



Universidad
Zaragoza

Trabajo Fin de Grado

Diseño e implementación de una aplicación de transmisión y recepción de señales multiportadora enfocadas a redes 4G y 5G

Design and implementation of a transmission-reception application of multi-carrier signals focused on 4G and 5G networks

Autor

Luis Orús Gracia

Director

Carlos Mateo Pérez

PONENTE

Paloma García Dúcar

ESCUELA DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
2016

TRABAJOS DE FIN DE GRADO / FIN DE MÁSTER



Escuela de
Ingeniería y Arquitectura
Universidad Zaragoza

DECLARACIÓN DE AUTORÍA Y ORIGINALIDAD

(Este documento debe acompañar al Trabajo Fin de Grado (TFG)/Trabajo Fin de Máster (TFM) cuando sea depositado para su evaluación).

D./Dª. Luis Orús Gracia,

con nº de DNI 25207103-T en aplicación de lo dispuesto en el art.

14 (Derechos de autor) del Acuerdo de 11 de septiembre de 2014, del Consejo de Gobierno, por el que se aprueba el Reglamento de los TFG y TFM de la Universidad de Zaragoza,

Declaro que el presente Trabajo de Fin de (Grado/Máster) Grado, (Título del Trabajo)

"Diseño e implementación de una aplicación de transmisión y recepción de señales multiportadora enfocadas a redes 4G y 5G"

es de mi autoría y es original, no habiéndose utilizado fuente sin ser citada debidamente.

Zaragoza, 23 de Junio de 2016

Fdo:

Luis Orús Gracia

Diseño e implementación de una aplicación de transmisión y recepción de señales multiportadora enfocadas a redes 4G y 5G

RESUMEN

El objetivo de este Trabajo Fin de Grado (TFG) es el análisis y evaluación de los nuevos formatos de modulación multiportadora que conformarán la base del nuevo estándar de comunicaciones de Quinta Generación (5G), concebidos como evolución de la modulación *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM)*, fundamento de los sistemas de Cuarta Generación (4G).

El futuro estándar de comunicaciones 5G deberá dar respuesta al crecimiento exponencial de la demanda global al acceso de información de manera instantánea; aglutinar las distintas tecnologías presentes con el objetivo de proporcionar altísimas tasas de transmisión, muy baja latencia, acceso instantáneo, siempre disponible, seguro y fiable. Se propone para ello el estudio de los 3 tipos modulación multiportadora candidatas al futuro estándar 5G: *Filter Bank Multicarrier (FBMC)*, *Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM)* y *Universal Filtered Multicarrier (UFMC)*. Cada una de ellas aborda de manera distinta la visión global que su antecesora OFDM representa, mejorando sus propiedades espectrales y dando respuesta a las demandas anteriormente enunciadas.

Se propone para ello la creación, mediante el entorno software MATLAB[®], de una Aplicación que implemente un sistema modulador-demodulador que permita la modificación de los principales parámetros de las modulaciones multiportadora con el objetivo de realizar a posteriori una evaluación basada en el estudio espectral que posibilite la elección del mejor esquema presentando. Se planteará, para ello, una serie de escenarios reales basados en montajes híbridos de óptica-Radiofrecuencia (RF) que permitirán el estudio del comportamiento de dichas modulaciones, tanto en el uso de amplificadores como de fibra óptica, columna vertebral de los sistemas actuales pertenecientes al 4G, así como los futuros sistemas 5G. Se procederá a la evaluación de parámetros de calidad.

A mi madre, a mi padre.

Agradecimientos

Me gustaría dedicar estas líneas para agradecer a todas aquellas personas relevantes que han convertido esta etapa de mi vida en una de las mejores que recuerdo. A mi madre, a mi padre, a mi hermana, a mi chica, a mi abuela, a mi familia y amigos cercanos, responsables todos ellos de mi éxito.

A mis amigos y compañeros de la carrera. A mis guías a lo largo de este Trabajo de Fin de Grado: mi Director y mi Ponente. A mis compañeros de laboratorio.

A todos aquellos que tornaron mi amor por el dibujo y la arquitectura y convirtieron la Ingeniería en mi pasión.

En especial me gustaría agraceder a la siempre gran olvidada, Educación Pública. Gracias a ella, he podido disfrutar de una época dorada de estudios. Al Colegio Público Monsalud, al Instituto de Educación Secundaria Félix de Azara, a la Universidad de Zaragoza.

Índice general

Lista de Acrónimos	xxi
Introducción	xxvii
I Modulaciones	1
1. Modulaciones multiportadora 5G	3
1.1. Nuevos esquemas de modulación	3
1.2. FBMC	4
1.3. GFDM	7
1.4. UFMC	9
1.5. Evolución de OFDM	10
2. Implementación de las modulaciones multiportadora	13
2.1. Esquema inicial	13
2.2. O-QAM y PPN	14
2.3. Filtrado a nivel de subsímbolo	15
2.4. Filtrado a nivel de subbanda	15
2.5. Implementación enfocada hacia el entorno software MATLAB®	16
2.5.1. OFDM	16
2.5.2. FBMC	17
2.5.3. GFDM	18
2.5.4. UFMC	20
2.6. Prestaciones computacionales	21
2.6.1. Procesado lineal	21
2.6.2. Procesado matricial	22
3. Aplicación experimental	25
3.1. Sistema Transmisor-Receptor	25
3.2. Interfaz del Sistema Transmisor	27
3.2.1. Parámetros de configuración	28
3.2.2. Información relativa y representación	29
3.2.3. Descarga en el generador de señales	30

3.3.	Interfaz del Sistema Receptor	30
3.3.1.	Proceso de demodulación	30
3.3.2.	Elección de señal	32
3.3.3.	Procesado	33
3.4.	Interfaz del Sistema Comparador	34
II	Laboratorio	37
4.	Resultados experimentales	39
4.1.	Caracterización de un Amplificador de Potencia	39
4.1.1.	Montaje	40
4.1.2.	Resultados	41
4.2.	Caracterización de un Sistema Óptico	43
4.2.1.	Montaje	44
4.2.2.	Resultados	44
4.3.	Caracterización de un sistema Radio sobre Fibra	46
4.3.1.	Montaje	46
4.3.2.	Resultados	47
4.3.3.	Ánalisis	48
4.4.	Estudio del consumo energético	50
4.4.1.	Montaje	50
4.4.2.	Resultados	51
5.	Conclusión y líneas futuras	53
5.1.	Conclusión	53
5.2.	Líneas futuras de trabajo	54
5.3.	Cronología	55
5.4.	Valoración personal	56
Bibliografía	57	
Anexos	61	
A. Modulaciones multiportadora	63	
A.1.	OFDM	63
A.1.1.	Formulación matemática	64
A.1.2.	Algoritmo de implementación	66
A.1.3.	Propiedades básicas	68
A.2.	Estructura de las tramas de transmisión	72
A.2.1.	OFDM	72
A.2.2.	FBMC	72
A.2.3.	GFDM	73
A.2.4.	UFMC	73

B. Guía de usuario	75
B.1. Sistema Transmisor	76
B.1.1. Generar una señal	76
B.1.2. Exportar señal al <i>Worspace</i> de MATLAB [®]	78
B.1.3. Visualización	79
B.1.4. Transmisión de la señal al VSG	79
B.2. Sistema Receptor	81
B.2.1. Demodular una señal	81
B.2.2. Información de demodulación	83
B.2.3. Guardar señal demodulada	85
B.2.4. Visualización: constelación y frecuencia	85
B.3. Sistema Comparador	86
B.3.1. Número de señales a comparar	86
B.3.2. Elegir y cargar una señal	86
B.3.3. Sistema de prioridades	86
B.3.4. Visualización	88
C. Configuraciones básicas	89
C.1. Configuración software: VSA	89
C.2. Configuración hardware	92
D. Montajes Experimentales	93
D.1. Amplificador de Potencia	93
D.2. Fibra Óptica	94
D.3. Radio sobre Fibra	95
D.4. Consumo energético	96
E. Resultados	97
E.1. Medidas con Amplificador de Potencia	97
E.2. Medidas con Radio sobre Fibra	102
E.3. Medidas con sistema completo	104
F. Códigos de MATLAB[®]	105
G. Hojas de Características	113

Índice de figuras

1.1.	(a) Respuesta impulsional $h(t)$ del filtro prototipo FBMC para diferentes valores de K , (b) Respuesta frecuencial $H(f)$ para diferentes valores de K	6
1.2.	Bloque de datos GFDM	7
1.3.	De izquierda a derecha y para $N = 4$: respuesta impulsional del filtro aplicado a la parte real del símbolo complejo $h_{Re}(t)$, respuesta impulsional del filtro aplicado a la parte imaginaria $h_{Im}(t)$, y resto de filtros para las 3 subportadoras restantes	8
1.4.	Respuesta impulsional del filtro Dolph-Chebyshev en función de α	10
1.5.	Relación entre las modulaciones multiportadora	11
2.1.	Diagrama de bloques básico de implementación OFDM	13
2.2.	Diagrama de bloques para la correcta implementación de FBMC	14
2.3.	Esquema de una red polifase para $K = 4$	15
2.4.	Bloques extra para la correcta implementación de GFDM . .	15
2.5.	Diagrama de bloques para la correcta implementación de UFMC	16
2.6.	Procesado OFDM, para $N = 4$ y $CP = 1$	17
2.7.	Procesado FBMC, para $N = 4$	17
2.8.	Procesado GFDM, para $N = 4$	18
2.9.	Envolvente de los filtros RRC contenidos en las matrices de modulación GFDM, con $N = 512$ y $G = 4$, para las componentes reales	19
2.10.	Procesado UFMC, para $N = 4$	20
2.11.	Envolventes del filtro Dolph-Chebyshev contenidos en la matriz de modulación UFMC, con $N = 512$ y 16 subbandas frecuenciales ($L = 24$ y $\alpha = 40$), para las componentes reales .	20
2.12.	Comparativa computacional entre OFDM y FBMC para QPSK y distintos anchos de banda	22
2.13.	Comparativa de tiempos de procesado entre el procedimiento lineal (L) y el matricial (M), para OFDM con distintas modulaciones	22

2.14. Comparativa OFDM-UFMC en términos de tiempos de procesado, para Quadrature-Phase Shift Keying (QPSK) y distintos anchos de banda	23
3.1. Esquema del sistema Transmisor-Receptor	25
3.2. Interfaz de usuario del sistema transmisor	27
3.3. Parámetros iniciales para: (a) OFDM, (b) FBMC, (c) GFDM y (d) UFMC	28
3.4. Señal generada UFMC de 10 MHz de ancho de banda para 64-Quadrature Amplitude Modulation (QAM) con filtrado de 16 subbandas, $L = 24$ y $\alpha = 40 \text{ dB}$	29
3.5. Interfaz de usuario del sistema receptor	31
3.6. Pasos del procesado de demodulación	31
3.7. Ejemplo de demodulación para una señal UFMC de 10 MHz de ancho de banda y 16-QAM	34
3.8. Comparativa 16-QAM para distintos formatos de modulación 4G y 5G de 20 MHz de ancho de banda, junto con sus valores de Bit Error Rate (BER) y Error Vector Magnitude (EVM) .	35
3.9. Comparativa de 3 señales 16-QAM UFMC de 20 MHz de ancho de banda, con distintas potencias, junto con sus valores de BER y EVM	36
4.1. Diagrama de bloques del montaje experimental de caracterización de un amplificador de potencia	40
4.2. Curva AM-AM del amplificador de potencia utilizado	40
4.3. (a) Comparativa OFDM-FBMC con $K = 2, 3$ y 4 , (b) Comparativa OFDM-GFDM con $G = 2, 4$ y 8 , y (c) Comparativa OFDM-UFMC con $B = 16, 32$ y 64 , con 100 portadoras anuladas de un total de 1024, para 10 MHz de ancho de banda y 16-QAM	41
4.4. Valores obtenidos de EVM (%) en función de la potencia de entrada P_{in} al amplificador, para varias señales 4G y 5G de 10 MHz de ancho de banda y 16-QAM	43
4.5. Diagrama de bloques del montaje experimental de caracterización de un sistema óptico	44
4.6. Valores obtenidos de EVM (%) en función de la potencia de entrada P_{in} al láser, para varias señales 4G y 5G de 10 MHz de ancho de banda y 16-QAM	44
4.7. Diagrama de bloques del montaje experimental final	46
4.8. Valores obtenidos de EVM (%) en función de la potencia de salida P_{out} del Device Under Test (DUT), para varias señales 4G y 5G de 20 MHz de ancho de banda y 16-QAM	47

4.9.	Valores de EVM (%) para 20 MHz de ancho de banda y 16-QAM para el sistema completo: (a) OFDM, (b) FBMC, (c) GFDM, y (d) UFMC	48
4.10.	NPSD con saturación en el sistema completo para las cuatro modulaciones, con 20 MHz de ancho de banda, 16-QAM y $P_{out} = -4,5$ dBm	49
4.11.	Diagrama de bloques del montaje para la medida del consumo energético	50
5.1.	Diagrama de Gantt del TFG	55
A.1.	Forma de onda de las subportadoras OFDM	65
A.2.	(a) Espectro de la señal OFDM con su característico rizado fuera de banda, (b) Subportadoras no ortogonales	66
A.3.	Variación en frecuencia $e^{j2\pi f_k t}$ de las distintas subportadoras k	67
A.4.	Subportadoras en canal dispersivo: (a) Subportadora k desplazada t_d respecto T_s óptimo, (b) Subportadora l con T_s óptimo	68
A.5.	Inserción de prefijo cíclico en subportadora l como copia de su parte final, en línea discontinua	68
A.6.	Representación visual de los tiempos clave para la correcta recuperación de un símbolo OFDM en presencia de propagación multicamino	69
A.7.	Símbolo OFDM compuesto por N subportadoras, con inserción de prefijo cíclico como copia de su parte final	70
A.8.	(a) Respuesta impulsional $h(t)$ del filtro tipo coseno realzado, (b) Respuesta frecuencial $H(f)$	71
A.9.	Ráfaga de datos de transmisión OFDM	72
A.10.	Ráfaga de datos de transmisión FBMC	72
A.11.	Ráfaga de datos de transmisión GFDM	73
A.12.	Ráfaga de datos de transmisión UFMC, formada a su vez por ráfagas cortas	73
B.1.	Parámetros iniciales para: (a) OFDM, (b) FBMC, (c) GFDM y (d) UFMC	77
B.2.	Sección <i>Selected Signal Info. Preview</i> de la interfaz del Sistema Receptor	82
B.3.	Sección <i>Demodulation Info.</i> de la interfaz del Sistema Receptor	83
B.4.	Visualización frecuencial: (a) FFT Algorithm, (b) WELCH Windowing, y (c) Tx-Rx Comparison	85
B.5.	Señal 2 superpuesta a la Señal 3, superpuesta a su vez a la Señal 1	87
C.1.	Configuración del trigger externo via AUX TRIG.	90
C.2.	Configuración del tiempo de captura.	90
C.3.	Configuración del rango, frecuencia central y span.	91

C.4. Configuración de la tasa de muestreo.	91
C.5. Esquema del sistema Transmisor-Receptor	92
D.1. Montaje experimental para la caracterización de un amplificador de potencia	93
D.2. Montaje experimental para la caracterización de fibra óptica .	94
D.3. Montaje experimental para la caracterización de sistema completo de Radio sobre Fibra	95
D.4. Montaje experimental para la caracterización de sistema completo de Radio sobre Fibra	96
E.1. Valores de EVM (%) en función de P_{in} para FBMC/16-QAM, con K factor de <i>Overlapping</i>	98
E.2. Valores de EVM (%) en función de P_{in} para GFDM/16-QAM, con G número de subsímbolos	99
E.3. Valores de EVM (%) en función de P_{in} para UFMC/16-QAM, con B número de subbandas y L longitud del filtro, para $\alpha = 40$ dB	100
E.4. Valores de EVM (%) en función de P_{in} para UFMC/16-QAM, con B número fijo de 32 subbandas y L longitud del filtro variable, para $\alpha = 40$ dB	101
E.5. Valores de EVM (%) en función de P_{in} para OFDM, con longitudes de 5, 10 y 20 km, con el uso de 1, 1, 2 y 2 carretes de fibra en serie respectivamente, para 10 MHz de ancho de banda y 16-QAM	103

Índice de tablas

1.1.	Coeficientes del filtro prototipo en el dominio de la frecuencia	6
2.1.	Número de operaciones necesarias, en función de N , G y L_{FIR} , para OFDM, GFDM, GFDM/O-QAM y UFMC con implementación matricial	24
2.2.	Ejemplo del número de operaciones necesarias, en función de N , G y L_{FIR} , para OFDM, GFDM/O-QAM y UFMC con implementación matricial	24
3.1.	Valores de tiempo máximo de captura del Digital Storage Oscilloscope (DSO)	27
3.2.	Ratios S_{rate}/F_m utilizados en este trabajo	33
4.1.	Valores de EVM (%) máximos en función del tipo de modulación según el estándar Long Term Evolution (LTE)	42
4.2.	Valores de consumo medio, en mA, para diferentes modulaciones y anchos de banda y QPSK	51
4.3.	Valores de consumo máximo y mínimo, en mA, para FBMC-QPSK con $K = 4$	51
B.1.	Valores recomendados de L y α en función de B para UFMC	78
E.1.	Valores de EVM (%) en función de P_{in} para los cuatro formatos de modulación, con 10 MHz de ancho de banda y 16-QAM	97
E.2.	Valores de EVM (%) en función de P_{in} para FBMC/16-QAM, con K factor de <i>Overlapping</i>	98
E.3.	Valores de EVM (%) en función de P_{in} para GFDM/16-QAM, con G número de subsímbolos	99
E.4.	Valores de EVM (%) en función de P_{in} para UFMC/16-QAM, con B número de subbandas y L longitud del filtro, para $\alpha = 40$ dB	100
E.5.	Valores de EVM (%) en función de P_{in} para UFMC/16-QAM, con B número fijo de 32 subbandas y L longitud del filtro variable, para $\alpha = 40$ dB	101

E.6. Valores de EVM (%) en función de P_{in} , con 10 km de fibra óptica, con 10 MHz de ancho de banda y 16-QAM	102
E.7. Valores de EVM (%) en función de P_{in} , con 20 km de fibra óptica, con 10 MHz de ancho de banda y 16-QAM	102
E.8. Valores de EVM (%) en función de P_{in} para OFDM, con longitudes de 5, 10, 5+5=10 y 10+10=20 km, con el uso de 1, 1, 2 y 2 carretes de fibra en serie respectivamente, para 10 MHz de ancho de banda y 16-QAM	103
E.9. Valores obtenidos de EVM (%) en función de la potencia de salida P_{out} del DUT, para 20 MHz de ancho de banda y 16-QAM104	

Lista de Acrónimos

1G	Primera Generación
2G	Segunda Generación
3G	Tercera Generación
3GPP	3rd Generation Partnership Project
3GPP2	3rd Generation Partnership Project 2
4G	Cuarta Generación
5G	Quinta Generación
5GNOW	5th Generation Non-Orthogonal Waveforms for Asynchronous Signalling
ADC	Analog to Digital Converter
ALC	Automatic Leveling Control
AMPS	Advanced Mobile Phone Service
APD	Avalanche Photodiode
BB	Banda Base
BER	Bit Error Rate
BS	Base Station
CP	Cyclic Prefix
CR	Cognitive Radio
CoMP	Coordinated Multipoint
DBA	Dynamic Bandwidth Allocation
DCS	Digital Cellular System
DFT	Discrete Fourier Transform
DSO	Digital Storage Oscilloscope
DSP	Digital Signal Processor
DUT	Device Under Test
DVB	Digital Video Broadcasting

EDGE	Enhanced Data rates for GSM Evolution
eiCIC	enhanced inter-Cell Interference Coordination
EPRS	European Parliamentary Research Service
ESG	Economic Signal Generator
EVM	Error Vector Magnitude
FBMC	Filter Bank Multicarrier
FFT	Fast Fourier Transform
FTTA	Fiber To The Antenna
FIR	Finite Impulse Response
GFDM	Generalized Frequency Division Multiplexing
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GPRS	General Packet Radio Service
GSM	Global System for Mobile Communications
ICI	Intercarrier Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IP	Internet Protocol
ISI	Intersymbol Interference
ITU	International Telecommunication Union
IoT	Internet of Things
LAN	Local Area Network
LPF	Low Pass Filter
LTE	Long Term Evolution
MCM	Multicarrier Modulation
MIMO	Multiple Input Multiple Output
NPSD	Normalized Power Spectral Distribution
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
PA	Power Amplifier
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PIB	Producto Interior Bruto
PON	Passive Optical Network
PPN	Polyphase Network
PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence
PSK	Phase Shift Keying

QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature-Phase Shift Keying
QoS	Quality of Service
RF	Radiofrecuencia
RMS	Root Mean Square
RoF	Radio over Fiber
ROM	Read-only Memory
RRC	Root-Raised-Cosine
RRH	Remote Radio Head
SMF	Single Mode Fiber
SMS	Short Message Service
TDD	Time Division Duplex
TFG	Trabajo Fin de Grado
TIC	Tecnologías de la Información y la Comunicación
TTI	Transmission Time Intervals
UFMC	Universal Filtered Multicarrier
UMB	Ultra Mobile Broadband
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VSA	Vector Signal Analyzer
VSG	Vector Signal Generator
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access

Memoria



Introducción

LOS sistemas móviles pertenecientes al estándar de Cuarta Generación (4G) nacieron como respuesta a la necesidad real de los usuarios en términos de mayor ancho de banda, mayores tasas de transmisión, así como una mayor interoperabilidad entre protocolos de comunicación. Dicho estándar 4G, basado en el protocolo de comunicación *Internet Protocol (IP)*, es el vigente estándar oficial global de comunicaciones móviles; proporciona al usuario una calidad «*Anytime, Anywhere*». Se concibió como un sistema integrado capaz de proporcionar tasas de transmisión que oscilarán entre 100 Mb/s y 1 Gb/s, así como una muy alta calidad y seguridad [1]. 4G conforma un sistema que basa su existencia en la evolución tecnológica respecto al estándar anterior de Tercera Generación (3G). Es necesario, por tanto, exponer de manera clara y concisa de dónde venimos, dónde estamos y hacia dónde vamos.

Desarrollo Histórico

El 4G representa la herencia y evolución a partir de los primeros sistemas analógicos que conformaron la primera estandarización o Primera Generación (1G) de sistemas móviles. Tras su nacimiento durante los años 80 y de la mano de *Advanced Mobile Phone Service (AMPS)*, se produjo una evolución hacia la Segunda Generación (2G) digital. Esta nueva tecnología de los 90, implementada mediante modulaciones digitales con mayor eficiencia espectral, estaba enfocada principalmente hacia aplicaciones de voz, aunque permitía el intercambio de datos y mensajes cortos como los *Short Message Service (SMS)*. Sus tecnologías principales, *Global System for Mobile Communications (GSM)* y *Digital Cellular System (DCS)*, presentaban una velocidad de transmisión de 9,6 Kb/s, así como una modulación de tipo *Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK)*. Se produjo entonces un paso intermedio a través de los sistemas móviles digitales celulares. Primero llegó el 2.5G mediante su sistema *General Packet Radio Service (GPRS)*, que usaba la misma red sobre GSM y cuya tasa de transmisión máxima era de 171 Kb/s. Despues, el 2.75G de la mano del *Enhanced Data rates for GSM Evolution (EDGE)*, de 384 Kb/s y modulación 8 *Phase Shift Keying (PSK)*.

Introducción

La llegada del nuevo milenio trajo consigo un nuevo estándar: el 3G. El aumento creciente en la demanda de transmisión de información global requería una mejora en los sistemas de comunicaciones. El estándar 3G nació con el objetivo de convertirse en una arquitectura universal con cobertura global. Presentaba una nueva arquitectura modular y flexible, aplicaciones multimedia mediante el acceso a Internet, así como una calidad de servicio, o *Quality of Service (QoS)*. Dicho estándar significó una transición desde la conmutación de circuitos de banda estrecha hacia una conmutación de paquetes de banda ancha. Su tecnología principal era el *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)*, basado en la modulación *Wideband Code Division Multiple Access (WCDMA)* que proporcionaba una velocidad máxima de descarga de 2 Mb/s [2].

Durante la primera década del siglo XXI se desarrolló el denominado 4G, actualmente implantado en la mayoría de ciudades europeas. Implementado mediante la tecnología *Long Term Evolution (LTE)*, representa pues una evolución sobre todos sus estándares anteriores, y posee unas propiedades ampliamente mejoradas. Partiendo de 100 Mb/s, es decir, 50 veces más rápido que el UMTS de 3G, LTE puede alcanzar picos de transmisión de hasta 300 Mb/s, un retardo de red menor de 5 ms, un aumento significativo en la eficiencia espectral, así como una implementación más sencilla [3]. Presenta un esquema básico de transmisión basado en *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM)*, tipo de modulación multiportadora pilar fundamental de las comunicaciones móviles. LTE utiliza además diversas modulaciones de la capa física, tales como *Quadrature-Phase Shift Keying (QPSK)*, *16-Quadrature Amplitude Modulation (QAM)* ó *64-QAM*, entre otros.

Sin embargo, podría discutirse el calificativo de LTE como estándar 4G. De hecho, éste no reúne los requerimientos mínimos¹ de la *International Telecommunication Union (ITU)* para ser reconocido como estándar para los sistemas móviles 4G. Este privilegio recae sobre el denominado «*LTE-Advanced*», actualmente en desarrollo. Teóricamente, puede alcanzar velocidades de descarga de hasta 3 Gb/s, una cantidad 10 veces superior a LTE. Además, LTE-Advanced incluye nuevos protocolos de transmisión, así como nuevos esquemas de antena-múltiple. Esto le convierte en una tecnología móvil capaz de proporcionar mayores anchos de banda y un conjunto de sofisticadas técnicas y protocolos: *Multiple Input Multiple Output (MIMO)*, *enhanced inter-Cell Interference Coordination (eICIC)* o *Coordinated Multi-point (CoMP)* [5].

¹LTE, de 3rd Generation Partnership Project (3GPP), y Ultra Mobile Broadband (UMB) de 3rd Generation Partnership Project 2 (3GPP2), son recogidas por el IMT-2000 del ITU-R como tecnologías 3G [4].

Futuro de los Estándares Móviles

Ante el crecimiento exponencial del sector de las Tecnologías de la Información y la Comunicación (TIC), resultado de una demanda global de información, así como una gran difusión tecnológica, el desarrollo y la implementación de un futuro estándar de Quinta Generación (5G) se hace más necesario que nunca. No obstante, el tipo de «necesidad» ha cambiado; ya no se trata de posibilitar la comunicación global entre personas, sino ofrecer una inmersión total hacia la información instantánea. Por un lado y desde un punto de vista tecnológico, se busca implementar un concepto integrador capaz de aglutinar distintas tecnologías. Desde un punto de vista económico, tanto dar respuesta a la ingente demanda de tráfico de datos en Internet, que presenta un continuo crecimiento exponencial y que para 2020 habrá aumentado 30 veces con respecto 2010, así como afianzar un sector clave como el de las TIC, donde sólo en la Unión Europea representa el 4% del Producto Interior Bruto (PIB) [6]. Se espera que esta nueva tecnología llegue en el año 2020. Sin embargo, no existe a día de hoy una definición oficial de los parámetros, requisitos o características que presentará el nuevo estándar 5G. No obstante, distintos grupos de trabajo han propuesto una serie de mejoras respecto al actual 4G. De cara al usuario, mejorar la tasa de transmisión actual 4G de entre 10 a 100 veces, ampliar 10 veces la vida de la batería de los dispositivos mediante algoritmos más eficientes, o incluso reducir en 5 veces la latencia «*end-to-end*» [7]. De cara al operador, reducir el coste de cada bit transmitido para un volumen de transmisión cada vez mayor, donde ofrecer mayor cobertura se traduce en ampliar el número de *Base Stations (BSs)*, que representan casi el 60% del consumo total de una red móvil actual [6].

Europa lidera los proyectos de desarrollo de esta nueva tecnología. De hecho, es el propio Parlamento Europeo quien mediante su *European Parliamentary Research Service (EPRS)* proporciona todas las respuestas al qué, cómo, dónde, cuándo y por qué se desarrollará el nuevo estándar de telecomunicaciones. El 5G estará ligado a un servicio rápido de acceso instantáneo, siempre disponible, seguro, altamente fiable y capaz de controlar al unísono multitud de dispositivos. Es en el 5G donde realmente nace el *Internet of Things (IoT)*, red en la que todos los sistemas físicos tales como vehículos, electrodomésticos o incluso edificios inteligentes dispondrán de acceso a Internet.

La principal respuesta al cómo esta nueva tecnología se va a implementar está ampliamente ligada tanto al cambio de paradigma en las interfaces radio, como al uso eficiente del espectro frecuencial. Por lo tanto, uno de los elementos base, principal para la consecución del 5G, es el desarrollo, mejora y evolución de las formas de onda actuales de transmisión 4G. De entre los proyectos europeos actuales, destaca el proyecto *5th Generation Non-Orthogonal*

Introducción

Waveforms for Asynchronous Signalling (5GNOW), base para la realización de este Trabajo. Como nexo de unión entre los dos estándares se presenta el denominado *Radio over Fiber (RoF)*, base estructural del 4G. Este sistema permite proporcionar ingentes capacidades de transmisión, aglutinando alta capacidad, presente en las redes ópticas, y alta flexibilidad, presente en Radiofrecuencia (RF). Sin embargo, y a pesar de las limitaciones presentes en las estructuras RoF tales como la complejidad, el anteriormente citado coste de despliegue y mantenimiento de la red, así como las limitaciones en distancia, se han propuesto multitud de trabajos que permiten alcanzar distancias de hasta 45 km y tasas de *Bit Error Rate (BER)* inferiores a 10^{-13} [8]. Además, y con el objetivo de conseguir los requisitos de baja latencia y gran ancho de banda, se proponen como futuros sistemas 5G estructuras de redes móviles basadas en sistemas celulares de muy alta densidad, basados en arquitecturas RoF. En especial, destacan las estructuras celulares basadas en tamaños de celda menores a 10 m^2 , alcanzando incluso 1 m^2 (destacando las *picoceldas*, de mayor potencia de transmisión e instaladas y controladas por el operador, y las *femtoceldas*, controladas por el cliente), y que posibilitan la consecución de picos de transmisión de hasta 10 Gb/s por celda [9]. Se propone asimismo el uso de redes de tipo *Passive Optical Network (PON)* como base 5G, necesitando por tanto algoritmos eficientes en cuanto a técnicas de *Dynamic Bandwidth Allocation (DBA)* se refiere, que den respuesta a las mencionadas estructuras de elevada densidad.

Planteamiento de la memoria

Este Trabajo Fin de Grado (TFG) se basa en la implementación y comparativa, mediante la creación de una Aplicación, de las modulaciones multiportadora candidatas al futuro estándar 5G respecto del estándar actual de comunicaciones 4G. La versatilidad de este Trabajo reside en la posibilidad que se ofrece al usuario de modificar los parámetros propios de cada modulación, posibilitando así la realización de un estudio no sólo teórico sino también experimental mediante el uso de montajes híbridos de óptica-RF. Esto, junto con una serie de estudios computacionales y energéticos, nos permitirá realizar una evaluación a posteriori y definir qué esquemas de los presentados son mejores respecto a sus propiedades espectrales y de *Error Vector Magnitude (EVM)*. Se incluye a continuación el esquema básico sobre el que se apoya esta Memoria:

Parte I. Modulaciones

- **Capítulo 1:** se presentan los nuevos esquemas de modulación multiportadora, destacando sus motivaciones y presentando sus características y parámetros principales.

-
- **Capítulo 2:** se plantean los diagramas de bloques básicos de cada modulación, enfocando posteriormente el estudio en sus correspondientes implementaciones enfocadas al entorno de MATLAB®. Se incluye además un breve estudio basado en las prestaciones computacionales de las modulaciones presentadas.
 - **Capítulo 3:** se incluye la implementación real del Sistema Transmisor-Receptor utilizado. Asimismo, se facilitan todos los parámetros e interfaces que han de ser configurados para el correcto funcionamiento de la Aplicación, base de este Trabajo. Se presentan también las 3 interfaces principales de dicha Aplicación, así como una serie de breves explicaciones teóricas relacionadas con su funcionamiento experimental.

Parte II. Laboratorio

- **Capítulo 4:** se exponen los resultados obtenidos respecto a las caracterizaciones de varios sistemas, entre los que se incluyen un Amplificador de Potencia, un Sistema Óptico y un sistema de Radio sobre Fibra, a través del uso de las modulaciones multiportadora. Se incluyen imágenes pertenecientes a la Aplicación implementada en este Trabajo, así como resultados de EVM.
- **Capítulo 5:** se presentan las conclusiones finales, líneas futuras, así como una valoración personal global final.

Parte I

Modulaciones

Capítulo 1

Modulaciones multiportadora 5G

El estándar 4G se estructura sobre un tipo de modulación multiportadora concreto: OFDM. Se basa en la sencilla idea de dividir los datos de información que poseen una alta tasa de transmisión en multitud de subportadoras de tasa menor, lo que la hace ideal para un entorno móvil que presente propagación multicamino. Sus ventajas principales son su robustez frente a la dispersión de canal, así como la facilidad de aplicar estimación de canal para un entorno variante en el tiempo. Un desarrollo completo de esta modulación se presenta en el Anexo A.1.

OFDM ha sido ampliamente estudiada a lo largo de los años, desde su creación en 1970. Por ello, este Trabajo no está enfocado a presentar qué es y qué la define. A lo largo de las siguientes secciones se expondrán una serie de modulaciones alternativas concebidas como evolución de la propia OFDM, candidatas al futuro estándar 5G de comunicaciones móviles, y que surgen de la necesidad de compensar las tres desventajas principales que ésta presenta: alta radiación fuera de banda, un alto *Peak-to-Average Power Ratio (PAPR)* y una alta sensibilidad a los ruidos de fase y frecuencia.

1.1. Nuevos esquemas de modulación

Mucho se ha escrito sobre OFDM. Es hora de abordar el tema de su sucesión. Podríamos comenzar planteando la idea de que cada una de las modulaciones candidatas propuestas a continuación responde a una de las desventajas de OFDM a mejorar. Sin embargo, no sólo suplen dichas carencias, sino que aportan nuevas propiedades que, como se ha comentado con anterioridad, posibilitarán la llegada plena del paradigma *Cognitive Ra-*

Capítulo 1

dio (CR)¹, así como el cada vez más popular IoT.

Ampliamente explotada, la condición de ortogonalidad que OFDM presenta ofrece una alta compresión espectral que posibilita mayor transmisión de datos, respecto a las modulaciones no ortogonales previas. Pero es aquí donde nace *Filter Bank Multicarrier (FBMC)*, tipo de modulación multiportadora que divide el espectro en subcanales que sólo precisan de la condición de ortogonalidad entre tales divisiones frecuenciales que sean adyacentes. Gracias al uso de la denominada *Offset-QAM*, FBMC posibilita el uso altamente eficiente del ancho de banda frecuencial. En ella, el tiempo de símbolo mantiene el mismo concepto de OFDM, pero añade un procesado posterior al conocido esquema IDFT-DFT, constituyendo ambos el denominado «banco de filtros». Fue concebida con el objetivo de convertirse en la modulación base de una nueva capa física mejorada, aquella que posibilitase el uso de CR.

Por otra parte, el aumento exponencial de dispositivos móviles presentes en el espectro hace que éste esté saturado, haciendo imposible el uso de los estrechos espacios frecuenciales que se han creado. Con dicho aprovechamiento frecuencial como objetivo principal, nace *Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM)*, modulación multiportadora que al igual que OFDM, aplica un filtrado a nivel de subportadora. GFDM permite una configuración de banda muy estrecha, clave en el uso eficiente del espectro y óptima para los ya mencionados paradigmas de comunicaciones IoT y CR.

Por último, y orientada al futuro IoT, nace *Universal Filtered Multicarrier (UFMC)*. Se espera que en un futuro no muy lejano, los sistemas 5G requieran multitud de configuraciones, siendo cruciales los aspectos relacionados con el tamaño de paquete y la latencia total que la red introduzca. Multitud de dispositivos limitados a funcionalidades específicas, tales como sensores o electrodomésticos, requerirán la transmisión esporádica de pequeños paquetes de datos. La respuesta al previamente comentado aprovechamiento viene de la mano de UFMC, que divide el espectro en bandas frecuenciales y les aplica un filtrado común, permitiendo así el envío de tramas breves de datos.

1.2. FBMC

OFDM, mediante su esquema *Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT)/Discrete Fourier Transform (DFT)*², modula cada dato de entrada aplicando

¹Paradigma tecnológico en el que los elementos radio pueden ser re-programados y configurados dinámicamente, ajustándose a los requerimientos de la red para ese intervalo de tiempo

²Implementado mediante el algoritmo eficiente FFT cuando el número de subportadoras corresponde con un múltiplo entero de 2

un filtrado común a nivel de subportadora. Este caso particular de modulación podría verse como un banco de N filtros, uno por cada subportadora. La respuesta impulsional de dicho esquema corresponde con un pulso rectangular. Como resultado, la forma de onda del filtro aplicado corresponde con la función $\text{sinc}(x)$, de propiedades frecuenciales limitadas. Ya que todos los filtros de cada subportadora son iguales y parten del primero, podríamos pensar en mejorar tales propiedades de dicho primer filtro, o «filtro prototípico». Es aquí donde nace FBMC: divide el espectro en «subcanales» a los que le aplica un óptimo filtrado común. El banco de filtros utilizado parte de un primer filtro prototípico que es diseñado en el dominio de la frecuencia con el objetivo de maximizar sus prestaciones y reducir al máximo la radiación fuera de banda [10].

Partiendo del criterio de Nyquist sobre el que se basan las comunicaciones digitales³, se diseña el filtro prototípico en función del denominado «*Overlapping Factor*». Este factor K no es más que la relación entre la duración de la respuesta impulsional del filtro y el periodo de símbolo de cada multiportadora. Con el objetivo de poder aplicar dicho filtrado a cada subcanal, ha de extenderse el tamaño de la FFT de N a $K \cdot N$ muestras, aumentando la complejidad del sistema. En OFDM, cada dato era modulado por una única portadora. Ahora, un único dato es modulado por $2 \cdot K - 1$ portadoras, implicando por ello superposición temporal de símbolos. La definición de dicho filtro prototípico se propone mediante la implementación de un filtro *Finite Impulse Response (FIR)* mediante la Ecuación 1.1.

$$H(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} H_k \cdot \frac{\text{sen}(\pi(f - \frac{k}{N \cdot K}) \cdot N \cdot K)}{N \cdot K \cdot \text{sen}(\pi(f - \frac{k}{N \cdot K}))} \quad (1.1)$$

N Número total de subcanales (análogo a las subportadoras OFDM)

K Factor de «Overlapping»

T Periodo de símbolo FBMC

H_k Coeficientes del filtro prototípico FBMC en el dominio de la frecuencia

Siendo K el factor clave tanto en la utilización del ancho de banda óptimo como en la supresión deseada de la banda lateral [11]. La ecuación de la respuesta impulsional del filtro, $h(t)$, viene dada por la Ecuación 1.2. Esta posee una longitud $L = K \cdot N - 1$.

$$h(t) = 1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} H_k \cdot \cos\left(2\pi \frac{kt}{K \cdot T}\right) \quad (1.2)$$

³La respuesta impulsional del filtro de transmisión debe cruzar por cero en todos múltiplos enteros del periodo de símbolo. Este hecho implica simetría en el dominio de la frecuencia entorno a la frecuencia de corte, mitad de periodo de símbolo

Capítulo 1

Como se ha mencionado, se establece una relación entre la reducción de las pérdidas del espectro en las bandas frecuenciales y el incremento de la complejidad del sistema. Pese a que su valor óptimo se haya establecido en $K = 4$ [12], podemos encontrar sus valores predefinidos en la Tabla 1.1.

K	H_0	H_1	H_2	H_3	$\sigma^2(dB)$
2	1	0,707106	-	-	-35
3	1	0,911438	0,411428	-	-44
4	1	0,971960	0,707106	0,235147	-65

Tabla 1.1: Coeficientes del filtro prototipo en el dominio de la frecuencia

Además, en la Figura 1.1 se presenta una comparativa en función de los mencionados valores de K . Gracias al uso del filtro prototipo, el rizado fuera de banda presente en OFDM, «desaparece» en FBMC.

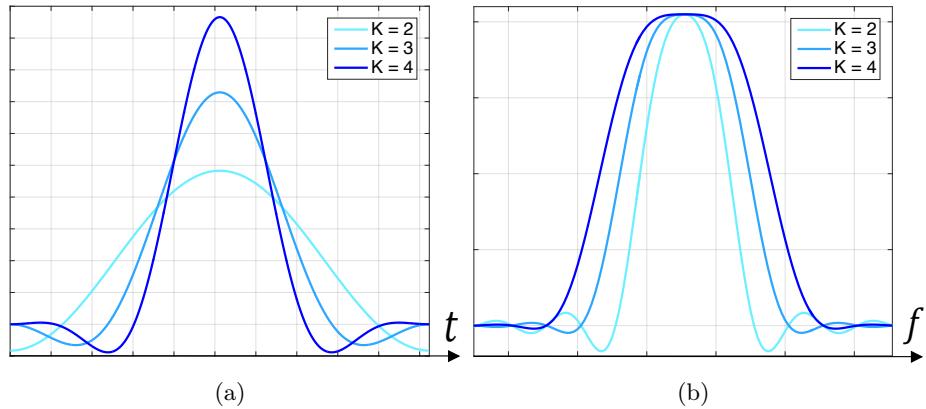


Figura 1.1: (a) Respuesta impulsional $h(t)$ del filtro prototipo FBMC para diferentes valores de K , (b) Respuesta frecuencial $H(f)$ para diferentes valores de K

A raíz del estudio del espectro frecuencial de FBMC, se observa cómo los subcanales con índice par (o impar) no se superponen entre sí. Este resultado, definido como «interferencia inter-subcanal», es crucial a la hora de determinar el esquema de modulación que será escogido. Es aquí donde nace el uso del esquema O-QAM. Con el objetivo de aprovechar la máxima capacidad de transmisión y obtener la máxima eficiencia espectral, las subportadoras de una modulación multiportadora han de ser ortogonales. La ortogonalidad es la base de este tipo de transmisión. Aprovechando dicha propiedad de no superposición entre subcanales FBMC pares (o impares), podríamos pensar en transmitir la parte real obtenida tras la IDFT en el subcanal i , mientras que la parte imaginaria viajase en el subcanal $i + 1$. Debido a que la capacidad del sistema se vería reducida a la mitad, la tasa de símbolo habría de doblar su valor, siendo este $\frac{2f_k}{N}$. De este modo y a diferencia de OFDM,

donde ambas parte real e imaginaria son transmitidas al unísono a una tasa de subportadora igual a $\frac{f_k}{N}$, doblar la tasa de transmisión causaría un retardo igual a la mitad del tiempo de símbolo en la parte imaginaria transmitida. Se ha demostrado que efectivamente, gracias a la relación de simetría que existe entre los filtros de transmisión y recepción, esto se puede conseguir. Dicho beneficio aportado al sistema se debe a su condición igualdad, dado que ambos son idénticos producto de su valor real y su fase lineal. Estamos ante la denominada Offset-QAM, base de la modulación subcanal en los sistemas FBMC, en donde la no superposición entre subcanales pares (o impares) ha permitido mejorar las condiciones de ortogonalidad, reduciendo el valor de *Intercarrier Interference (ICI)*.

1.3. GFDM

GFDM se presenta como un nuevo concepto de modulación multiportadora, una «generalización» del ya muy conocido OFDM. Basado en el filtrado de subportadoras, ofrece una mayor flexibilidad que su antecesora FBMC, pudiendo ser también implementada mediante el esquema IDFT/DFT. GFDM nació con el objetivo de explotar al máximo los recursos frecuenciales, conformando una modulación de espectro muy estrecho y radiación fuera de banda muy reducida. La flexibilidad de este tipo de modulación reside en sus parámetros ajustables a voluntad. Además del control del nivel de PAPR, la radiación fuera de banda puede ser controlada mediante la correcta elección del filtro aplicado.

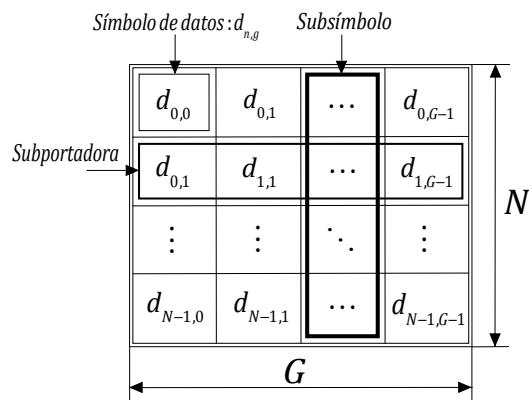


Figura 1.2: Bloque de datos GFDM

Se define la nueva estructura de «bloque» (ver Figura 1.2), en el que los símbolos son agrupados en G bloques o subsímbolos de N símbolos de datos cada uno para su modulación conjunta, siendo N el número de subportadoras. A partir de un filtro prototipo óptimamente diseñado en frecuencia, se

Capítulo 1

obtienen el resto de filtros mediante desplazamiento circular. Cada uno de estos filtros es aplicado a su subsímbolo correspondiente, limitando el nivel de ICI a las subportadoras contiguas y aumentando la robustez de GFDM frente a errores de sincronización. Esto le convierte en un tipo de modulación óptima para sistemas MIMO [13]. El denominado bloque GFDM es uno de sus parámetros principales, cuyo tamaño permite la elección de la longitud de los filtros o la reducción del número de subportadoras total.

Cuando el número de subsímbolos G es igual a 1 y el filtro prototipo aplicado corresponde con la respuesta impulsional del pulso rectangular, estaremos ante OFDM. Es decir, a diferencia de OFDM donde cada uno de los símbolos son modulados individualmente, los símbolos pertenecientes a una estructura de subsímbolo lo hacen de manera conjunta. Además, GFDM también hace uso del prefijo cíclico con el objetivo de combatir la *Intersymbol Interference (ISI)* presente [14].

El filtrado a nivel de subportadora de GFDM se basa en un filtro de tipo «Raíz Coseno Realizado», o *Root-Raised-Cosine (RRC)*. Como se ha comentado con anterioridad, se realiza un desplazamiento circular en el filtro digital con el objetivo de implementar una convolución circular eficiente: es el denominado «*tail biting*». Gracias a él, se mantiene la estructura circular de cada bloque GFDM y se consigue reducir la longitud del Cyclic Prefix (CP) aplicado [15]. Además, el denominado factor de «*roll-off*» permite determinar el nivel de radiación fuera de banda deseado. Podemos observar dicho filtro circularmente desplazado en la Figura 1.3, en la que se muestra además la relación entre los filtros para una correcta implementación basada en O-QAM.

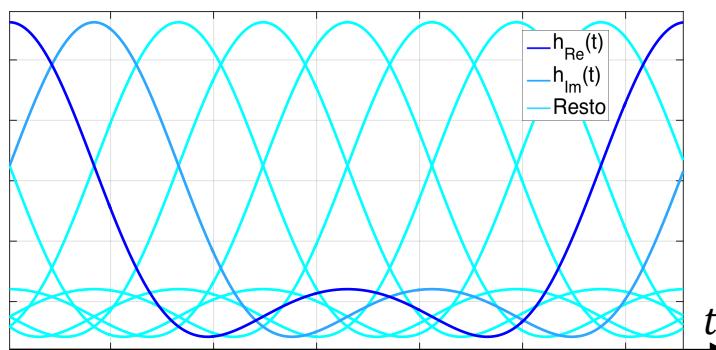


Figura 1.3: De izquierda a derecha y para $N = 4$: respuesta impulsional del filtro aplicado a la parte real del símbolo complejo $h_{Re}(t)$, respuesta impulsional del filtro aplicado a la parte imaginaria $h_{Im}(t)$, y resto de filtros para las 3 subportadoras restantes

Por lo tanto, y en común con FBMC, GFDM hace uso de O-QAM. Esto permite mejorar las condiciones de ortogonalidad entre subportadoras y reducir la ICI presente en el sistema.

1.4. UFMC

FBMC representa una gran modulación que encuentra su máxima eficiencia cuando se transmiten largas secuencias de datos. Esto se debe a que su implementación utiliza un filtro prototipo de longitud $L = K \cdot N - 1$, con N igual al número de subcanales y K el factor de *Overlapping*, precisando por ello sendos instantes de tiempo durante los cuales se realiza la convolución de dicho filtro con los datos a transmitir. Esto se traduce en un cuestionable rendimiento a la hora de transmitir tramas cortas de datos. Como se ha explicado previamente, los futuros sistemas 5G requerirán un tamaño de paquetes pequeño y una latencia total introducida por la red ínfima. UFMC surge como la solución a esta problemática, posibilitando una transmisión *Time Division Duplex (TDD)* de baja latencia basada en el uso de paquetes orientados al paradigma de *Transmission Time Intervals (TTI)* reducidos [16].

UFMC representa una generalización o «universalización» del principio sobre el que se basa FBMC: el filtrado a nivel de subportadora. En lugar de realizar el filtrado a una única subportadora o subcanal, ¿por qué no aplicar un filtrado colectivo a un número determinado de subportadoras? Como respuesta a esta pregunta y con el objetivo de evitar las desventajas de FBMC, UFMC divide el espectro frecuencial en B subbandas y les aplica un filtrado común. Cuando la longitud de dicho filtro aplicado es igual a 1 y el número de subbandas coincide con el número de subportadoras, nos encontramos ante OFDM, aunque UFMC no utiliza prefijo cíclico. Por todo ello, a este tipo de modulación también se le conoce con el nombre de UF-OFDM.

El filtro prototipo utilizado en este tipo de modulación es el denominado filtro de «Dolph-Chebyshev»⁴, en el que los parámetros configurables son los formados por L y α , longitud del filtro y atenuación de lóbulo secundario, respectivamente. La selección correcta de estos valores permite obtener una caída en las colas de las bandas frecuenciales similares a las obtenidas por FBMC, obteniendo de este modo una eficiencia espectral similar. En este trabajo se utilizarán distintas longitudes de filtro, siendo los valores recomendados de α : 30, 40, 60 y 90. Éstos determinan la caída en dB del segundo lóbulo frecuencial respecto del lóbulo principal. Cabe destacar que tanto los valores de L como de α delimitan el número óptimo de subportadoras a uti-

⁴Transliteraciones también válidas del ruso: Tchebychev, Tchebycheff, Tschebyscheff o Chebyshov

Capítulo 1

lizar. Dicho filtro de Dolph-Chebyshev viene definido en frecuencia mediante la Ecuación 1.3.

$$H(f) = (-1)^f \frac{\cos \left(L \cdot \cos^{-1} \left(\beta \cdot \cos \left(\frac{\pi f}{L} \right) \right) \right)}{\cosh \left(L \cdot \cosh^{-1}(\beta) \right)} \quad (1.3)$$

f Muestra f-ésima del filtro UFMC, en frecuencia
L Longitud del filtro UFMC

En la Figura 1.4 podemos encontrar un ejemplo de este tipo de filtro para valores de $L = 74$, con $0 \leq f \leq L - 1$, y distintos valores de α , estando el parámetro β definido en la Ecuación 1.4.

$$\beta = \cos \left(\frac{1}{L \cdot \cosh^{-1}(10^\alpha)} \right) \quad (1.4)$$

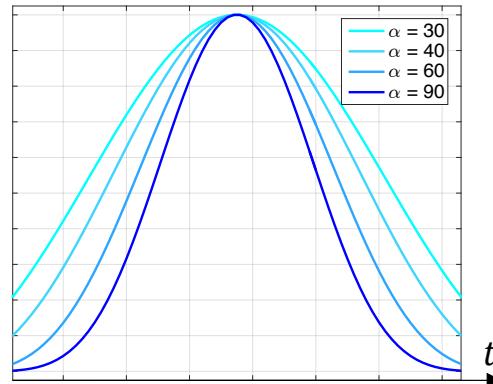


Figura 1.4: Respuesta impulsional del filtro Dolph-Chebyshev en función de α

A lo largo de este Trabajo se utilizarán valores de B , o número de subbandas, «relativamente» bajos en comparación con N , o número de subportadoras. De este modo se podrá caracterizar cómo afecta subdividir el espacio en bandas claramente diferenciables. Asimismo, se evitará obtener resultados similares a OFDM, dado que UFMC representa el caso crítico para el cual $B = N$.

1.5. Evolución de OFDM

Como hemos visto en las secciones anteriores, los tres tipos de modulación multiportadora presentados son una evolución de OFDM. Responden a las distintas formas de ver el formato básico de modulación; como su propio

nombre indican, son una «generalización» o «universalización» de su antecesora. Con el objetivo de ilustrar dichas relaciones, se presenta la Figura 1.5.

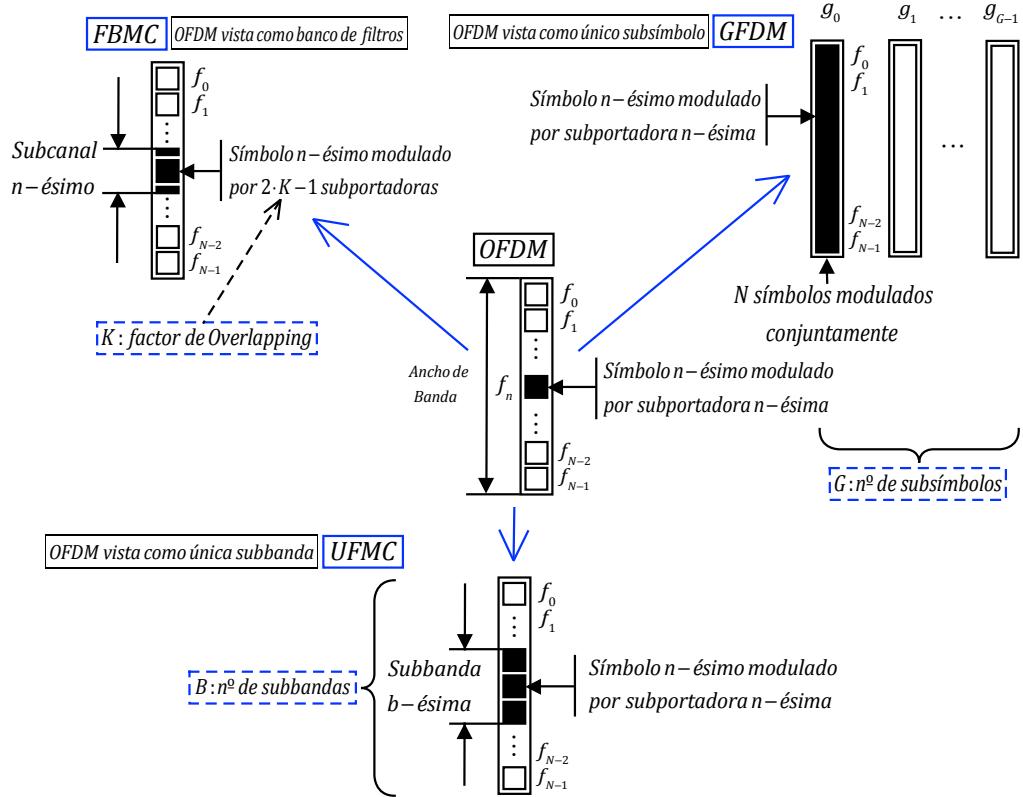


Figura 1.5: Relación entre las modulaciones multiportadora

Por tanto, y en base a la Figura 1.5, podemos enunciar que los nuevos formatos de modulación 5G corresponden con OFDM para unos parámetros dados. Estas relaciones, para FBMC, GFDM y UFMC, vienen definidas por las Ecuaciones 1.5, 1.6 y 1.7, respectivamente, y aplicando un filtrado de tipo *sinc* a nivel de subportadora.

$$FBMC \Big|_{\substack{K=1 \\ \text{Filtro} = \text{sinc}}} = OFDM \quad (1.5)$$

$$GFDM \Big|_{\substack{G=1 \\ \text{Filtro} = \text{sinc}}} = OFDM \quad (1.6)$$

$$UFMC \Big|_{\substack{B=N \\ \text{Filtro} = \text{sinc}}} = OFDM \quad (1.7)$$

Capítulo 2

Implementación de las modulaciones multiportadora

TRAS la base teórica proporcionada por el Capítulo 1, es ahora el momento de presentar su implementación. Dado que los tres tipos de modulaciones 5G estudiadas en este trabajo son una evolución de OFDM, sería conveniente presentar primero la implementación de esta modulación básica, desarrollando posteriormente aquellos aspectos que hayan «evolucionado» hasta convertirse en modulaciones candidatas al futuro estándar 5G.

2.1. Esquema inicial

En la Figura 2.1 se propone el ampliamente conocido esquema IDFT/DFT que implementa a OFDM mediante el algoritmo eficiente FFT y reduce el número de multiplicaciones complejas de N^2 a $\frac{N}{2}\log_2(N)$. Dicho valor de N corresponde con el número de puntos de la DFT.

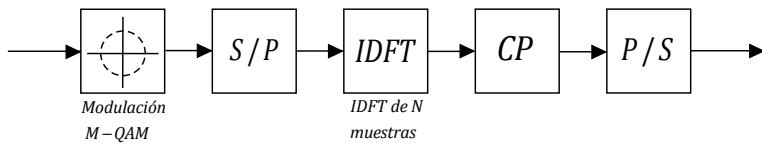


Figura 2.1: Diagrama de bloques básico de implementación OFDM

Los símbolos temporales M-arios son mapeados mediante el primer bloque de la cadena, que implementa el esquema de modulación M-QAM. Una vez éstos símbolos complejos son obtenidos, se produce la transformación de serie a paralelo para su posterior modulación conjunta en trozos de N símbolos. Es aquí donde entra en juego el bloque IDFT. Se aprovecha la fórmula de la IFFT para modular cada símbolo complejo individualmente y situarlo

en su frecuencia portadora correspondiente mediante el producto por una exponencial compleja. Finalmente, el prefijo cíclico CP es insertado al principio del símbolo como copia de las últimas muestras, que tras transformar los datos de serie a paralelo, son transmitidos al canal de comunicaciones. Como resumen, para N símbolos de datos de entrada y considerando el prefijo cíclico como un porcentaje p determinado de dicho total N , la longitud total de salida para el bloque OFDM es de $L_{OFDM} = (1 + p) \cdot N$.

2.2. O-QAM y PPN

Mediante la incorporación de dos nuevos bloques en el esquema de la Figura 2.1, obtenemos el esquema principal de modulación FBMC. Dichos esquemas son, por un lado y antes del bloque IDFT, el modulador de O-QAM, que separa los símbolos complejos en su parte real e imaginaria. Por otro, la estructura polifásica o *Polyphase Network (PPN)*, posterior al bloque IDFT y que será explicada a continuación. Por último, deberemos eliminar el bloque CP, ya que FBMC asegura tanto la ortogonalidad entre subcanales mediante el uso de O-QAM y su diseño correcto del filtro prototípico, como su resistencia frente a la ISI. En la Figura 2.2 podemos observar dicho diagrama de bloques.

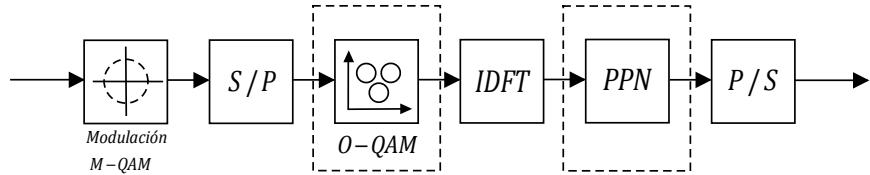


Figura 2.2: Diagrama de bloques para la correcta implementación de FBMC

Pese a que inicialmente se propuso un esquema fundamental de implementación FBMC basado en las etapas de análisis y síntesis, eficiente respecto al número de operaciones, tiempo y complejidad de procesado [17], posteriormente se produjo una evolución hacia la denominada estructura polifásica, o PPN. Como se propuso en la Sección 1.2, la problemática surge a partir del tamaño de la ventana IDFT. En el esquema inicialmente propuesto, correspondía a un tamaño de $K \cdot N$, con la correspondiente complejidad computacional que suponía. La estructura polifásica aprovecha de manera eficiente la redundancia presente. Gracias a ella, el típico esquema de modulación basado en bancos de filtros pasa a ser el esquema más sencillo de la Figura 2.3, que respeta el tamaño original de la ventana IDFT como N . En ella, la salida de la IDFT es retrasada $K - 1$ veces N muestras, siendo posteriormente filtrada por el filtro prototípico de longitud $L = K \cdot N$. Debido al uso del sistema O-QAM, se han de implementar dos estructuras PPN distintas, desplazada una $N/2$ respecto de la otra. La longitud final

obtenida para una modulación FBMC de N símbolos de datos de entrada es $L_{FBMC} = (K + 1) \cdot N$.

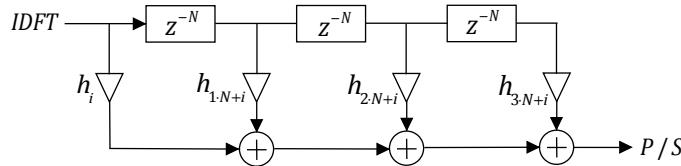


Figura 2.3: Esquema de una red polifase para $K = 4$

2.3. Filtrado a nivel de subsímbolo

Como se ha comentado en la Sección 1.3, GFDM aplica un filtrado a nivel de subsímbolo, entendido éste como el conjunto de los N símbolos transportados por las N subportadoras. Con el objetivo de poder aplicar dicho filtrado de tipo RRC, es necesario aumentar el número de muestras en un factor G , o número total de subsímbolos del bloque GFDM. Análogamente, se propone repetir el número de símbolos un número G de veces. Para ello se propone añadir al esquema inicial de la Figura 2.1 tres bloques extra, presentes en el esquema de la Figura 2.4. Dichos bloques, situados entre el bloque IDFT y el bloque de inserción del prefijo cíclico, están formados por la repetición de símbolos G veces, su posterior filtrado a nivel de subsímbolo, y la superposición final o suma de todos ellos. Todo ello da lugar a un tamaño de bloque GFDM de longitud igual a $L_{GFDM} = (1 + p) \cdot N \cdot G$, con p como el porcentaje de prefijo cíclico añadido.

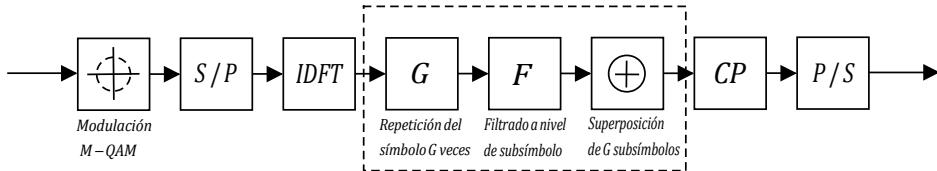


Figura 2.4: Bloques extra para la correcta implementación de GFDM

2.4. Filtrado a nivel de subbanda

Si FBMC aplicaba un filtrado a nivel de subportadora, y GFDM a nivel de banda, es turno ahora de UFMC para realizar un filtrado a nivel de subbanda. Es por ello necesario incluir un bloque que divida el ancho de banda de la señal en dichas subbandas, obtenga la IDFT de N puntos de cada una de ellas y posteriormente les aplique un filtrado común, estando cada

filtro emplazado en su correspondiente frecuencia central. Una vez filtradas, se ha de realizar una superposición de tales símbolos temporales filtrados. El diagrama de bloques propuesto corresponde con la Figura 2.5, el cual no incluye el bloque CP [16]. La longitud final para N datos de entrada utilizando este tipo de modulación corresponde a $L_{UFMC} = N + L_{FIR} - 1$.

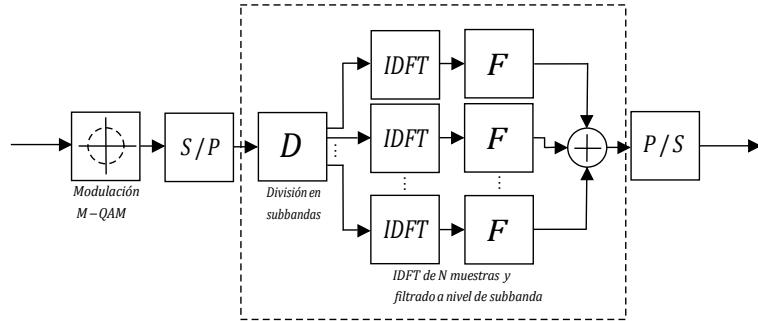


Figura 2.5: Diagrama de bloques para la correcta implementación de UFMC

2.5. Implementación enfocada hacia el entorno software MATLAB®

Uno de los inconvenientes a la hora de implementar dichas modulaciones es cómo estructurar dichos esquemas presentados; cómo abordar el problema y cómo, de manera eficiente, pasar de la ecuación matemática a la implementación software. De hecho, la presente Sección contiene una de las mayores problemáticas de este Trabajo: la complejidad de implementación, tanto en modulación como en demodulación. Pese a ello y tal y como se ha comentado en la Introducción, se han seguido las directivas establecidas por el grupo 5GNOW, que provee de pautas teóricas relacionadas con las modulaciones 5G.

2.5.1. OFDM

Siguiendo el diagrama de bloques presentado en la Figura 2.1, se presenta a continuación la Figura 2.6, donde aparece su implementación enfocada a MATLAB®.

Implementación de las modulaciones multiportadora

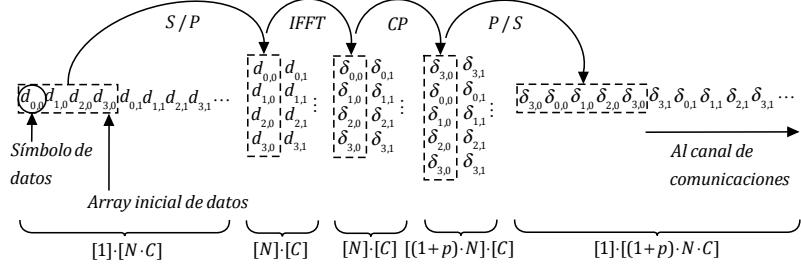


Figura 2.6: Procesado OFDM, para $N = 4$ y $CP = 1$

Como podemos observar, contiene la implementación básica de OFDM vía software. En ella, se plantea el recorrido de un *array* de datos simbólicos, formados por $d_{n,g}$, en los que el subíndice n representa el índice de la subportadora n -ésima, y el subíndice g el número del subsímbolo g -ésimo. Se ha decidido utilizar la notación de subsímbolo presente en GFDM con el fin de reunificar conceptos y simplificar la explicación, pese a que los subsímbolos no tienen ninguna relación entre sí en OFDM. Además, se han incluido las dimensiones de las matrices utilizadas en MATLAB®, siendo N el número de filas y C el número de columnas.

2.5.2. FBMC

La implementación de FBMC está basada en la estructura O-QAM/PPN, por lo que se ha decidido incluir como en el apartado anterior una figura explicativa a nivel de símbolo, siendo esta la Figura 2.7. Debido al cómo se ha implementado O-QAM, se utiliza la notación $s_{m,g}$ para los símbolos de datos de entrada, siendo m el índice que distribuye los $N/2$ símbolos de entrada en los N subcanales, y g el número de subsímbolo.

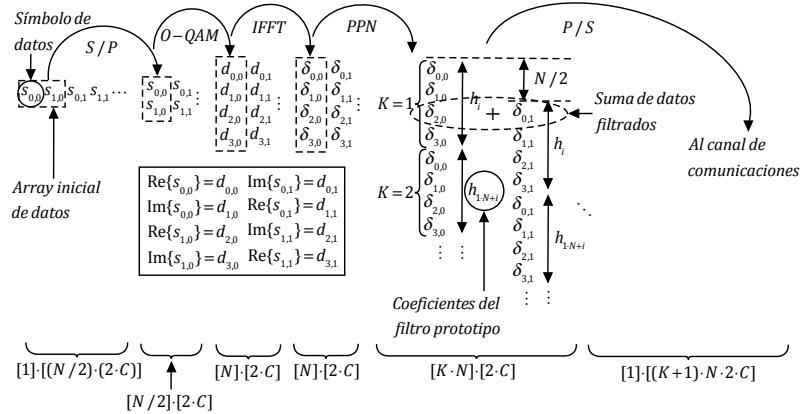


Figura 2.7: Procesado FBMC, para $N = 4$

Para implementar correctamente la modulación O-QAM, tras haber re-

Capítulo 2

plicado la señal de salida de la función IFFT K veces y haberla multiplicado elemento a elemento por el filtro prototipo de longitud $K \cdot N$, dicha salida se retrasa $N/2$ para conseguir el efecto deseado de las dos estructuras PPN.

2.5.3. GFDM

Como ya se propuso en la Sección 2.3, GFDM se basa en la agrupación de G subsímbolos en un nuevo tipo de estructura de «bloque», en el que los N símbolos de datos pertenecientes al subsímbolo g -ésimo son replicados G veces. Posteriormente se aplica un filtrado individual a nivel de subsímbolo, que en el dominio digital corresponde con una multiplicación elemento a elemento de $N \cdot G$ puntos. El esquema explicativo corresponde con la Figura 2.8.

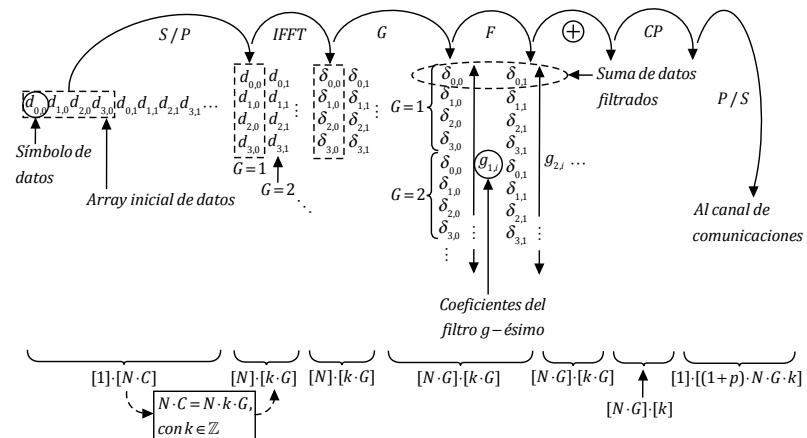


Figura 2.8: Procesado GFDM, para $N = 4$

En él podemos observar cómo son necesarios un número G de filtros para un sólo bloque GFDM normal, ó $2 \cdot G$ si se ha implementado O-QAM.

Implementación matricial

Con el objetivo de obtener una mayor eficiencia computacional a la hora de implementar este tipo de modulación en un entorno hardware, se propone una implementación mediante matrices de modulación. Esta aproximación permite simplificar la complejidad de GFDM, generando una única matriz (dos para O-QAM) válida para cualquier índice de modulación M -QAM, dados unos valores de N y G . En este Trabajo se ha buscado una generación eficiente¹ a partir de las directrices propuestas por el grupo 5GNOW respecto a GFDM, siendo la Universidad Técnica de Dresde protagonista. Gracias

¹ Mediante el uso de funciones predefinidas en el entorno software y la medición de tiempos de ejecución

a ello, la problemática modulación-demodulación se reduce a dos únicos productos matriciales, cuatro si se implementa O-QAM [14]. Se propone la Figura 2.9 en la que se muestran las envolventes de los filtros RRC contenidos en las matrices de modulación GFDM para las componentes reales. Cabe destacar que dichas matrices contienen tanto el filtrado en frecuencia a nivel de subsímbolo como la operación IDFT.

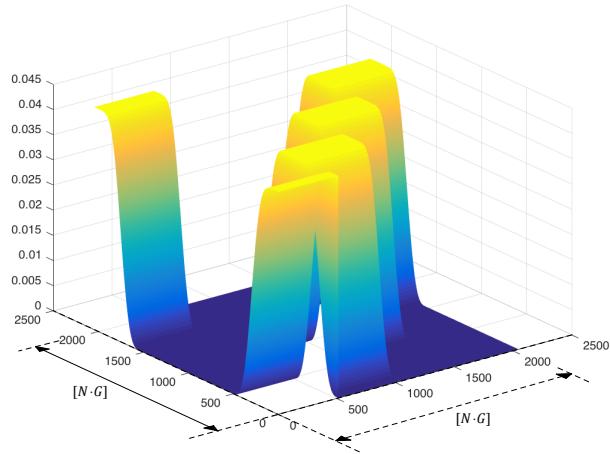


Figura 2.9: Envoltorio de los filtros RRC contenidos en las matrices de modulación GFDM, con $N = 512$ y $G = 4$, para las componentes reales

Como se puede observar, la dimensión es de $[N \cdot G] \cdot [N \cdot G]$. Además, se comprueba claramente cómo cada subsímbolo g -ésimo, formado por N símbolos de datos, es modulado por un mismo filtro desplazado en frecuencia. El hecho fundamental que ha significado la implementación de este tipo de procesado matricial es su sencillez a la hora de obtener la matriz de demodulación. Dicha matriz de demodulación se obtiene como matriz traspuesta de la matriz de modulación, posibilitando así el uso de una única matriz tanto para transmisión como recepción y evitando así un procesado software complejo en demodulación.

2.5.4. UFMC

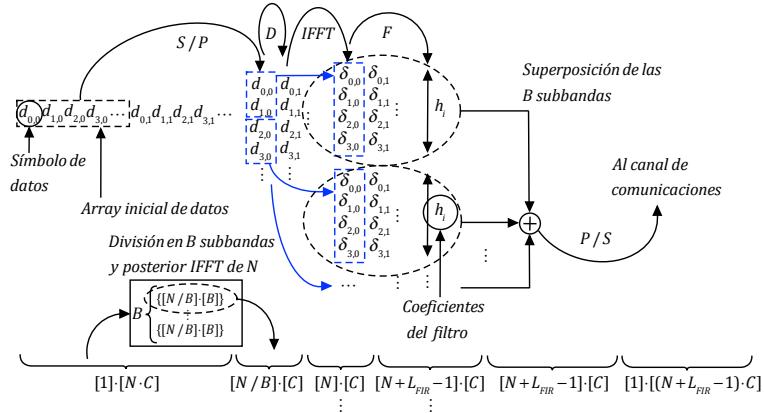


Figura 2.10: Procesado UFMC, para $N = 4$

De manera análoga a las secciones previas, la Figura 2.10 representa el procesado de la modulación UFMC. Como podemos observar, se aplica una IFFT a cada conjunto de símbolos pertenecientes a una determinada subbanda con el objetivo de aplicar una convolución lineal subsiguiente. Tras esto, tiene lugar la superposición de subbandas ya filtradas, que posteriormente son enviadas al canal de manera conjunta.

Implementación matricial

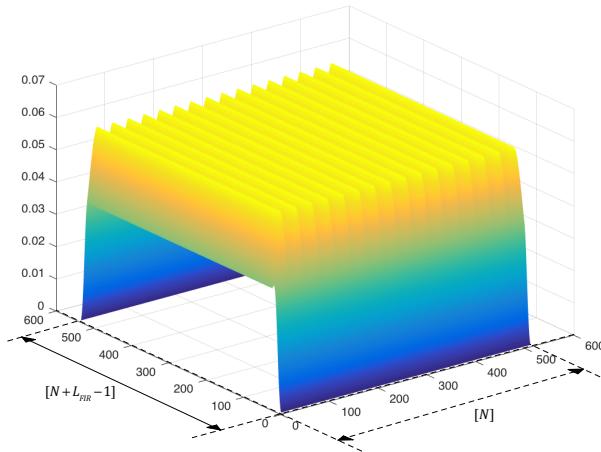


Figura 2.11: Envolventes del filtro Dolph-Chebyshev contenidos en la matriz de modulación UFMC, con $N = 512$ y 16 subbandas frecuenciales ($L = 24$ y $\alpha = 40$), para las componentes reales

Se propone el esquema alternativo basado en matrices de modulación, formadas por los filtros subbanda y la operación IDFT . De manera análoga a GFDM, dicha implementación matricial simplifica la complejidad de la modulación, reduciendo el esquema modulación-demodulación a dos productos matriciales. En esta ocasión, la matriz de demodulación UFMC corresponde con la pseudoinversa de la matriz de modulación. Esto se debe a que dicha matriz origen no es cuadrada, ya que como podemos apreciar en la Figura 2.11, sus dimensiones son $[N + L_{FIR} - 1] \cdot [N]$.

Tal y como se ha comentado previamente en la Sección 2.5.3, para la correcta implementación de esta visión matricial se han seguido las directrices planteadas por miembros del grupo 5GNOW, creadores de UFMC.

2.6. Prestaciones computacionales

Uno de los puntos clave a la hora de elegir un tipo de modulación es su tiempo de procesado. Unas prestaciones computacionales deficientes pueden limitar la expansión de un tipo determinado de modulación. De hecho, pese a las grandes bondades que OFDM presentaba desde su creación, hace más de 40 años, no fue hasta el gran desarrollo producido en la industria del *Digital Signal Processor (DSP)* durante los años 90, que dicha modulación pudo universalizarse. En resumen, tanto OFDM como los nuevos formatos de modulación 5G requieren una alta carga computacional que ha de ser estudiada. Conforma un parámetro clave que deberá ser tenido en cuenta a la hora de evaluar a posteriori qué esquemas de los presentados en este Trabajo son más deseables. Se ha decidido utilizar dos modelos de implementación distintos: procesado lineal y procesado matricial. Esto nos permitirá estudiar el comportamiento, respecto a OFDM, del procesado software, implementado en FBMC, y hardware, implementado en GFDM y UFMC.

2.6.1. Procesado lineal

Mediante el uso de las funciones predefinidas en el entorno software MATLAB®, tales como la función de cálculo de la IFFT, se propone el ejemplo de la Figura 2.12. Recoge una comparativa en términos de tiempo de procesado entre OFDM y FBMC para QPSK.

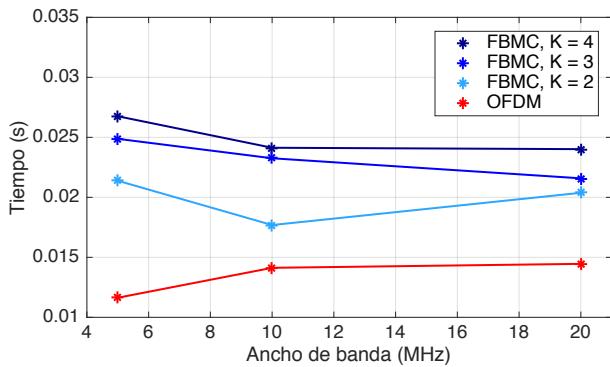


Figura 2.12: Comparativa computacional entre OFDM y FBMC para QPSK y distintos anchos de banda

En dicha Figura 2.12 podemos observar cómo FBMC requiere mayor tiempo de procesado que OFDM. Se confirma por tanto lo teóricamente anunciado en el Capítulo 1: a mayor valor de K , mayor complejidad del sistema y mayor tiempo de procesado.

2.6.2. Procesado matricial

Cuando se desea implementar un tipo de modulación en un dispositivo hardware, se requiere una implementación matricial. Esto se debe a que el dispositivo dispone de una memoria de tipo *Read-only Memory (ROM)*, o de sólo lectura, a partir de la cual obtiene los valores de la matriz que utilizará para su proceso de modulación. Si se desea realizar este procedimiento vía MATLAB®, se obtendrán unos tiempos de procesado peores, debidos principalmente al producto matricial de matrices de grandes dimensiones. De hecho, se presenta la Figura 2.13 que recoge la diferencia de tiempos de procesado para ambos procedimientos lineal y matricial en el caso de OFDM.

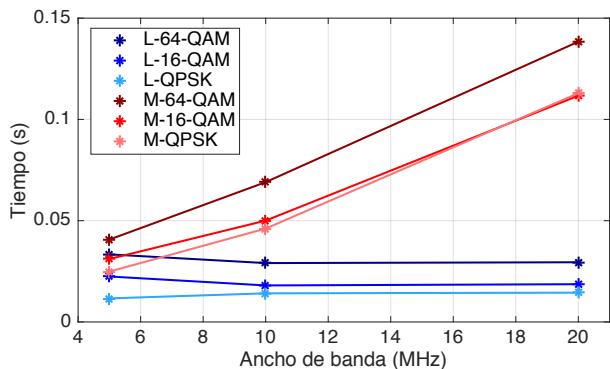


Figura 2.13: Comparativa de tiempos de procesado entre el procedimiento lineal (L) y el matricial (M), para OFDM con distintas modulaciones

Como podemos observar, conforme crece el ancho de banda, aumenta el tiempo de procesado. En esta ocasión, la matriz de modulación OFDM no es más que una matriz compleja de tamaño $[N] \cdot [N]$ cuyos valores se sitúan alrededor del círculo unidad y cuyo producto por un vector columna de tamaño N proporciona la IDFT de dicho vector.

Como ejemplo de comparativa matricial, se presenta la Figura 2.14. Contiene una comparativa en términos de tiempo de procesado para OFDM y UFMC para QPSK.

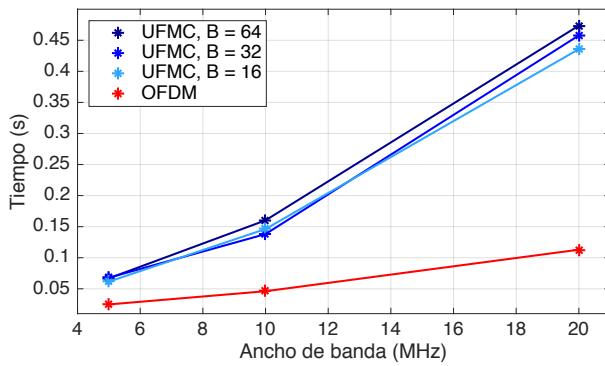


Figura 2.14: Comparativa OFDM-UFMC en términos de tiempos de procesado, para QPSK y distintos anchos de banda

A partir de dicha Figura 2.14 se aprecia claramente cómo UFMC requiere un mayor tiempo de procesado, debido principalmente al tamaño de la matriz de modulación. Como sabemos, si bien OFDM presenta una matriz de tamaño $[N] \cdot [N]$, UFMC presenta una de $[N + LFIR - 1] \cdot [N]$ y GFDM, una de $[N \cdot G] \cdot [N \cdot G]$. Además, si se desea implementar O-QAM, se deberán utilizar dos matrices de modulación distintas (partes real e imaginaria). Se plantea por consiguiente un compromiso entre el tiempo de procesado y el tamaño de almacenamiento en memoria de dichas matrices de modulación. Como resultado, se deberá elegir qué configuración es preferible, dadas unas condiciones iniciales tanto en términos de software como de hardware.

Se proponen como síntesis del procesado matricial las Tabla 2.1 y 2.2. Contienen el número de operaciones necesarias, en función de los parámetros propios de cada modulación, así como varios ejemplos de cálculo empleados en este Trabajo, respectivamente y para OFDM, GFDM y UFMC.

Capítulo 2

Modulación	Datos de entrada	Número de multiplicaciones	Número de sumas
OFDM	N	N^2	$(N - 1) \cdot N$
GFDM	$N \cdot G$	$(N \cdot G)^2$	$(N \cdot G - 1) \cdot (N \cdot G)$
GFDM/O-QAM	$N \cdot G$	$2 \cdot (N \cdot G)^2$	$(N \cdot G) \cdot (2 \cdot (N \cdot G) - 1)$
UFMC	N	$(N + L_{FIR} - 1) \cdot (N)$	$(N + L_{FIR} - 1) \cdot (N - 1)$

Tabla 2.1: Número de operaciones necesarias, en función de N , G y L_{FIR} , para OFDM, GFDM, GFDM/O-QAM y UFMC con implementación matricial

Modulación	N	G	L_{FIR}	\otimes	\oplus
OFDM	1.024	-	-	1.048.576	1.047.552
GFDM/O-QAM	1.024	2	-	8.388.608	8.386.560
GFDM/O-QAM	1.024	4	-	33.554.432	33.550.336
GFDM/O-QAM	1.024	8	-	134.217.728	134.209.536
UFMC	1.024	-	24	1.072.128	1.071.081
UFMC	1.024	-	44	1.092.608	1.091.541
UFMC	1.024	-	74	1.123.328	1.122.231

Tabla 2.2: Ejemplo del número de operaciones necesarias, en función de N , G y L_{FIR} , para OFDM, GFDM/O-QAM y UFMC con implementación matricial

Tal y como ya habíamos anunciado, GFDM requiere un número muy elevado de operaciones conforme aumentamos el valor de G , o número de subsímbolos. Precisa además grandes espacios en memoria para almacenar la matriz de modulación. Por tanto y en función del compromiso *tiempo de procesado-almacenamiento en memoria*, las prestaciones computacionales son óptimas para FBMC con procesado lineal, y para UFMC con procesado matricial.

Capítulo 3

Aplicación experimental

BASÁNDONOS en la explicación teórica proporcionada por el Capítulo 1, así como la exposición basada en las implementaciones del Capítulo 2, es momento ahora de abordar el tema relacionado con la herramienta principal de este trabajo: la Aplicación. A lo largo de este Capítulo se desarrollará una breve introducción a la interfaz, exponiendo sus principales características. Dado que dicha aplicación cuenta con tres interfaces principales, se procederá al análisis individual de cada una de ellas. Para una explicación detallada de la aplicación, consultar la *Guía de Usuario* del Anexo B.

3.1. Sistema Transmisor-Receptor

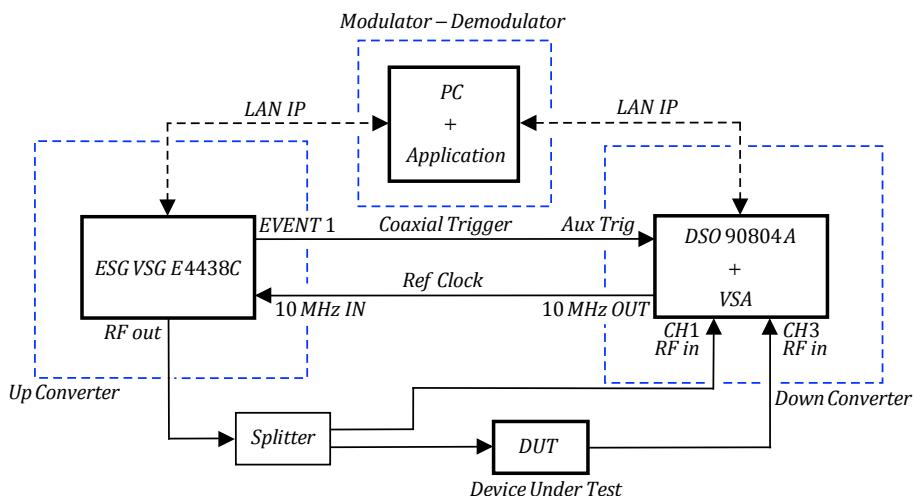


Figura 3.1: Esquema del sistema Transmisor-Receptor

Capítulo 3

La Figura 3.1 representa el esquema básico del entorno de pruebas del laboratorio, así como las conexiones hardware básicas para su correcto funcionamiento. Como se puede observar, el sistema está formado por un *Up Converter*, basado en un generador de señales ESG *Vector Signal Generator (VSG)*, y un *Down Converter*, formado por un osciloscopio Infiinum Digital Storage Oscilloscope (DSO), que implementa el software de *Vector Signal Analyzer (VSA)*. Dicho Economic Signal Generator (ESG) recibe la señal digital en banda base y, tras convertirla al dominio analógico, la sitúa en su frecuencia portadora mediante su oscilador local. El DSO por el contrario, captura la señal analógica recibida y la digitaliza, utilizando su oscilador local para «bajarla» a banda base. La Aplicación ejecutada en el ordenador del laboratorio, que realiza la tarea de Modulador-Demodulador, se conecta a ambos dispositivos mediante IP, cargando la señal en el ESG o demodulando la señal capturada por el DSO. Dado que tanto el ESG como el DSO son dispositivos reales, presentan una serie de restricciones que limitan y determinan el comportamiento futuro de la Aplicación implementada en este Trabajo; la Aplicación se adapta a ellos.

Se ha decidido fijar el tamaño de la señal de RF en 180.000 muestras. El valor mínimo de BER será inversamente proporcional al número total de bits enviados al canal, valor a su vez dependiente de dicho número de muestras de la señal en RF. Por otra parte, la duración en tiempo de la señal capturada desde el canal viene limitada por el tamaño de la memoria del DSO. Este dispositivo posee un almacenamiento de 20 Msa, con «sa» como *samples* o muestras. Su tiempo máximo de captura vendrá determinado por la Ecuación 3.1.

$$t_{captura} = \frac{mem_{DSO}}{S_{rate}} = \frac{20\text{ Msa}}{\text{Gsa/s}} \quad (3.1)$$

donde S_{rate} , del orden de Gsa, corresponde con la frecuencia de muestreo o *Sampling Rate* y conforma un factor clave en términos de ruido en el sistema, resultando en un compromiso entre el ruido de la señal capturada y el máximo tiempo de captura. La frecuencia de muestreo de la señal transmitida, F_m viene limitada por el ESG, ya que su valor máximo de operación es de 100 Msa/s. Cuanto mayor es el número de muestras capturadas, mayor es la resolución y menor es el ruido presente en el sistema. Dicho ruido corresponde tanto con el ruido ya de por sí presente en la señal capturada y que no se puede reducir, como el introducido por el propio DSO. Este último ruido, o «ruido de cuantificación», se puede «reducir» o minimizar; el DSO posee una resolución máxima de 8 bits, por lo que el proceso de conversión de su etapa *Analog to Digital Converter (ADC)* condicionará tal presencia en el sistema. De manera análoga, a menor frecuencia de captura S_{rate} , mayor nivel de ruido. Para la realización de este trabajo se han utilizado como base los valores de la Tabla 3.1.

Aplicación experimental

mem_{DSO} (Msa)	S_{rate} (Gsa)	$t_{captura}$ (ms)	Denominación
20	40	0,5	«Full Rate»
20	2	10	«User Rate»
20	1	20	«User Rate»

Tabla 3.1: Valores de tiempo máximo de captura del DSO

Con el objetivo de obtener la mayor resolución posible a la hora de representar la traza de la respuesta frecuencial de una modulación, con el menor ruido de cuantificación posible, elegimos la configuración «*Full Rate*». Esto sin embargo nos proporcionará una señal de corta duración, imposible de demodular. Por el contrario, con el objetivo de obtener los valores de BER y EVM de una determinada señal, tomaremos el valor de S_{rate} igual a 1 Gsa, o «*User Rate*».

3.2. Interfaz del Sistema Transmisor

El Sistema Transmisor inicial de la Aplicación, cuya interfaz inicial corresponde con la Figura 3.2, se basa en la generación de modulaciones multiportadora en banda base en formato I/Q, su carga o transmisión al ESG mediante conexión IP, y su posterior envío al canal de comunicaciones mediante el emplazamiento de la señal original en su frecuencia portadora gracias al oscilador local de dicho ESG.

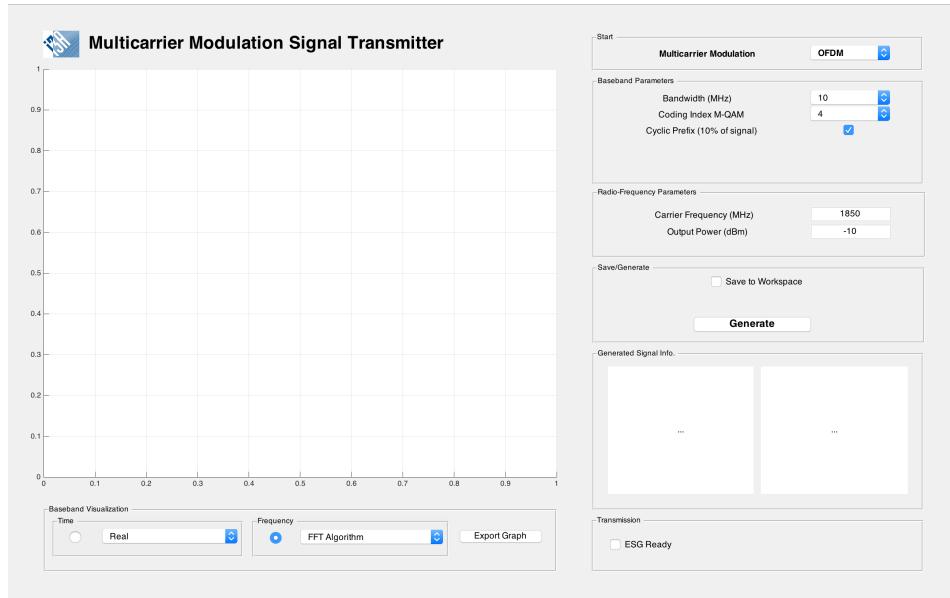


Figura 3.2: Interfaz de usuario del sistema transmisor

Capítulo 3

Las modulaciones están formadas por datos de entrada binarios, pertenecientes a la familia de los *Pseudo-Random Binary Sequence (PRBS)*, de orden variante respecto del orden de modulación¹. Este hecho facilitará su posterior comparativa entre señales distintamente moduladas, cuyos datos de origen serán idénticos. Además, nos permitirá calcular el número de errores presentes en cada futuro montaje llevado a cabo en el laboratorio, pudiendo así ofrecer valores exactos de BER.

3.2.1. Parámetros de configuración

A partir de la Figura 3.2, podemos comprobar cómo en la parte derecha figuran los distintos parámetros de libre elección que conformarán la futura señal multiportadora. En función del tipo de modulación elegida en la Sección *Start*, se modificarán los parámetros mostrados en *Baseband Parameters*. Podemos comprobar este comportamiento en la Figura 3.3.

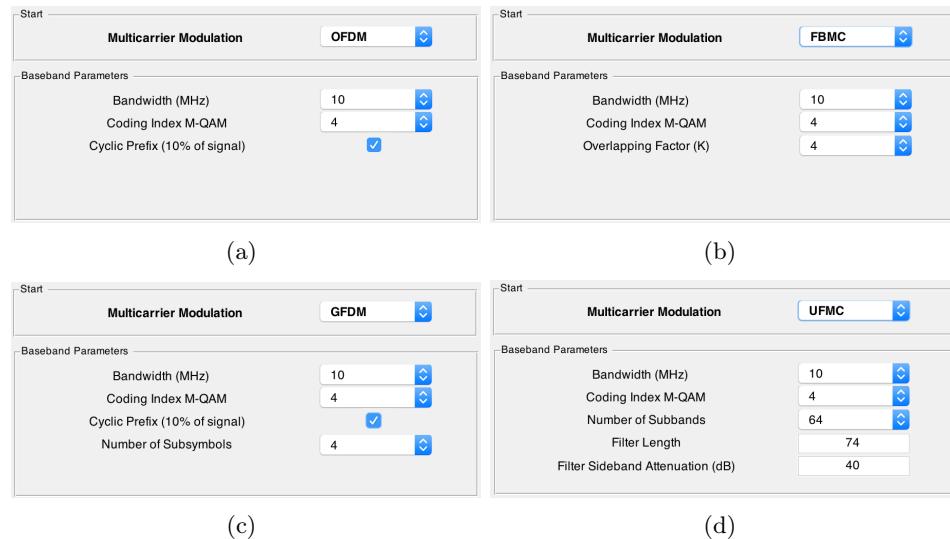


Figura 3.3: Parámetros iniciales para: (a) OFDM, (b) FBMC, (c) GFDM y (d) UFMC

Una vez elegidos, en la Sección *Radio-Frequency Parameters* se procederá a determinar tanto la frecuencia portadora, en MHz, como la potencia de salida del generador. Debido a las limitaciones del ESG en términos de potencia de salida, se desactivará el denominado *Automatic Leveling Control (ALC)* para los formatos de modulación 5G. La misión de dicho circuito ALC es monitorizar en tiempo real la señal de salida con el objetivo de mantener

¹El orden del PRBS dependerá tanto del ancho de banda elegido como del índice de modulación *M-QAM* y el posterior factor de *resampling* utilizado para pasar de banda base a RF

la potencia constante al valor introducido por el usuario. Previamente a su desactivación y debido a las nuevas formas de onda 5G, las cuales poseen grandes variaciones en tiempo, el generador, con el objetivo de mantener la potencia constante, distorsionaba la señal y provocaba un aumento considerable en el valor del EVM. Esto requerirá una monitorización «manual» de la potencia de salida del generador, razón principal por la cual se ha decidido incluir un *Splitter* en el circuito.

Una vez se hayan elegido correctamente todos los parámetros, se procederá a generar la señal. Para ello, se ha de pulsar el botón **Generate**. Adicionalmente se podrá marcar la casilla **Save to Workspace** con el objetivo de exportar la señal generada al espacio actual de trabajo en MATLAB®, introduciendo un nombre específico para dicha señal o dejando su nombre «by-Default Name».

3.2.2. Información relativa y representación

La Figura 3.4 recoge la interfaz mostrada al usuario tras la generación de la señal en formato I/Q.

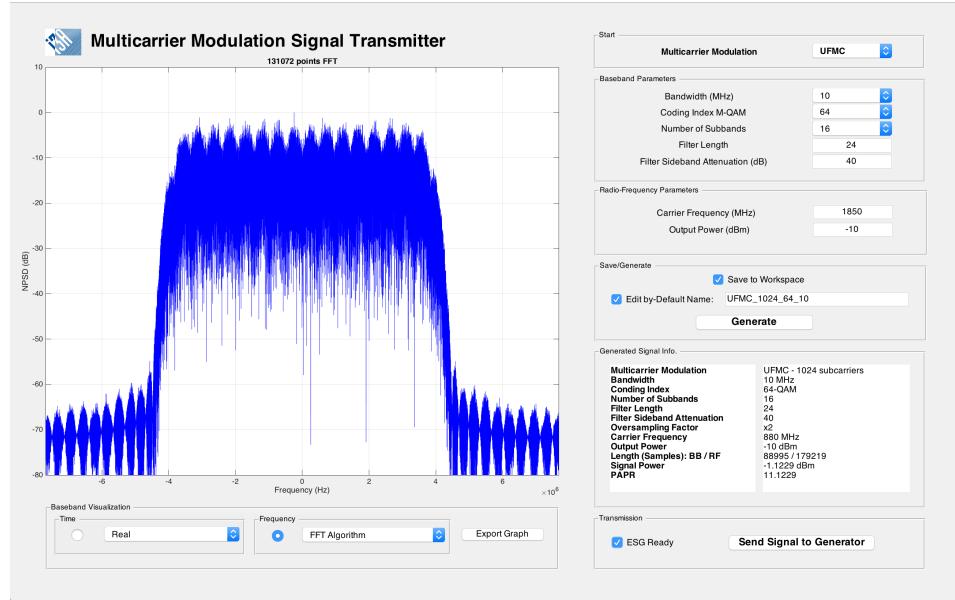


Figura 3.4: Señal generada UFMC de 10 MHz de ancho de banda para 64-QAM con filtrado de 16 subbandas, $L = 24$ y $\alpha = 40 \text{ dB}$

Una vez hayamos generado dicha señal, se mostrará por pantalla en la Sección *Generated Signal Info*, un resumen compuesto por los datos relativos al tipo de modulación, entre los que se incluyen su longitud en número de muestras y su PAPR. Además, en la gráfica principal de la interfaz se mos-

Capítulo 3

trará por defecto una vista en frecuencia del ancho de banda² cuyos ejes *x* e *y* serán, respectivamente, frecuencia, en Hz y *Normalized Power Spectral Distribution (NPSD)*, en dB. Para completar su visualización, se podrá alternar entre distintas opciones en tiempo y frecuencia. Se podrá también exportar en cualquier momento la gráfica a un archivo .fig mediante 

3.2.3. Descarga en el generador de señales

Tras la constatación de que la señal cumple los requisitos deseados, esta deberá ser descargada en el generador de señales mediante IP. Sin embargo, ha de comprobarse primero que el circuito formado por el transmisor-canal-receptor esté preparado, según las conexiones hardware de la Figura 3.1. Una vez hecho esto, se deberá seleccionar primero la opción  **ECG Ready**, y posteriormente, para proceder con el envío, se pulsará  **Send Signal to Generator**. Se ha decidido desactivar la opción de envío automático de la señal al canal (RF OFF) para evitar posibles daños en el Device Under Test (DUT), como por ejemplo proveyendo de señal a un equipo sin alimentar, o en el propio equipo.

3.3. Interfaz del Sistema Receptor

Se presenta a continuación la Figura 3.5, interfaz principal del Sistema Receptor de la Aplicación.

Como se ha visto en la Sección 3.2, tras haberse cargado la señal en el generador y haberse enviado al DUT, la señal deberá ser capturada por el DSO. En el Anexo C.1 se explica cómo configurar el osciloscopio para la captura de la señal. El uso del formato correcto a la hora de capturar la señal es crucial para la realización de la demodulación con éxito.

3.3.1. Proceso de demodulación

El proceso completo de demodulación de una señal desde que es capturada por el DSO hasta que se obtiene finalmente sus valores de EVM y BER conforma un procedimiento complejo. Se requiere una perfecta sincronización tanto en tiempo como en frecuencia de muestreo, así como una señal conocida, o «piloto», que marque el comienzo del tiempo de captura. Se ha decidido utilizar un tono de baja frecuencia que actúe como inicio del procesado, presente en la señal emitida por el Sistema Transmisor de la Aplicación, y que servirá de referencia a la hora de determinar la rotación de fase producida. Además, se deberá tener en cuenta el comienzo del tiempo de captura, así como el posible retardo de la señal una vez se haya transmitido por el DUT,

²La Aplicación utiliza por defecto un factor de *resampling* igual a 2, lo que nos permite su óptima visualización en frecuencia

Aplicación experimental

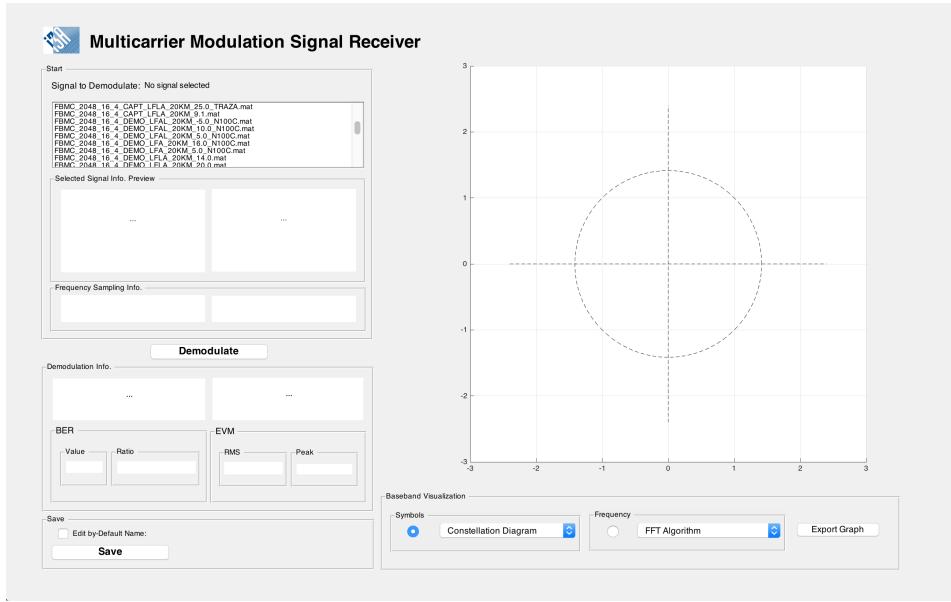


Figura 3.5: Interfaz de usuario del sistema receptor

considerable en el caso de propagación por fibra óptica. Por esta razón se ha decidido utilizar un pulso como función de *trigger*, que se propagará a través de un cable coaxial externo desde el ESG hasta el DSO. De este modo, nos aseguraremos que el inicio de la señal esté al comienzo de la trama capturada.

Una de las problemáticas principales de este Trabajo ha sido automatizar con éxito los pasos pertenecientes al proceso completo de demodulación, sin importar qué se desea estudiar como DUT. Se presentan los pasos de dicho procesado en la Figura 3.6.

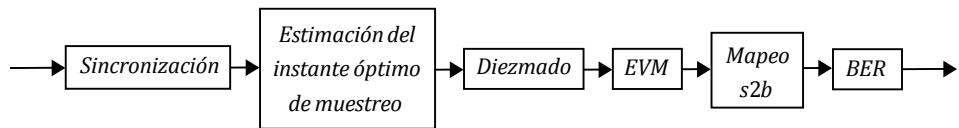


Figura 3.6: Pasos del procesado de demodulación

Tras la captura inicial de la trama que contiene a la señal, se han de realizar una serie correlaciones cruzadas entre dicha captura y la correspondiente señal transmitida en banda base. Esto nos indicará el número de muestras sobrantes al comienzo de la trama, debidas a la propagación de la señal a través del DUT. En el uso de fibra óptica, este retardo, traducido en un gran número de muestras, afectará de manera muy negativa el comportamiento eficiente del sistema, en términos de tiempo total de procesado. Posteriormente y una vez se hayan sincronizado ambas señales, se eliminarán las

muestras sobrantes, tanto al comienzo como al final de la trama capturada. Con el objetivo de calcular el desfase entre las dos señales, se utilizará la diferencia de fase entre el tono de baja frecuencia enviado y el recibido; la propagación a través del DUT provocará una rotación en fase considerable y que deberá ser tenida en cuenta. Esto, tras eliminar el tono inicial, finalizará el denominado procesado de «sincronización».

Como paso siguiente, se propone la «estimación del instante óptimo de muestreo». Con el objetivo de aumentar la resolución en términos de número de muestras, se propone la interpolación de ambas señales por un factor 20. Esto nos proporcionará una mayor precisión que se traducirá en la optimización del instante correcto de muestreo, mejorando las futuras condiciones de EVM. Posteriormente, se procederá con el proceso de «diezmado», en el que se reducirá el número de muestras a su valor original y tras el que se calculará la distorsión presente a nivel de símbolo. Una vez se haya calculado dicho EVM, se producirá el mapeo símbolo-bit que nos proporcionará un valor de BER, aplicando para ello la demodulación correspondiente a cada modulación, implementada según lo explicado en el Capítulo 2.

3.3.2. Elección de señal

Para comenzar con el proceso de demodulación se deberá elegir, mediante doble *click*, el archivo correspondiente que contenga la señal capturada deseada. Para ello se presenta un selector de archivos presentes en el directorio de trabajo actual de MATLAB®. Si no se selecciona el archivo poseedor del formato correcto, se mostrará un **mensaje de alerta**: «**Wrong selection. Try a .mat file**» para archivos de formato distinto al *.mat* esperado, y «**Wrong .mat selected. Try it again**» para archivos *.mat* que no contengan una señal perteneciente a la aplicación. El formato correcto de nomenclatura es, para los cuatro tipos de archivos predefinidos:

- **Señal enviada** → SENT.mat
- **Señal capturada** → CAPT.mat
- **Espectro de la señal capturada** → SPEC.mat
- **Señal demodulada** → DEMO.mat

Una vez la señal haya sido correctamente elegida, se mostrará un cuadro resumen en la Sección *Selected Signal Info. Preview* con la información de la señal generada: ancho de banda, índice de modulación, parámetros de modulación, frecuencia portadora, PAPR y fecha de creación, entre otros. Además, y en caso de elegir un valor de *span*³ mayor al idóneo, se mostrará

³El valor de *span* escogido ha de ser un múltiplo igual o superior al valor de la frecuencia de muestreo de la señal generada dividido por el factor 1,28, propio del dispositivo DSO

en la Sección *Frequency Sampling Info.* con el ratio por defecto entre la frecuencia de muestreo de la señal capturada y la frecuencia de muestreo de la señal enviada⁴. Como valores de *span* utilizados en este trabajo se propone la Tabla 3.2, en función del ancho de banda de la señal generada y su frecuencia de muestreo en base al estándar LTE.

Ancho de banda (MHz)	F_m (MHz)	S_{rate} (MHz)	Ratio S_{rate}/F_m
5	7,68	6	1
5	7,68	18	3
10	15,36	12	1
10	15,36	36	3
20	30,72	24	1
20	30,72	72	3

Tabla 3.2: Ratios S_{rate}/F_m utilizados en este trabajo

3.3.3. Procesado

Una vez se ha seleccionado la señal deseada, se procederá a su demodulación mediante el botón **Demodulate**. Durante dicho proceso, se dispondrá de información de estado con el objetivo de proporcionar una idea básica de en qué etapa del procesado se encuentra el programa, así como el lugar en el que se produce error, si este se produce.

Una vez que se ha llevado a cabo el procesado, se proporcionan los valores de BER y EVM (%) de la señal demodulada, definidos en las Ecuaciones 3.2 y 3.3.

$$BER = \frac{b_{err}}{b_{tot}} \quad (3.2)$$

b_{err} Bits erróneos totales recibidos

b_{tot} Bits totales enviados al canal de comunicaciones

$$EVM (\%) = 100 \cdot \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \frac{\sum_{i=1}^N \|y_i - x_i\|^2}{\|y_{\max}\|^2}} \quad (3.3)$$

x_i Símbolos de referencia

y_i Símbolos recibidos

⁴Ratio superior a 1 necesario para la correcta visualización del ancho de banda de la señal capturada cuando se ha utilizado un amplificador en condición de saturación

Capítulo 3

y_{\max} Peor símbolo recibido
 N Número total de símbolos demodulados

Además, en el Apartado *Baseband Visualization* se podrá alternar entre la visualización de la constelación de la señal o su visualización en frecuencia (FFT ó Welch). Como ocurría en el Sistema Transmisor, dicha gráfica se puede exportar como archivo *.fig*. Por último, y una vez se haya comprobado que todo es correcto, se procederá a guardar la señal demodulada. Mediante el botón **Save**. Se podrá también editar el nombre por defecto. Un ejemplo de este tipo de interfaz se presenta en la Figura 3.7.

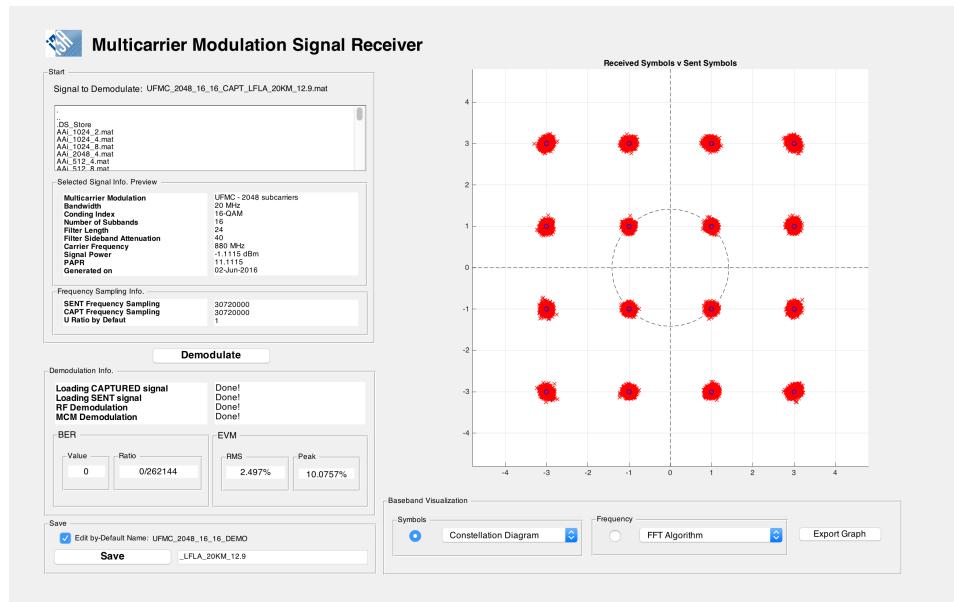


Figura 3.7: Ejemplo de demodulación para una señal UFMC de 10 MHz de ancho de banda y 16-QAM

3.4. Interfaz del Sistema Comparador

Por último y como interfaz final, se presenta un sistema basado en la comparativa de distintas señales demoduladas. Dicha interfaz será la base para la realización de la comparativa entre modulaciones multiportadora 4G y 5G del Capítulo 4, objetivo de este trabajo.

En la Sección *Baseband Visualization Comparison* podemos encontrar la opción *Number to Compare*. Gracias a ella, el usuario puede elegir el número de señales distintas que va a comparar, desde 2 hasta 4. Tras seleccionar un número determinado, se despliega un número igual de señales, o *Signals*.

Aplicación experimental

Se presenta un Apartado denominado *Signal Loading* en el que se deberá hacer doble *click* en la señal demodulada deseada, siempre que su nombre coincida con el formato predefinido *DEMO.mat*, y que estará almacenada en el directorio actual de trabajo de MATLAB®.

La versatilidad de este sistema reside en la amplia gama de opciones de comparativa y visualización. Se pueden comparar todo tipo de modulaciones, sin importar su ancho de banda o su índice *M-QAM*. Además, podrá estudiarse su constelación para distintos índices, así como su representación en frecuencia.

Por último, pero no por ello menos importante, se define un sistema de «prioridades» en el que se puede elegir qué señal se representa sobre las demás mediante . Si por el contrario no se desea visualizar una señal determinada, se deberá des-seleccionar el *tick* correspondiente. Como se puede comprobar en la Figura 3.8, a cada señal se le asigna un color determinado.

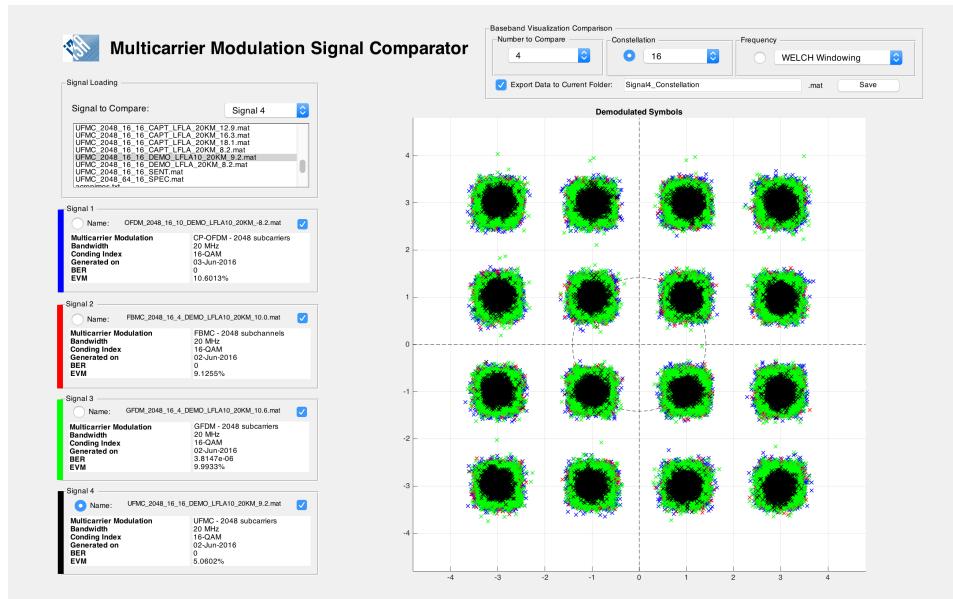


Figura 3.8: Comparativa 16-QAM para distintos formatos de modulación 4G y 5G de 20 MHz de ancho de banda, junto con sus valores de BER y EVM

Si se pretende trabajar directamente con los símbolos de datos demodulados, se podrán exportar todas aquellas constelaciones que se desee. Para ello, bastará con marcar el *tick* en la Sección *Baseband Visualization Comparison*, tal y como se muestra a continuación: **Export Data to Current Folder**. Tras elegir el nombre del futuro archivo *.mat* que contendrá los símbolos recibidos demodulados, se deberá hacer *click* sobre para finalizar

Capítulo 3

la operación.

Como alternativa a la Figura 3.8, se propone la Figura 3.9, que incluye una comparativa de visualización entre señales en el dominio frecuencial. Esto nos permitirá apreciar de manera visual la distorsión presente en cada uno de los espectros, lo que se traducirá en un aumento del valor de EVM (%).

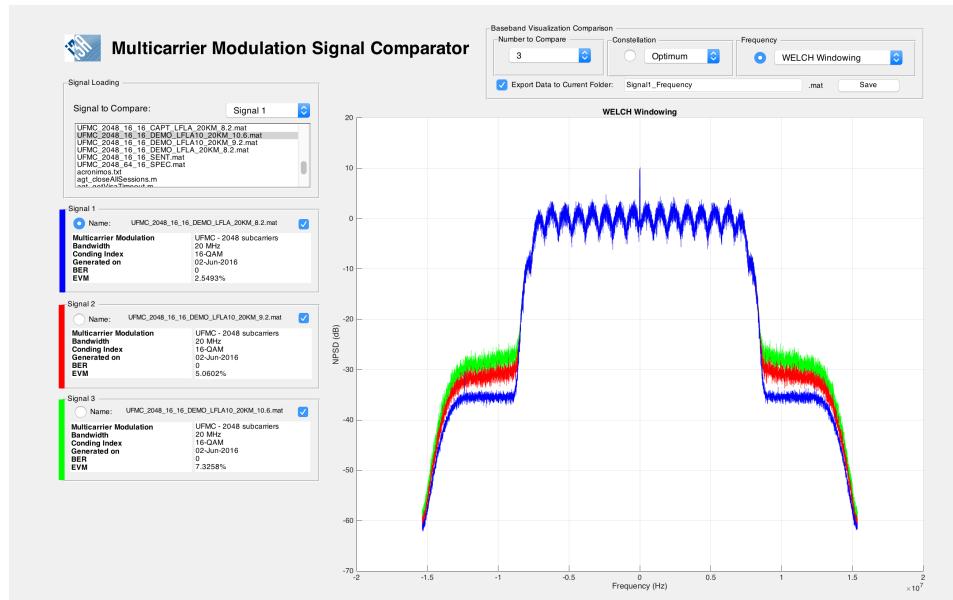


Figura 3.9: Comparativa de 3 señales 16-QAM UFMC de 20 MHz de ancho de banda, con distintas potencias, junto con sus valores de BER y EVM

Parte II

Laboratorio

Capítulo 4

Resultados experimentales

EN el presente Capítulo se exponen los resultados experimentales llevados a cabo en este Trabajo mediante el uso de las distintas modulaciones multiportadora a través de diversos escenarios, así como un estudio posterior del consumo energético. Con el objetivo de caracterizar el comportamiento de las señales presentadas en el Capítulo 1, se ha decidido realizar diversos montajes experimentales. Por un lado, se ha caracterizado un *Power Amplifier (PA)*, o amplificador de potencia. Posteriormente, un montaje óptico (láser + fibra óptica + detector). Por último, un montaje completo basado en un enlace de RoF, o Radio sobre Fibra. Gracias a la toma de multitud de medidas, se presentan los valores de EVM calculados por la Aplicación presentada en el Capítulo 3. Además, tras la demodulación completa de los datos de entrada, se permite la visualización tanto de la constelación recibida como del espectro frecuencial. Todo ello nos proporcionará una visión más global de las denominadas señales candidatas al futuro estándar 5G de telecomunicaciones. Dado que tanto los sistemas 4G como los 5G utilizan un despliegue basado en arquitecturas de tipo *Fiber To The Antenna (FTTA)* en las que la estación central de comunicaciones se conecta con las estaciones base mediante fibra óptica, en lugar del común radioenlace, se propone el mencionado estudio de caracterización del amplificador, la fibra, así como ambos en un mismo escenario.

4.1. Caracterización de un Amplificador de Potencia

Los sistemas 4G y 5G basan su funcionamiento en el uso de amplificadores de potencia. Siempre son necesarios, tanto en el caso del uso de fibras con el objetivo de contrarrestar su atenuación por propagación, como en la adaptación mediante ganancias variables de la potencia presente en el sistema a la óptima requerida por la antena de emisión de la estación base para

Capítulo 4

proporcionar la cobertura deseada. Es por ello por lo que nace la necesidad de estudiar el comportamiento que presentan las distintas modulaciones de cara al uso del mencionado amplificador.

4.1.1. Montaje

En la Figura 4.1 se muestra un diagrama de bloques que representa el montaje experimental llevado a cabo en esta Sección.

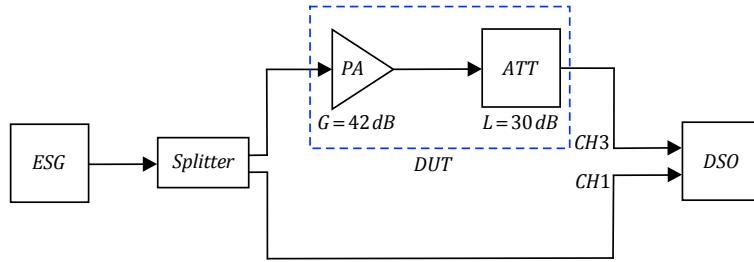


Figura 4.1: Diagrama de bloques del montaje experimental de caracterización de un amplificador de potencia

Como elemento principal del sistema, se prona un amplificador de potencia, cuya ganancia, para el rango de frecuencias del intervalo $f = [700, 4200]$ MHz, es de 42 dB. Dicho amplificador viene definido por su curva AM-AM, incluída en la Figura 4.2. Cabe destacar su alta linealidad en la zona de trabajo, debido principalmente a su condición de amplificador de tipo *driver* [18].

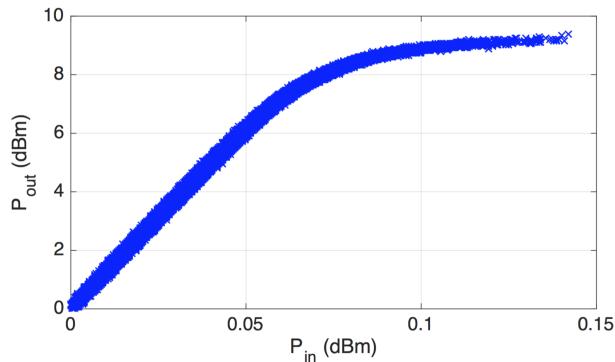


Figura 4.2: Curva AM-AM del amplificador de potencia utilizado

Además, y debido a la problemática expuesta en el Capítulo 3 respecto al ALC, a partir de la Figura 4.1 se puede observar cómo se ha utilizado un divisor de potencia o *splitter* con el objetivo de monitorizar en todo momento la potencia de salida del generador de señales ESG. Asimismo y después del amplificador, se ha situado un atenuador de potencia, cuyo objetivo principal

es proteger al DSO frente a grandes potencias de salida del amplificador, ya que el osciloscopio tolera una potencia máxima de entrada determinada.

4.1.2. Resultados

Antes de presentar los resultados correspondientes a esta Sección, ha de llegar a una conclusión fundamental: estudiar, y en base a ello, decidir los valores óptimos para cada tipo de modulación multiportadora. Si bien es cierto que a lo largo de los Capítulos 1 y 2 se proponen sus parámetros individuales, así como sus bondades en términos del nivel de versatilidad que aportan, ha de fijarse uno sólo en exclusiva a la hora de tratar su implementación en un sistema real. Se ha de estudiar por tanto el compromiso entre la distorsión frecuencial que presentan y sus resultados de EVM (%). Tras el proceso de toma de medidas experimentales, incluidas todas ellas en el Anexo E, se presentan las respuestas frecuenciales de las modulaciones 5G respecto a 4G, incluídas en la Figura 4.3. Como sabemos, K corresponde con el factor de *Overlapping* de FBMC, G con el número de subsímbolos de GFDM, y B, con el número de subbandas en UFMC.

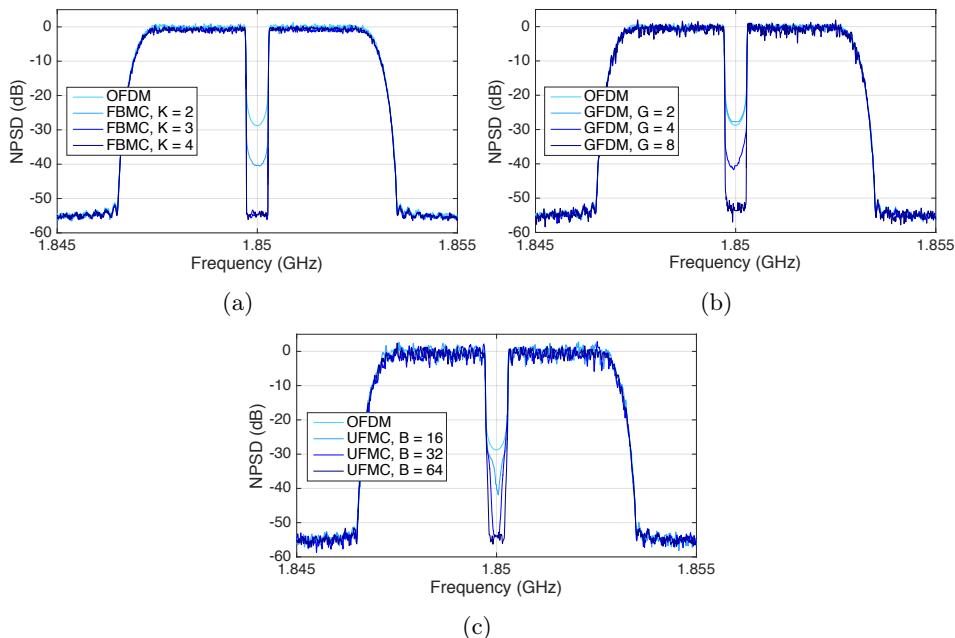


Figura 4.3: (a) Comparativa OFDM-FBMC con $K = 2, 3$ y 4 , (b) Comparativa OFDM-GFDM con $G = 2, 4$ y 8 , y (c) Comparativa OFDM-UFMC con $B = 16, 32$ y 64 , con 100 portadoras anuladas de un total de 1024, para 10 MHz de ancho de banda y 16-QAM

A partir de dicha Figura 4.3 podemos confirmar lo enunciado en el Capítulo 1: a mayor valor de K , G ó B , mayor caída en frecuencia y menor

Capítulo 4

radiación fuera de banda, siempre a expensas de una mayor complejidad en el sistema. Para dicho estudio y con el objetivo de apreciar con mayor claridad la caída en frecuencia de las modulaciones, se han anulado un número fijo de 100 portadoras para cada configuración, de un total de 1024. Gracias a la similitud de las medidas experimentales llevadas a cabo en esta Sección, siempre en términos de EVM (%), podemos afirmar que los valores óptimos de K, G y B son, respectivamente, 4, 4 y 16. Dado que en UFMC no sólo se debe decidir el número de subbandas, sino también la longitud óptima del filtro aplicado, se propone la existencia de relación entre el número de portadoras totales, B y la longitud del filtro L. En particular, se ha llevado a cabo el estudio de UFMC para 32 subbandas y 1024 portadoras, con 10 MHz de ancho de banda. Los valores de EVM obtenidos se mantienen similares para L = 24 y 44, pero para L = 74 empeoran considerablemente conforme la potencia de entrada P_{in} se acerca a la zona de saturación del amplificador.

Por tanto, si conocemos ahora los valores óptimos sobre los que basaremos nuestro estudio, es necesario destacar qué valores de EVM (%) límite son tolerados como resultados válidos y que condicionarán nuestro estudio. Se presenta para ello la Tabla 4.1, que contiene los valores de EVM máximos permitidos por el estándar LTE [19].

Modulación	EVM_{max}
QPSK	17,5 %
16-QAM	12,5 %
64-QAM	8 %
256-QAM	3,5 %

Tabla 4.1: Valores de EVM (%) máximos en función del tipo de modulación según el estándar LTE

Podemos observar cómo el máximo valor de EVM permitido por el estándar LTE para la modulación utilizada en el estudio es de 12,5 %, correspondiente con 16-QAM. Esto nos servirá de referencia para futuros análisis de resultados. Se propone por tanto la Figura 4.4. Esta contiene los valores de EVM pertenecientes a cada tipo de modulación multiportadora, en función de la potencia de entrada P_{in} , en dBm, al amplificador.

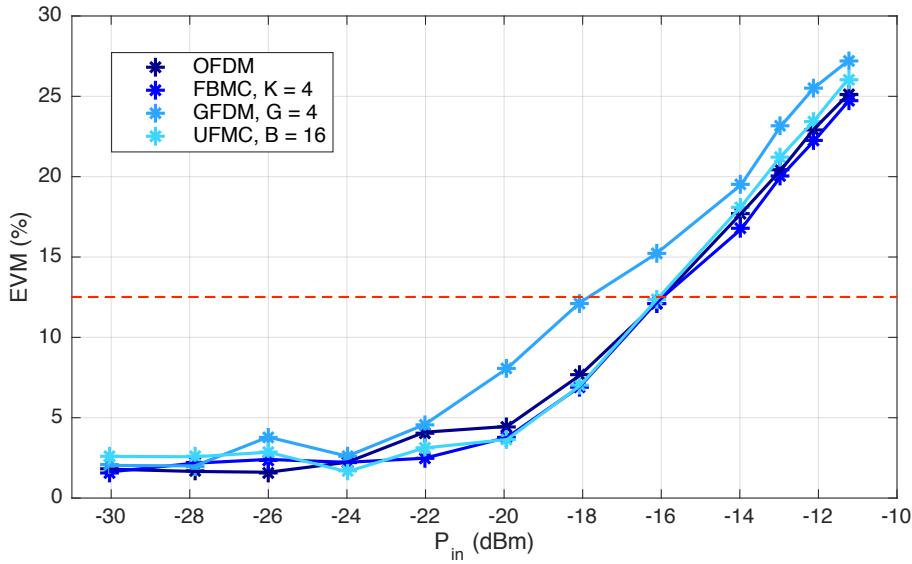


Figura 4.4: Valores obtenidos de EVM (%) en función de la potencia de entrada P_{in} al amplificador, para varias señales 4G y 5G de 10 MHz de ancho de banda y 16-QAM

A partir de los resultados mostrados en dicha Figura 4.4, podemos destacar su similitud en cuanto a los datos se refiere. Cuando trabajamos en el rango de $P_{in} \in [-30, 23]$ dBm, observamos cómo el amplificador trabaja en su zona lineal, y los valores de EVM obtenidos son aceptables en términos de calidad, siempre inferiores al límite de 12,5 %. Para potencias de entrada superiores a este límite, el amplificador trabaja en saturación, deformando la señal y provocando la alta caída de prestaciones en términos de EVM. Como sabemos, un amplificador de potencia no distorsiona la señal de entrada siempre y cuando este trabaje en su zona lineal. Sin embargo, será menos eficiente. Por ello, nos interesaría trabajar o bien en la zona lineal más cercana a la zona de saturación, o bien en el límite de EVM de 12,5 %, trabajando el amplificador en zona de saturación y, por tanto, en zona de alta eficiencia. Como evidencia presente en la Figura 4.4, destacamos la peor actuación de GFDM respecto a los demás formatos de modulación, así como una degradación de prestaciones en términos generales a partir de $P_{in} = -16$ dBm, casos para los cuales no se cumple el mínimo exigido.

4.2. Caracterización de un Sistema Óptico

Los sistemas ópticos conforman la columna vertebral del sistema actual de telecomunicaciones. Esta Sección se basa en el estudio de un sistema óptico que nos permitirá caracterizar el comportamiento de las modulaciones multiportadora para distancias de 10 y 20 km, comunes en el estándar 4G.

Capítulo 4

4.2.1. Montaje

A continuación se introduce la Figura 4.5, correspondiente con el montaje perteneciente a esta parte del estudio.

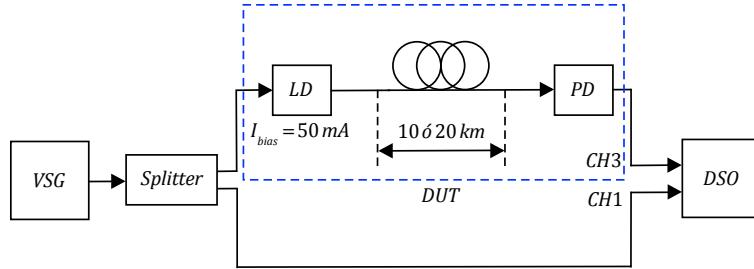


Figura 4.5: Diagrama de bloques del montaje experimental de caracterización de un sistema óptico

En dicha Figura 4.5 podemos observar cómo se ha utilizado un láser como transductor eléctrico-óptico, y cuya longitud de onda de trabajo es de 1550 nm [20], así como un receptor óptico [21]. La razón principal por la cual se ha utilizado la 3.^a ventana es su reducida atenuación y dispersión, hablando siempre del uso de fibra de tipo *Single Mode Fiber (SMF)*, o fibra monomodo.

4.2.2. Resultados

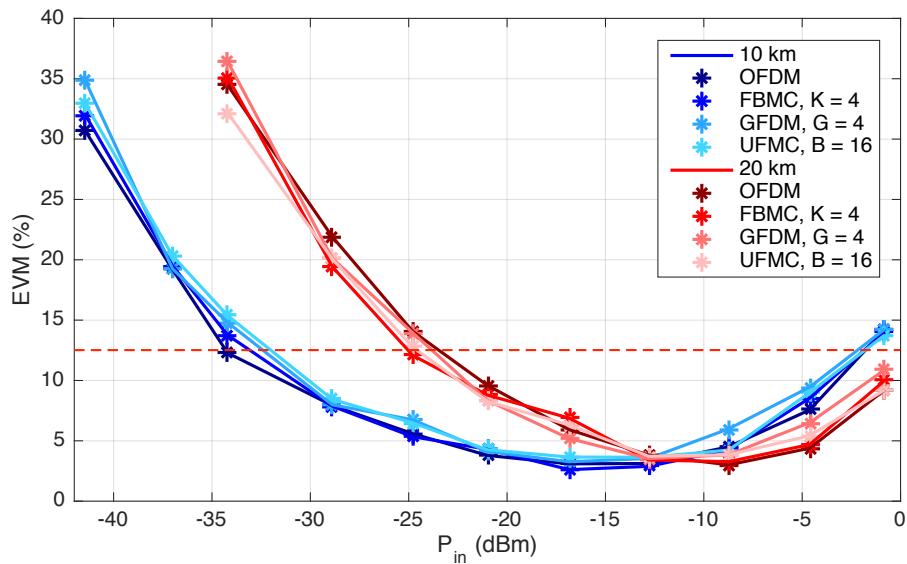


Figura 4.6: Valores obtenidos de EVM (%) en función de la potencia de entrada P_{in} al láser, para varias señales 4G y 5G de 10 MHz de ancho de banda y 16-QAM

Resultados experimentales

La Figura 4.6 muestra los valores obtenidos de EVM (%) en función de la potencia de entrada al láser, así como el límite permitido. Debido principalmente al uso de dos carretes distintos de fibra de 10 km para formar una longitud total de 20 km, los conectores presentes en el circuito causan una diferencia de potencia superior a lo esperado. A partir de la hoja de características de ambas fibras utilizadas, podemos destacar que la atenuación que introducen en su totalidad es, para $\lambda = 1550$ nm y longitud del carrete 10 km, 1,52 dB. De la propia Figura 4.6 podemos observar cómo la diferencia presente entre las dos longitudes de 10 y 20 km es de aproximadamente 10 dB, diferencia de potencia para la cual los valores de EVM son muy similares, sin importar el tipo de modulación. Con el objetivo de demostrar este hecho, se han realizado una serie de medidas experimentales, tanto con carretes individuales de fibra de longitudes 5 y 10 km, como con varios carretes en serie con el objetivo de obtener una longitud total similar. Los resultados obtenidos que demuestran esta hipótesis se incluyen en el Anexo E.2. Dado que las atenuaciones totales correspondientes a dichas longitudes e indicadas en los carretes son 0,83 dB y 1,52 dB, para 5 y 10 km respectivamente, las curvas individuales obtenidas son casi idénticas; hecho que contrasta con lo presentado en la Figura 4.6.

La justificación de las curvaturas presentes en la Figura 4.6 se basa en dos conceptos distintos. El primero, más general, responde a la sencilla idea de que a mayor potencia de emisión en RF, para una corriente de bias fija en el láser de 50 mA, menor valor de EVM (%) obtenido. Para un valor bajo de potencia de RF a la entrada del láser, sea $P_{in} \in [-40, -25]$ dBm para 10 km, obtenemos unos valores altos de EVM. Debido a la escasa potencia de entrada al láser, el EVM aumenta considerablemente conforme lo hacen las pérdidas ópticas, siendo el ruido térmico dominante sobre el ruido cuántico en este caso¹. Además y dada dicha baja potencia, no llega suficiente potencia al detector óptico tras la propagación de la señal a través de la fibra y aumenta el EVM. Conforme aumentamos la potencia de emisión, o potencia de RF, las pérdidas por atenuación de la fibra se ven compensadas, causando un EVM óptimo para $P_{in} = -15$ dBm. Por lo tanto, a diferencia de haber sometido a estudio grandes pérdidas ópticas en las que el láser se vería saturado y produciría valores elevados de EVM, nuestro caso de la Fi-

¹Basados en el fenómeno de la fotodetección, los detectores ópticos más comunes son los basados en fotodiodos, tales como el diodo PIN y el diodo *Avalanche Photodiode (APD)*. Para un diodo de tipo PIN, las aportaciones al ruido total del sistema provienen de los ruidos cuántico o *shot noise* y térmico. Siendo el caso de poca intensidad generada tras recibir escasa cantidad de luz similar al presentado en la Figura 4.6 para valores de potencia de emisión de RF bajas, el ruido térmico domina sobre el cuántico. Entendemos como ruido térmico aquel que es generado por el movimiento aleatorio de los electrones en un circuito dado y que genera una corriente eléctrica aleatoria. Asimismo, entendemos como ruido cuántico aquel que aparece debido a la aleatoriedad del proceso de fotogeneración de portadores, pudiendo este ser considerado como ruido blanco [22]

gura 4.6 nos indica que es el detector quien, recibiendo una elevada potencia óptica de entrada proveniente de la fibra, se satura y distorsiona los símbolos recibidos, conformando este hecho el concepto segundo [23].

4.3. Caracterización de un sistema Radio sobre Fibra

Tal y como se mencionó en la Introducción de este Trabajo, las futuros sistemas 5G se basarán en arquitecturas RoF. Las centrales de comunicaciones transmitirán la información mediante RF a través de fibra óptica hasta sus *Remote Radio Heads (RRHs)*, o antenas móviles de emisión radio. Una vez se ha estudiado individualmente el comportamiento de las modulaciones multiportadora tanto en el amplificador de potencia como en el sistema óptico, es momento ahora de probar el montaje final en el que ambos se incluyan. Gracias a su cooperación, podremos estudiar de manera experimental un sistema cercano al real y actualmente en uso como lo es el estándar 4G.

4.3.1. Montaje

El diagrama del montaje final viene dado por la Figura 4.7.

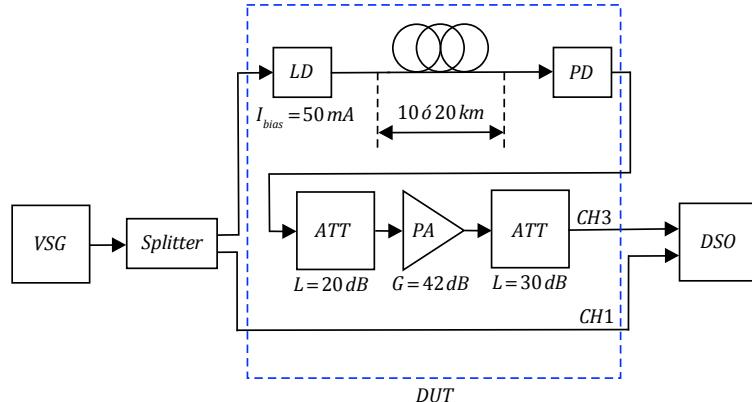


Figura 4.7: Diagrama de bloques del montaje experimental final

En ella, podemos observar cómo se han incorporado los sistemas de las Secciones 4.1 y 4.2. Para su diseño, se han tenido en cuenta las medidas experimentales de cada sistema individual. Es decir, se ha tomado como potencia de entrada al amplificador aquellos valores que, en términos generales respecto a las modulaciones, obtienen un menor EVM (%). Sin embargo, la potencia de salida del detector tras propagarse la señal por la fibra óptica, para unos valores óptimos de EVM, no coincide con mencionados valores de potencia de entrada al amplificador. Se crea entonces una relación de dependencia entre la P_{in} del láser y la P_{in} del amplificador, que coindice con la P_{out}

del detector. Es por ello por lo que se ha situado un atenuador de 20 dB entre ambos sistemas, obteniendo la situación óptima común de funcionamiento.

4.3.2. Resultados

Con el objetivo de obtener unos valores óptimos de EVM como medida del sistema completo RoF, se presenta la Figura 4.8.

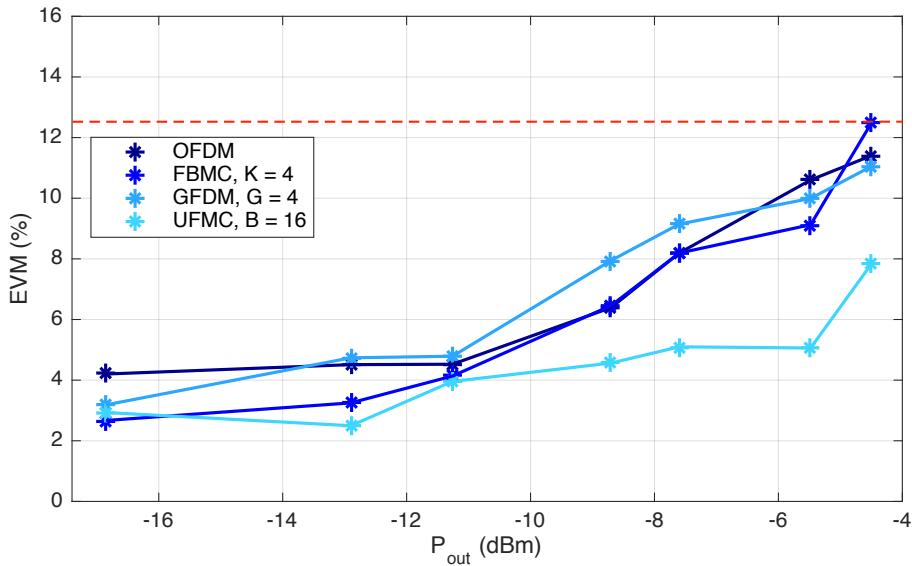


Figura 4.8: Valores obtenidos de EVM (%) en función de la potencia de salida P_{out} del DUT, para varias señales 4G y 5G de 20 MHz de ancho de banda y 16-QAM

En ella podemos observar cómo para valores de potencia de salida del DUT, tras el segundo atenuador, los valores de EVM son inferiores al máximo permitido por el estándar LTE para 16-QAM (12,5%). En esta ocasión se ha decidido utilizar un ancho de banda igual a 20 MHz, una modulación 16-QAM y una longitud total de fibra igual a 20 km, formada por la unión en serie de dos carretes de 10 km cada uno. Debemos enfocar el estudio del EVM desde varios frentes distintos. Los valores elevados de EVM pueden deberse tanto a la saturación del amplificador, del láser, del detector tras la fibra, o cualquier combinación amplificador-fibra. Se responde de esta manera a la explicación global mediante la cooperación de razonamientos de las Secciones 4.1 y 4.2. Así, para conocer qué elemento es el causante de la distorsión de símbolo, debemos acudir al estudio de potencias en cada uno de los puntos del circuito, dando como resultado la saturación del amplificador para valores altos de potencia a la entrada del circuito desde el generador, así como la saturación del detector del circuito RoF.

Podemos además observar cómo las modulaciones responden de manera similar en términos de potencia. Para valores bajos de esta, OFDM destaca como la peor, siempre en términos de EVM. Conforme realizamos el barrido de potencia, UFMC se desmarca de las demás modulaciones y presenta unos valores óptimos, estando FBMC ligeramente por debajo de OFDM y GFDM ligeramente por encima, cumpliendo todas la normativa LTE.

4.3.3. Análisis

Como dato destacable, cabe considerar la respuesta frecuencial obtenida en función de los datos proporcionados en la Sección 4.3. Se presenta primero la Figura 4.9, compuesta por varias capturas del Sistema Comparador de la Aplicación.

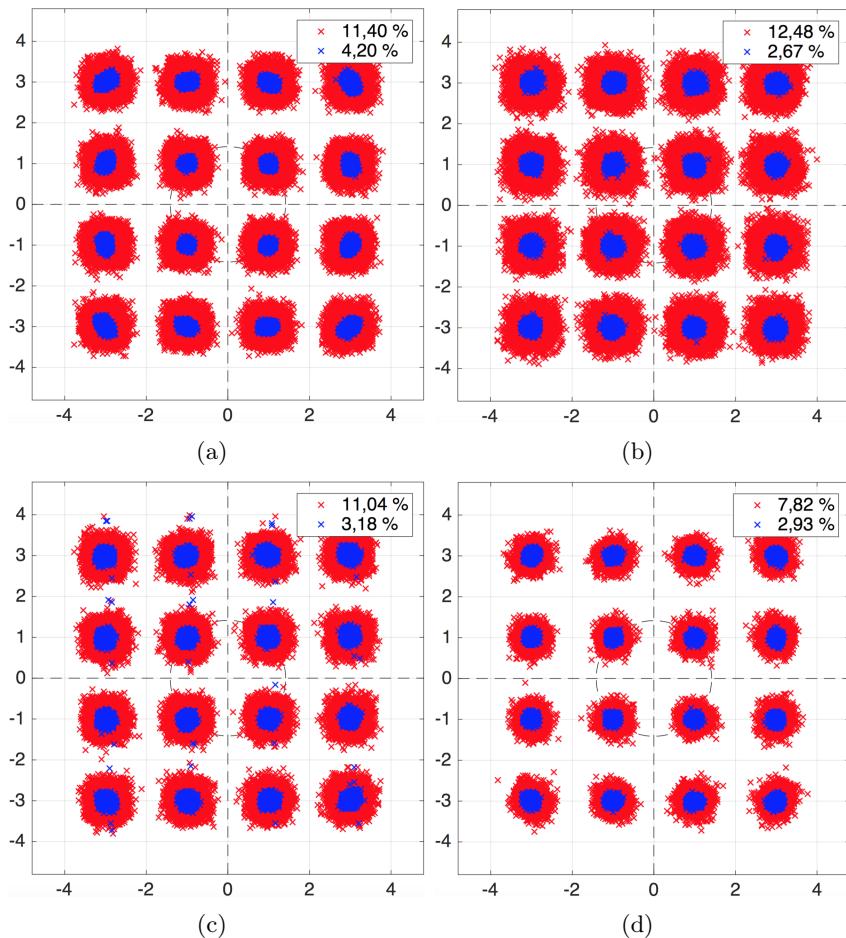


Figura 4.9: Valores de EVM (%) para 20 MHz de ancho de banda y 16-QAM para el sistema completo: (a) OFDM, (b) FBMC, (c) GFDM, y (d) UFMC

En ella, podemos apreciar la constelación para dichas señales de la Sec-

Resultados experimentales

ción 4.3 para el mejor y el peor caso de EVM (%), con P_{out} igual a -16,85 y -4,5 dBm, respectivamente . Se confirma por tanto de manera visual cómo afecta de manera distinta a cada modulación el sistema experimental. FBMC comienza con un muy buen valor de EVM, pero resulta siendo la peor conforme las condiciones del sistema empeoran. GFDM mejora ligeramente a OFDM, y finalmente UFMC, pese a obtener un valor inicial peor que FBMC, se acaba imponiendo como la mejor en función de los datos experimentales basados en este sistema completo.

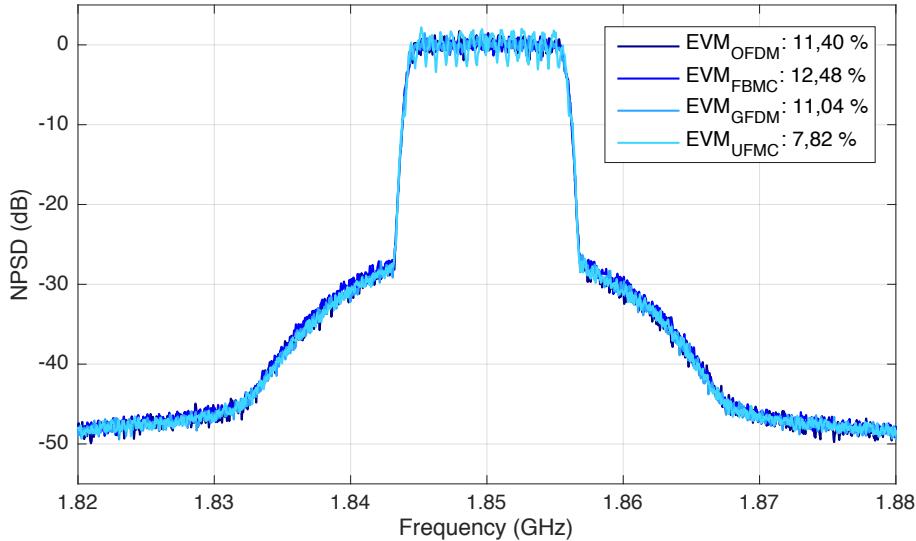


Figura 4.10: NPSD con saturación en el sistema completo para las cuatro modulaciones, con 20 MHz de ancho de banda, 16-QAM y $P_{out} = -4,5$ dBm

Por último se incluye la Figura 4.10, en la que se muestra una captura de la Aplicación correspondiente con las NPSD de las cuatro modulaciones con un valor de *span* 3 veces superior al correspondiente, e igual a 72 MHz. Esto nos permite, tal y como se mencionó en el Capítulo 3, poder comprobar en qué medida dichos espectros se han distorsionado como resultado de la saturación presente en el sistema. La forma del espectro saturado es común a la información presentada en la Sección 4.1, y se debe a que el amplificador de potencia no posee una respuesta totalmente lineal en su zona de trabajo, así como su saturación superior cuando se sale de dicha zona. El comportamiento no lineal de los amplificadores ha sido, es y será objeto de estudio, habiéndose publicado varios estudios y modelos con el objetivo de indentificar y corregir dicho comportamiento [24]. Cuando el amplificador de potencia está saturado, el aumento de la potencia de entrada a dicho amplificador no mejora la calidad del sistema. De hecho, la empeora debido a la distorsión fuera de banda. Esto es lo que se observa en la Figura 4.10 mencionada, en la que la elevada potencia de entrada ha causado la saturación del dispositivo

y ha provocado la aparición de los característicos lóbulos laterales en los canales adyacentes. Para una misma potencia dada, sea $P_{out} = -4,5 \text{ dBm}$, los resultados no obtenidos no son iguales. Es aquí donde nace el compromiso con la eficiencia, dado que UFMC requiere de menor potencia para obtener los mismos resultados, en términos de EVM (%), que el resto de modulaciones. Es por ello por lo que se propone un estudio del consumo energético con el objetivo de clarificar dicho compromiso.

4.4. Estudio del consumo energético

Uno de los factores más relevantes a la hora de realizar la caracterización de un nuevo tipo de modulación multiportadora es su consumo energético. Debemos proceder con el estudio y caracterizar el comportamiento de cada esquema; tras los estudios computacionales y de resultados experimentales, es momento de realizar una comparativa energética.

4.4.1. Montaje

Para el análisis en términos de eficiencia energética, se decidido utilizar un transistor para el que su consumo varía en función de la potencia [25]. Pese a que este no ha sido utilizado como parte de ningún DUT a lo largo del Trabajo, se ha demostrado que el amplificador de potencia utilizado previamente y de tipo *driver* es muy lineal y su consumo se mantiene constante, aproximadamente 728 mA. Dada esta limitación para la cual no se obtienen resultados distintos, el hecho de incluir un nuevo elemento que sí varía en el consumo energético nos proporcionará resultados válidos para el estudio. Además, se ha decidido trabajar con una potencia de entrada al primer amplificador igual a -20 dBm debido a que representa una zona para el cual las prestaciones del sistema, en términos de EVM (%), están dentro del margen permitido por del estándar LTE. Dicho montaje corresponde con la Figura 4.11.

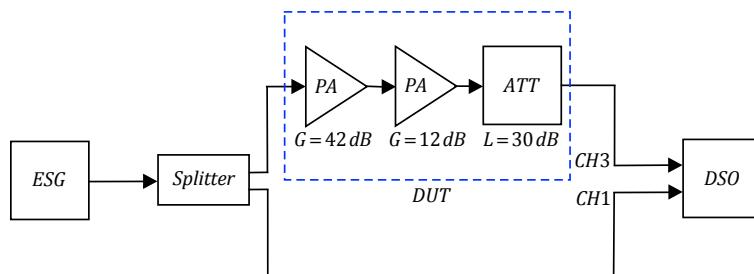


Figura 4.11: Diagrama de bloques del montaje para la medida del consumo energético

4.4.2. Resultados

Pese a que tanto los formatos de modulación 4G como los de 5G presentan un PAPR relativamente elevado, el consumo energético dependerá siempre de la forma de onda de la señal. De hecho y tal y como se puede apreciar en el Anexo A.2, deberá ser el esquema FBMC el que presente una mayor variación en dicho consumo energético. Se propone para ello la Tabla 4.2, que contiene los valores medios del consumo energético para los esquemas de modulación estudiados en este Trabajo.

Modulación —	Ancho de banda (MHz)		
	5	10	20
<i>OFDM</i>	978,1	978,25	978,8
<i>FBMC_{K=4}</i>	975,9	970,05	973,25
<i>GFDM_{G=4}</i>	981,2	972,1	983,95
<i>UFMC_{B=16}</i>	971,1	971,5	985,15

Tabla 4.2: Valores de consumo medio, en mA, para diferentes modulaciones y anchos de banda y QPSK

A partir de dicha Tabla 4.2, podemos destacar varias conclusiones. La primera de ellas confirma lo esperado: los nuevos formatos de modulación 5G presentan una mayor variación en términos de consumo energético. Respecto a las formas de onda, es FBMC quien presenta, efectivamente, una mayor variación en términos de consumo máximo y mínimo, siendo sus valores los presentados en la Tabla 4.3.

Medida —	Ancho de banda (MHz)		
	5	10	20
I_{max}	987,1	980,7	978,2
I_{min}	964,7	959,4	968,3

Tabla 4.3: Valores de consumo máximo y mínimo, en mA, para FBMC-QPSK con $K = 4$

Se puede observar cómo FBMC presenta variaciones de hasta 23 mA, en contraposición a OFDM, cuya máxima diferencia medida alcanza los 1,3 mA. Se confirma por tanto el compromiso entre el consumo energético y las prestaciones del sistema, debiendo ser tenido en cuenta a la hora de elegir el esquema de modulación idóneo.

Capítulo 5

Conclusión y líneas futuras

COMO conclusión final de este TFG, se incluye el presente Capítulo. Tras la base teórica aportada, la etapa de diseño y desarrollo, así como los montajes experimentales finales, es necesario proporcionar una conclusión final que de soporte a este Trabajo, así como una serie de líneas futuras que sirvan como prosecución posterior.

5.1. Conclusión

A lo largo de la presente Memoria se ha descrito el estudio y caracterización de los nuevos formatos de modulación multiportadora candidatos al futuro estándar 5G de comunicaciones. Asimismo, se ha realizado una comparativa en términos de prestaciones espectrales entre OFDM, base del estándar 4G, y FBMC, GFDM y UFMC, señales 5G. Gracias a la implementación de la Aplicación de transmisión y recepción de señales multiportadora, se ha podido realizar un montaje real cuyas medidas experimentales han proporcionado una base sólida en términos de EVM y BER, clave para la comparativa final. Para ello, se han caracterizado una serie de dispositivos comúnmente utilizados en sistemas reales 4G, tales como un amplificador de potencia, varias longitudes de fibra óptica, y un montaje final de Radio sobre Fibra.

Respecto a los valores obtenidos, se plantean varias cuestiones principales. En términos de prestaciones computacionales, ha quedado claro cómo los nuevos formatos 5G requieren de mayor tiempo de procesado dada su mayor complejidad. Será necesario una migración hacia *chips* de mayor potencia y capacidad de procesado, capaces de realizar la modulación y demodulación de las nuevas señales multiportadora presentadas en este Trabajo. En términos de eficiencia energética, los nuevos esquemas 5G presentan una mayor variación que OFDM en términos de consumo, siendo FBMC la que mayor

Capítulo 5

diferencia presenta debido principalmente a su forma de onda. Sin embargo y aunque se propuso como una de las máximas del nacimiento del 5G el uso de esquemas con bajo PAPR, no se ha demostrado, a lo largo de este Trabajo, que dichas modulaciones sometidas a estudio presenten unos valores inferiores a OFDM. Pese a que se han variado multitud de parámetros y probado diversas configuraciones multiportadora, los valores de PAPR obtenidos han sido, en general, altos. Respecto a las dos cuestiones fundamentales, sean eficiencia espectral y comportamiento en un sistema real, podemos enunciar la obtención de una serie de resultados satisfactorios. Es decir, gracias a la realización de este Trabajo, se ha podido comprobar cómo lo teóricamente presentado en el Capítulo 1 cumple exactamente con las expectativas. Gracias a las medidas experimentales proporcionadas en el Capítulo 4, se ha corroborado cómo los nuevos formatos de modulación modifican sus comportamientos frecuenciales en función de sus parámetros, presentando una caída frecuencial muy acentuada, una muy reducida radiación fuera de banda y mejorando ampliamente el espectro frecuencial 4G de OFDM. Esto confirma la máxima de 5G en términos de aprovechamiento frecuencial, posibilitando así el uso de los huecos presentes en el espectro mediante modulaciones multiportadora. En términos de EVM, hemos podido apreciar cómo los resultados obtenidos son, en general, similares a los de OFDM. Es decir, a costa de una mayor complejidad, se ha obtenido una mejor respuesta frecuencial para unos resultados de EVM similares, respondiendo este hecho a las motivaciones por las cuales nace 5G.

FBMC destaca por su similitud computacional con OFDM, proporcionando unos buenos valores de EVM para todos los sistemas dados y presentando el mejor comportamiento frecuencial de los esquemas estudiados con su gran caída frecuencial. GFDM destaca por su mayor requerimiento de almacenamiento en memoria, pero presenta también una caída en frecuencia muy acentuada. Finalmente, UFMC se impone como el esquema de modulación cuyos resultados, en términos de EVM, mejoran con creces a OFDM. Tal y como se enunció al comienzo de esta Memoria, 5G se caracterizará por una amalgama de diversos sistemas para los cuales el uso de diversos formatos de modulación, en función de los requerimientos, será clave a la hora de alcanzar el éxito. Sin embargo, a la hora de elegir un único formato de modulación como estándar 5G, FBMC se impone como ganadora, proporcionando grandes resultados en función del compromiso *complejidad-características espetrales*.

5.2. Líneas futuras de trabajo

A partir de la correcta implementación de los nuevos formatos de modulación 5G llevada a cabo en este Trabajo, podrían definirse distintas líneas de investigación. Por un lado y de cara al futuro estándar 5G, los esquemas

Conclusión y líneas futuras

presentados podrían someterse a un mayor número de escenarios experimentales. La caracterización del comportamiento y las propiedades es clave a la hora de adoptar un formato de modulación como base estructural. Se podría plantear el uso de distintos dispositivos, así como la propagación a través del espacio libre.

De cara a la implementación software llevada a cabo, podrían plantearse nuevos algoritmos más eficientes que reduzcan la carga computacional y mejoren así los tiempos de generación de dichas modulaciones 5G. Además, podrían incluirse nuevas funcionalidades a la Aplicación, tales como la transmisión de contenidos audiovisuales específicos, con la consiguiente inclusión de algoritmos de aleatorización y recuperación de errores. Si nos basamos en el porqué del nacimiento de 5G, se podría pensar en la posibilidad de utilizar, para una misma señal, subportadoras con distintas modulaciones, así como la desactivación de dichas subportadoras para el aprovechamiento frecuencial de los huecos disponibles en el espectro, o incluso añadir señales piloto. Se podrían también modificar las modulaciones para cumplir con el estándar LTE, incorporándose todos aquellos elementos necesarios para ello.

5.3. Cronología

Como elemento cronológico principal, se incluye la Figura 5.1, que presenta un Diagrama de Gantt en el que se recogen las fases que han sido realizadas a lo largo del desarrollo de este TFG.

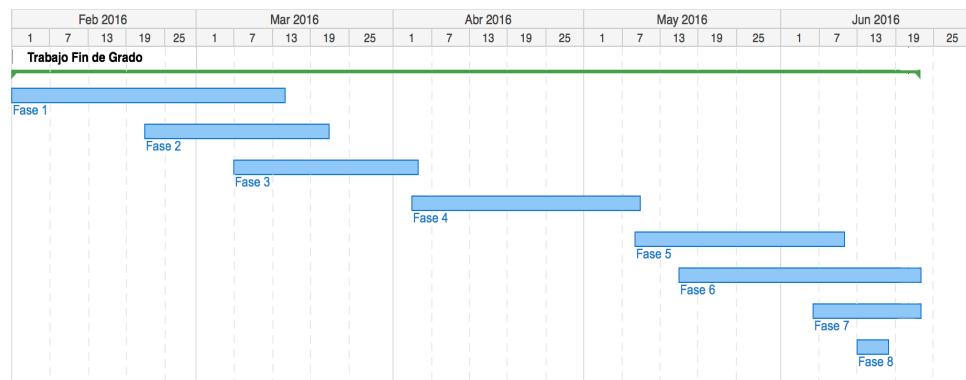


Figura 5.1: Diagrama de Gantt del TFG

Cada una de las fases destacadas corresponde con las siguientes tareas:

- **Fase 1:** estudio bibliográfico y de la literatura existente sobre generación de señales 4G y 5G.

Capítulo 5

- **Fase 2:** desarrollo e implementación de la herramienta de generación de señales multiportadora.
- **Fase 3:** desarrollo e implementación de la herramienta de demodulación.
- **Fase 4:** diseño e implementación de la Aplicación.
- **Fase 5:** verificación experimental a través de un sistema de transmisión basado en tecnología híbrida de óptica-RF.
- **Fase 6:** redacción de la Memoria.
- **Fase 7:** comparativa entre las distintas modulaciones multiportadora en términos de eficiencia espectral, energética y prestaciones computacionales.
- **Fase 8:** conclusiones.

5.4. Valoración personal

Me gustaría enfatizar algunos de los aspectos relacionados con la realización de este TFG. Representa la culminación de una etapa muy importante de mi vida, y, pese a que haya supuesto mucho trabajo, los resultados no han podido ser más satisfactorios. Si bien es cierto que a lo largo de la Carrera adquirimos una serie de conocimientos base que nos servirán de cara al futuro, realizar este Trabajo me ha permitido conocer de primera mano qué es la investigación y qué significa investigar (aunque yo haya sido el «último mono»). Convivir en un laboratorio donde se investiga me ha proporcionado una visión más global acerca del mundo que nos rodea; constancia y dedicación por lo que haces, pasión por tu trabajo, recompensa por lo bien hecho. Este Trabajo me ha permitido «bajar al barro», experimentar con dispositivos reales que solo había estudiado de manera teórica, comprender mejor y adquirir una visión mucho más profunda de lo que esta Carrera me ha enseñado. Considero este Trabajo como máxima fundamental para el éxito, una preparatoria excelente de cara al futuro Máster en Ingeniería de Telecomunicación, del que pronto seré alumno.

Bibliografía

- [1] M. QADEER, J. ANSARI, S. WAHEED: «*4G as Next Generation Wireless Network*». IEEE: ICFCC pág. 334-338, Kuala Lumpur (Malasia) (2009)
- [2] P. GARCÍA-DÚCAR, F. GUTIERREZ: «*Servicios y Sistemas Móviles*». (Asignatura de Servicios y Sistemas de Telecomunicación). Unizar (2015)
- [3] D. ASTÉLY, E. DAHLMAN, A. FURUSKÄR, Y. JADING, M. LINDSTRÖM, S. PARKVALL: «*LTE: The Evolution of Mobile Broadband*». IEEE Communications Magazine, pág. 44-51 (LTE Part II: 3GPP Release 8) (2009)
- [4] WWW.ITU.INT/ITU-D: «*What really is a Third Generation (3G) Mobile Technology*».
- [5] A. BLEICHER: «*LTE-Advanced Is the Real 4G*». IEEE Spectrum, <http://spectrum.ieee.org/telecom/standards/lte-advanced-is-the-real-4g> (Special Report: 2014 Top Tech to Watch) (2013)
- [6] R. DAVIES: «*5G network technology: Putting Europe at the leading edge*». EPRS, Briefing of January (2016)
- [7] P. PIRINEN: «*A Brief Overview of 5G Research Activities*». IEEE, 1st International Conference 5G for Ubiquitous Connectivity (5GU), pág. 17-22, Akaslompolo (Finlandia) (2014)
- [8] W. AYUB, M. RAMZAN, S. A. HAIDER, S. M. H. ZAIDI: «*Radio-over-Fiber (RoF) architecture integrating broadband wireline and wireless services*». IEEE, International Symposium on High Capacity Optical Networks and Enabling Technologies, pág. 102-106, Penang (Malasia) (2008)
- [9] B. LANNOO, A. DIXIT, D. COLLE, J. BAUWELINCK, B. DHOEDT, B. JOORIS, I. MOERMAN, M. PICKAVET, H. ROGIER, P. SIMOENS, G. TORFS, D. VANDE GINSTE, P. DEMEESTER: «*Radio-over-Fiber for Ultra-Small 5G Cells*». IEEE, 17.th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON), pág. 1-4, Budapest (Hungria) (2015)
- [10] M. BELLANGER, EN REPRESENTACIÓN DE TODOS LOS AUTORES DEL PROYECTO PHYDYAS: «*FBMC Physical Layer: a Primer*». Proyecto PHYDYAS (Agilent, Alcatel, CNAM, etc.) (2010)

Bibliografía

- [11] A. VIHOLAINEN, T. IHALAINEN, T. HIDALGO, M. RENFORS, M. BE-LLANGER: «*Prototype Filter Design for Filter Bank Based Multicarrier Transmission*». 17.th EUSIPCO, pág. 1359-1363, Glasgow (Reino Unido) (2009)
 - [12] S. SRIVASTAVA, O. SAHU: «*On the Role of the Overlapping Factor in FBMC-SMT Systems*». MECS Graphics and Signal Processing, 3, pág. 31-37 (2015)
 - [13] A. FARHANG, N. MARCHETTI, L. DOYLE: «*Low Complexity Transceiver Design for GFDM*». arXiv, CTVR Trinity College Dublin (Irlanda) (2015)
 - [14] N. MICHALOW, I. GASPAR, S. KRONE, M. LENTMAIER, G. FETTWEIS: «*Generalized Frequency Division Multiplexing: Analysis of an Alternative Multi-Carrier Technique for Next Generation Cellular Systems*». IEEE ISWCS, pág. 171-175, París (Francia) (2012)
 - [15] R. DATTA, D. PANAITOPOL, G. FETTWEIS: «*Analysis of Cyclostationary GFDM Signal Properties in Flexible Cognitive Radio*». IEEE ISCIT, pág. 663-667, Gold Coast (Australia) (2012)
 - [16] F. SCHAICH, T. WILD, Y. CHEN: «*Waveform contenders for 5G - suitability for short packet and low latency transmissions*». IEEE VTC, pág. 1-5, Seúl (Corea del Sur) (2014)
 - [17] T. HIDALGO: «*Filter Bank Techniques for the Physical Layer in Wireless Communications*». Tesis Doctoral, Universidad de Tampere (Finlandia) (2010)
 - [18] MINI-CIRCUITS: «*Coaxial Amplifier ZHL-4240 Datasheet: Medium High Power, 700 to 4200 MHz*». <https://www.minicircuits.com/pdfs/ZHL-4240.pdf>
 - [19] 3GPP, LTE ADVANCED PRO: «*LTE: Technical Specification*». ETSI TS 136 104 V13.3.0, pág. 44 (2016)
 - [20] OPTILAB: «*EAM DFB Laser Diode Datasheet: 12 GHz, 5 mW*». <http://www.optilab.com/images/datasheets/DFB-1550-EAM-12.pdf>
 - [21] MITEQ: «*Optical Receiver DR-125G-A Datasheet: 30 kHz - 12.5 GHz*». <https://www.miteq.com/docs/MITEQ-DR-125G-A.PDF>
 - [22] J. MATEO, M. A. LOSADA, I. GARCÉS: «*Dispositivos y Sistemas de Transmisión Óptica*». (Apuntes de la asignatura). Unizar (2013)
 - [23] J. GUILLORY: «*Radio over Fiber (RoF) for the future home area networks*». Tesis Doctoral, Universidad de París-Este (Francia) (2012)
-

-
- [24] C. MATEO: «*Aplicación de procesado de señal Tiempo-Frecuencia para predistorsión digital*». Proyecto Fin de Carrera, Unizar (2014)
 - [25] CREE: «*CGH40006P Datasheet: 6 W, RF Power GaN HEMT*». <http://www.mouser.com/ds/2/90/gh40006p-876367.pdf>
 - [26] W. SHIEH, I. DJORDJEVIC: «*OFDM for Optical Communications*». (1.^a edición). Academic Press (2009)
 - [27] S. WEINSTEIN, P. EBERT: «*Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform*». IEEE Transactions on Communication Technology, vól. 19, pág. 628-634 (1971)

