

Trabajo Fin de Máster
Máster Universitario en Ingeniería de
Telecomunicación

Estudio de formas de onda candidatas para
comunicaciones 5G: Generación y análisis de señal
GFDM

Autor: Borja de los Ríos de la Peña

Tutor: María José Madero Ayora

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

Sevilla, 2018



Trabajo Fin de Máster
Ingeniería de Telecomunicación

**Estudio de formas de onda candidatas para
comunicaciones 5G: Generación y análisis de señal
GFDM**

Autor:

Borja de los Ríos de la Peña

Tutor:

María José Madero Ayora

Profesor titular

Dep. de Teoría de la Señal y Comunicaciones

Escuela Técnica Superior de Ingeniería

Universidad de Sevilla

Sevilla, 2018

Trabajo Fin de Máster: Estudio de formas de onda candidatas para comunicaciones 5G: Generación y análisis de señal GFDM

Autor: Borja de los Ríos de la Peña

Tutor: María José Madero Ayora

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 amigos

A mis profesores

Agradecimientos

Son muchas las personas a las que me gustaría agradecer su apoyo y ayuda incondicional a lo largo de la realización del Máster que termino con este trabajo.

En primer lugar, me gustaría agradecer a mis compañeros de clase del máster ya que han conseguido, que pese las épocas de mayor estrés del curso, se me hiciera más ameno, me sintiera cómodo en clase y pudiera sacarlo adelante gracias a su ayuda. Estoy seguro de que, en el futuro, nos seguiremos viendo fuera de la escuela.

Por otro lado, gracias a mi familia por permitirme estudiar lo que me gusta y ampliar mis conocimientos realizando este máster.

Además, querría agradecer a mi tutora, María José, por aconsejarme y guiarme en este trabajo. Gracias a tu ayuda he terminado mucho más satisfecho con el resultado final este trabajo y de la memoria del mismo.

Por último, agradecer enormemente a Andrea por estar siempre ahí desde prácticamente el comienzo de esta etapa y aguantarme cuando no daba abasto con trabajos, exámenes o presentaciones de clase. Desde que nos conocimos todo me ha ido extraordinariamente bien y, en gran parte, es gracias a ti. Gracias.

Resumen

Las redes móviles han pasado por numerosas etapas desde su creación. Dichas etapas también son llamadas “Generaciones”. Así, las redes han ido pasando de la primera generación (1G) hasta la cuarta (4G) donde se encuentran actualmente. Los cambios de una generación a la siguiente han venido acompañados de mejoras en la calidad, eficiencia y capacidad de los sistemas móviles y han sido provocados, en general, para satisfacer ciertas necesidades que la sociedad demandaba (estandarización, mayor velocidad de transmisión, la inclusión de internet en los dispositivos, la posibilidad de ejecutar aplicaciones multimedia, entre otras). La evolución de 4G a 5G no es distinta en ese sentido: surge por necesidades a satisfacer.

En los últimos años han sido muchos los nuevos servicios que han surgido tales como IoT, M2M, vehículos inteligentes, etc. Esto ha provocado un aumento de usuarios conectados y de demanda de tráfico móvil exponencial. Para hacer frente a este aumento masivo se requiere nuevas formas de onda que proporcionen la capacidad de alojar a un mayor número de usuarios compartiendo de manera más eficiente el ancho de banda disponible y aportando flexibilidad a la hora de generar la señal para adaptarla a la necesidad de ancho de banda (velocidad de conexión) que requiera la aplicación.

GFDM, FBMC y UFMC son tres de las formas de onda candidatas para 5G con más renombre. En este trabajo se realizará un estudio teórico de las tres, así como se generará y comparará una señal GFDM con una señal con la forma de onda utilizada para 4G: OFDM.

Este análisis y comparación permitirá concluir si GFDM es una forma de onda a utilizar por señales destinadas a la quinta generación más factible que OFDM.

Abstract

The mobile networks have gone through many stages since their creation. These stages are also called "Generations". Thus, networks have gone from the first generation (1G) to the fourth (4G) where they are currently. The changes from one generation to the next have been accompanied by improvements in the quality, efficiency and capacity of mobile systems and have been caused, in general, to meet certain needs that society demanded (standardization, higher transmission speed, inclusion of internet in the devices, the possibility of executing multimedia applications, among others). The evolution from 4G to 5G is not different in that sense: it arises due to needs to be met.

In recent years there have been many new services that have emerged such as IoT, M2M, smart vehicles, etc. This has caused an exponential increase in connected users and demand for mobile traffic. To cope with this massive increase, new waveforms are required that provide the capacity to accommodate a greater number of users sharing more efficiently the available bandwidth and providing flexibility when generating the signal to adapt it to the needed bandwidth (connection speed) required by the application.

GFDM, FBMC and UFMC are three of the most popular 5G candidate waveforms. In this work a theoretical study of the three will be carried out, as well as a GFDM signal will be generated and compared with a signal with the waveform used for 4G: OFDM.

This analysis and comparison will allow to conclude if GFDM is a waveform to be used by signals destined for the fifth generation more feasible than OFDM.

ÍNDICE

Agradecimientos	ix
Resumen	xi
Abstract	xiii
Índice	xv
Índice de Tablas	xvii
Índice de Figuras	xix
1 Introducción	1
1.1. <i>Objetivos</i>	1
1.2. <i>Contenido y estructura</i>	2
2 Material y método	3
3 Evolución de las Redes Móviles	5
3.1. <i>Primera generación (1G)</i>	6
3.2. <i>Segunda generación (2G)</i>	7
3.2.1. GPRS y EDGE (2.5G y 2.75G)	8
3.3. <i>Tercera generación (3G)</i>	8
3.3.1. HSDPA y HSUPA (3.5G y 3.75G)	10
3.4. <i>Cuarta generación (4G)</i>	10
3.4.1. Forma de onda 4G: OFDM	11
3.5. <i>5G New Radio: adaptación de OFDM para 5G</i>	18
3.5.1. Capa física en 5G NR	18
3.6. <i>Quinta generación (5G): Necesidades y requisitos</i>	21
3.6.1. Aumento de los usuarios, tráfico y de la diversidad de aplicaciones	22
3.6.2. Requisitos para hacer frente al aumento del tráfico	25
3.7. <i>Conclusiones</i>	25
4. GFDM	27
4.1. <i>Modulador GFDM</i>	27
4.1.1. Matriz de transmisión A	29
4.1.2. Inserción de prefijo cíclico en GFDM	32
4.1.3. GS-GFDM: GFDM con primer subsímbolo a cero	33
4.2. <i>Receptor GFDM</i>	35
4.3. <i>Comparación de GFDM con OFDM</i>	37
4.3.1. Configuraciones para las tramas transmitidas	38
4.3.2. Espectro y transmisión fuera de banda	39
4.3.3. Ventajas e inconvenientes de GFDM frente a OFDM	40
5. Otras formas de onda candidatas	41
5.3. <i>FBMC</i>	41
5.3.1. Introducción	41
5.3.2. Filtrado	42
5.3.3. Diagrama de bloques	44
5.3.4. Comparación del espectro FBMC con OFDM	45
5.3.5. Ventajas e inconvenientes de FBMC	46
5.4. <i>UFMC</i>	47
5.4.1. Introducción	47

5.4.2.	Diagrama de bloques	48
5.4.3.	Comparación del espectro UFMC con OFDM	49
5.4.4.	Ventajas e inconvenientes de UFMC	50
6.	Resultados	51
6.3.	<i>Escenarios</i>	52
6.3.1.	Escenario lineal	52
6.3.2.	Escenario no lineal (saturación)	52
6.4.	<i>Resultados obtenidos</i>	53
6.4.1.	Resultados de simulación en MATLAB	53
6.4.2.	Resultados del escenario lineal	55
6.4.3.	Resultados en el escenario no lineal (saturación)	57
6.5.	<i>Conclusiones de los resultados</i>	60
7.	Conclusiones y trabajo futuro	61
	Anexo A	63
	Referencias	67
	Glosario	69

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3-1. Parámetros técnicos de los estándares de comunicación celular analógica	7
Tabla 3-2. Parámetros clave de 5G NR.	19
Tabla 3-3. Resumen del número de slots por trama y subtrama.	21
Tabla 6-1. Parámetros de las señales generadas.	51
Tabla 6-2. PAPR obtenido para las señales “ideales”.	53
Tabla 6-3. Resultados de PAPR, ACPR y NMSE para el escenario lineal.	56
Tabla 6-4. Resultados de PAPR, ACPR y NMSE para el escenario no lineal.	59
Tabla 6-5. Tabla resumen con los valores obtenidos del análisis de las señales GFDM y GS-GFDM ante OFDM.	60

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1. Frontal del generador vectorial de señales SMU 200A.	3
Figura 2-2. Analizador vectorial de señal N9030 PXA.	4
Figura 3-1. Evolución de los dispositivos móviles y características de cada generación.	5
Figura 3-2. Espectro OFDM para 5 subportadoras.	12
Figura 3-3. Esquema de subportadoras en OFDMA y SC-FDMA indicando diferentes símbolos con distintos colores.	13
Figura 3-4. Interferencia entre símbolos debido al multitrayecto.	14
Figura 3-5. Problema de desviación en frecuencia e interferencia entre subportadoras (ICI).	14
Figura 3-6. Estructura del símbolo OFDM con prefijo cíclico.	15
Figura 3-7. Situación en recepción de tramas OFDM con prefijo cíclico.	15
Figura 3-8. Esquemático del ahorro de ancho de banda obtenido con OFDM.	16
Figura 3-9. Zona de transmisión en banda (B) y fuera de banda (OOB) de una señal OFDM.	17
Figura 3-10. Significado de separación entre subportadoras (Δf).	19
Figura 3-11. Formación de trama con SCS de 15 kHz.	20
Figura 3-12. Formación de trama con SCS de 60 kHz.	20
Figura 3-13. Ejemplo de uso y anchos de banda para distintas configuraciones de 5G NR.	21
Figura 3-14. Gráfico comparando el tráfico web, de correo electrónico y de datos de redes fijas y móviles.	22
Figura 3-15. Diagrama de aceleradores del crecimiento del tráfico para 2020.	23
Figura 3-16. Número de dispositivos IoT conectados mundialmente de 2015 a 2025 (billones).	24
Figura 3-17. Número de conexiones M2M a escala mundial de 2014 a 2021 (billones).	24
Figura 4-1. Diagrama de bloques del modulador GFDM.	27
Figura 4-2. Banco de filtros para $M = 9$ junto con un símbolo sobremuestreado.	28
Figura 4-3. Valor absoluto de la matriz de transmisión para unos valores de $K = 4$ y $M = 7$.	29
Figura 4-4. Representación de tres pulsos de la matriz de transmisión.	30
Figura 4-5. Respuesta en frecuencia de pulsos que componen a la matriz de transmisión.	31
Figura 4-6. Comparación del uso del prefijo cíclico entre GFDM y OFDM.	32
Figura 4-7. Formación de las tramas OFDM y GFDM.	32
Figura 4-8. Banco de filtros para $M=9$ y $K=64$.	33
Figura 4-9. Magnitud de la respues en frecuencia para los pulsos que transmiten los tres primeros subsímbolos.	34
Figura 4-10. Banco de filtros para $M=9$ y $K=64$. También se representan las M primeras muestras de los M subsímbolos, donde la primera tiene el valor cero al tener el primer subsímbolo a cero.	34
Figura 4-11. Símbolos en el tiempo con primer subsímbolo a cero.	35
Figura 4-12. Diagrama de bloques del receptor GFDM utilizando MF y el algoritmo cancelador de interferencia (IC) [9].	37

Figura 4-13. Configuración de tramas GFDM y OFDM para <i>downlink</i> .	38
Figura 4-14. Configuración de tramas GFDM y OFDM para <i>uplink</i> .	38
Figura 4-15. Espectros GFDM y OFDM obtenidos en simulación.	39
Figura 4-16. Espectros GFDM, GS-GFDM y OFDM obtenidos en simulación.	39
Figura 5-1. Filtrado de las subportadoras por el banco de filtros en FBMC.	41
Figura 5-2. Filtro prototipo propuesto en [11].	42
Figura 5-3. Banco de filtros para FBMC.	43
Figura 5-4. Diagrama de bloques para el transmisor FBMC.	44
Figura 5-5. Diagrama de bloques para el receptor FBMC.	44
Figura 5-6. Respuesta en magnitud del filtro prototipo FBMC en comparación con el filtro OFDM.	45
Figura 5-7. Comparación del espectro de OFDM con FBMC para distintos valores del factor de solapamiento.	46
Figura 5-8. Filtrado de las subportadoras por el banco de filtros en UFMC.	47
Figura 5-9. Diagrama de bloques del transmisor UFMC.	48
Figura 5-10. Diagrama de bloques del receptor UFMC.	49
Figura 5-11. Espectro multiusuario UFMC (izquierda) y espectro OFDM con mismo número de subportadoras (derecha).	49
Figura 6-1. Esquema del escenario lineal.	52
Figura 6-2. Esquema del circuito no lineal.	52
Figura 6-3. Circuito con respuesta no lineal.	53
Figura 6-4. Parte real de OFDM, GFDM y GS-GFDM en tiempo.	54
Figura 6-5. Espectros de las señales “ideales” OFDM, GFDM y GS-GFDM obtenidos en simulación.	54
Figura 6-6. Espectros de las señales obtenidos por el equipo del laboratorio para el escenario lineal.	55
Figura 6-7. Cálculo del ACPR para la señal OFDM en escenario lineal por el equipo del laboratorio.	55
Figura 6-8. Cálculo del ACPR para la señal GFDM en escenario lineal por el equipo del laboratorio.	56
Figura 6-9. Cálculo del ACPR para la señal GS-GFDM en escenario lineal por el equipo del laboratorio.	56
Figura 6-10. Representación de la parte real de las señales OFDM, GFDM y GS-GFDM en el dominio del tiempo en el escenario lineal.	57
Figura 6-11. Espectros de las señales obtenidos por el equipo del laboratorio para el escenario no lineal.	57
Figura 6-12. Cálculo del ACPR para la señal OFDM en saturación por el equipo del laboratorio.	58
Figura 6-13. Cálculo del ACPR para la señal GFDM en saturación por el equipo del laboratorio.	58
Figura 6-14. Cálculo del ACPR para la señal GS-GFDM en saturación por el equipo del laboratorio.	58
Figura 6-15. Representación de la parte real de las señales OFDM, GFDM y GS-GFDM en el dominio del tiempo en el escenario no lineal.	59

1 INTRODUCCIÓN

Intelligence is the ability to adapt to change.

- Stephen Hawking -

El número de usuarios y dispositivos conectados a las redes móviles aumenta de manera exponencial lo que obliga a las telecomunicaciones y a las tecnologías a evolucionar constantemente. Así, las tecnologías de redes móviles pasan por épocas o generaciones permitiendo satisfacer este aumento de la demanda.

Actualmente, la cuarta generación (4G) logra que los usuarios experimenten velocidades elevadas que les permiten consumir contenido multimedia, así como realizar videoconferencias, ver vídeos en vivo, etc. No obstante, frente a nuevas necesidades existentes y el desarrollo de nuevos dispositivos y tecnologías, ya se ha planteado pasar a la quinta generación: 5G.

Este trabajo pretende desarrollar la idea de por qué la quinta generación es necesaria y estudiar nuevas formas de onda candidatas cuyas prestaciones permitan dar paso a la siguiente generación.

1.1. Objetivos

El primer objetivo de este trabajo es el estudio teórico de tres de las formas de onda candidatas más populares para la quinta generación: GFDM, FBMC y UFMC.

Pese a que se realizará un estudio teórico para las tres, se detallará más en profundidad GFDM consiguiendo tener una idea más clara de su funcionamiento ya que el siguiente objetivo del trabajo será la generación y análisis de una señal GFDM. Este objetivo comprende la simulación, generación y análisis de la transmisión de la señal por diferentes escenarios y comparar el resultado con una señal OFDM, utilizada en 4G.

No entra en los objetivos del trabajo el diseño y realización de un receptor GFDM, por lo que las medidas y pruebas realizadas a la señal generada comprenderán la parte de generación y transmisión.

1.2. Contenido y estructura

Para lograr desarrollar eficazmente lo expuesto en el apartado anterior, se ha decidido estructurar el trabajo de la siguiente forma:

- Capítulo 2 - Material y método: En el que se expondrá la metodología utilizada y se detallará el material utilizado para las simulaciones, así como el utilizado en el laboratorio.
- Capítulo 3 – Evolución de las redes móviles: Para situar al lector en el contexto de las redes móviles actuales es conveniente repasar el pasado de las mismas, destacando características y necesidades encontradas para la evolución de las comunicaciones.
- Capítulo 4 – GFDM: En este capítulo se detallará teóricamente la forma de onda seleccionada en este trabajo para su posterior generación y análisis.
- Capítulo 5 – Otras formas de onda candidatas: Un objetivo de este trabajo también es el estudio de otras formas de onda candidatas para 5G para analizar teóricamente sus ventajas e inconvenientes frente a la utilizada actualmente.
- Capítulo 6 – Resultados: Una vez finalizado el estudio teórico de las formas de onda candidatas para 5G se realiza un análisis de una señal GFDM generada y se compara con la forma de onda utilizada en 4G: OFDM.
- Capítulo 7 – Conclusiones y trabajo futuro: Finalmente se extraerán las conclusiones de los resultados obtenidos en este trabajo además de exponer un posible trabajo futuro que pueda continuar el presente trabajo.

2 MATERIAL Y MÉTODO

Innovation distinguishes between a leader and a follower.

- Steve Jobs -

Para comenzar a realizar este trabajo se realizó una revisión bibliográfica acerca de las formas de onda más conocidas para comunicaciones 5G. Para ello se utilizaron las bases de datos de artículos del IEEE, además de varios informes publicados en la web de la ITU y libros disponibles como recursos en línea a través de la biblioteca de la Escuela Superior de Ingeniería de Sevilla.

Con la bibliografía obtenida se realizó un estudio teórico de las tres formas de onda elegidas para este trabajo: GFDM, FBMC y UFMC. De estas formas de onda se realizó un estudio en mayor profundidad de GFDM ya que, posteriormente, se simularía y analizaría una señal que utiliza dicha forma de onda.

El análisis teórico anterior fue importante para enfocar de manera más eficiente la fase de generación y simulación de la señal ya que se tenía una idea más clara de cómo generarla y qué resultados se esperaban obtener.

La generación y simulación de la señal GFDM se realizó mediante el software MATLAB. Cuando en la simulación se observó que el resultado era el deseado se guardó la señal obtenida y se procedió a su generación en el laboratorio.

Se utilizó el generador de señal SMU 200A de Rohde & Schwarz para obtener las señales obtenidas en MATLAB. Esa señal generada, tras pasar por diferentes dispositivos que conformaban diferentes escenarios (lineal y no lineal) es analizada por el analizador vectorial de señales N9030 PXA de Agilent.

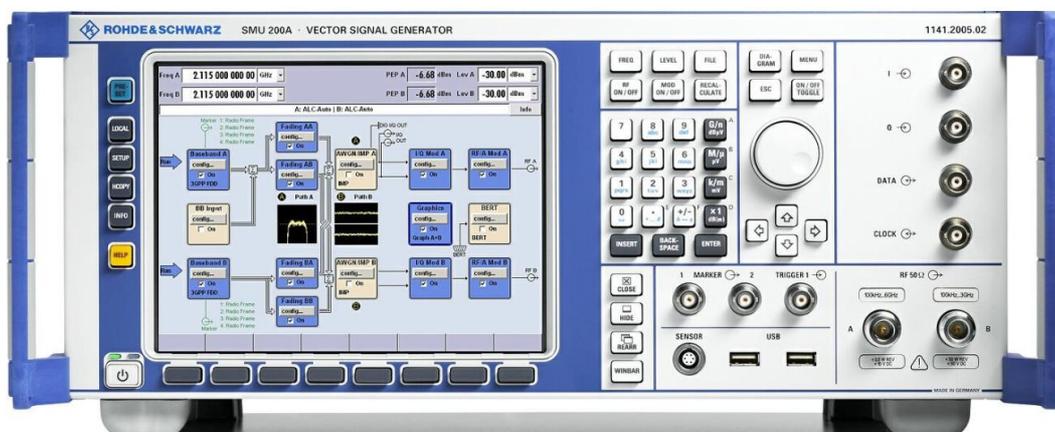


Figura 2-1. Frontal del generador vectorial de señales SMU 200A.



Figura 2-2. Analizador vectorial de señal N9030 PXA.

Para generar el escenario no lineal (en saturación) se utilizó un preamplificador que permitía llevar la señal a la zona no lineal, el amplificador que trabaja en saturación, un acoplador direccional y varios atenuadores para controlar el nivel de potencia de la señal a lo largo del circuito. Este montaje se detallará en el capítulo de resultados.

Finalmente, con las imágenes obtenidas del analizador de espectro se extrajeron las conclusiones de este trabajo.

3 EVOLUCIÓN DE LAS REDES MÓVILES

There cannot be a language more universal and more simple, more free from errors and obscurities than mathematics. Mathematical analysis is as extensive as nature itself, and it defines all perceptible relations.

- Joseph Fourier-

Las redes móviles, así como la tecnología subyacente, han experimentado numerosos cambios en sus estándares generando diferentes etapas denominadas “generaciones” [1]. El objetivo de este capítulo es extraer las características más destacadas de cada una de ellas, así como listar las novedades introducidas respecto a la generación anterior. Este análisis permite tener una visión general del camino recorrido hasta llegar a la generación de redes móviles actual y comprender las necesidades existentes para seguir mejorando continuamente el servicio.

El análisis comenzará con la primera generación (1G) y terminará con la quinta (5G), la cual se prevé que esté estandarizada y en funcionamiento en poco tiempo. Además, se realizará un análisis más profundo de la cuarta generación ya que, al ser la generación actual, es con la que se compararán las prestaciones de las formas de onda para 5G estudiadas en este trabajo.

A modo resumen del capítulo se muestra el siguiente esquemático donde se recogen las principales características de cada generación:

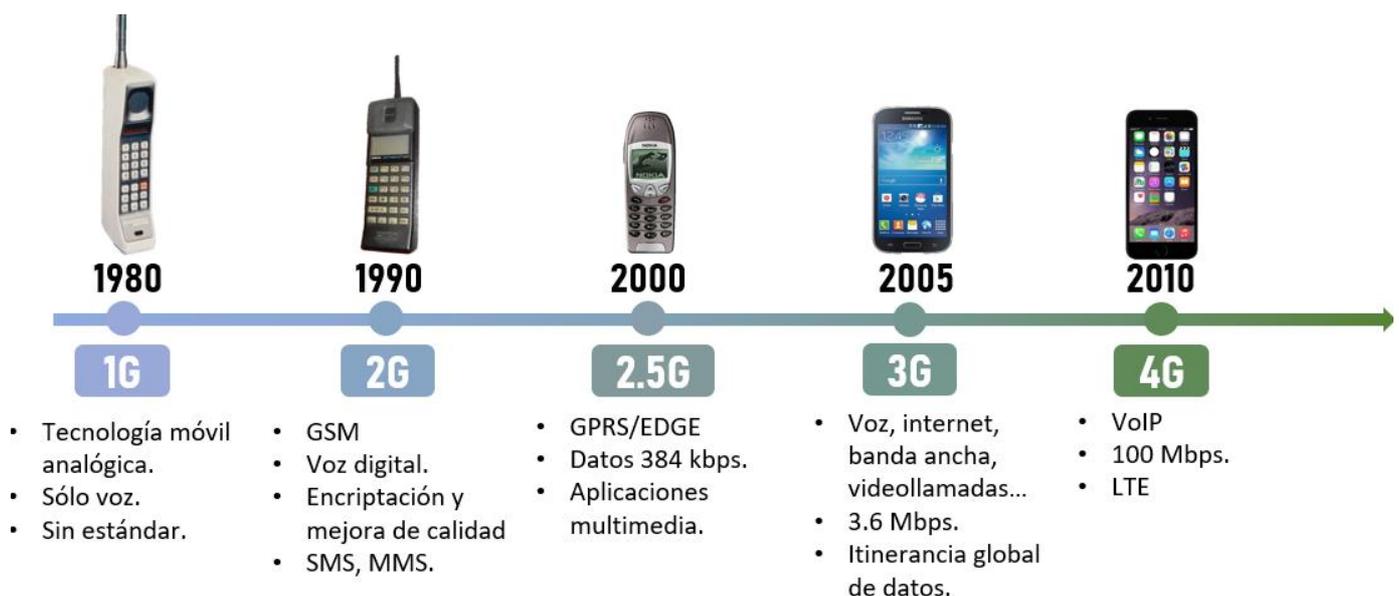


Figura 3-1. Evolución de los dispositivos móviles y características de cada generación.

3.1. Primera generación (1G)

El conjunto de estándares móviles que utilizaban tecnologías analógicas son los conocidos como sistemas de telefonía móvil de primera generación (1G). Es conveniente destacar que este sistema fue el primero que a las comunicaciones existentes les introdujo la característica de movilidad: los usuarios podían estar en movimiento mientras la comunicación seguía en funcionamiento.

Una de las primeras zonas donde se establecieron los sistemas analógicos fue el norte de Europa. En los países escandinavos surgió el NMT 450 para el que se realizó la primera prueba en 1978 en Estocolmo. Inicialmente el NMT 450 funcionaba en las bandas de 453-457,5 MHz y 463-467,5 MHz con canales de 25 kHz. Más adelante evolucionaría al NMT 900 usando las bandas en torno a los 900 MHz. Este sistema fue implantado en países como Austria, Suiza, Holanda y Bélgica.

En Francia estaba el sistema Radiocom 2000, en Alemania estaba la red C (C-Netz) desde 1986 y en Italia se implantó en 1983 el sistema RTMS.

Sin embargo, el primer sistema celular que tuvo operación a nivel mundial fue el desplegado en Japón, conocido como NTT (nombre de la operadora en monopolio japonesa que puso en marcha el servicio en 1979). Funcionaba en la banda de los 800 MHz con canales de 25 kHz. Este sistema pasó rápidamente al conocido como MSCL2 con canales de 12,5 kHz para lograr dar servicio a la creciente demanda de tráfico.

En España, así como en otros países de Europa, se instauró el estándar TACS, el cual usaba la banda de 900 MHz. Este estándar fue creado en Reino Unido utilizando las bases del sistema estándar usado en Estados Unidos (AMPS).

La primera generación empezó a desaparecer en 1994, extinguiéndose en España en 2003.

Para implementar los sistemas 1G se usaba la estructura celular donde el radio de las células abarcaba de 1 a 20 km. Estas células se encontraban interconectadas entre sí y daban servicio a los usuarios situados en su radio de cobertura. Se diseñaron protocolos que permitían el paso de una célula a otra del usuario (handover) y se utilizaba la conmutación de circuitos para conectar a los usuarios finales.

Las principales desventajas que presentaba la primera generación eran:

- Solo se podía transmitir voz.
- Las señales transmitidas eran analógicas.
- Al utilizar señales analógicas no se encriptaba la información. Las señales de voz podían ser interceptadas.
- Al no ser señales digitales no se podían emplear códigos de corrección de errores por lo que las interferencias afectaban enormemente a la comunicación, obteniendo una calidad baja en las llamadas.
- La utilización del espectro era ineficiente: se reservaba un canal para cada usuario independientemente de si éste lo utilizaba o no.
- Al tardar en establecerse un estándar, era difícil la interconexión de algunas estaciones base ya que sus características variaban según el fabricante.

La segunda generación surge por la necesidad de establecer un estándar en las comunicaciones móviles, así como por el aumento de la demanda de tráfico y número de usuarios y la introducción de otros servicios además de la voz.

Tabla 3-1. Parámetros técnicos de los estándares de comunicación celular analógica

	NMT 450	NMT 900	AMPS	TACS	C 450	Radiocom 2000	NTT
País de origen	Escandinavia	Escandinavia	Estados Unidos	Reino Unido	Alemania	Francia	Japón
Año primera red comercial	1981	1986	1983	1985	1986	1981	1979
Frecuencia de transmisión del terminal	450 MHz	890 MHz	824-849 MHz	890-915 MHz	461-465 MHz	400-427 MHz	860-885 MHz
Frecuencia de transmisión de la estación base	460 MHz	935 MHz	869-894 MHz	935-960 MHz	451-455 MHz	900 MHz	915-940 MHz
Ancho del canal	25 kHz	12,5 kHz	30 kHz (10 kHz en N-AMPS)	25 kHz	20 kHz	12,5 kHz	25 kHz

3.2. Segunda generación (2G)

La situación sin estándar establecida con la primera generación era descoordinada e insostenible desde los puntos de vista tecnológico y económico. Es por ello, que la CEPT, compuesta de representantes de las Administraciones europeas relacionadas con la planificación y control de las comunicaciones, decidió en 1982 crear un grupo de trabajo denominado inicialmente *Groupe Spécial Mobile* (GSM; cabe destacar que estas siglas evolucionaron hasta tener el significado que tienen actualmente: *Global System for Mobile communications*) con la misión de preparar un estándar de telefonía móvil a nivel europeo.

En 1985 se establecieron unos requisitos básicos de los que caben destacar:

- El sistema se diseñará de forma que los terminales se puedan utilizar en los países participantes. Se introduce el concepto de *Roaming*.
- La calidad de voz deberá ser tan buena como en 1G en banda de 900 MHz.
- El sistema debe proporcionar encriptación de la información del usuario sin ser una carga económica añadida.
- El sistema deberá tener una mayor eficiencia espectral considerando tanto zonas urbanas como rurales. Para ello se usaron técnicas como TDMA o CDMA (mientras que en 1G se utilizó FDMA).
- El sistema funcionará en toda la banda 890 – 915 y 935 – 960 MHz.
- El sistema debe coexistir con los sistemas anteriores existentes en esta banda.

Para lograr todo esto lo primero que se acordó sería que el sistema sería completamente digital. Esto permite añadir técnicas de encriptación además de códigos para corrección de errores lo que mejora la calidad de la comunicación. Además, esta transformación consigue una mayor velocidad para la transmisión de datos.

La estructura básica del sistema GSM consiste en una red de células radioeléctricas continuas que dan cobertura al área de servicio que comprende su radio. En cada célula se encuentra una estación base (BTS) que opera un conjunto de canales de radio diferentes a los que son utilizados en las células contiguas. Además, existen controladores de estaciones base (BSC) a los que se conectan varias estaciones base y que se encargan de controlar el handover y la potencia de transmisión de las células base y terminales. Varias BSCs se conectan a una central de conmutación de móviles (MSC) siendo este el encargado de la inicialización, enrutamiento, control y finalización de las llamadas.

3.2.1. GPRS y EDGE (2.5G y 2.75G)

GSM continuó evolucionando, dando lugar a las tecnologías GPRS (2.5G) y EDGE (2.75G) que introdujeron los siguientes servicios:

- GPRS:
 - o Servicio de mensajes cortos (SMS).
 - o Mensajes Multimedia (MMS).
 - o Servicios P2P bajo el uso del protocolo IP.
 - o Aplicaciones red para los dispositivos a través del protocolo WAP.
 - o Velocidad de hasta 57,6 kbps para el GPRS *Phase 1* y de 115,2 kbps para GPRS *Phase 2* en ambos sentidos.
- EDGE:
 - o Usa múltiples bandas del espectro (800, 900, 1800 y 1900 MHz).
 - o Tasa teórica alcanzable de 473 kbps limitada a 384 kbps para cumplir con las especificaciones de la ITU.
 - o Nuevo esquema de modulación y codificación de canal.
 - o Admite aplicaciones multimedia.

3.3. Tercera generación (3G)

Ante el aumento exponencial de la demanda y el nacimiento de la necesidad de conexión a Internet desde el terminal (debido al gran auge que experimentó dicho servicio), además de otros servicios como videoconferencia, video en *streaming* o descarga de ficheros, se desarrolló la tercera generación de telefonía móvil.

El estándar desarrollado para 3G es conocido como UMTS. Dicho estándar tiene como objetivo instaurar un sistema internacional de telecomunicaciones permitiendo así la capacidad de *roaming* entre usuarios de diferentes países ofreciendo además una mayor velocidad de conexión. UMTS también conllevaría a mejorar todos los apartados técnicos e infraestructuras utilizadas por generaciones anteriores.

Aunque la idea de UMTS surgió en 1985 no fue hasta 1999 cuando la ETSI estableció el estándar definiendo las especificaciones para FDD y TDD.

Se realizaron pruebas para la implementación del estándar entre 2003 y 2007 y, en agosto de 2007 fue el fabricante Ericsson el primero en completar las llamadas en WCDMA (el cual se explicará más adelante) para las bandas de frecuencia que fueron definidas por 3GPP.

El estándar UMTS logró mejorar las capacidades multimedia existentes en las anteriores generaciones, permitió la conexión a Internet con una velocidad de acceso elevada y adecuada para el servicio, así como una calidad de voz durante las llamadas comparable a la obtenida mediante llamadas realizadas con terminales fijos.

Estos avances fueron posibles al adoptar WCDMA en lugar de utilizar TDMA como GSM. WCDMA destaca por:

- Todos los usuarios se comunican a la vez por el canal en lugar de usar *slots* temporales.
- Cada usuario tiene un código único utilizado para codificar su señal.
- La estación base decodifica dichas señales y las separa para distinguir cada usuario.

Este funcionamiento lograba un uso mucho más eficiente del ancho de banda disponible.

Por otra parte, cabe destacar que WCDMA usa dos modos de transmisión:

- **FDD**: mediante el que se asignan dos bandas de frecuencia (una para enlace ascendente o *uplink* y otra para el enlace descendente o *downlink*).
- **TDD**: modo en el que se utiliza una sola banda para ambos enlaces, pero con un tiempo destinado a cada uno de ellos. Este modo es más apropiado para servicios de datos en distancias reducidas debido a la necesidad de sincronización entre terminal y estación base.

Con las nuevas aplicaciones introducidas por UMTS fue necesario introducir diferentes calidades de servicio para diferenciar cada demanda de los usuarios. En particular, se definieron cuatro calidades de servicio:

- Clase conversacional: como su nombre indica esta calidad de servicio está destinada para servicios de conversación. Se exige un retardo menor a 150 ms, límite que máximo estimado para el cual no es detectado por la percepción del ser humano. Algunas aplicaciones que usan esta clase son la videollamada, VoIP o llamadas de voz.
- Clase *Streaming*: comprende aplicaciones de transmisión continua en tiempo real en una sola dirección. El retardo en estas aplicaciones tiene un límite de 250 ms. Algunos ejemplos de aplicaciones que usan esta clase son la descarga de vídeo o el *streaming* de vídeo y/o audio.
- Clase Interactiva: provee servicios asimétricos con más capacidad para el enlace descendente que ascendente. La navegación Web, por ejemplo, entra dentro de esta clase de tráfico.
- Clase Background: el destinatario no espera recibir respuesta en un instante concreto. No existe límite de retardo para esta clase. Los correos electrónicos, los SMS o la descarga de archivos son aplicaciones típicas de esta clase.

Con todo lo explicado sobre UMTS se procede por tanto a describir sus principales avances respecto a anteriores generaciones:

- Capacidad de obtener altas velocidades de transmisión de datos. En terminales que se desplazan a alta velocidad se logra una velocidad de 144 kbps, mientras que en espacios abiertos se consiguen 384 kbps y se llega a 2 Mbps en terminales con una movilidad baja.
- Soporta el uso del protocolo IP lo que, junto a las altas velocidades logradas, proporcionaban servicios multimedia interactivos y nuevas aplicaciones que nunca antes fueron vistas en redes móviles tales como videollamadas, videoconferencias o transmisiones en tiempo real.
- Gracias a la estandarización lograda con UMTS se redujeron costes y se amplió la gama de dispositivos disponibles para los usuarios permitiendo a cada uno adquirir el que se adapte mejor a sus necesidades.

3.3.1. HSDPA y HSUPA (3.5G y 3.75G)

La evolución de UMTS dio lugar a las tecnologías denominadas 3.5G (HSDPA) y 3.75G (HSUPA) de las que se destacan las siguientes características:

- HSDPA:
 - Se alcanzan velocidades de bajada de hasta 14 Mbps.
 - Adaptación de la tasa de transmisión por parte de la estación base en función del estado del canal. Esto logra un uso más eficiente del canal en comparación con UMTS.
 - Además, el estado del canal provoca que la estación base modifique la planificación de los usuarios. Esta característica hace un uso más eficiente de la potencia de transmisión utilizada por la estación base ya que en lugar de desperdiciar potencia intentando una comunicación hacia un usuario con un canal muy desfavorable escoge otro usuario con un mejor canal en ese momento.
 - HSDPA introduce tasas y retardos variables lo que no es adecuado para tráfico de clase conversacional. No obstante, se obtienen mejores prestaciones que con UMTS para servicios que no poseen requisitos en los retardos.
- HSUPA:
 - Mejora de UMTS centrada en conseguir mayores velocidades de transmisión y mayor capacidad en *uplink*.
 - Al igual que HSDPA, este estándar logra mejores prestaciones para servicios sin límite en los retardos.
 - Se alcanzan tasas de 5,7 Mbps en enlace ascendente, aunque posteriormente se lograrían hasta 11,5 Mbps.
 - Reduce el retardo en el tráfico de paquetes respecto a UMTS.

3.4. Cuarta generación (4G)

La cuarta generación nace ante el aumento del tráfico de datos por parte de los usuarios, teniendo un crecimiento exponencial desde 2007.

4G también es conocida como LTE. Este término fue acuñado por la 3GPP para nombrar a la línea de trabajo que investigaría la mejora de la red UMTS.

Además, al igual que ya ocurrió anteriormente, la ITU elaboró un comité encargado de definir esta nueva generación. A este comité se le conoce como *IMT-Advanced* y su principal objetivo era definir las especificaciones a alcanzar para considerar que se ha alcanzado la cuarta generación. De las especificaciones detalladas por dicho comité destaca la que exige que se alcancen unas velocidades de conexión máximas de 100 Mbps para terminales con una movilidad elevada y de 1 Gbps para movilidades bajas.

El trabajo para definir LTE comenzó en 2005, no obstante, no fue hasta finales de 2009 cuando se lanzó la primera red comercial. Sin embargo, LTE seguía sin cumplir los requisitos establecidos por *IMT-Advanced* además de no cumplir con otras definiciones más técnicas como la baja eficiencia espectral exigida a 4G.

Es por ello que LTE siguió evolucionando hasta que se lanzó la *Release 10* (siendo LTE la *Release 8*). En esta *Release* se definía el *LTE-Advanced* (nombre escogido para indicar que esta cumpliría los requisitos del *IMT-Advanced*). Todo esto hace que se mencione habitualmente a LTE como 3.99G y a *LTE-Advanced* como 4G.

4G está basado en el protocolo IP para su funcionamiento, descartando así la conmutación de circuitos y utilizando solamente conmutación de paquetes. Utiliza técnicas de transmisión basadas en OFDM (forma de onda que se explicará con más detalle posteriormente) que permiten un uso más eficiente del espectro.

Con todo esto, la cuarta generación aporta las siguientes mejoras respecto a anteriores generaciones:

- Como ya se ha comentado se logra un uso del espectro más eficiente gracias al uso de OFDM como forma de onda base para las comunicaciones.
- Funciona en numerosas bandas de frecuencias, lo que permite un ancho de banda adaptativo.
- La latencia disminuye hasta los 100 ms para el plano de control y los 10 ms para el plano de usuario.
- Aporta calidad de servicio extremo a extremo.

A continuación, se detallará la base y funcionamiento de OFDM, así como las ventajas que introdujo y sus inconvenientes. Es importante su análisis pues en capítulos siguientes se comparará con formas de ondas candidatas para comunicaciones 5G.

3.4.1. Forma de onda 4G: OFDM

La capa física de la cuarta generación, o LTE, utiliza OFDMA (*Orthogonal Frequency-Division Multiple Access*) y SC-FDMA (*Single Carrier Frequency Division Multiple Access*) para enlace descendente y ascendente. Ambas están basadas en OFDM.

El principio fundamental de OFDM es descomponer el ancho de banda (W) en K subbandas menores que son transmitidas simultáneamente mediante subportadoras [2]. Se puede utilizar modulación QAM o PSK en cada subportadora para enviar la información.

En otros sistemas de división múltiple en frecuencia las portadoras están espaciadas de tal forma que no se solapan en frecuencia introduciendo en algunos casos bandas de guarda. Esto permite utilizar filtros convencionales y demoduladores en el receptor pudiendo separar fácilmente la información relativa a cada usuario. No obstante, se pierde eficiencia en la transmisión y en el uso del espectro. Por otro lado, uno de los conceptos claves que utiliza OFDM es la ortogonalidad entre subportadoras. Esto quiere decir que el sistema es capaz de diferenciar y obtener la información de cada subportadora, aunque se diseñen de tal forma que solapen unas con otras.

Además, debido a que el número de subportadoras K suele ser elevado para lograr que los anchos de banda de cada subbanda (W/K) sean lo suficientemente estrechos como para ser menor que el ancho de banda de coherencia del canal, se realizan los procesos de modulación y demodulación en tiempo discreto usando para ello la IDFT (*Inverse Discrete Fourier Transform*). y DFT (*Discrete Fourier Transform*).

La forma de onda OFDM tiene la siguiente expresión en tiempo:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} \phi_k(t - nT_s) \right] \quad (3-1)$$

donde

$$\phi_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & t \in [0, T_s] \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (3-2)$$

y

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s}, \quad k = 0, \dots, K - 1 \quad (3-3)$$

- $d_{n,k}$ = símbolo transmitido durante el intervalo de tiempo n usando la subportadora k .
- T_s = duración de símbolo.
- K = número de subportadoras OFDM.
- f_k = frecuencia de la subportadora k , siendo f_o la menor frecuencia de la banda.

La separación entre subportadoras es de $\Delta f = 1/T_s$. Con ello se consigue que dos subportadoras diferentes cumplan la condición de ser ortogonales en el intervalo de duración del tiempo de símbolo. Esto quiere decir que integrando en dicho intervalo el resultado es nulo para diferentes subportadoras:

$$\begin{aligned} \langle x_i x_j \rangle &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} x_i(t) x_j^*(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(i-j)f_k t} dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(i-j)\left(\frac{t}{T_s}\right)} dt = \\ &= \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases} \end{aligned} \quad (3-4)$$

En la Figura 3-2 se muestra el espectro de una señal OFDM para 5 subportadoras. Se observa cómo en la frecuencia central de cada subportadora no existe interferencia de los otros canales. Por lo tanto, si el receptor realiza la correlación en referencia a la frecuencia central de cada subportadora puede recuperar la información transmitida sin interferencia. Además, con el uso de la técnica multiportadora basada en la DFT, la multiplexación en frecuencia es lograda mediante tratamiento en banda base en lugar de en procesamiento paso de banda.

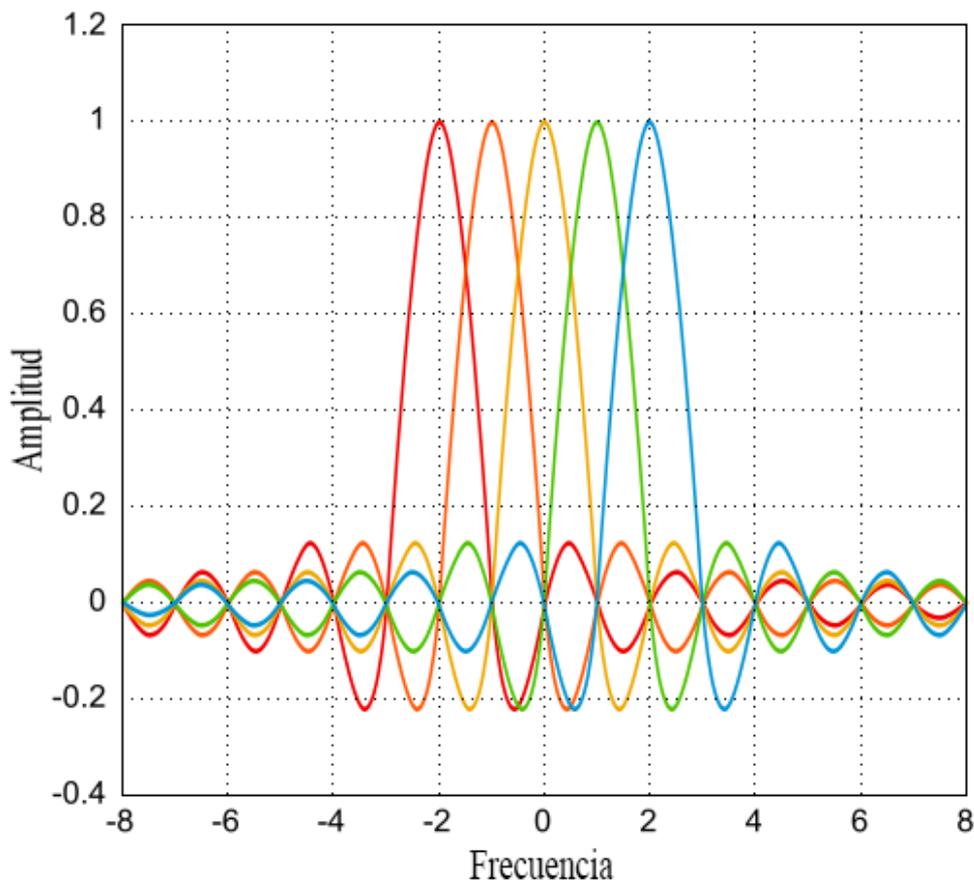


Figura 3-2. Espectro OFDM para 5 subportadoras.

Una vez que se ha explicado el funcionamiento de OFDM se puede comprender mejor el funcionamiento de OFDMA y SC-FDMA:

- Mediante OFDMA se logra el acceso múltiple asignando de manera dinámica las subportadoras OFDM en los intervalos de tiempo definidos. Esta asignación puede ser una subportadora por usuario o, lo que es más habitual, asignar un número mayor de subportadoras a un usuario.
- SC-FDMA divide el ancho de banda en subbandas destinadas a cada usuario. Estas subbandas no tienen por qué ser de mismo ancho, variará según el requerimiento de los usuarios.

En la siguiente imagen se representa de manera simplificada el funcionamiento y la diferencia entre OFDMA y SC-FDMA. En este ejemplo se utiliza solo una subportadora por usuario en OFDMA y se reserva el mismo ancho de banda para cada usuario en SC-FDMA para facilitar su comprensión aunque no es la configuración habitual:

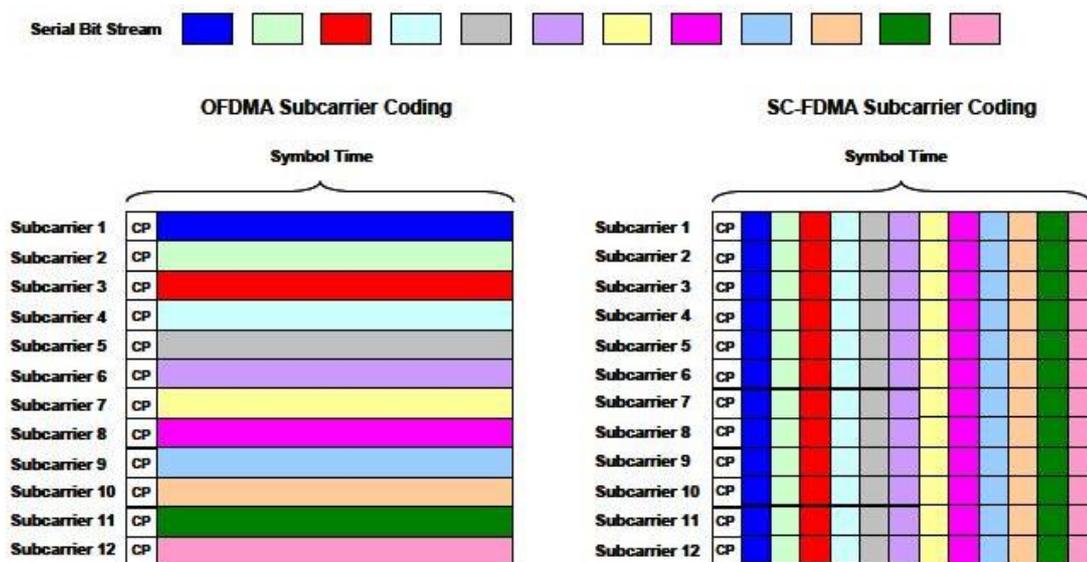


Figura 3-3. Esquema de subportadoras en OFDMA y SC-FDMA indicando diferentes símbolos con distintos colores.

3.4.1.1. Ventajas obtenidas con OFDM

Gracias al uso de OFDM se consiguieron numerosas ventajas:

- Asignación dinámica de ancho de banda a cada usuario: OFDM permite asignar un número de subportadoras y, por tanto, cierto ancho de banda de manera dinámica cambiando cada cierto periodo de tiempo. Esto proporciona cierta flexibilidad para acomodar la velocidad de transmisión dependiendo del usuario o de la aplicación, además de lograr definir diferentes calidades de servicio (QoS).

Además, en OFDMA, también es posible asignar subportadoras no contiguas a un mismo usuario. Eso aporta flexibilidad frecuencial.

- Presenta un buen funcionamiento frente al multitrayecto: el problema del multitrayecto es algo que aparece en cualquier comunicación móvil. La señal se ve afectada por diferentes obstáculos provocando múltiples reflexiones, cambiando su trayecto y llegando al terminal destino a través de distintos caminos. Esto provoca que el terminal vea la misma señal varias veces, pero con cierto retardo. Los problemas causados por el multitrayecto son:
 - o Interferencia entre símbolos (ISI): debida al retardo existente en la señal que provoca que se reciban en el mismo instante de tiempo dos símbolos diferentes. Por ejemplo, en la Figura 3-4 se observa la recepción en tiempo de varias tramas OFDM para distintos trayectos (p). Si las tramas son idénticas salvo por un retardo en la recepción se obtendrá una interferencia entre diferentes símbolos de dicha trama:

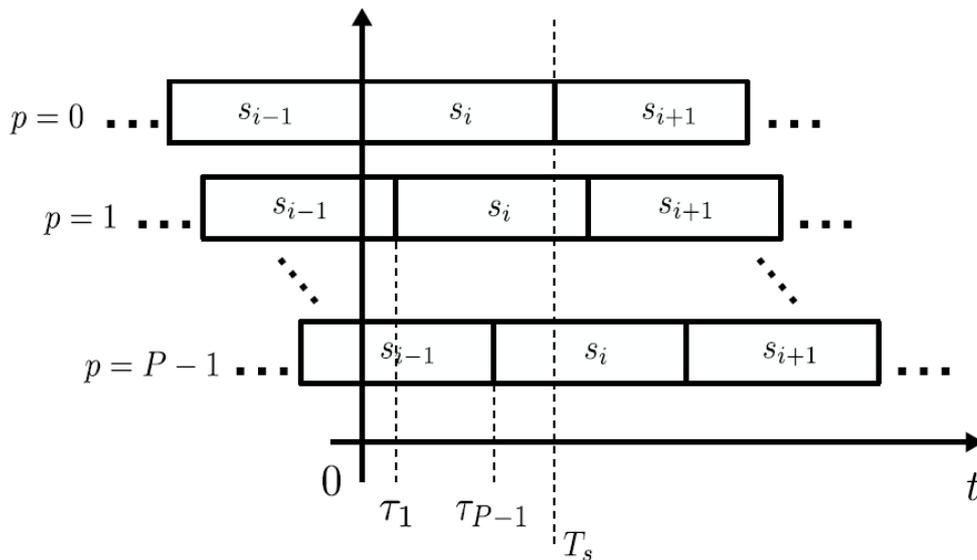


Figura 3-4. Interferencia entre símbolos debido al multitrayecto.

- Interferencia entre subportadoras (ICI): causada por la pérdida de ortogonalidad entre las subportadoras. En lugar de muestrear una subportadora en su frecuencia central, se realiza en una frecuencia diferente debido a una desviación en frecuencia. Esto provoca que se obtenga interferencia por subportadoras adyacentes como se observa en la Figura 3-5.

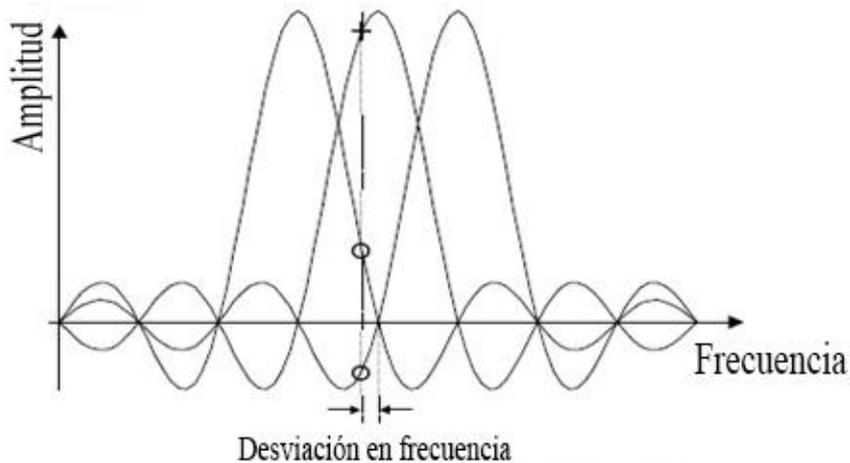


Figura 3-5. Problema de desviación en frecuencia e interferencia entre subportadoras (ICI).

OFDM utiliza el prefijo cíclico para evitar tanto la ISI como la ICI. Esta técnica consiste en situar al principio del símbolo, con duración T_s , una porción de tiempo T_g del final de éste, por lo que el símbolo tendría una duración final de $T_s + T_g$ (Figura 3-6). Con la elección adecuada de la duración del prefijo cíclico se consigue que la interferencia obtenida en la recepción no sea provocada por símbolos distintos, sino por porciones del mismo símbolo (Figura 3-7).

Esta técnica es efectiva ya que, al realizar la DFT en recepción, la salida es invariante a desplazamientos circulares como el que produce el prefijo cíclico, por lo que las diferentes réplicas retardadas de la señal debidas al multitrayecto dan lugar a la misma información.

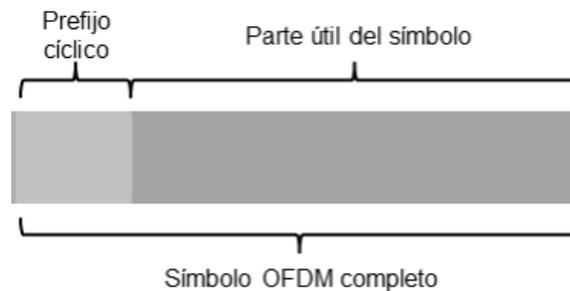


Figura 3-6. Estructura del símbolo OFDM con prefijo cíclico.

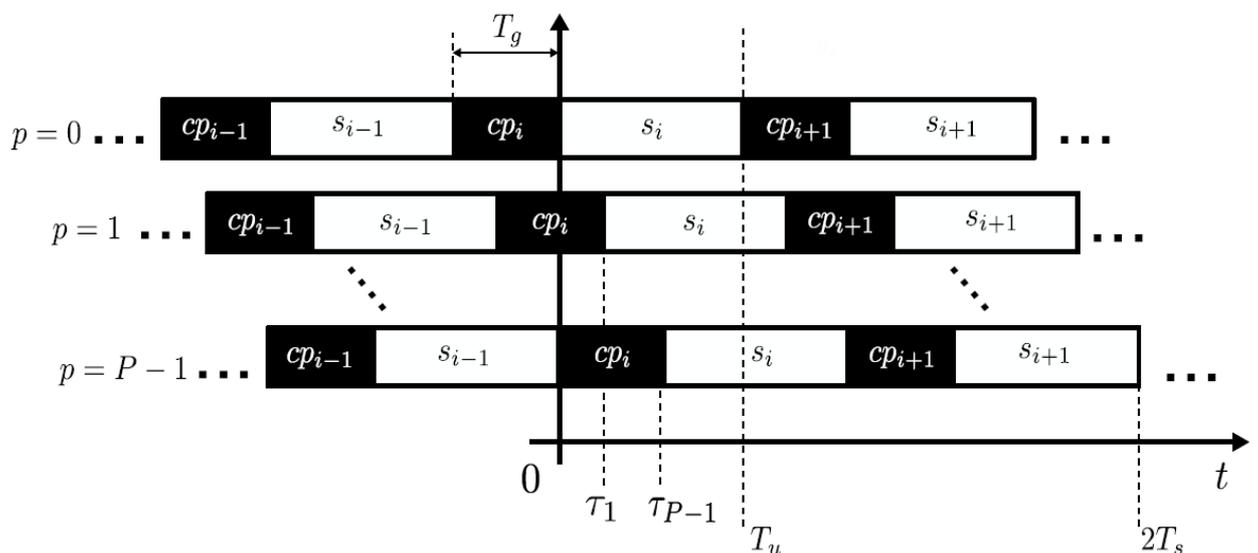


Figura 3-7. Situación en recepción de tramas OFDM con prefijo cíclico.

- Uso eficiente del ancho de banda: Gracias a la ortogonalidad, OFDM logra hacer un uso mucho más eficiente del ancho de banda asignado ya que las subportadoras pueden encontrarse solapadas sin producir esto interferencia. Por lo tanto, se puede dar servicio a un mayor número de usuarios con el mismo ancho de banda:

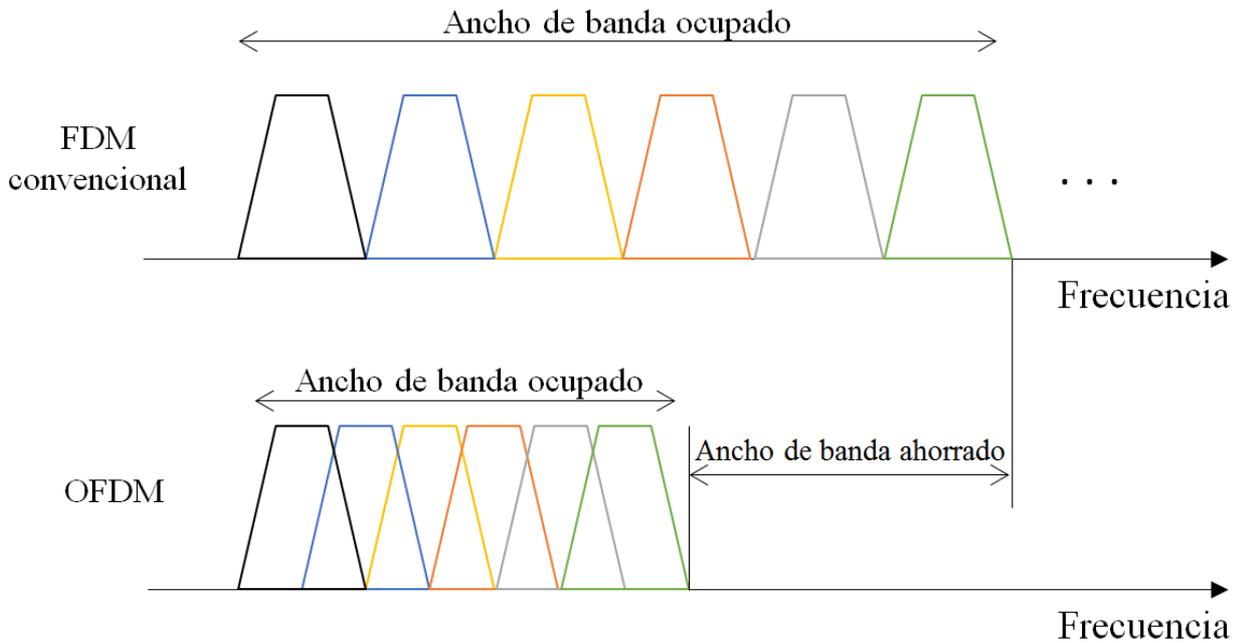


Figura 3-8. Esquemático del ahorro de ancho de banda obtenido con OFDM.

- *Sencillez de implementación:* OFDM trabaja en el dominio digital utilizando procesos de FFT/IFFT los cuales se encuentran muy optimizados.
- *Adaptación del enlace:* OFDM también se caracteriza por no tener restricciones respecto al número de símbolos modulados en las subportadoras. Esto implica que es posible la utilización de diferentes modulaciones. Las modulaciones más utilizadas en LTE son la QPSK, la 16QAM y la 64QAM.

3.4.1.2. Desventajas de OFDM:

- *Sistema vulnerable a desviaciones en frecuencia:* Al tratarse OFDM de un sistema multiportadora, es más sensible a fallos en desviaciones de frecuencia que en sistemas de una sola portadora. Los fallos en frecuencia pueden mostrarse principalmente de dos maneras:
 - Desajuste entre el reloj de muestreo del transmisor y receptor provocando ICI.
 - Pérdida de alineación entre la frecuencia de referencia de transmisor y receptor debido a la inestabilidad y variabilidad del oscilador local provocadas por las condiciones tanto de transmisor como de receptor. Provoca una degradación de la señal causada por la reducción de la amplitud de la subportadora deseada y el ICI introducido (Figura 3-5).
- *Pérdida de eficiencia debido a la introducción de prefijo cíclico y periodos de guarda:* Como se ha desarrollado en anteriores apartados, en OFDM existen problemas de ICI e ISI debido al multitrayecto inherente en las comunicaciones móviles. Una manera de reducir la degradación introducida por dichos problemas es el uso del prefijo cíclico. No obstante, su uso también introduce cierta pérdida de eficiencia ya que se están transmitiendo los mismos bits (la parte del prefijo cíclico y el final del símbolo) varias veces. Por cómo está configurado el estándar LTE se tiene un *overhead*¹(3-5) del 6,6% ó 7,2%.

$$\beta_{\text{overhead}} = \frac{T_g}{T_g + T_s} \quad (3-5)$$

¹ Hace referencia a la cantidad de bits repetidos que se transmiten en un símbolo. A mayor *overhead* peor es la eficiencia de la transmisión.

- Elevada relación entre la potencia instantánea y potencia media (PAPR): Uno de los retos a los que se enfrenta OFDM es el alojamiento de un rango dinámico elevado de la señal. Este rango dinámico hace referencia a que en una señal OFDM se obtiene una variación elevada entre la media de la potencia de la señal y el máximo de ésta. Generalmente, este rango dinámico se describe en términos de la PAPR.

$$PAPR = \frac{|s(t)|^2}{E[|s(t)|^2]} \quad (3-6)$$

Un rango dinámico elevado es algo presente en sistemas multiportadoras ya que cada una de ellas es independiente de las demás. Es decir, es posible que la secuencia de datos alinee a las subportadoras de manera constructiva (dando como resultado una señal elevada) o de manera destructiva (provocando una disminución del nivel de señal). En general, un elevado PAPR causa los siguientes problemas:

- Esta variación crea problemas para el diseño del transmisor y del receptor ya que se requiere que sean capaces de alojar este posible rango dinámico elevado con la mínima distorsión posible. En particular, el reto se encuentra en el diseño del amplificador de potencia y del amplificador de bajo ruido. Una salida elevada conduciría al amplificador de potencia a la región no lineal (cercano a saturación), lo que causa distorsión. Esta distorsión genera lo que se suele llamar recrecimiento o regeneración espectral y produce en la señal un aumento de energía transmitida en los canales adyacentes no deseada. Para dar solución a este problema, OFDM debe asegurar que las operaciones del amplificador de potencia están limitadas lo máximo posible a la región de amplificación lineal por lo que OFDM debe trabajar con la media de potencia de la señal bastante alejada de la zona no lineal para permitir altas fluctuaciones. Sin embargo, esto reduce la eficiencia ya que conlleva a una salida generalmente de menor potencia.
- Un elevado nivel de PAPR también provoca una elevada transmisión de energía fuera del ancho de banda de transmisión (*OOB*). El problema de una energía *OOB* elevada es la interferencia introducida en los canales adyacentes. Para mitigar esta interferencia los canales deberán tener un ancho de banda de guarda entre ellos, aunque esto conlleva a un uso más ineficiente del espectro. Además, otra forma de mitigar la interferencia en los canales adyacentes que suelen introducir los estándares consiste en establecer una máscara espectral que la señal debe cumplir.

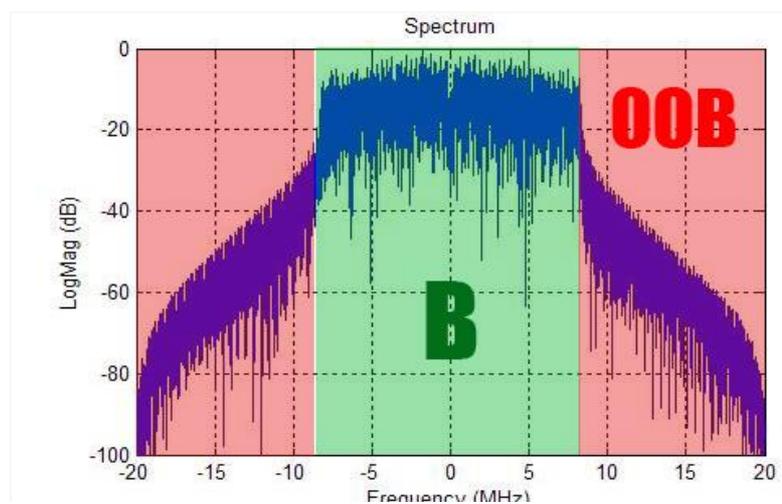


Figura 3-9. Zona de transmisión en banda (B) y fuera de banda (OOB) de una señal OFDM.

Fundamentalmente, son los problemas de pérdida de eficiencia debido a la inclusión del prefijo cíclico y el elevado nivel de PAPR los que hacen que OFDM no sea la forma de onda candidata más adecuada para la siguiente generación de comunicaciones móviles 5G (se verá más en detalle en capítulos posteriores).

No obstante, a finales del año 2017 salió a la luz la *Release 15* ó 5G NR (*5G New Radio*) definiendo un estándar destinado a aportar soluciones a alguna de las exigencias de 5G basado en OFDM.

3.5. 5G New Radio: adaptación de OFDM para 5G

En diciembre de 2017 el 3GPP aprobó las especificaciones para el primer estándar de 5G NR. El acuerdo es para el 5G NR Non-Standalone (NSA) en el cual el dispositivo móvil usa transceptores LTE y NR simultáneamente y permitirá realizar pruebas comerciales de lo que será en un futuro el 5G. Esto favorecerá a las empresas de telecomunicaciones y fabricantes de hardware ya que cuentan con un estándar aprobado que les permite prepararse para la llegada del 5G integral.

El 14 de junio de 2018, el 3GPP anunciaba que se había llegado a un acuerdo de estándar para el 5G NR modo *standalone* (SA) [3]. Esto quiere decir que permitirá tener nuevas implementaciones en zonas y regiones donde no se use infraestructura LTE, es decir, redes que se construyen desde cero y que serán 5G desde un inicio.

Algunas de las características de 5G NR son:

- Uso de otra parte del espectro: El estándar 5G NR define varios grupos del espectro destinados específicamente para el uso de NR que van desde los 2,5 GHz a los 40 GHz. No obstante, dos bandas son las que se destinarán de manera más inmediata al despliegue en dispositivos móviles: de 3,3 GHz a 3,8 GHz y de 4,4 GHz a 5 GHz. De hecho, la banda de 3,3 GHz a 3,8 GHz podría ver despliegues 5G en 2018. Los organismos reguladores en los Estados Unidos, Europa y varios países asiáticos ya han liberado este espectro para el uso de 5G.
- Uso de haces analógicos y digitales para optimizar la intensidad de la señal: 5G NR utiliza una combinación de haz analógico y digital. La motivación para utilizar haces analógicos recae en la mayor dificultad de propagación de la señal en un espectro de mayor frecuencia y en la utilización de antenas de menor tamaño. Por encima de 24 GHz, la formación de haces analógicos de anchos de haz más estrechos les da a las estaciones base 5G la capacidad de dirigir las señales de enlace descendente de manera más eficiente. La estación base realiza un escaneo pudiendo identificar la ubicación del haz más efectiva para conectar con un terminal específico.
- Basado en OFDM: Pese a existir varias formas de onda candidatas para 5G, la primera fase de 5G NR tiene como base OFDM, la forma de onda utilizada en LTE. Para el enlace descendente se utiliza Cyclic Prefix-OFDM (CP-OFDM) y para el enlace ascendente 5G NR utiliza CP-OFDM (OFDM con prefijo cíclico) y DFT-S-OFDM (similar a OFDM pero realizando una conversión serie a paralelo del vector de símbolos recibidos y realizando a continuación una DFT de dicha matriz resultante antes de realizar el mapeado de los símbolos en cada subportadora). No obstante, el estándar introduce cambios en el espaciado de las portadoras para aportar la flexibilidad en la formación de la señal y de las tramas que demanda 5G.

3.5.1. Capa física en 5G NR

Como se comentó anteriormente, 5G NR introduce flexibilidad en el uso del espectro y la formación de las tramas basándose en la forma de onda OFDM y utilizando un espaciado diferente entre subportadoras para cada escenario. A esto se le denomina “numerología”.

A continuación, se expondrán los parámetros claves de 5G NR, así como los posibles valores de la separación entre portadoras y ejemplos que ayuden a asimilar estos conceptos.

Tabla 3-2. Parámetros clave de 5G NR.

Parámetro	0, ..., 24 GHz	24, ..., 100 GHz
Forma de acceso	<i>Downlink</i> : CP-OFDM; <i>Uplink</i> : CP-OFDM, DFT-s-OFDM	
Ancho de banda por portadora	5, 10, 15, 20, 25, 30, 40, 50, 60, 80, 90, 100 MHz	50, 100, 200, 400 MHz
Espaciado entre subportadoras	15, 30, 60 kHz	60, 120, 240 (no para datos) kHz
Modulación	QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM; <i>uplink</i> soporta $\pi/2$ -BPSK (sólo DFT-s-OFDM)	
Longitud de la trama radio	10 ms	
Duración de la subtrama	1 ms (alineamiento cada 1 ms)	
Modo dúplex	TDD, FDD	TDD

En la Tabla 3-2 se observan los parámetros que pueden ser utilizados para la formación de la señal 5G NR. A destacar la posibilidad de elegir entre varios espaciados entre subportadoras diferentes. Cada uno de ellos aportará ciertas ventajas para algunos escenarios específicos que se verán más adelante.

La numerología en NR define el espaciado entre subportadoras (SCS ó Δf) con la siguiente fórmula:

$$SCS = 15 \cdot 2^\mu \text{ kHz, con } \mu \in \{0, 1, 2, 3, 4\}$$

Siendo SCS ó Δf el indicado en la siguiente figura²:

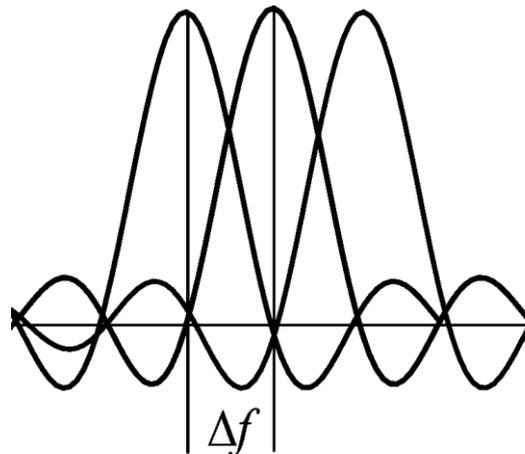


Figura 3-10. Significado de separación entre subportadoras (Δf).

En 5G NR se tienen 14 símbolos por *slot*. Además, varios *slots* (el número depende del valor de SCS) generan una subtrama que tiene una duración de 1 ms. Por último, 10 subtramas de 1 ms conforman una trama de 10 ms. Además, se tiene un prefijo cíclico mayor al principio en el primer símbolo OFDM. Para aclarar esta estructura se propondrán los siguientes ejemplos:

² Hay autores que definen SCS como el espaciado entre los pasos por 0 del lóbulo principal de una subportadora.

Ejemplos: Formación de tramas en 5G NR

En primer lugar, se debe definir el parámetro T_C , el tiempo básico unitario:

$$T_C = \frac{1}{(\Delta f_{m\acute{a}x} + N_{FFT})} = \frac{1}{(480 \text{ kHz} \cdot 4096)} \approx 0.51 \text{ ns.}$$

Además, se define la constante $\kappa = T_S/T_C = 64$. Supongamos que se tiene un SCS de 15 kHz (el utilizado en LTE). Entonces, la trama se formaría de la siguiente forma:

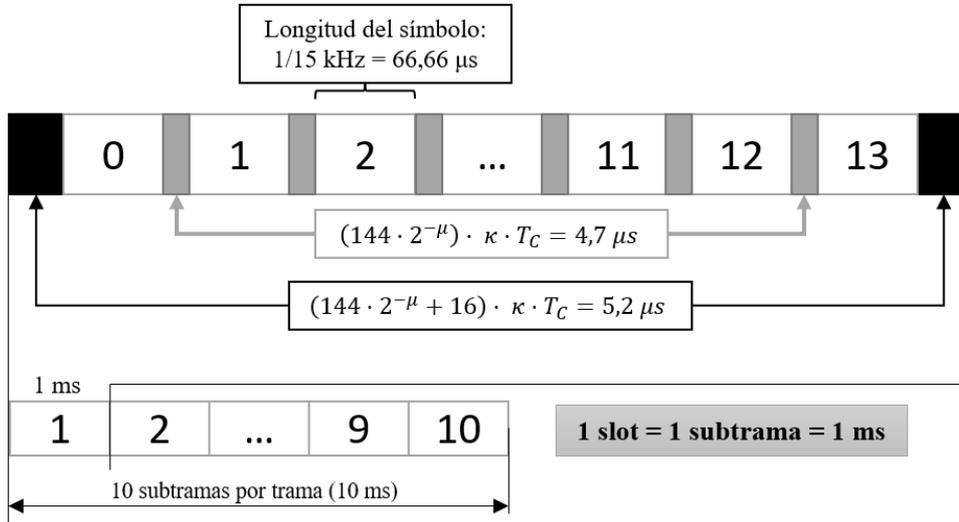


Figura 3-11. Formación de trama con SCS de 15 kHz.

La duración del slot en este caso sería de: $2 \cdot 5,2 \mu s + 13 \cdot 4,7 \mu s + 14 \cdot 66,66 \mu s = 1 \text{ ms}$. Por lo que con SCS de 15 kHz se consigue que la duración del slot sea igual a la duración de la subtrama, por lo que 10 slots conforman la trama. A continuación, se repetirá para un SCS de 60 kHz:

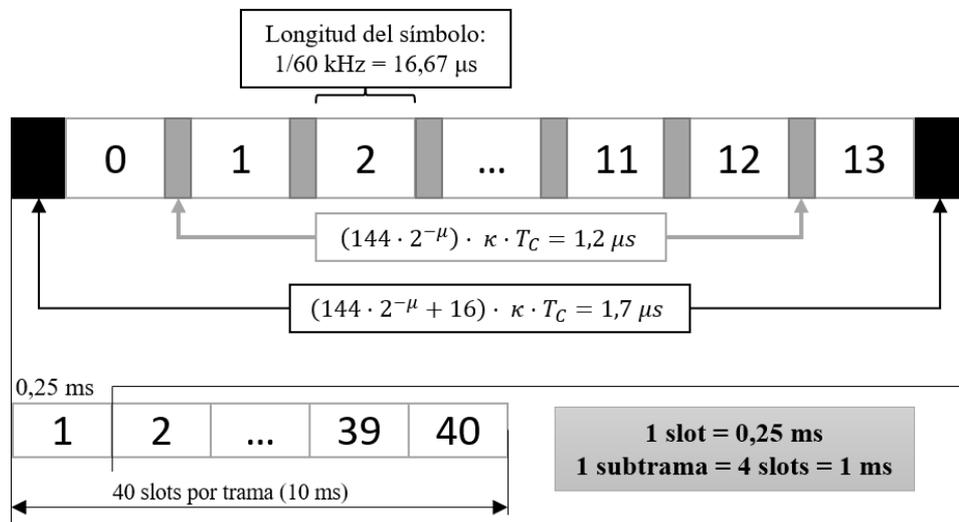


Figura 3-12. Formación de trama con SCS de 60 kHz.

La duración del slot para el caso de SCS = 60 kHz sería de: $2 \cdot 1,7 \mu s + 13 \cdot 1,2 \mu s + 14 \cdot 16,67 \mu s = 0,25 \text{ ms}$. Por lo que esta configuración requiere de 4 slots para completar una subtrama y 40 slots (10 subtramas) para completar una trama.

Con estos ejemplos se comprueba la flexibilidad existente en el estándar 5G NR permitiendo configurar el espaciado entre subportadoras para transmitir una cantidad diferente de slots por trama. La cantidad de slots por trama y subtrama se resume en la Tabla 3-3.

Tabla 3-3. Resumen del número de slots por trama y subtrama.

μ	$\Delta f = 2^\mu \times 15[\text{kHz}]$	Slots por trama	Slots por subtrama
0	15	10	1
1	30	20	2
2	60	40	4
3	120	80	8
4	240	160	16

Esta flexibilidad existente a la hora de la creación de las tramas en NR permite abordar de manera eficiente las diferentes particiones del espectro, el desarrollo de las implementaciones y de los servicios servicios.

Para finalizar este apartado se expondrá un esquema con diferentes espaciados entre subportadoras, anchos de banda ocupados y servicios para los que se utilizaría [4]:

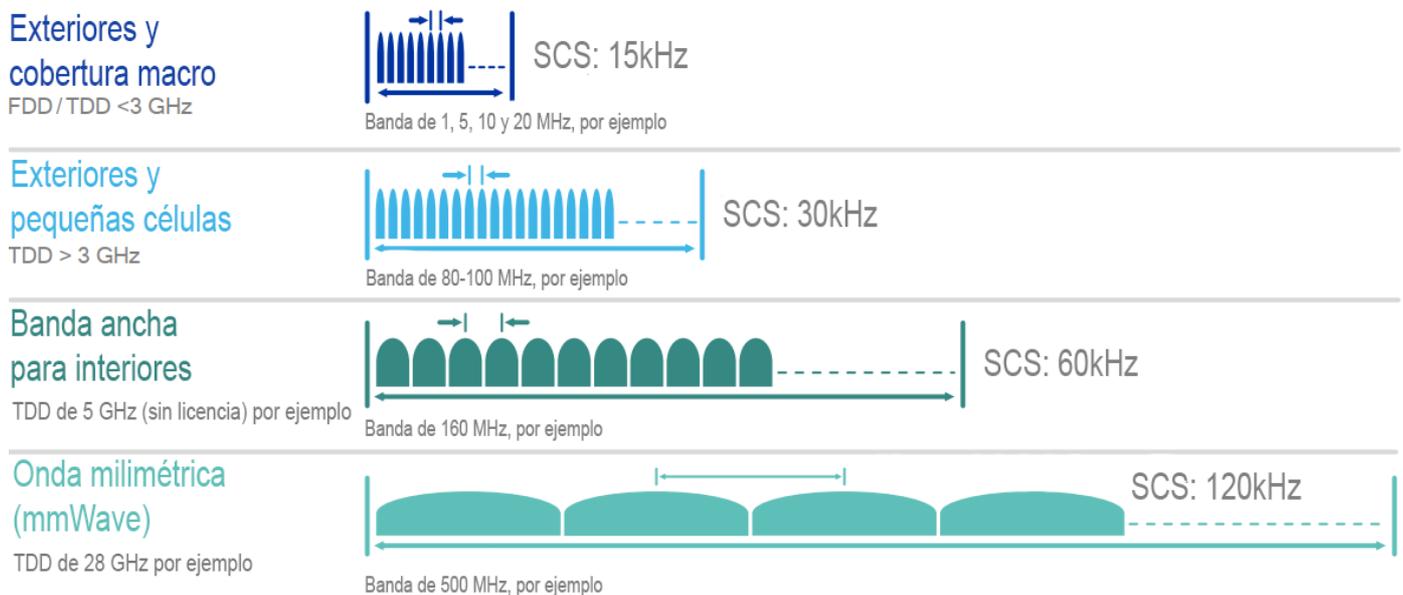


Figura 3-13. Ejemplo de uso y anchos de banda para distintas configuraciones de 5G NR.

3.6. Quinta generación (5G): Necesidades y requisitos

Como se ha podido observar a lo largo de este capítulo, la evolución en las redes de comunicaciones móviles, al igual que en otros muchos ámbitos de la sociedad, se produce principalmente debido a las necesidades que surgen. Un resumen de eso podría ser:

- Las redes 2G surgen fundamentalmente por la necesidad de estandarizar las diferentes redes 1G existentes, además de añadir seguridad y la posibilidad de enviar también mensajes.
- Las redes 3G nacen ante la necesidad de incorporar la posibilidad de utilizar Internet en el terminal debido al auge que estaba experimentando en aquella época.
- Las redes 4G se desarrollaron con el objetivo de aumentar las velocidades de conexión para posibilitar el uso de las aplicaciones y servicios multimedia que surgieron (video *streaming*, VoIP...).

Visto esto cabría preguntarse: ¿Qué necesidades han surgido para desarrollar la quinta generación? Y, ante estas nuevas necesidades, ¿qué requisitos deben cumplir las redes o señales 5G para poder satisfacerlas? En este apartado se dará respuestas a ambas preguntas.

3.6.1. Aumento de los usuarios, tráfico y de la diversidad de aplicaciones

En los últimos años ha existido un incremento masivo del número de usuarios de redes móviles y, por tanto, de la demanda y el tráfico. Para dar una idea de dicho incremento, en 2013 existían 1,9 billones de *Smartphones* mientras que en 2019 se espera que se lleguen a los 5,6 billones. De hecho, con el crecimiento exponencial que está experimentando el tráfico sobre redes móviles se espera que pronto supere al tráfico de servicio fijo [5]. Esto se muestra en el siguiente gráfico (1 PetaByte = 1000 TeraBytes = 1.000.000 GigaBytes):

Consumo de tráfico Web, Email, y Datos (tendencia exponencial)

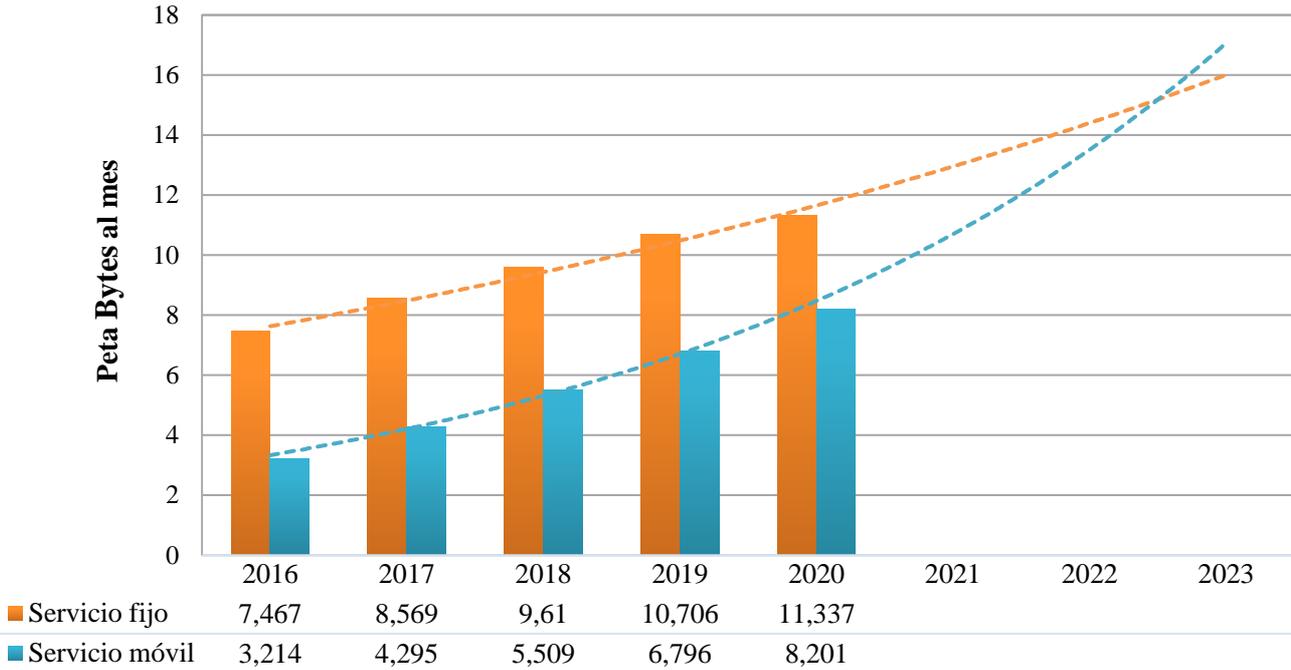


Figura 3-14. Gráfico comparando el tráfico web, de correo electrónico y de datos de redes fijas y móviles.

El crecimiento del tráfico consumido en redes móviles es algo que lleva ocurriendo desde hace décadas ya que es algo inherente en el aumento de la población mundial y en la mejora de las tecnologías. No obstante, en estos últimos años se han desarrollado nuevas aplicaciones que, además de acelerar el crecimiento del tráfico, ha diversificado en gran cantidad la naturaleza de este. Algunos de estos “disparadores” o “aceleradores” del crecimiento del tráfico más importantes se detallan a continuación [6]:



Figura 3-15. Diagrama de aceleradores del crecimiento del tráfico para 2020.

- Internet de las cosas (IoT): El IoT tiene su base teórica en la adición de sensores y conectividad a cualquier objeto convirtiéndolos en “inteligentes”. Todos estos objetos inteligentes se comunican entre sí o con un dispositivo que hace la función de controlador. Este paso de mensajes provoca un aumento en el tráfico de datos en redes móviles. El crecimiento de dispositivos IoT se observa en la Figura 3-16.
- Machine-to-machine (M2M): Las aplicaciones y dispositivos M2M (máquina a máquina) es uno de los segmentos que presenta un crecimiento más rápido en el uso de redes móviles. Millones de máquinas utilizarán potencialmente las redes móviles para acceder a servicios en línea y conectarse entre sí. Se espera que las conexiones M2M superen por varios órdenes de magnitud a la población mundial. La evolución en el número de conexiones M2M se observa en la Figura 3-17.
- Resolución de pantalla mejorada: Las mejoras en la resolución de pantalla (por ejemplo, 4K UHD, etc.) además del aumento de la demanda de descarga y de la transmisión de vídeo generan más tráfico que se consume en los *Smartphones* o *tablets*.
- Proliferación de “pantallas ambientales”: Las “pantallas ambientales” o “superficies de información” son dispositivos que se encargan de mostrar información actualizada, como pantallas en ascensores, noticias, etc.
- Implementación acelerada de nuevas tecnologías: Las nuevas tecnologías incrementarán la tasa de transmisión y la calidad de experiencia (QoE), lo que también incrementará la demanda del usuario y provocará el decrecimiento del coste por dispositivo. Esta reducción en los precios de los terminales también provocará una mayor demanda.
- Cloud computing: La demanda dirigida hacia los servicios móviles en la nube están creciendo debido a que los usuarios están adoptando incrementalmente más servicios que requieren ser accesibles de manera ubicua. Con el crecimiento de los usuarios consumiendo estos servicios en la nube, el tráfico entre terminales, servidores y datos almacenados en la nube continuará creciendo.
- Crecimiento del streaming de audio/vídeo: Cada vez es más común que el usuario utilice su terminal para entretenerse “en vivo” que requiere un gran ancho de banda, lo que incrementa el consumo de datos.
- La evolución en el uso y las características del tráfico: Las características del tráfico están evolucionando tanto en los servicios actuales (navegación web, voz, *streaming*, etc.) como en servicios emergentes permitiendo cambiar durante la conexión la velocidad de la transmisión. Esto conlleva a un aumento en el tráfico neto de subida y bajada del dispositivo.

Dispositivos IoT conectados (nivel mundial)

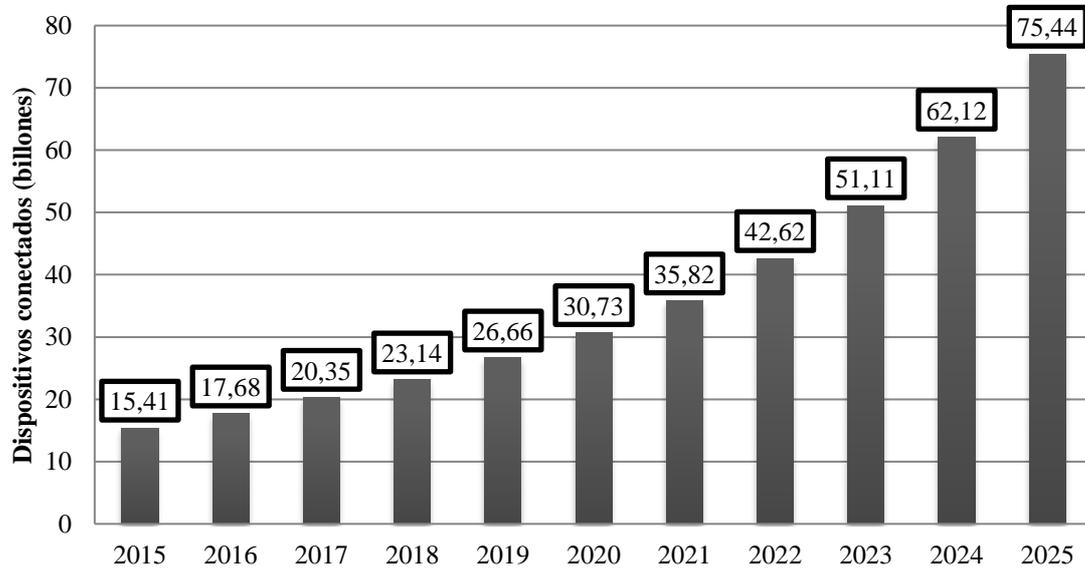


Figura 3-16. Número de dispositivos IoT conectados mundialmente de 2015 a 2025 (billones).

Fuente: statista.com

Número de conexiones M2M (nivel mundial)

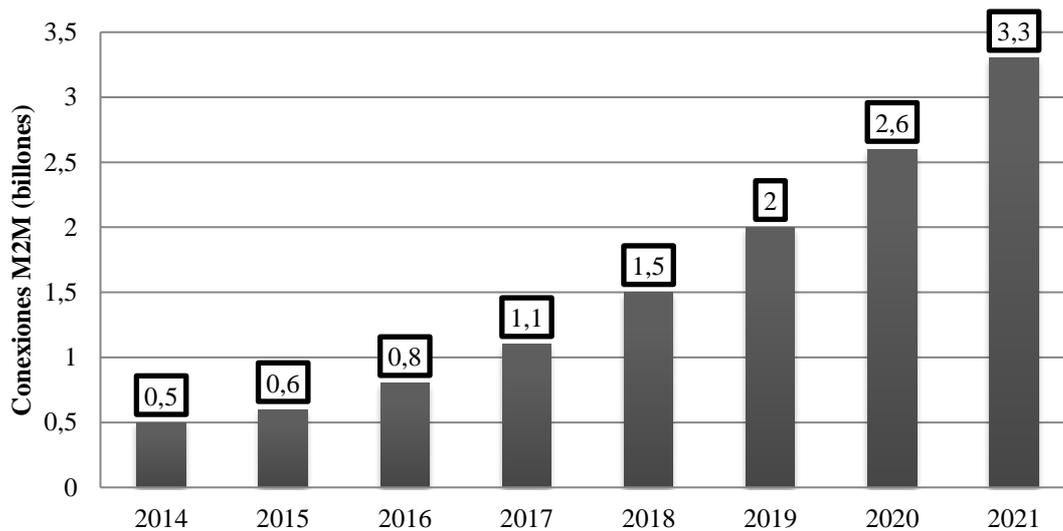


Figura 3-17. Número de conexiones M2M a escala mundial de 2014 a 2021 (billones).

Fuente: statista.com

3.6.2. Requisitos para hacer frente al aumento del tráfico

Para lograr dar servicio al elevado número de usuarios y/o dispositivos que se espera que estén conectados a las redes de comunicación móvil, la siguiente generación debe cumplir ciertos requisitos:

- Disponibilidad del espectro: Numerosos dispositivos estarán comunicándose simultáneamente. Esto provoca que cada uno de ellos necesite parte del espectro para alojar su señal. Para la nueva generación es necesaria la ampliación del espectro disponible.
- Compartición del espectro más eficiente: Como se ha comentado en el punto anterior, varios dispositivos estarán utilizando parte del espectro de forma simultánea. Aunque se amplíe el espectro disponible para 5G otro factor clave es que se comparta de manera más eficiente. Si las transmisiones de los dispositivos se ajustan mejor al ancho de banda disponible y transmiten poca energía fuera de dicho ancho de banda se producirá una menor interferencia entre canales adyacentes. Esto posibilita la disminución o no utilización de bandas de guarda entre canales y, por lo tanto, la posibilidad de alojar un mayor número de usuarios en un mismo ancho de banda.
- Flexibilidad ante el tráfico para distintas aplicaciones: En las redes 5G se espera que los dispositivos conectados posean una diversidad elevada (aplicaciones multimedia, IoT, M2M, smartphones, voz...). Cada aplicación requiere una tasa de bits diferente: una señal de vídeo en *streaming* con calidad HD necesita un ancho de banda mucho mayor que el paso de mensajes entre dos sensores IoT. Es por ello que la generación de la señal por parte de los dispositivos debe ser flexible permitiendo ajustarla a los requisitos de su comunicación.
- Nueva estructura/topología de la red: Una red que utilice un tamaño de células de menor será capaz de dar una mayor capacidad ante un incremento masivo de usuarios y de tráfico. Para muchas aplicaciones, las femtocélulas proveen una mayor capacidad pudiendo ser utilizadas, por ejemplo, para entornos domésticos.
- Menor latencia: Por latencia se entiende el tiempo que transcurre entre que un dispositivo emisor envía el mensaje y el receptor lo recibe. Según la ITU, se desea una latencia máxima de 4 ms, siendo de 1 ms para aplicaciones URLLC.

3.7. Conclusiones

A lo largo de este capítulo se ha hecho un estudio de las generaciones de redes móviles comprobando cómo se iban mejorando las prestaciones de las mismas satisfaciendo ciertas necesidades existentes en la época en la que surgieron.

Se ha explicado más en profundidad la cuarta generación así como la forma de onda utilizada para la misma, OFDM, ya que, al ser la utilizada por las comunicaciones móviles actuales, será la base de la comparación de prestaciones con las formas de ondas candidatas para 5G.

Las formas de onda candidatas para 5G que se estudiarán en este trabajo serán GFDM, FBMC y UFMC, haciendo un estudio en mayor profundidad de la primera de ellas. Entre las prestaciones que estas formas de onda aportan están una menor transmisión fuera de banda (OOB) y una mayor flexibilidad en su generación que OFDM. Es por ello que, si estas prestaciones se cumplen, serán más aptas para 5G que OFDM.

4. GFDM

We know the past but cannot control it. We control the future but cannot know it.

- Claude Shannon -

La forma de onda Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM) establece un esquema de modulación multiportadora flexible para redes 5G. Está basada en la modulación de bloques independientes los cuales están compuestos de un número de subportadoras y de subsímbolos. Estos bloques son modulados mediante bancos de filtros compuestos por un pulso prototipo desplazado de manera circular en tiempo y frecuencia. Este capítulo englobará la generación, transmisión y recepción de la señal GFDM permitiendo, junto a una comparación con OFDM, concluir sus principales ventajas e inconvenientes.

4.1. Modulador GFDM

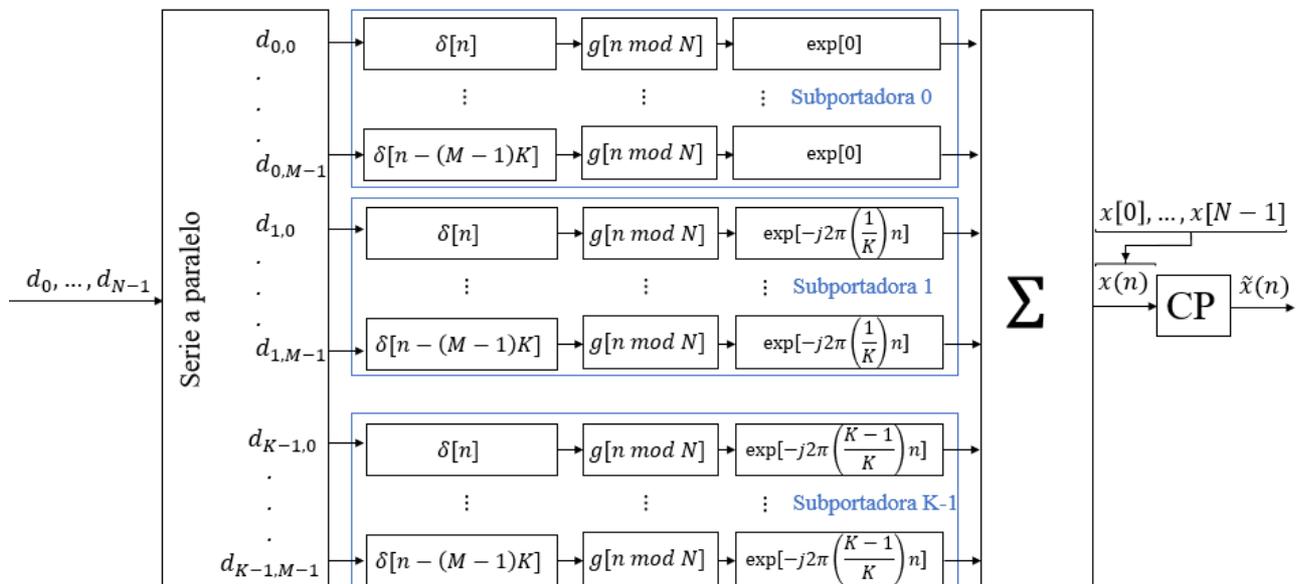


Figura 4-1. Diagrama de bloques del modulador GFDM.

El modulador GFDM recibe el vector de N elementos \vec{d} , el cual descompone en K subportadoras con M subsímbolos cada una [7]. Este paso se muestra en (4-1). El vector resultante \vec{d} contiene $N = K M$ elementos en el que el elemento $d_{k,m}$ corresponde con el dato transmitido en la subportadora k del subsímbolo m del bloque de elementos.

$$\vec{d} = (\vec{d}_0^T, \dots, \vec{d}_{M-1}^T)^T \text{ con } \vec{d}_m = (d_{0,m}, \dots, d_{K-1,m})^T \quad (4-1)$$

Cada subsímbolo pasa por un banco de filtros compuesto por el pulso utilizado para transmitir cada dato desplazado circularmente en tiempo. Antes de esto, cada subsímbolo se sobremuestra con tasa K consiguiendo que los datos adyacentes no intervengan en el filtrado como se observa en la siguiente imagen:

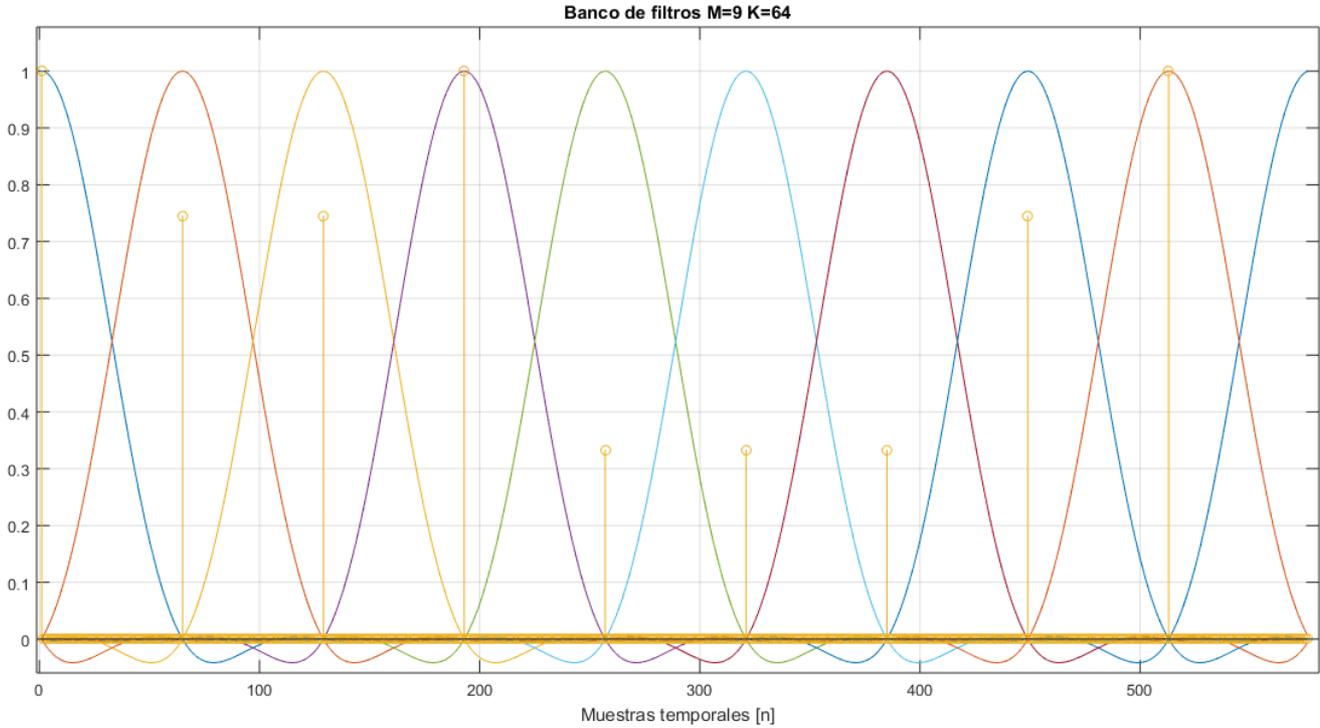


Figura 4-2. Banco de filtros para $M = 9$ junto con un símbolo sobremuestreado.

Gracias al diseño del filtro prototipo y al sobremuestro de cada subsímbolo se consigue que cuando se filtra la muestra n del subsímbolo m el filtro tenga valor nulo en la posición de las demás $K - 1$ muestras de los restantes subsímbolos y donde el filtro no tenga valor nulo se tenga un valor en las muestras de 0.

El dato $d_{k,m}$ es transmitido con el pulso correspondiente:

$$g_{k,m}[n] = g[(n - mK) \bmod N] \exp\left[-\frac{j2\pi k}{K} n\right] \quad (4-2)$$

En la ecuación (4-2) el índice n indica el índice de tiempo discreto.

En GFDM se utiliza un filtro prototipo $g[n]$ que frecuentemente se trata de un coseno alzado (RC), raíz de coseno alzado (RRC) o Dirichlet, entre otros. Cada pulso $g_{k,m}[n]$ es una versión desplazada circularmente en tiempo del pulso $g_{k,0}[n]$ debido a la operación módulo y una versión desplazada en frecuencia conseguida gracias a la exponencial compleja.

Las muestras transmitidas $\vec{x} = (x[n])^T$ se obtienen con la suma de todos los símbolos transmitidos:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} g_{k,m}[n] d_{k,n}, \quad n = 0, \dots, N - 1 \quad (4-3)$$

Una vez obtenido \vec{x} se añade el prefijo cíclico de N_{CP} muestras tras el modulador GFDM para producir $\vec{\tilde{x}}$.

4.1.1. Matriz de transmisión A

Es usual realizar las operaciones de la ecuación (4-3) de manera matricial. Para ello se debe definir la matriz de transmisión A de tamaño $K M \times K M$ de manera que la ecuación (4-3) se puede reformular como:

$$\vec{x} = A \vec{d} \quad (4-4)$$

La estructura de la matriz A queda de la siguiente forma:

$$A = (\vec{g}_{0,0} \dots \vec{g}_{K-1,0} \quad \vec{g}_{0,1} \dots \vec{g}_{K-1,M-1}) \quad (4-5)$$

Las columnas de la matriz de transmisión A son las versiones desplazadas circularmente en tiempo y en frecuencia de la primera columna $\vec{g}_{0,0}$ situadas de la siguiente manera:

- Se agrupan los K pulsos encargados de transmitir cada k muestras del primer subsímbolo. A continuación, se sitúan los K pulsos transmisores de las k muestras del segundo subsímbolo y así sucesivamente hasta tener M bloques de K pulsos transmisores.
- Para cada agrupación de K pulsos se realiza la elevación en frecuencia correspondiente. El pulso k de cada agrupación se elevaría a la frecuencia $\frac{k-1}{K}$. De este modo, se divide el espectro en K bandas de manera que cada muestra del subsímbolo M se sitúa en la banda k correspondiente.

De esta forma, la matriz A queda construida con M bloques de K pulsos cada uno. Para la mejor comprensión de esta matriz se han realizado las siguientes representaciones tomando unos valores de $M = 7$ y $K = 4$:

- Representando el valor absoluto de la matriz de transmisión se obtiene:

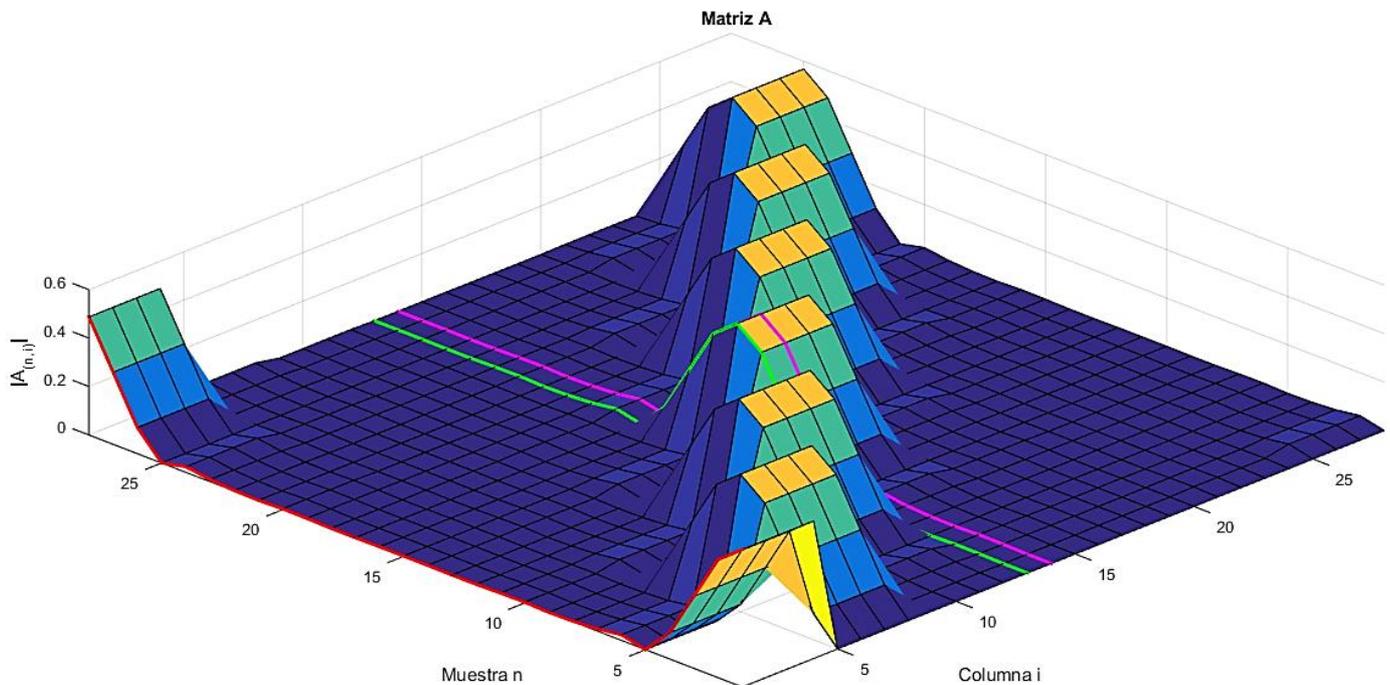


Figura 4-3. Valor absoluto de la matriz de transmisión para unos valores de $K = 4$ y $M = 7$.

En la Figura 4-3 se puede comprobar la estructura comentada anteriormente: M bloques de K filtros desplazados. Se representan a continuación los pulsos indicados en color rojo, verde y magenta:

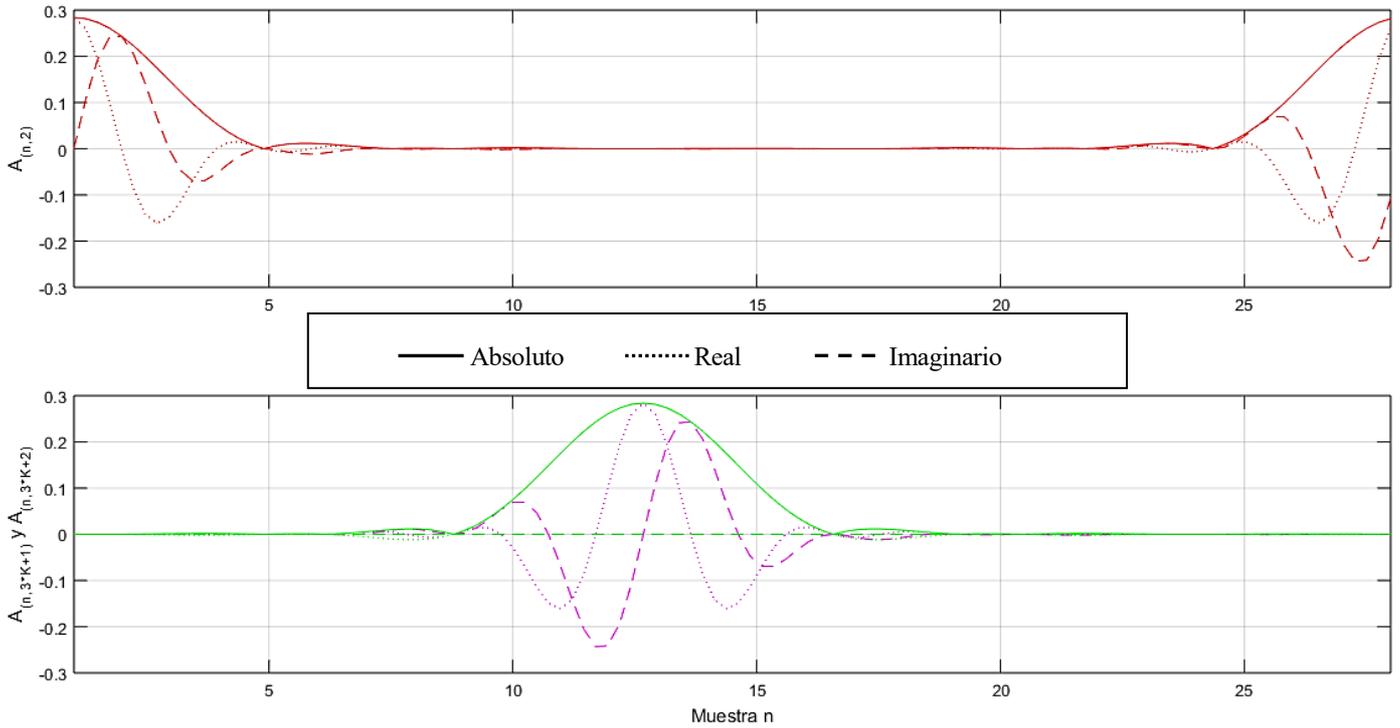


Figura 4-4. Representación de tres pulsos de la matriz de transmisión.

Se observa lo siguiente:

- El pulso rojo filtra las muestras del primer subsímbolo y se hace 0 para los valores donde están situadas las siguientes. En este ejemplo sería en la posición 1, siendo nulas las demás muestras con valor $n = mK + 1$, $m = 1, \dots, M - 1$.
- Tanto el pulso verde como el magenta se encargan de transmitir el mismo subsímbolo, en este caso la tercera muestra de los mismos ($n = 3K + 1 = 13$), pero se observa que su composición en parte real e imaginaria es distinta. Esto es debido a que cada uno está situado a una frecuencia distinta. Para este caso particular se tiene que el pulso verde corresponde con el primero del bloque de K pulsos, es decir, el pulso $k = 1$. Sustituyendo en (4-2) se obtiene:

$$g_{k=1,m=3}[n] = g[(n) \bmod N] \exp[0] \quad (4-6)$$

Es decir, que el pulso verde se trata del pulso prototipo desplazado en el tiempo, pero no en frecuencia. Es por ello por lo que su parte imaginaria tiene un valor nulo. No obstante, el pulso magenta es el segundo del bloque, es decir, $k = 2$. Aplicando (4-2) como se hizo en (4-6) se tiene un desplazamiento en frecuencia.

Por ello, pese a que ambos pulsos tienen la misma respuesta en valor absoluto y se encargan de transmitir la posición de la muestra del símbolo, el resultado es distinto debido a la elevación en frecuencia.

Otra forma de ver lo explicado anteriormente es con su representación en frecuencia:

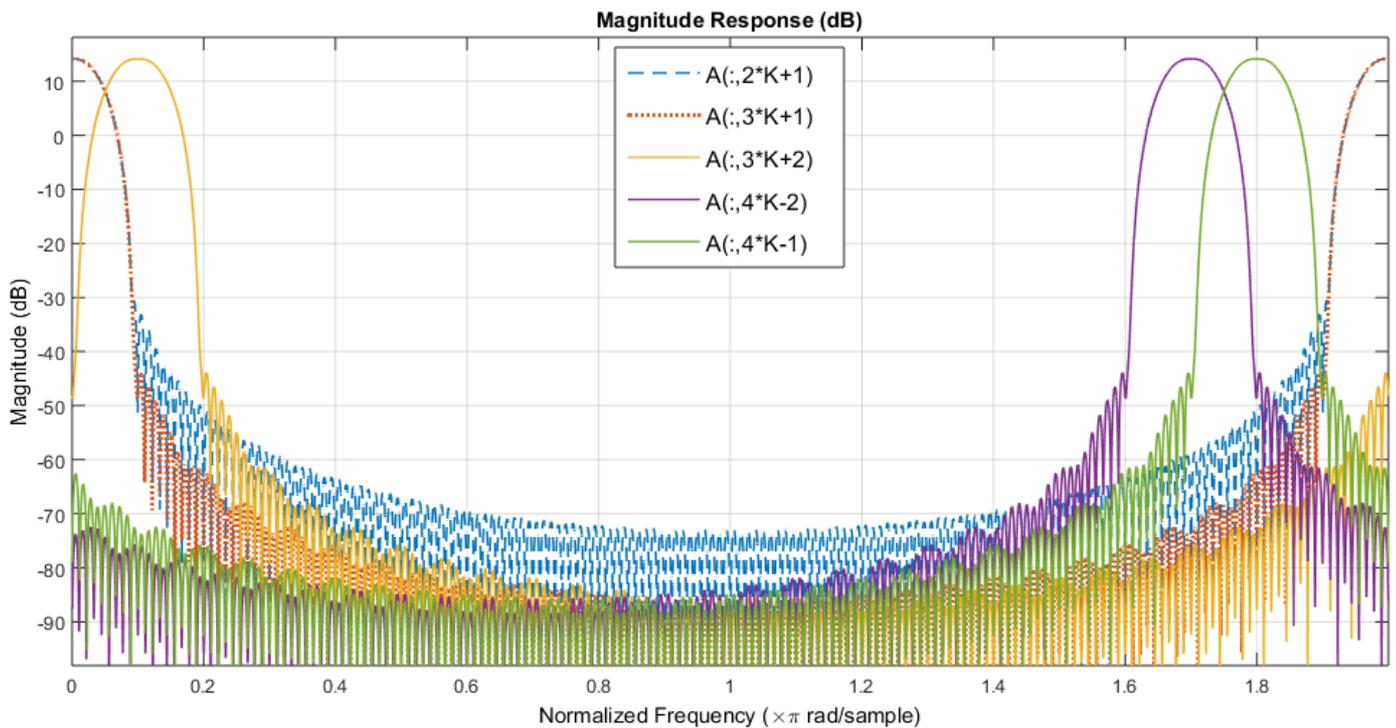


Figura 4-5. Respuesta en frecuencia de pulsos que componen a la matriz de transmisión.

Respecto a la Figura 4-5 se realizan los siguientes comentarios:

- El pulso rojo y azul coinciden en el espectro, es decir, están situados a la misma frecuencia pese a pertenecer a dos bloques de filtros diferentes (Figura 4-3). Esto es debido a que están situadas en la misma posición en sus respectivos bloques (en este caso en la posición $k = 1$) por lo que en (4-2) se obtendría la misma frecuencia a la que elevar dicho pulso.
- El espectro es dividido en K subbandas. Se observa que a medida que aumenta el índice k se recorre el espectro a través de dichas divisiones. Para una $k = 1$ se tiene el pulso al comienzo del espectro, para $k = 2$ se observa que el pulso avanza a la siguiente subbanda (pulso amarillo). Si se usa un valor de $k = -2$ y $k = -1$ se obtienen los pulsos penúltimo y antepenúltimo del bloque K anterior (pulsos verde y violeta). Para estos dos últimos casos se comprueba como ocupan la penúltima y antepenúltima subbanda del espectro.
- Otro efecto presente en la Figura 4-5 es el de la energía que los pulsos contienen fuera de la subbanda. Es importante observar cómo el pulso rojo tiene menor energía fuera de banda que el pulso azul pese a estar ambos en la misma subbanda. Dicho efecto será explicado en el apartado “GS-GFDM: GFDM con primer subsímbolo a cero”.

4.1.2. Inserción de prefijo cíclico en GFDM

En OFDM cada símbolo requería un prefijo cíclico, cuyo diseño dependía del canal. En GFDM el uso del prefijo cíclico se vuelve más eficiente ya que se inserta un único prefijo cíclico por cada símbolo completo GFDM, es decir, para M subsímbolos.

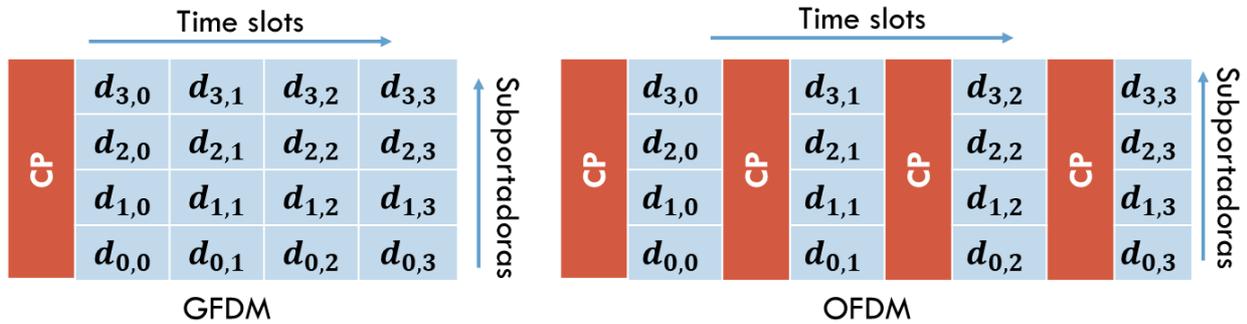


Figura 4-6. Comparación del uso del prefijo cíclico entre GFDM y OFDM.

Este uso del prefijo cíclico aporta eficiencia espectral y reduce la duración total de la trama, lo que favorece a las comunicaciones de baja latencia y conlleva un menor procesamiento de la señal.

Visualmente, las tramas OFDM y GFDM quedarían de la siguiente manera:

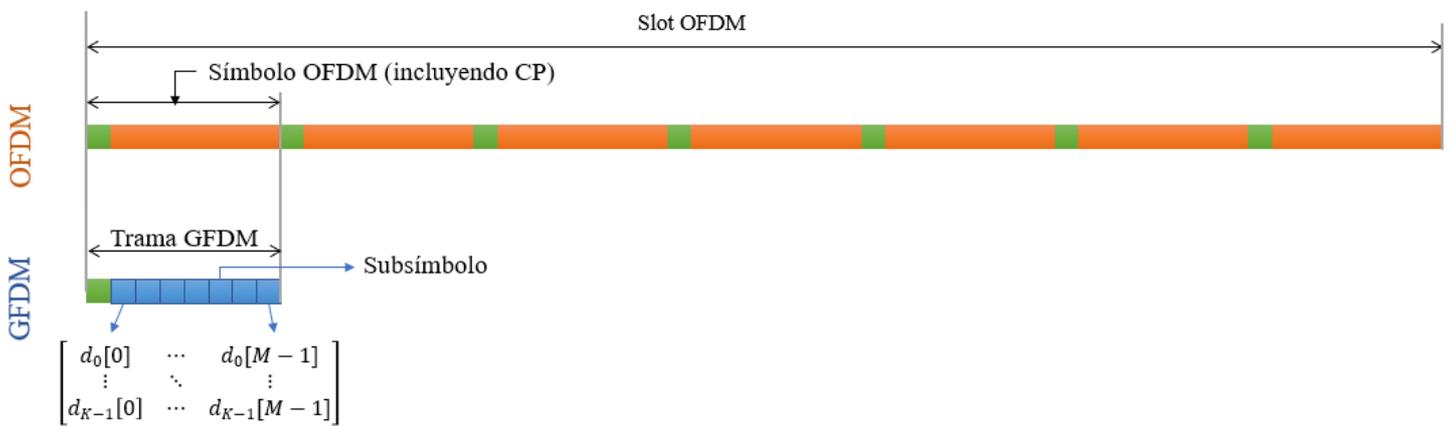


Figura 4-7. Formación de las tramas OFDM y GFDM.

De la Figura 4-7 se comenta lo siguiente:

- La longitud de la trama de OFDM es extensa en comparación a la trama GFDM.
- En OFDM se incluye un prefijo cíclico por cada símbolo.
- La trama GFDM se considera de la misma longitud que un símbolo LTE OFDM.
- En GFDM sólo se incluye un prefijo cíclico en la trama.
- El conjunto de subsímbolos GFDM forman un bloque de procesamiento para la capa física. Usualmente a este conjunto se denomina “Símbolo GFDM”.

Esta formación del símbolo GFDM permite la creación de tramas con duración flexible como, por ejemplo, para aplicaciones que requieren una latencia baja se pueden utilizar solo un número de subsímbolos, haciendo la trama aún más corta y disminuyendo el tiempo de comunicación. Por otro lado, en comunicaciones donde el tiempo de transmisión no es crítico, se pueden utilizar todos los subsímbolos para transmitir los datos de un usuario específico.

4.1.3. GS-GFDM: GFDM con primer subsímbolo a cero

En la Figura 4-5 se observaba un efecto que se comentará en este apartado: la energía fuera de banda de los pulsos de transmisión tiene un nivel distinto según el bloque de pulsos de la matriz de transmisión en el que se encuentre. En dicha figura se notaba en los pulsos rojo y azul, para los que se observa cómo la energía fuera de banda del pulso azul es superior al rojo estando ambos situados en la misma subbanda pero en distinto bloque de pulsos de la matriz de transmisión.

Este efecto es causado por la propia formación de la matriz mediante el desplazamiento circular en el tiempo del pulso prototipo. Debido a este desplazamiento existen pulsos que sufren grandes transiciones provocando una mayor energía fuera de banda que en los pulsos con transiciones más suaves [8]. Este efecto puede observarse en la siguiente imagen:

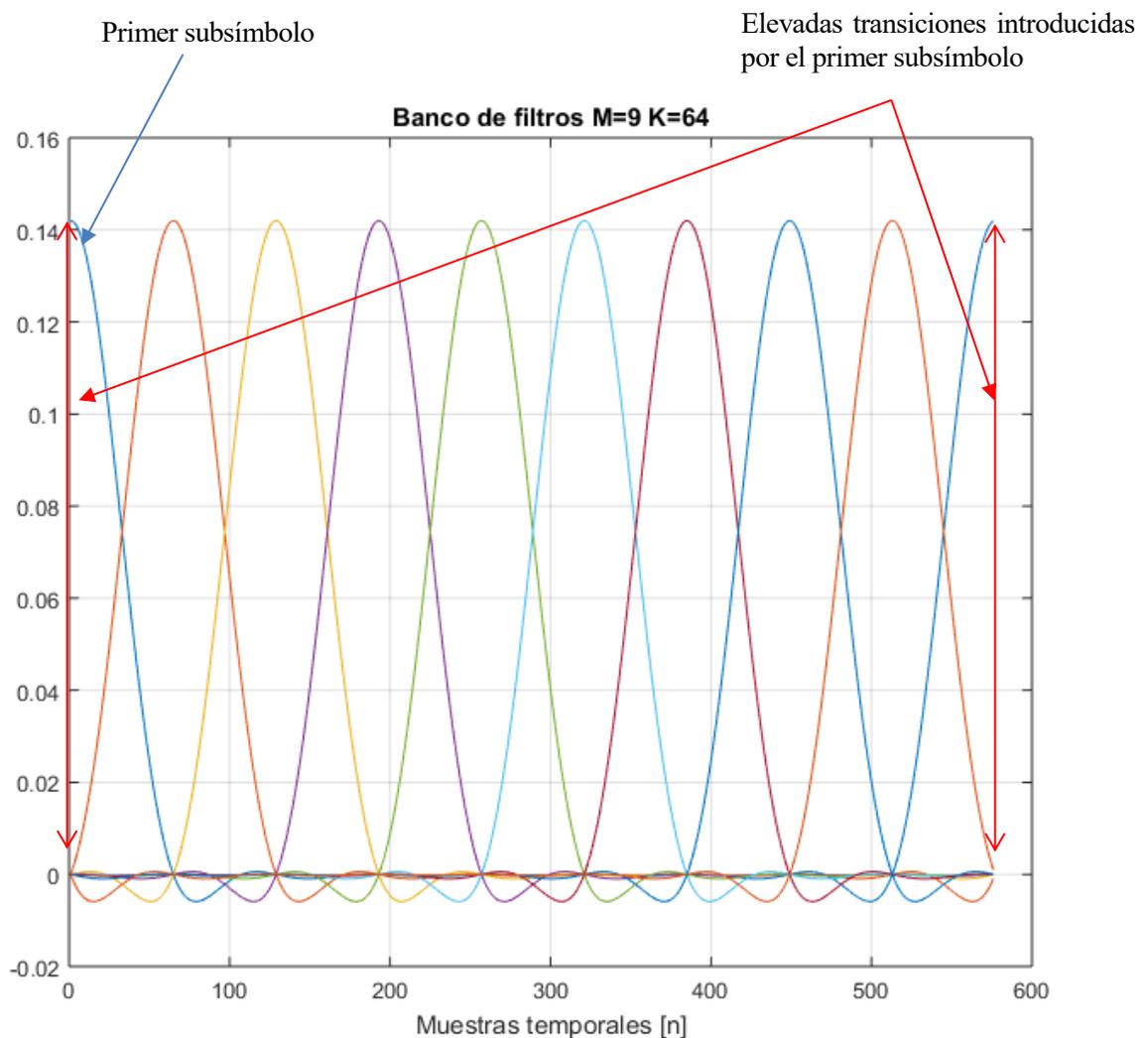


Figura 4-8. Banco de filtros para $M=9$ y $K=64$.

Este hecho provoca una mayor transmisión fuera de banda en la transmisión de la señal GFDM, lo que empeora las prestaciones ya que se aumenta la relación PAPR y la interferencia entre canales (ACPR).

Si se obtiene la respuesta en frecuencia de los pulsos transmisores del primer, segundo y tercer subsímbolo se obtiene lo siguiente:

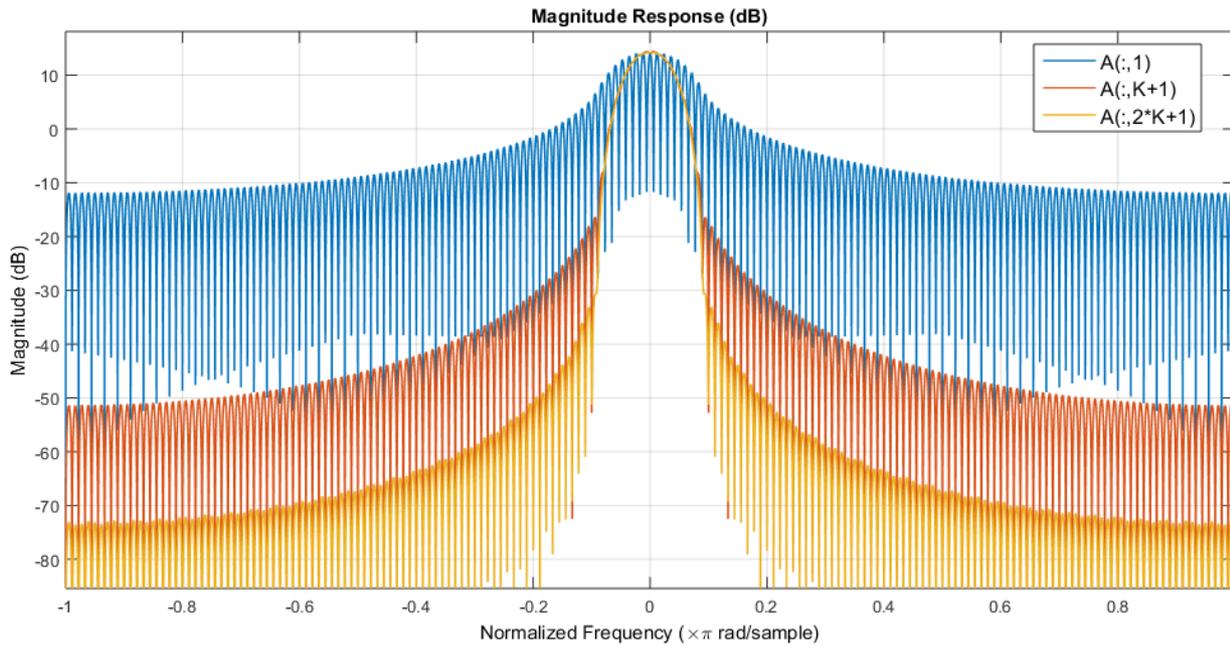


Figura 4-9. Magnitud de la respues en frecuencia para los pulsos que transmiten los tres primeros subsímbolos.

Se observa de manera clara cómo se tiene mucha más energía fuera de banda para el primer subsímbolo (en azul) que para el segundo (en rojo) y el tercero (el amarillo). A medida que el pulso está situado en una zona más central de la matriz de transmisión se tiene una transición más suave y la respuesta en frecuencia es más parecida a la del pulso coseno alzado original.

Para subsanar este efecto se propone transmitir el primer subsímbolo con todas sus muestras a cero teniendo así un símbolo de guarda ('GS' por sus siglas en inglés), evitando por lo tanto transmitir los pulsos que poseen las transiciones altas:

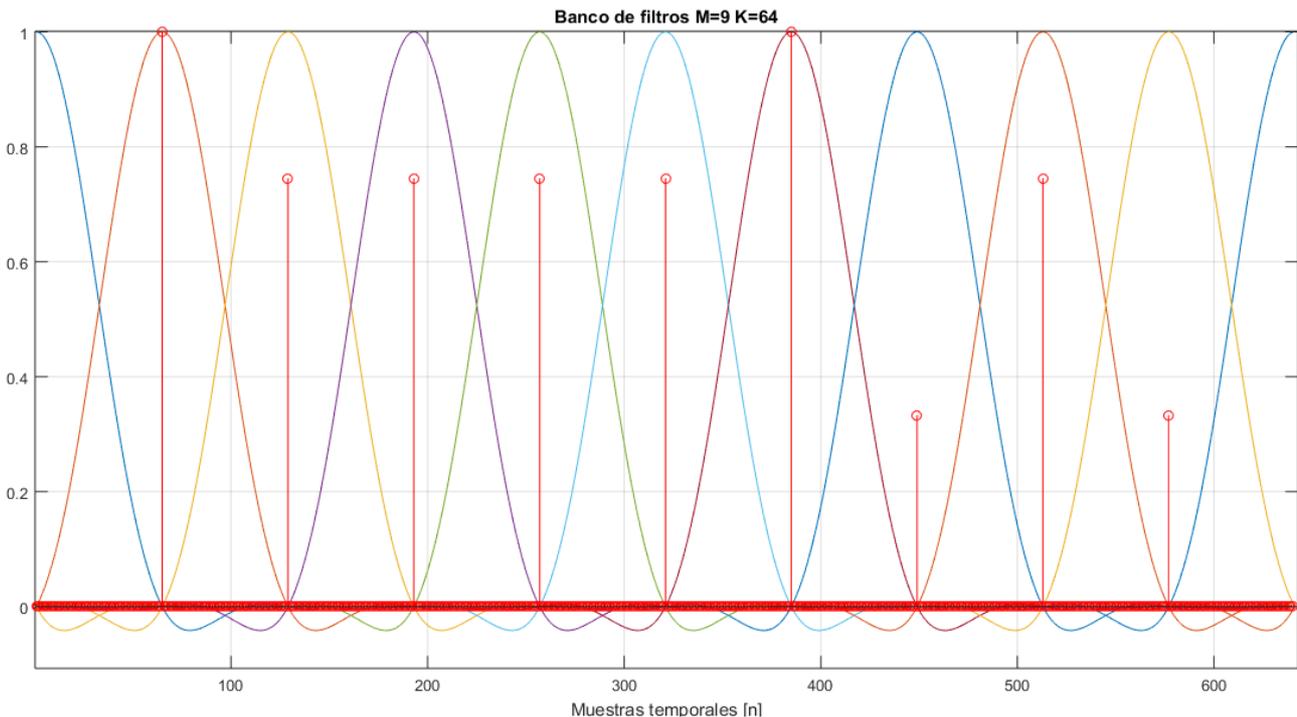


Figura 4-10. Banco de filtros para $M=9$ y $K=64$. También se representan las M primeras muestras de los M subsímbolos, donde la primera tiene el valor cero al tener el primer subsímbolo a cero.

En la Figura 4-10 se observa que teniendo el primer subsímbolo a cero se consigue evitar transmitir el primer pulso y, por lo tanto, se consigue una menor energía fuera de banda en el espectro como se comprobará más adelante.

En términos de tiempo, el tener el primer subsímbolo a cero se traduce a situar periodos de guarda entre cada símbolo transmitido:

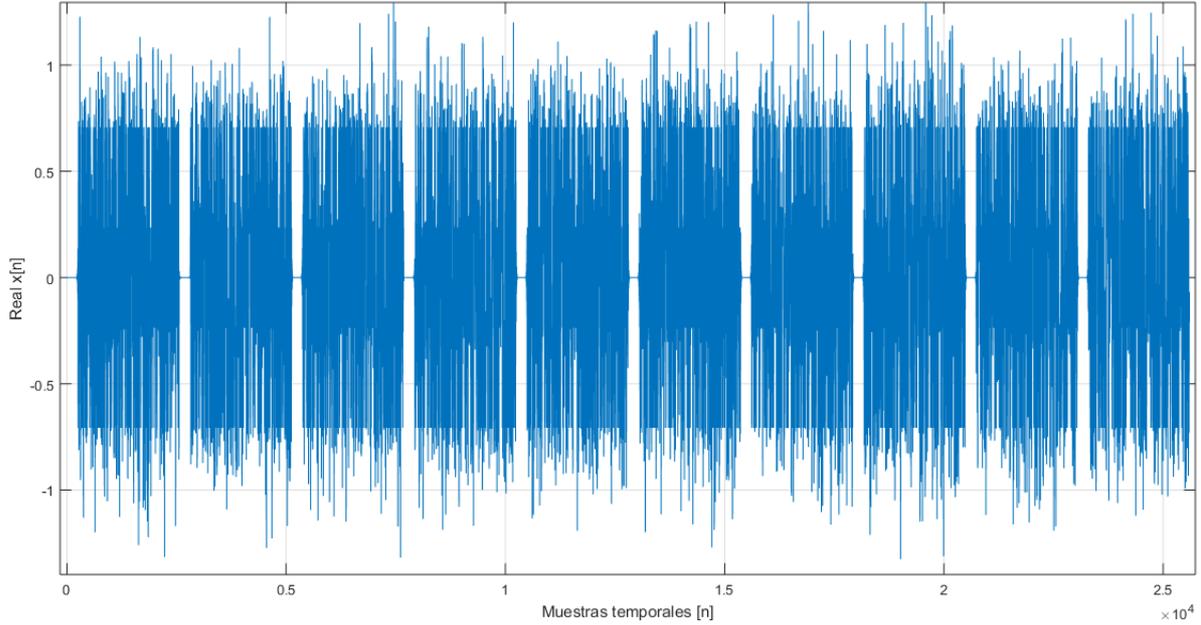


Figura 4-11. Símbolos en el tiempo con primer subsímbolo a cero.

Hay que tener en cuenta que, al tener el primer subsímbolo a cero, se pierde capacidad binaria de transmisión ya que se tienen instantes de tiempo en los que no se transmite información.

4.2. Receptor GFDM

La transmisión a través de un canal inalámbrico puede ser modelada por la siguiente ecuación [7]:

$$\vec{y} = \tilde{H}\vec{x} + \vec{w} \quad (4-7)$$

Donde \tilde{H} denota la matriz del canal la cual es una matriz de convolución de tamaño $(N + N_{CP} + N_{ch} - 1) \times (N + N_{CP})$ cuya diagonal está formada por la respuesta al impulso de canal de longitud N_{ch} . Por otro lado, $\vec{w} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_w^2 I_{N+N_{CP}+N_{ch}-1})$ denota el ruido blanco Gaussiano aditivo. Suponiendo una perfecta sincronización en tiempo y en frecuencia, el prefijo cíclico puede ser utilizado para simplificar el modelo de canal presentado en (4-7) por:

$$\vec{y} = H\vec{x} + \vec{w} \quad (4-8)$$

reemplazando la matriz \tilde{H} por una matriz N por N denotada por H , la cual es la matriz de convolución circular correspondiente. Esta simplificación permite usar la equalización de canal “Zero Forcing” de manera tan eficiente como se utiliza en OFDM. Desarrollando (4-8):

$$\begin{aligned} \vec{y} &= H\vec{x} + \vec{w} \\ \vec{y} &= H\vec{A}\vec{d} + \vec{w} \\ \text{Definimos } \vec{v} &= H^{-1}H\vec{A}\vec{d} + H^{-1}\vec{w} = \vec{A}\vec{d} + \vec{w} \\ \vec{d} &= B\vec{v} \end{aligned} \quad (4-9)$$

Donde B es la matriz de recepción de tamaño $KM \times KM$.

A partir de este punto se pueden aplicar varias opciones de receptores estándar para el demodulador GFDM:

- *Matched Filter* (MF): este método maximiza la relación señal a ruido (SNR) por subportadora, pero introduce interferencia cuando se utilizan pulsos transmisores no ortogonales. Los pulsos que normalmente son utilizados en GFDM son RC o RRC, los cuales se emparejan con ellos mismos, es decir, $\tilde{g}(n) = \tilde{f}(n)$. La matriz de recepción B se construiría como sigue:

$$B_{MF} = A^H \quad (4-10)$$

- *Zero Forcing* (ZF): al contrario que en MF esta opción elimina la interferencia a costa de realzar el ruido. Por otro lado, existen casos en los que este método no es aplicable ya que la matriz A puede no tener inversa. En ZF la matriz de recepción B sería:

$$B_{ZF} = A^{-1} \quad (4-11)$$

- Mínimo error cuadrático medio (MMSE): esta opción establece un compromiso entre la interferencia y el realce del ruido. Se debe tener en cuenta que con MMSE el canal es ecualizado en el mismo proceso de recepción y, por lo tanto, no es necesario un bloque de *Zero Forcing* teniéndose directamente $\vec{\hat{d}} = B\vec{y}$. En MMSE la matriz B se obtiene:

$$B_{MMSE} = (R_w^2 + A^H H^H H A)^{-1} A^H H^H \quad (4-12)$$

Donde R_w^2 es la matriz de covarianza del ruido.

Finalmente, los símbolos estimados $\vec{\hat{d}}$ son demapeados para obtener la secuencia de bits en el receptor.

Otros autores añaden al esquema del receptor un algoritmo de cancelación de interferencia (IC) además del propio mecanismo del receptor. En [9] utilizan el algoritmo de cancelación de interferencia junto con el *matched filter* presentando una buena relación entre la complejidad computacional y el ratio de error de bit (BER). El algoritmo IC consiste en estimar la interferencia $z^{(i)}(n)$ para cada subportadora y eliminarla de la señal recibida $y(n)$. La completa iteración de este algoritmo conlleva a la limpieza de la interferencia de todas las subportadoras.

La interferencia estimada en la iteración i en la subportadora k es:

$$z^{(i)}(n) = \sum_{k'=\{k-1,k+1\}} \sum_{l=0}^{M-1} \hat{d}_{k'}^{(i)}(l) \tilde{f}(n - lN) e^{-\frac{j2\pi k' n}{N}} \quad (4-13)$$

Donde los símbolos estimados $\hat{d}_{k'}^{(i)}$ son obtenidos mapeando los símbolos $d_{k'}^{(i)}$ recibidos. La interferencia de la subportadora $k+l$ es eliminada utilizando los símbolos estimados más recientes. Este esquema, sin embargo, impide que las técnicas MIMO puedan ser empleadas de manera directa.

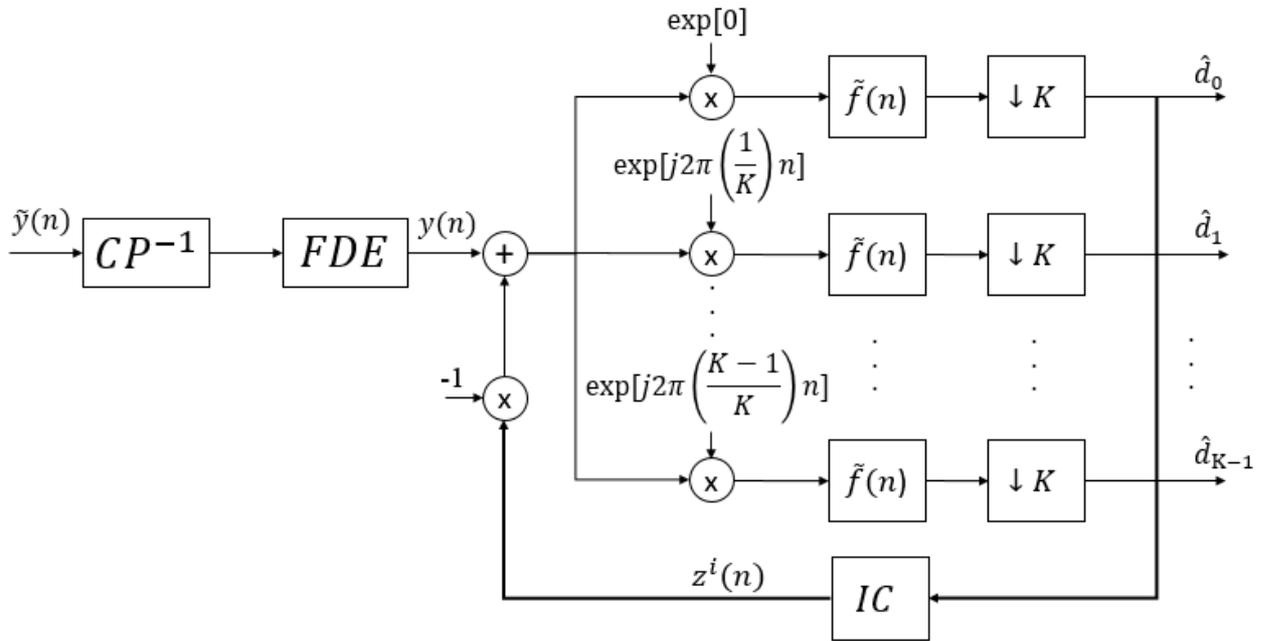


Figura 4-12. Diagrama de bloques del receptor GFDM utilizando MF y el algoritmo cancelador de interferencia (IC) [9].

4.3. Comparación de GFDM con OFDM

Después de describir la generación, la transmisión y la recepción de forma de onda GFDM se puede concluir que GFDM entra en la categoría de los sistemas compuestos por multiportadoras filtradas.

El nombre de GFDM deriva del hecho de tener mayor grado de libertad que OFDM o que SC-FDE. De hecho, GFDM pasa a ser OFDM cuando $M=1$, la matriz de transmisión $A = F_N^H$ y la matriz de recepción $B = F_N$, donde F_N es la matriz de Fourier de tamaño $N \times N$.

Sin embargo, la principal propiedad que permite distinguir entre GFDM y OFDM o SC-FDE³ es la posibilidad de dividir información dada en las dimensiones de tiempo y frecuencia en K subportadoras y M subsímbolos. Esto logra adaptar el espectro a los requisitos existentes configurando la señal GFDM para cubrir una porción del ancho de banda con un elevado número de subportadoras como en OFDM o con un número bajo de subportadoras como se realiza en otras técnicas de transmisión como SC-FDM⁴.

Por último, es de importancia hacer notar que pese a que introduce el uso de bancos de filtros GFDM sigue siendo un enfoque basado en bloques. Todos estos aspectos hacen de GFDM una forma de onda idónea para la organización de los usuarios en los escenarios de acceso múltiple y para obtener transmisiones de baja latencia.

³ Se trata de una modulación uniportadora combinada con igualación en el dominio de la frecuencia. Este enfoque consigue una mitigación de la interferencia entre símbolos (ISI).

⁴ Se trata de la asignación de múltiples usuarios a un recurso de comunicación compartido.

4.3.1. Configuraciones para las tramas transmitidas

La flexibilidad que aporta GFDM permite configurar distintas tramas para ajustarse a las características de la comunicación tales como ancho de banda disponible, comunicación *uplink* o comunicación *downlink*. A continuación, se presentan diferentes configuraciones de GFDM junto a su equivalente OFDM para comprobar sus diferencias [8]:

- a) Configuración adecuada para *downlink*:



Figura 4-13. Configuración de tramas GFDM y OFDM para *downlink*.

En esta configuración la trama GFDM y OFDM tienen el mismo número de subportadoras y, por lo tanto, ocupan el mismo ancho de banda. Sin embargo, la trama GFDM evita el *overhead* introducido por el prefijo cíclico en OFDM.

- b) Configuración adecuada para *uplink*:

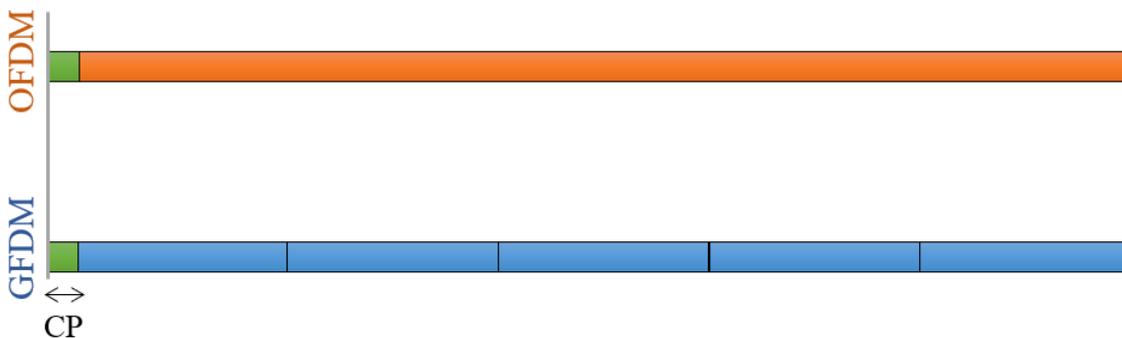


Figura 4-14. Configuración de tramas GFDM y OFDM para *uplink*.

En esta configuración el símbolo GFDM contiene menos subportadoras que el símbolo OFDM lo que le permite a GFDM obtener un menor PAPR.

Por lo tanto, con estos ejemplos de tramas se observa que GFDM para enlaces *downlink* aporta eficiencia temporal gracias a cómo introduce el prefijo cíclico y para enlaces *uplink* se consigue una mayor eficiencia espectral gracias a la reducción del PAPR, permitiendo mejorar las prestaciones en un entorno multiusuario.

4.3.2. Espectro y transmisión fuera de banda

Comparando el espectro de una señal GFDM y otra OFDM con el mismo número de subportadoras se obtiene:

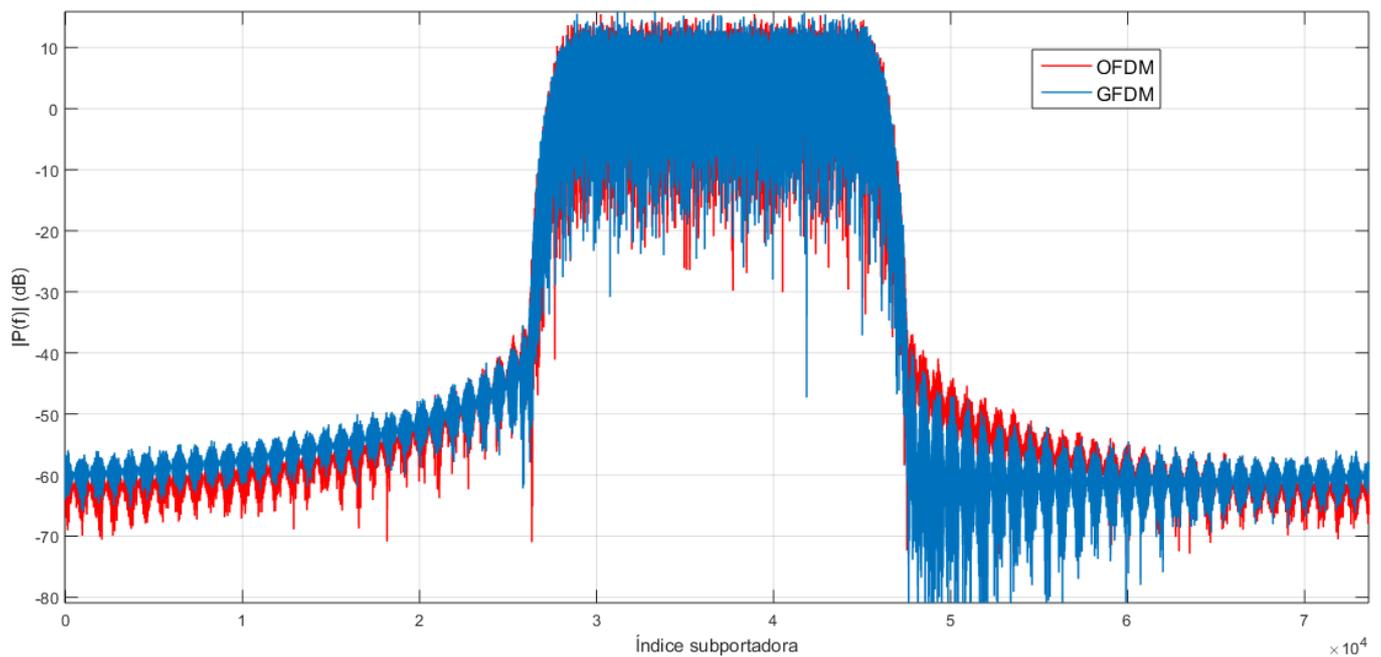


Figura 4-15. Espectros GFDM y OFDM obtenidos en simulación.

Algo a destacar sobre el espectro resultante de la señal GFDM es que depende de los símbolos transmitidos. Se ha comprobado tras varias simulaciones que según los símbolos elegidos aleatoriamente la energía fuera de banda podía ser menor, mayor o igual a la obtenida en GFDM. Este hecho es debido principalmente a la energía introducida por la elevada transición que introduce el pulso transmisor del primer subsímbolo.

A continuación, se comparan los espectros anteriores con el obtenido de una señal GS-GFDM, es decir, la señal GFDM anterior pero añadiendo un subsímbolo a 0 al principio:

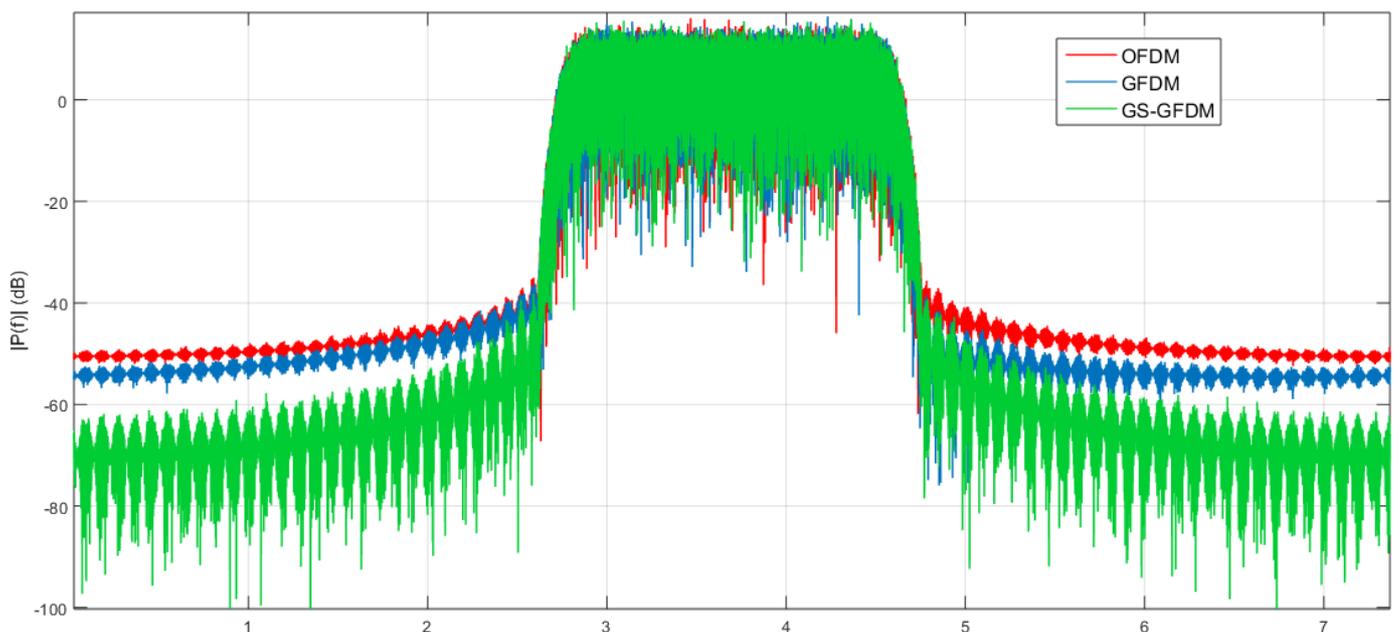


Figura 4-16. Espectros GFDM, GS-GFDM y OFDM obtenidos en simulación.

Por lo obtenido en la Figura 4-16, en comparación con la Figura 4-15, con la señal GS-GFDM se obtiene una menor transmisión de energía en la zona fuera de banda. Esto mejora las prestaciones en entornos multiusuario y aumenta la eficiencia en la compartición del espectro.

4.3.3. Ventajas e inconvenientes de GFDM frente a OFDM

La forma de onda GFDM presenta, comparándola con OFDM, las siguientes ventajas e inconvenientes:

Ventajas:

- Menor PAPR.
- Menor radiación fuera de la banda de transmisión permitiendo un uso más eficiente del espectro.
- Mayor flexibilidad en entornos multiusuario tanto en el dominio del tiempo como en frecuencia.
- Inserción del prefijo cíclico más eficiente.

Estas ventajas hacen de GFDM una forma de onda adecuada para comunicaciones multiusuario que exigen ráfagas de menor duración y una baja latencia (*M2M*, *V2V* o el Internet Táctil).

Inconvenientes:

- Diseño del receptor complejo.
- Es necesario el uso de algoritmos iterativos para la eliminación del ICI o ISI debido a la pérdida de ortogonalidad.
- Para eliminar la interferencia entre subportadoras es necesario un filtrado de un orden elevado además de realizar un *tail biting* [10].

5. OTRAS FORMAS DE ONDA CANDIDATAS

Once you stop learning, you start dying.

- Albert Einstein -

Uno de los objetivos de este trabajo es el analizar de manera teórica las formas de onda candidatas para la quinta generación. Se analizó en el capítulo anterior en profundidad la forma de onda GFDM ya que posteriormente se generará una señal con dicha forma de onda para su posterior análisis. En este capítulo se analizan otras dos formas de onda candidatas que son también bastante populares para su utilización en 5G. Estas son FBMC y UFMC.

5.3. FBMC

5.3.1. Introducción

La técnica *Filter Bank Multi Carrier* (FBMC) trata el problema existente en OFDM de la contención del espectro en el ancho de banda de transmisión filtrando cada subportadora por un filtro prototipo denominado $h(n)$ [9].

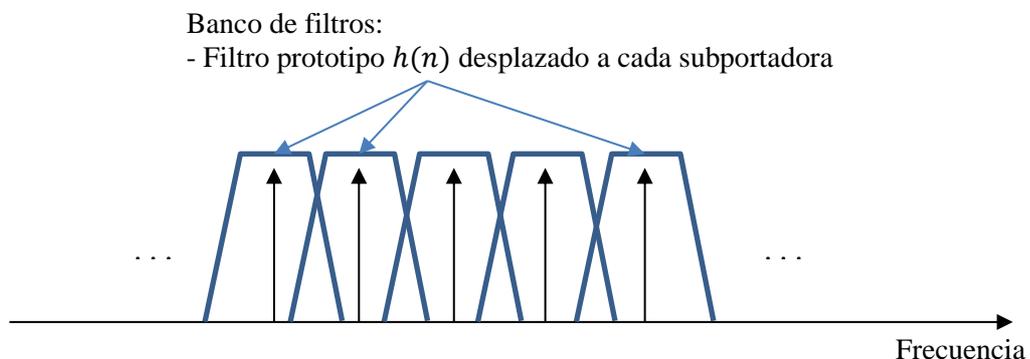


Figura 5-1. Filtrado de las subportadoras por el banco de filtros en FBMC.

5.3.2. Filtrado

La longitud de dicho filtro es de KN , siendo N el número de subportadoras y K el factor de solapamiento debido a que, en FBMC, cada símbolo se solapa con K símbolos vecinos en el dominio del tiempo. Este hecho conlleva a diseñar el filtro prototipo cumpliendo el criterio de Nyquist, es decir, un filtro donde el máximo corresponda a la subportadora que se desee filtrar y donde tenga un valor de 0 en las demás subportadoras.

$$h(nT_s) = \begin{cases} 1; & n = 0 \\ 0; & n \neq 0 \end{cases} \quad (5-1)$$

Un factor clave en FBMC es, por lo tanto, el diseño del filtro prototipo $h(n)$. En [11] se propone el siguiente filtro prototipo con un factor de solapamiento $K = 4$ por lo que en frecuencia el filtro se compone de $2K-1$ pulsos:

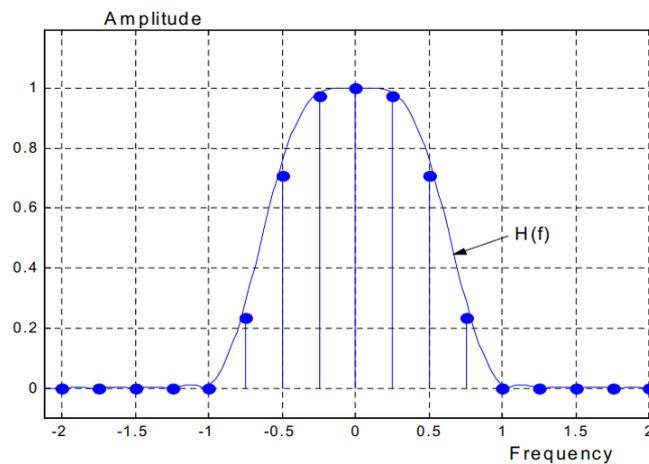


Figura 5-2. Filtro prototipo propuesto en [11].

Algo que puede observarse en la Figura 5-2 es que se ha reducido considerablemente la energía contenida en el filtro fuera de la zona de filtrado de la subportadora correspondiente. Esto se traducirá en el espectro de la señal con una menor transmisión fuera de banda.

Con el filtro prototipo $h(n)$ se construye el banco de filtros con el que se conseguirá filtrar individualmente cada subportadora. Debido al factor K se produce un solapamiento entre filtros vecinos, lo que provocará una pérdida de ortogonalidad por la propagación de energía entre subportadoras adyacentes creando interferencia entre portadoras (ICI). En la Figura 5-3 se observa este hecho entre los canales pares (filtrados por un filtro de color rojo) y los canales impares (filtrados por un filtro de color azul):

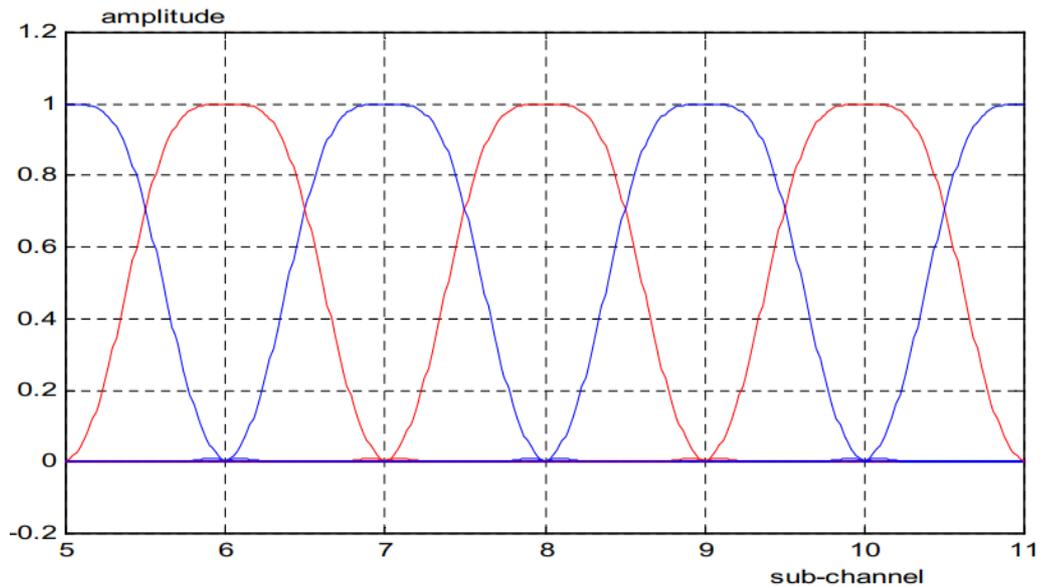


Figura 5-3. Banco de filtros para FBMC.

No obstante, este solapamiento no existe entre los filtros para subportadoras pares o impares entre sí. Para recuperar la ortogonalidad sin la necesidad de introducir prefijo cíclico o tiempos de guarda se aplica la modulación Offset QAM (OQAM) a los símbolos modulados. La modulación OQAM desplaza los componentes en fase QAM la mitad de la longitud del símbolo ($T/2$) respecto a los componentes que no están en fase.

$$\text{para } k \text{ par, } \begin{cases} s_k(n) = \text{Re}[d_k(l)] \\ s_k(n+1) = \text{Im}[d_k(l)]j \end{cases}$$

$$\text{para } k \text{ impar, } \begin{cases} s_k(n) = \text{Im}[d_k(l)]j \\ s_k(n+1) = \text{Re}[d_k(l)] \end{cases}$$

donde $n = 2l$. Con ello se consigue que la interferencia entre portadoras se provoque entre partes en fase y fuera de fase de la misma subportadora y reduciendo la interferencia entre subportadoras adyacentes.

5.3.3. Diagrama de bloques

El diagrama de bloques del receptor para la forma de onda FBMC sería el representado en la siguiente figura:

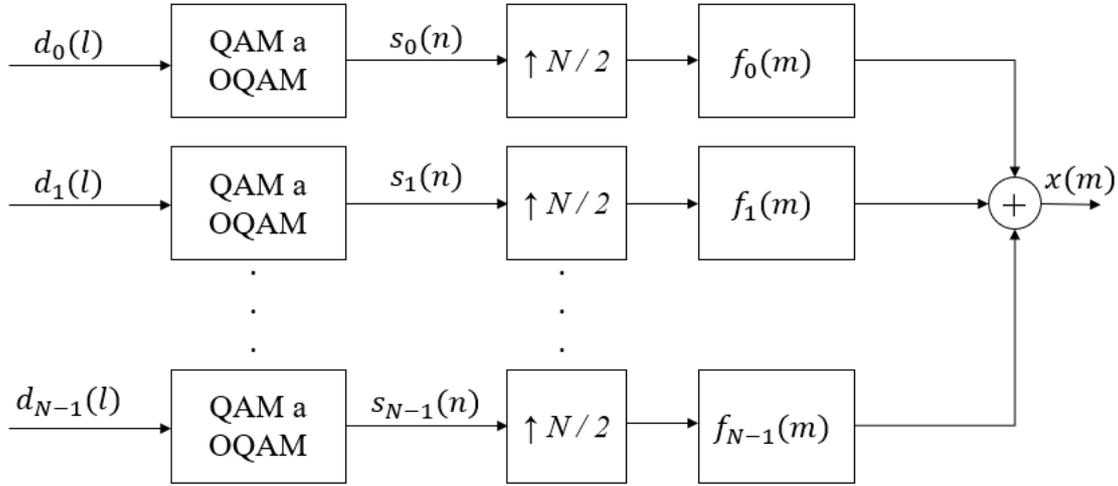


Figura 5-4. Diagrama de bloques para el transmisor FBMC.

Dónde el filtro $f_k(m)$ es el filtro prototipo $h(n)$ desplazado a la frecuencia de la subportadora K:

$$f_k(m) = h(m)e^{j2\pi\left(\frac{km}{N}\right)}, \quad m = 0, 1, \dots, KN - 1 \quad (5-2)$$

La señal transmitida $x(m)$ se obtendría al sumar las señales OQAM $s_k(n)$ sobremuestreadas filtradas por el filtro desplazado correspondiente:

$$x(m) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_k(n) f_k\left(m - \frac{nN}{2}\right) \quad (5-3)$$

Una vez recibida la señal se pasa por el filtro $g_k(m)$, el cual es el filtro complementario a $f_k(m)$ utilizado en el receptor. Posteriormente se submuestra por $N/2$ para obtener la tasa original. Para eliminar la ICI que se haya podido producir se utiliza un igualador FIR para obtener la señal estimada modulada en OQAM. Finalmente, se modula a QAM obteniendo la señal estimada correspondiente a la señal $d_k(l)$ original.

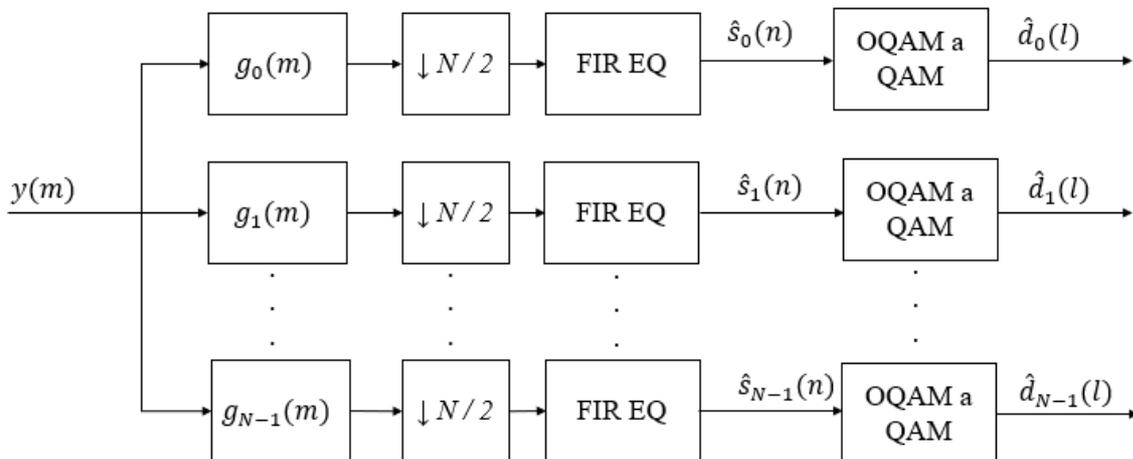


Figura 5-5. Diagrama de bloques para el receptor FBMC.

Suponiendo un canal ideal y ausencia de ruido, el símbolo recibido en el tiempo n_0 y subcanal k_0 viene dado por:

$$\hat{s}_{k_0}(n_0) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f_{k_0}(m) * g_k \left(m + \frac{N}{2n_0} \right) \Big|_{m=\frac{nN}{2}} s_k(n) \quad (5-4)$$

5.3.4. Comparación del espectro FBMC con OFDM

Como se ha visto en el apartado teórico, el filtro prototipo utilizado en FBMC posee una menor energía en los canales o subportadoras adyacentes favoreciendo así la reducción de la interferencia entre los mismos. Esto se puede observar en MATLAB generando un filtro prototipo FBMC con un factor de solapamiento $K = 4$ y comparándolo con el usado en OFDM:

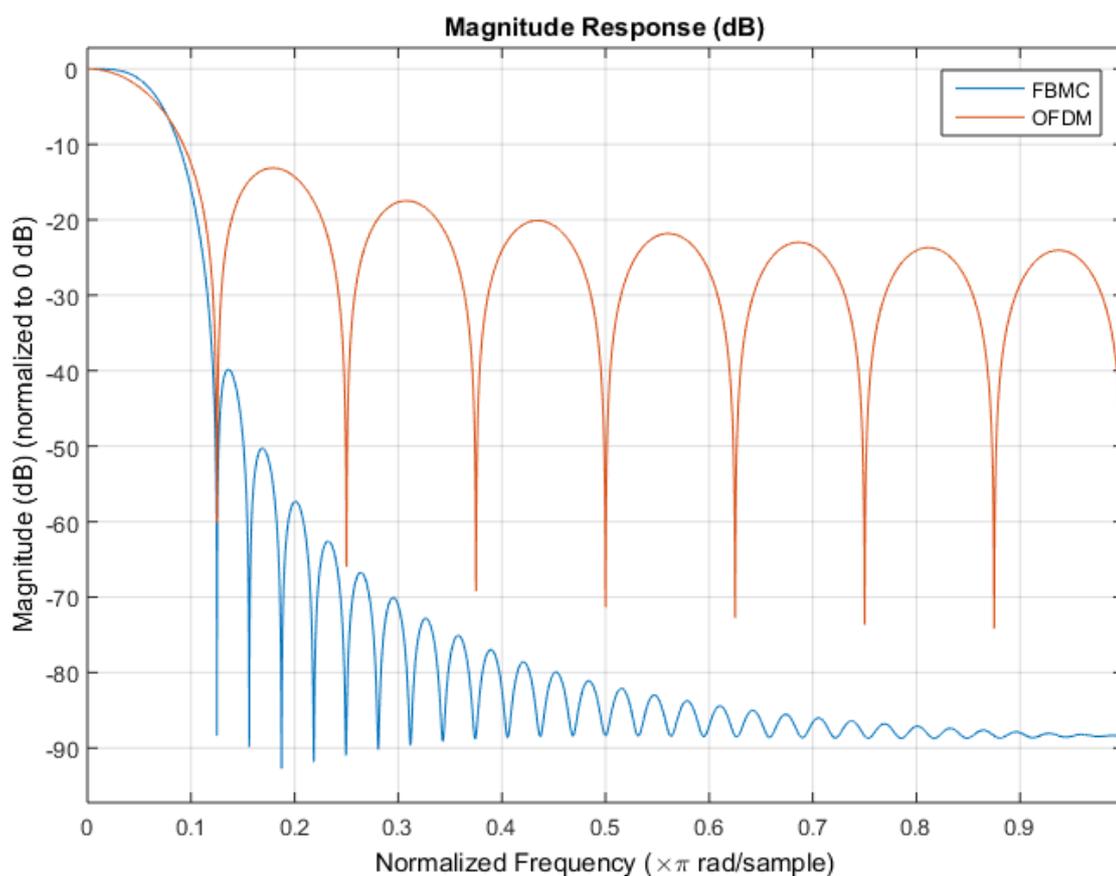


Figura 5-6. Respuesta en magnitud del filtro prototipo FBMC en comparación con el filtro OFDM.

Se observa cómo la respuesta del filtro prototipo de FBMC decae de forma más abrupta en la zona fuera de banda, mientras que la respuesta del filtro OFDM se mantiene con una energía más elevada y decae con mayor lentitud.

Para comparar el espectro de una transmisión FBMC y OFDM se utilizará una imagen obtenida del fabricante *Keysight Technologies*:

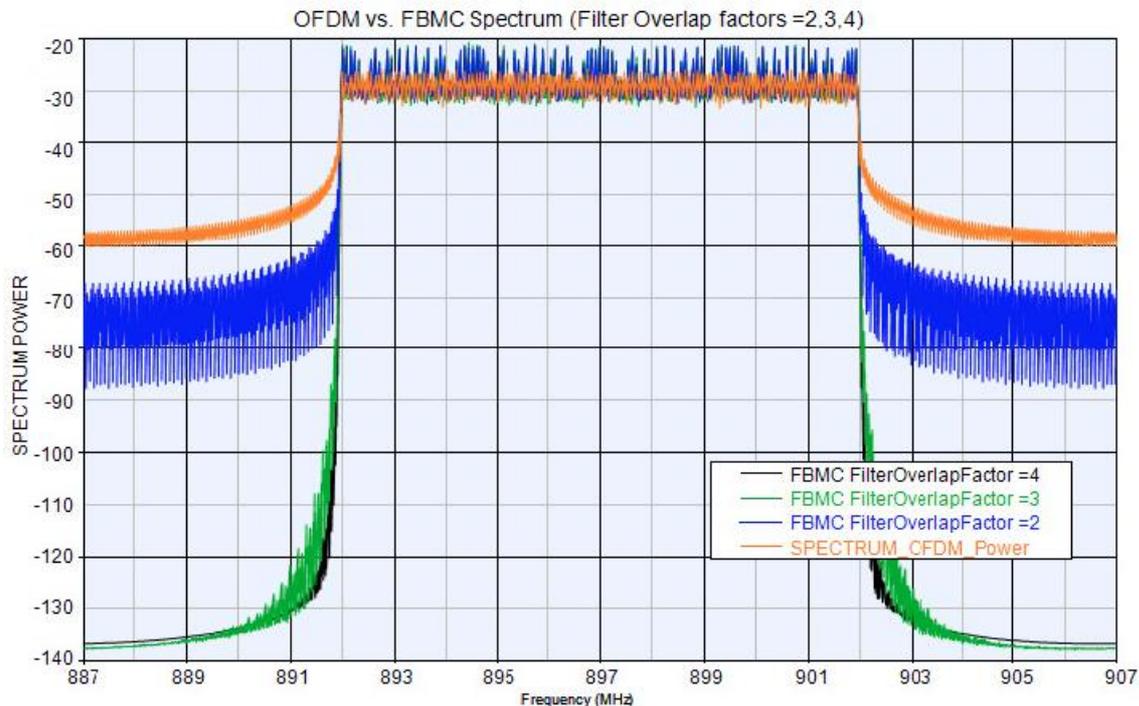


Figura 5-7. Comparación del espectro de OFDM con FBMC para distintos valores del factor de solapamiento.

Se corrobora lo expuesto anteriormente. Esta menor transmisión fuera de banda obtenida en FBMC favorecería la compartición del espectro permitiendo un mayor número de usuarios con una menor interferencia entre los mismos en el mismo ancho de banda.

5.3.5. Ventajas e inconvenientes de FBMC

Respecto a la técnica FBMC se obtienen las siguientes ventajas e inconvenientes [12] [13]:

Ventajas:

- No es necesario el uso del prefijo cíclico. Esto se traduce en una mayor eficiencia de transmisión (no se transmiten varias veces los mismos símbolos) y en la conservación del ancho de banda original. En OFDM el prefijo cíclico era requerido para evitar la ISI por lo que se perdía eficiencia y se requería un mayor ancho de banda para transmitir.
- Se reduce la transmisión fuera de banda en comparación con la transmisión OFDM. Esto se traduce en un mejor uso del ancho de banda disponible, de un uso más eficiente de la banda disponible para los múltiples usuarios y una menor interferencia entre los mismos.
- En cuanto a la detección del espectro, en la transmisión FBMC se realiza de manera más directa y sencilla. En OFDM era de una complejidad mayor debido a fugas espectrales de las señales.

Inconvenientes:

- La inserción de subportadoras pilotos para la estimación del canal se vuelve más compleja que en OFDM.
- Se pierde flexibilidad en los escenarios MIMO. Es necesario incluir un igualador FIR en el receptor para evitar la interferencia producida por el multitrayecto.
- En cuanto a la complejidad computacional se vuelve más complejo que OFDM.

5.4. UFMC

5.4.1. Introducción

En UFMC (*Universal Filter Multi-Carrier*) se realiza el filtrado a un conjunto de subportadoras. Cada conjunto de subportadoras que comprende el filtro se denomina subbanda [14].

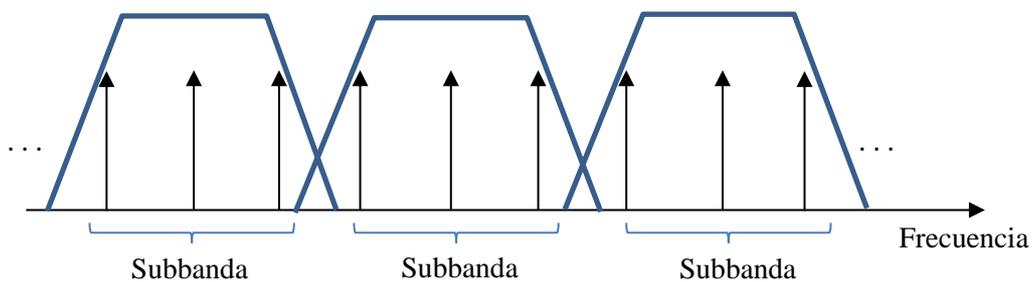


Figura 5-8. Filtrado de las subportadoras por el banco de filtros en UFMC.

El número de subportadoras por subbanda es un parámetro de diseño en UFMC: a mayor número de subportadoras por subbanda se obtiene una menor carga en el procesamiento de la señal, pero a su vez, se reduce el rendimiento de la transmisión.

5.4.2. Diagrama de bloques

La forma de onda UFMC se construye siguiendo el siguiente diagrama:

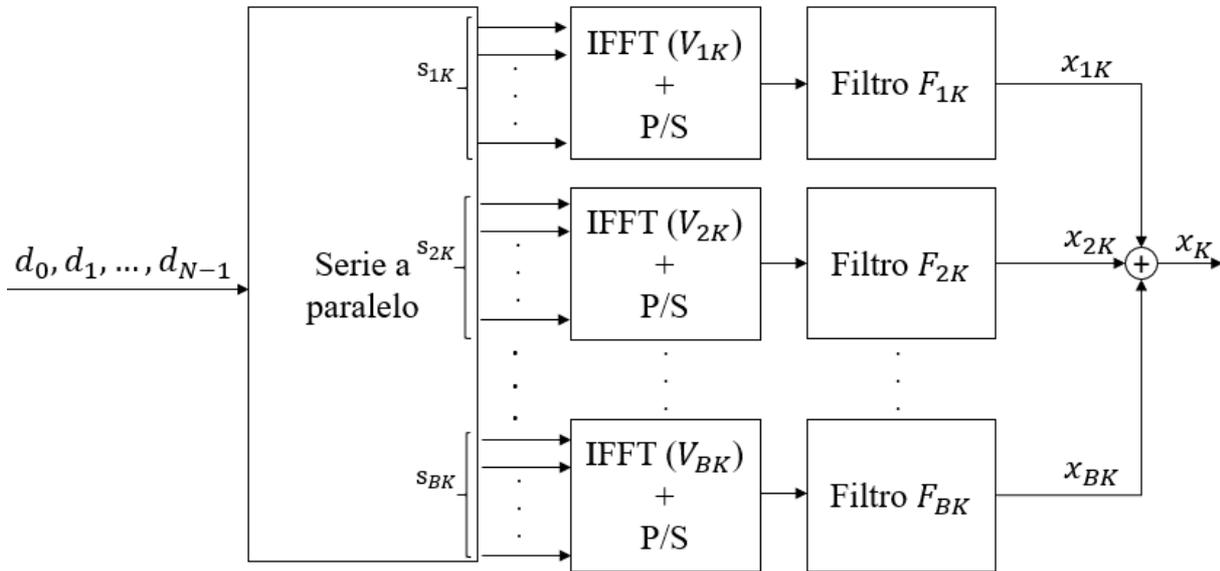


Figura 5-9. Diagrama de bloques del transmisor UFMC.

La IFFT es de N puntos y el filtro es de longitud L . La señal generada en el dominio del tiempo para un conjunto de subportadoras del usuario K es la superposición de los componentes filtrados de su subbanda correspondiente:

$$x_k = \sum_{i=1}^B F_{ik} V_{ik} s_{ik} \quad (5-5)$$

Dónde:

- s_{ik} es un vector de longitud n_i que contiene los símbolos QAM complejos de la subbanda i .
- V_{ik} es una matriz de tamaño $N \times n_i$ que realiza la IDFT y transforma los símbolos al dominio del tiempo.
- F_{ik} matriz Toeplitz de tamaño $(N+L-1) \times N$ compuesta por la respuesta al impulso del filtro, que realiza una convolución lineal para filtrar cada subbanda.
- x_k es la señal UFMC generada que consiste en un vector de tamaño $N+L-1$.

Para la estimación de los símbolos UFMC, el procedimiento es el siguiente:

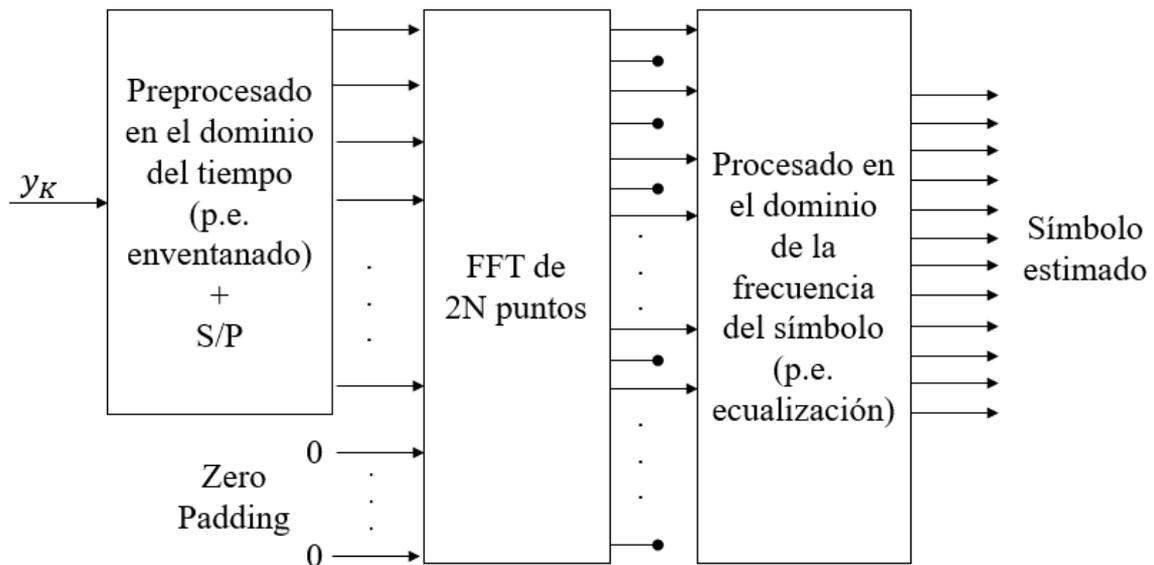


Figura 5-10. Diagrama de bloques del receptor UFMC.

Hay que tener en cuenta que tras la FFT de $2N$ puntos solo se conservan los símbolos pares debido a que los símbolos impares contienen ICI [15].

5.4.3. Comparación del espectro UFMC con OFDM

Para realizar la comparación del espectro entre una señal UFMC y otra OFDM se supondrá lo siguiente [16]:

- La señal UFMC estará compuesta por 10 subbandas de 20 subportadoras en total.
- Para que la señal OFDM sea comparable se generará de 200 subportadoras activas.
- No se añadirá prefijo cíclico ni periodos de guarda a la señal OFDM.

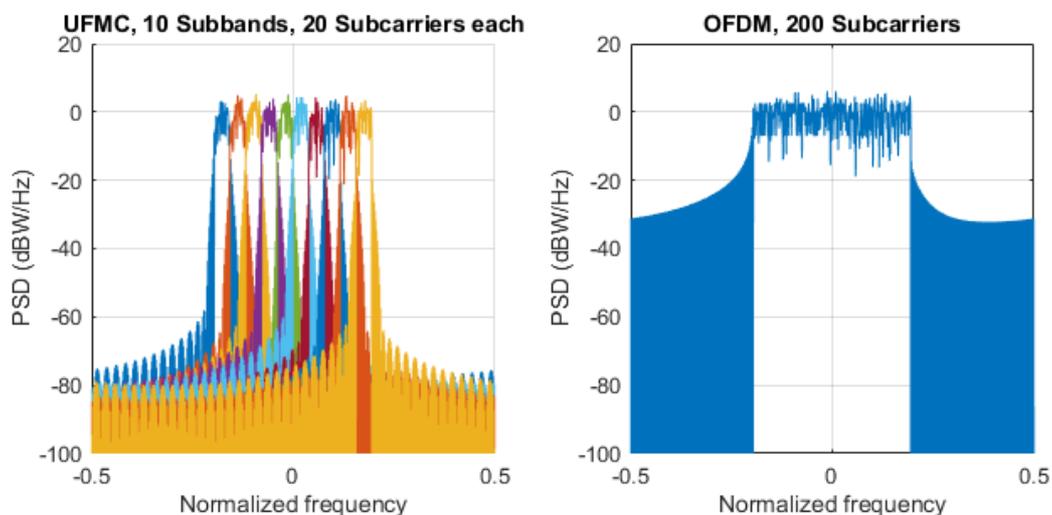


Figura 5-11. Espectro multiusuario UFMC (izquierda) y espectro OFDM con mismo número de subportadoras (derecha).

Se comprueba cómo en UFMC se produce una menor transmisión fuera de banda que en la transmisión OFDM. Esto favorece una mejor compartición del espectro pudiendo coexistir varios usuarios en la misma banda que una señal OFDM produciéndose una menor interferencia entre los mismos.

Si se calcula el PAPR de ambas señales se obtiene:

- PAPR de la señal UFMC: 8.2379 dB
- PAPR de la señal OFDM: 8.8843 dB

5.4.4. Ventajas e inconvenientes de UFMC

Las ventajas e inconvenientes de UFMC se pueden resumir en [12] [14]:

Ventajas:

- Se obtiene una buena eficiencia espectral (similar a FBMC).
- Es una opción adecuada para transmisiones basadas en ráfagas cortas debido a una longitud menor de los filtros comparados con los utilizados en FBMC.
- Se consigue una baja latencia en la transmisión.
- Se tiene un menor nivel de PAPR que en OFDM permitiendo un uso eficiente de amplificadores de potencia.

Inconvenientes:

- Se pierde parcialmente la ortogonalidad. Esto hace que UFMC no sea adecuado para transmisiones con tasas de transmisión elevadas.
- Se requiere realizar una FFT de un tamaño elevado ($2N$) en el receptor. Esto provoca un aumento en la complejidad del sistema.
- Debido al traspaso de energía entre subbandas adyacentes se produce interferencia.

6. RESULTADOS

It will soon be possible to transmit wireless messages around the world so simply that any individual can carry and operate his own apparatus.

- Nikola Tesla-

Tras el estudio teórico de tres formas de onda candidatas para la quinta generación, se procede a generar mediante MATLAB una señal GFDM. Esta señal generada se comparará con otra señal OFDM con las mismas características para comprobar si con la forma de onda GFDM se obtienen mejores prestaciones y, por lo tanto, es una mejor candidata para 5G que una señal OFDM. Principalmente se medirán el PAPR de la señal de entredada⁵ ACPR, pero también se obtendrá el espectro generado por cada señal. Además, para los dos escenarios se medirá el error (NMSE) entre la señal ideal obtenida en MATLAB y la señal obtenida tras el paso por el montaje experimental del escenario. Este valor dará una idea de la variación o deformación que sufre la señal en dicho escenario.

Las señales generadas tienen los siguientes parámetros (siguiendo [7]):

Tabla 6-1. Parámetros de las señales generadas.

<i>Forma de onda</i>	GFDM	OFDM
<i>Número de subportadoras activas</i>	576	576
<i>Parámetro M</i>	9	-
<i>Parámetro K</i>	64	-
<i>Frecuencia central (f_c) [GHz]</i>	3,6	3,6
<i>Δf [kHz]</i>	15	15
<i>Ancho de banda del canal [MHz]</i>	8,64	8,64
<i>Ancho de banda reservado por canal [MHz]</i>	9,4	9,4

Además, se generará una señal **GS-GFDM** con los mismos parámetros que la señal GFDM, pero añadiendo un subsímbolo a 0 al comienzo.

Se probarán las prestaciones de ambas señales para dos escenarios distintos, uno lineal y otro no lineal mediante un amplificador de potencia en saturación. Una vez obtenidas las medidas de los equipos del laboratorio se procederá a realizar un *crosscheck* o comprobación cruzada de las mismas con MATLAB. Esto permitirá saber si las medidas obtenidas fueron correctas (en los equipos como en MATLAB se obtienen resultados similares) o hubo algún fallo en la toma de las medidas (resultados dispares entre los equipos del laboratorio y MATLAB).

⁵ A la hora de diseñar el sistema, el nivel de PAPR que interesa conocer es el de la señal de entrada ya que cuanto más alto sea este valor mayor distorsión causará.

6.3. Escenarios

Como se ha comentado anteriormente, las medidas se obtendrán tras pasar las señales por dos escenarios: uno lineal y otro no lineal (saturación). Ambos escenarios se describen a continuación.

6.3.1. Escenario lineal

El circuito que compone este escenario se basa únicamente en la conexión directa mediante un cable SMA entre el generador de señal y el analizador de espectro. Por lo tanto, el único efecto que sufren las señales es una pequeña atenuación (en torno a 3 dB).

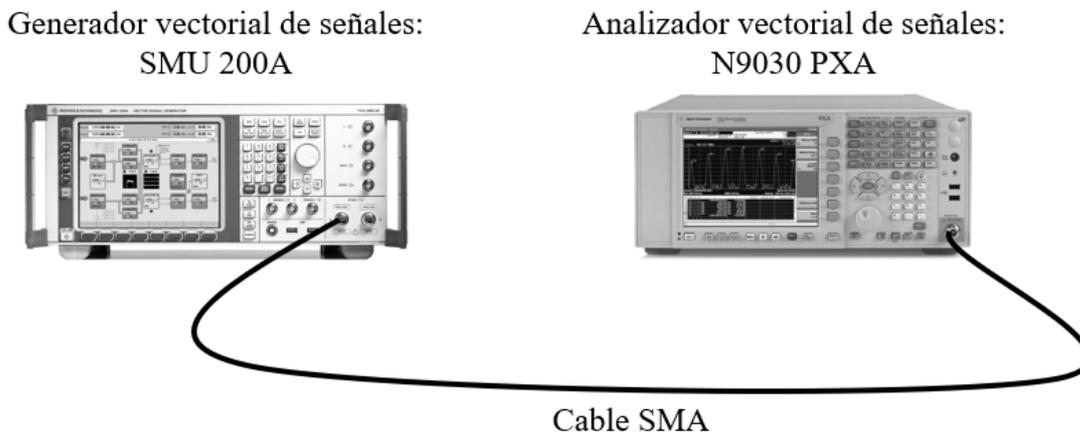


Figura 6-1. Esquema del escenario lineal.

6.3.2. Escenario no lineal (saturación)

En este escenario se tiene un conjunto de dispositivos en saturación por el cual se hace pasar la señal. Esto ya provoca cierta deformación en el espectro lo que conlleva a peores prestaciones principalmente por interferencias entre canales adyacentes.

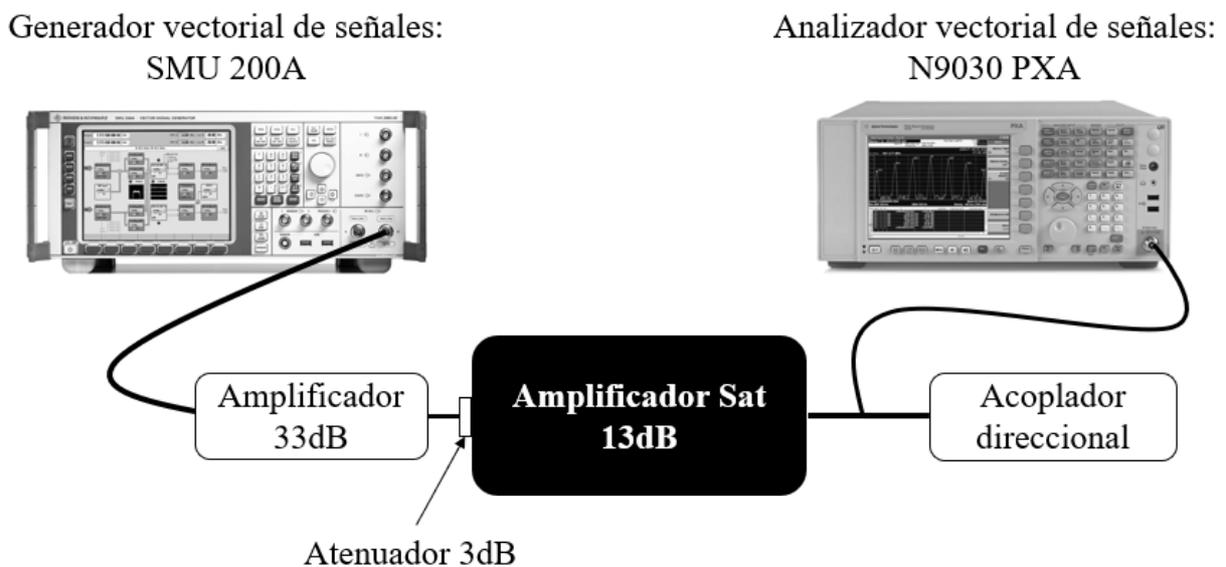


Figura 6-2. Esquema del circuito no lineal.

La potencia de pico máxima que proporciona el equipo generador de señal es de 18 dBm. Como las señales generadas tienen en torno a 10 dB de PAPR el máximo de potencia que se puede dar a la señal es de 8 dBm. Con dicha potencia el amplificador no entra en saturación. Es por ello que la señal debe ser preamplificada (por un amplificador de ganancia 33 dB). Se utiliza un atenuador de 3 dB para mejorar la adaptación de impedancias entre ambos amplificadores. Estos dispositivos en cascada proporcionan una ganancia en torno a 55 dB.

Posteriormente, el acoplador direccional y otro atenuador colocado a la entrada del analizador para protegerlo de niveles excesivos de potencia introducen unas pérdidas en torno a 20 dB.

El montaje no lineal se muestra en la siguiente figura:

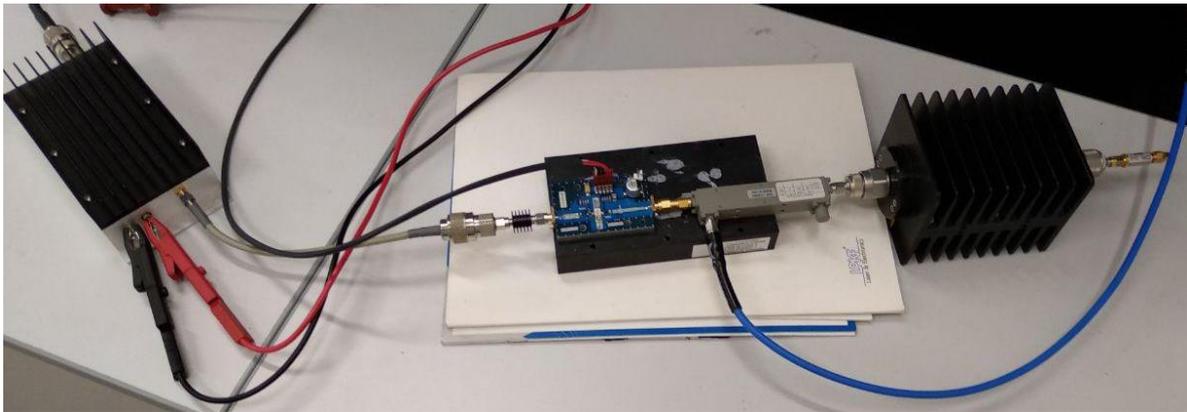


Figura 6-3. Circuito con respuesta no lineal.

6.4. Resultados obtenidos

6.4.1. Resultados de simulación en MATLAB

En primer lugar, antes de presentar los resultados de laboratorio, es conveniente presentar las señales que se generaron en MATLAB “ideales”, es decir, sin introducir ningún cambio en las mismas.

Para observar el efecto del PAPR se representan en el dominio del tiempo (Figura 6-4). Se pueden sacar varias conclusiones de dicha imagen:

- OFDM tiene una mayor variación entre sus valores máximos y su media que GFDM y GS-GFDM. Esto derivará en una mayor relación PAPR.
- GS-GFDM sufre menores variaciones entre sus valores máximos y su media que GFDM, por lo que contendrá una menor relación PAPR.
- La duración de GS-GFDM es mayor debido a la introducción del subsímbolo a 0, por lo que se pierde eficiencia en transmisión.

Calculando el PAPR de estas tres señales se obtiene:

Tabla 6-2. PAPR obtenido para las señales “ideales”.

<i>Forma de onda</i>	OFDM	GFDM	GS-GFDM
<i>PAPR (dBm)</i>	10,91	8,02	7,76

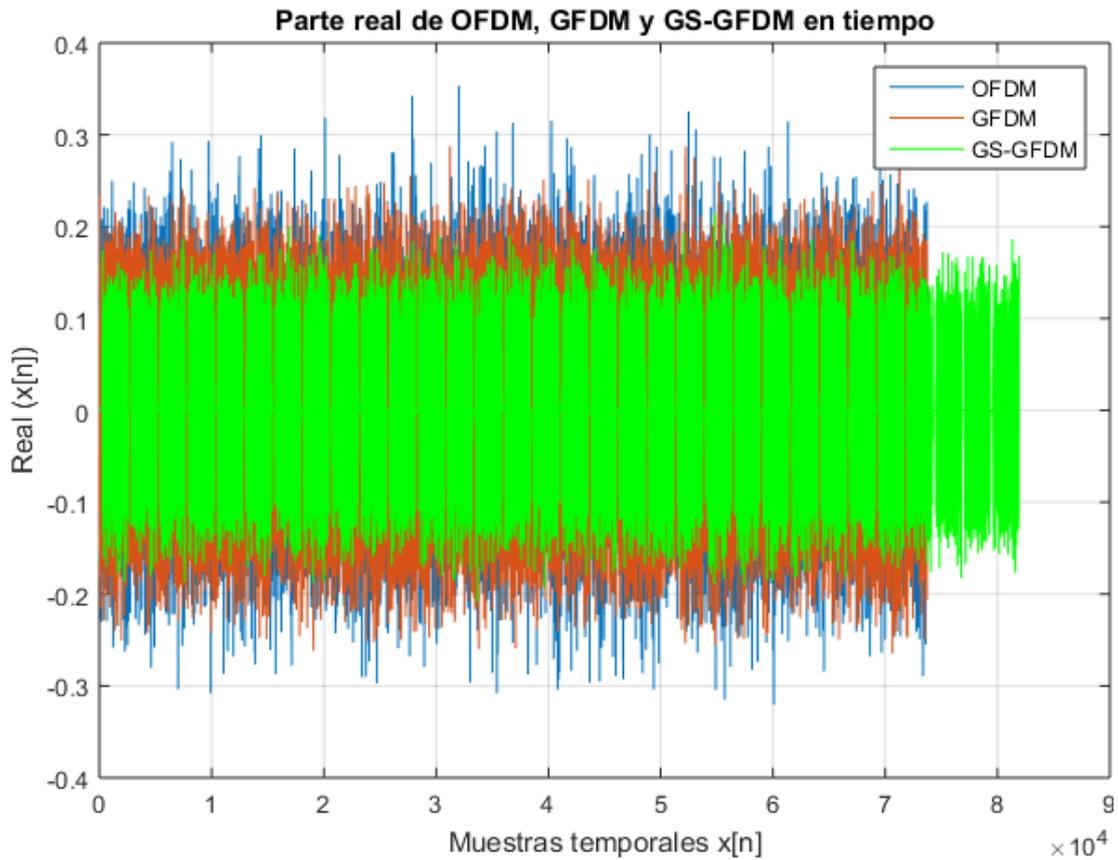


Figura 6-4. Parte real de OFDM, GFDM y GS-GFDM en tiempo.

En cuanto al dominio frecuencial, el espectro de estas tres señales se representó en la figura Figura 4-15, aunque se volverá a representar aquí por comodidad para el lector:

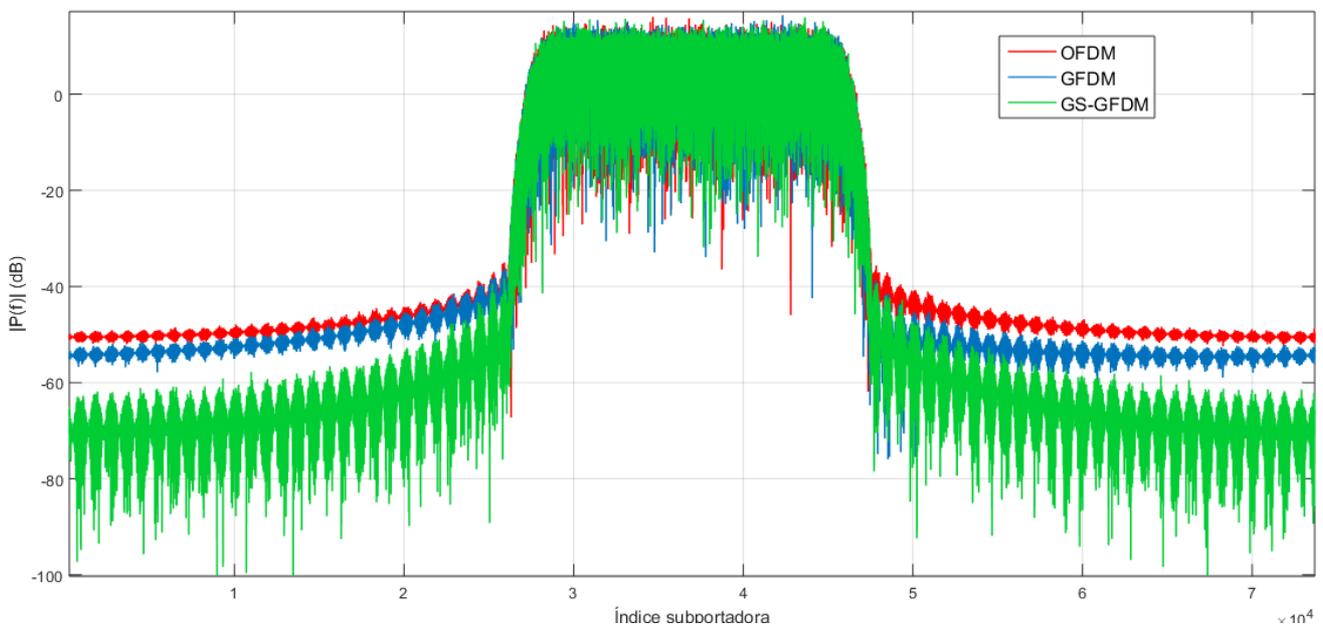


Figura 6-5. Espectros de las señales “ideales” OFDM, GFDM y GS-GFDM obtenidos en simulación.

Se comprueba en la Figura 6-5 cómo GS-GFDM contiene un menor contenido espectral fuera de la banda de transmisión, favoreciendo la obtención de un menor ACPR, es decir, menor interferencia entre canales adyacentes. En este apartado no es necesario el cálculo del valor NMSE ya que las señales no sufren cambios.

6.4.2. Resultados del escenario lineal

En este escenario las señales no sufren deformaciones ya que el montaje experimental consta de un cable entre el generador de la señal y el analizador.

Si comparamos el espectro obtenido entre las tres señales se obtiene:

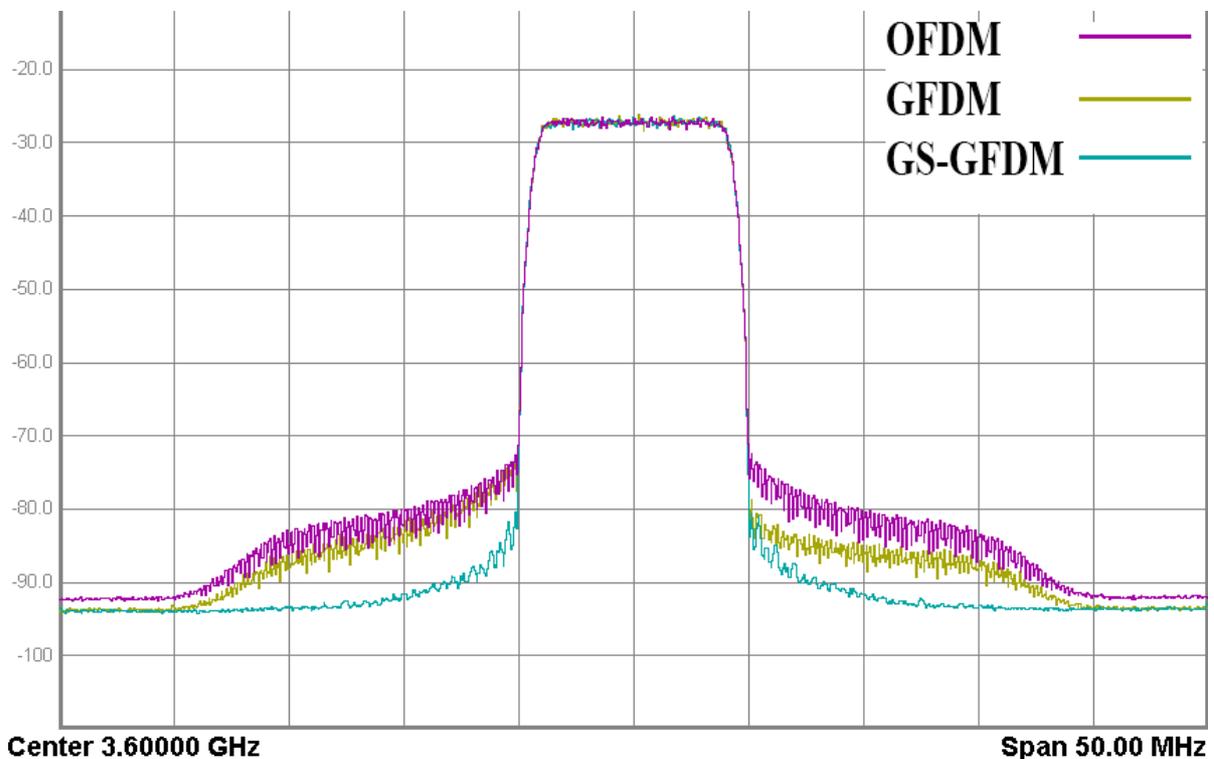


Figura 6-6. Espectros de las señales obtenidos por el equipo del laboratorio para el escenario lineal.

Este resultado corrobora el obtenido en simulación del apartado anterior: GFDM y GS-GFDM contienen una menor energía en la zona fuera de banda de transmisión.

Si representamos las señales obtenidas en el dominio del tiempo se obtiene lo representado en la Figura 6-10. Se vuelve a comprobar cómo en este escenario tanto GFDM como GS-GFDM tiene una relación menor entre sus valores máximos y su media que OFDM, lo que conlleva a un menor PAPR.

Realizando el cálculo del valor ACPR mediante los equipos del laboratorio se obtiene:

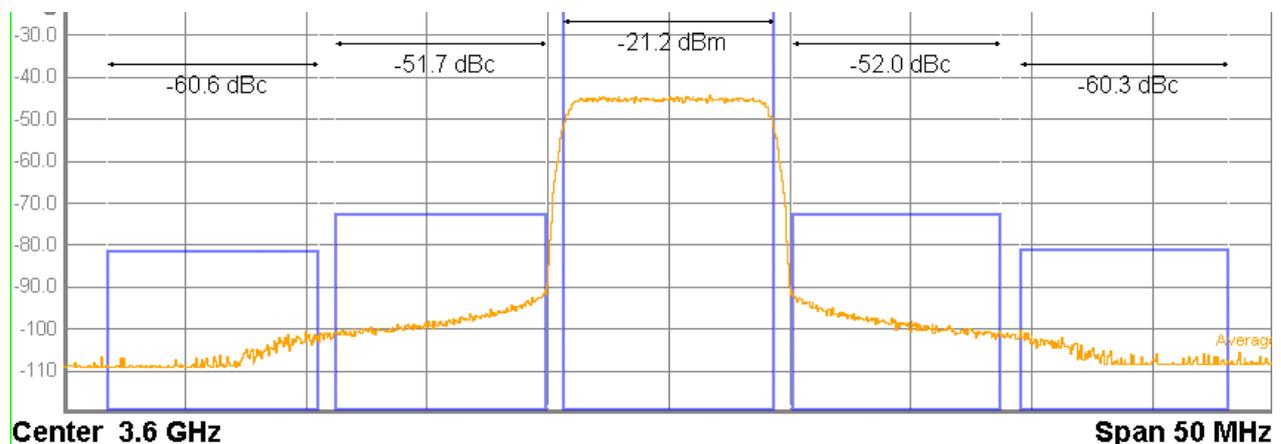


Figura 6-7. Cálculo del ACPR para la señal OFDM en escenario lineal por el equipo del laboratorio.

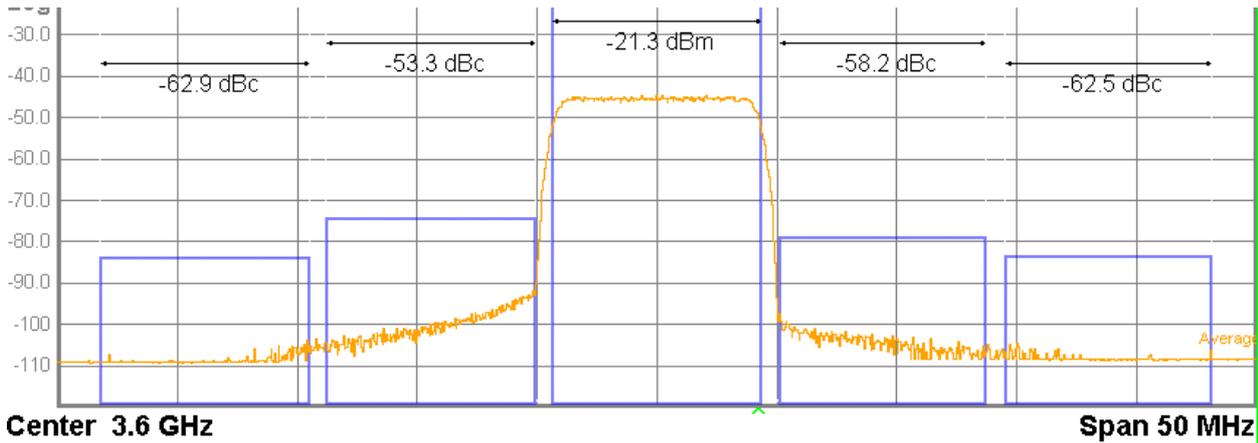


Figura 6-8. Cálculo del ACPR para la señal GFDm en escenario lineal por el equipo del laboratorio.

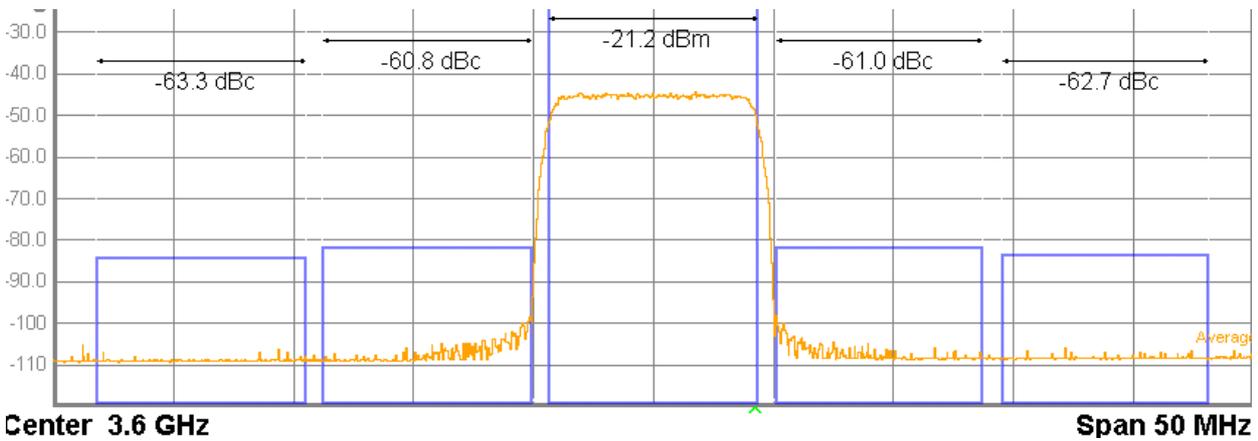


Figura 6-9. Cálculo del ACPR para la señal GS-GFDm en escenario lineal por el equipo del laboratorio.

En resumen, los valores de PAPR y ACPR mediante los equipos de laboratorio y MATLAB para el escenario lineal se obtiene:

Tabla 6-3. Resultados de PAPR, ACPR y NMSE para el escenario lineal.

Forma de onda		OFDM		GFDm		GS-GFDm	
Método de obtención		MATLAB	Laboratorio	MATLAB	Laboratorio	MATLAB	Laboratorio
PAPR (dBm)		10,95	10,91	8,01	8,02	7,73	7,76
ACPR (dBc)	Canal anterior	-66,17	-51,7	-66,28	-53,3	-66,07	-60,8
	Canal posterior	-66,13	-52	-66,17	-58,2	-66,04	-61
NMSE (dB)		-47,3		-48,5		-48	

Se comprueba como el PAPR es menor para GS-GFDm que para OFDM y GFDm. Por otra parte, el ACPR obtenido a partir de las muestras de las señales capturadas en los equipos no varía de manera significativa por lo que en un escenario lineal las tres señales aportan las mismas prestaciones en ese sentido. Destacar también la poca variación con el resultado obtenido en MATLAB para el PAPR, lo que corrobora la correcta toma de datos del equipo. Por otro lado, cabe comentar que las medidas de ACPR entre MATLAB y laboratorio tiene cierta desviación. Esto es debido a que el ACPR se mide en MATLAB a partir de las muestras adquiridas de la señal mediante el modo VSA del equipo, que son posteriormente procesadas, antes de calcular las figuras de mérito como el ACPR o NMSE. Esto reduce el fondo de ruido y aumenta el rango dinámico. Lo interesante es

ver cómo con GFDM/GS-GFDM se obtiene un menor ACPR que con OFDM cuando se mide en el modo analizador de espectro del equipo. Por último, el NMSE es muy bajo ya que el escenario lineal no varía las señales, por lo que siguen siendo muy similares a las “ideales”.

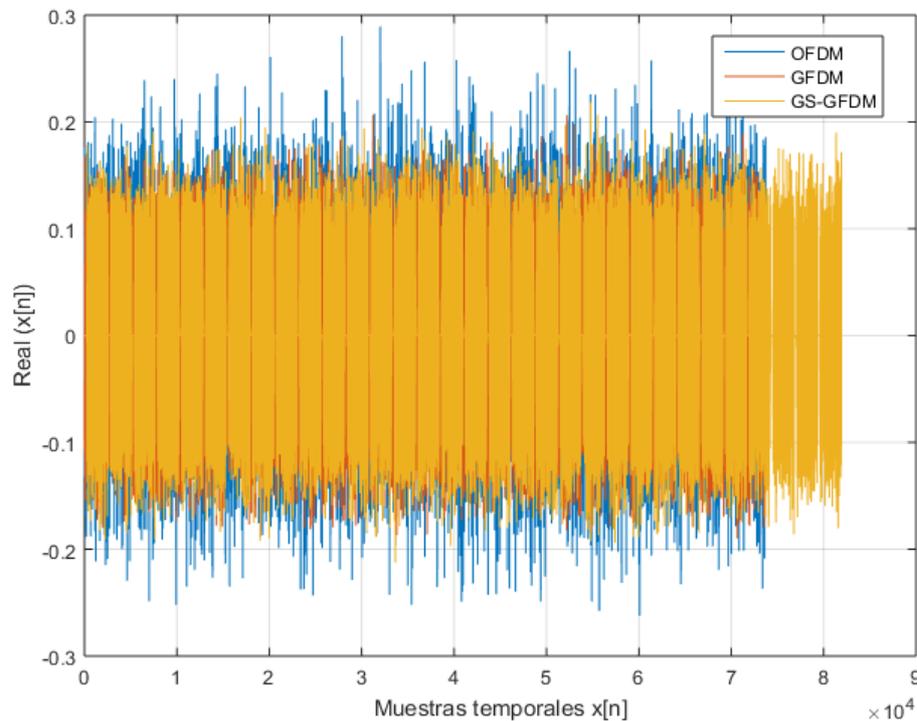


Figura 6-10. Representación de la parte real de las señales OFDM, GFDM y GS-GFDM en el dominio del tiempo en el escenario lineal.

6.4.3. Resultados en el escenario no lineal (saturación)

Este escenario está preparado para obtener una distorsión de la señal debido a que el amplificador de potencia no se encuentra en su estado lineal. Esto se puede ver de forma clara en la siguiente imagen:

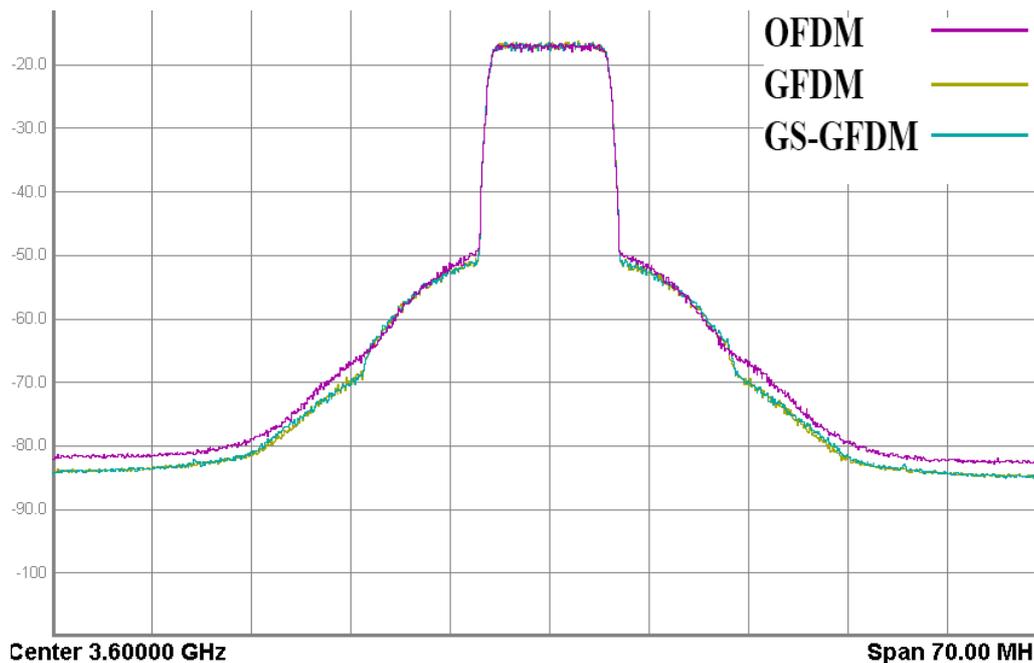


Figura 6-11. Espectros de las señales obtenidos por el equipo del laboratorio para el escenario no lineal. Lo primero que llama la atención es el conocido como recrecimiento espectral.

Provoca que la señal tenga una energía elevada en zonas fuera del ancho de banda reservado para el canal. Esto es lo que causa que en saturación el ACPR de las señales aumente.

Para el caso del escenario en saturación ya no se observa tan bien como en el escenario lineal la mejoría introducida por GFDM o GS-GFDM con respecto OFDM. Sí que se observa que en un principio la energía obtenida por el recrecimiento espectral es la misma para las tres señales. No obstante, a medida que se aleja en frecuencia del canal, tanto GFDM como GS-GFDM mantienen un nivel inferior a OFDM. Esto conllevará a un menor ACPR en las señales de GFDM y GS-GFDM. Las imágenes recogidas del equipo donde se calcula el ACPR para un canalizado de 9,4 MHz se presentan a continuación:

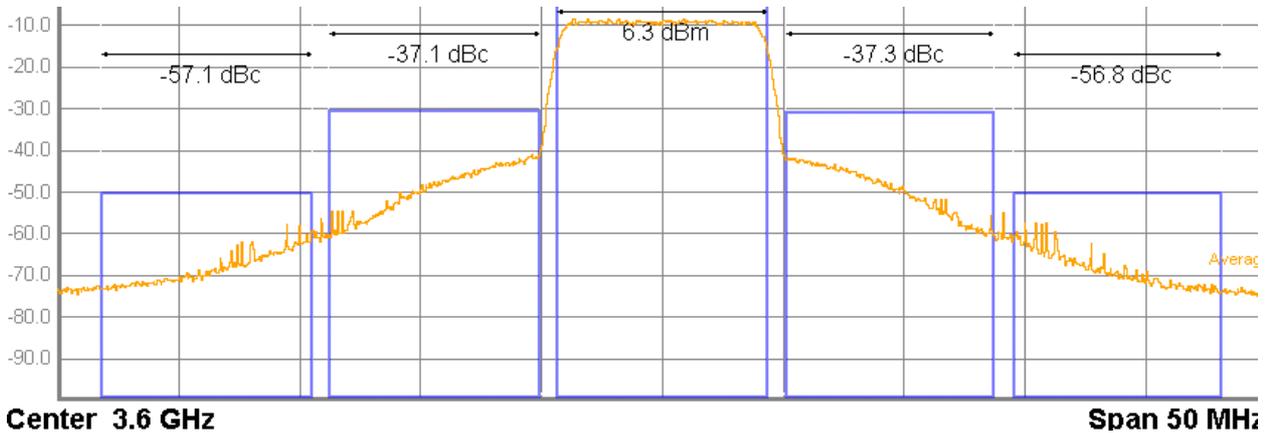


Figura 6-12. Cálculo del ACPR para la señal OFDM en saturación por el equipo del laboratorio.

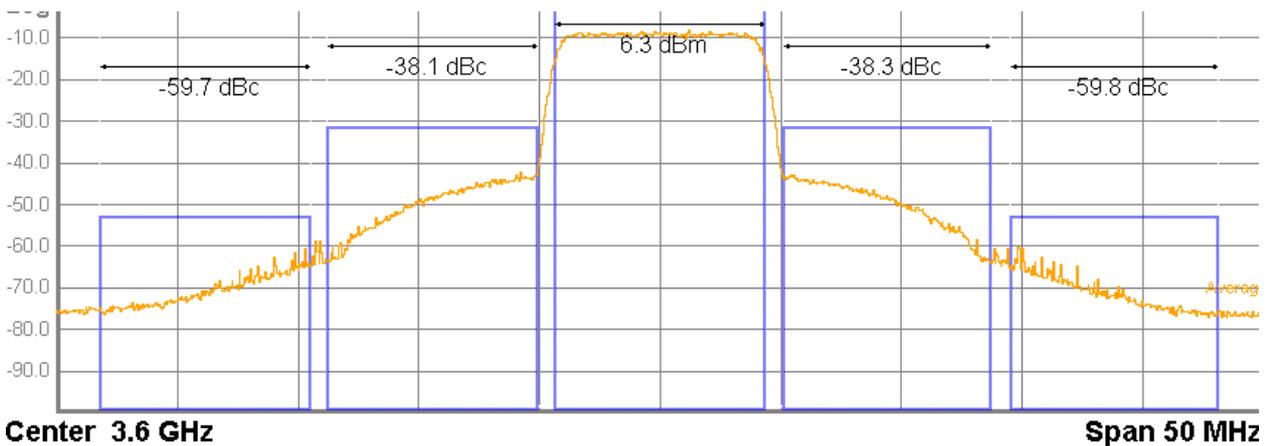


Figura 6-13. Cálculo del ACPR para la señal GFDM en saturación por el equipo del laboratorio.

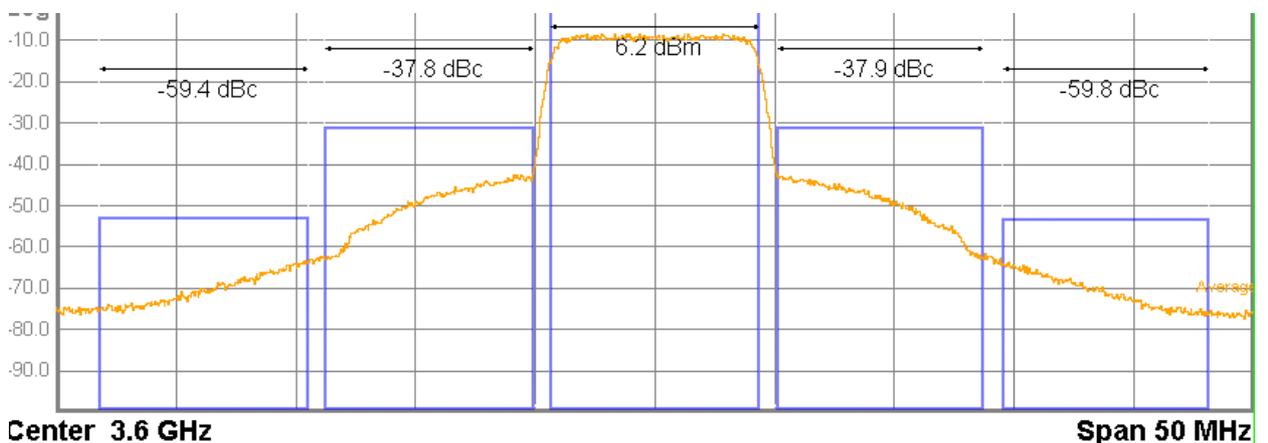


Figura 6-14. Cálculo del ACPR para la señal GS-GFDM en saturación por el equipo del laboratorio.

De las imágenes anteriores cabe destacar que, para el segundo canal adyacente, ya se estaría consiguiendo hasta 3 dBc menos de interferencia con GFDM o GS-GFDM que con OFDM.

En cuanto al dominio espectral, el efecto introducido por el dispositivo en saturación parece no variar en gran medida la señal respecto al escenario anterior:

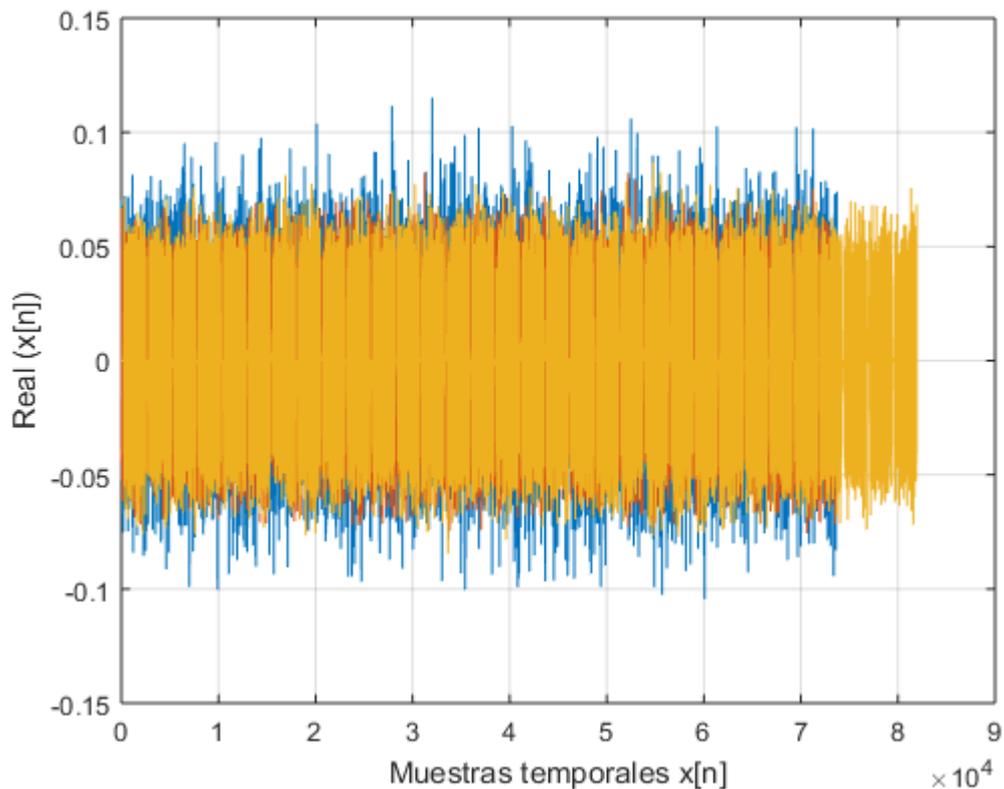


Figura 6-15. Representación de la parte real de las señales OFDM, GFDM y GS-GFDM en el dominio del tiempo en el escenario no lineal.

Al estar midiendo el nivel PAPR de la señal de entrada el resultado obtenido no varía entre el escenario lineal y no lineal.

A continuación, se detallan los valores obtenidos en el escenario no lineal:

Tabla 6-4. Resultados de PAPR, ACPR y NMSE para el escenario no lineal.

Forma de onda		OFDM		GFDM		GS-GFDM	
Método de obtención		MATLAB	Laboratorio	MATLAB	Laboratorio	MATLAB	Laboratorio
PAPR (dBm)		10,94	11	8,04	8,02	7,75	7,8
ACPR (dBc)	Canal anterior	-37,39	-37,1	-38,32	-38,1	-37,95	-37,8
	Canal posterior	-37,33	-37,3	-38,21	-38,3	-37,74	-37,9
NMSE (dB)		-28,6		-30,9		-30,7	

Es importante destacar el aumento del error NMSE debido a la distorsión que sufren las señales en saturación.

6.5. Conclusiones de los resultados

Como se ha podido comprobar con los resultados obtenidos tras la generación y análisis de las tres señales en general GFDM y GS-GFDM proporcionan mejores prestaciones respecto a OFDM:

- En el escenario lineal se obtiene hasta 3 dB menos de nivel PAPR con GS-GFDM respecto a OFDM.
- En nivel de interferencia en el canal adyacente no cambia significativamente en el escenario lineal.
- Cuando las señales se encuentran sometidas a distorsión provocada por un dispositivo que opera en saturación (escenario no lineal), el nivel de PAPR se mantiene similar al escenario lineal. Por lo que siguen mostrando mejores prestaciones las señales GFDM ante la señal OFDM.
- El nivel ACPR sí cambia significativamente en el escenario no lineal, consiguiendo del orden, de 1 dB menos de interferencia en el primer canal adyacente y de hasta 3 dB menos de interferencia en el segundo canal adyacente con las señales GFDM que con OFDM.

Tabla 6-5. Tabla resumen con los valores obtenidos del análisis de las señales GFDM y GS-GFDM ante OFDM.

<i>Forma de onda</i>		OFDM		GFDM		GS-GFDM	
<i>Método de obtención</i>		MATLAB	Laboratorio	MATLAB	Laboratorio	MATLAB	Laboratorio
<i>Escenario Lineal</i>							
<i>PAPR (dBm)</i>		10,95	10,91	8,01	8,02	7,73	7,76
<i>ACPR (dBc)</i>	Canal anterior	-66,17	-51,7	-66,28	-53,3	-66,07	-60,8
	Canal posterior	-66,13	-52	-66,17	-58,2	-66,04	-61
<i>NMSE (dB)</i>		-47,3		-48,5		-48	
<i>Escenario No Lineal</i>							
<i>PAPR (dBm)</i>		10,94	11	8,04	8,02	7,75	7,8
<i>ACPR (dBc)</i>	Canal anterior	-37,39	-37,1	-38,32	-38,1	-37,95	-37,8
	Canal posterior	-37,33	-37,3	-38,21	-38,3	-37,74	-37,9
<i>NMSE (dB)</i>		-28,6		-30,9		-30,7	

7. CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

The idea behind digital computers may be explained by saying that these machines are intended to carry out any operations which could be done by a human computer.

- Alan Turing-

Tras obtener los resultados del análisis de la señal GFDM en el escenario lineal y no lineal y comparar sus prestaciones con una señal OFDM se pueden extraer las siguientes conclusiones.

GFDM hace frente al problema existente en OFDM de un elevado nivel de PAPR. Gracias a esto se puede facilitar el diseño y la eficiencia de los dispositivos, ya que no es necesario limitar el rango de funcionamiento de los amplificadores de potencia para asegurarse el trabajar en la zona lineal. Y, aunque el nivel de potencia de la señal lleve al amplificador a trabajar en zona de saturación, se ha comprobado que GFDM sigue dando unas prestaciones mejores respecto a OFDM en lo que respecta al nivel PAPR.

Además, GFDM aporta cierta flexibilidad a la hora de su construcción gracias a los parámetros de diseño (M y K) que incluye. Esto permite ajustar distintos anchos de banda para distintas aplicaciones y dividir la banda disponible en un número de usuarios que se adapte al escenario.

La disminución del nivel ACPR conseguido gracias a GFDM proporciona una mejor compartición del espectro ya que no sería necesario un ancho de banda de guarda elevado entre canales para obtener una interferencia entre los mismos aceptable. Esto permite que en el mismo ancho de banda se puedan alojar a un mayor número de usuarios simultáneamente.

Estos resultados dan lugar a la conclusión de que GFDM presenta mejores prestaciones y es una mejor candidata a comunicaciones de quinta generación que OFDM debido a las características existentes en esta nueva generación de redes móviles.

Por último, en este trabajo se ha analizado la generación y el comportamiento de una señal GFDM y GS-GFDM ante distintos escenarios. Sin embargo, para realizar un análisis y una comparativa completa es necesario terminar la comunicación realizando un receptor y comparar las prestaciones aportadas por el sistema completo. Es por ello que, en un trabajo futuro y continuando con lo expuesto en este trabajo, se encuentra el diseño y realización de un receptor GFDM para comparar un sistema de comunicación completo GFDM y OFDM para diferentes entornos y extraer conclusiones sobre en qué ambiente se obtienen mejores prestaciones utilizando GFDM para enfocar su uso hacia un sector más concreto de la quinta generación.

ANEXO A

El siguiente código genera en “*x_tx*” una señal GFDM ó GS-GFDM según se seleccione en el código (cambiando de valor a la variable *GS*). En “*ofdm_tx*” genera una señal OFDM con los mismos parámetros que la señal GFDM.

```
%%-----  
% Autor: Borja de los Ríos de la Peña  
% TFM: Generación de señal GFDM  
% Descripción:  
% Generación de señal utilizando la forma de onda candidata para 5G GFDM y  
% comparación con una señal OFDM de las mismas características.  
%-----  
  
close all  
clear  
  
% parámetros del artículo de Michailov  
M=9;  
K=64;  
N=K*M;  
  
%Bandera GS-GFDM  
GS=0;  
  
% número de símbolos a crear  
Num_simb=32;  
  
%Número de muestras a usar en el prefijo cíclico  
CP=40;  
  
% Se utilizará una semilla para obtener el mismo resultado en cada  
% simulación.  
seed=22;  
rand('seed', seed);  
randn('seed', seed);  
  
%Modulación 16 QAM  
modulation = sqrt(1/10)*...  
    [-3+3*1i, -1+3*1i, +1+3*1i, +3+3*1i, ...  
     -3+1*1i, -1+1*1i, +1+1*1i, +3+1*1i, ...  
     -3-1*1i, -1-1*1i, +1-1*1i, +3-1*1i, ...  
     -3-3*1i, -1-3*1i, +1-3*1i, +3-3*1i];  
  
% Definición de variables:  
n = (0:N-1).';  
x_tx_lab=zeros(1,Num_simb*N);  
x_tx_lab_cp=zeros(1,Num_simb*(N+CP));  
  
% Se crea el filtro con la forma coseno alzado utilizando la función de  
% MATLAB "rcosdesign"  
h = rcosdesign(0.9, (M), K, 'normal');  
h=circshift(h(1:length(h)-1), [0,N/2]).';
```

```

% Se crea la instancia para la matriz de transmisión "A"
A=zeros(M*K);

% La matriz A se generará mediante multiplicación del filtro h con la
% convolución circular realizada y del vector de frecuencias:
w2 = exp(1j*2*pi/K);
for k=0:K-1

    for m=0:M-1

        A(:,m*K+k+1) = circshift(h,[m*K,0]) .* w2.^(k*n);

    end

end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for ii=1:Num_simb

    if GS==0
        %GENERA UNA GFDM
        %%-----
        % Se genera un vector aleatorio de muestras para cada símbolo
        indice_simbolos = ceil(length(modulation)*rand(1,N));

        % Genera la señal a transmitir
        simbolos = modulation(indice_simbolos);

        % Convierte el vector de muestras generado a una matriz:
        simb_matrix=reshape(simbolos,K,M);
        %%-----

    else
        %GENERA UNA GS-GFDM:
        %%-----
        indice_simbolos = ceil(length(modulation)*rand(1,K*(M-1)));
        simbolos = modulation(indice_simbolos);
        simb_matrix=reshape(simbolos,K,M-1);
        simb_matrix=[zeros(K,1),simb_matrix];

        %%-----

    end
    % Sobremuestrea con factor K
    simb_up_matrix=upsample(simb_matrix.',K);

    % Creación de la matriz de símbolos a transmitir:
    x=A.'*simb_up_matrix;

    %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    %%Generación de la señal submuestreando y eliminando las muestras
    %%intermedias entre las muestras de interés.
    for i=1:M
        x_test(i,:)=x(i+(i-1)*K,:);
    end

    % Transformación de matriz a vector:

```

```

x_test_2=x_test.';
x_end=x_test_2(:);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Inserción del prefijo cíclico y concatenación de los Num_simb símbolos
x_end_cp=Insertar_CP(x_end,CP);

% Creación del vector a transmitir juntando todos los símbolos generados
x_tx_lab((ii-1)*N+1:(ii-1)*N+1+length(x_end)-1)=x_end.';
x_tx_lab_cp((ii-1)*(N+CP)+1:(ii-1)*(N+CP)+1+length(x_end_cp)-1)=x_end_cp.';

% Generación de la señal OFDM
for m = 1:M
    indice_simbolos = ceil(length(modulation)*rand(1,K));
    % Genera la señal a transmitir
    x2 = modulation(indice_simbolos);
    x2=fftshift(iff(x2));
    ofdm((ii-1)*N+(m-1)*K+(1:K)) = x2;
end

% Inserción del prefijo cíclico en señal OFDM_CP
ofdm_cp((ii-1)*(N+CP)+1:(ii-1)*(N+CP)+1+length(x_end_cp)-
1)=Insertar_CP(ofdm(1,(ii-1)*N+1:(ii)*N),CP);

end

% Estas operaciones sirven para la correcta visualización de la señal en
% los equipos del laboratorio
x_tx=resample(x_tx_lab,4,1);
x_tx_cp=resample(x_tx_lab_cp,4,1);

ofdm_tx=resample(ofdm,4,1);
ofdm_tx_cp=resample(ofdm_cp,4,1);

xteor=Spectrum_Shaping(x_tx_lab.',1,4,0.1,96);
xteor_CP=Spectrum_Shaping(x_tx_lab_cp.',1,4,0.1,96);

Xfft=fftshift(fft(x_tx));
Xfft=Xfft/std(Xfft);
XfftIdx = 1:length(Xfft);

Xfft_ofdm=fftshift(fft(ofdm_tx));
Xfft_ofdm=Xfft_ofdm/std(Xfft_ofdm);
Xfft_cpIdx = 1:length(Xfft_ofdm);

figure,
plot(Xfft_cpIdx,mag2db(abs(Xfft_ofdm)),'r');grid;

hold on,plot(XfftIdx,mag2db(abs(Xfft)));grid;
if GS==1
legend('OFDM','GS-GFDM')
else
legend('OFDM','GFDM')
end

```

Además, son necesarias las siguientes funciones:

```
function xteor_RRC = Spectrum_Shaping(xteor,Fd,Fs,alpha,delay)

%% Filtramos para hacer Spectrum Shaping

x_ex = [xteor(end-delay+1:end); xteor; xteor(1:delay)];

% if NPRB == 100, Fs = 2; else, Fs = 4; end
%if NPRB == 100, Fs = 2; else, Fs = 6; end

y_ex = rcosflt(x_ex, Fd, Fs, 'fir', alpha, delay); % Filtro RC
xteor_RRC = y_ex(2*delay .* Fs/Fd + 1:end-(2*delay .* Fs/Fd));

end
```

```
function x_cp=Insertar_CP(x,cp)

[~,Col]=size(x);

if Col==1
    x_cp=[x(end-(cp-1):end) .',x.'];
else
    x_cp=[x(end-(cp-1):end),x].';
end

end
```

REFERENCIAS

- [1] A. Sendín Escalona, *Fundamentos de los sistemas de comunicaciones móviles: evolución y tecnologías*, Madrid: McGraw-Hill España, 2004.
- [2] U. S. Jha, *OFDM Towards Broadband Wireless Access*, Norwood: Artech House, 2007.
- [3] 3GPP, «3GPP.org,» 14 junio 2018. [En línea]. Available: http://www.3gpp.org/news-events/3gpp-news/1965-rel-15_news. [Último acceso: 16 junio 2018].
- [4] Qualcomm, «Accelerating 5G NR for Enhanced Mobile Broadband,» 2017.
- [5] Cisco, «Cisco Visual Networking Index: Forecast and Methodology, 2016–2021,» 2017.
- [6] ITU, «IMT traffic estimates for the years 2020 to 2030,» 2015.
- [7] N. Michailov, M. Matthé, G. Simões y A. Navarro, «Generalized Frequency Division Multiplexing for 5th Generation Cellular Networks,» *IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS*, vol. 62, n° 9, pp. 3045-3061, 2014.
- [8] X. Wei, Z. Kan y S. Xuemin, «GFDM: A Flexible Multi-Carrier Waveform for 5G,» de *5G Mobile Communications*, Springer International Publishing, 2016, pp. 229-230.
- [9] M. Van Eeckhaute, A. Bourdoux, P. De Doncker y F. Horlin, «Performance of emerging multi-carrier waveforms for 5G asynchronous communications,» *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2017.
- [10] G. Fettweis, M. Krondorf y S. Bittner, «GFDM - Generalized Frequency Division Multiplexing,» de *VTC Spring 2009 - IEEE 69th Vehicular Technology Conference*, Barcelona, España, 2009.
- [11] M. Bellanger, «A Primer on FBMC physical layer,» *Physical Layer For Dynamic Spectrum Access And Cognitive Radio*, 2010.
- [12] Rohde&Schwarz, *5G waveform candidates*, 2016.
- [13] L. F. Arias Macías, *La capa física en los futuros sistemas de 5ª generación 5G*, Sevilla: Universidad de Sevilla, 2016.
- [14] F. Schaich y T. Wild, «Waveform contenders for 5G — OFDM vs. FBMC vs. UFMC,» de *6th International Symposium on Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP)*, Atenas, 2014.
- [15] X. Wang, T. Wild, F. Schaich y A. Santos, «Universal Filtered Multi-Carrier with Leakage-Based Filter Optimization,» de *20th European Wireless Conference*, Barcelona, 2014.
- [16] MathWorks. [En línea]. Available: <https://es.mathworks.com/help/comm/examples/ufmc-vs-ofdm-modulation.html>. [Último acceso: Abril 2018].

GLOSARIO

3

3GPP
3rd Generation Partnership Project, 8

A

ACPR
Adjacent Channel Power Ratio, 33
AMPS
Advance Mobile Phone System, 6

C

CEPT
Conférence européenne des administrations des postes et
des télécommunications, 7

E

ETSI
European Telecommunications Standards Institute, 8

F

FBMC
Filter Bank Multi Carrier, 41
FDD
Dúplex por División en Frecuencia, 8

G

GFDM
Generalized Frequency Division Multiplexing, 27
GS-GFDM
Guard Symbol - Generalized Frequency Division
Multiplexing, 31, 33

H

HSDPA
High Speed Downlink Packet Access, 10
HSUPA
High Speed Uplink Packet Access, 10

I

IEEE
Institute of Electrical and Electronics Engineers, 3
ITU
International Telecommunications Union, 8

L

LTE
Long Term Evolution, 10

N

NMSE
Normalised Mean Square Error, 54
NMT 450
Nordic Mobile Telephony 450 MHz, 6

O

OFDM
Orthogonal Frequency Division Multiple, 11
OFDMA
Orthogonal Frequency-Division Multiple Access, 11
OOB
Out-of-band, 17

P

PAPR
Peak to Average Power Ratio, 17
PSK
Phase Shift Keying, 11

Q

QAM
Quadrature Amplitude Mode, 16
Quadrature Amplitude Modulation, 11
QPSK
Quadrature Phase Shift Keying, 16

R

RTMS
Radio Telephone Mobile System, 6

S

SC-FDE
Single-Carrier Frequency Domain Equalization, 37
SC-FDMA
Single Carrier Frequency Division Multiple Access, 11

T

TACS
Total Access Communications System, 6
TDD
Dúplex por División en Tiempo, 8

U

UFMC
Universal Filter Multi-Carrier, 47
UMTS
Universal Mobile Telecommunications System, 8
URLLC
Ultra-Reliable and Low-Latency Communications, 25

