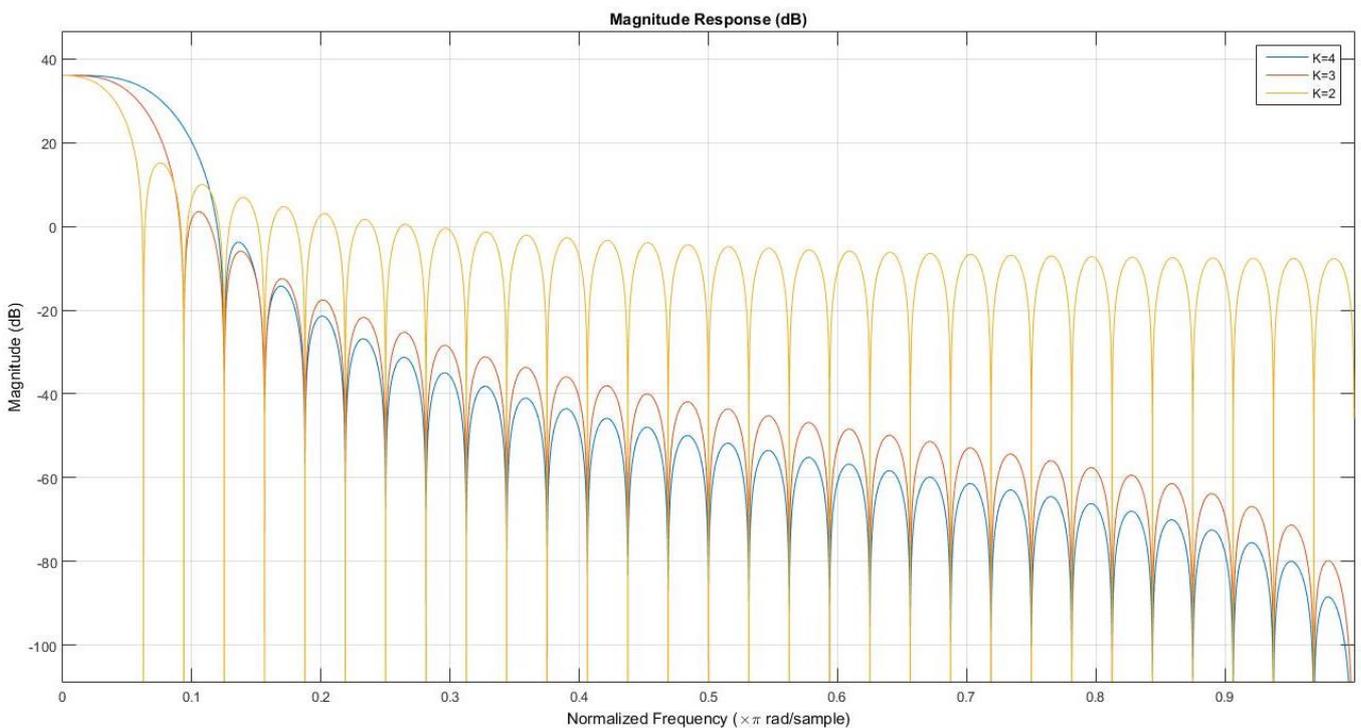


FIGURA 5. 12 FBMC REPRESENTADA PARA DIFERENTES VALORES DE FACTOR DE SUPERPOSICIÓN

6 NUEVAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN Y CONCLUSIONES

Mediante la realización del presente proyecto fin de grado, se ha podido comprobar que existen alternativas realizables y factibles a OFDM, con las que tenemos la posibilidad de mejorar los servicios recibidos en la actualidad. Como se ha podido demostrar, FBMC permite cumplir con parte de los requisitos exigidos por la futura generación de telefonía móvil 5G sin necesidad de modificar las infraestructuras actuales ni suponer un obstáculo en la adaptación de las redes móviles previas.

A pesar de todo esto, el avance en las comunicaciones móviles está cada vez más y más en expansión, por lo que llegará un momento en el que los requisitos exigidos en un futuro reciente se verán limitadas, y nacerá la necesidad de buscar alternativas más allá del 5G.

6.1 Más allá del 5G

Teniendo en cuenta la velocidad a la que evolucionan las telecomunicaciones y las exigencias de los usuarios finales, es evidente que las velocidades de datos ofrecidas por el próximo estándar de comunicaciones móviles 5G no saciarán el hambre de datos de los usuarios privados y de la industria por mucho tiempo.

Cuando se introdujo el estándar 4G en 2010, se conseguía por primera vez lograr velocidades de transferencia de datos en un dispositivo móvil similares a las que se tendría en una red doméstica. Esto es lo que facilitó muchas de las aplicaciones que los usuarios de dispositivos móviles exigían, como videollamadas, transmisión de video bajo demanda o vehículos conectados. Aun así, el ansia de datos sigue creciendo, con el resultado de que incluso las velocidades de datos LTE comparativamente rápidas de hasta un gigabit por segundo demuestran cada vez más el factor limitante en las futuras aplicaciones.

Existe un clamor por conexiones más rápidas, no solo entre los usuarios de dispositivos móviles sino también entre la industria, donde el creciente número de dispositivos y máquinas conectadas genera flujos de datos cada vez mayores, que deben transmitirse de la manera más rápida y fluida posible. El próximo estándar de telecomunicaciones, 5G, ya está en desarrollo; como se explicó al inicio del presente proyecto, este nuevo estándar de comunicaciones móviles promete ofrecer un gran impulso en el rendimiento de las comunicaciones inalámbricas. Sin embargo, se prevé que las bandas de frecuencia actuales no serán suficientes para satisfacer la creciente demanda de comunicación inalámbrica de forma estable.

El objetivo por tanto será crear una conexión de red en el rango de frecuencias de los Tera hercios lo suficientemente estable para permitir la transmisión inalámbrica de datos a velocidades de hasta 400 gigabits por segundo.

Una posible forma de proporcionar velocidades de datos tan rápidas podría ser ampliar la red de fibra óptica. Sin embargo, no solo es costoso, sino que también aborda el desafío de cómo lograr tasas de datos tan altas en dispositivos móviles. La solución sugerida por diferentes estudios es la de combinar

la tecnología de fibra óptica con la transmisión inalámbrica, aunque las frecuencias empleadas actualmente por las tecnologías inalámbricas son demasiado bajas como para lograr el tipo de ancho de banda necesario para retransmitir datos a la velocidad de la fibra óptica.

Como regla general, cuanto menor sea la frecuencia, menor será el ancho de banda disponible. Para lograr las mismas velocidades de datos proporcionadas por fibra óptica de forma inalámbrica, se deberá transmitir a frecuencias del rango de los Tera hercios. Si bien estos tienen un rango más restringido que las frecuencias de los Mega hercios, tienen un ancho de banda significativamente mayor. Actualmente 4G opera en frecuencias de entre 800 y 2600 MHz, que dan un ancho de banda de hasta un gigabit por segundo. Con frecuencias de THz, por otro lado, ofrecería suficiente ancho de banda como para lograr velocidades de datos de hasta 400 gigabits por segundo.

Como resultado, se trabajaría en una transferencia de transmisión de datos óptica a inalámbrica. En otras palabras, se aprovecharía al máximo el potencial de la fibra óptica sin restringirla a las conexiones de cable, sino más bien transferirla a transmisiones inalámbricas.

6.2 Transición entre tecnologías

El ancho de banda es uno de los desafíos centrales. Esto se debe principalmente a que cada vez más dispositivos y usuarios utilizan la tecnología de las comunicaciones, desde el teléfono móvil hasta el automóvil, o desde el hogar inteligente hasta la Industria 4.0.

Por lo tanto, no se trata solo de la velocidad de conexión de datos. Otro desafío que requiere ser abordado es la transición sin cortes entre diferentes tecnologías de acceso. En la actualidad, los usuarios móviles cambian de Wi-Fi a una conexión móvil dependiendo de la cobertura de la red, o mediante los ordenadores con la opción de conectarse a Internet a través de una conexión por cable. En la actualidad no se consigue una transición fluida entre los distintos tipos de conexión, de modo que pueda cambiar de modo sin interrupciones.

6.3 El desafío del 6G

Hay muchos desafíos por superar en el camino hacia el estándar 6G, tanto en términos de los componentes individuales como de la forma en que interactúan todos los componentes de la red. Uno de los desafíos es cómo integrar una interfaz de banda base con la red de fibra óptica y transmitir las señales al chip. Algunas empresas ya están trabajando en el procesamiento de la señal para que las señales puedan transmitirse desde la antena con la menor interrupción posible. Este procesamiento de la señal debe realizarse de forma extremadamente rápida, lo que exige el desarrollo de algoritmos complejos que pueden hacer que el procesamiento de la señal sea lo más eficiente posible en términos de energía.

ANEXO:

Generación forma de onda mediante FBMC (Matlab)

```
function [] = FBMC_prueba2(BWs,K)

%% Main mode parameters
%% BW      1.4MHz    3MHz    5MHz    10MHz    15MHz    20MHz
%% NPRB    6        15     25     50      75      100
%% NSUBBP(L) 72     180    300    600     900     1200
%% Nfft    128     256    512    1024    1536    2048
%% FS      1.92MHz  3.84MHz 7.68MHz 15.36MHz 23.04MHz 30.72MHz

clc
    %---- General filterbank parameters ----%
    BWcanal=[1.4 3 5 10 15 20];
    NPRB=[6 15 25 50 75 100];
    Nfft=[128 256 512 1024 1536 2048];
    NumPortAct=[72 180 300 600 900 1200];
if(nargin==0)
    BWs = 15; %elegimos coger 15 MHz de ancho de banda
    K=4;      %overlapping symbols, one of 2,3 or 4, which is the number of
multicarrier symbols that overlap in the time domain.
end
for isignal=1: length(BWs)      %for loop if the input parameter is a
vector.
% modulation type, number of symbols (number of frames)
    BW=BWs(isignal);
    indSig= BW==BWcanal;
    M_activas=NumPortAct(indSig);      % Number of active subcarriers
    M = Nfft(indSig);      % Number of subcarriers

    num_frames = NPRB(indSig); % number of data frames in each FBMC block
    syms_per_frame = 7; %number of symbols per FBMC frame
    num_symbols = num_frames*syms_per_frame; % total number of data
symbols
    %num_samples = M; %number of samples in a vector
    modulation = 16; %4-, 16-, 64-, 256-QAM
    bits_per_sample = log2(modulation); %num of bits carried by one sample
    num_bits = num_symbols*M_activas*bits_per_sample; % total number of
bits transmitted

    lp = K*M-1; % filter length
    %delay = K*M+1-lp; %delay requirement
    %
    normalization = [2 10 42 170];
    q_arr=[4 16 64 256]; % array of QAM modes that will be used in
simulation.

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); %value to be included inside the cosine
```

```

for m=0:u-1 %built on the prototype filter of length KM-1
    r=m+1;
    switch K
        case 2
            p(m+1)=yyy(1,1)-2*yyy(1,2)*cos(r*s); % prototype filter
equation K=2
        case 3
            p(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
        case 4
            p(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
    end
end
h=[0 p 0]; % extra delay sample (z^-2)

%% Symbol_Creation
% bit sequence creation
bits = randi(2,1,num_bits)-1; %random sequence of 1's and 0's
m=reshape(bi2de(reshape(bits,M_activas*num_symbols,bits_per_sample),'left-
msb'),M_activas,num_symbols);
qam_m = qammod(m, modulation, pi/2,'gray'); %built-in MATLAB qam
modulation
qam_m = qam_m/sqrt(normalization(find(modulation==q_arr))); %Normalization
factor. We have to normalize the signal in order to achive an average
power of 1.

% OQAM Preprocessing
jn = (1j.^(1:2*num_symbols-1)).'; % j to the power of n

oqam_m = zeros(M, 2*num_symbols); %the matrix that will store modulated
signal

subC_noAct=(M-M_activas)/2;

for k=1:M_activas
    theta = jn*(1j^(k-1)); %theta multiplier
    if ~mod((k-1),2) % even k
        real_parts = upsample(real(qam_m(k,:).'),2); %complex to real
conversion
        imag_parts = circshift(upsample(imag(qam_m(k,:).'),2),1);
    else % odd k
        real_parts = circshift(upsample(real(qam_m(k, :)).'),2),1);
%complex to real conversion
        imag_parts = upsample(imag(qam_m(k, :).'),2);
    end
    oqam_m (subC_noAct+k,:) = (real_parts+imag_parts).*theta; %2nd
operation of the OQAM preprocessing: Multiplication by theta.
end
num_oqam_subsymbols = size(oqam_m,2);

%% Transmitter --> Synthesis filter bank

y = zeros(1,K*M+(num_oqam_subsymbols-1)*M/2);
ifft_input = ones(M,num_oqam_subsymbols); % ifft input

```

```

% polyphase filter & beta coefficients for archive
ppa = zeros(M,K);
betas = zeros(M,num_oqam_subsymbols);

for k=1:M

    beta = ((-1).^((k-1)*(1:num_oqam_subsymbols)))*((-1).^((k-1)*K));
%special treatment for prototype filters of length KM-1

    betas(k,:)=beta;

    ifft_input(k,:)= oqam_m(k,:).*beta;
end

%ifft
tx_ifft_output=ifft(fftshift(ifft_input));

%polyphase filters are applied
for k=1:M
    a = h(k:M:lp+1);
    tx_poly_output_1(k,:) =
conv(a,tx_ifft_output(k,1:2:num_oqam_subsymbols)); %output of the 1st PPN
    tx_poly_output_2(k,:)
=conv(a,tx_ifft_output(k,2:2:num_oqam_subsymbols)); %output of the 2nd PPN
    ppa(k,:) = a;
end

% contribution from PPN1
for r=0:K+ceil(num_oqam_subsymbols/2)-1-1
    y(1,1+r*M:M+r*M) = y(1,1+r*M:M+r*M)+ tx_poly_output_1(:,r+1).';
end

% contribution from PPN2
for r=0:K+floor(num_oqam_subsymbols/2)-1-1
    y(1,1+M/2+r*M:M+M/2+r*M) = y(1,1+M/2+r*M:M+M/2+r*M) +
tx_poly_output_2(:,r+1).';
end

%Por ultimo debemos interpolar
fo=M*15e3;
fs=fo*K;

y2=FFTinterpolate(y,fo,fs);

%Dibujamos la señal en el tiempo
figure(1)
plot(abs(y2))

%y obtenemos su espectro
espectro(y2,fs)
end
end

```

```

function y = FFTinterpolate(x, fs_y, fs_u, varargin)

if ~(fs_u == fs_y)
    N = length(x);
    [P, Q] = resample_quotients(fs_u, fs_y);
    Nn = N*P/Q;
    U = fft(x)/sqrt(N);
    if round(Nn)==Nn %Check for integer number of samples, restriction
with this method
        Y(Nn,1)= 1i*1e-16;

        %Check if upsampling or downsampling
        if P > Q %Upsampling
            if mod(Nn,2)==0 %If even number of samples, easy to put back
in the vector
                if mod(N,2)==0 %Even number of samples in u
                    Y(1:N/2,1) = U(1:N/2);
                    Y(Nn-N/2+1:Nn) = U(N/2+1:N);
                else
                    Y(1:floor(N/2),1) = U(1:floor(N/2));
                    Y(Nn-ceil(N/2)+1:Nn,1) = U(floor(N/2)+1:N);
                end
            else
                error('Not implemented')
            end
            y = ifft(Y)*sqrt(Nn);
        else %Downsampling
            Y(1:ceil(Nn/2)) = U(1:ceil(Nn/2));
            Y(Nn-ceil(Nn/2)+1:Nn) = U(N-ceil(Nn/2)+1:N);
            y = ifft(Y)*sqrt(Nn); %this scaling preserves norm
        end
    else
        error ('Not an integer number of samples. Use some other method')
    end
end
y = x;
end
end

function [P, Q] = resample_quotients (fs1, fs2)
%Compute the P and Q resampling coefficients to be used in FFTinterpolate
v1 = factor(fs1);
v2 = factor(fs2);
total_ind = [];
for k=1: length(v1)
    %If we can find element k of v1 in v2
    if ismember(v1(k), v2)
        %Find first index in v2 where it can be found
        ind = find(v1(k)==v2,1);
        %Remove the value at index k from v1
        total_ind = [total_ind k];
        %Remove the value at index ind from v2
        v2 = [v2(1: ind-1) v2(ind+1: end)];
    end
end
%P is the product of the remaining elements in v1
P = prod (v1(setdiff (1: length(v1), total_ind)));
Q = prod(v2);
End

```

```

function espectro (x, fs, scolor, titulo)

if nargin == 2
    scolor = 'b.-';
    titulo = '';
end
%PSD estimate
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/1e6, 10*log10(Pxx), 'linewidth', 2);
title(titulo);

end

```

Complejidad Computacional (OCTAVE)

```

M=0:2:2048; % Sub-channels
OFDM_COM=2*(M.*(log2(M)-3)+4); % complexity function for OFDM
K=4; %Overlapping factor = 4
FBMC_COM_K4=4*(M*2+(M.*(log2(M)-3)+4)+K*M*2); % complexity function for
FBMC/OQAM
K=3; %Overlapping factor = 3
FBMC_COM_K3=4*(M*2+(M.*(log2(M)-3)+4)+K*M*2);
hold on
semilogy(M, OFDM_COM, 'r')
semilogy(M, FBMC_COM_K4, 'k')
semilogy(M, FBMC_COM_K3, 'm')
xlabel('Número de subcanales')
ylabel('Número de multiplicaciones')
legend('OFDM', 'FBMC: K=4', 'FBMC: K=3')

```

Comparación entre filtros (MATLAB)

```

%%-----%%
%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);
%%      FREQUENCY DOMAIN PROTOTYPE FILTER COEFFICIENTS
%%      K          H0          H1          H2          H3
%      2          1          sqrt(2)/2          -          -
%      3          1          0.911438          0.411438          -
%      4          1          0.971960          sqrt(2)/2          0.235147
%% IMPULSE RESPONSE h(t)
for m=0:u-1
    r=m+1;
    p1(r)=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(r)=yy(1,1)-2*yy(1,2)*cos(r*s)+2*yy(1,3)*cos(2*r*s); %prototype
filter equation K=3
    p3(r)=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
    r=m+1;
    p4(r)=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')

```

Bibliografía:

- [1] José María Hernando Rábanos, "Comunicaciones Móviles", 3ª Edición, 2015.
- [2] Tobias Hidalgo Stitz, "Filter Bank Techniques for the Physical Layer in Wireless Communications", Thesis, Tampere University of Technology, 2010
- [3] Luis Fernando Arias Macías, "La capa física de los futuros sistemas de 5ª Generación 5G", Proyecto Fin de Grado, 2016
- [4] Leonardo Betancur Agudelo & Elkin Ospina-Martinez, "FBMC, una opción para un uso óptimo del espectro electromagnético", Universidad Pontificia Bolivariana, Medellín, Colombia, 2013
- [5] Erik Dahlman, Stefan Parkvall & Johan Skold, "4G, LTE-Advanced Pro and the Road to 5G", 3ª Edición, 2016
- [6] ANRITSU, "Ten 5G Challenges for Engineeris to Overcome"
- [7] Beijing, P.R. China, Hualei Wang, Jiqing Ni, Zhengang Pan, Junshuai Sun, Chengkang Pan & Chih-Lin I, "Perspectives on New Waveform Design for 5G Small Cell", China Mobile Research Institution, 2014
- [8] Luis Sequeira, "Características de la arquitectura LTE/SAE", TelecomSharing, Universidad de Zaragoza, España, 2016
- [9] Ghaith R. Al – Juboori, Angela Doufexi & Andrew R. Nix, " System Level 5G Evaluation of GFDM Waveforms in an LTE-A Platform", Communications Systems & Networking Group, Department of Electrical and Electronic Engineering, University of Bristol, Bristol, United Kingdom, 2016
- [10] Colm Browning, Arman Farhang, Arsalan Saljoghei, Nicola Marchetti, Vidak Vuijic, Linda E. Doyle & Liam P. Barry, "5G Wireless and Wired Convergence in a Passive Optical Network using UF-OFDM and GFDM", School of Electronic Engineering, Dublin City University, 2017
- [11] Grigory Bochechka, Valery Tikhvinskiy, Ivan Vorozhischev & Altay Aitmagambetov, " Comparative analysis of UFMC technology in 5G networks", International Siberia Conference on Control and Communications, 2017
- [12] Frank Schaich & Thorsten Wild, " Waveform contenders for 5G – OFDM vs. FBMC vs. UFMC", Bell Laboratories, Stuttgart, Germany, 2015
- [13] Leonardo G.Baltar, Dirk S.Waldhauser & Josef A. Noseek, " Out-Of-Band Radiation in multicarrier systems: a comparison", Munich University of Technology, Germany, 2007
- [14] Ari Viholainen, Maurice Bellanger & Mathieu Huchard, " Prototype filter and structure optimization", PHYDYAS PROJECT_007, 2010

- [15] Jérôme Louveaux, Leonardo Baltar, Dirk Wladhauser, Markku Renfors, Mario Tanda, Carlos Bader & Eleftherios Kofidis, " Equalization and demodulation in the receiver", PHYDYAS PROJECT_003, 2010
- [16] Grupo del Espectro del COIT, "Modulación y multiacceso en 5G", Colegio Oficial de Ingenieros de Telecomunicación, Enero 2018
- [17] Tobias Hidalgo Stiz, " Filter Bank Techniques for the Physical Layer in Wireless Communications", 2015
- [18] Sonia Heemstra de Groot, "5G and Beyond", Center for Wireless Technology Eindhoven, Holland, 2016
- [19] Janis Eitner, Laura Hau & Anne Rommel, "Beyond 5G-after the next generation", Master Thesis, Tampere University of Technology, 2017

Webgrafía:

- [1] Official LTE site, <http://www.3gpp.org/LTE> (**consulta 14 Febrero 2018**)
- [2] <https://es.mathworks.com/campaigns/offers/wireless-design-ebook.html> (**consulta Junio 2017**)