

**Centro de Investigación Científica y de Educación
Superior de Ensenada, Baja California**



**Maestría en Ciencias
en Electrónica y Telecomunicaciones
con orientación en Telecomunicaciones**

**Análisis de prestaciones de acceso radio ortogonal y
no-ortogonal para redes inalámbricas 5G**

Tesis

para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de
Maestro en Ciencias

Presenta:

Alexis Crespo Michel

Ensenada, Baja California, México

2020

Tesis defendida por

Alexis Crespo Michel

y aprobada por el siguiente Comité

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales
Director de tesis

Dr. Miguel Ángel Alonso Arevalo

Dr. Marco Antonio Panduro Mendoza

Dr. Jacob Licea Rodríguez



Dr. Daniel Saucedo Carvajal
Coordinador del Posgrado en Electrónica y Telecomunicaciones

Dra. Rufina Hernández Martínez
Directora de Estudios de Posgrado

Alexis Crespo Michel © 2020

Queda prohibida la reproducción parcial o total de esta obra sin el permiso formal y explícito del autor y director de la tesis

Resumen de la tesis que presenta Alexis Crespo Michel como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Telecomunicaciones.

Análisis de prestaciones de acceso radio ortogonal y no-ortogonal para redes inalámbricas 5G

Resumen aprobado por:

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales
Director de tesis

Durante la evolución de los sistemas de comunicaciones móviles, la interfaz radio ha sido un elemento crucial para habilitar las mejoras en cuanto alcance y prestaciones de las nuevas generaciones. La quinta generación de comunicaciones inalámbricas (5G) deberá enfrentar un alto grado de heterogeneidad en términos de servicios y requerimientos, con respecto a estos últimos, el uso flexible y eficiente del espectro electromagnético para diferentes escenarios se considera un reto clave para los sistemas de comunicaciones inalámbricas de quinta generación. Para maximizar la eficiencia espectral, la técnica de acceso al medio de la 5G deberá ser suficientemente flexible y capaz de mapear varios servicios a la combinación de recursos de radio que satisfagan la calidad de servicio de las nuevas aplicaciones. Por lo tanto, resulta importante analizar las prestaciones de la interfaz radio en su versión actual, en las propuestas de interfaz radio ortogonal y en las propuestas de interfaz radio no-ortogonal; de esta forma, será posible determinar cuál de las dichas alternativas de interfaz radio es la más conveniente en el escenario de 5G. En este trabajo de tesis, se investigan las formas de onda propuestas para la quinta generación de comunicaciones móviles y se presentan las características y prestaciones clave que definen a cada técnica de modulación multiportadora a través de simulaciones y análisis numérico, así como sus alcances y limitaciones desde la perspectiva de la forma de onda, además se hace una comparación entre las prestaciones de los esquemas ortogonales y no-ortogonales.

Palabras clave: 5G, OFDM, FBMC, UFMC, GFDM

Abstract of the thesis presented by Alexis Crespo Michel as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in Telecommunications.

Orthogonal and non-orthogonal radio access performance analysis for 5G wireless networks

Abstract approved by:

Dr. David Hilario Covarrubias Rosales
Thesis Director

During the evolution of mobile communications systems, the radio interface has been a crucial element in enabling improvements in range and performance of new generations. The fifth generation of wireless communications (5G) will have to face a high degree of heterogeneity in terms of services and requirements. With respect to the latter, the flexible and efficient use of the electromagnetic spectrum for different scenarios is considered a key challenge for fifth generation wireless communications systems. In order to maximize spectrum efficiency, the 5G medium access technique should be sufficiently flexible and capable of mapping various services to the combination of radio resources that satisfy the quality of service of the new applications. It is therefore important to analyse the performance of the radio interface in its current version, in the orthogonal radio interface proposals and in the non-orthogonal radio interface proposals; in this way it will be possible to determine which of the said radio interface alternatives is the most suitable in the 5G scenario. In this thesis, the waveforms proposed for the fifth generation of mobile communications are investigated and the key characteristics and performance defining each multi-carrier modulation technique are presented through simulations and numerical analysis, as well as their scope and limitations from the waveform perspective. In addition, a comparison between the performance of orthogonal and non-orthogonal schemes is made.

Keywords: 5G, OFDM, FBMC, UFMC, GFDM

Dedicatoria

A mis padres Araceli y José, y a mi hermano Daniel. A mi novia Nancy.

Agradecimientos

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada por brindarme todo lo necesario para desarrollar adecuadamente mi posgrado de maestría en un ambiente tranquilo y competitivo.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por brindarme el apoyo económico para realizar mis estudios de maestría.

A mi director, Dr. David H. Covarrubias Rosales, por su guía, dedicación y apoyo a lo largo de este trabajo además de motivarme a buscar crecer en el ámbito académico a través de la investigación misma, generar publicaciones y someterlas a congresos. También, por su enseñanza a lo largo de los cursos formativos que me permitió entender y resolver los problemas a los que me fui enfrentando durante este trabajo.

A mis sinodales, Dr. Miguel Ángel Alonso Arevalo, Dr. Marco Antonio Panduro Mendoza y el Dr. Jacob Licea Rodríguez, por sus consejos y aportaciones a lo largo de este trabajo que permitieron mejorar la calidad del mismo. También por su apoyo y atenciones a las dudas que fueron surgiendo durante mi investigación.

A mis profesores por haberme motivado a seguir por esta línea de investigación y brindarme las herramientas y su conocimiento para poder analizar el tema de investigación, además de motivarme a siempre ir más allá del trabajo propuesto.

A mi familia por apoyarme en todo lo posible a mi formación académica y motivarme a siempre dar mi mejor esfuerzo en cualquier actividad que esté realizando. También, gracias por tener siempre esa confianza en que puedo lograr lo que me proponga.

A mi novia Nancy por haberme acompañado en la realización de este trabajo, por ayudarme a superar las barreras y problemas a los que me fui enfrentando, por apo-

yarme en los días difíciles donde el trabajo se volvía una fuente de estrés y ansiedad, por motivarme a retomar el trabajo aun cuando no parecía que pudiera lograr superar esos obstáculos, por interesarse siempre en mis actividades y desearme lo mejor, todo esto con su consideración, estima y cariño.

Finalmente, a mis compañeros del posgrado que me motivaron a dar lo mejor de mi, me ofrecieron diferentes perspectivas de la vida y para mi desarrollo académico y me motivaron a superar la dedicación y el desempeño que daba al ámbito académico.

Tabla de contenido

	Página
Resumen en español	ii
Resumen en inglés	iii
Dedicatoria	iv
Agradecimientos	v
Lista de figuras	x
Lista de tablas	xii
Capítulo 1. Introducción	
1.1. Antecedentes	1
1.2. Canales de propagación inalámbricos	3
1.2.1. Canal de propagación en banda base	3
1.2.2. Selectividad en tiempo y frecuencia del canal	5
1.3. Modulación multiportadora	5
1.4. Requerimientos de la forma de onda de 5G	6
1.4.1. Flexibilidad de la forma de onda	7
1.4.2. Eficiencia espectral de la forma de onda	7
1.4.3. Simetría de la forma de onda	8
1.5. Objetivos de la tesis	8
1.6. Organización de la tesis	9
Capítulo 2. Orthogonal frequency division multiplexing	
2.1. Introducción	11
2.2. Modulación Orthogonal frequency division multiplexing	11
2.2.1. Ortogonalidad	12
2.2.2. Implementación	14
2.2.3. Transmisión OFDM	15
2.3. Relación entre SNR y E_b/n_0 en OFDM	16
2.3.1. Validación del modelo matemático E_b/N_0 -SNR en OFDM	17
2.4. Prefijo cíclico de OFDM	18
2.4.1. Efecto de la longitud del prefijo cíclico en el desempeño del BER	20
2.5. Duración del prefijo cíclico	21
2.5.1. Delay spread RMS	21
2.5.2. Modelos de canal inalámbrico estándar	23
2.6. Prefijo cíclico en distintas condiciones de dimensionamiento	24
2.7. Efecto de la constante de dimensionamiento en el desempeño del BER	26
2.8. Efecto del delay spread RMS del canal para distintos escenarios en el desempeño del BER	27
2.9. Efecto de la longitud del prefijo cíclico en la emisión fuera de banda	29
2.9.1. Efecto de la longitud del prefijo cíclico en la potencia promedio de la emisión fuera de banda	29
2.10. Efecto de la longitud del prefijo cíclico en la SEL del sistema OFDM	30

Tabla de contenido (continuación)

2.11. Efecto del delay spread RMS en la tasa de datos máxima del sistema OFDM	31
2.12. Desventajas de OFDM	31
2.13. Conclusiones	32

Capítulo 3. Filter Bank Multi Carrier

3.1. Introducción	34
3.2. Modulación Filter Bank Multi Carrier	34
3.3. Modelo matemático de Filter Bank Multi Carrier	35
3.4. Modulación offset-QAM	35
3.5. Implementación	36
3.6. Diseño del filtro	37
3.6.1. Técnicas de diseño de filtros	37
3.6.2. Criterios de optimización de filtros	38
3.6.3. Estructura del banco de filtros prototipo	38
3.6.4. Modelo matemático del filtro prototipo PHYDYAS	38
3.6.5. Respuesta en frecuencia del filtro prototipo	39
3.6.6. Pulso conformador de FBMC	40
3.7. Simulaciones de FBMC	40
3.7.1. Desempeño del BER en FBMC	40
3.7.2. Respuesta en frecuencia del filtro prototipo	41
3.7.3. Densidad espectral de potencia en FBMC	42
3.8. Mejoras en las prestaciones en relación a OFDM	43
3.8.1. Comparación del desempeño del BER entre FBMC y OFDM	43
3.8.2. Comparación de la respuesta en frecuencia del filtro de FBMC y OFDM	43
3.8.3. Comparación de la densidad espectral de potencia de FBMC y OFDM	45
3.8.4. Conclusiones	45

Capítulo 4. Universal Filtered Multi Carrier

4.1. Introducción	47
4.2. Modulación Universal Filtered Multi Carrier	47
4.3. Modelo matemático de UFMC	48
4.4. Implementación	49
4.4.1. Zero Forcing Equalizer	49
4.5. Diseño del filtro prototipo Dolph-Chebyshev	50
4.5.1. Modelo matemático del filtro Dolph-Chebyshev	51
4.5.2. Respuesta en frecuencia del filtro	52
4.6. Simulación de prestaciones de UFMC	53
4.6.1. Estructura de subbandas de la forma de onda de UFMC	53
4.6.2. Análisis de una subbanda en UFMC	55
4.6.3. Densidad espectral de potencia en UFMC	55
4.6.3.1. Efecto de la longitud del filtro en la densidad espectral de potencia	56

Tabla de contenido (continuación)

4.6.3.2. Efecto del nivel de lóbulos laterales en la densidad espectral de potencia	56
4.6.4. Receptor del sistema UFMC	57
4.6.5. Desempeño del BER en UFMC	58
4.7. Mejoras en las prestaciones en relación a OFDM	58
4.7.1. Comparación de la densidad espectral de potencia de UFMC y OFDM	59
4.7.2. Comparación del desempeño del BER entre UFMC y OFDM	59
4.8. Comparación de las formas de onda OFDM, FBMC y UFMC	61
4.9. Comparación de la emisión fuera de banda de OFDM, FBMC y UFMC	61
4.10. Comparación del desempeño del BER de OFDM, FBMC y UFMC	61
4.11. Conclusiones	63
Capítulo 5. Generalized Frequency Division Multiplexing	
5.1. Introducción	65
5.2. Modulación Generalized Frequency Division Multiplexing	65
5.3. Modelo matemático de GFDM	66
5.4. Filtro prototipo de GFDM	69
5.4.1. Filtro de coseno alzado	70
5.5. Respuesta al impulso del filtro	70
5.6. Respuesta en frecuencia del filtro	70
5.7. Eficiencia espectral en GFDM	72
5.7.1. Efecto del número de símbolos por bloque en GFDM	73
5.7.2. Ganancia de eficiencia espectral en GFDM	73
5.8. Simulación de prestaciones de GFDM	75
5.8.1. Desempeño del BER en GFDM	75
5.8.2. Efecto del factor de roll-off en la densidad espectral de potencia	76
5.8.3. Efecto del factor de roll-off en el desempeño del BER	76
5.9. Mejoras en las prestaciones en relación a OFDM	78
5.9.1. Comparación del desempeño del BER entre GFDM y OFDM	78
5.9.2. Comparación de la densidad espectral de potencia de GFDM y OFDM	79
5.10. Conclusiones	79
Capítulo 6. Conclusiones y trabajo futuro	
6.1. Comparación de formas de onda ortogonales y no-ortogonales	81
6.1.1. Comparación del desempeño del BER para las distintas formas de onda	81
6.1.2. Comparación de la densidad espectral de potencia para las distintas formas de onda	82
6.1.3. Resumen de las prestaciones de las forma de onda	84
6.1.4. Comparación de las prestaciones de las formas de onda	85
6.2. Conclusiones	85
6.3. Trabajo a futuro	87

Tabla de contenido (continuación)

Literatura citada	89
--------------------------------	-----------

Lista de figuras

Figura	Página
1. Comparación entre los requerimientos de la 4G y la 5G según la ITU-R.	1
2. Ilustración de un canal de propagación con multitrayectorias para comunicaciones celulares.	3
3. Modelo equivalente del canal de propagación en banda base.	4
4. Ilustración de la ortogonalidad de OFDM con $K = 8$ subportadoras.	13
5. Transceptor de un sistema CP-OFDM convencional.	14
6. Comparación de curva BER- E_b/N_0 teórica y simulada para una modulación QPSK.	18
7. Comparación de curva BER- E_b/N_0 teórica y simulada para los distintos esquemas de modulación presentes en LTE.	19
8. Construcción del símbolo OFDM con prefijo cíclico.	20
9. Efecto de la longitud del prefijo cíclico en el desempeño del BER sobre un canal AWGN.	20
10. Representación de las características dispersivas de un canal por medio del power delay profile.	22
11. Desempeño del BER sobre un canal Peatón-B para distintas condiciones de dimensionamiento del prefijo cíclico.	25
12. Efecto de la constante de dimensionamiento en el desempeño del BER sobre un canal Peatón-B.	26
13. Desempeño del BER para los distintos escenarios de prueba propuestos en el modelo de canal ITU-A.	27
14. Desempeño del BER para los distintos escenarios de prueba propuestos en el modelo de canal ITU-B.	28
15. Desempeño del BER para los distintos escenarios de prueba propuestos en el modelo de canal EITU.	28
16. Densidad espectral de potencia de una señal OFDM para dos valores distintos de prefijo cíclico.	29
17. Efecto de la longitud del prefijo cíclico en la potencia promedio de la emisión fuera de banda.	30
18. Efecto del delay spread RMS del canal en la capacidad máxima del sistema OFDM.	32
19. Comparación de la estructura de los símbolos QAM y OQAM.	36
20. Ilustración de la estructura de solapamiento de una señal FBMC/OQAM para dos símbolos, con un filtro prototipo ($K=4$)	36
21. Transceptor de un sistema FBMC.	37

Lista de figuras (continuación)

Figura	Página
22. Banco de filtros generado por un filtro prototipo.	39
23. Pulso conformador de FBMC contra OFDM.	40
24. Desempeño del BER para un sistema FBMC con $K = 4$	41
25. Comparación de la respuesta en frecuencia de un filtro PHYDYAS para distintos valores de K	42
26. Comparación de la densidad espectral de potencia de un sistema FBMC para distintos valores de K	43
27. Comparación del desempeño del BER entre FBMC y OFDM.	44
28. Comparación de la respuesta en frecuencia del filtro de FBMC contra OFDM.	44
29. Comparación de la emisión fuera de banda de un sistema FBMC contra OFDM.	45
30. Transceptor de un sistema UFMC.	49
31. Respuesta en frecuencia del filtro Dolph-Chebyshev con un orden del filtro $N = 83$ y un nivel de lóbulos laterales $SLL = 40$ dB.	52
32. Respuesta en frecuencia del filtro Dolph-Chebyshev para orden de filtro de $M = 13, 23$ y un $SLL = 40$ dB.	53
33. Estructura de subbandas de la forma de onda de UFMC con $B = 6$	54
34. Ejemplo del espectro de una subbanda con $K_b = 20$ subportadoras.	55
35. Comparación de la densidad espectral de potencia de un sistema UFMC para distintos valores de N de la ventana Chebyshev.	56
36. Comparación de la densidad espectral de potencia de un sistema UFMC para distintos valores de SLL de la ventana Chebyshev.	57
37. Constelación y espectro en el receptor de un sistema UFMC.	58
38. Desempeño del BER de un sistema UFMC con una ventana Chebyshev con $N = 83$ y $SLL = 40$	59
39. Comparación de la emisión fuera de banda de UFMC contra OFDM.	60
40. Comparación del desempeño del BER entre UFMC y OFDM.	60
41. Comparación de la emisión fuera de banda de OFDM, FBMC y UFMC.	62
42. Comparación del desempeño del BER de OFDM, FBMC y UFMC.	62
43. Esquema del transceptor de un sistema GFDM.	66

Lista de figuras (continuación)

Figura	Página
44. Símbolos GFDM obtenidos por una convolución lineal.	67
45. Símbolos GFDM obtenidos por una convolución circular.	68
46. Respuesta al impulso para un filtro coseno alzado con distintos valores de roll-off.	71
47. Respuesta en frecuencia para un filtro coseno alzado con distintos valores de roll-off.	71
48. Eficiencia espectral contra longitud del prefijo cíclico para GFDM y OFDM. .	73
49. Eficiencia espectral contra longitud de prefijo cíclico para GFDM con distintos valores de subsímbolos M	74
50. Ganancia de eficiencia espectral de GFDM para distintos valores de subsímbolos M	75
51. Desempeño del BER para un sistema GFDM.	76
52. Densidad espectral de potencia de GFDM para distintos valores de roll-off.	77
53. Desempeño del BER en GFDM para distintos valores de roll-off.	77
54. Comparación del desempeño del BER entre GFDM y OFDM.	78
55. Comparación de la emisión fuera de banda de un sistema GFDM contra OFDM.	79
56. Comparación del desempeño del BER para OFDM, FBMC, UFMC y GFDM. . .	82
57. Comparación de la emisión fuera de banda para OFDM, FBMC, UFMC y GFDM.	83

Lista de tablas

Tabla		Página
1.	Parámetros de la capa física del enlace de bajada en LTE.	16
2.	Power Delay Profile del canal ITU-A	23
3.	Power Delay Profile del canal ITU-B	24
4.	Power Delay Profile del canal EITU	24
5.	Efecto de la longitud del prefijo cíclico en la pérdida de eficiencia espectral	31
6.	Parámetros utilizados para la forma de onda de UFMC.	54
7.	Parámetros utilizados para la forma de onda de GFDM.	75
8.	Resumen de las prestaciones de las formas de onda.	84
9.	Comparación de las prestaciones de las formas de onda.	85

Capítulo 1. Introducción

1.1. Antecedentes

Desde el inicio de los años 90, las redes celulares han evolucionado constantemente con el fin de adaptarse a las nuevas necesidades (Yu *et al.*, 2017). Después de la primera generación analógica de comunicaciones celulares, la segunda, la tercera y la cuarta generación de redes celulares fueron creadas con el fin de habilitar las comunicaciones móviles de voz, aplicaciones de vídeo e internet móvil respectivamente. Además, la cuarta generación de comunicaciones celulares (4G) ofrece Mobile Broadband (MBB) con una tasa de datos teórica mayor a los 100 Mbps (Zhang *et al.*, 2016).

Con el aumento de tráfico de datos, la multiplicación de dispositivos conectados, y la diversificación de tipos de comunicaciones, la generación actual de redes celulares (4G), será incapaz de cumplir los requerimientos de los próximos años. Así, una nueva generación de redes celulares (5G) se encuentra en desarrollo con el fin de cubrir las necesidades futuras (Medjahdi *et al.*, 2017). La figura 1 muestra los requerimientos de la nueva generación y los compara con 4G.

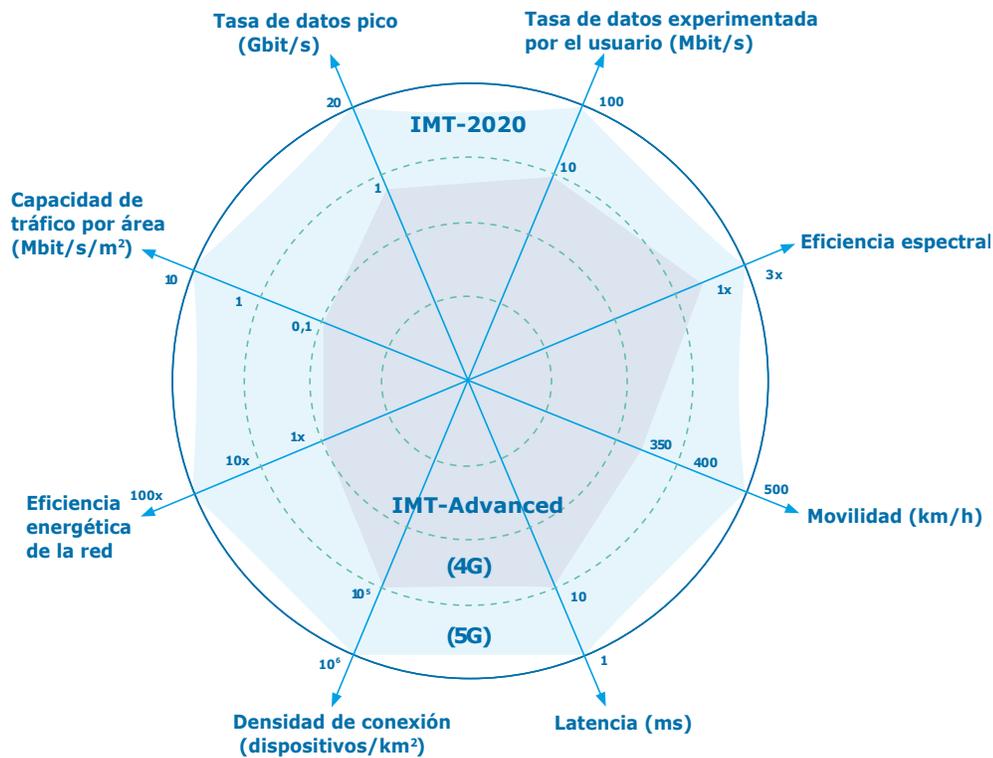


Figura 1. Comparación entre los requerimientos de la 4G y la 5G según la ITU-R.

La Unión internacional de Telecomunicaciones (ITU, por sus siglas en inglés) ha dejado claras las expectativas y metas de diseño para la 5G en 2020 (Doré *et al.*, 2017). Primeramente, recomienda aumentar las capacidades de la banda ancha móvil a fin de mejorar los servicios en un contexto con una alta densidad de usuarios (estadios, centros comerciales, festivales etc.), en contexto de cobertura amplia y en contexto de movilidad (automóviles o trenes, por ejemplo). En este aspecto, la 5G debe ser una evolución de 4G y debe soportar la cantidad enorme de datos que se generarán por comunicaciones de MBB en los próximos años. Para soportar el incremento del tráfico móvil de la MBB, el primer requerimiento para la 5G es el de incrementar la tasa de datos. Será necesario un incremento en un factor de 10 a 100 comparado con las capacidades de 4G, es decir, se esperan tasas de datos de 100 Mbps en un área amplia y de hasta 1 Gbps en un punto de acceso. Por otra parte, el incremento en el número de smartphones y tabletas se incrementará considerablemente, por lo cual el volumen de datos por área debe ser multiplicado por un factor de 1000. También, la 5G verá un incremento en el desempeño en términos de movilidad, para aplicaciones de Vehicle-to-Everything (V2X) como trenes de alta velocidad y vehículos autónomos. En este contexto, se requiere una buena calidad de servicios a dispositivos con una movilidad de hasta 500 km/h (Vishnoi *et al.*, 2018).

Adicionalmente, un nuevo tipo de comunicaciones está emergiendo. En vez de seguir con un paradigma centrado en comunicaciones humanas, las comunicaciones Machine-to-Machine (M2M) incluyen todo el tráfico generado por distintos dispositivos, este tipo de comunicaciones son una realidad con la habilitación del internet de las cosas (IoT) (Yu *et al.*, 2017). Se espera que para el 2020, el número de dispositivo conectados exceda el número de humanos (1.5 per capita) y la proporción de dispositivos M2M crezca, de 5 % en 2015 a 20 % en 2020. Las comunicaciones M2M se utilizarán en diversas aplicaciones en los siguientes años, como seguridad en el hogar, automatización, mantenimiento y cuidado de la salud. Estas aplicaciones serán habilitadas por distintos objetos, que pueden ir desde pequeños sensores hasta equipos médicos. Por lo tanto, otro de los objetivos de la 5G es el de habilitar comunicaciones M2M generadas por una amplia gama de dispositivos cada uno con sus requerimientos específicos lo cual generará tráfico heterogéneo (Gerzaguet *et al.*, 2017). A diferencia de la MBB, la tasa de datos es menos importante para las comunicaciones M2M, sin embargo, el número de dispositivos conectados que pueden manejarse simultánea-

mente es un factor crítico. De acuerdo a la ITU, la 5G deberá soportar una densidad de conexión de hasta 10^6 dispositivos por km^2 (Lien *et al.*, 2017).

Finalmente, la 5G presentará nuevas aplicaciones específicas. Tal es el caso de las “comunicaciones ultra confiables y de baja latencia”. En donde entra una agrupación de aplicaciones especiales con requerimientos críticos como los son: la automatización en la industria, aplicaciones de telemedicina, vehículos autónomos, internet táctil entre otros. Para las comunicaciones ultra confiables y de baja latencia, el objetivo es de alcanzar 1 ms de latencia que es 10 veces menor en comparación con 4G cuyos valores de latencia se encuentran entre 10-20 ms. Además, la confiabilidad debe alcanzar un valor de 99.999% (Vishnoi *et al.*, 2018).

En resumen, la ITU define los tres tipos de servicios que serán soportados en la 5G:

- banda ancha móvil mejorada
- comunicación masiva de tipo máquina
- comunicación ultra confiable y de baja latencia

servicios todos ellos con una amplia gama de características, como tasas de datos pico de hasta 10 Gbps, densidad de dispositivos de hasta 10^6 km^2 y latencias menores a 1 ms respectivamente. Además, los sistemas de quinta generación deberán presentar compatibilidad con sistemas de comunicaciones anteriores como LTE y LTE-Advanced (Medjahdi *et al.*, 2017).

1.2. Canales de propagación inalámbricos

El canal de propagación es la caracterización de las modificaciones sufridas por una señal en el proceso de transmisión y recepción. La comprensión del canal de propagación en distintos escenarios es necesaria para evaluar correctamente el desempeño de los distintos esquemas propuestos para la 5G (Doré *et al.*, 2017). Por lo tanto, esta parte tiene como objetivo caracterizar los canales de propagación inalámbricos con el fin de resaltar su impacto en la señal recibida.

1.2.1. Canal de propagación en banda base

La caracterización del canal de propagación depende del tipo de la comunicación. Para las comunicaciones celulares, el canal de propagación considerado es generalmente un canal de propagación con multitrayectorias (Rappaport, 2001). Este canal se caracteriza por las múltiples reflexiones que sufre la señal electromagnética transmitida debido a diferentes obstáculos (suelo, edificios, vegetación, etc.). Debido a este fenómeno, la señal recibida es una combinación de distintas señales llegando de distintas trayectorias. Cada una de estas señales es una versión atenuada y retrasada de la señal original. Las atenuaciones y los retardos sufridos por las distintas copias de la señal original dependen de la naturaleza de los obstáculos y de la distancia viajada por cada señal. Este efecto se puede observar en la figura 2

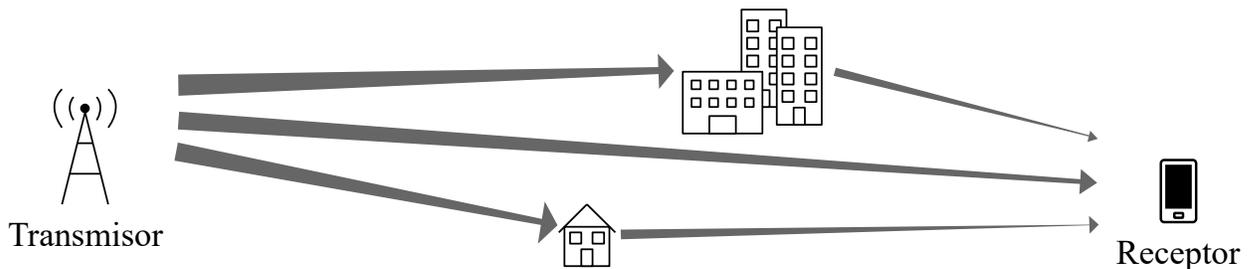


Figura 2. Ilustración de un canal de propagación con multitrayectorias para comunicaciones celulares.

El canal con multitrayectorias podría ser modelado con la atenuación y el retardo de cada trayectoria. Sin embargo, los modelos de canal toman en cuenta la conversión de la señal transmitida en banda base $s(t)$ a una frecuencia portadora F_c en el lado del transmisor, y la conversión de la señal recibida a banda base $r(t)$. El canal de propagación equivalente entre $s(t)$ y $r(t)$ es llamado canal de propagación en banda base y puede dividirse en dos partes que se describen a continuación:

1. La pérdida por trayectoria ó large-scale fading la cual es la atenuación media de la señal. Este parámetro se debe principalmente a la absorción atmosférica y al efecto de sombreo (shadowing) causado por edificios y arboles entre otros. La pérdida por trayectoria se basa entonces en la distancia entre el transmisor y el receptor y se representa mediante P_h . Dicho de otra forma, P_h es la atenuación promedio de la señal recibida $r(t)$ comparada con la potencia de la señal transmitida $s(t)$.

2. Los componentes multitrayectoria o small-scale fading son causados por múltiples reflexiones de la señal transmitida con diferentes obstáculos como el piso o edificios. La señal recibida es la suma de L_h trayectorias, donde $l \in [0, L_h - 1]$ se describe por un retardo τ_l y por un factor complejo denotado por $h_l(t)$, que varía en el dominio del tiempo. La suma de las potencias promedio de $h_l(t)$ es igual a:

$$\sum_{l=0}^{L_h-1} E[|h_l(t)|^2] = 1 \quad (1)$$

Adicionalmente, el ruido térmico es un componente aditivo. Debido a que el ruido térmico se presenta como una variable aleatoria gaussianamente distribuida, este componente es llamado ruido blanco aditivo Gaussiano (AWGN). En el dominio del tiempo, el componente del ruido se denota por una variable compleja $\eta(t)$. De acuerdo con los efectos presentados, la señal recibida en banda base en el dominio del tiempo es:

$$r(t) = \sqrt{P_h} \times \left(\sum_{l=0}^{L_h-1} h_l(t) s(t - \tau_l) \right) + \eta(t) \quad (2)$$

La figura 3 ilustra el modelo equivalente del canal de propagación en banda base.

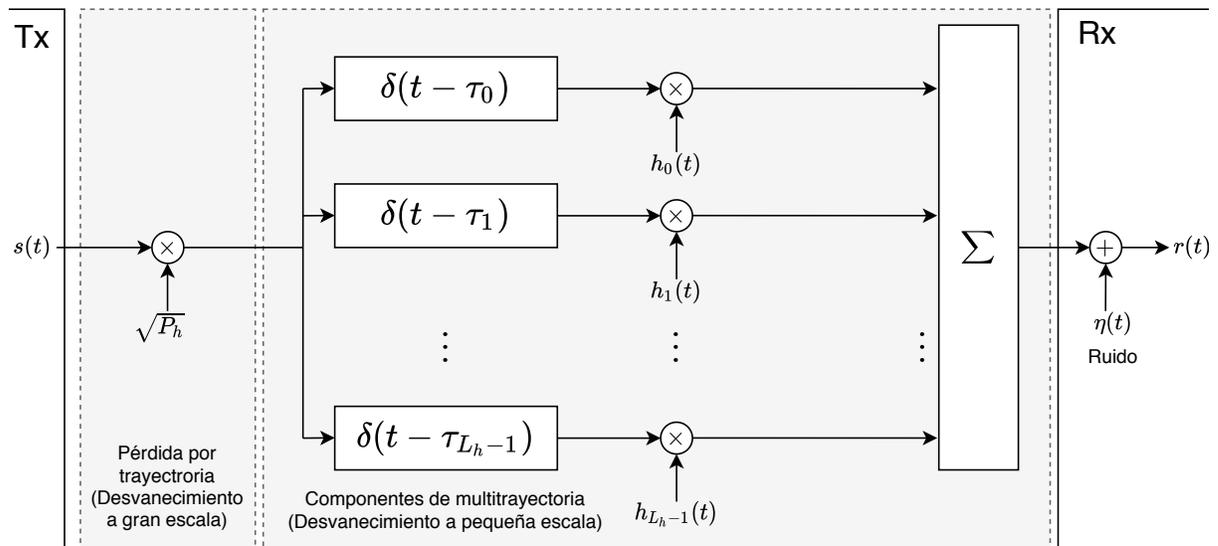


Figura 3. Modelo equivalente del canal de propagación en banda base.

1.2.2. Selectividad en tiempo y frecuencia del canal

Con el propósito de remarcar el impacto del canal de propagación en la señal recibida $r(t)$, el estudio de la selectividad en tiempo y frecuencia del canal de propagación es importante (Bazin, 2019). A continuación, se describen los conceptos fundamentales.

En un tiempo dado t y si $L_h > 1$, los componentes de multitrayectorias actúan sobre la señal $r(t)$ como un filtro con respuesta finita al impulso (FIR) de orden $(L_h - 1)$, retardos τ_l y coeficientes $h_l(t)$. En el dominio de la frecuencia, este filtro induce variaciones en el canal de propagación, las cuales se cuantifican por el ancho de banda de coherencia B_c . Entonces, el canal de propagación es considerado invariante en el dominio de la frecuencia para la banda de frecuencia B , siempre y cuando $B \ll B_c$. De manera que, dos señales separadas por una banda de frecuencia mayor a B_c experimentan dos canales de propagación distintos. Este efecto se llama la selectividad en frecuencia del canal.

En el dominio del tiempo en cambio, los factores $h_l(t)$ varían cuando el transmisor, el receptor o los elementos del propagación del canal se desplazan, debido al efecto Doppler. De esta manera, el filtro FIR previamente definido se encuentra de hecho cambiando con el tiempo. La rapidez de estas variaciones es mayor si la posición relativa del transmisor, receptor o los elementos del canal de propagación cambian rápidamente. Estas variaciones se pueden cuantificar mediante el tiempo de coherencia T_c , el canal de propagación es considerado invariante en el dominio del tiempo en una duración T solo si $T \ll T_c$. Por lo cual, dos señales separadas por una duración mayor que T_c experimentan dos canales de propagación distintos. Este efecto se llama selectividad en tiempo del canal. La selectividad del canal de propagación es entonces una combinación de la selectividad en el tiempo y la selectividad en la frecuencia.

1.3. Modulación multiportadora

La modulación multiportadora es un método el cual divide un flujo de bits en múltiples subflujos y los envía a través de distintas subportadoras. Al hacer esto, la tasa de datos en cada subportadora es mucho menos que la tasa de datos total, y el ancho

de banda correspondiente a alguna subportadora es mucho menor que el ancho de banda total del sistema (Doré *et al.*, 2017). Particularmente, el número de subportadoras debe elegirse de manera que el ancho de banda de la subportadora sea mucho menor que el ancho de banda de coherencia del canal, de manera que la subportadora individual experimente una ganancia constante relativa (como en un canal plano). Por lo tanto, la modulación multiportadora presenta gran robustez frente a los efectos de selectividad en tiempo y frecuencia del canal de propagación en un sistema de comunicaciones inalámbricas.

Dentro de las distintas técnicas de modulación multiportadora, la modulación ortogonal frequency division multiplexing (OFDM) domina el entorno de las comunicaciones móviles de banda ancha (Vishnoi *et al.*, 2018). La modulación OFDM puede eliminar completamente la interferencia entre símbolos haciendo uso de un prefijo cíclico, que consiste en una banda de guarda con información redundante al inicio de cada bloque transmitido. Además, OFDM ofrece ventajas como una ecualización sencilla y una implementación discreta eficiente a través del algoritmo de la transformada rápida de Fourier (FFT). Por otro lado, OFDM tiene sus desventajas, como una alta emisión fuera de banda, una alta relación potencia pico a potencia promedio (PAPR) y una pérdida de eficiencia espectral por la adición del prefijo cíclico.

1.4. Requerimientos de la forma de onda de 5G

Para encontrar la técnica de modulación o la forma de onda adecuada para la siguiente generación de comunicaciones móviles se pueden utilizar dos acercamientos. En el primero, la estructura de la forma de onda se preserva, y sus desventajas se abordan a través de soluciones apropiadas. El segundo acercamiento se basa en un modelo generalizado para sistemas multiportadora, lo cual resulta en una técnica distinta que OFDM. Independientemente del acercamiento que se utilice, los siguientes criterios de diseño son esenciales para seleccionar y definir la forma de onda que pueda satisfacer los requerimientos de la 5G (Lien *et al.*, 2017):

- Alta flexibilidad
- Alta eficiencia espectral

- Implementación simétrica

1.4.1. Flexibilidad de la forma de onda

La heterogeneidad de servicios es un problema al que se deben enfrentar los sistemas de la quinta generación de comunicaciones móviles, de manera que es necesario que el sistema pueda adaptarse a las condiciones o escenarios de las aplicaciones requeridas. Existen dos aspectos importantes que permiten evaluar la flexibilidad de la forma de onda.

- **Coexistencia de multi-numerología:** La forma de onda de 5G debe ser capaz de soportar numerología configurada de forma flexible, para habilitar escenarios con homogeneidad de servicios y aplicaciones.
- **Extensión de ancho de banda:** La forma de onda de 5G debe habilitar una extensión directa y escalable para soportar operación de banda ultra ancha (e.g., ≥ 100 MHz).

1.4.2. Eficiencia espectral de la forma de onda

La cantidad masiva de dispositivos conectados a una misma red, y los requerimientos de altas tasas de datos de algunas de las aplicaciones de la quinta generación hacen que la eficiencia espectral sea una característica clave que requiere la nueva forma de onda. Dicha eficiencia espectral puede mejorarse considerando los siguientes criterios fundamentales:

- **Localización en el dominio de la frecuencia:** El confinamiento espectral está altamente relacionado a la banda de guarda y la emisión fuera de banda para soportar transmisiones cercanas en el espectro saturado.
- **Localización en el dominio del tiempo:** Se prefiere una forma de onda bien localizada en el dominio del tiempo para reducir el overhead del filtrado, la conformación del pulso y los intervalos de guarda para alcanzar una alta eficiencia espectral.

- **Fácil implementación MIMO:** MIMO, particularmente MIMO masivo, es uno de los componentes técnicos más reconocidos de la 5G. Se busca una implementación trivial ya sea en operación en lazo abierto o lazo cerrado.
- **Modulación de alto orden:** para impulsar la eficiencia espectral pico, modulaciones de alto orden como 256-QAM son probables que se utilicen en un amplio rango de escenarios de la 5G. La nueva forma de onda debe ser capaz de soportar dichos esquemas de modulación, manteniendo un desempeño del bit error rate (BER) suficiente.

1.4.3. Simetría de la forma de onda

Aunque los principios de diseño para el downlink (DL) y el uplink (UL) son diferentes debido a las fuertes restricciones del UL en cuanto al nivel del PAPR, restricciones debidas a la no linealidad de los amplificadores de potencia de los dispositivos móviles, las formas de onda para el DL y el UL se prefieren para facilitar la interoperabilidad en los distintos anchos de banda.

Para lograr la simetría deseada aliviando las restricciones de PAPR, técnicas de reducción del PAPR (e.g, clipping) pueden aplicarse en la forma de onda si la eficiencia de potencia se considera un parámetro más relevante.

1.5. Objetivos de la tesis

Analizar y caracterizar las prestaciones, mediante modelado y simulación numérica, de técnicas de acceso ortogonales y no ortogonales, en el contexto y demandas tecnológicas de las redes de comunicaciones inalámbricas 5G.

Objetivos específicos

- Describir las características, parámetros y componentes principales de OFDM, UFMC, FBMC y GFDM.
- Analizar las prestaciones de las formas de onda en términos de bit error rate (BER), eficiencia espectral y confinamiento espectral.

1.6. Organización de la tesis

En el resto de este capítulo se ofrece un panorama general de la tesis, sus contribuciones y organización.

En el capítulo 2 se abordan los alcances y limitaciones de OFDM desde la perspectiva del modelo matemático y la forma de onda. Se describe un nuevo modelo de CP-OFDM convencional para relacionar la SNR y el E_b/N_0 a través de parámetros como el prefijo cíclico y el número de subportadoras utilizadas. También, se presenta el problema del sobredimensionamiento del prefijo cíclico utilizando como escenarios de prueba diversos modelos de canal inalámbricos de la ITU y se presenta una expresión para obtener el prefijo cíclico óptimo en relación al delay spread RMS del canal.

El capítulo 3 presenta la modulación FBMC. Se observan las características tiempo-frecuencia del filtro y el compromiso entre la complejidad del filtro y su longitud, además, se presentan algunas técnicas de diseño de filtro prototipo y su implementación en un banco de filtros. Se presenta también, la modulación OQAM como solución a la interferencia entre subportadoras y la interferencia entre símbolos producto del proceso de filtrado. Se muestran las prestaciones de FBMC de emisión fuera de banda y desempeño del BER y se comparan con las de OFDM.

En el capítulo 4 se investiga la modulación UFMC. Se observa la flexibilidad en frecuencia que ofrece el filtrado por subbandas y se compara con el filtrado de subportadoras de FBMC. Se realiza un análisis de las características tiempo-frecuencia del filtro Dolph-Chebyshev y se muestra el compromiso entre los parámetros de longitud del filtro y nivel de lóbulos laterales. Además, se hace una comparación entre las distintas formas de onda ortogonales abordadas hasta ese punto.

El capítulo 5 aborda la forma de onda no-ortogonal de GFDM. Se presenta la flexibilidad de su estructura tiempo-frecuencia en contraste con OFDM. También se realiza el análisis de las características tiempo-frecuencia del filtro de coseno alzado como solución a la interferencia entre subportadoras producto de la no ortogonalidad del esquema. Posteriormente se presenta una expresión para obtener la ganancia de eficiencia espectral de un sistema GFDM en comparación a OFDM a través de sus parámetros básicos como la longitud del prefijo cíclico y el número de subportadoras. Se hace una

comparación en las prestaciones con OFDM.

En el capítulo 6 se realiza una comparación de las distintas formas de onda ortogonales y no-ortogonales presentadas a lo largo del trabajo de investigación. Se presentan las características claves de cada forma de onda y se muestra una tabla comparativa de las prestaciones y parámetros que definen a cada esquema. Finalmente, se presentan las conclusiones y se ofrecen sugerencias de trabajo futuro.

Capítulo 2. Orthogonal frequency division multiplexing

2.1. Introducción

La modulación OFDM es uno de los esquemas de modulación multiportadora más ampliamente utilizados, y se encuentra en una gran cantidad de servicios, como DVB, WiFi y 4G Long Term Evolution (Lien *et al.*, 2017). OFDM tiene la capacidad de soportar altas tasas de transmisión de datos en comparación con los sistemas de portadora simple. Sin embargo, la modulación OFDM presenta limitaciones significativas para su uso en la 5G (Gerzaguet *et al.*, 2017), por lo cual, otros esquemas de modulación se encuentran bajo investigación. Debido a que el esquema CP-OFDM es el punto de partida para la mayoría de los esquemas ortogonales propuestos para 5G, es adecuado realizar un análisis de las prestaciones de OFDM (Zhang *et al.*, 2016). Este capítulo estará dedicado a realizar una descripción detallada de la modulación OFDM presentando los alcances y las limitaciones del esquema en el contexto de las comunicaciones móviles.

2.2. Modulación Orthogonal frequency division multiplexing

La modulación OFDM mapea un conjunto de símbolos (QPSK, 16QAM, 64QAM, etc.) sobre un conjunto consecutivo de M portadoras ortogonales, cada una separada por una distancia en frecuencia F_0 . Cada símbolo OFDM tiene una duración de $T_0 = 1/F_0$ y se encuentra separado de los otros símbolos mediante un intervalo de guarda, de manera que se elimine la interferencia entre símbolos (ISI). Este intervalo de guarda puede estar relleno con ceros (ZP) o llenado con un prefijo cíclico (CP) (Lee *et al.*, 2006).

Es posible representar un sistema OFDM mediante su modelo equivalente en banda base (Athaudage y Jayalath, 2004). Sea $g_k(t)$ una función generadora de sinusoides harmónicamente relacionadas y definida por la siguiente expresión:

$$g_k(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j\frac{2\pi kt}{T}} w(t) \quad (3)$$

donde $K = 0, 1, \dots, K-1$ corresponde a la frecuencia de la senoide y $w(t)$ corresponde al pulso conformador el cual está definido por una ventana rectangular expresado como $w(t) = u(t) - u(t - T)$ dentro del intervalo $[0 T)$.

Cada senoide será modulada por una información x_k independiente que corresponde a un símbolo modulado QAM o PSK. De manera que la señal transmitida se puede expresar de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} s(t) &= x_0 g_0(t) + x_1 g_1(t) + \dots + x_{K-1} g_{K-1}(t) \\ &= \sum_{k=0}^{K-1} x_k g_k(t) \end{aligned}$$

al sustituir la eq. 3 en la expresión anterior, se tiene:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{k=0}^{K-1} x_k e^{j\frac{2\pi kt}{T}} w(t)$$

La versión discreta de la expresión anterior es:

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{K-1} x_k e^{j\frac{2\pi kn}{N}} w(n) \quad (4)$$

Se observa que la ecuación 4 corresponde a la operación de la transformada inversa discreta de Fourier. La expresión discreta hace posible realizar una implementación de un sistema OFDM sin la necesidad de generar K osciladores lo cual reduce considerablemente la complejidad en los sistemas modernos.

2.2.1. Ortogonalidad

Para asegurar la máxima capacidad y una alta eficiencia espectral en un sistema de multiplexación por división de frecuencia (FDM) es necesario reducir o incluso eliminar el intervalo de guarda que existe entre distintas bandas de frecuencia. La modulación OFDM logra esto permitiendo el traslape en frecuencia de distintos símbolos pero manteniendo la ortogonalidad entre estos (Bazin, 2019). Es decir, se busca que no exista solapamiento entre la frecuencia central de una subportadora y el espectro de otra. Al mantener la ortogonalidad en el receptor, la señal recibida no sufre interferencia entre portadora (ICI).

Esta particularidad se puede observar directamente al observar el producto interno o producto escalar del modelo equivalente en banda base de OFDM como sigue:

$$\langle g_l(t), g_m(t) \rangle = \int_{T_0} g_l(t) g_m^*(t) dt = \int_{T_0} \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j2\pi lt} \frac{1}{\sqrt{T}} e^{-j2\pi mt} dt$$

$$\frac{1}{T} \int_{T_0} e^{j2\pi(l-m)t} dt = \frac{e^{j2\pi(l-m)} - 1}{j2\pi(l-m)}$$

$$\langle g_l(t), g_m(t) \rangle = \begin{cases} 0 & \text{si } l \neq m \\ 1 & \text{si } l = m \end{cases} \quad (5)$$

Donde si el producto punto es igual a cero, podemos decir que las dos señales son ortogonales entre sí. La ortogonalidad entre portadoras se puede observar en la figura 4, donde a pesar de que exista un traslape espectral entre las distintas subportadoras, en la frecuencia central de las múltiples subportadoras no se presenta dicho traslape.

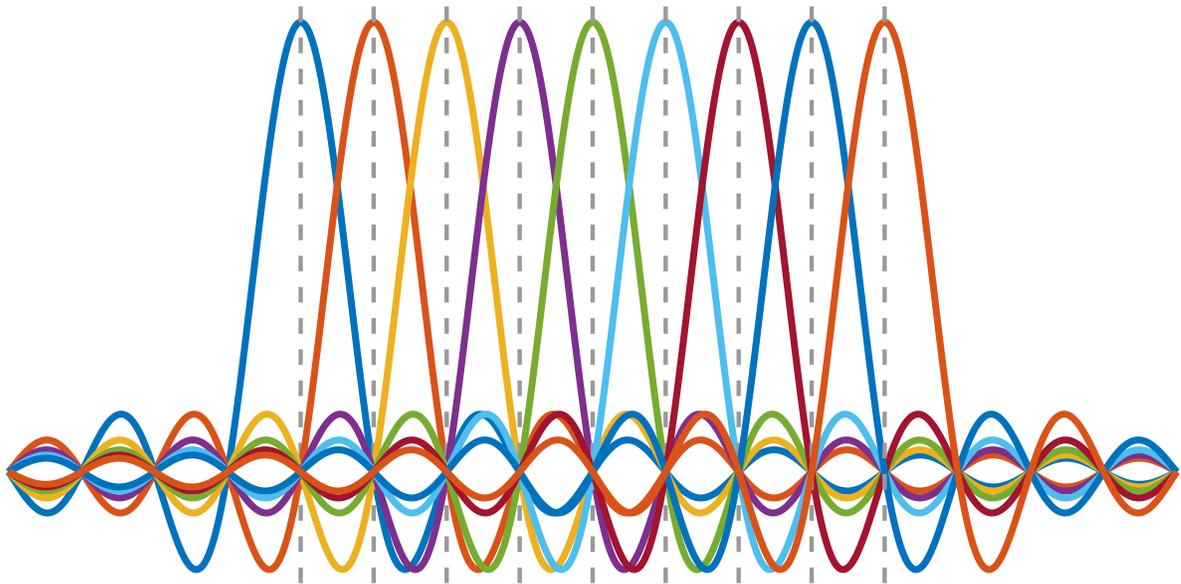


Figura 4. Ilustración de la ortogonalidad de OFDM con $K = 8$ subportadoras.

2.2.2. Implementación

Una de las ventajas que ofrece la modulación OFDM es su baja complejidad de implementación (Lien *et al.*, 2017). Es posible generar un conjunto de subportadoras ortogonales en un sistema OFDM haciendo uso de la transformada inversa discreta de Fourier (IDFT) y la transformada discreta de Fourier (DFT) para el receptor. La complejidad del sistema se reduce considerablemente con la aplicación de los algoritmos de la transformada rápida inversa de Fourier (IFFT) y la transformada rápida de Fourier (FFT). En la figura 5 se presenta el esquema de un sistema CP-OFDM (Athaudage y Jayalath, 2004).

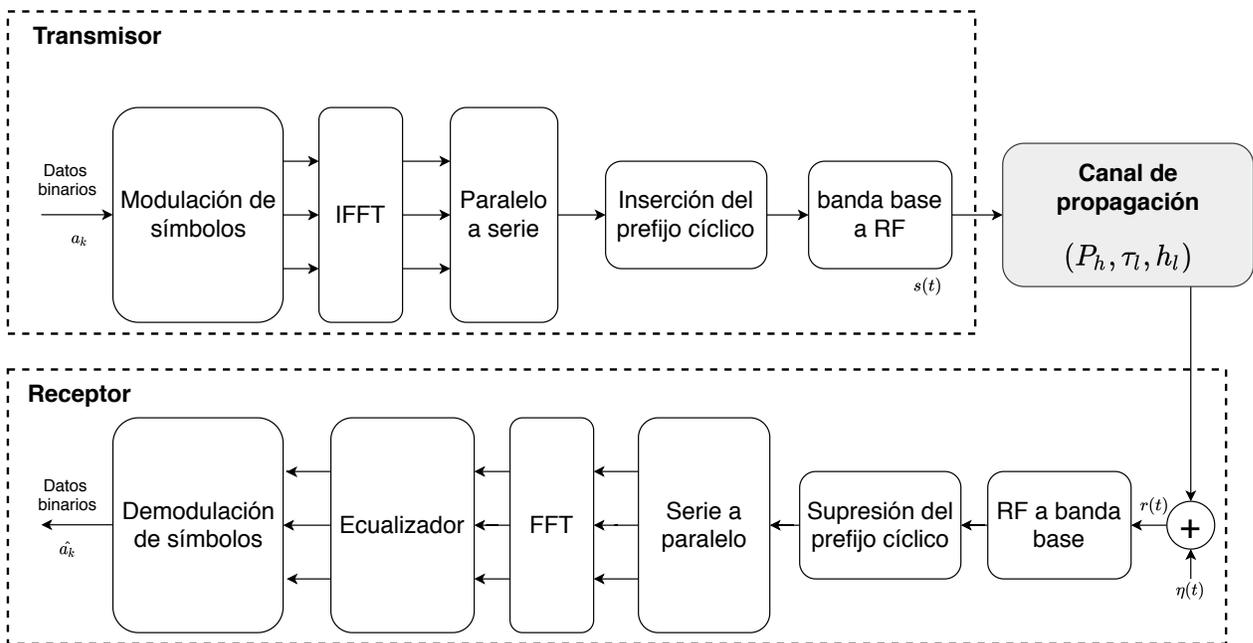


Figura 5. Transceptor de un sistema CP-OFDM convencional.

El proceso en el transmisor comprende el mapeo de una secuencia binaria generada, a símbolos utilizando algún tipo de modulación en banda base como BPSK, QPSK o QAM. El siguiente paso es el de generar la forma de onda de OFDM al convertir la secuencia de símbolos resultantes en una secuencia de símbolos en paralelo.

$$S_b(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} c_b(k) \exp(-j \frac{2\pi}{N} kn), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (6)$$

El vector de datos de $N \times 1$ representado como: $c_b = [c_b(0), c_b(1), \dots, c_b(N-1)]^T$ es multiplexado en N subportadoras utilizando el bloque IFFT para entregar muestras

en el dominio del tiempo, donde $S_b = [s_b(0), s_b(1), \dots, s_b(N-1)]^T$ es un conjunto de muestras que forman el símbolo OFDM. Un prefijo cíclico (CP) de longitud N_g es agregado al inicio de cada bloque s_b dando como resultado $N + N_g$ muestras en el dominio del tiempo por símbolo. Las muestras asociadas a los bloques de CP-OFDM S_b , para $b = 0, 1, \dots, \infty$, forman la señal compleja discreta en banda base de OFDM $s(n)$, la cual es transmitida por el canal a una tasa de $1/T_s$, donde T_s es el periodo de muestreo del sistema OFDM. La señal compleja discreta en banda base de OFDM $r(n)$ en el receptor por un canal sin multitrayectorias puede representarse como sigue:

$$r(n) = s(n) + \eta(n) \quad (7)$$

donde $\eta(n)$ es el ruido blanco aditivo Gaussiano (AWGN). Para un canal con multitrayectorias, la señal compleja discreta en banda base de OFDM $s(n)$ debe reemplazarse por su versión con multitrayectorias:

$$r(n) = \sum_{l=0}^{L_h-1} \alpha_l s(n - \tau_l) + \eta(n) \quad (8)$$

donde α_l y τ_l son la amplitud y el retardo en el tiempo de cada trayectoria, respectivamente. El número total de trayectorias está dado por L_h .

En el lado del receptor, la señal recibida pasará por un proceso de conversión digital a analógico. La secuencia de muestras obtenidas se convertirá a un secuencia en paralelo para remover el periodo de guarda. En seguida, se le aplicará la operación de FFT antes de pasar al bloque de estimación y ecualización del canal, donde se eliminarán algunos de los efectos adversos introducidos por el canal de propagación. Finalmente, después de una conversión paralelo a serie, se demodulará la serie de símbolos utilizando un demodulador QAM o PSK según sea el caso.

2.2.3. Transmisión OFDM

Un símbolo OFDM $x_m[n]$ se transmite a través de un canal cuya respuesta al impulso está denotada por $h_m[n]$ y es afectado por ruido blanco aditivo Gaussiano $z_m[n]$ (Athaudage y Jayalath, 2004). Se asume que el canal $h_m[n]$ es invariante en el tiempo sobre cada símbolo OFDM. De manera que, la salida del canal puede representarse

como sigue:

$$y_m[n] = h_m[n] * x_m[n] + z_m[n] \quad (9)$$

donde $*$ es el operador de convolución, es decir $\sum_{k=-\infty}^{\infty} h_m[k]x_m[n-k]$, y $z_m[n]$ es ruido blanco Gaussiano independiente de la señal transmitida y del canal.

Para analizar las prestaciones de OFDM en distintos escenarios de propagación, se realizaron una serie de simulaciones en MATLAB utilizando un modelo de OFDM basado en bloques IFFT/FFT para el proceso de modulación y demodulación, respectivamente. El modelo utilizado sigue las especificaciones de OFDM para LTE-A 3GPP Release 13 (A Al-jzari y Kostanic, 2015) para un canal de 20 MHz y se presentan a continuación:

Tabla 1. Parámetros de la capa física del enlace de bajada en LTE.

Parametro	Valor
Ancho de banda del canal (MHz)	20
Espacio entre subportadoras (kHz)	15
Tamaño de la FFT	2048
Subportadoras utilizadas	1201
Frecuencia de muestreo de la FFT (MHz)	30.72
Indice de las subportadoras utilizadas	-600 to -1, +1 to +600
Longitud de prefijo cíclico (muestras)	160, 144
Duración de símbolo útil (muestras)	2048
Periodo de muestreo (ns)	32.55

2.3. Relación entre SNR y E_b/N_0 en OFDM

Con el fin de realizar las simulaciones del sistema OFDM propuesto, es necesario generar la cantidad de ruido de canal adecuada que sea representativa del parámetro E_b/N_0 requerido. Es trivial generar una secuencia de ruido blanco Gaussiano con media cero y varianza unitaria. El ruido generado debe escalarse adecuadamente para un SNR dado, y este a su vez, debe guardar cierta relación con el E_b/N_0 .

Para encontrar la relación entre el SNR y el E_b/N_0 en un sistema OFDM, es necesario considerar como está conformado el símbolo OFDM. En el dominio del tiempo, la adición del prefijo cíclico genera overhead adicional en cada símbolo transmitido. Además, en el dominio de la frecuencia, solo algunas de las subportadoras son utilizadas para transmitir información, mientras que otras se utilizan como bandas de guarda. De manera que la expresión requerida, debe considerar por lo menos, esos dos parámetros

mencionados.

Para encontrar la relación deseada del sistema OFDM, es conveniente iniciar con una expresión conocida (Sklar y Saddle, 2016) que relaciona el parámetro E_b/N_0 con la SNR , la relación se expresa como sigue:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S B_W}{N R_b} \quad (10)$$

donde E_b es la energía de bit, N_0 es la densidad espectral de potencia del ruido, S y N son la potencia de la señal y del ruido respectivamente, B_W es el ancho de banda y R_b es la tasa de bits.

La relación de las variables B_W y R_b se encuentran directamente dadas por las especificaciones del sistema OFDM, es decir:

$$B_W = \frac{nFFTSize}{T_d}$$

$$R_b = \frac{\log_2(M)nDSC}{T_d + T_{CP}}$$

Por lo que:

$$\frac{B_W}{R_b} = \frac{T_d + T_{CP}}{T_d} \frac{nFFTSize}{\log_2(M)nDSC}$$

Al sustituir la expresión anterior en la ecuación 10 se tiene:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \frac{T_d + T_{CP}}{T_d} \frac{nFFTSize}{\log_2(M)nDSC}$$

Finalmente, al expresar la ecuación anterior en decibeles se obtiene una expresión que permite relacionar el E_b/N_0 contra la SNR y que además incluye todas las características de la forma de onda, de manera que se tiene una forma de caracterizar el desempeño del BER de un sistema OFDM de una forma más adecuada.

$$\frac{E_b}{N_0} = SNR_{dB} + 10\log_{10}\left(\frac{T_d + T_{CP}}{T_d}\right) + 10\log_{10}\left(\frac{nFFTSize}{\log_2(M)nDSC}\right) \quad (11)$$

2.3.1. Validación del modelo matemático E_b/N_0 -SNR en OFDM

Con el fin de validar el modelo matemático de E_b/N_0 en función del SNR para un sistema OFDM, se realizaron una serie de simulaciones mediante la implementación de un sistema OFDM sobre un canal con ruido blanco aditivo Gaussiano, es decir, un canal sin presencia de multitrayectorias.

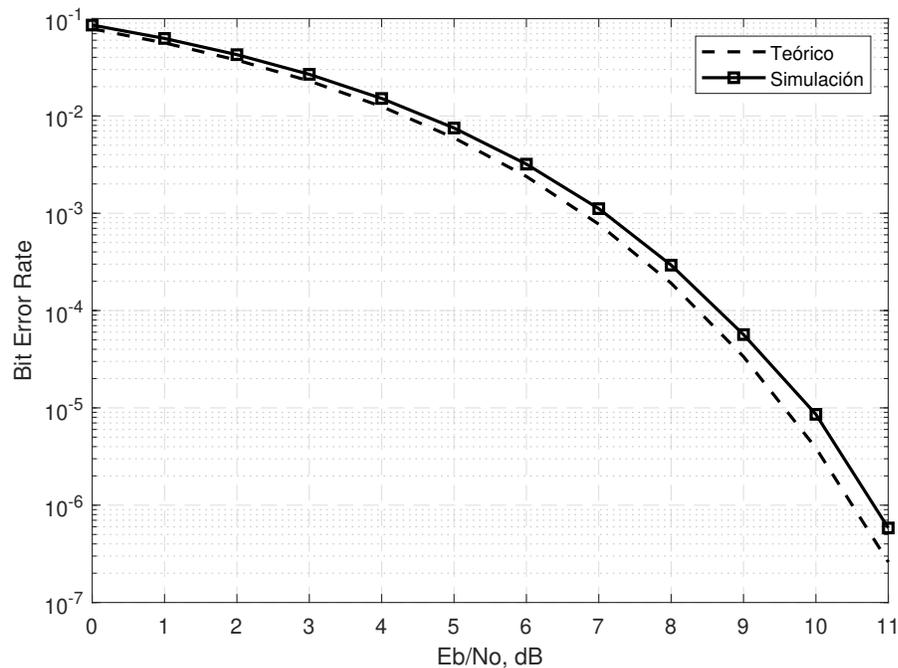


Figura 6. Comparación de curva BER- E_b/N_0 teórica y simulada para una modulación QPSK.

En la figura 6 se observan las curvas del bit error rate contra E_b/N_0 para el BER teórico de una modulación QPSK y para el caso del BER utilizando el modelo presentado anteriormente en un sistema OFDM. Es posible observar que tanto la curva teórica como la simulada presentan un comportamiento parecido, sin embargo, existe una diferencia entre ambas que se va incrementando en función del E_b/N_0 la cual es debido a la adición del prefijo cíclico en el sistema OFDM.

Con el fin de validar el modelo matemático presentado anteriormente para distintos escenarios, se extendió la implementación del sistema OFDM para distintos esquemas de modulación. En la figura 7 se observan las curvas del bit error rate contra E_b/N_0 para el BER teórico de cada esquema de modulación utilizado en LTE y LTE-A (QPSK, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM) y para el caso del BER utilizando la implementación del sistema OFDM. Una vez más, es posible observar que todas las curvas de la simulación

siguen perfectamente el comportamiento del BER teórico para todos los esquemas de modulación. Sin embargo, existe una diferencia entre la simulación y la teórica, dicha diferencia está asociada a la adición del prefijo cíclico en el sistema OFDM.

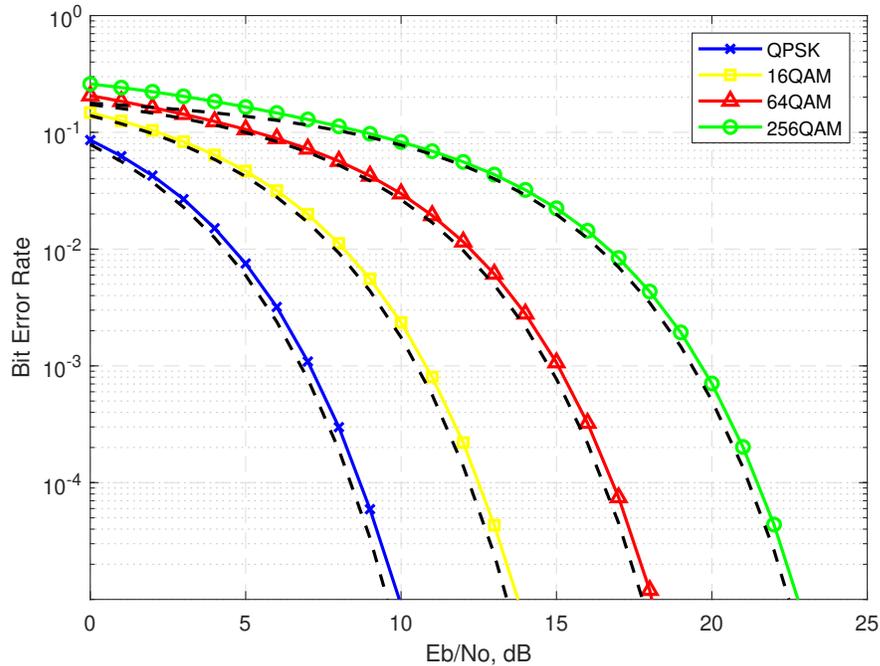


Figura 7. Comparación de curva BER- E_b/N_0 teórica y simulada para los distintos esquemas de modulación presentes en LTE.

2.4. Prefijo cíclico de OFDM

El prefijo cíclico es uno de los parámetros clave de un sistema OFDM. Consiste en realizar una copia del final de cada símbolo y posicionarla en el intervalo de guarda al inicio del símbolo OFDM (Bazin, 2019). La duración del prefijo cíclico está denotada por T_{CP} . El uso principal del prefijo cíclico es eliminar la interferencia entre símbolos (ISI) y la interferencia entre portadoras (ICI), esto se logra siempre y cuando la duración del prefijo cíclico sea mayor a la duración del delay spread del canal (Lai y Zhang, 2004). En la figura 8 se muestra la construcción del símbolo de OFDM, se observa como cada símbolo está compuesto por una parte de carga útil y otra de información redundante correspondiente al prefijo cíclico.

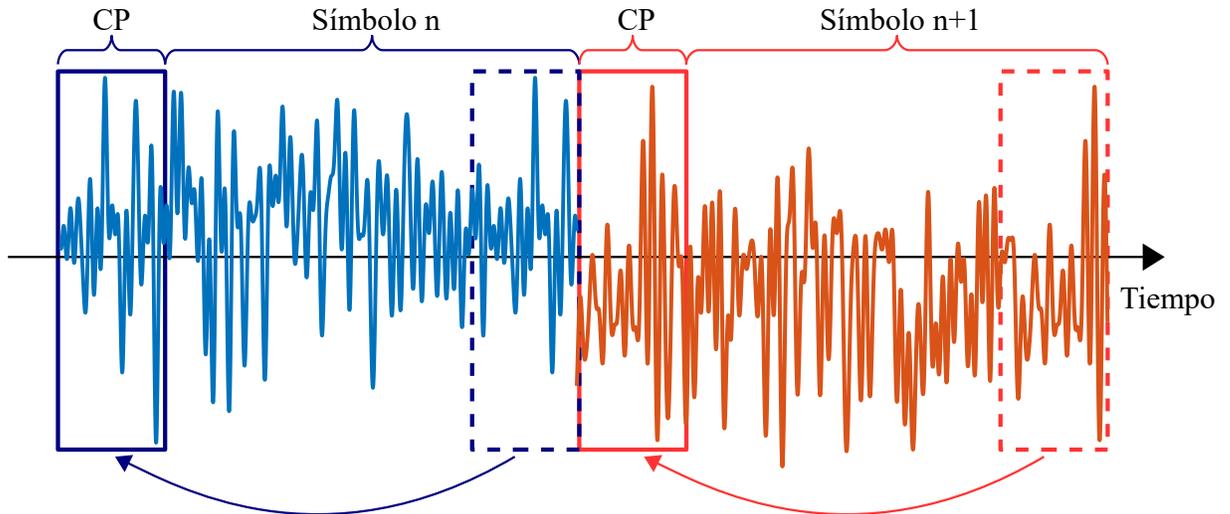


Figura 8. Construcción del símbolo OFDM con prefijo cíclico.

2.4.1. Efecto de la longitud del prefijo cíclico en el desempeño del BER

La figura 9 muestra la curva E_b/N_0 para un sistema OFDM sobre un canal con ruido blanco aditivo Gaussiano para las diferentes longitudes de prefijo cíclico implementadas en LTE y LTE-A (Normal CP y extended CP), y se comparan con referencia a un sistema sin usar prefijo cíclico. Es posible observar que incrementar la longitud del prefijo cíclico trae consigo un peor desempeño para un valor de E_b/N_0 dado, esto resulta en mayores requerimientos de potencia para lograr un BER específico.

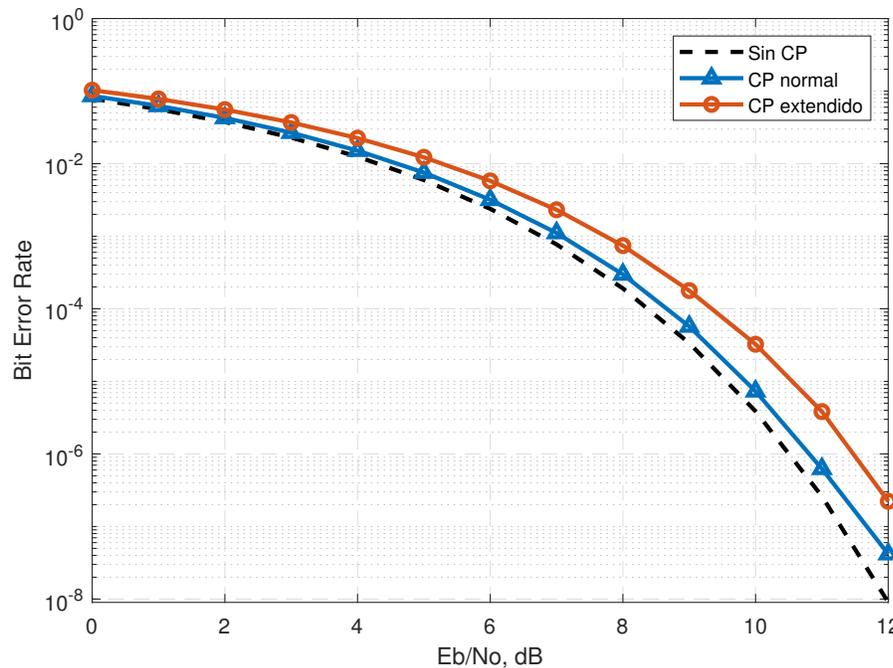


Figura 9. Efecto de la longitud del prefijo cíclico en el desempeño del BER sobre un canal AWGN.

Tomando como referencia un valor de BER de 10^{-6} el cual es un valor adecuado para el escenario de comunicaciones inalámbricas, es claro que hay una ganancia de cerca de 0.8 dB al utilizar un prefijo cíclico en su versión normal ($4.69 \mu s$) en comparación con el prefijo cíclico extendido ($16.67 \mu s$). A su vez, se observa una ganancia de alrededor de 0.3 dB en un sistema sin prefijo cíclico, en comparación con la versión normal del prefijo cíclico. De manera que, encontrar la longitud óptima del prefijo cíclico es de principal interés como medio para mejorar el desempeño BER en un sistema OFDM.

2.5. Duración del prefijo cíclico

Dado que la adición del prefijo cíclico disminuye la tasa de transmisión de datos eficaz debido a la información redundante, resulta importante como parámetro de diseño de un sistema OFDM, optimizar la duración del prefijo cíclico. Normalmente, la duración del prefijo cíclico está determinada por las características de propagación del escenario de propagación (Zhang *et al.*, 2016).

Para el caso de un canal que presente multitrayectorias, el delay spread es el parámetro que indica la duración del prefijo cíclico, en LTE y LTE-A la duración del prefijo cíclico está relacionado con el máximo delay spread del canal. Existen dos versiones de prefijo cíclico, cada una con su longitud asociada, para el caso del prefijo cíclico normal cuenta con una duración de $4.7 \mu s$, el prefijo cíclico extendido tiene una duración de $16.67 \mu s$ la asignación de dichas longitudes de prefijo cíclico representan un desperdicio de entre 6.57 % y 20 % en términos de eficiencia espectral.

El hecho de establecer una medida de prefijo cíclico basada en el máximo del delay spread del canal, representa un sobredimensionamiento del mismo para la mayoría de los escenarios asociados en comunicaciones móviles, de manera que sería óptimo utilizar una métrica de dispersividad temporal más adecuada para lograr establecer una longitud óptima de prefijo cíclico. En este trabajo de investigación se presenta una expresión para obtener una longitud óptima de prefijo cíclico dado el delay spread RMS del canal (Rom *et al.*, 2005).

2.5.1. Delay spread RMS

El RMS delay spread no es un parámetro constante en un escenario de comunicaciones inalámbricas. Como se mencionó anteriormente, el sistema OFDM convencional utiliza una longitud fija para el prefijo cíclico basada en el delay spread promedio o incluso en el máximo delay spread que el dispositivo móvil pueda experimentar (Athaoudage y Jayalath, 2004). Encontrar la longitud óptima del prefijo cíclico es un factor importante como medio para reducir la emisión fuera de banda e incrementar la eficiencia espectral del sistema. Es posible estimar la longitud óptima del prefijo cíclico para un escenario inalámbrico particular basada en el power delay profile (PDP) del canal, y haciendo uso del RMS delay spread.

En (A Al-jzari y Kostanic, 2015) se muestra que la ecuación 12 optimiza el desempeño del sistema, donde β es una constante en el rango de entre (2.5 a 3.5). Puede notarse que si bien, el prefijo cíclico estimado maximiza la capacidad del sistema, incrementar la longitud del prefijo cíclico más allá de la longitud óptima lleva a una pérdida de eficiencia espectral sin observar una mejora significativa en el desempeño frente a multitrayectorias.

$$T_{CP} = \beta * \sigma_{\tau} \quad (12)$$

El sistema convencional OFDM en LTE utiliza una longitud fija de prefijo cíclico basada en un valor mucho más grande que el delay spread del canal (no el delay spread RMS) lo cual incrementa el overhead innecesariamente en escenarios con baja dispersividad temporal (Rom *et al.*, 2005), si uno estima la longitud del prefijo cíclico basado en las características del canal utilizando como métrica el delay spread RMS el overhead puede ser reducido.

Con el fin de estimar la longitud óptima del prefijo cíclico dado una respuesta al impulso del canal, primero se debe estimar el delay spread RMS del canal. En la figura 10 se presenta el power delay profile de un canal inalámbrico arbitrario. Se puede observar que la figura representa adecuadamente cada multitrayectoria con un retardo y una amplitud asociadas.

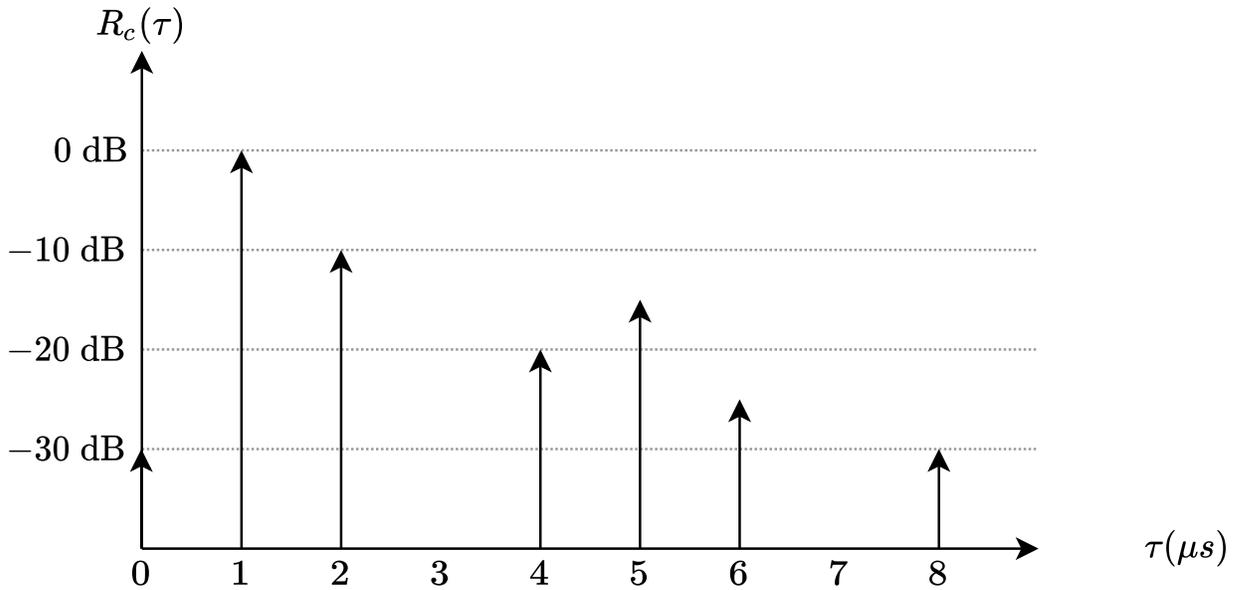


Figura 10. Representación de las características dispersivas de un canal por medio del power delay profile.

Es posible estimar el delay spread RMS del canal haciendo uso de la siguiente expresión que considera todos los parámetros de la PDP (Rappaport, 2001)

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{L-1} |a_i|^2 (\tau_i - \bar{\tau})^2}{\sum_{i=0}^{L-1} |a_i|^2}} \quad (13)$$

donde $\bar{\tau}$ es el retardo promedio y está dado por:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=0}^{L-1} |a_i|^2 \tau_i}{\sum_{i=0}^{L-1} |a_i|^2}$$

De la ecuación 13 es posible observar que el delay spread RMS considera un mayor número de parámetros del canal, haciendo al delay spread RMS una métrica más adecuada para la estimación de la longitud óptima del prefijo cíclico.

2.5.2. Modelos de canal inalámbrico estándar

Los modelos de canal de la ITU consisten en un conjunto de respuestas al impulso de canal basadas en un modelo de líneas de retardo para cada escenario terrestre de prueba (interiores, exteriores y vehicular) (A Al-jzari y Kostanic, 2015). El modelo

de canal se caracteriza por un número de “taps” o derivaciones que corresponden al número de multitrayectorias, un retardo en tiempo y su potencia promedio, ambos valores relativos a las características de la trayectoria más significativa.

Debido a la gran variabilidad del delay spread del canal, se definen hasta dos canales con multitrayectorias en Rec.ITU-R M.1225 para cada escenario de prueba. Se espera que alguno de estos canales esté presente en una transmisión cierto porcentaje de tiempo en un escenario de prueba dado. Las tablas 2 y 3 muestran el power delay profile (PDP) y las características dispersivas de cada uno de estos canales, como el número de multitrayectorias, el retardo relativo, la potencia promedio de cada uno de los taps en el canal con multitrayectorias, y el valor de delay spread RMS (A Al-jzari y Kostanic, 2015).

Tabla 2. Power Delay Profile del canal ITU-A

N.º Tap	Interiores A		Peatón A		Vehicular A	
	Retardo (ns)	Potencia (dB)	Retardo (ns)	Potencia (dB)	Retardo (ns)	Potencia (dB)
1	0	0	0	0	0	0
2	50	-3.0	110	-9.7	310	-1.0
3	110	-10.0	190	-19.2	710	-9.0
4	170	-10.0	410	-22.8	1090	-10.0
5	290	-26.0	NA	NA	1730	-15.0
6	310	-32.0	NA	NA	2510	-20.0
	$\sigma_\tau = 35 \text{ ns}$		$\sigma_\tau = 45 \text{ ns}$		$\sigma_\tau = 370 \text{ ns}$	

Tabla 3. Power Delay Profile del canal ITU-B

N.º Tap	Interiores B		Peatón B		Vehicular B	
	Retardo (ns)	Potencia (dB)	Retardo (ns)	Potencia (dB)	Retardo (ns)	Potencia (dB)
1	0	0	0	0	0	-2.5
2	100	-3.6	200	-0.9	300	0
3	200	-7.2	800	-4.9	8900	-12.8
4	300	-10.8	1200	-8.0	12900	-10.0
5	500	-18.0	2300	-7.8	17100	-25.2
6	700	-25.2	3700	-23.9	20000	-16.0
	$\sigma_\tau = 100 \text{ ns}$		$\sigma_\tau = 633 \text{ ns}$		$\sigma_\tau = 4000 \text{ ns}$	

Los modelos de canal extendidos para LTE especificados el 3GPP standard (3GPP TS 36.104, annex B) se denominan Peatón-A extendido (EPA), Vehicular-A extendido

(EVA), y Típico urbano extendido (ETU). La tabla 4 muestra el power delay profile y las características dispersivas del canal para este modelo de canal en los escenarios de prueba mencionados. Esta tabla muestra el número de multitrayectorias, el retardo relativo, la potencia promedio de cada uno de los taps en el canal con multitrayectorias, y el valor de delay spread RMS.

Tabla 4. Power Delay Profile del canal EITU

N.º Tap	EPA		EVA		ETU	
	Retardo (ns)	Potencia (dB)	Retardo (ns)	Potencia (dB)	Retardo (ns)	Potencia (dB)
1	0	0	0	0	0	-1.0
2	30	-1.0	30	-1.5	50	-1.0
3	70	-2.0	150	-1.4	120	-1.0
4	90	-3.0	310	-3.6	200	0
5	110	-8.0	370	-0.6	230	0
6	190	-17.2	710	-9.1	500	0
7	410	-20.8	1090	-7.0	1600	-3.0
8	NA	NA	1730	-12.0	2300	-5.0
9	NA	NA	2510	-16.9	5000	-7.0
	$\sigma_{\tau} = 45 \text{ ns}$		$\sigma_{\tau} = 357 \text{ ns}$		$\sigma_{\tau} = 991 \text{ ns}$	

2.6. Prefijo cíclico en distintas condiciones de dimensionamiento

En esta sección, se hace uso del modelo de canal ITU B Peatón como referencia para evaluar el desempeño de BER para diferentes escenarios de longitud de prefijo cíclico. Primero, se evalúa la recomendación de LTE y LTE-A la cual consiste en elegir una longitud de prefijo cíclico varias veces más grande que el delay spread del canal, para considerar el desempeño en el mejor caso, esto lleva a utilizar la longitud normal del prefijo cíclico que corresponde a $4.7 \mu\text{s}$. Después, se utiliza una longitud óptima del prefijo cíclico dada la relación expresada en la ecuación 12 la cual toma en cuenta el delay spread RMS del canal. Usando un valor de β de 2.5, la longitud óptima del prefijo cíclico se estima de $1.56 \mu\text{s}$ es decir, una reducción en tiempo de cerca del 33% frente al longitud normal de prefijo cíclico. Finalmente, para observar la importancia del prefijo cíclico en un sistema OFDM contra los efectos negativos del canal radio, se asigna una longitud del prefijo cíclico mucho menor que el delay spread RMS del canal.

En la figura 11, se puede observar los resultados para las distintas condiciones de dimensionamiento. Es importante observar que el caso del mejor desempeño frente

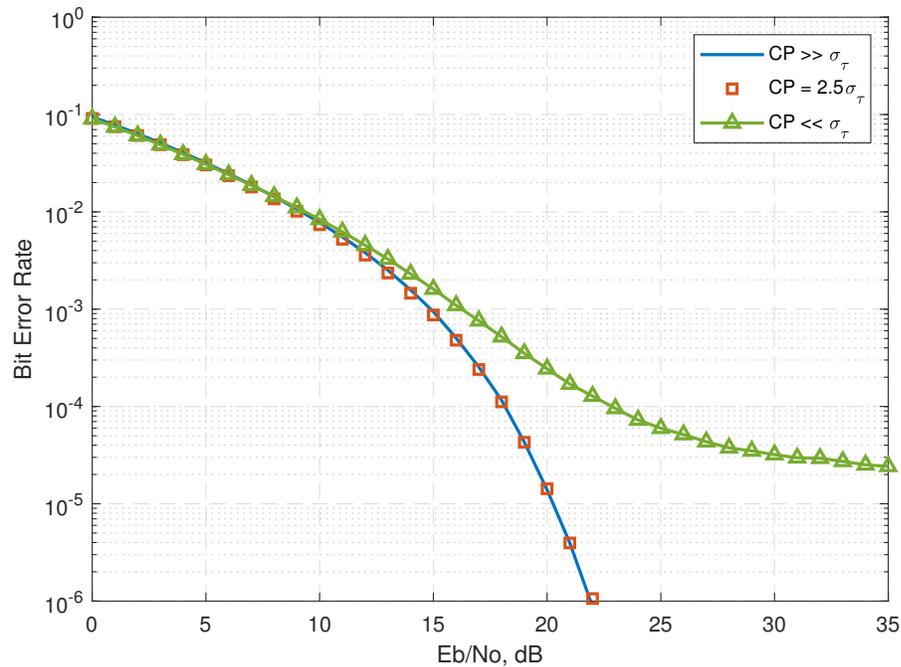


Figura 11. Desempeño del BER sobre un canal Peatón-B para distintas condiciones de dimensionamiento del prefijo cíclico.

a multitrayectorias (prefijo cíclico normal) y el caso utilizando la longitud óptima del prefijo cíclico ofrecen un desempeño del BER similar en el canal de propagación con multitrayectorias. Por lo tanto, se concluye que la longitud del prefijo cíclico puede ser reducida considerablemente en un sistema OFDM sin sacrificar desempeño del BER siempre y cuando se tome en cuenta el delay spread RMS del canal para estimar la longitud óptima. También se muestra que utilizar una longitud de prefijo cíclico menor a las características dispersivas del canal, lleva a un peor desempeño del BER dado que la longitud de prefijo cíclico utilizada no es suficiente para poder eliminar los efectos negativos asociados al canal con multitrayectorias como la interferencia entre portadoras y la interferencia entre símbolos.

2.7. Efecto de la constante de dimensionamiento en el desempeño del BER

Al observar la ecuación 12 es fácil notar que el parámetro β juega un papel importante en establecer la longitud óptima del prefijo cíclico. Dado que un mayor valor de β corresponde a una longitud mayor del prefijo cíclico, es importante observar el comportamiento del parámetro *beta* en términos del bit error rate para su intervalo de validez [$2.5 \leq \beta \leq 3.5$].

En la figura 12 se observa el desempeño del BER para distintos valores del parámetro β con su respectiva longitud de prefijo cíclico asociada. Se consideran los casos extremos $\beta = 2.5$ y $\beta = 3.5$ con longitudes de prefijo cíclico $1.56 \mu\text{s}$ y $2.25 \mu\text{s}$ respectivamente. En la línea punteada negra se considera un valor de referencia de $4.7 \mu\text{s}$ correspondiente al prefijo cíclico normal de LTE y LTE-A. Se puede observar que a pesar de que las longitudes de prefijo cíclico son diferentes, todas las curvas BER siguen un comportamiento muy similar, con esto se demuestra que el prefijo cíclico se encuentra sobredimensionado para algunos escenarios. Al analizar las similitudes en las curvas podemos decir que es posible asignar el valor de β de manera arbitraria sin afectar en gran medida el desempeño del BER.

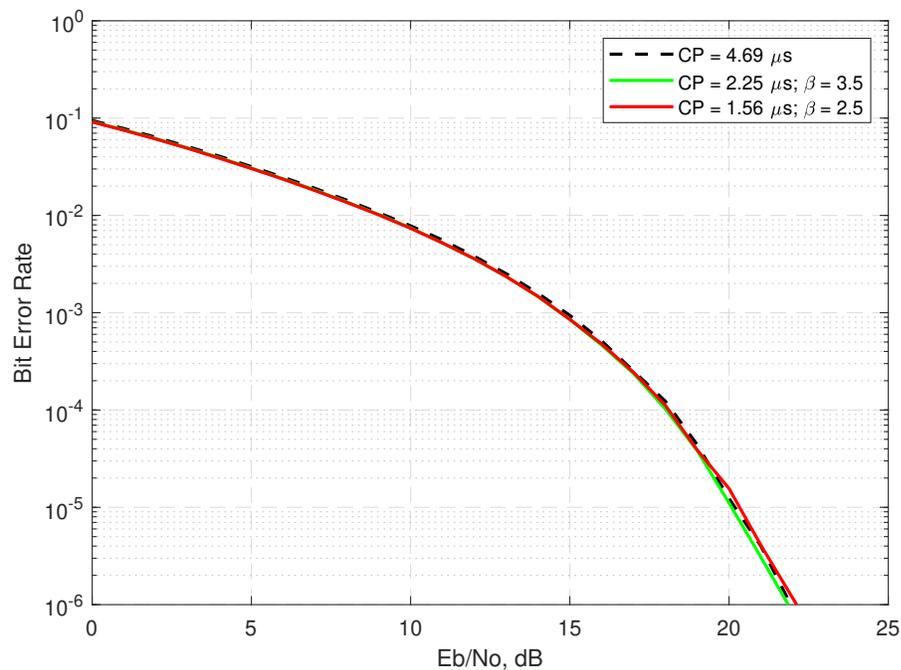


Figura 12. Efecto de la constante de dimensionamiento en el desempeño del BER sobre un canal Peatón-B.

2.8. Efecto del delay spread RMS del canal para distintos escenarios en el desempeño del BER

En esta sección se evalúa el desempeño del BER considerando distintos perfiles de retardo de potencia para distintos modelos de canal. Como se mencionó anteriormente, se hace uso de los modelos de canal de la ITU para representar diferentes los distintos escenarios de propagación presentes en las comunicaciones inalámbricas. Las figuras 13, 14 y 15 comparan el desempeño del BER para los distintos escenarios de prueba en un sistema OFDM. El parámetro principal a observar es el delay spread RMS, cada escenario dentro de cada modelo de la ITU tiene un delay spread RMS asociado cuyo valor se obtiene de las características dispersivas del canal. Se puede observar que un valor mayor de delay spread RMS corresponde a un peor rendimiento general de la curva característica del BER contra el E_b/N_0 esto debido a que un mayor delay spread RMS está asociada a condiciones del canal radio más desfavorables para la propagación de una onda electromagnética.

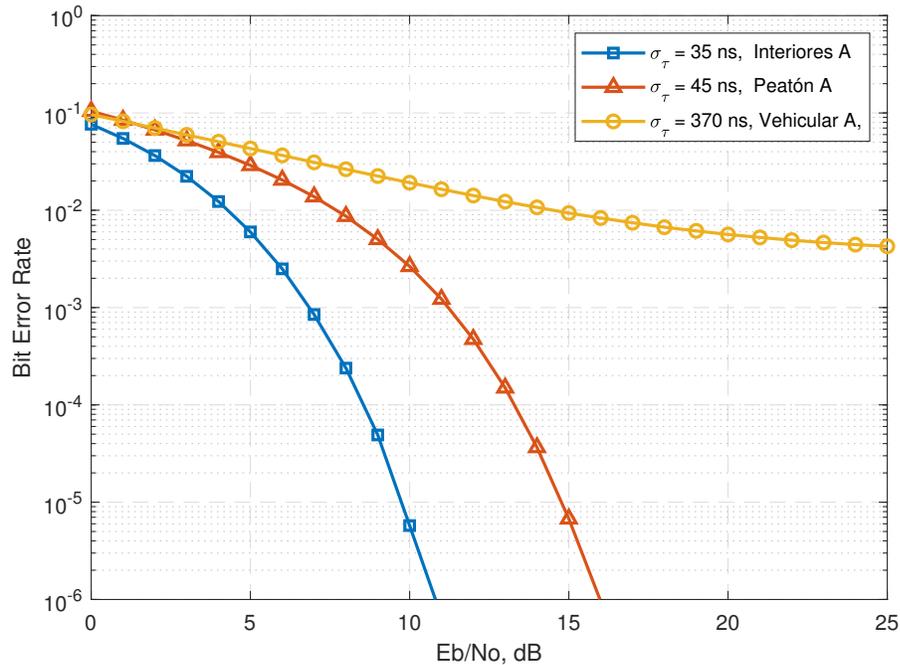


Figura 13. Desempeño del BER para los distintos escenarios de prueba propuestos en el modelo de canal ITU-A.

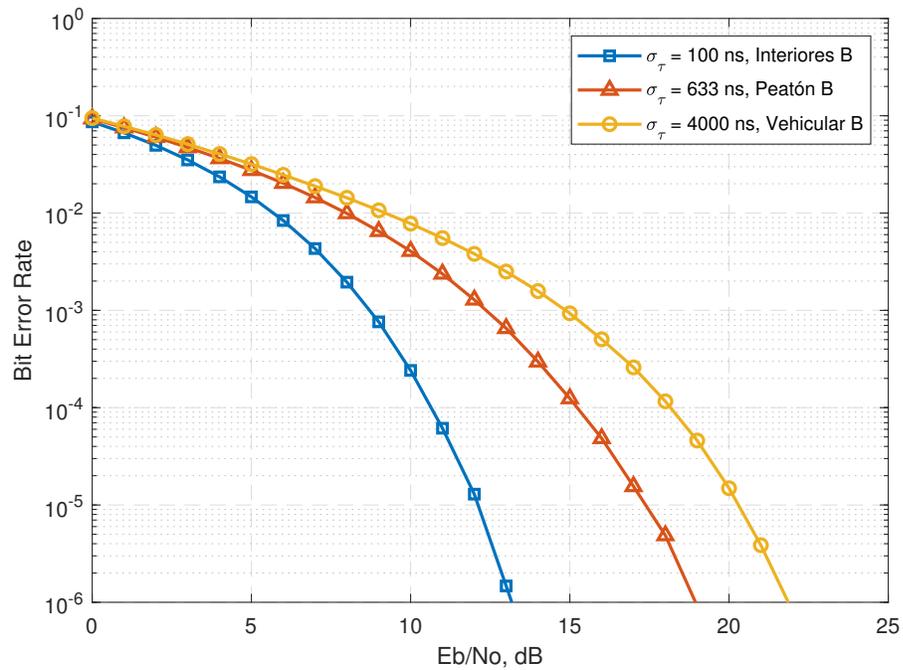


Figura 14. Desempeño del BER para los distintos escenarios de prueba propuestos en el modelo de canal ITU-B.

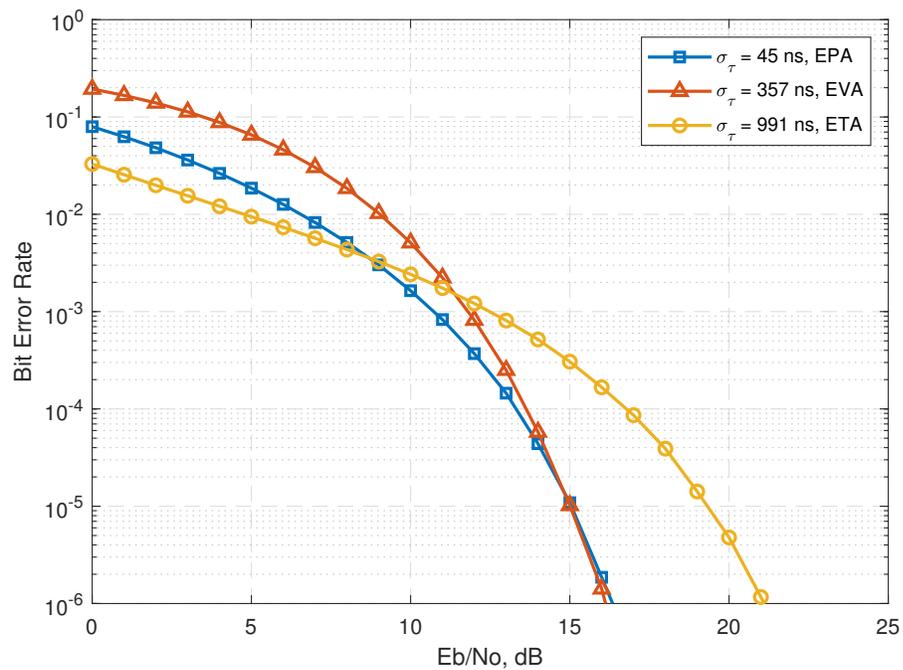


Figura 15. Desempeño del BER para los distintos escenarios de prueba propuestos en el modelo de canal EITU.

2.9. Efecto de la longitud del prefijo cíclico en la emisión fuera de banda

Una de las desventajas más importantes del esquema OFDM es sus altos niveles relativos de emisión fuera de banda (OOB), en esta sección se estudia la relación entre la longitud del prefijo cíclico y la emisión fuera de banda. Primeramente, es importante observar el comportamiento del espectro de una transmisión OFDM en función de la longitud del prefijo cíclico. La figura 16 muestra la densidad espectral de potencia (PSD) para una señal OFDM a través de un canal de 20 MHz (como se presenta en LTE) dada dos distintos valores de prefijo cíclico. Es posible observar que una longitud mayor de prefijo cíclico lleva a unos lóbulos laterales mayores en el espectro, lo cual a su vez implica una emisión fuera de banda mayor. También, se puede observar que, en el espectro con el menor valor de prefijo cíclico, que los lóbulos laterales, producto de la ventana OFDM utilizada decaen más rápidamente y a un valor más pequeño que para el caso del espectro utilizando una longitud mayor de prefijo cíclico.

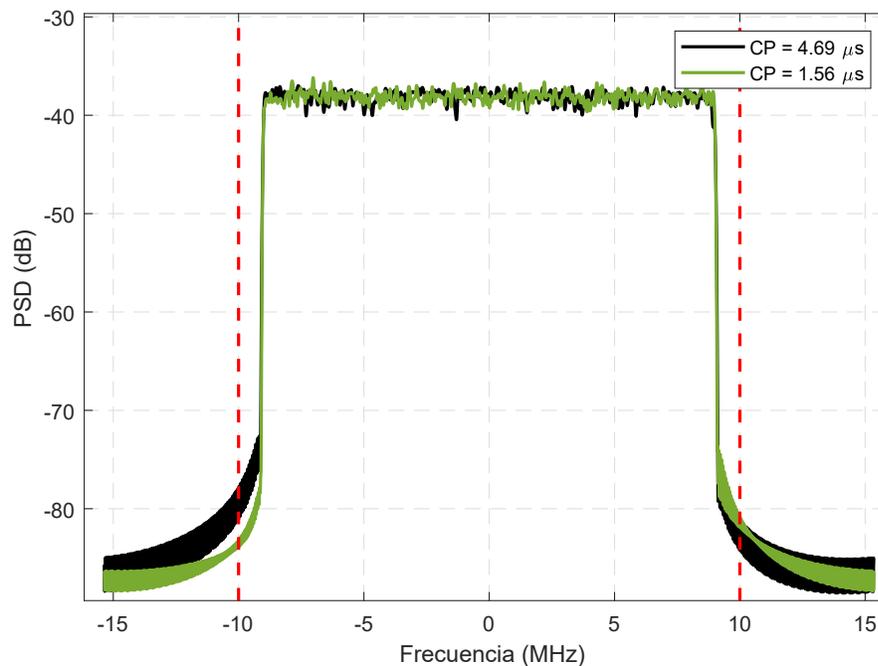


Figura 16. Densidad espectral de potencia de una señal OFDM para dos valores distintos de prefijo cíclico.

2.9.1. Efecto de la longitud del prefijo cíclico en la potencia promedio de la emisión fuera de banda

En la figura 17 es posible observar la relación aproximadamente lineal entre la emisión fuera de banda promedio y la longitud del prefijo cíclico. El valor de prefijo

cíclico varía entre 0 y 512 muestras que corresponde al valor máximo de prefijo cíclico que se maneja en LTE (prefijo cíclico extendido). Se puede observar entonces, que un valor de prefijo cíclico mayor resulta una pérdida de potencia mayor en la forma de emisión fuera de banda.

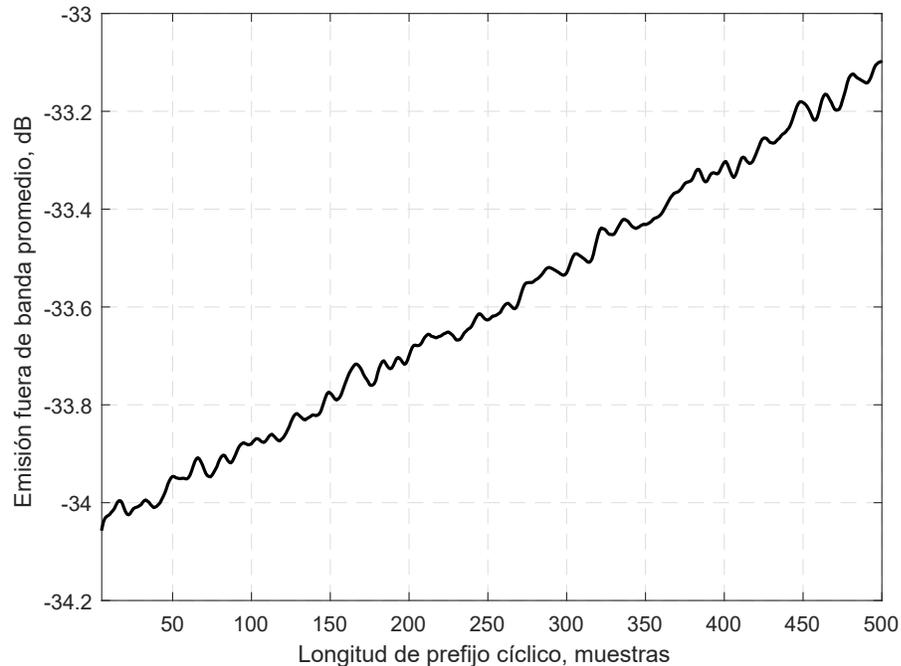


Figura 17. Efecto de la longitud del prefijo cíclico en la potencia promedio de la emisión fuera de banda.

2.10. Efecto de la longitud del prefijo cíclico en la SEL del sistema OFDM

Como se ha mencionado anteriormente, la adición del prefijo cíclico al símbolo OFDM como requerimiento para eliminar los efectos del canal radio, es una de las principales desventajas en un sistema OFDM, debido a la reducción general de la capacidad del sistema. Esta reducción de la capacidad puede ser expresada a través de la pérdida de eficiencia espectral (SEL) y se puede representar como sigue:

$$SEL = \frac{T_{CP}}{T_d + T_{CP}} \quad (14)$$

donde T_{CP} es la longitud del prefijo cíclico, y T_d la longitud del símbolo "útil". Es posible observar que el parámetro SEL no solo depende de T_{CP} pero también de T_d . De manera que si T_d es fijo, como es el caso para la mayoría de los sistemas OFDM, el SEL incrementa a la vez que T_{CP} se incrementa.

La tabla 5 muestra una comparación entre el SEL obtenido utilizando un prefijo

Tabla 5. Efecto de la longitud del prefijo cíclico en la pérdida de eficiencia espectral

Modelo de canal	CP fijo (ns)	SEL %	CP óptimo (ns)	SEL %
Interiores A	4700	6.57	122.5	0.18
Peatón A	4700	6.57	157.5	0.24
Vehicular A	4700	6.57	1295	1.91
Interiores B	4700	6.57	350	0.52
Peatón B	4700	6.57	2215.5	3.22
Vehicular B	16667	20	7000	9.50
EPA	4700	6.57	157.5	0.24
EVA	4700	6.57	1249.5	1.84
ETU	16667	20	3468.5	4.95

cíclico fijo y el prefijo cíclico óptimo como función del delay spread RMS del canal para todos los modelos de canal inalámbrico considerados anteriormente. Se puede observar que el SEL utilizando la longitud de prefijo cíclico fija recomendada en LTE es la misma (excepto en algunos casos donde la versión extendida es utilizada) debido al hecho de que este acercamiento no toma en cuenta los parámetros actuales del canal. Se puede observar que seleccionar un prefijo cíclico óptimo lleva a un menor valor del parámetro SEL lo cual a su vez resulta en un mejor aprovechamiento del escaso espectro.

2.11. Efecto del delay spread RMS en la tasa de datos máxima del sistema OFDM

La adición del prefijo cíclico tiene un efecto negativo en la máxima tasa de datos que se puede alcanzar en un sistema OFDM. La figura 18 muestra la máxima tasa de datos sin codificar alcanzable que pueden conseguirse utilizando 64QAM como esquema de modulación. El sistema con longitud fija de prefijo cíclico presenta una tasa de datos máxima sin codificar de 86.47 Mb/s. En el caso de considerar un prefijo cíclico óptimo, se puede observar que se alcanzan hasta 108.1 Mb/s en el caso más favorable, es decir, se logra una ganancia de hasta 21.63 Mb/s.

2.12. Desventajas de OFDM

A pesar de que OFDM juega un papel importante en la mayoría de las aplicaciones actuales, los requerimientos previamente mencionados para la 5G dejan en evidencia algunas de las desventajas del esquema OFDM, entre ellas se tienen:

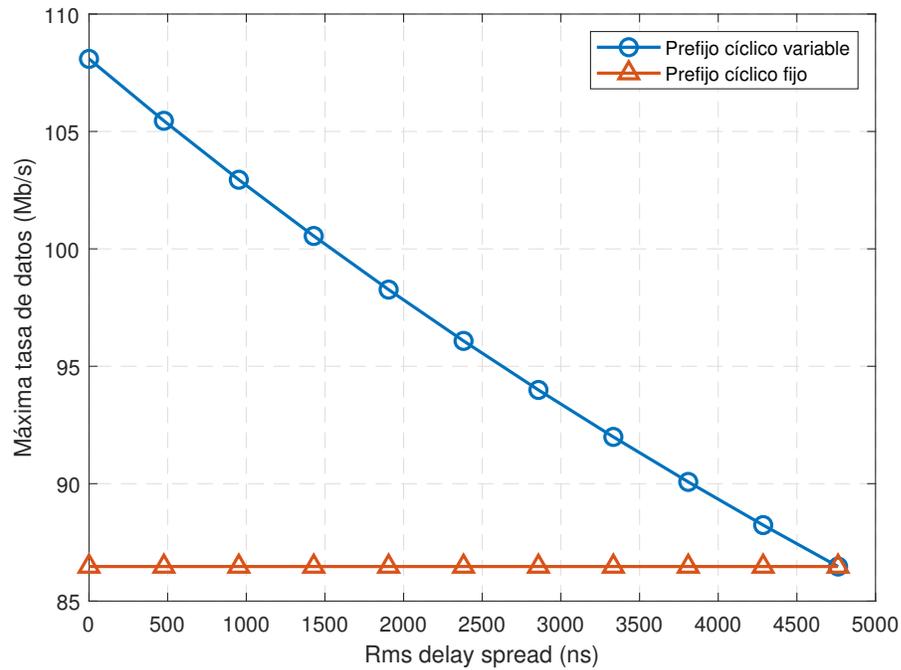


Figura 18. Efecto del delay spread RMS del canal en la capacidad máxima del sistema OFDM.

- Pérdida de eficiencia espectral (SEL) por la adición del prefijo cíclico.
- Emisión fuera de banda en el espectro de OFDM.
- Un alto Peak-to-Average Power Ratio (PAPR).

2.13. Conclusiones

En este capítulo se analizaron las prestaciones del sistema OFDM desde el punto de vista de la forma de onda. Se definió el modelo matemático de un sistema OFDM convencional y se comprobó la ortogonalidad entre subportadoras que permite que no exista traslape entre los distintos espectros. Se presentó una implementación con baja complejidad computacional basada en módulos FFT tomando en cuenta parámetros del canal. También se derivaron distintos modelos del desarrollo de este trabajo, como es la expresión que permite relacionar el E_b/N_0 y la SNR de una transmisión sobre un canal AWGN, lo cual permitió analizar el desempeño del BER del sistema OFDM de una forma más adecuada.

Se analizó la construcción del símbolo OFDM y se observó la importancia de la adición del prefijo cíclico como una forma de eliminar la interferencia entre símbolos producto de un canal con multitrayectorias. El análisis de la asignación de un prefijo

cíclico fijo en los sistemas de comunicaciones actuales llevó a observar un sobredimensionamiento del mismo, lo cual se traduce en una disminución de las prestaciones del sistema en la forma pérdida de eficiencia espectral y emisión fuera de banda. Por lo cual, se presentó una forma de obtener la longitud óptima del prefijo cíclico mediante una expresión que considera el delay spread RMS del canal, con el fin de disminuir considerablemente las desventajas de la utilización del prefijo cíclico, pero sin sacrificar el desempeño del sistema OFDM.

Capítulo 3. Filter Bank Multi Carrier

3.1. Introducción

Para superar los defectos de OFDM mencionados anteriormente, una nueva forma de onda tuvo que ser considerada para la quinta generación de comunicaciones móviles (Vishnoi *et al.*, 2018). La forma de onda candidata debe heredar todas las ventajas de OFDM de CP-OFDM, siempre recordando los criterios de diseño presentados en el capítulo 1. En CP-OFDM, se utiliza un pulso conformador rectangular en el dominio del tiempo, lo cual es equivalente a una función sinc en el dominio de la frecuencia con grandes lóbulos laterales, lo cual da como resultado una alta emisión fuera de banda (Bazin, 2019). Se busca que la nueva forma de onda soporte un pulso conformador variable y fácilmente personalizable en cuanto a parámetros (en vez de una simple ventana rectangular) para lograr un mejor balance entre la localización en el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia (Jose *et al.*, 2018).

La forma de onda de FBMC cumple con las características de pulso conformador variable. En dicha categoría de formas de onda, el filtrado/conformación de pulso se realiza a nivel de subportadora, y el modulador es generalmente más complicado que una simple FFT inversa utilizada en CP-OFDM. Con el filtrado de subportadoras de FBMC es posible lograr varias propiedades deseables (Ihalainen *et al.*, 2010)

- Excelente localización tiempo-frecuencia
- Menor sensibilidad a canales dispersivos
- Alta eficiencia espectral
- Pulso conformador adaptable a distintas condiciones del canal

3.2. Modulación Filter Bank Multi Carrier

El esquema filter bank multi carrier es un importante esquema de modulación multiportadora que introduce un banco de filtros al sistema CP-OFDM convencional y descarta el prefijo cíclico esto debido a que la adición del filtro es suficiente para eliminar la ISI y la ICI provoca una disminución en la eficiencia espectral (Baltar *et al.*, 2009).

El banco de filtros puede ser diseñado con diferentes propiedades para satisfacer los requerimientos de la comunicación. El banco de filtros en FBMC permite reducir la emisión fuera de banda e incrementar la eficiencia espectral con el costo de una complejidad mayor en el transmisor y receptor.

La forma de onda de FBMC consiste en un conjunto de datos paralelos que se transmiten por un banco de filtros modulados. El filtro prototipo, parametrizado por el factor de solapamiento K puede seleccionarse de tal forma que se tenga una baja emisión fuera de banda. Para asegurar la ortogonalidad en el dominio real y maximizar la eficiencia espectral, es necesario basarse en símbolos modulados por OQAM, de manera que el sistema completo suele referirse como FBMC/OQAM (Ihalainen *et al.*, 2010).

3.3. Modelo matemático de Filter Bank Multi Carrier

Utilizando la modulación FBMC/OQAM, la señal en banda base de tiempo discreto puede definirse como (Siohan *et al.*, 2002):

$$s(k) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a_{m,n} h[k - m\frac{N}{2}] e^{j\frac{2\pi}{N}n(k-D/2)} e^{j\phi_{m,n}} \quad (15)$$

donde $a_{m,n}$ es la información real transmitida en los índices de frecuencia y tiempo (m, n) . La longitud del filtro prototipo está dado por L_h , donde $D = L_h - 1$. Los símbolos reales $a_{m,n}$ junto con el término $e^{j\phi_{m,n}}$ forman los símbolos OQAM. Finalmente, $h[k]$ es la versión truncada y desplazada del filtro prototipo de tiempo continuo.

3.4. Modulación offset-QAM

Para lograr ortogonalidad en el dominio real, es necesario hacer uso de la modulación de offset-QAM (Javaudin *et al.*, 1988). En esta modulación cada símbolo de una modulación QAM convencional es mapeado a dos subportadoras consecutivas. En la figura 19 se muestra una comparación entre el esquema de modulación OQAM en FBMC y el esquema QAM utilizado en modulaciones con multiportadoras convencionales como OFDM. Es posible observar que QAM transmite en una misma subportadora el símbolo complejo del proceso de modulación, para cada subportadora se asigna un símbolo complejo cada periodo de símbolo. Sin embargo, para OFDM la parte real y la

imaginaria de l símbolo complejo del proceso de modulación se dividen y se asignan a cada subportadora a la mitad de periodo de símbolo, de manera que en OQAM se mantiene la eficiencia espectral a pesar de dividir el símbolo.

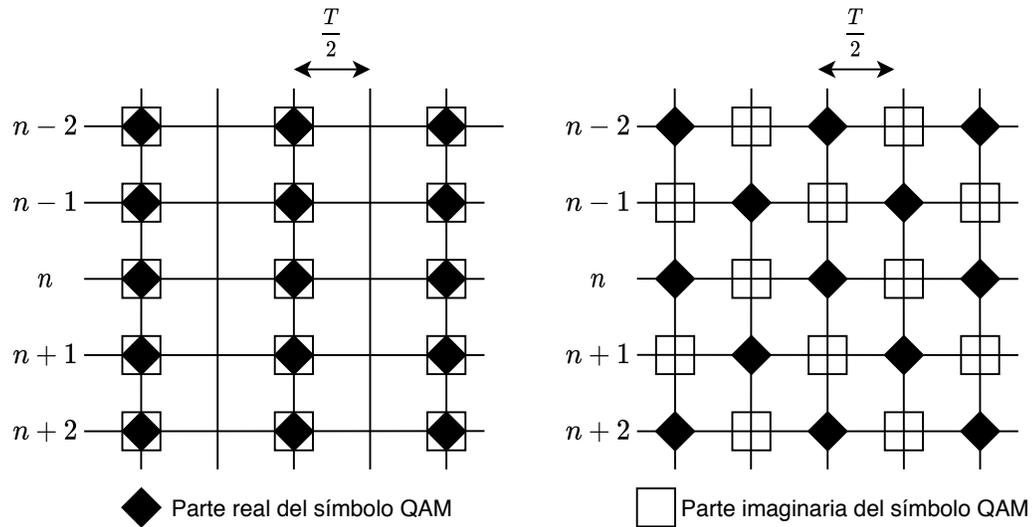


Figura 19. Comparación de la estructura de los símbolos QAM y OQAM.

En la figura 20 se muestra el traslape que existe en el tiempo entre símbolos de FBMC consecutivos, el traslape es producto de la utilización de un filtro prototipo con factor de solapamiento de $K = 4$. La pérdida de ortogonalidad se contrarresta utilizando la modulación OQAM.

3.5. Implementación

Existen múltiples formas de implementar FBMC/OQAM de manera eficiente computacionalmente hablando, las dos técnicas más importantes son con redes polifásicas (PPN) y la implementación por dispersión de frecuencia (FS) (Siohan *et al.*, 2002).

En este trabajo se utiliza el acercamiento con redes polifásicas, debido a que reduce aún más la complejidad computacional que es introducida en el método de dispersión de frecuencia debido a las operaciones adicionales de filtrado en el transmisor y el receptor. En la figura 21 se muestra el esquema de la implementación de FBMC.

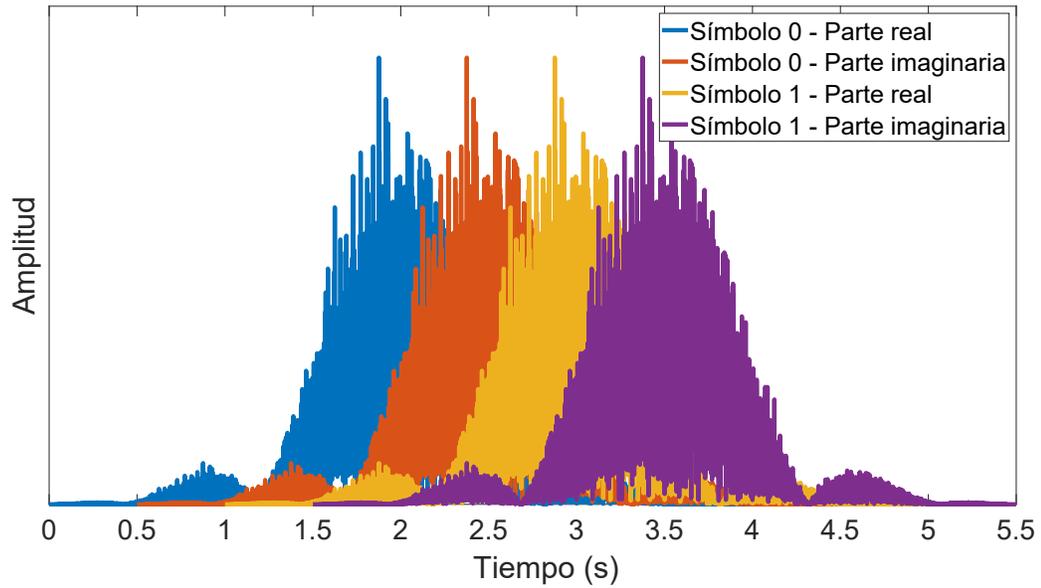


Figura 20. Ilustración de la estructura de solapamiento de una señal FBMC/OQAM para dos símbolos, con un filtro prototipo ($K=4$)

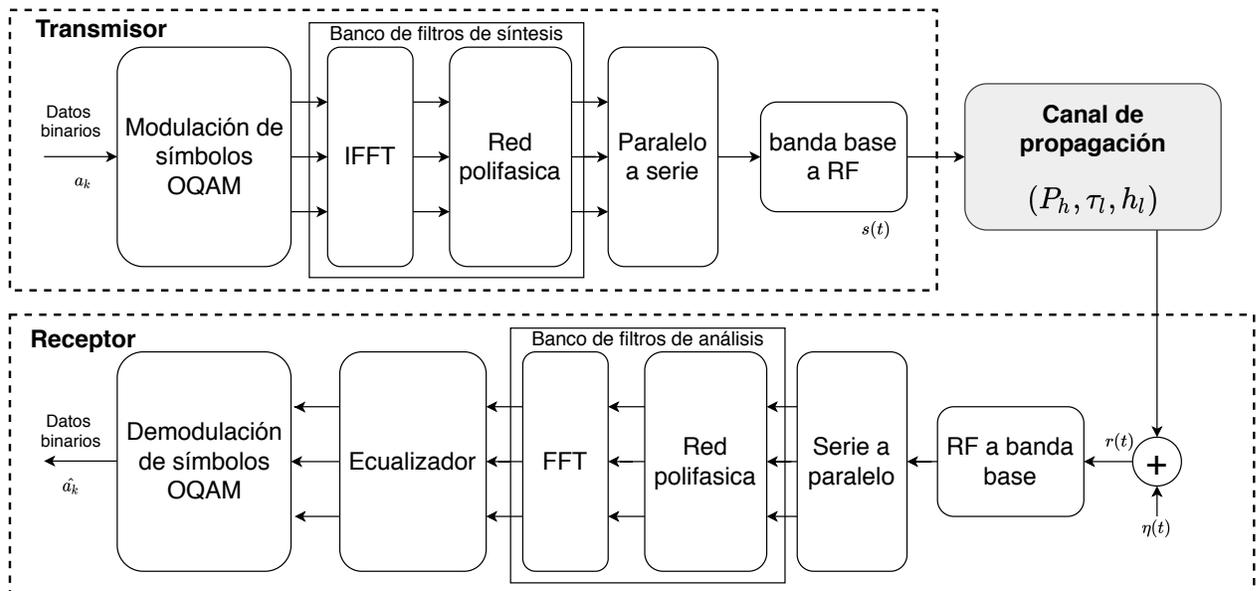


Figura 21. Transceptor de un sistema FBMC.

3.6. Diseño del filtro

El filtro prototipo es el parámetro clave de un sistema de comunicaciones OQAM/FBMC. La condición de perfecta reconstrucción (PR) se encuentra determinada por el diseño del filtro prototipo. Si el filtro no se diseña adecuadamente de manera que la condición PR no se cumpla, el sistema de comunicaciones puede sufrir de ISI e ICI (Proakis y Salehi, 2001). Además, el diseño del filtro determina la densidad espectral de potencia de la señal OQAM/FBMC.

La condición PR solo se obtiene dado un canal ideal, y las ISI/ICI causadas por una condición NPR son mucho menores que las ISI causadas en un canal inalámbrico práctico (Doré *et al.*, 2014). Además, forzar una condición PR puede limitar el desempeño de los lóbulos laterales del filtro prototipo. De manera que la condición PR no es esencial para OQAM/FBMC.

3.6.1. Técnicas de diseño de filtros

Generalmente, existen tres métodos típicos para el diseño de filtros:

- **Técnica de muestreo en frecuencia:** La idea es la de diseñar los puntos de muestra del filtro prototipo en el dominio de la frecuencia y obtener un filtro prototipo en el dominio del tiempo a través de la transformada inversa de Fourier.
- **Técnica de ventaneo:** La idea de la técnica es la de multiplicar una función ventana por un filtro pasa bajas prototipo para obtener el filtro prototipo de OQAM/FBMC.
- **Optimización directa:** En esta técnica el filtro prototipo no tiene una expresión explícita. Debido a que existen cientos de coeficientes de filtros que cumplan con condiciones NPR, es difícil obtener un filtro prototipo globalmente optimizado. Sin embargo, la optimización directa tiene el potencial de ofrecer el mejor desempeño de lóbulos laterales.

3.6.2. Criterios de optimización de filtros

Para todos los métodos de filtros, existen tres criterios de optimización los cuales son:

- Minimizar la energía de la banda de paso
- Minimizar la magnitud máxima de la banda de paso
- Minimizar interferencia basada en la estructura total del banco de filtros

3.6.3. Estructura del banco de filtros prototipo

Se considera una modulación eficiente basada en bancos de filtros, donde cada respuesta en frecuencia de la subportadora se obtienen de una versión desplazada en frecuencia de un filtro prototipo (Farhang-Boroujeny, 2011). En la figura 22 se muestra la estructura del banco de filtros generado por un filtro prototipo. Es posible observar que en la frecuencia central de la subportadora, no existe interferencia producto de las versiones desplazadas del filtro, de manera que un diseño adecuado del filtro prototipo permite mantener la ortogonalidad entre cada pulso del banco de filtros .

- Una subportadora es suficiente como banda de guarda para aislar distintos grupos de subportadoras
- No es necesario el prefijo cíclico

3.6.4. Modelo matemático del filtro prototipo PHYDYAS

Una consideración importante en FBMC es que el diseño del filtro prototipo satisface la condición de ortogonalidad (Farhang-Boroujeny, 2011). La respuesta al impulso del filtro causal tipo FIR, denotado como $p[m]$ se define como:

$$p[m] = P[0] + 2 \sum_{k=1}^{K-1} \bar{P}[k] \cos\left(\frac{2\pi k}{KM}(m+1)\right), \quad m = 0, 1, \dots, KM-2 \quad (16)$$

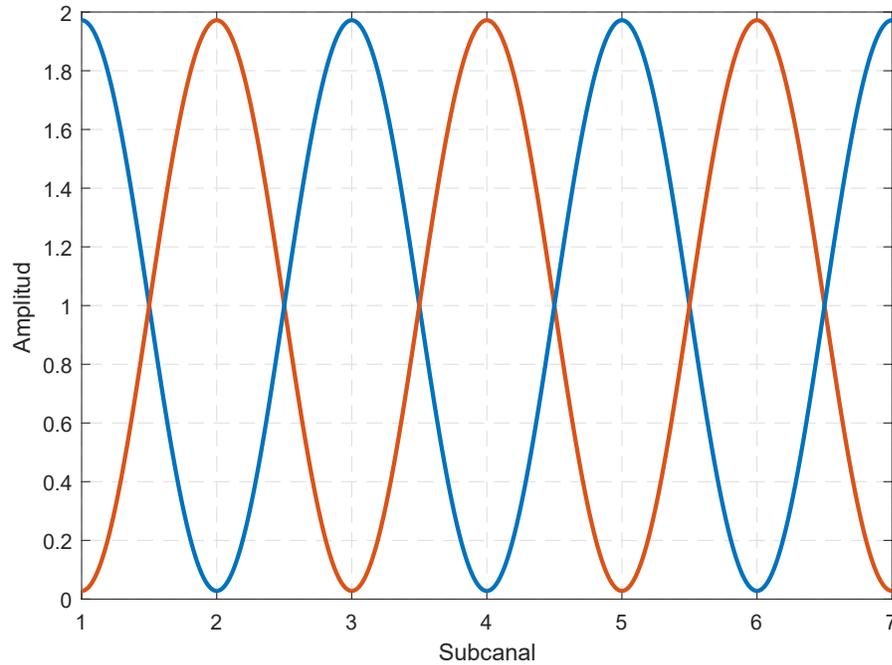


Figura 22. Banco de filtros generado por un filtro prototipo.

donde M es el número de subportadoras, K el factor de solapamiento y las otras constantes se definen como:

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

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

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

$$\bar{P}[3] = \sqrt{1 - \bar{P}[2]}$$

3.6.5. Respuesta en frecuencia del filtro prototipo

La expresión 17 representa la respuesta en frecuencia de un filtro con factor de solapamiento K cuyos coeficientes P_k están definidos por algunas de las técnicas de diseño de filtros presentadas, y M es el número de subportadoras totales o el tamaño de la FFT.

$$P(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} P_k \frac{\sin(\pi(f - \frac{k}{MK})MK)}{MK \sin(\pi(f - \frac{k}{MK}))} \quad (17)$$

3.6.6. Pulso conformador de FBMC

En la figura 23 se muestra la respuesta del filtro prototipo en el tiempo, utilizando un filtro tipo PHYDYAS (Kumar *et al.*, 2019) con factor de solapamiento $K = 4$ en comparación con el filtro de transmisión utilizado en OFDM. Es posible observar que el pulso de FBMC se extiende a lo largo de 4 periodos de símbolo esto dado el factor K , lo cual implica que el esquema de FBMC presenta un traslape en el dominio del tiempo. El pulso rectangular de OFDM dura un periodo de símbolo, sin embargo, la desventaja de este es una mala localización espectral lo cual se traduce en emisión fuera de banda en el transmisor.

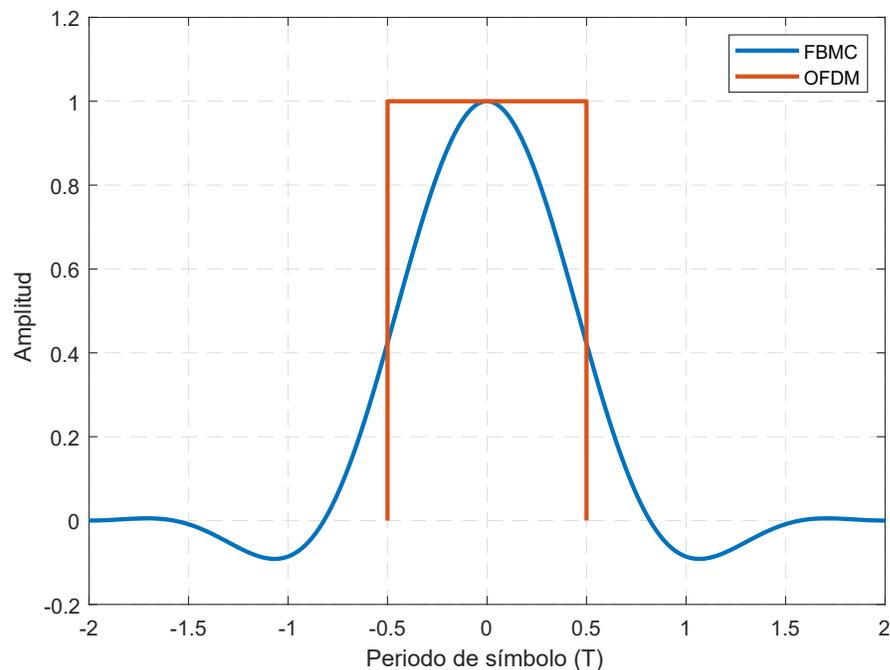


Figura 23. Pulso conformador de FBMC contra OFDM.

3.7. Simulaciones de FBMC

En esta sección se presentan una serie de simulaciones con el fin de evaluar las prestaciones y el desempeño que ofrece la forma de onda de Filter Bank Multi Carrier.

3.7.1. Desempeño del BER en FBMC

En la figura 24 se muestra la curva del E_b/N_0 contra bit error rate para un sistema FBMC, se realiza una comparación entre el caso teórico el cual corresponde a la curva

del BER para un sistema convencional QPSK de una sola portadora, y el simulado. Se puede observar que las dos curvas siguen un comportamiento parecido, sin embargo, existe un offset entre ambas curvas. A diferencia de para el caso de OFDM, es importante recordar que FBMC no hace uso de un prefijo cíclico para eliminar la interferencia entre símbolos, de manera que la diferencia entre las dos curvas se atribuye a la utilización del banco de filtros.

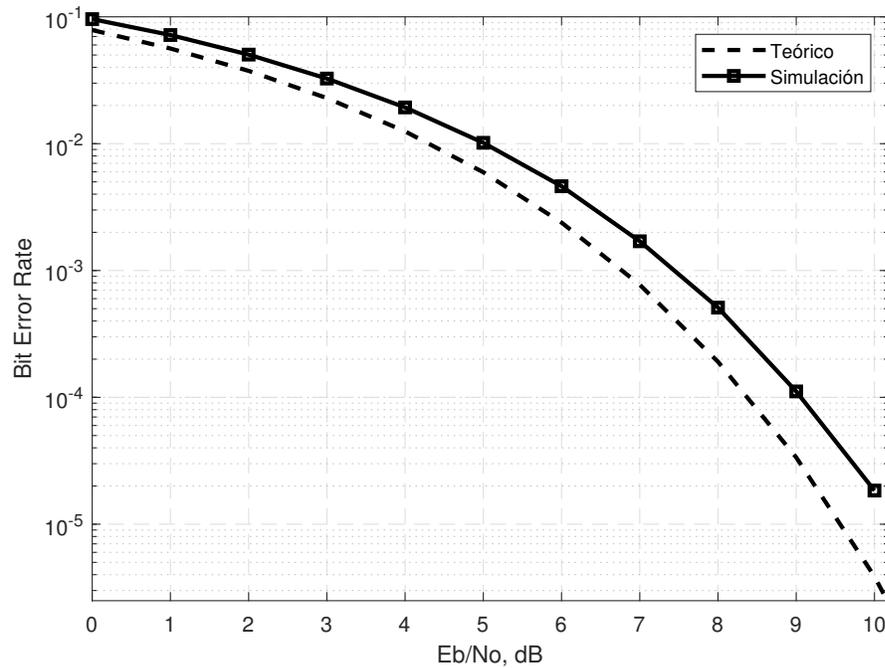


Figura 24. Desempeño del BER para un sistema FBMC con $K = 4$.

3.7.2. Respuesta en frecuencia del filtro prototipo

La figura 25 muestra la respuesta en frecuencia del filtro prototipo utilizado, el cual está basado un filtro tipo PHYDYAS. Se observan las diferencias entre las curvas dadas por el parámetro del filtro conocido como el factor de solapamiento K , el cual agrega flexibilidad a las prestaciones del sistema. Es posible observar que un mayor factor de solapamiento, conlleva una mejor localización en frecuencia, de la forma de un ancho de lóbulo principal mucho menor, y de lóbulos laterales de menor magnitud que además, disminuyen más rápidamente. Es importante recordar que un mayor factor K , trae consigo un incremento en la complejidad computacional del sistema, esto debido a que el factor K está estrechamente relacionado con el orden del filtro, como se puede ver en 16.

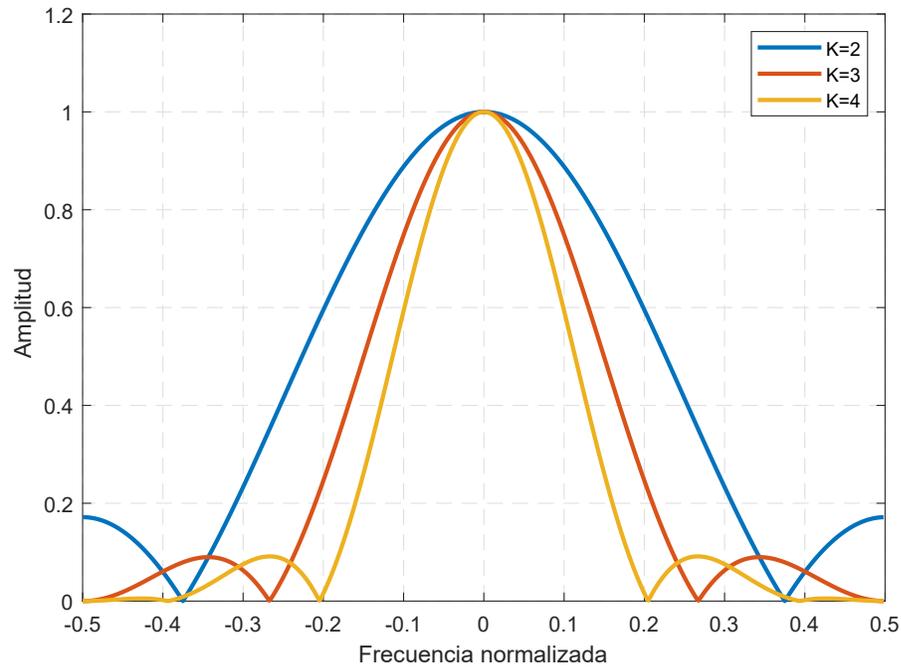


Figura 25. Comparación de la respuesta en frecuencia de un filtro PHYDYAS para distintos valores de K .

3.7.3. Densidad espectral de potencia en FBMC

En este capítulo se ha demostrado que la utilización de un banco de filtros sobre un esquema OFDM, lleva a una mejor localización en frecuencia. Esto se puede ver claramente al observar el espectro del filtro prototipo utilizado, como se vio en la sección anterior. De manera que, es congruente que el espectro de transmisión de FBMC herede las características del filtro prototipo, como son la buena localización frecuencial de la forma lóbulos laterales que disminuyen rápidamente y a un valor pequeño.

En la figura 26 es posible observar el espectro de transmisión de un sistema FBMC para distintos factores de solapamiento. Es importante notar, que la emisión fuera de banda del espectro, disminuye en función de un mayor valor de K . Sin embargo, recordando que un mayor valor de K trae consigo un procesamiento mayor, es necesario evaluar las ventajas y desventajas que trae consigo la utilización de un factor de K dado. Para los casos de $K = 3$ y $K = 4$, la emisión fuera de banda es bastante parecida, de manera que, para una aplicación dada, no se justifica la utilización de un factor mayor de K .

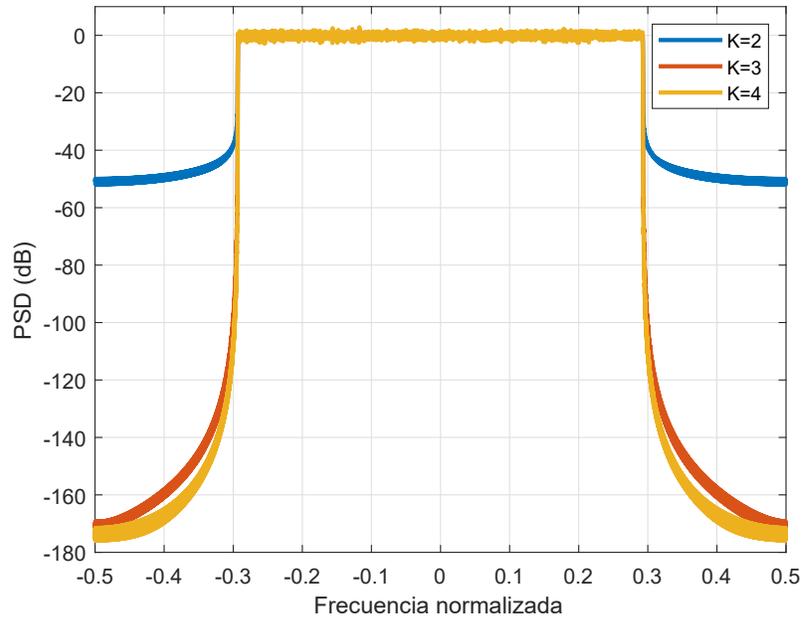


Figura 26. Comparación de la densidad espectral de potencia de un sistema FBMC para distintos valores de K .

3.8. Mejoras en las prestaciones en relación a OFDM

Siendo que la forma de onda de Filter Bank Multi Carrier parte de la utilización de OFDM, pero utilizando un banco de filtros para mejorar algunos de los inconvenientes de éste, es importante hacer una comparación entre las prestaciones de ambos sistemas. En esta sección se presentan una serie de simulaciones con el fin de remarcar los beneficios de la utilización de un banco de filtros en la forma de onda.

3.8.1. Comparación del desempeño del BER entre FBMC y OFDM

En la figura 27 se muestra la comparación de las curvas de E_b/N_0 contra bit error rate para las dos forma de onda evaluadas. Se puede observar que ambas curvas del BER presentan un comportamiento parecido, sin embargo, existe un offset entre ambas curvas. Se observa que FBMC ofrece un ligero peor desempeño del BER en comparación con OFDM, que tan significativo sea ese offset dependerá de la aplicación.

3.8.2. Comparación de la respuesta en frecuencia del filtro de FBMC y OFDM

En la figura 28 se muestra una comparación entre la respuesta en frecuencia del filtro de transmisión de OFDM y el filtro prototipo usado en FBMC. Es posible observar

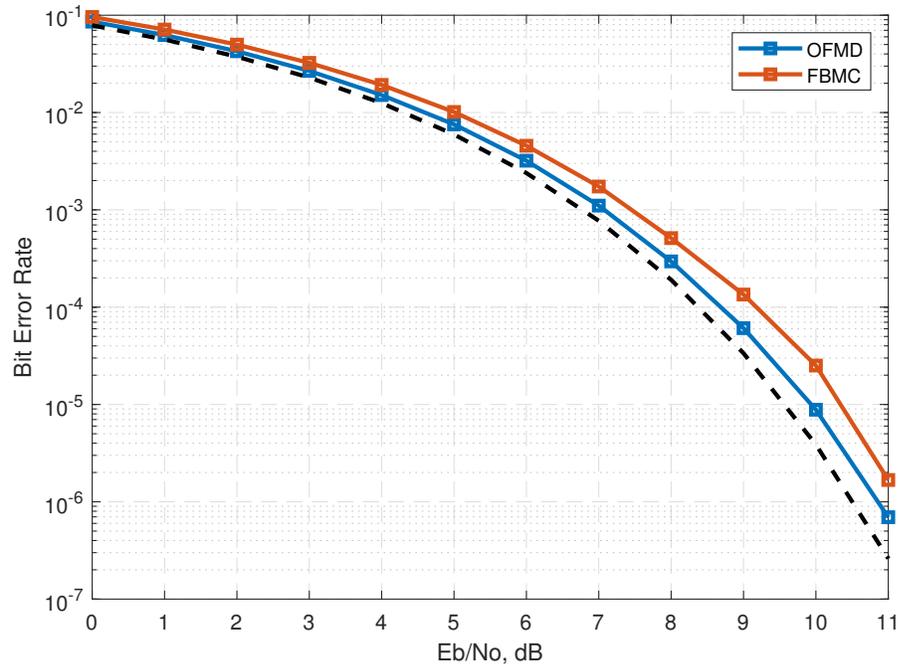


Figura 27. Comparación del desempeño del BER entre FBMC y OFDM.

una diferencia notable en cuanto a localización en frecuencia. El filtro prototipo de FBMC presenta una mejor respuesta en frecuencia desde el punto de vista de los lóbulos laterales, disminuyendo rápidamente y a un valor menor que en OFDM. El pulso de transmisión de OFDM presenta peor localización frecuencial dado que se basa en un pulso rectangular, cuya respuesta en frecuencia es una SINC.

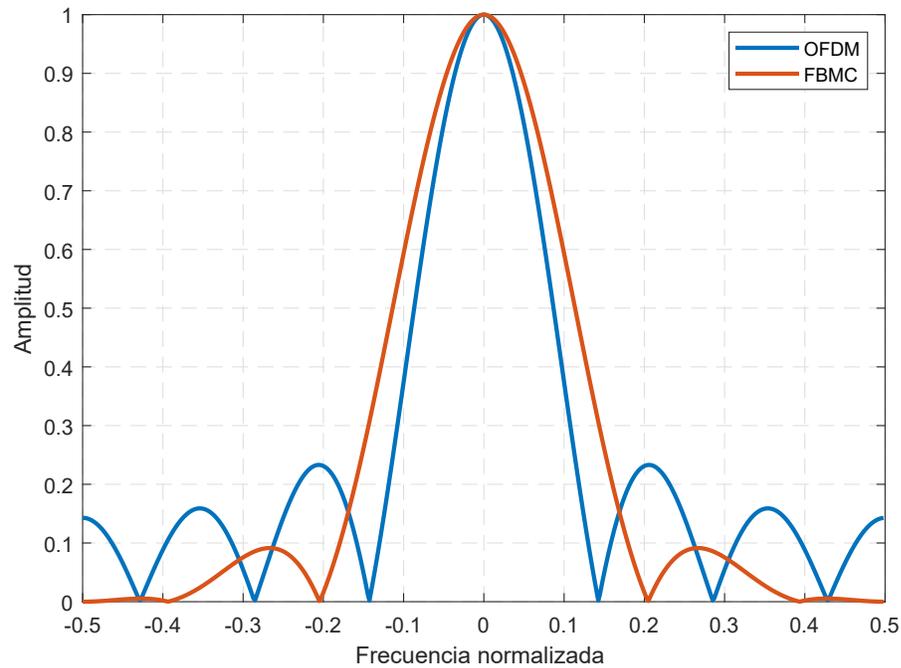


Figura 28. Comparación de la respuesta en frecuencia del filtro de FBMC contra OFDM.

3.8.3. Comparación de la densidad espectral de potencia de FBMC y OFDM

Finalmente se realiza una comparación en lo que respecta al confinamiento espectral de los dos sistemas. La implementación de un banco de filtros en OFDM logra disminuir drásticamente la emisión fuera de banda del espectro de transmisión respecto a OFDM convencional. Esto implica una mejora respecto al confinamiento frecuencial del sistema y un mejor aprovechamiento espectral, logrando transmisiones contiguas sin la necesidad de bandas de guarda frecuenciales.

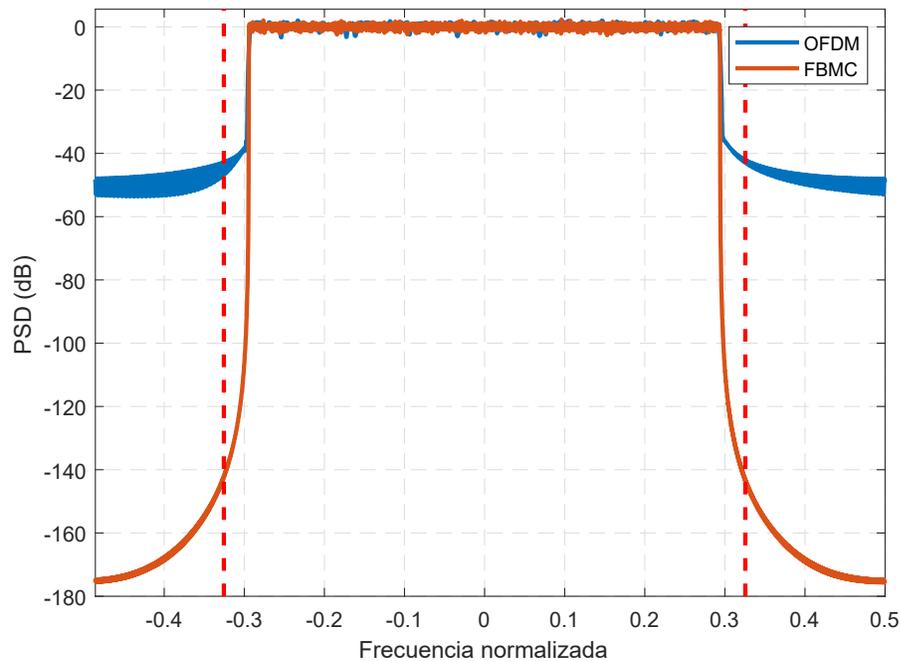


Figura 29. Comparación de la emisión fuera de banda de un sistema FBMC contra OFDM.

3.8.4. Conclusiones

En este capítulo se analizaron las prestaciones de un sistema FBMC desde la perspectiva de la forma de onda. Se definieron las características y parámetros claves y algunas de las posibles aplicaciones de FBMC. Se realizó una comparación entre FBMC y OFDM desde el punto de vista conceptual y se mostró el acercamiento que se utiliza en FBMC para superar las desventajas que se vieron anteriormente en OFDM. Se mostraron algunas de las técnicas utilizadas en el diseño y optimización de filtros para mostrar la importancia del diseño del filtro prototipo en el desempeño de la forma de onda, además del compromiso que existe entre las características y las prestaciones que ofrece el banco de filtros en FMBC. Se mostró también, como la utilización de un

nuevo esquema de modulación para la forma de onda de FBMC como lo es OQAM, permite contrarrestar los efectos adversos de la pérdida de ortogonalidad producto del traslape en el tiempo de la gran respuesta impulsiva del filtro prototipo.

Fue posible observar cómo al agregar un bloque de filtrado a la forma de onda de OFDM y prescindir del uso del prefijo cíclico la forma de onda de FBMC presentó una mejor localización tanto en el tiempo como en la frecuencia. Al observarse dicha mejora en la localización en frecuencia, el espectro de transmisión mejoró de manera significativa de la forma de una reducción en la emisión fuera de banda drástica (-130 dB) frente a OFDM para el caso del filtro prototipo con un factor de solapamiento de $K = 4$. Finalmente, el procesamiento por subportadoras implica un incremento en complejidad en el transceptor en lo que respecta a OFDM, además, el hecho de que la ortogonalidad se limite al dominio real implica una dificultad mayor para implementar la forma de onda de FMBC en esquemas MIMO convencionales, característica clave para satisfacer los altos requerimientos de la próxima generación de comunicaciones móviles.

Capítulo 4. Universal Filtered Multi Carrier

4.1. Introducción

En el capítulo anterior se vio como la adición de un bloque de filtrado al sistema CP-OFDM convencional permite mejorar las prestaciones del sistema en cuanto a emisión fuera de banda y eficiencia espectral; es decir, se obtiene una mejora significativa en la localización tiempo-frecuencia de la forma de onda de OFDM. En Filter Bank Multi Carrier, el bloque de filtrado estaba compuesto por un banco de filtros, basado por un filtro prototipo cuyas características permitían disminuir la emisión fuera de banda del espectro y prescindir de un prefijo cíclico para combatir la dispersión temporal de un canal con multitrayectorias, todo esto al costo de una respuesta impulsiva larga, y un incremento en la complejidad del procesamiento de la forma de onda tanto en el transmisor como en el receptor (Kumar *et al.*, 2019).

La forma de onda Universal Filtered Multi Carrier (UFMC), es una generalización de las formas de onda f-OFDM y FBMC (Doré *et al.*, 2017), analizados previamente. Generalmente, en f-OFDM se busca obtener una forma de onda con buena localización frecuencial, haciendo uso de un filtro que excede ligeramente en longitud al prefijo cíclico del sistema CP-OFDM convencional, es posible mantener la robustez del sistema frente a interferencias entre portadoras e interferencia entre símbolos, pero reduciendo la emisión fuera de banda de la transmisión. En FBMC se utiliza un acercamiento diferente, haciendo uso de un filtro prototipo para generar un banco de filtros que permiten filtrar cada subportadora que conforma la forma de onda de manera individual. Sin embargo, en UFMC se realiza un filtrado por grupos de subportadoras, lo cual permite mantener la flexibilidad de FBMC, pero manteniendo una complejidad de procesamiento y una respuesta al impulso más corta.

4.2. Modulación Universal Filtered Multi Carrier

La asignación de grupos de subportadoras en UFMC, permite reducir la longitud del filtro, y obtener una respuesta al impulso más corta lo cual se traduce en una mejor localización en el tiempo. Esta mejor respuesta al impulso hace que UFMC sea una forma de onda ideal para aplicaciones que implican transmisión de datos en forma

de ráfagas cortas (como comunicación máquina-máquina) y comunicaciones con ultra baja latencia (Al-Falahy y Alani, 2018).

En UFMC el número total de subportadoras, definido por el tamaño de la transformada rápida inversa de Fourier, se divide en B subbandas, donde cada subbanda está conformada por K_b subportadoras. Se dice que UFMC es una generalización de FBMC y f-OFDM, debido a que, partiendo de esta definición, el caso particular donde $B = 1$ se obtiene la forma de onda de FBMC, y el caso $K_b = K$ corresponde a f-OFDM.

El parámetro B es el que habilita la flexibilidad de UFMC (Guo *et al.*, 2020). La elección de B depende del escenario de aplicación y el tipo de espectro, e incluso puede variar con el tiempo. Puede aprovecharse esta característica de UFMC para multiplexar en frecuencia subbandas con subportadoras correspondientes a diferentes servicios y no necesariamente con el mismo K_b . Otra característica importante para mejorar el desempeño de UFMC, es el tipo y parámetros del filtro. Un ejemplo de un filtro para UFMC es el de la ventana Chebyshev, donde el filtro se encuentra completamente definido por los parámetros de longitud del filtro L , y su atenuación de lóbulos laterales SLL.

4.3. Modelo matemático de UFMC

La forma de onda de UFMC se deriva directamente de la forma de onda de OFDM al combinarla con proceso de filtrado, donde se divide el espectro en un grupo de subportadoras, y se filtra haciendo uso de una implementación frecuencialmente eficiente (Guo *et al.*, 2020). La operación de filtrado lleva a una reducción en la emisión fuera de banda significativa que para OFDM. El transmisor de OFDM está compuesto por B subbandas que modulan B bloques de datos con K_b subportadoras. La señal transmitida no utiliza prefijo cíclico para eliminar las ISI y la ICI producto de un canal radio con multitrayectorias, pero aun así se tiene una pérdida de eficiencia espectral debido a los transitorios del filtro conformador.

Utilizando la modulación UFMC, la señal en banda base de tiempo discreto puede definirse como:

$$z(u) = \sum_{i=0}^{B-1} \sum_{m=0}^{N-1} x_i(m)q_i(u - m) \quad (18)$$

donde cada grupo de subportadoras, está definido por X_i que al realizar la IFFT en cada bloque se obtiene el vector x_i . El término q_i corresponde a la respuesta al impulso de un filtro FIR propiamente trasladado en la frecuencia central de cada grupo de subportadoras.

4.4. Implementación

En la figura 30 se muestra un esquema que representa los bloques de transmisión y recepción de un sistema UFMC (Duan *et al.*, 2017). En el transmisor, una secuencia de símbolos QAM modulados se transforman en un vector de N puntos a través de una operación de IFFT, cada vector corresponde a una agrupación de subportadoras o subbandas, existen B subbandas que dividen a un espectro dado, con cada subbanda teniendo un número de subportadoras que puede ser distinto dependiendo de los requerimientos de la aplicación.

Cada vector es filtrado por un filtro FIR de longitud L para reducir interferencias. Los símbolos resultantes de cada subbanda se suman en una única transmisión. En el receptor, antes del bloque de procesamiento de la FFT, es necesario agregar ceros para hacer que el número de muestras sea exactamente una potencia de 2. Después, se realiza el bloque un bloque FFT de $2N$ puntos. Finalmente, es necesario realizar un procesamiento en el dominio de la frecuencia de los símbolos recibidos de manera que se eliminen la distorsión en amplitud y fase y se obtengan los símbolos estimados (Yang *et al.*, 2020).

4.4.1. Zero Forcing Equalizer

El ecualizador forzador de ceros se refiere a una forma de ecualización lineal en los sistemas de comunicaciones, la cual implica aplicar la función de transferencia inversa de una respuesta al canal conocida a la señal recibida, para recuperar la señal original. El ecualizador forzador de ceros es principalmente útil cuando la interferencia entre símbolos es significativamente mayor que el nivel de ruido (Baltar *et al.*, 2009).

Con un ecualizador Forzador de zeros (ZF), los coeficientes de las taps o derivaciones w se eligen de manera que se minimice la distorsión pico del canal ecualizado D_p

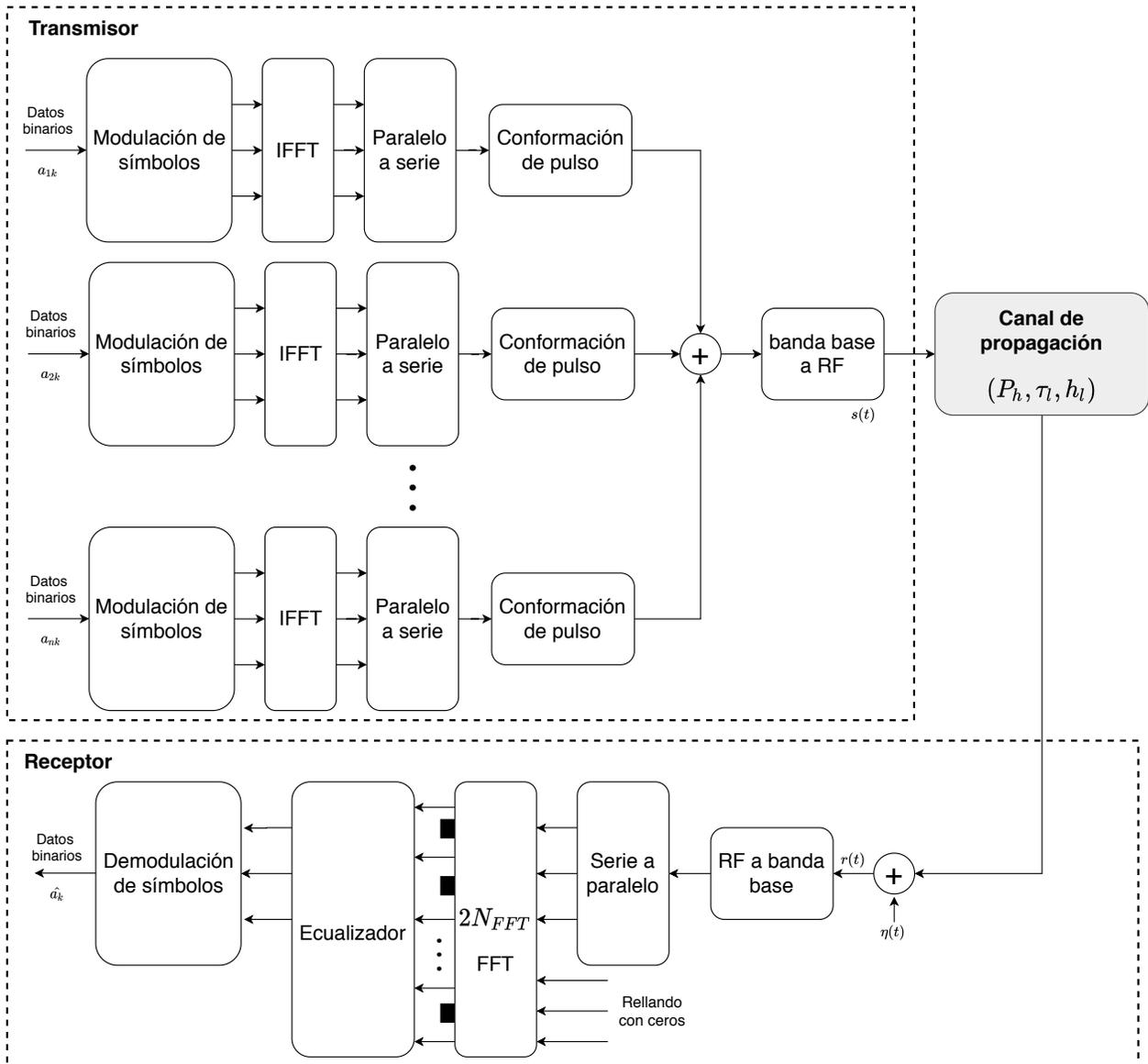


Figura 30. Transceptor de un sistema UFMC.

y se define como:

$$D_p = \frac{1}{|q_d|} \sum_{n=0}^{N+L-1} |q_n - \hat{q}_n| \quad (19)$$

donde \hat{q} es el canal ecualizado deseado

Desde el punto de vista de sistemas, sea un canal con una respuesta en frecuencia $F(Z)$, el ecualizador forzador de ceros $C(Z)$ puede expresarse a través de:

$$C(Z) = \frac{1}{F(Z)} \quad (20)$$

Si el ecualizador tiene un número infinito de derivaciones, es posible seleccionar las ponderaciones de los taps de manera que $D_p = 0$ es decir $q = \hat{q}$. Dicha condición implica que:

$$F(z)C(Z) = 1$$

Una implementación real del ecualizador forzador de ceros trae consigo dos limitantes:

- Aunque la respuesta al impulso del canal es de longitud finita, la respuesta al impulso del ecualizador necesita ser infinita para $q = \hat{q}$.
- En algunas frecuencias, la señal puede ser débil. Para compensar, la ganancia del filtro forzador de ceros se incrementa considerablemente. Como consecuencia, cualquier ruido aditivo del canal se ve incrementado por un factor, afectando la relación señal a ruido.

4.5. Diseño del filtro prototipo Dolph-Chebyshev

En la forma de onda de UPMC, se emplea un filtro de respuesta finita al impulso para reducir la emisión fuera de banda en relación al sistema CP-OFDM convencional, además de mejorar la resistencia del sistema frente a interferencia entre portadoras e interferencia entre símbolos, haciendo posible no utilizar el prefijo cíclico. En la mayoría de la literatura se utiliza un filtro FIR con coeficientes definidos por una ventana Dolph-Chebyshev debido a su bajo nivel de lóbulos laterales, pero al costo de una baja flexibilidad en cuanto al control del desempeño del filtro (Wen *et al.*, 2018).

En un sistema UPMC, el filtro prototipo para la conformación de la subbanda es una característica clave. Es posible aplicar filtros conformadores con mejoras en la banda

de rechazo para disminuir la emisión fuera de banda entre cada grupo de subportadoras, y así disminuir la ICI (Chen, 2011). Convencionalmente, un filtro Dolph-Chebyshev con una atenuación de lóbulos laterales de 40 dB es el más utilizado, esto debido a que un SLL de 40 dB es un valor popular para la mayoría de las generaciones de comunicaciones móviles celulares (Duan *et al.*, 2017).

El filtro Dolph-Chebyshev se obtiene a través de una expresión explícita, en la cual el filtro queda completamente parametrizado por la longitud del filtro y el nivel de lóbulos laterales (Lynch, 1997). Es decir, solo existe un balance entre la longitud del filtro, el nivel de lóbulos laterales y el ancho del lóbulo principal, de manera que la falta de flexibilidad en el filtro puede resultar en un problema. Por ejemplo, en el caso de que la longitud del filtro requerida sea pequeña, y la atenuación de la banda de rechazo sea grande, el ancho del lóbulo principal deberá ser grande, resultando en un incremento en la interferencia entre subportadoras adyacentes.

4.5.1. Modelo matemático del filtro Dolph-Chebyshev

La función de la ventana Dolph-Chebyshev se construye utilizando los polinomios de Chebyshev, los cuales están definidos por la siguiente expresión (Lynch, 1997):

$$T_M(x) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} x) & |x| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} x) & |x| > 1 \end{cases}$$

La ventana puede expresarse entonces como una serie de cosenos:

$$w[n] = \frac{1}{M+1} \left[T_M(x_0) + \sum_{i=1}^{M/2} T_M \left(x_0 \cos \frac{i\pi}{M+1} \right) \cos \frac{2i\pi}{M+1} \right] \quad (21)$$

donde M es el orden del filtro, $T_M(x)$ es el polinomio de Chebyshev de orden M y x_0 es una función del nivel pico de lóbulos laterales que se puede definir por la siguiente expresión:

$$x_0 = \cosh \left(\frac{1}{2M} \cosh^{-1} \frac{1}{r} \right)$$

donde r define la amplitud máxima en la banda de rechazo.

4.5.2. Respuesta en frecuencia del filtro

En la figura 31 se muestra la respuesta en frecuencia de un filtro Dolph-Chebyshev con un orden de filtro $N = 83$ y un nivel de lóbulos laterales $SLL = 40 \text{ dB}$. Es posible observar que las características del filtro se encuentran bien representadas en la gráfica, con un nivel de lóbulos laterales y un número de lóbulos $(N - 1)/2$. Se puede observar que la amplitud de los lóbulos se mantiene constantes a lo largo de toda la banda de rechazo, de manera que se tiene una atenuación aproximadamente uniforme en dicha banda.

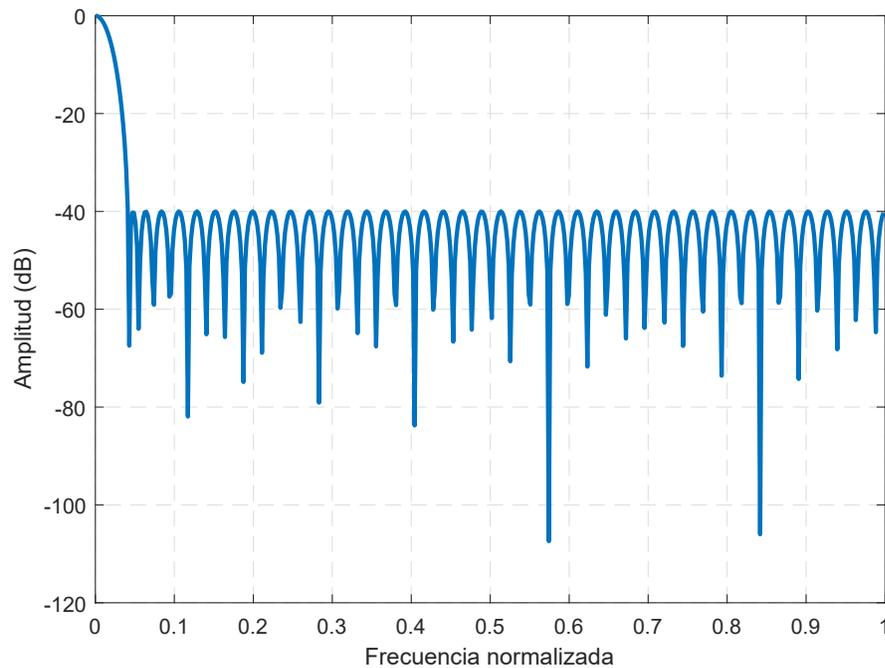


Figura 31. Respuesta en frecuencia del filtro Dolph-Chebyshev con un orden del filtro $N = 83$ y un nivel de lóbulos laterales $SLL = 40 \text{ dB}$.

Como se mencionó anteriormente, el filtro Dolph-Chebyshev tiene el inconveniente de que carece de flexibilidad en cuanto a parámetros, de manera que existe un compromiso entre el orden del filtro, el nivel de lóbulos laterales y el ancho del haz principal. En la figura 32 se muestra una comparación de la respuesta en frecuencia de dos filtros Dolph-Chebyshev con un SLL de 40 dB pero con diferente orden de filtro. Se puede observar que a pesar de que los dos filtros cumplen con el criterio de diseño de mantener el nivel de lóbulos laterales a 40 dB , un mayor orden del filtro implica un mejor confinamiento espectral, esto se puede ver al observar como la respuesta del filtro con $N = 13$ tiene un ancho de haz mucho mayor que la respuesta del filtro con

$N = 23$ además que la banda de transición es mucho más lenta.

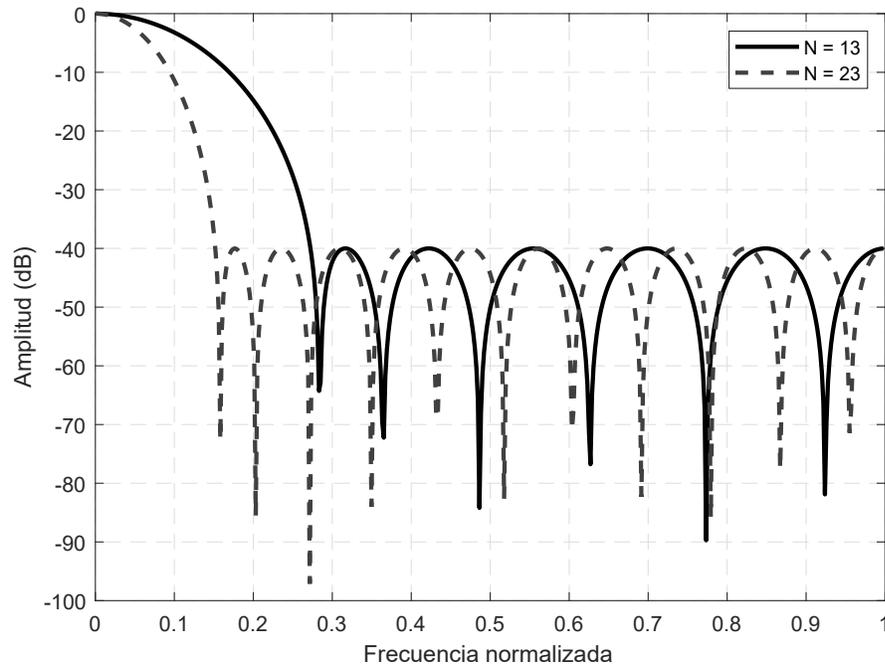


Figura 32. Respuesta en frecuencia del filtro Dolph-Chebyshev para orden de filtro de $M = 13, 23$ y un $SLL = 40$ dB.

4.6. Simulación de prestaciones de UFMC

En esta sección se presentan una serie de simulaciones con el fin de evaluar las prestaciones y el desempeño que ofrece la forma de onda de Universal Filtered Multi Carrier. Se utilizan los mismos parámetros que en OFDM para poder hacer una comparación adecuada de las prestaciones de ambas formas de onda.

Tabla 6. Parámetros utilizados para la forma de onda de UFMC.

Parámetro	Valor
Ancho de banda del canal (MHz)	20
Espacio entre subportadoras (kHz)	15
Tamaño de la FFT	2048
Subportadoras utilizadas	1201
Frecuencia de muestreo de la FFT (MHz)	30.72
Índice de las subportadoras utilizadas	-600 to -1, +1 to +600
Longitud del filtro (muestras)	43
SLL del filtro (dB)	-40
Número de subbandas B	60
Periodo de muestreo (ns)	32.55

4.6.1. Estructura de subbandas de la forma de onda de UFMC

En la figura 34 se muestra la estructura de subbandas de la forma de onda de UFMC para un número de subbandas $B = 6$. Se observa que cada subbanda está conformada por un número K_b de subportadoras consecutivas, también es posible observar que existe una mínima interferencia entre cada subbanda, esto debido a la buena localización en frecuencia que ofrece un buen diseño del filtro Dolph-Chebyshev.

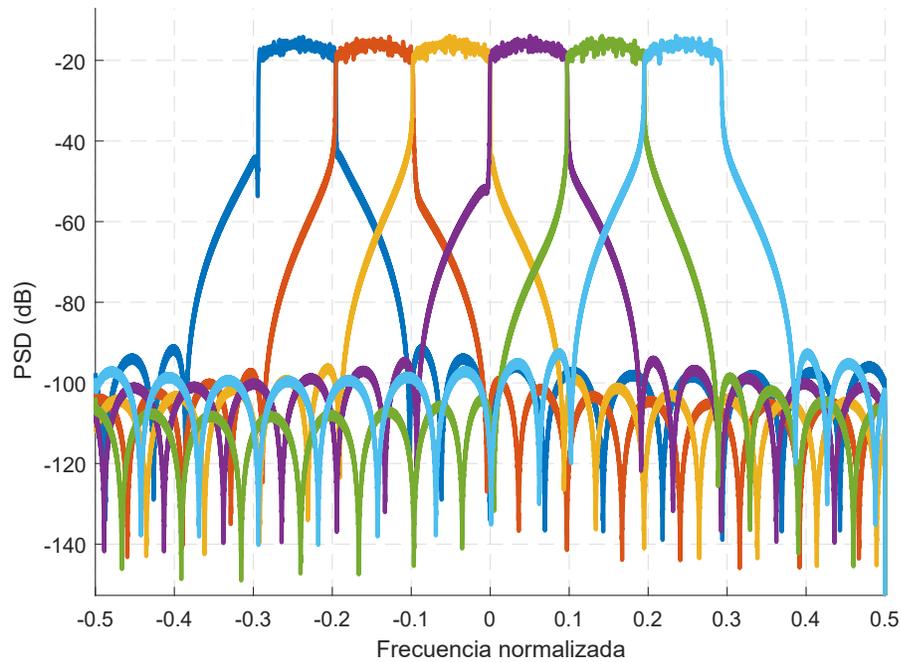


Figura 33. Estructura de subbandas de la forma de onda de UFMC con $B = 6$.

4.6.2. Análisis de una subbanda en UFMC

En la figura 34 se muestra el espectro de una subbanda con un valor típico de subportadoras. Se puede observar que la subbanda tiene un buen confinamiento espectral, esto debido a las características de la ventana de Dolph-Chebyshev. El buen confinamiento espectral permite que no exista interferencia entre subportadoras de subbandas adyacentes. En UFMC es posible utilizar distintos valores de K_b dentro de una misma transmisión, esto con el fin de agregar la flexibilidad necesaria a la forma de onda para los distintos servicios.

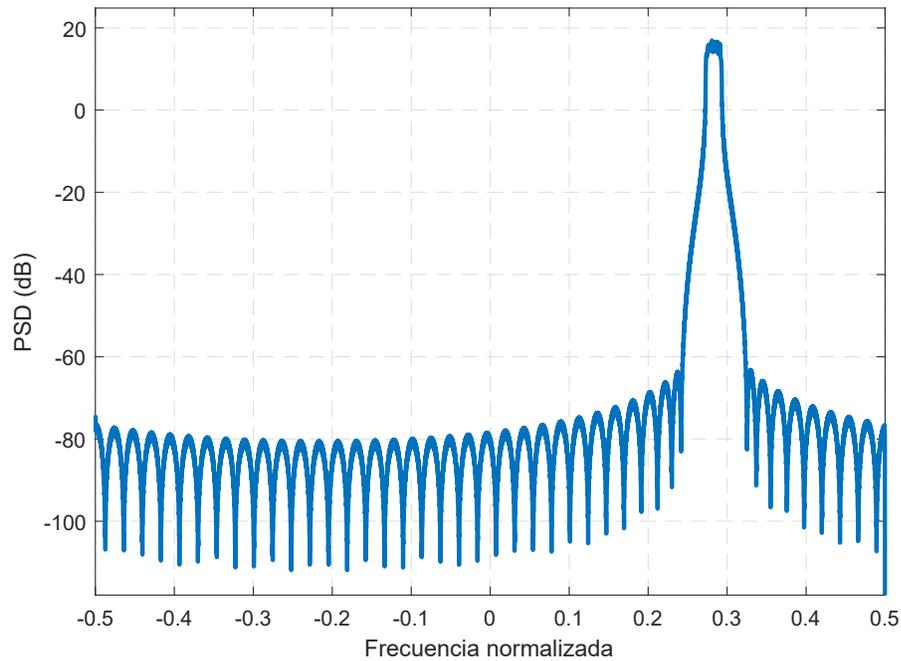


Figura 34. Ejemplo del espectro de una subbanda con $K_b = 20$ subportadoras.

4.6.3. Densidad espectral de potencia en UFMC

Como se analizó en la sección anterior, el espectro de la subbanda de UFMC posee un buen confinamiento espectral a su vez que un nivel de lóbulos laterales adecuado para las comunicaciones inalámbricas, por lo cual, era de esperarse que el espectro de una transmisión UFMC heredaría dichas características en la conformación de distintas subbandas.

4.6.3.1. Efecto de la longitud del filtro en la densidad espectral de potencia

En la figura 35 se presenta la densidad espectral de potencia de la forma de onda de UFMC para distintos valores de longitud del filtro N , con un nivel de lóbulos laterales fijo $SLL = 40 \text{ dB}$. Se puede observar que las características del espectro en cuanto emisión fuera de banda y nivel de lóbulos laterales mejoran significativamente en función de la longitud del filtro. Un menor orden del filtro, presenta bandas de transición más lentas en el espectro, lo cual se traduce a un peor desempeño de la emisión fuera de banda, por el contrario, un mayor orden del filtro presenta un mejor confinamiento espectral y una mejora en la emisión fuera de banda.

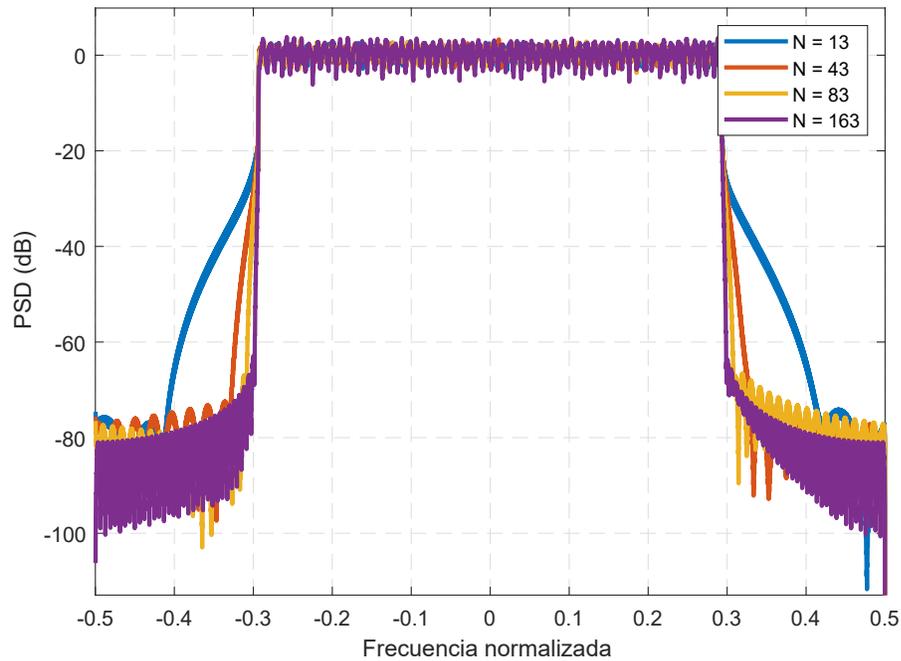


Figura 35. Comparación de la densidad espectral de potencia de un sistema UFMC para distintos valores de N de la ventana Chebyshev.

4.6.3.2. Efecto del nivel de lóbulos laterales en la densidad espectral de potencia

En la figura 36 se muestra una comparación de la densidad espectral de potencia de la forma de onda de UFMC para distintos valores del nivel de lóbulos laterales SLL , con un orden del filtro fijo $N = 43$. Se puede observar que existe un intercambio en las prestaciones del espectro en cuanto emisión fuera de banda y nivel de lóbulos laterales. Un menor SLL trae consigo, como el parámetro lo indica, un nivel de lóbulos laterales menor, pero a su vez, presenta una banda de transición más lenta lo cual hace que la emisión fuera de banda en espectros adyacentes sea ligeramente mayor. Un SLL mayor va a presentar unos lóbulos laterales con una amplitud máxima mayor, pero con una banda de transición más rápida, de manera que existe un intercambio entre las prestaciones de la banda de transición de la emisión fuera de banda, y el nivel de lóbulos laterales que se puede alcanzar.

4.6.4. Receptor del sistema UFMC

En la figura 37 se muestra la forma de onda de UFMC en el receptor sobre un canal AWGN, se tiene un valor de $SNR = 10 \text{ dB}$. Se observa que la constelación recibida an-

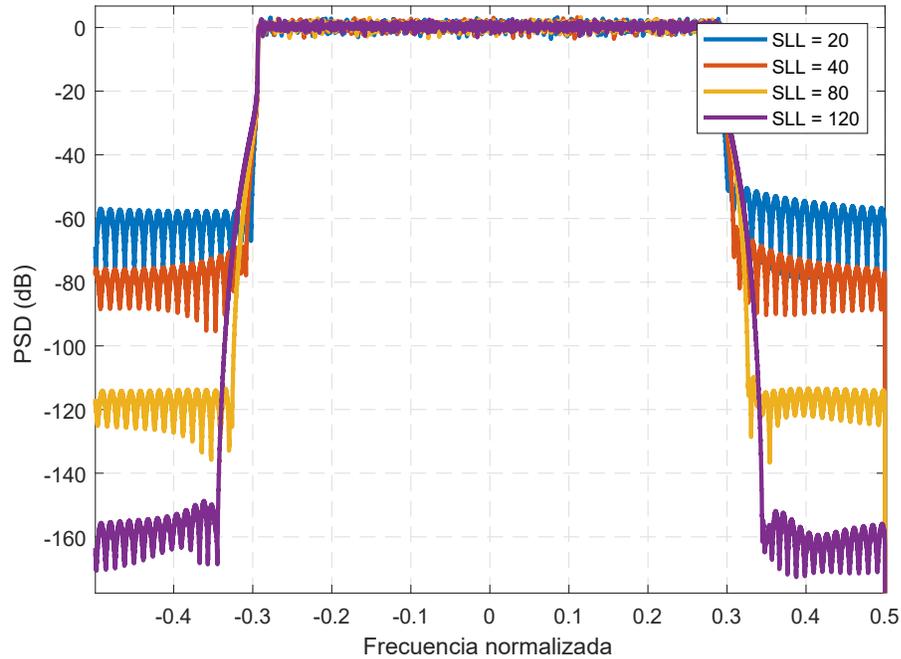


Figura 36. Comparación de la densidad espectral de potencia de un sistema UFMC para distintos valores de SLL de la ventana Chebyshev.

tes de la ecualización sufre grandes cambios en amplitud y fase por las características intrínsecas del canal radio, además, la adición del filtrado de subbanda también influye en el deterioro de las características de la constelación recibida. Después de pasar la señal recibida a través de un ecualizador forzador de ceros (ZF), las características de la constelación mejoran y es posible recuperar los símbolos recibidos de forma adecuada, limitando los errores presentes a las características del canal AWGN. También se muestra un deterioro en el espectro de la señal recibida, esto evidentemente debido a la adición del ruido blanco aditivo Gaussiano.

4.6.5. Desempeño del BER en UFMC

En la figura 38 se muestra la curva del E_b/N_0 contra bit error rate para un sistema UFMC, se realiza una comparación entre el caso teórico el cual corresponde a la curva del BER de un sistema convencional QPSK de portadora única, y el simulado. Se muestra que, aunque ambas curvas siguen un comportamiento parecido, existe un offset entre las dos curvas que implica que UFMC presenta un peor desempeño del BER. Es importante recordar, que en la forma de onda de CP-OFDM convencional, el offset se atribuía a la adición del prefijo cíclico, lo cual empeoraba el desempeño del BER, sin embargo, para UFMC donde no es necesario utilizar el CP, este offset se explica debido

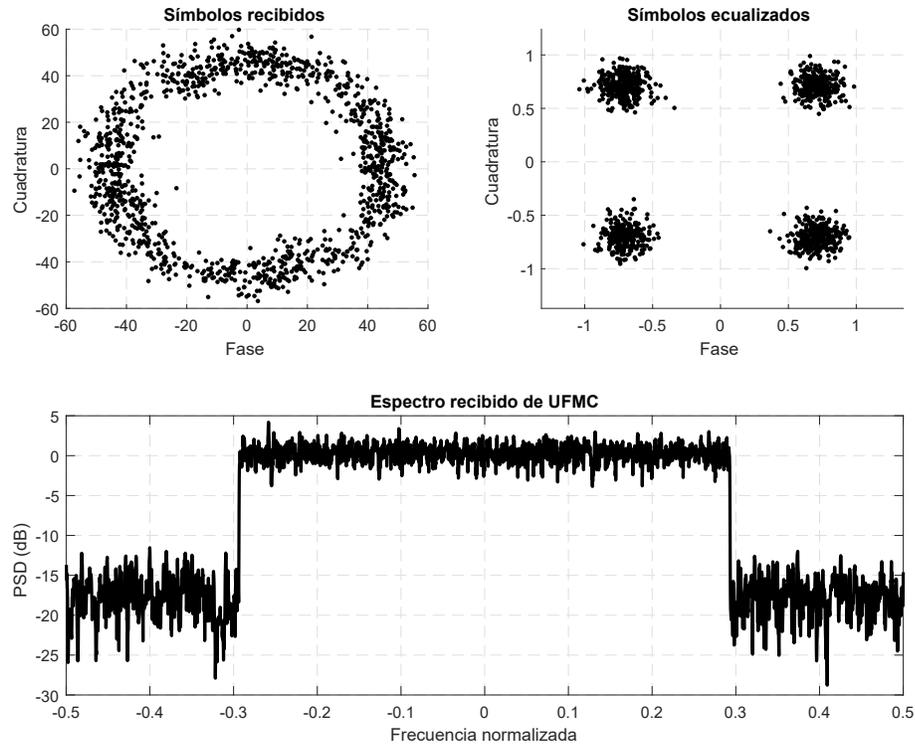


Figura 37. Constelación y espectro en el receptor de un sistema UFMC.

a la adición del bloque de filtrado de subbandas de UFMC.

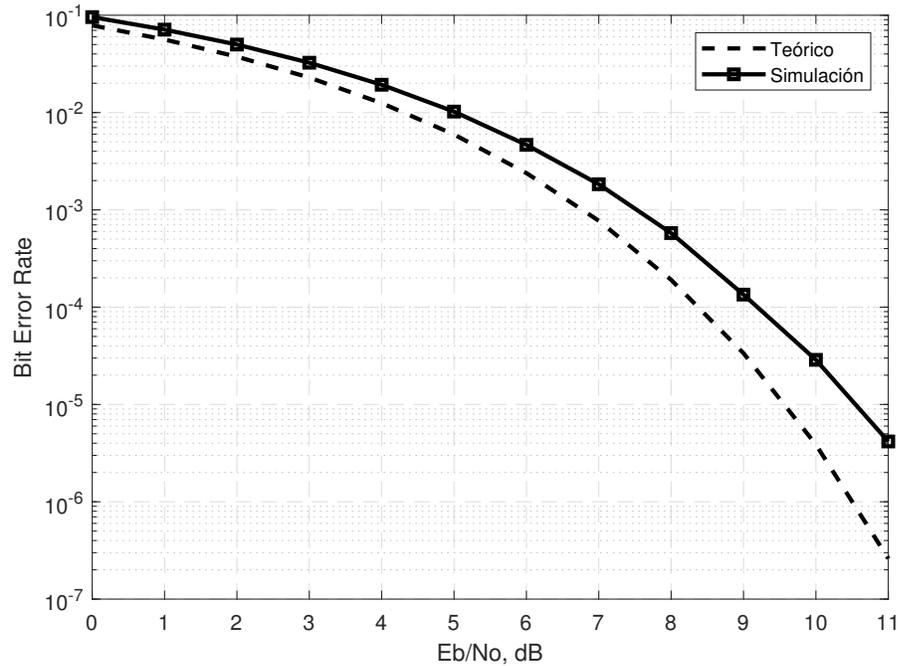


Figura 38. Desempeño del BER de un sistema UFMC con una ventana Chebyshev con $N = 83$ y $SLL = 40$.

4.7. Mejoras en las prestaciones en relación a OFDM

De igual manera que con filter bank multi carrier, se hizo una comparación en las prestaciones de UFMC y OFDM, esto debido a que siendo que UFMC parte de OFDM, es de principal interés observar que ventajas ofrece esta nueva forma de onda al agregar el proceso de filtrado de subbandas y eliminar el prefijo cíclico de la forma de onda de CP-OFDM convencional.

4.7.1. Comparación de la densidad espectral de potencia de UFMC y OFDM

En la figura 39 se muestra la comparación de la densidad espectral de potencia de UFMC y OFDM. Es posible observar, desde el punto de vista de confinamiento espectral, que la forma de onda de UFMC ofrece una mejora significativa en cuanto a la reducción de la emisión fuera de banda, logrando este esquema una banda de transición menor (con lo cual la banda de guarda puede reducirse aún más) y también una reducción a un valor menor de lóbulos laterales.

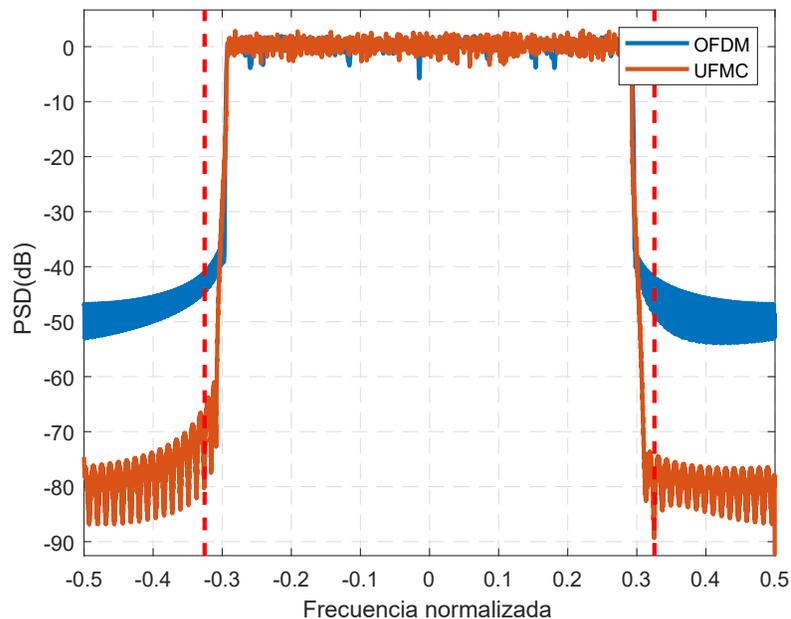


Figura 39. Comparación de la emisión fuera de banda de UFMC contra OFDM.

4.7.2. Comparación del desempeño del BER entre UFMC y OFDM

En la figura 40 se muestra una comparación entre la curva del bit error rate contra el E_b/N_0 para UFMC y OFDM. Es posible observar que ambas curvas siguen un comportamiento similar, sin embargo, existe un offset entre las dos, siendo la curva de UFMC la que presenta las peores características en cuanto a desempeño del BER, ya que es necesario tener una mayor relación del E_b/N_0 para mantener un BER similar al de la forma de onda de OFDM.

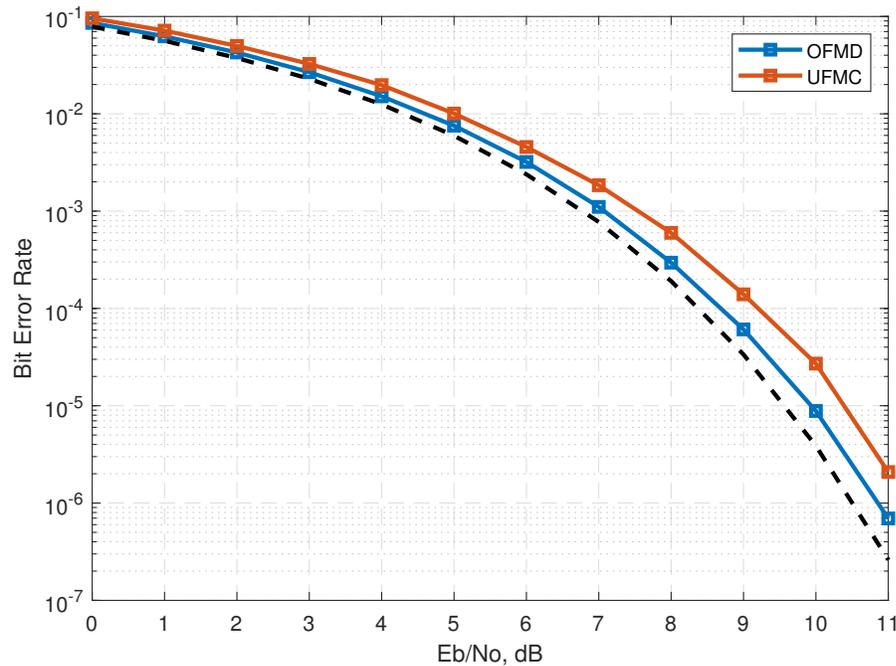


Figura 40. Comparación del desempeño del BER entre UFMC y OFDM.

4.8. Comparación de las formas de onda OFDM, FBMC y UFMC

En esta sección se presenta una comparación de las prestaciones de las formas de onda que se han analizado hasta este capítulo desde el punto de vista de la emisión fuera de banda y de la curva del E_b/N_0 contra BER. Como se ha visto anteriormente, tanto FBMC como UFMC parten de OFDM por lo cual es importante resaltar la mejora en las prestaciones en comparación a la forma de onda de esta.

4.9. Comparación de la emisión fuera de banda de OFDM, FBMC y UFMC

En la figura 41 se muestra una comparación entre la densidad espectral de potencia de la transmisión de las distintas formas de onda mencionadas. Es posible observar que la adición de un bloque de filtrado a OFDM como es el caso de FBMC y UFMC, ofrece una mejora significativa en cuanto a reducción de la emisión fuera de banda en comparación a utilizar una ventana rectangular con CP-OFDM convencional. Se puede observar también una mejora en lo que respecta a la banda de transición en FBMC y UFMC, lo cual implica que se podrán tener bandas de guarda menores de manera que se tenga un mejor aprovechamiento del espectro. Se observa que FBMC posee el mejor confinamiento espectral de todas las formas de onda presentadas, esto debido a su alta complejidad con respecto al filtro, siendo necesario utilizar filtros prototipos de hasta 8192 coeficientes para poder lograr la reducción en la emisión fuera de banda presentada. Aunque UFMC no muestra una reducción en la emisión fuera de banda tan agresiva, se compensa con la utilización de filtros de orden significativamente menor, además de la flexibilidad y reducción de complejidad que ofrece trabajar en filtrado de subbandas a diferencia de filtrado de subportadoras.

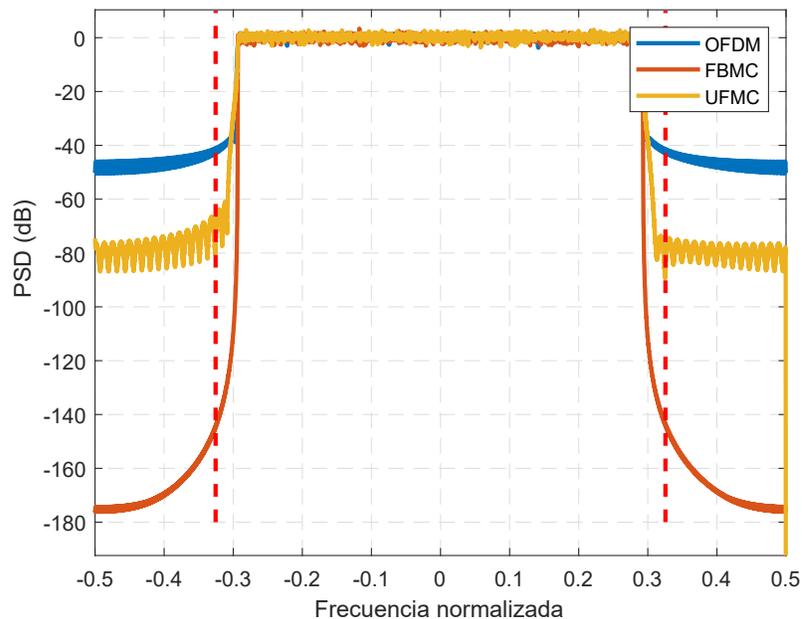


Figura 41. Comparación de la emisión fuera de banda de OFDM, FBMC y UFMC.

4.10. Comparación del desempeño del BER de OFDM, FBMC y UFMC

En la figura 42 se muestra una comparación entre las curvas del E_b/N_0 contra el BER para las distintas formas de onda analizadas hasta esta sección. Se muestra que a pesar de que la forma de onda de OFDM es la única que está haciendo uso de un prefijo cíclico, dicha forma de onda es la que presenta las mejores prestaciones en cuanto a desempeño del BER. Es posible observar también, que tanto FBMC como UFMC presentan curvas prácticamente superpuestas, es decir, tienen el mismo desempeño del BER el cual es peor al de OFDM, siendo que ambas prescinden de algún intervalo de guarda temporal, el deterioro del desempeño del BER frente a OFDM se puede atribuir a la adición del bloque de filtrado para ambas formas de onda.

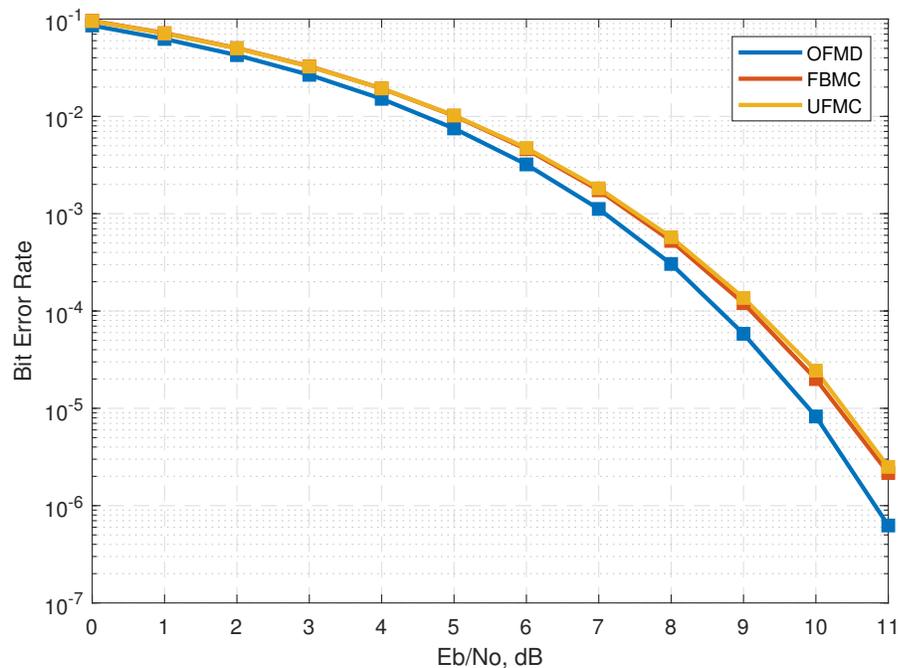


Figura 42. Comparación del desempeño del BER de OFDM, FBMC y UFMC.

4.11. Conclusiones

En este capítulo se analizaron las prestaciones de un sistema UFMC desde el punto de vista de la forma de onda. Se definieron las características principales y algunas de las posibles aplicaciones de la forma de onda. Se realizó una comparación conceptual entre UFMC y las formas de onda analizadas previamente y se puso en evidencia la generalización que presenta UFMC respecto a OFDM y FBMC al partir de la definición y los parámetros que la definen. Se presentó el modelo matemático del sistema

UFMC y se observó la similitud que presenta respecto a las formas de onda ortogonales presentadas anteriormente. Se analizaron los parámetros que ayudan a caracterizar completamente al filtro Dolph-Chebyshev utilizado en UFMC y se presentó el modelo matemático de este. Además, con una serie de simulaciones se analizaron las prestaciones del filtro en cuanto a confinamiento espectral para justificar su utilización en UFMC.

Se analizó la estructura de subbandas presente en el espectro de UFMC, y se resalta la flexibilidad que el acercamiento de utilizar un subgrupo de subportadoras implica. También, se analizó la densidad espectral de potencia de una subbanda para observar las características de confinamiento espectral que presenta. Se realizaron una serie de simulaciones para presentar el comportamiento de la emisión fuera de banda de UFMC, se observó la diferencia de confinamiento espectral al variar los parámetros de longitud del filtro y nivel de lóbulos laterales del filtro Dolph-Chebyshev. Se presentó la curva del BER y se observaron sus características en comparación a la curva teórica. Finalmente, se realizó una comparación con las distintas formas de onda analizadas hasta este capítulo, para observar las mejoras y desventajas que implican la utilización de UFMC.

La forma de onda de UFMC presenta ventajas significativas en cuanto a confinamiento espectral con respecto a OFDM, pero manteniendo una complejidad reducida en comparación a FBMC por la longitud del filtro utilizado, además, la utilización de subbandas hace posible que sea utilizado en aplicaciones donde se requiera una alta flexibilidad de servicios pues es posible mantener subbandas con diferentes características de ancho de banda para satisfacer los requerimientos de la aplicación. También el hecho de mantener la ortogonalidad compleja, permita habilitar esquemas MIMO de manera trivial, pasando directamente de la implementación de los distintos esquemas MIMO que existen en OFDM. Dentro de las desventajas están la posible interferencia entre bandas contiguas debido a un mal diseño del filtro y el requerimiento de un ecualizador más complejo para canales altamente dispersivos. La adición de un bloque de filtrado hace que el desempeño del BER se deteriore, de manera que se necesite tener una relación de E_b/N_0 mayor, para poder conseguir un BER adecuado para comunicaciones inalámbricas. Finalmente, el procesamiento de subbandas implica un incremento en complejidad en comparación con OFDM.

Capítulo 5. Generalized Frequency Division Multiplexing

5.1. Introducción

En el capítulo anterior se vio como al dividir el espectro disponible en grupos de subbandas en UFMC y realizar un filtrado por cada subbanda, fue posible mejorar las prestaciones del sistema CP-OFDM convencional, en cuanto a emisión fuera de banda y eficiencia espectral, lo cual implica una mejora significativa en la localización tiempo-frecuencia de la forma de onda respecto a OFDM (Lien *et al.*, 2017). Además, el hecho de tener la flexibilidad de trabajar en un filtrado individual de subbandas para obtener distintas características de transmisión, hacían posible habilitar aplicaciones que requieran el uso de acceso dinámico del espectro.

La forma de onda de Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM) es una forma de onda no-ortogonal que se ha propuesto para la 5ta generación de comunicaciones móviles (Gerzaguet *et al.*, 2017). La generación de esta nueva forma de onda se basa en reemplazar la convolución lineal, por un pulso conformador con convolución circular. Al hacer uso de la convolución circular, el sistema en general puede mantener un procesamiento por bloques de manera que sea fácil introducir un prefijo cíclico (Huang y Su, 2018). La forma de GFDM permite tener flexibilidad al elegir la modulación de los símbolos y el diseño del pulso conformador, sin embargo, la no-ortogonalidad implica el requerimiento de un receptor avanzado que permita cancelar la interferencia entre símbolos y entre subportadoras producto de la misma no-ortogonalidad presente en las subportadoras (Ding *et al.*, 2017).

5.2. Modulación Generalized Frequency Division Multiplexing

GFDM es un esquema multiportadora basado en una estructura de bloques, la cual transmite MK símbolos por bloque utilizando M ranuras de tiempo y K subportadoras. Adicionalmente, cada símbolo es modulado por un pulso conformador obtenido de un filtro prototipo apropiadamente desplazado en tiempo y frecuencia, como era el caso del esquema Filter Bank Multi Carrier. Debido a estas características GFDM posee una flexibilidad para satisfacer la mayoría de los escenarios definidos para la 5G (Ding *et al.*, 2017), ya que es posible modificar los parámetros del sistema para crear distintas estructuras tiempo-frecuencia. Primeramente, para filtrar las subportadoras de

un bloque, es posible utilizar distintos pulsos conformadores y ajustar los parámetros para obtener distintas prestaciones en cuanto emisión fuera de banda y eficiencia espectral. A diferencia de los esquemas ortogonales FBMC y UFMC vistos anteriormente, la forma de GFDM requiere nuevamente de la utilización de un prefijo cíclico para lidiar con los efectos negativos del canal radio, sin embargo, un bloque de GFDM solo requiere de un prefijo cíclico, que contiene varios subsímbolos en contraste con OFDM en el cual cada símbolo requería de un prefijo cíclico adicional incrementando drásticamente el overhead (Michailow *et al.*, 2014).

5.3. Modelo matemático de GFDM

El diagrama de bloques del transmisor GFDM se muestra en la figura 43. La secuencia de bits de entrada se divide en K flujos de datos. Cada modulación QAM mapea un grupo de q bits en símbolo de datos, $s_{k,m} = 0, 1, 2, \dots, K-1$, y $m = 0, 1, 2, \dots, M-1$. De manera que cada de las K subportadoras transmiten M símbolos de datos por bloque GFDM. Los símbolos de datos transmitidos en un bloque pueden representarse de forma matricial como sigue (Wang *et al.*, 2017):

$$S = \begin{bmatrix} S_{0,0} & S_{0,1} & \cdots & S_{0,M-1} \\ S_{1,0} & S_{1,1} & \cdots & S_{1,M-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{K-1,0} & S_{K-1,1} & \cdots & S_{K-1,M-1} \end{bmatrix} \quad (22)$$

donde los renglones de k representan los símbolos transmitidos en las subportadoras, y las columnas de m representan los símbolos transmitidos en las ranuras de tiempo.

La secuencia de los símbolos de datos transmitidos puede expresarse de la siguiente forma:

$$S_k[n] = \sum_{m=0}^{M-1} S_{k,m} \delta[n - mK] \quad (23)$$

Posteriormente, la secuencia es filtrada por un pulso conformador $g_T[n]$ de longitud $N = MK$. Si el proceso de filtrado es una convolución lineal (figura 44), el intervalo de guarda entre cada bloque de GFDM debe ser mayor que el delay spread del canal más la longitud del filtro (Wang *et al.*, 2017), lo cual para podría llevar a un largo intervalo de guarda que provoque una reducción en la carga útil lo cual implica un

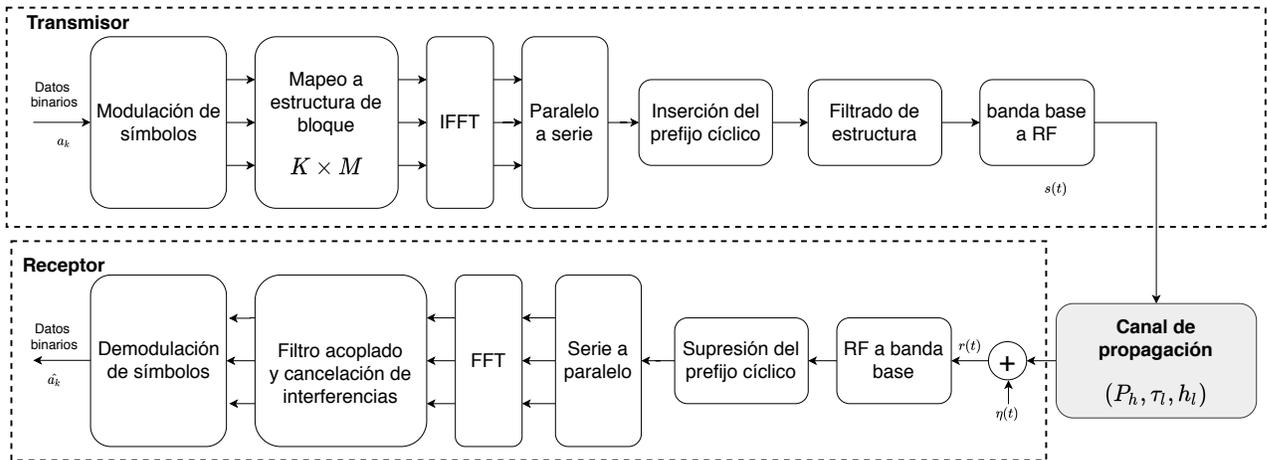


Figura 43. Esquema del transceptor de un sistema GFDM.

peor desempeño en cuanto eficiencia espectral. Para superar dicha desventaja, una técnica llamada “tail baiting” es empleada. En dicha técnica, las últimas mK muestras del filtro se desplazan a la primera posición mK como se muestra en la figura 45.

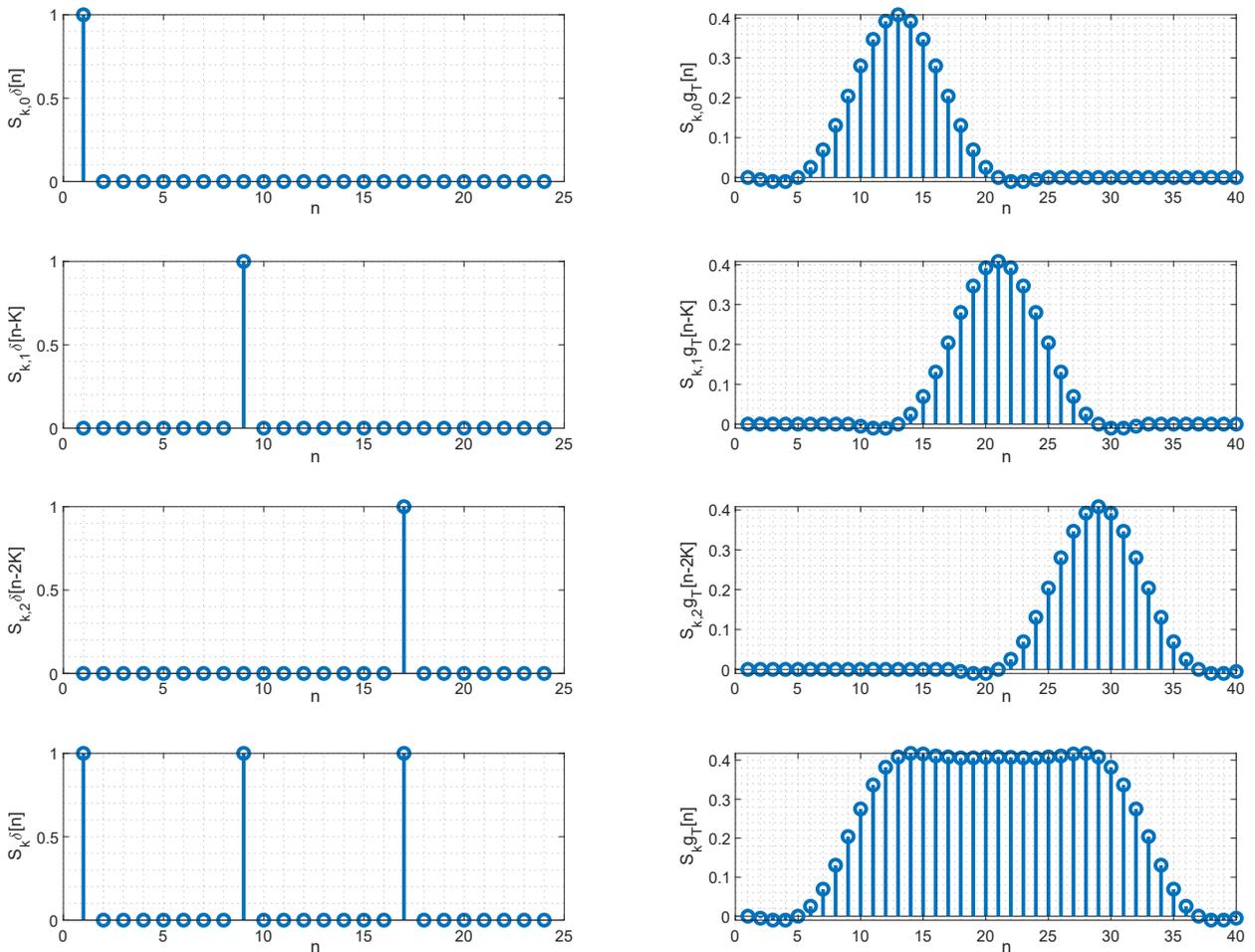


Figura 44. Símbolos GFDM obtenidos por una convolución lineal.

De la figura 43 la señal transmitida puede ser expresada a través de:

$$\begin{aligned}
 x[n] &= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=1}^{M-1} S_{k,m} \otimes g_T[n] e^{j2\pi kn/K} \\
 x[n] &= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=1}^{M-1} S_{k,m} \delta[n - mK] \otimes g_T[n] e^{j2\pi kn/K} \\
 x[n] &= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=1}^{M-1} S_{k,m} g_T[n - mK] e^{j2\pi kn/K} \\
 x[n] &= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=1}^{M-1} S_{k,m} g_{k,m}[n], \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1
 \end{aligned} \tag{24}$$

donde:

$$g_{k,m}[n] = g_T[(n - mK)_N] e^{j2\pi kn/K}$$

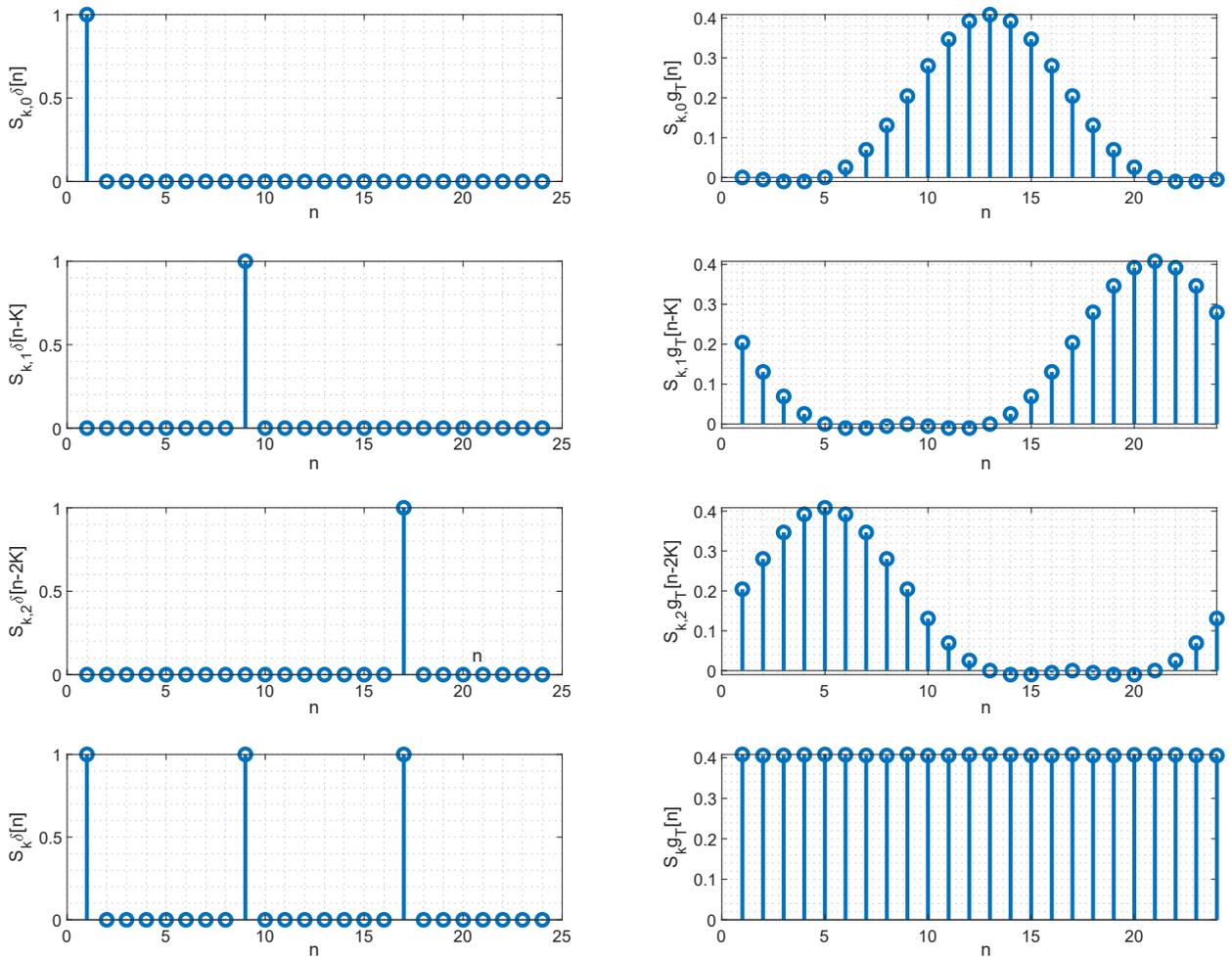


Figura 45. Símbolos GFDM obtenidos por una convolución circular.

Cada $g_{k,m}[n]$ es una versión desplazada en tiempo y frecuencia del filtro prototipo $g_T[n]$. De la ecuación 24 es posible observar que cada símbolo $s_{k,m}$ de cada bloque GFDM es transmitido por $g_{k,m}$. El conjunto de $g_{k,m}[n]$ para toda k y m es un conjunto no ortogonal dando como resultado dos tipos de interferencia. La interferencia entre símbolos (ISI) entre $s_{k,m}$ y $s_{k,m'}$ para $m \neq m'$ y la interferencia entre subportadoras (ICI) entre $s_{k,m}$ y $s_{k',m}$ para $k \neq k'$.

5.4. Filtro prototipo de GFDM

El diseño del pulso conformador debe considerar algunos aspectos del proceso de transmisión, primeramente, los pulsos son enviados por el transmisor a través de un canal y son detectados en el bloque del receptor (Chen, 2011). Dicho receptor, tiene como objetivo muestrear la señal recibida en un punto óptimo en el intervalo de duración del pulso para maximizar la probabilidad de tomar una decisión binaria adecuada. Esto implica que las formas de los pulsos fundamentales deben ser tales que no interfieran con otros en el punto óptimo de muestreo.

Existen dos criterios que aseguran la no interferencia entre símbolos. El primer criterio es que la forma del pulso presente un cruce por cero en el punto de muestreo de todos los intervalos del pulso a excepción del mismo. De lo contrario, el efecto residual de los demás pulsos introducirá errores en el proceso de decisión. El segundo criterio es que la forma del pulso presente un rápido decaimiento en amplitud fuera del intervalo del pulso (Michailow *et al.*, 2014).

El efecto de la interferencia entre portadoras y la interferencia entre símbolos en el desempeño de GFDM depende en cual tipo de filtro prototipo se utiliza para generar $G_{Tx}[n]$. El filtro de coseno alzado (RC) cumple con los dos criterios para un pulso conformador ideal al estar limitado en ancho de banda, su amplitud decae rápidamente y también presenta un valor de cero en los periodos de muestreo. El filtro de coseno alzado se propone como filtro prototipo en la mayoría de los sistemas GFDM debido a que ayuda a reducir el impacto de la interferencia entre subportadoras (ICI) e interferencia entre símbolos (ISI) en el desempeño de la forma de onda además de limitar en ancho de banda el espectro de GFDM permitiendo reducir la emisión fuera de banda (Roy y Doherty, 2011).

5.4.1. Filtro de coseno alzado

El filtro de coseno alzado queda completamente definido por sus expresiones de tiempo y frecuencia (Chen, 2011):

$$h(t) = \begin{cases} \frac{\pi}{4T} \operatorname{sinc}\left(\frac{t}{2\alpha}\right), & t = \pm \frac{T}{2\alpha} \\ \frac{1}{T} \operatorname{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \frac{\cos\left(\frac{\pi \alpha t}{T}\right)}{1 - \left(\frac{2\alpha t}{T}\right)^2}, & \text{resto} \end{cases} \quad (25)$$

$$H(f) = \begin{cases} 1, & |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{\pi T}{\alpha} \left[|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right] \right) \right], & \frac{1-\alpha}{2T} < |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0, & \text{resto} \end{cases} \quad (26)$$

El factor de roll-off α es una medida del ancho de banda en exceso del filtro, es decir, el ancho de banda ocupado más allá del ancho de banda de Nyquist de $f_s/2$. Su valor varía entre 0 y 1. T es el periodo del símbolo.

5.5. Respuesta al impulso del filtro

En la figura 46 se muestra la respuesta al impulso de un filtro de coseno alzado para distintos valores de roll-off α , se puede observar que a medida que el parámetro α se incrementa la respuesta al impulso mejora ofreciendo unos lóbulos laterales que decrecen más rápidamente y un valor más bajo.

5.6. Respuesta en frecuencia del filtro

En la figura 47 se muestra la respuesta en frecuencia de un filtro coseno alzado para distintos valores de roll-off α , se muestra que al incrementar el parámetro α existe un ensanchamiento del ancho de banda del filtro (un ancho de banda en exceso) con una sección plana cada vez menos amplia. Al comparar los resultados con la sección anterior, esto muestra que el ancho de banda en exceso del filtro puede reducirse, pero al costo de obtener una respuesta al impulso más amplia.

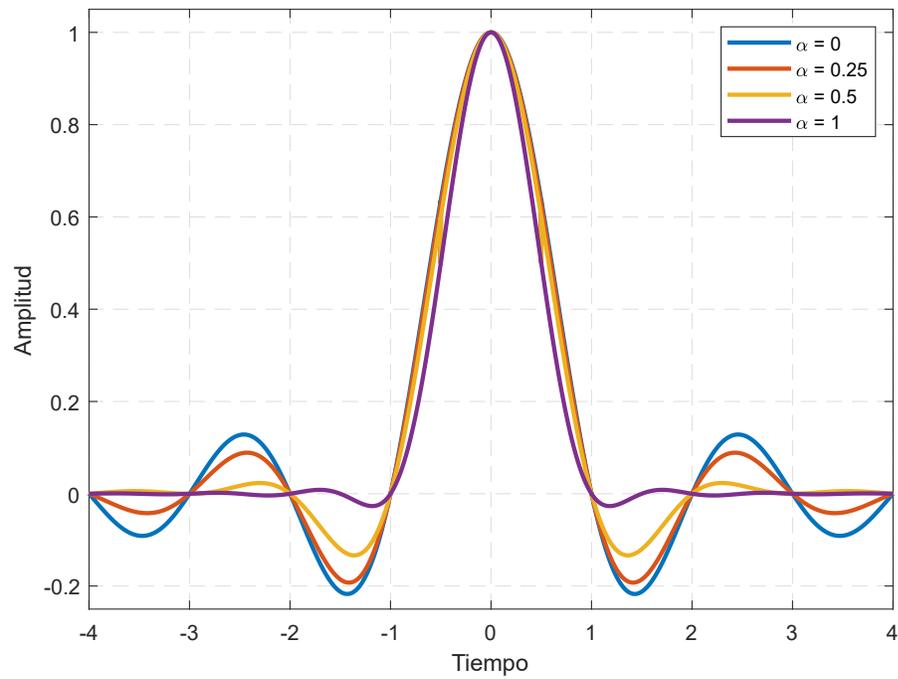


Figura 46. Respuesta al impulso para un filtro coseno alzado con distintos valores de roll-off.

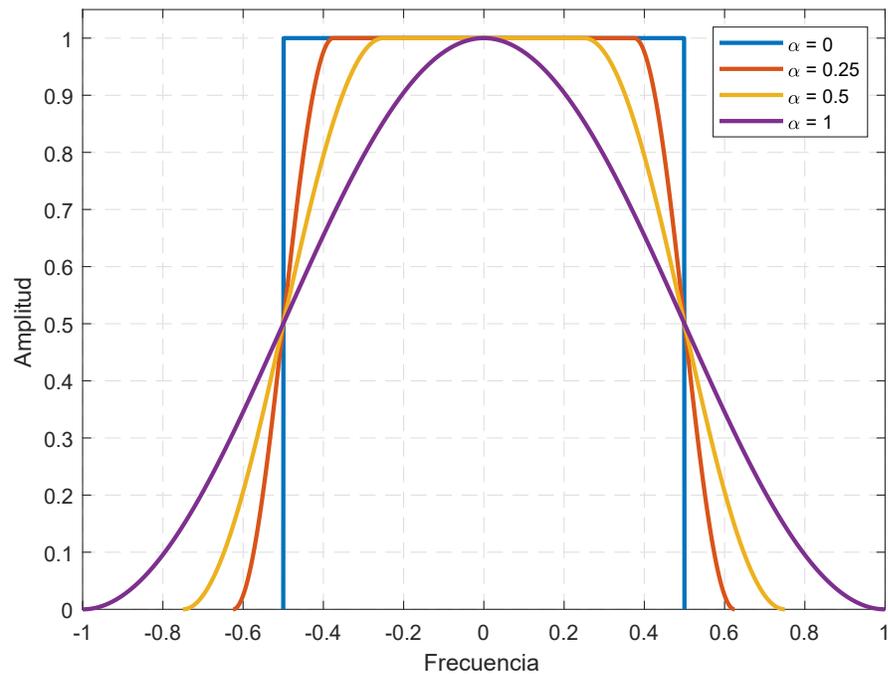


Figura 47. Respuesta en frecuencia para un filtro coseno alzado con distintos valores de roll-off.

5.7. Eficiencia espectral en GFDM

La adición del prefijo cíclico en cualquier esquema multiportadora para eliminar los efectos negativos del canal radio, es una de las principales desventajas debido a la pérdida de eficiencia espectral que implica agregar información redundante al símbolo del esquema de modulación. Es importante notar que mientras OFDM requiere un prefijo cíclico entre cada ranura de tiempo, la forma de onda de GFDM solo hace uso de un prefijo cíclico entre cada bloque de GFDM, que contiene M subsímbolos que se extienden a lo largo de M ranuras de tiempo. Como la longitud del prefijo cíclico es la misma en los dos casos, GFDM consigue una mejor localización temporal, esto a su vez implica una eficiencia espectral mayor comparado con OFDM (Michailow *et al.*, 2014). Para OFDM, la eficiencia espectral de un sistema con K subportadoras y una longitud de prefijo cíclico N_{CP} está dada por:

$$\eta_{OFDM} = \frac{K}{K + N_{CP}} \quad (27)$$

Por el otro lado, la eficiencia espectral de un sistema GFDM con el mismo número de subportadoras y longitud de prefijo cíclico puede expresarse como:

$$\eta_{GFDM} = \frac{KM}{KM + N_{CP}} \quad (28)$$

De manera que la ganancia de eficiencia espectral al utilizar el esquema GFDM puede obtenerse a través de la siguiente relación:

$$\rho = \frac{M(K + N_{CP})}{MK + N_{CP}} \quad (29)$$

En la figura 48 se muestra el comportamiento de la eficiencia espectral contra longitud del prefijo cíclico para un sistema OFDM y un sistema GFDM (A Al-jzari y Kostanic, 2015). Como se ha presentado anteriormente, la utilización de una banda de guarda como el prefijo cíclico, que implica una peor localización temporal, trae consigo una pérdida de eficiencia espectral que está relacionada directamente a la longitud del mismo. En la figura mencionada es posible observar que tanto OFDM como GFDM presentan una pérdida de eficiencia espectral conforme se incrementa la longitud del prefijo cíclico, sin embargo, la utilización de un único prefijo cíclico por cada bloque a

diferencia de utilizar un prefijo cíclico entre cada ranura de tiempo, hace posible que la disminución de la eficiencia espectral en GFDM sea menor en comparación a OFDM.

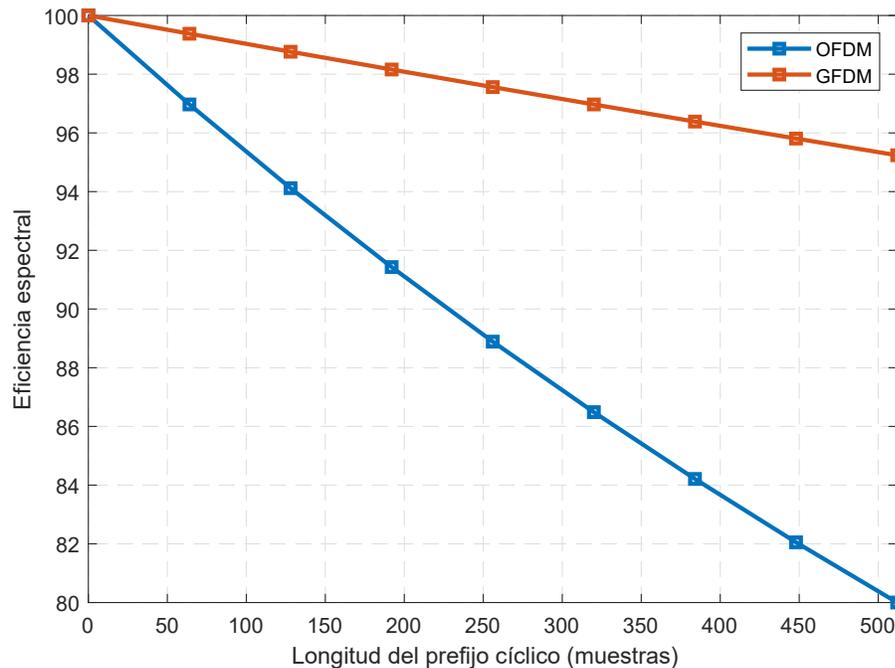


Figura 48. Eficiencia espectral contra longitud del prefijo cíclico para GFDM y OFDM.

5.7.1. Efecto del número de símbolos por bloque en GFDM

Se ha indicado que el caso particular de GFDM cuando $M = 1$ corresponde a un sistema CP-OFDM convencional (Towliat y Asgari Tabatabaee, 2018), por lo cual este presentaría el mismo comportamiento en cuanto a pérdida de eficiencia espectral. En la figura 49 se muestra el comportamiento de la curva de eficiencia espectral contra longitud de prefijo cíclico para distintos valores comunes de M . Es posible observar que, al incrementar el número de símbolos por bloque, se obtiene una pérdida de eficiencia espectral menor para valor más grandes de la longitud del prefijo cíclico, esto debido a que el prefijo cíclico está asignado a más ranuras de tiempo.

5.7.2. Ganancia de eficiencia espectral en GFDM

En la ecuación 29 se presentó una expresión que relaciona la eficiencia espectral de CP-OFDM y de GFDM, dicha relación permite expresar numéricamente la mejora en términos de eficiencia espectral que ofrece la forma de onda de GFDM. Es importante conocer el valor máximo de ganancia de eficiencia espectral que puede obtenerse

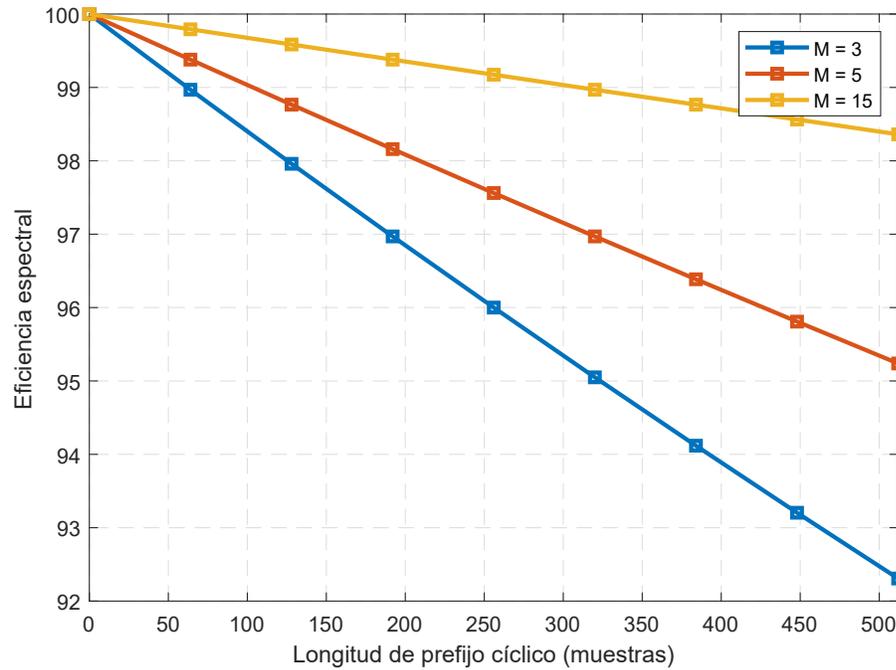


Figura 49. Eficiencia espectral contra longitud de prefijo cíclico para GFDM con distintos valores de subsímbolos M .

al utilizar GFDM en comparación a OFDM. El valor máximo de ganancia de eficiencia espectral se puede expresar de la siguiente manera:

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \frac{M(K + N_{CP})}{MK + N_{CP}} = \frac{K + N_{CP}}{K} \quad (30)$$

de manera que se puede observar que el valor máximo de la ganancia espectral está definido solamente por la relación entre el número de subportadoras y la longitud del prefijo cíclico para un valor de M muy grande.

En la figura 50 se muestra la curva de ganancia de eficiencia espectral contra símbolos por bloque M para un sistema GFDM con $K = 64$, $N_{CP} = 16$ y $M = \{1 : 32\}$. Al evaluar los parámetros del sistema en la expresión de la ganancia máxima de la ecuación 29 se obtienen un valor máximo de 25 %, lo cual se puede observar en la curva, ya que al incrementar el valor de subsímbolos o símbolos por bloque, la ganancia de eficiencia espectral de GFDM frente a OFDM tiende a 25 %. Es importante observar que para valores pequeños de M la ganancia de eficiencia espectral se incrementa más drásticamente entre uno y otro, a diferencia del incremento más lento para valores mayores, lo cual era de esperarse del comportamiento exponencial de la curva.

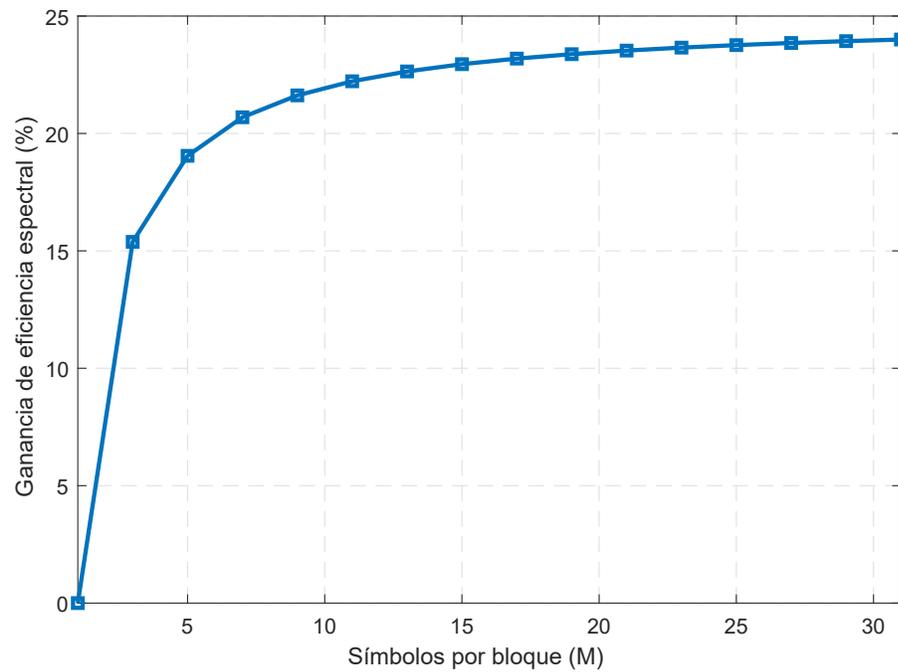


Figura 50. Ganancia de eficiencia espectral de GFDM para distintos valores de subsímbolos M .

5.8. Simulación de prestaciones de GFDM

En esta sección se presentan una serie de simulaciones con el fin de evaluar las prestaciones que ofrecen la forma de onda de Generalized Frequency Division Multiplexing. Se utilizan los mismos parámetros que en OFDM para hacer una comparación adecuada de las prestaciones de ambas formas de onda.

Tabla 7. Parámetros utilizados para la forma de onda de GFDM.

Parameter	Value
Ancho de banda del canal (MHz)	20
Espacio entre subportadoras (kHz)	15
Tamaño de la FFT	2048
Subportadoras utilizadas	1201
Frecuencia de muestreo de la FFT (MHz)	30.72
Índice de las subportadoras utilizadas	-600 to -1, +1 to +600
Longitud de prefijo cíclico (muestras)	160, 144
Número de subsímbolos	15
Periodo de muestreo (ns)	32.55

5.8.1. Desempeño del BER en GFDM

En la figura 51 se muestra la curva del E_b/N_0 contra bit error rate para un sistema GFDM, se realiza una comparación entre el caso teórico el cual corresponde a la curva

del BER de un sistema convencional QPSK de portadora única, y el simulado. Se utilizan los mismos parámetros que para OFDM presentados en la tabla 1. Se muestra que la adición de un bloque de filtrado con un pulso de coseno alzado lleva a un peor desempeño del BER que para otras formas de onda con otro tipo de filtro prototipo, la interferencia entre subportadoras generada por la larga respuesta impulsiva del filtro y la no-ortogonalidad de la forma de onda llevan a un mal desempeño del BER frente al caso teórico.

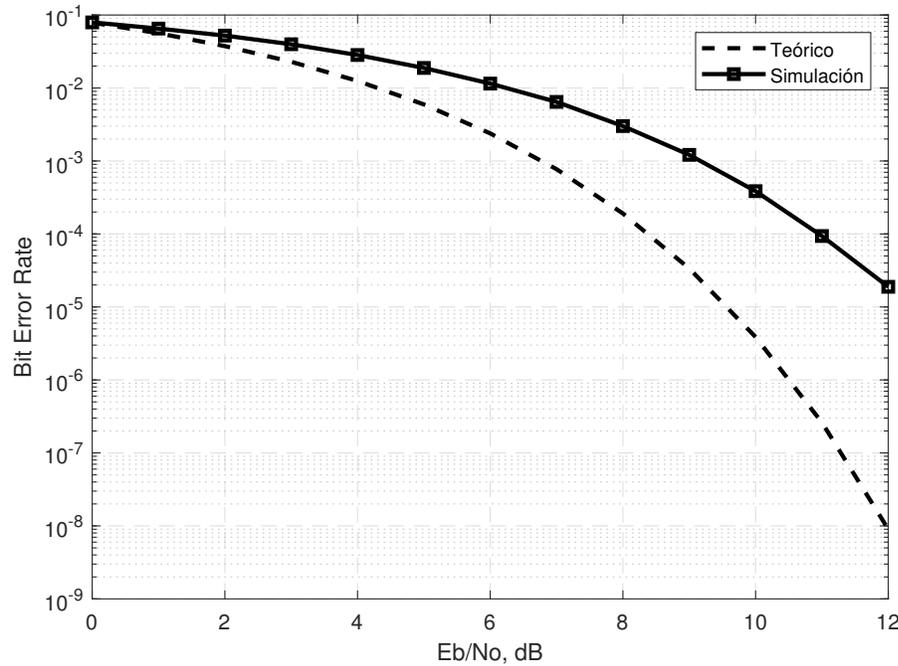


Figura 51. Desempeño del BER para un sistema GFDM.

5.8.2. Efecto del factor de roll-off en la densidad espectral de potencia

En la figura 52 se muestra la densidad espectral de potencia de un sistema GFDM con distintos valores de roll-off α , es posible observar que al incrementar el ancho de banda en exceso α la emisión fuera de banda disminuye esto debido a la corta respuesta impulsiva que presenta un valor de α grande, lo cual implica una interferencia entre símbolos menor.

5.8.3. Efecto del factor de roll-off en el desempeño del BER

En la figura 53 se muestra la curva del E_b/N_0 contra bit error rate para distintos valores de roll-off α del filtro de coseno alzado, se muestra que un menor valor de α

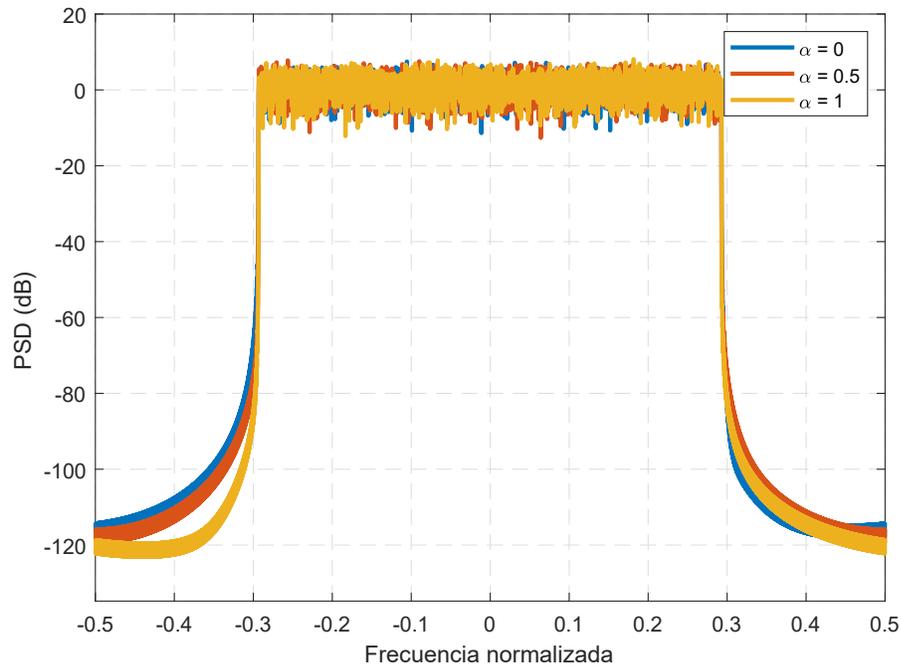


Figura 52. Densidad espectral de potencia de GFDM para distintos valores de roll-off.

presenta un mejor desempeño de la curva del BER, esto debido a que una respuesta mejor contenida en frecuencia ayuda a reducir la interferencia entre subportadoras.

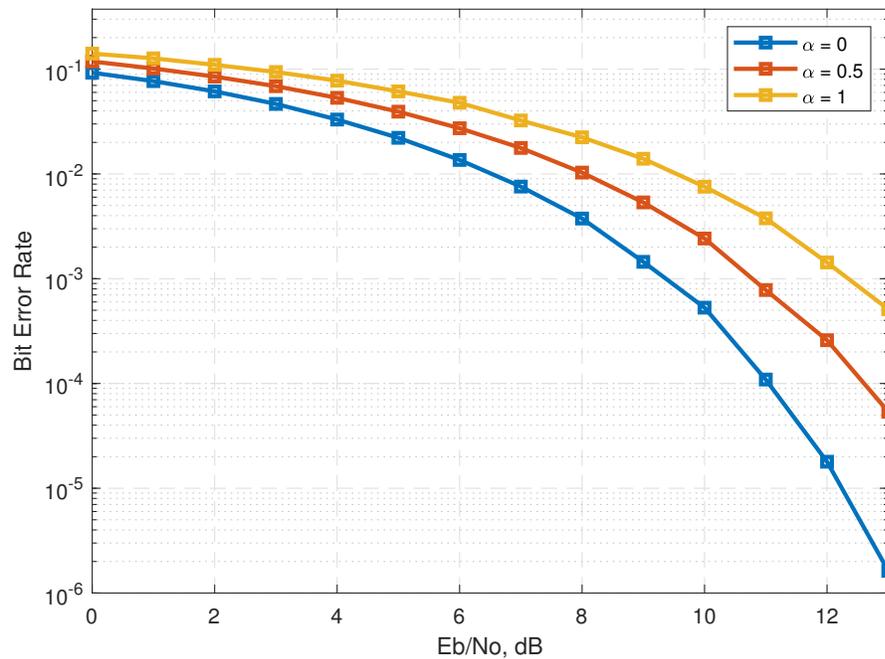


Figura 53. Desempeño del BER en GFDM para distintos valores de roll-off.

5.9. Mejoras en las prestaciones en relación a OFDM

A pesar de que Generalized Frequency Division Multiplexing es una forma de onda no-ortogonal, su implementación parte de OFDM, reestructurando al esquema OFDM como un esquema por bloques con estructuras flexibles y agregando un bloque de filtrado al conjunto de bloques (Kumar y Santosh, 2018). De manera que es importante hacer una comparación entre ambos sistemas. En esta sección se presentan una serie de simulaciones con el fin de remarcar los beneficios de la utilización de una estructura de bloques tiempo-frecuencia en la forma de onda.

5.9.1. Comparación del desempeño del BER entre GFDM y OFDM

En la figura 54 se muestra una comparación entre la curva del BER de GFDM frente a OFDM. Es posible observar que GFDM presenta un desempeño del BER peor que en OFDM. A pesar de que GFDM hace un mejor uso del prefijo cíclico por bloques con su mejora en la eficiencia espectral, la utilización de un filtro con una respuesta impulsiva larga y la no-ortogonalidad de la forma de onda, hacen que la interferencia entre subportadoras (ICI) afecte negativamente a la curva del E_B/N_0 contra BER.

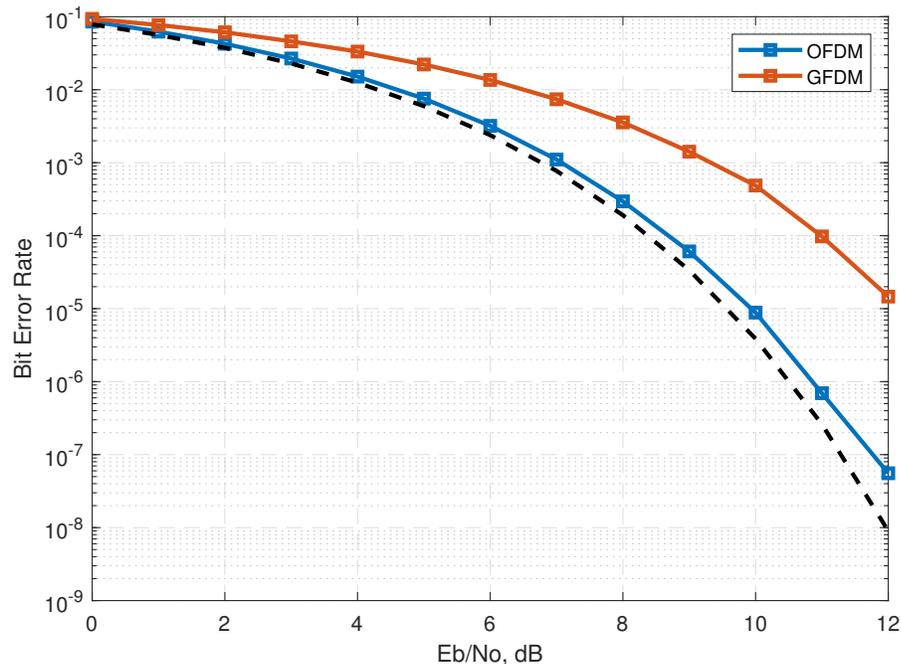


Figura 54. Comparación del desempeño del BER entre GFDM y OFDM.

5.9.2. Comparación de la densidad espectral de potencia de GFDM y OFDM

En la figura 55 se muestra una comparación de la densidad espectral de potencia para GFDM en comparación con OFDM. Es posible observar que GFDM ofrece mejoras en cuanto confinamiento espectral de la forma de una reducción en la emisión fuera de banda, esto es posible gracias a la estructura de bloques de GFDM y la utilización de un filtrado por bloques haciendo uso de un coseno alzado.

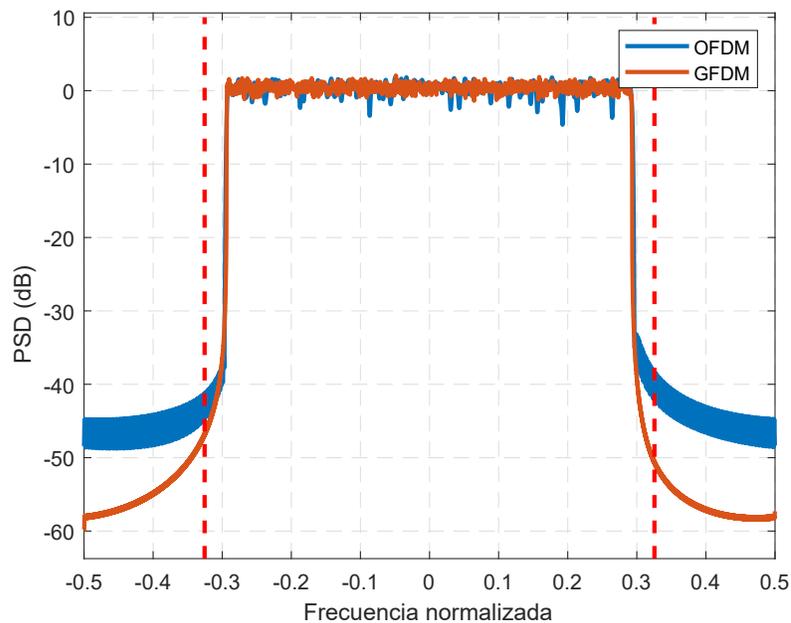


Figura 55. Comparación de la emisión fuera de banda de un sistema GFDM contra OFDM.

5.10. Conclusiones

En esta sección se introdujo el último esquema a analizar en este trabajo de tesis y se analizaron las prestaciones de un sistema GFDM desde el punto de vista de la forma de onda. Se definieron las características principales y las desventajas de la no-ortogonalidad en comparación a los esquemas vistos en los capítulos anteriores, se definió un modelo matemático partiendo de OFDM y algunas técnicas para mejorar el desempeño de la forma de onda como la convolución circular. También, se hizo un análisis de las características y una justificación de la utilización del filtro de coseno alzado en GFDM.

El análisis de la eficiencia espectral de GFDM permitió realizar una comparación directa con la expresión presentada en el capítulo 2 que definía la pérdida de eficiencia

espectral, dicha comparación a su vez, permitió obtener una expresión que define la ganancia de eficiencia espectral de GFDM frente a OFDM en función del número de bloques y de la duración del prefijo cíclico. Finalmente, con base a la expresión obtenida, se logró generar una expresión que permite obtener la ganancia de eficiencia espectral máxima para GFDM la cual está relacionada con parámetros básicos como el número de subportadoras utilizadas y la duración del prefijo cíclico.

Posteriormente se analizaron prestaciones importantes del desempeño de GFDM como lo son la curva del BER y la emisión fuera de banda, se pudo observar un fuerte compromiso entre el parámetro que caracteriza al filtro de coseno alzado α y las prestaciones de la forma de onda, dejando claro que solo es posible obtener un mejor desempeño del BER sacrificando en cambio el confinamiento espectral de la transmisión de GFDM. El esquema de GFDM como esquema no-ortogonal, presenta un acercamiento distinto en la forma en la que se realiza la generación de símbolos con base a una estructura tiempo-frecuencia flexible y el proceso de filtrado respecto a FBMC y UFMC.

Capítulo 6. Conclusiones y trabajo futuro

En este capítulo se muestra una comparación entre las distintas formas de ondas presentadas en el desarrollo del trabajo de tesis. También se presentan las conclusiones generales contrastando los resultados de la comparación y las aportaciones del trabajo realizado. Finalmente, se hacen algunas recomendaciones para el trabajo futuro en esta línea de investigación.

6.1. Comparación de formas de onda ortogonales y no-ortogonales

En esta sección se hace una comparación de las distintas formas de onda que se han presentado a lo largo de este trabajo de tesis. Se realiza un análisis y comparación cuantitativo de los esquemas CP-OFDM, FBMC, UFMC y GFDM a través de las características y prestaciones claves que son necesarias para satisfacer los requerimientos y elegir un candidato de forma de onda para la quinta generación de comunicaciones móviles. Aunque hay distintas características que permiten medir el desempeño de las distintas formas de onda, el análisis que se presentará a continuación se centra en la perspectiva del desempeño del E_b/N_0 bit error rate y la eficiencia espectral.

6.1.1. Comparación del desempeño del BER para las distintas formas de onda

En la figura 56 se muestra una comparación de la curva del E_b/N_0 contra bit error rate (BER) para las distintas formas de onda. Es posible observar que OFDM es la que ofrece el mejor desempeño del BER a pesar de que requiere de la adición de una banda de guarda temporal como lo es el prefijo cíclico. La simplicidad en el transmisor y el receptor de OFDM hace posible que el desempeño del BER no se vea afectado por el procesamiento de la forma de onda.

Posteriormente se observan FBMC y UFMC que presentan una curva del BER casi idéntica, a pesar de que estos dos esquemas no requieren la utilización de un prefijo cíclico, se observa un deterioro en la curva del BER para estas dos formas de onda, principalmente se atribuye este deterioro de las prestaciones a la adición del bloque de filtrado (banco de filtro para FBMC y filtrado de subbanda para UFMC), siendo

responsable de causar interferencia entre subportadoras que se traduce en un peor desempeño del BER.

Finalmente se observa que la forma de onda que presenta un peor desempeño en cuanto a la curva del E_b/N_0 contra el BER es GFDM. A pesar de que el prefijo cíclico se ve reducido en comparación con OFDM, no es suficiente para poder contrarrestar los efectos negativos sobre el desempeño del BER del bloque de filtrado y la no-ortogonalidad de la forma de onda que implica un incremento en la interferencia entre subportadoras.

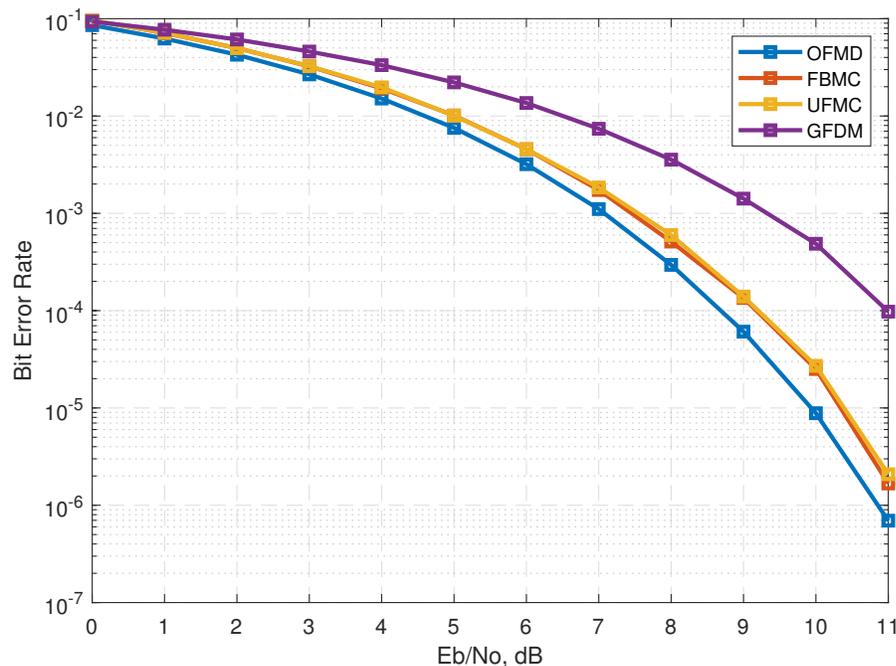


Figura 56. Comparación del desempeño del BER para OFDM, FBMC, UFMC y GFDM.

6.1.2. Comparación de la densidad espectral de potencia para las distintas formas de onda

En la figura 57 se muestra una comparación de la densidad espectral de potencia para las distintas formas de onda presentadas. Una buena localización o confinamiento espectral es una característica clave para habilitar algunas de las aplicaciones de la 5G, de manera que es necesario realizar una comparación entre los espectros de transmisión de los distintos esquemas haciendo un enfoque principal en la emisión fuera de banda (OOB emission). Es posible observar que OFDM es la forma de onda que presenta un peor confinamiento espectral, esto viene dado por la utilización de un

pulso de ventana rectangular en el tiempo que es una función sinc en frecuencia con unos lóbulos laterales muy grandes y que decaen lentamente, esto provoca que el espectro de OFDM herede dichas características y finalmente presente una alta emisión fuera de banda.

Posteriormente se observa que la forma de onda con la siguiente emisión fuera de banda es la de GFDM. La utilización de una estructura de bloques tiempo-frecuencia lo cual lleva a poder utilizar un prefijo cíclico menor, y el uso de un filtrado por bloques con un pulso de coseno alzado, logra que GFDM reduzca la emisión fuera de banda en comparación a OFDM. El nivel de lóbulos laterales disminuye más rápidamente y lo hacen a un valor más bajo, además presenta una banda de transición corta, lo cual permite tener espectros contiguos más cercanos.

Más abajo de GFDM se observa el espectro de UPMC. La utilización de un filtrado de subbandas flexibles usando un filtro basado en coeficientes de Dolph-Chebyshev llevan a un comportamiento adecuado en cuanto emisión fuera de banda, se observa que los lóbulos laterales decrecen a un valor más alto, sin embargo, la banda de transición tiene una mayor duración en comparación a los espectros presentados anteriormente, lo cual podría presentar inconvenientes en espectros contiguos.

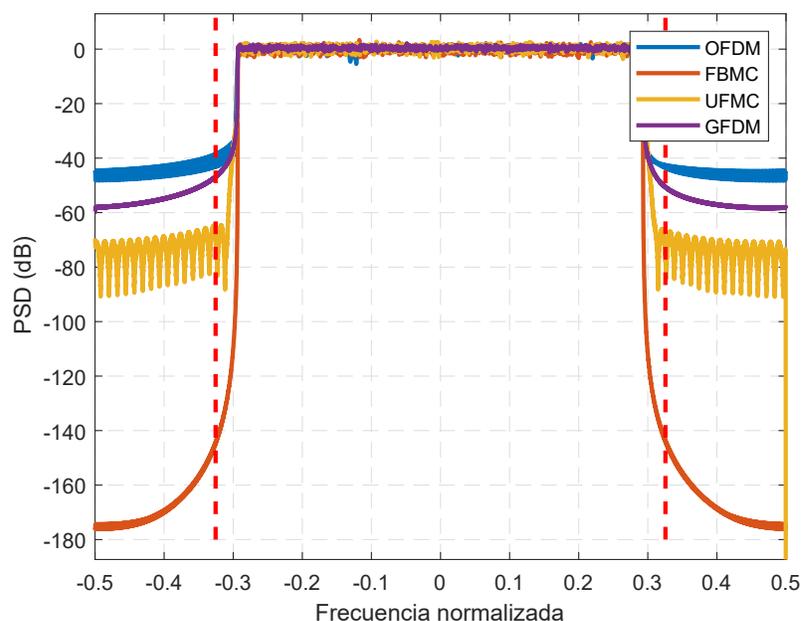


Figura 57. Comparación de la emisión fuera de banda para OFDM, FBMC, UPMC y GFDM.

Finalmente, la forma de onda que presenta una disminución mayor en cuanto a

emisión fuera de banda es la de FBMC. Se puede observar una mejora drástica con respecto al espectro de OFDM, dicha mejora viene de la utilización de un filtrado por subportadoras con un filtro prototipo de un alto orden, lo cual permite tener atenuaciones en la banda de rechazo significativamente mayores al costo de un incremento en la complejidad computacional del esquema.

6.1.3. Resumen de las prestaciones de las forma de onda

En la tabla 8 se presenta un resumen de las características claves que definen cada forma de onda desde la perspectiva de los requerimientos de la 5G.

Tabla 8. Resumen de las prestaciones de las formas de onda.

Forma de onda	Ventajas	Desventajas
CP-OFDM	<ul style="list-style-type: none"> ■ Asignación tiempo-frecuencia flexible ■ Fácil integración con MIMO 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Alta emisión fuera de banda ■ Reducción de eficiencia espectral al utilizar CP
FBMC	<ul style="list-style-type: none"> ■ Mejor localización en frecuencia al utilizar el banco de filtros ■ No requiere de prefijo cíclico 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Alta complejidad del transceptor debido a OQAM ■ Limitado a complejidad en el dominio real (dificultad con MIMO)
UFMC	<ul style="list-style-type: none"> ■ Mejor flexibilidad tiempo-frecuencia al utilizar filtrado de subbandas ■ Prestaciones del filtro adecuadas con pocos coeficientes 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Mayor complejidad del transceptor ■ Sujeto a ISI en canales altamente dispersivos
GFDM	<ul style="list-style-type: none"> ■ Estructura tiempo-frecuencia altamente flexible ■ Un único prefijo cíclico por estructura a diferencia de por símbolos como en OFDM 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Diseño del filtro y receptor complejos para evitar la ISI/ISI ■ Mayor latencia debido al procesado por bloques

6.1.4. Comparación de las prestaciones de las formas de onda

En la tabla 9 se muestra una tabla comparativa de las características y prestaciones que definen a cada forma de onda.

Tabla 9. Comparación de las prestaciones de las formas de onda.

	CP-OFDM	FBMC	UFMC	GFDM
Tamaño de FFT	2048	4096	4096	M x 2048
Tipo de filtro	-	PHYDYAS	Chebyshev-W	Coseno Alzado
Longitud del filtro	-	8192	13-243	2 x M
Tipo de filtrado	-	Subportadora	Subbanda	Estructura MK
Receptor	-	LMMSE	ZF	MF
Ortogonalidad	Compleja	Real	Compleja	-
Prefijo cíclico	Por símbolo	-	-	Por estructura MK
Emisión fuera de banda (dB)	-43.2	-171.7	-71.1	-58.8
E_b/N_0 (dB)	10.5	11.0	11.1	13.5

6.2. Conclusiones

En la sección final de este capítulo se realizó una comparación de las distintas formas de onda ortogonales y no-ortogonales presentadas en este trabajo de tesis, se realizó una comparación del desempeño y las prestaciones teniendo como enfoque las mejoras que permitirán habilitar las aplicaciones de la 5G.

Durante el desarrollo de este trabajo de investigación, fue posible analizar y caracterizar las prestaciones de las principales formas de onda propuestas para la quinta generación de comunicaciones móviles a través de modelado y simulación numérica. Se realizó un análisis de las características clave que requiere la nueva forma de onda para la 5G, siendo estos puntos clave: la emisión fuera de banda, el desempeño del E_b/N_0 contra BER y la eficiencia espectral. La primera forma de onda analizada fue OFDM dado su relevancia en el contexto de comunicaciones móviles actuales y la mejora significativa en sus prestaciones respecto a formas de onda de una sola portadora. Fue posible observar los alcances y limitaciones de la forma de onda de OFDM y con esto, notar la necesidad de buscar nuevas formas de onda para unos requerimientos tan ambiciosos como son los de la 5G.

Para observar un comportamiento más preciso de la forma de onda de OFDM, en este trabajo de tesis se generó un nuevo modelo matemático que relaciona el SNR con-

tra el E_b/N_0 tomando como parámetros las características claves de la forma de onda como lo son la longitud de prefijo cíclico, el número de subportadoras utilizados entre otros. Este nuevo modelo matemático se puso a prueba en escenarios con modelos de canal inalámbrico estándar. Al observar el desempeño del BER para distintos escenarios, se propuso una longitud de prefijo cíclico óptima con relación al delay spread RMS del canal, parámetro que no se considera en la implementación de LTE actual, con lo cual fue posible reducir la longitud del prefijo cíclico de manera significativa dependiendo del escenario, logrando así, una reducción en la emisión fuera de banda y un mejor aprovechamiento espectral. La reducción en la emisión fuera de banda se obtuvo a través de simulaciones del modelo de OFDM con prefijo cíclico óptimo, con lo cual se obtuvo una relación directa entre la duración del prefijo cíclico y la emisión fuera de banda promedio.

Al realizar la implementación de FBMC y UFMC se comprobó como al agregar un bloque de filtrado a OFDM era posible reducir la emisión fuera de banda de una manera drástica para el caso de FBMC y de forma significativa para UFMC. También el poder prescindir de un prefijo cíclico brindó a las formas de onda una mejor localización temporal, y con esto, un mejor aprovechamiento o eficiencia espectral. La flexibilidad en frecuencia producto de un acercamiento de filtrado por subbandas o subportadoras, viene al costo de un incremento de complejidad en el transceptor del sistema de comunicaciones, de manera que debe existir un compromiso entre las características deseadas de transmisión y la complejidad de procesamiento de la forma de onda.

En contraste a las formas de onda ortogonales que se habían analizado, GFDM permitió observar las características de una forma de onda no-ortogonal. A pesar de la alta interferencia entre símbolos e interferencia entre subportadoras presente en GFDM dado la no ortogonalidad de la misma forma de onda, fue posible observar mejoras significativas en cuando a la emisión fuera de banda, esto de la mano de la utilización de un filtro de coseno alzado. Otro punto importante a considerar es la flexibilidad en la estructura tiempo-frecuencia de GFDM para poder lograr satisfacer las características de la mayoría de las aplicaciones de la 5G. En el desarrollo de este trabajo de tesis se desarrolló una expresión que permite obtener la ganancia de eficiencia espectral respecto a OFDM para un sistema GFDM de características dadas. Se encontró que la máxima ganancia de GFDM frente a OFDM se encuentra al incrementar el número de

subsímbolos de manera que la relación de la ganancia se puede expresar simplemente en la longitud del prefijo cíclico y el número de subportadoras.

En todas las formas de onda propuestas a excepción de OFDM, fue posible observar como el diseño en tiempo y frecuencia es una característica clave para obtener un desempeño adecuado de la forma de onda; existe un compromiso entre la longitud del filtro, la complejidad de la implementación del proceso de filtrado (subportadora, subbanda o estructura tiempo frecuencia) y el desempeño del filtro en cuanto reducción de la emisión fuera de banda. También, fue posible observar que al agregar más bloques funcionales como el proceso de filtrado y ecualizadores más complejos degradan el desempeño del BER de la forma de onda esto debido a la interferencia entre símbolos e interferencia entre subportadoras producto de la pérdida de ortogonalidad de los bloques.

6.3. Trabajo a futuro

Para cumplir con los desafiantes objetivos de las redes 5G, se han estudiado nuevas formas de onda con mejoras en las prestaciones en cuanto a emisión fuera de banda y eficiencia espectral. La forma de onda de UFMC presenta una flexibilidad en frecuencia importante, que permite aprovechar de mejor forma el espectro disponible y ajustar las características de transmisión para la aplicación específica. Además, al ajustar los parámetros de la forma de onda es posible obtener a partir de UFMC las formas de onda de OFDM y f-OFDM por lo cual asegura la compatibilidad con las formas de onda de la generación anterior. A continuación se presentan una serie de recomendaciones para trabajos relacionados a la nueva forma de onda para la quinta generación de comunicaciones móviles:

- Analizar la estructura de subbandas con cantidad de subportadoras no simétricas para observar la flexibilidad de la forma de onda de UFMC.
- Implementar otro tipo de filtro con distintas características en frecuencia para mejorar las prestaciones y la localización frecuencial de la forma de onda de UFMC.
- Utilizar un ecualizador más complejo para eliminar en mayor medida las interferencias entre subbandas y entre subportadoras de UFMC producto del tipo de

filtro utilizado y mejorar el desempeño del BER.

- Implementar esquemas convencionales MIMO sobre un sistema UFMC para mejorar la eficiencia espectral de la forma de onda, pensando en la futura utilización de MIMO masivo en 5G.

Literatura citada

- A Al-jzari, A. y Kostanic, I. (2015). Effect of variable cyclic prefix length on ofdm system performance over different wireless channel models. *Universal Journal of Communications and Network*, pp. 7–14.
- Al-Falahy, N. y Alani, O. (2018). Improved capacity and fairness of massive machine type communications in millimetre wave 5g network. *Computers*, p. 16.
- Antoniou, A. (2018). *Digital filters : analysis, design, and signal processing applications*. Mcgraw-Hill.
- Athaudage, C. y Jayalath, A. (2004). Delay-spread estimation using cyclic-prefix in wireless ofdm systems. *IEE Proceedings - Communications*, p. 559.
- Baltar, L., Waldhauser, D., y Nossek, J. (2009). Mmse equalization of fbmc systems with forward error correction institute for circuit theory and signal processing.
- Bazin, A. (2019). *Massive MIMO for 5G Scenarios with OFDM and FBMC/OQAM Waveforms*. Tesis de doctorado, L'INSA Rennes.
- Chen, M. G. (2011). Design a fir filter using window function. *Applied Mechanics and Materials*, pp. 435–438.
- Cox, C. (2012). *An introduction to LTE : LTE, LTE-advanced, SAE, and 4G mobile communications*. Wiley.
- Da Costa, D. B., Duong, T. Q., Ding, Z., Wang, H.-M., Tourki, K., y Al-Dhahir, N. (2018). Ieee access special section editorial: Non-orthogonal multiple access for 5g systems. *IEEE Access*, pp. 79280–79284.
- Ding, Z., Lei, X., Karagiannidis, G. K., Schober, R., Yuan, J., y Bhargava, V. K. (2017). A survey on non-orthogonal multiple access for 5g networks: Research challenges and future trends. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, pp. 2181–2195.
- Doré, J.-B., Berg, V., Cassiau, N., y Ktéas, D. (2014). Fbmc receiver for multi-user asynchronous transmission on fragmented spectrum. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, pp. 5–8.
- Doré, J.-B., Gerzaguet, R., Cassiau, N., y Ktenas, D. (2017). Waveform contenders for 5g: Description, analysis and comparison. *Physical Communication*, pp. 46–61.
- Duan, S., Yu, X., y Wang, R. (2017). Performance analysis on filter parameters and sub-bands distribution of universal filtered multi-carrier. *Wireless Personal Communications*, pp. 2359–2375.
- Farhang-Boroujeny, B. (2011). Ofdm versus filter bank multicarrier. *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 92–112.
- Gerzaguet, R., Bartzoudis, N., Baltar, L. G., Berg, V., Doré, J.-B., Ktéas, D., Font-Bach, O., Mestre, X., Payaró, M., Färber, M., y Roth, K. (2017). The 5g candidate waveform race: a comparison of complexity and performance. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*.
- Guo, Z., Liu, Q., Zhang, W., y Wang, S. (2020). Low complexity implementation of universal filtered multi-carrier transmitter. *IEEE Access*, pp. 24799–24807.

- Huang, Y. y Su, B. (2018). Circularly pulse-shaped precoding for ofdm: A new waveform and its optimization design for 5g new radio. *IEEE Access*, pp. 44129–44146.
- Ihalainen, T., Viholainen, A., Stitz, T. H., y Renfors, M. (2010). Generation of filter bank-based multicarrier waveform using partial synthesis and time domain interpolation. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, pp. 1767–1778.
- Javaudin, J.-P., Lacroix, D., y Rouxel, A. (1988). Pilot-aided channel estimation for ofdm/oqam omega home network view project ofdm/oqam for cellular cs view project pilot-aided channel estimation for ofdm/oqam. *IEEE 38th*.
- Jose, F. K., Lolis, L. H., Mafra, S. B., y Ribeiro, E. P. (2018). Spectral efficiency analysis in massive mimo using fbmc-oqam modulation. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, pp. 604–618.
- Kumar, A. y Santosh, S. (2018). Gfdm for next generation wireless communication system. *International Journal of Students' Research in Technology & Management*, pp. 60–69.
- Kumar, A., Bharti, S., y Gupta, M. (2019). Fbmc vs. ofdm: 5g mobile communication system. *International Journal of Systems, Control and Communications*, p. 250.
- Lai, L.-f. y Zhang, Z.-y. (2004). A novel ofdm transmission scheme with length-adaptive cyclic prefix. *Journal of Zhejiang University SCIENCE*, pp. 1336–1342.
- Lee, J., Lou, H.-L., Toumpakaris, D., y Cioffi, J. (2006). Snr analysis of ofdm systems in the presence of carrier frequency offset for fading channels. *IEEE Transactions on wireless communications*.
- Lien, S.-Y., Shieh, S.-L., Huang, Y., Su, B., Hsu, Y.-L., y Wei, H.-Y. (2017). 5g new radio: Waveform, frame structure, multiple access, and initial access. *IEEE Communications Magazine*, pp. 64–71.
- Lynch, P. (1997). The dolph–chebyshev window: A simple optimal filter. *Monthly Weather Review*, pp. 655–660.
- Medjahdi, Y., Traverso, S., Gerzaguet, R., Shaiek, H., Zayani, R., Demmer, D., Zakaria, R., Dore, J.-B., Ben Mabrouk, M., Le Ruyet, D., Louet, Y., y Roviras, D. (2017). On the road to 5g: Comparative study of physical layer in mtc context. *IEEE Access*, pp. 26556–26581.
- Michailow, N., Matthe, M., Gaspar, I. S., Caldevilla, A. N., Mendes, L. L., Festag, A., y Fettweis, G. (2014). Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks. *IEEE Transactions on Communications*, pp. 3045–3061.
- Proakis, J. G. y Salehi, M. (2001). *Communication systems engineering*.. Prentice-Hall.
- Rappaport, T. S. (2001). *Wireless communications*. Prentice Hall Ptr.
- Rom, C., Sørensen, T., Mogensen, P., y Vejlgard, B. (2005). Impact of cyclic prefix length on ofdm system capacity.
- Roy, A. y Doherty, J. (2011). Raised cosine filter-based empirical mode decomposition. *IET Signal Processing*, p. 121.

- Siohan, P., Siclet, C., y Lacaille, N. (2002). Analysis and design of ofdm/oqam systems based on filterbank theory. *IEEE Transactions on Signal Processing*, pp. 1170–1183.
- Sklar, B. y Saddle, P. H. U. (2016). *Digital communications : fundamentals and applications*. Prentice Hall Ptr.
- Towliat, M. y Asgari Tabatabaee, S. M. J. (2018). Gfdm interference mitigation without noise enhancement. *IEEE Communications Letters*, pp. 1042–1045.
- Vishnoi, R., Gaur, S., y Verma, A. (2018). An overview of various waveform contenders based on ofdm for 5g communication. *International Journal of Trend in Scientific Research and Development*, pp. 2462–2467.
- Wang, P., Xiao, J., y Ping, L. (2006). Correction to "comparison of orthogonal and non-orthogonal approaches to future wireless cellular systems". *IEEE Vehicular Technology Magazine*, pp. 42–42.
- Wang, Z., Mei, L., Wang, X., y Zhang, N. (2017). Bit error rate analysis of generalised frequency division multiplexing with weighted-type fractional fourier transform precoding. *IET Communications*, pp. 916–924.
- Wen, J., Hua, J., Lu, W., Zhang, Y., y Wang, D. (2018). Design of waveform shaping filter in the ufmc system. *IEEE Access*, pp. 32300–32309.
- Xia, X.-G. (1997). A family of pulse-shaping filters with isi-free matched and unmatched filter properties. *IEEE Transactions on Communications*, pp. 1157–1158.
- Yang, J., Qiao, G., Hu, Q., Zhang, J., y Du, G. (2020). A dual channel medium access control (mac) protocol for underwater acoustic sensor networks based on directional antenna. *Symmetry*, p. 878.
- Yu, H., Lee, H., y Jeon, H. (2017). What is 5g? emerging 5g mobile services and network requirements. *Sustainability*, p. 1848.
- Zhang, X., Chen, L., Qiu, J., y Abdoli, J. (2016). On the waveform for 5g. *IEEE Communications Magazine*, pp. 74–80.