

**PROPUESTA PARA EL USO DE FBMC EN EL ENLACE DE  
SUBIDA DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN  
INALÁMBRICO MULTIPUNTO A PUNTO**

**Elkin Augusto Ospina Martínez**



UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA  
POSTGRADOS ESCUELA DE INGENIERÍAS  
MAESTRÍA EN INGENIERÍA  
MEDELLÍN  
2015

# PROPUESTA PARA EL USO DE FBMC EN EL ENLACE DE SUBIDA DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICO MULTIPUNTO A PUNTO

**Elkin Augusto Ospina Martínez**

Trabajo de grado para optar al título de Maestría en Ingeniería Área Telecomunicaciones

Director

Leonardo Betancur Agudelo, PhD



UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA  
POSTGRADOS ESCUELA DE INGENIERÍAS  
MAESTRÍA EN INGENIERÍA  
MEDELLÍN  
2015

## NOTA DE ACEPTACIÓN

---

---

---

---

---

Presidente del Jurado

---

Jurado

---

Jurado

Febrero de 2015

”Declaro que este trabajo de grado no ha sido presentado para optar a un título, ya sea en igual forma o con variaciones, en esta o cualquier otra universidad”. Art 82 Régimen Discente de Formación Avanzada.

“A ”

*Mi familia...*

# Agradecimientos

Gracias a . . .

Edatel, por el apoyo económico que me dieron para la financiación parcial de estos estudios; a las personas que me inspiraron y animaron para hacer esta Maestría; a mis compañeros de trabajo por sus conceptos desinteresados que, en no pocas ocasiones, me sirvieron como orientación para escoger el camino correcto; a los compañeros de estudio, con los que sostuve discusiones muy interesantes y productivas; a los profesores de la Universidad por su orientación y disposición permanente; y a mi familia, por su paciencia y entendimiento durante todos estos meses.

# Tabla de contenido

Tabla de contenido	VIII
Listado de figuras	VIII
Resumen	XI
<b>1. Estado de arte</b>	<b>1</b>
1.1. Conceptos básicos sobre banco de filtros . . . . .	1
1.1.1. Submuestreo y sobremuestreo . . . . .	2
1.1.2. El componente $k$ –ésimo de un banco de filtros . . . . .	4
1.1.3. Reconstrucción perfecta de un banco de filtros de M canales . . . . .	7
1.1.4. Descomposición polifásica . . . . .	8
1.2. Banco de filtros DFT uniforme . . . . .	9
1.3. El filtro en FBMC . . . . .	11
1.4. El filtro <i>PHYDYAS</i> . . . . .	14
<b>2. Comparación entre FBMC y OFDM</b>	<b>16</b>
2.1. Consideraciones iniciales . . . . .	16
2.2. Complejidad computacional . . . . .	17
2.3. Filtrado y sincronización . . . . .	21
2.4. Campos de aplicación . . . . .	25
<b>3. FBMC en un sistema multipunto a punto</b>	<b>27</b>
3.1. Single Carrier FDMA . . . . .	27

3.2. Adaptación de SC-FDMA a FBMC . . . . .	29
<b>4. Asignación de recursos con FBMC</b>	<b>31</b>
4.1. IFDMA y LFDMA . . . . .	32
4.2. Distribución de subportadoras en SC-FBMC . . . . .	33
4.3. Algoritmo para asignación de recursos . . . . .	33
<b>5. Simulación de FBMC en un sistema multipunto a punto</b>	<b>35</b>
5.1. Condiciones de la simulación . . . . .	35
5.2. La gráfica de espectro . . . . .	36
5.3. Probabilidad de error . . . . .	38
5.4. La PAPR . . . . .	39
<b>6. Conclusiones</b>	<b>40</b>
<b>Bibliografía</b>	<b>45</b>

# Listado de figuras

1.1. Banco de filtros de $M$ canales. . . . .	2
1.2. Componente $k$ –ésimo de un banco de filtros típico. . . . .	3
1.3. Señal original antes de diezmar. . . . .	3
1.4. Resultado de diezmar por $N = 2$ la señal de la figura ?? . . . . .	4
1.5. Banco de filtros DFT. . . . .	10
1.6. Función $\text{sinc}(z)$ . . . . .	13
1.7. Respuesta en frecuencia del filtro <i>PHYDYAS</i> . . . . .	14
2.1. Comparación de la complejidad de OFDM y FBMC. . . . .	19
2.2. Comparación de la complejidad de OFDM y FBMC multiusuario con 32 usuarios y el número de portadoras variable. . . . .	20
2.3. Comparación de la complejidad de OFDM y FBMC multiusuario con 1024 portadoras y un número variable de usuarios. . . . .	21
2.4. Pulso en OFDM. . . . .	22
2.5. Transmisión OFDM/FBMC no sincronizada. . . . .	23
3.1. Descripción esquemática de la operación de SC-FDMA. . . . .	28
3.2. Sistema SC-FDMA. . . . .	29
3.3. Sistema SC-FBMC ( <i>Single Carrier FBMC</i> ). . . . .	30
4.1. Esquemas de los métodos de distribución de las portadoras. . . . .	31
4.2. Métodos de distribución de las portadoras. . . . .	32
5.1. Espectro de OQAM/IFDMA. . . . .	36

*LISTADO DE FIGURAS*

x

5.2. Espectro de OQAM/LFDMA. . . . .	37
5.3. Espectro de OQAM/OFDMA. . . . .	38
5.4. Probabilidad de error. . . . .	39

# Resumen

Las modulaciones de portadoras múltiples (*MC*) se han convertido en las tecnologías de transmisión más empleadas en los sistemas de comunicaciones de uso más extendido como DSL (*Digital Subscriber Line*), WLAN (*Wireless Local Area Network*), LTE (*Long Term Evolution*) o DVB-T (*Digital Video Broadcasting - Terrestrial*) [?].

Entre las modulaciones de portadoras múltiples, OFDM es la más destacada y la que más se utiliza; esto se debe, entre otras razones, a su relativa simplicidad, que se basa en la ortogonalidad entre sus portadoras. Sin embargo, debido a que OFDM necesita adicionar el prefijo cíclico (CP, *Cyclic Prefix*) para compensar la dispersión de retardo del canal [?], se reduce el desempeño efectivo de la transmisión y se desperdicia potencia.

Esta situación de una transmisión no óptima con OFDM se vuelve crítica frente a la tendencia mostrada por los estudios que señalan un incremento considerable en el tráfico móvil [?] y que pone de presente la necesidad de conseguir más recursos para las comunicaciones inalámbricas, tarea que no es sencilla. Lo anterior se evidencia en que, a pesar que la UIT-R recomendó que para el 2015 deberían asignarse 1.300 MHz de espectro electromagnético para el desarrollo de IMT-2000 e IMT-Advanced [?], ningún país ha alcanzado esa meta y, por lo menos en el caso de Latinoamérica, no se ha llegado siquiera al 40 % de esa meta [?]. De aquí se deriva que la opción más práctica e inmediata es emplear soluciones tecnológicas que permitan una utilización más óptima de los recursos disponibles.

FBMC (*Filter Bank Multicarrier*) es una de las tecnologías propuestas que ha mostrado que puede mejorar las limitaciones de OFDM, pues no necesita un CP. La tecnología de FBMC introduce una etapa de filtrado previa que reduce las fugas de frecuencia entre bandas y puede satisfacer características espectrales más exigentes, minimizando la interferencia entre símbolos (ISI, *inter-symbol interference*) y la interferencia entre canales (ICI, *inter-carrier interference*); a su vez, estas características también han llevado a que FBMC se proponga

en los enlaces de subida de las redes multipunto a punto. En contraprestación, comparada con OFDM, FBMC introduce más complejidad al sistema.

La etapa de filtrado que se agrega en FBMC, con la que se consigue una mejor selectividad de las subportadoras, también permite que esta tecnología resulte apropiada para utilizarla en redes de Radios Cognoscitivas (CR), que usualmente están compuestas por redes heterogéneas (en las que se pueden encontrar redes de diferentes tecnologías, como 2G, 3G, 4G, WLAN, WiMAX, etc.).

Este trabajo hace un estudio de los aspectos más relevantes de la tecnología FBMC, al igual que una comparación con OFDM para, finalmente, proponer a FBMC como tecnología para los enlaces de subida en redes multipunto a punto.

# Capítulo 1

## Estado de arte

### 1.1. Conceptos básicos sobre banco de filtros

Un banco de filtros puede definirse como un conjunto de filtros digitales, con una entrada común, que es descompuesta espectralmente o una salida común, que es compuesta espectralmente.

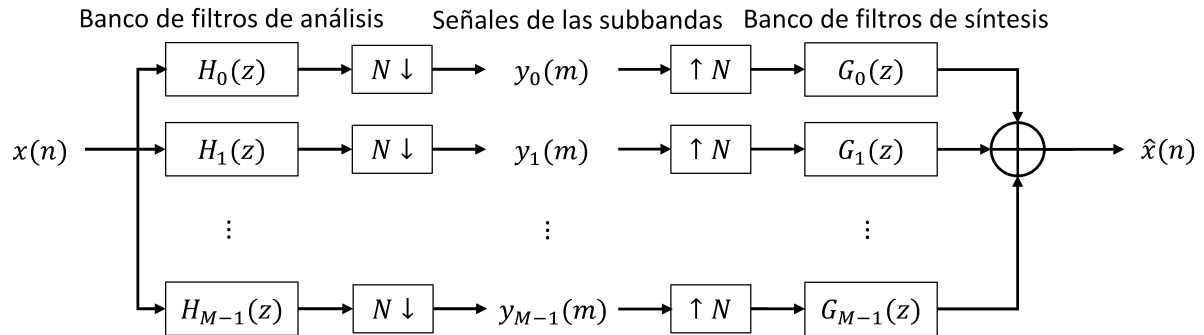
Un banco de filtros de *análisis* divide una señal de entrada única  $x(n)$  en  $M$  subbandas y señales  $x_1(n), x_2(n), \dots, x_M(n)$  por medio del filtrado de  $M$  filtros simultáneos [?] con diferentes bandas de paso. Por consiguiente, cada una de las subbandas lleva información, a una frecuencia de muestreo menor, de una banda de frecuencia particular de la señal de entrada.

De forma equivalente, con un banco de filtros de *síntesis* es posible construir una señal de entrada única a partir de  $M$  señales de entrada que, habitualmente, fueron generadas inicialmente por un banco de filtros de análisis; en este caso, se busca una reconstrucción perfecta de la señal original.

En un banco de filtros de síntesis, la señal de entrada puede ser sobremuestreada y filtrada para que ocupe cierta región espectral; al sumar las señales que son procesadas para que ocupen distintas porciones del espectro, el resultado es una señal de mayor ancho de banda.

De forma complementaria, las salidas en el banco de filtros de análisis están ubicadas en ciertas porciones del espectro, ocupando sólo una parte del espectro original; en este caso, se submuestrean, dentro de los límites del teorema del muestreo de Nyquist-Shannon, para reducir su frecuencia y simplificar su manejo [?]. En la figura ?? se muestra el diagrama de bloques de un banco de filtros en su forma más general.

Algunos aspectos para mencionar:

Figura 1.1: Banco de filtros de  $M$  canales.

- La señal de salida  $\hat{x}(n)$  debe ser igual o lo más parecida posible a la señal de entrada  $x(n)$ .
- Las flechas hacia abajo indican un submuestreo por un factor de  $N$ , mientras que los bloques con flechas hacia arriba indican un sobremuestreo por  $N$ .
- Los filtros  $H_k(z)$ ,  $G_k(z)$ , conocidos como filtros acoplados (*matched filters*) aíslan la subbanda  $k$  de la señal de entrada  $x(n)$ .
- Los bancos de filtros que trabajan en diferentes velocidades de muestreo se conocen como bancos de filtros de velocidad múltiple (*multirate filter banks*).

Los bancos de filtros se utilizan en diferentes aplicaciones, como codificación de voz, cifrado, procesamiento de señales adaptables, compresión de imágenes, procesamiento de imágenes y señales, etc.; por último, en la aplicación que es de interés para este trabajo, los bancos de filtros pueden utilizarse para la transmisión y recepción de varias señales a través de un mismo canal [?].

### 1.1.1. Submuestreo y sobremuestreo

En la figura ?? se utiliza el submuestreo y el sobremuestreo, que se revisarán a continuación.

Un submuestreo por  $N$  significa que sólo se toma cada muestra  $N$  –ésima de la señal. La operación se conoce como diezmo (*decimation*, en inglés).

La operación de submuestreo tiene el propósito de reducir o eliminar las redundancias en las señales de las  $M$  subbandas.

En la figura ??,  $y_k(m)$  es la versión diezmada por  $N$  de  $u_k(n)$ , donde la operación de diezmo está representada por el símbolo  $\downarrow$ . Por consiguiente, puede establecerse la siguiente relación:

$$y_k(m) = u_k(Nn)$$

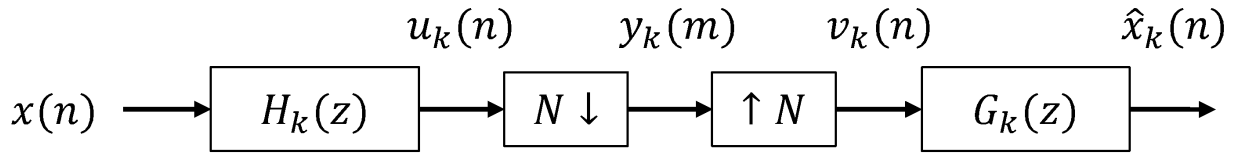


Figura 1.2: Componente  $k$  –ésimo de un banco de filtros típico.

La figura ?? muestra el resultado de diezmar la señal de la figura ?? para  $N = 2$ , suponiendo que la señal original sólo está definida entre los valores 0 y 25.

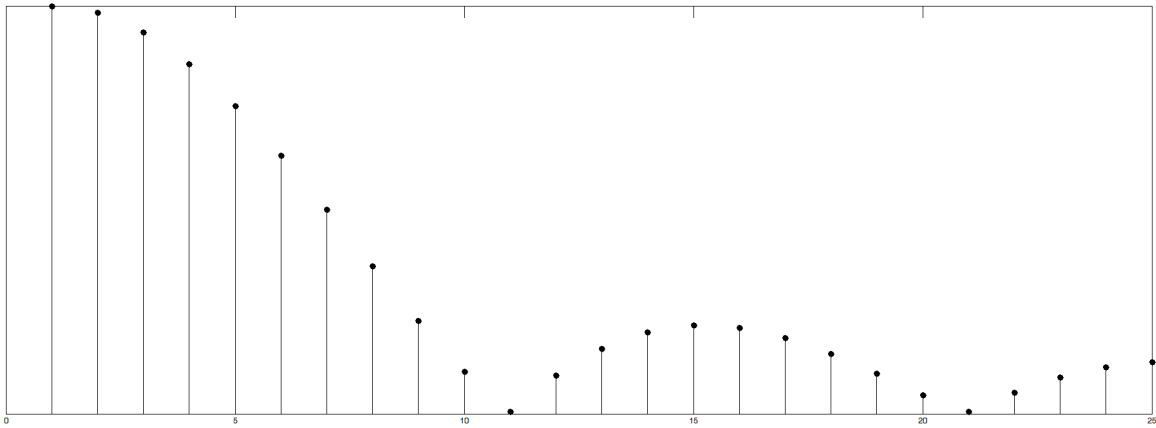


Figura 1.3: Señal original antes de diezmar.

El caso  $M = N$  se conoce como submuestreo crítico, pues es el máximo factor de submuestreo posible para que no se pierda información y se pueda lograr una reconstrucción perfecta de la señal original, en cuyo caso sólo sufrirá un desplazamiento en el tiempo y, eventualmente, un escalamiento de la amplitud.

De forma equivalente, el sobremuestreo por  $N$  significa que entre las muestras se insertan  $N - 1$  ceros consecutivos, con lo que se recupera la velocidad de muestreo de la señal original.

Después del sobremuestreo de un componente en particular, los procesos de filtrado y suma posteriores permitirán que los ceros se reemplacen por valores válidos, que deberían llevar a que finalmente se reconstruya la señal original. El sobremuestreo se hace por medio de la operación de interpolación.

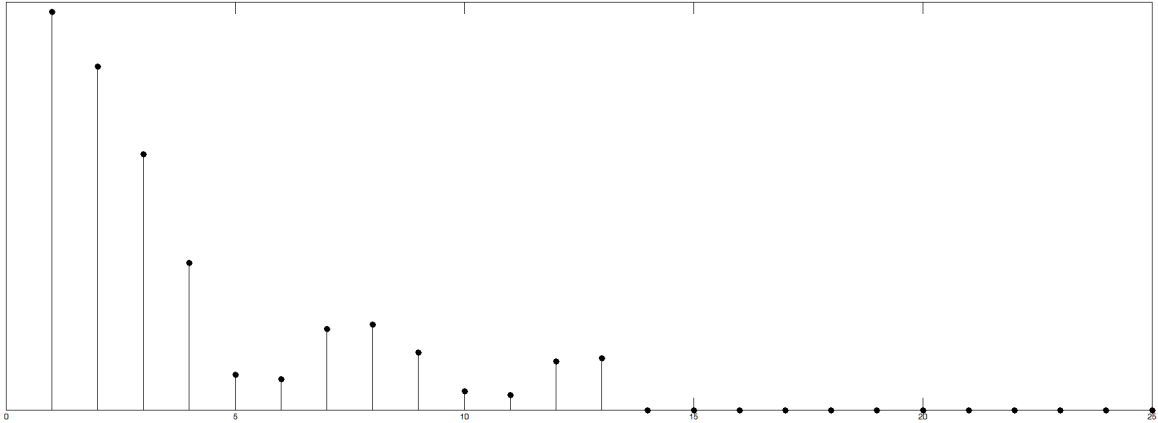


Figura 1.4: Resultado de diezmar por  $N = 2$  la señal de la figura ?? .

### 1.1.2. El componente $k$ –ésimo de un banco de filtros

El siguiente análisis, basado en [?] y [?], se hace sobre el componente  $k$  –ésimo de un banco de filtros, mostrado en la figura ?? y que tiene los componentes típicos de un banco de filtros (filtros de entrada y salida, submuestreo y sobremuestreo).

Para empezar, puede observarse que  $v_k(n)$  es el resultado de submuestrear y después sobremuestrear por  $N$  a la función  $u_k(n)$ . Esto significa que  $v_k(n)$  sólo contendrá el  $N$  –ésimo valor de  $u_k(n)$  y el resto de sus componentes serán cero. Es decir, puede afirmarse que:

1.  $v_k(nN) = u_k(nN)$
2.  $v_k(n) = 0$ , para cualquier otro valor de  $n$  diferente de  $nN$ .

La relación

$$\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} e^{j2\pi \frac{in}{N}} = \begin{cases} 1 & \text{para } n/N \in \mathbb{Z} \\ 0 & \text{en cualquier otro caso} \end{cases} \quad (1.1)$$

es comúnmente empleada en el análisis de señales para expresar de forma analítica la relación anterior entre  $v_k(n)$  y  $u_k(n)$ , que puede ahora escribirse de la siguiente forma:

$$v_k(n) = u_k(n) \times \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} W^{-in} \quad (1.2)$$

En donde  $W = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ .

Por definición, la transformada  $z$  de  $v_k(n)$  es

$$V_k(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v_k(n)z^{-n}$$

Reemplazando  $v_k(n)$  por ?? se obtiene

$$V_k(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u_k(n) \times \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} W^{-in} z^{-n}$$

Reordenando las sumatorias,

$$V_k(z) = \frac{1}{N} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} u_k(n) [W^{-in} z^{-n}]$$

Cambiando de orden las sumatorias se obtiene que

$$V_k(z) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} u_k(n) [W^i z]^{-n}$$

Reconociendo que la segunda sumatoria corresponde a la transformada  $z$  de  $u_k(n)$ , con  $z$  reemplazado por  $W^i z$ , se llega finalmente a

$$V_k(z) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_k(W^i z) \tag{1.3}$$

$v_k(n)$  es el resultado de la operación de interpolación por  $N$  de  $y_k(m)$ . Por consiguiente,

$$v_k(n) = \begin{cases} y_k(n/N) & \text{si } n \text{ es múltiplo de } N \\ 0 & \text{en cualquier otro caso} \end{cases}$$

La relación entre  $V(z)$  y  $Y(z)$  corresponde a la propiedad de expansión en el tiempo (o escalamiento) de la transformada  $z$ , con lo que se obtiene que

$$V_k(z) = Y_k(z^N) \tag{1.4}$$

O

$$V_k(z^{1/N}) = Y_k(z)$$

---

<sup>1</sup>La notación completa es  $W_N$ ; sin embargo, como normalmente el término  $N$  es evidente, se acostumbra omitirlo por simplicidad.

Reemplazando en ??:

$$Y_k(z) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_k(W^i z^{1/N}) \quad (1.5)$$

Teniendo en cuenta que

$$U_k(z) = H_k(z)X(z)$$

Reemplazando en ?? se llega finalmente a que

$$Y_k(z) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} H_k(W^i z^{1/N})X(W^i z^{1/N}) \quad (1.6)$$

En una aplicación de comunicaciones, la suma de los  $Y_k(z)$  (los  $M$  componentes) como están expresados en ?? es lo que se transmite por el canal.

En cuanto a la señal recibida  $\hat{X}_k(z)$ , queda definida como

$$\hat{X}_k(z) = G_k(z)V_k(z)$$

Reemplazando  $V_k(z)$  según ??,

$$\hat{X}_k(z) = G_k(z)Y_k(z^N) \quad (1.7)$$

Que corresponde al procesamiento que en el receptor debe hacerse a la señal recibida para obtener el componente  $\hat{X}_k(z)$  respectivo.

Reemplazando ?? en ?? se obtiene finalmente que:

$$\hat{X}_k(z) = G_k(z) \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} H_k(W^i z)X(W^i z) \quad (1.8)$$

Esta es la relación entre el componente  $k$  –ésimo de la señal recibida  $\hat{X}_k(z)$  y  $X(z)$ , la señal de entrada al transmisor.

La señal de salida completa se obtiene después de procesar todos los  $M$  componentes, es decir

$$\hat{X}(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{M-1} \left( G_k(z) \sum_{i=0}^{N-1} H_k(W^i z)X(W^i z) \right) \quad (1.9)$$

Que puede reescribirse de la siguiente forma

$$\hat{X}(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{M-1} G_k(z)H_k(z)X(z) + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N-1} \left( \sum_{k=0}^{M-1} G_k(z)H_k(W^i z) \right) X(W^i z) \quad (1.10)$$

### 1.1.3. Reconstrucción perfecta de un banco de filtros de M canales

El primer término de ?? describe la transmisión de la señal  $X(z)$  a través del sistema y las distorsiones de amplitud y de fase que pudo haber sufrido. El segundo término (que incluye la sumatoria interna) corresponde a los términos de alias ( $X(W^i z)$ ) y qué tan atenuados están.

En los bancos de filtros, se consideran dos posibilidades:

1. Reconstrucción perfecta (PR, *Perfect Reconstruction*), definida como la capacidad de un sistema para producir una señal de salida que es una copia, con un retardo, de la señal de entrada. Se logra una reconstrucción perfecta si la señal de salida es igual a la señal de entrada y, a lo sumo, ha sufrido un retardo y ha sido multiplicado por un factor de escala (es decir,  $\hat{x}[n] = cx[n - q]$ ), donde  $q$  es un entero positivo y  $c \neq 0$ .
2. Reconstrucción casi perfecta (NPR, *Nearly Perfect Reconstruction*), cuando no es posible o necesario lograr una reconstrucción perfecta.

En ??, el primer término corresponde a la transmisión de la señal a través del sistema y el segundo término son los componentes de alias en la salida del banco de filtros.

La reconstrucción perfecta se consigue si la función de transferencia del componente señal, denotada como  $S(z)$ , cumple que

$$S(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{M-1} G_k(z)H_k(z) = cz^{-q} \quad (1.11)$$

Donde  $q = Mm_0 + r + M - 1$ , con  $m_0$  un entero,  $r$  un entero tal que  $0 \leq r \leq M - 1$  y  $c \neq 0$ ; una demostración detallada se encuentra en [?].

Así mismo, para la reconstrucción perfecta, debe cumplirse que la segunda parte de ??, la función de transferencia  $F(z)$  de los componentes de alias (no deseados), se anulen; es decir,

$$F(z) = \sum_{i=1}^{N-1} \left( \sum_{k=0}^{M-1} G_k(z)H_k(W^i z) \right) = 0 \quad (1.12)$$

Si se cumplen ?? y ??, entonces la señal de salida es solamente un versión retardada de la señal de entrada.

Debe también considerarse que, para obtener una reconstrucción perfecta de la señal original, su codificación también debe ser sin pérdidas. De no ser así, se puede tolerar la presencia de distorsiones, tanto de amplitud como de alias, mientras estas sean menores a las

causadas por la codificación. Ante tal situación, las condiciones mencionadas anteriormente (?? y ??) podrían tener márgenes de tolerancia.

#### 1.1.4. Descomposición polifásica

La descomposición polifásica es muy utilizada en los bancos de filtros, pues simplifica los filtros de diezmado e interpolación y permite conseguir implementaciones eficientes desde el punto de vista computacional.

Suponga una secuencia  $x(n)$  tal que

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (1.13)$$

Es posible descomponer a  $X(z)$  en  $M$  términos, de la siguiente forma (descomposición polifásica):

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nM)z^{-nM} + z^{-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nM+1)z^{-nM} + \dots + z^{-(M-1)} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nM+M-1)z^{-nM} \quad (1.14)$$

Que puede escribirse de forma resumida como,

$$X(z) = \sum_{l=0}^{M-1} z^{-l} X_l(z^M) \quad (1.15)$$

Donde,

$$X_l(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(Mn+l)z^{-n} \quad (1.16)$$

?? es la descomposición polifásica **tipo 1** y los  $X_l(z)$  son los componentes polifásicos de  $H(z)$ .

Hay otras descomposiciones polifásicas (**tipo 2** y **tipo 3**) que pueden ser más apropiadas en algunas situaciones.

La descomposición polifásica **tipo 2** se define como:

$$X(z) = \sum_{l=0}^{M-1} z^{-(M-1-l)} X'_l(z^M) \quad (1.17)$$

En donde,

$$X'_l(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(Mn + M - 1 - l)z^{-n} \quad (1.18)$$

Como puede verificarse, las descomposiciones polifásicas tipo 1 y tipo 2 se diferencian por la indexación, es decir,

$$X'_l(z) = X_{M-1-l}(z) \quad (1.19)$$

Por último, la descomposición polifásica **tipo 3** corresponde a:

$$X(z) = \sum_{l=0}^{M-1} z^l \bar{X}_l(z^M) \quad (1.20)$$

En donde,

$$\bar{X}_l(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(Mn - l)z^{-n} \quad (1.21)$$

## 1.2. Banco de filtros DFT uniforme

Un banco de filtros DFT uniforme es un banco de filtros en el que los  $M$  filtros (con  $M > 1$ ) se construyen a partir del primer filtro,  $H_0(z)$ , según la relación

$$H_k(z) = H_0(zW^k) \quad \text{Donde } W = e^{-j2\pi/M}, \text{ con } 0 \leq k \leq M - 1. \quad (1.22)$$

En el dominio del tiempo, aplicando la propiedad de escalamiento en  $z$ ,

$$h_k(n) = h_0(n)W^{-kn} \quad (1.23)$$

Para el filtro de síntesis  $G_k(z)$  las relaciones equivalentes vienen a ser:

$$G_k(z) = G_0(zW^k) \quad (1.24)$$

Y,

$$g_k(n) = g_0(n)W^{-kn} \quad (1.25)$$

La respuesta en frecuencia para  $H_k(z)$  corresponde a

$$H_k(e^{j\omega}) = H_0(e^{j(\omega-2\pi k/M)}) \quad (1.26)$$

Lo que implica que la respuesta en frecuencia de  $H_k(z)$  es una versión desplazada (modulada) uniformemente de  $H_0(e^{j\omega})$ , conocido como el *filtro prototipo*, como se ve en la figura ??.

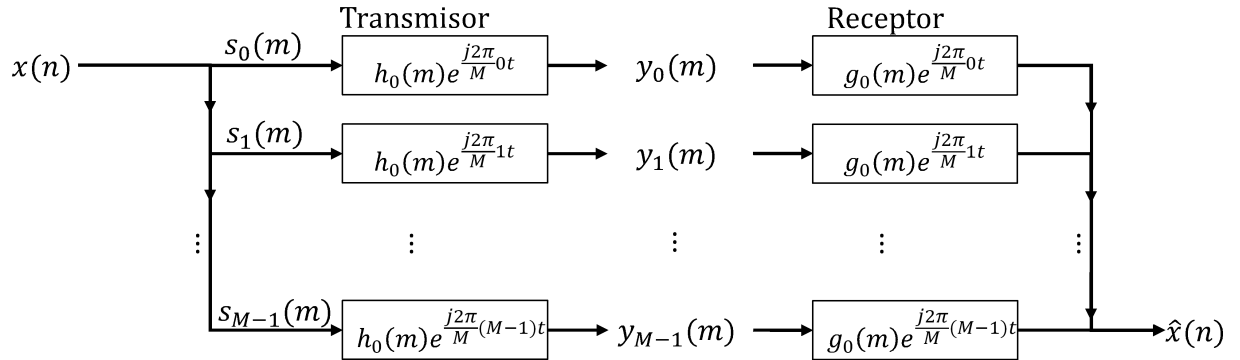


Figura 1.5: Banco de filtros DFT.

En donde  $s_i(m) = x(n - i)$  son los componentes retrasados de  $x(n)$ .

La importancia de los *bancos de filtros DFT uniformes* es que el sistema completo requiere un esfuerzo computacional bajo.

La ecuación del banco de filtros de análisis, para el caso críticamente submuestreado, es

$$y_k(m) = \sum_{n=0}^{N-1} h_k(n)x(mM - n) \quad (1.27)$$

Que, de acuerdo con ??, equivale a

$$y_k(m) = \sum_{n=0}^{N-1} h_0(n)W^{-kn}x(mM - n) \quad (1.28)$$

Descomponiendo en ?? tanto el filtro  $(h_0(n)W^{-kn})$  como la señal  $(x(mM - n))$  en sus componentes polifásicos, se llega finalmente a que:

$$y_k(m) = \sum_{j=0}^{M-1} W^{-kj} \sum_{i=0}^{L_p-1} h_{0j}(i)\bar{x}_j(m - i) \quad (1.29)$$

Donde  $L$  fue reemplazado por  $ML_p$  y  $n$  por  $iM + j$ . Además,  $h_{0j}(i)$  es el  $j$  componente polifásico tipo 1 del filtro prototipo  $h_0(i)$  y  $\bar{x}_j(m - i)$  es el  $j$  componente polifásico tipo 3 de  $x(i)$ .

De ?? puede concluirse que las señales de las subbandas se pueden calcular como el filtrado de los componentes polifásicos de la señal de entrada con los componentes polifásicos del filtro prototipo y, posteriormente, el paso por una IDFT (sin el factor previo  $1/M$ ) [?].

Para la síntesis (en el receptor), si se establece la condición que  $G_0(z) = H_0(z)$ , de tal forma que cada filtro de síntesis tenga exactamente la misma respuesta en magnitud que su correspondiente filtro de análisis, se puede mostrar que la relación equivalente entre el filtro  $G_k(z)$  y el filtro  $G_0(z)$  está dada como

$$G_k(z) = W^{-k}G_0(zW^k) \quad (1.30)$$

### 1.3. El filtro en FBMC

Los filtros de análisis,  $H(z)$ , y síntesis,  $G(z)$ , deben seleccionarse para que sean *acoplados*, con el fin de lograr una relación señal a ruido (*SNR*) máxima y así contrarrestar el ruido blanco aditivo que interfiere con el canal de transmisión [?].

El filtro también se caracteriza por el factor de solapamiento, que es la relación entre la duración de la respuesta al impulso del filtro y el periodo del símbolo de la portadora múltiple; equivalentemente, es igual al número de símbolos de la portadora múltiple que se solapan en el dominio del tiempo, por lo que el filtro debe ser diseñado para que no se presente interferencia entre símbolos a pesar del solapamiento [?].

El filtro  $T(z)$ , definido como  $T(z) = H(z)G(z)$ , debe cumplir con las siguientes características [?]:

1. El ancho de banda de cada uno de los canales en el banco de filtros debe ser lo suficientemente angosto para asumir que la respuesta en frecuencia,  $C(f)$ , es ideal; es decir, que  $C(f) = 1$  para  $|f| \leq B$ , donde  $B$  es el ancho de banda del canal.
2. La forma del pulso  $t(n) = h * (-n) * h(n)$  se llama de *Nyquist* y satisface el primer criterio de *Nyquist*; por lo tanto, permite una transmisión sin interferencia entre símbolos (*ISI*), teniendo en cuenta que se utilizará en canales con ancho de banda limitado, como se ha mencionado previamente.
3. Si los coeficientes del filtro  $H(z)$  son reales, se cumple que  $G(z) = H(z^{-1})$ ; por lo tanto,  $t(n) = h(n) * h(-n)$  (El símbolo  $*$  indica la operación de convolución).

El criterio de *Nyquist*, explicado de forma detallada en [?], establece que la condición para que no se presente interferencia entre símbolos (*ISI*) es, en el dominio de la frecuencia, la siguiente:

$$\sum_{k=0}^{M-1} T(z e^{-j2\pi k f}) = M \quad (1.31)$$

Donde  $M$  es el factor de muestreo e indica el número de coeficientes del filtro por intervalo del símbolo.

En el dominio del tiempo, el criterio de *Nyquist* se expresa como

$$t(n) = \begin{cases} 1 & \text{si } n = 0 \\ 0 & \text{si } n = mM, m \neq 0 \\ \text{cualquier valor} & \text{si } n \neq mM \end{cases} \quad (1.32)$$

Un filtro  $T(z)$  que cumpla la condición ?? (o, equivalentemente, ??) es un filtro de *M-ésima banda* o filtro de *Nyquist (M)*.

Adicionalmente, si  $|z| = 1$ , entonces  $T(z) = H(z)H(z^{-1}) = |H(z)|^2$ . Por lo tanto,  $|H(z)| = \sqrt{T(z)}$  y se dice que  $H(z)$  es un filtro de *raíz Nyquist (M)* [?].

La relación anterior se cumple sobre el círculo unitario, por lo que  $H(z)$  es paraunitario [?]; en estas condiciones, el conjunto de filtros que constituyen el banco de filtros, si se representa en una matriz, es conocido como *matriz paraunitaria*.

$T(z)$  puede escribirse, en forma polifásica, como:

$$T(z) = 1 + z^{-1}T_1(z^M) + z^{-2}T_2(z^M) + \dots + z^{-(M-1)}T_{M-1}(z^M). \quad (1.33)$$

En donde los términos  $T_l(z^M)$  son los componentes polifásicos, como están definidos en ??.

En la mayoría de las aplicaciones, los filtros de *Nyquist (M)* son filtros FIR de fase lineal, que se asumen *hermitianos* simétricos respecto a  $n = 0$ ; es decir,  $H(z) = \sum_{n=-K}^K h(n)z^{-n}$ .

Adicionalmente, para que el filtro sea de fase cero, debe cumplirse que  $h(n) = h^*(-n)$  [?].

El filtro *Nyquist(M)* más simple que garantiza la propiedad de banda *M-ésima* es

$$h(n) = \frac{\text{sen}(\pi n/M)}{\pi n} w(n) \quad (1.34)$$

Donde  $w(n)$  es una función de ventana, tal que, para  $h(n)$  ideal, se cumple que

$$h(n) = h_{ideal}(n) \cdot w(n) \text{ para } n = 0, 1, \dots, M \quad (1.35)$$

Como  $\text{sen}(\pi n/M) = 0$  para  $n =$  un múltiplo de  $M$  diferente de cero, se cumple ???. Sin embargo, como sólo es posible incluir  $M$  coeficientes, implícitamente se está aplicando una ventana rectangular  $w_{rect}(n)$  a todos los coeficientes de  $h_{ideal}$ , definida formalmente como

$$w(n) = w_{rect}(n) = 1 \text{ para } n = 0, 1, \dots, M \quad (1.36)$$

Esta ventana rectangular ocasiona un truncado abrupto del filtro y afecta negativamente la respuesta en frecuencia que es la función  $\text{sinc}(z)$ , bosquejada en la figura ??, y que se caracteriza por no ser plana o de bajo rizado, como cabría esperar de un filtro; además, el primer lóbulo secundario está sólo  $13\text{dB}$  por debajo del lóbulo principal.

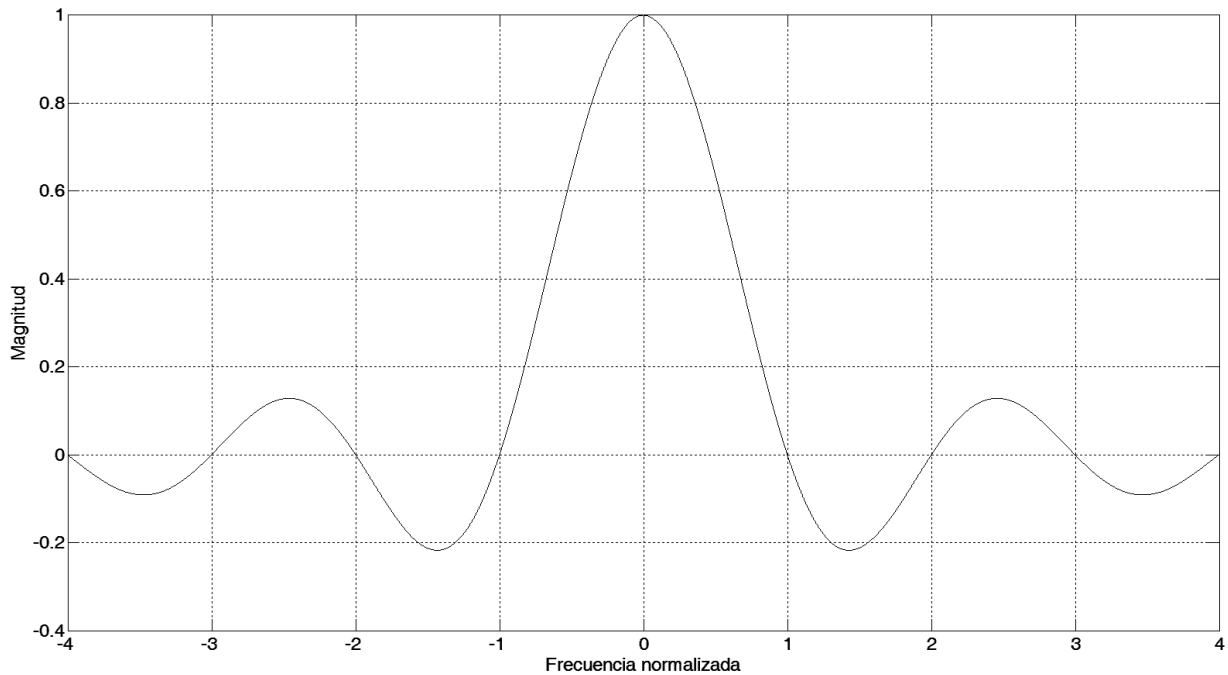


Figura 1.6: Función  $\text{sinc}(z)$ .

Para mitigar el efecto de la ventana rectangular, debe utilizarse una función de ventana  $w(n)$  más apropiada, como *Kaiser*, que permite ajustar la atenuación en la banda rechazada o el ancho de la banda de transición.

## 1.4. El filtro *PHYDYAS*

Como comparación, el diseño de filtro propuesto en [?], conocido como filtro *PHYDYAS* por el proyecto europeo que patrocinó la investigación, tiene la respuesta de frecuencia mostrada en la figura ??, de acuerdo con la relación ??.

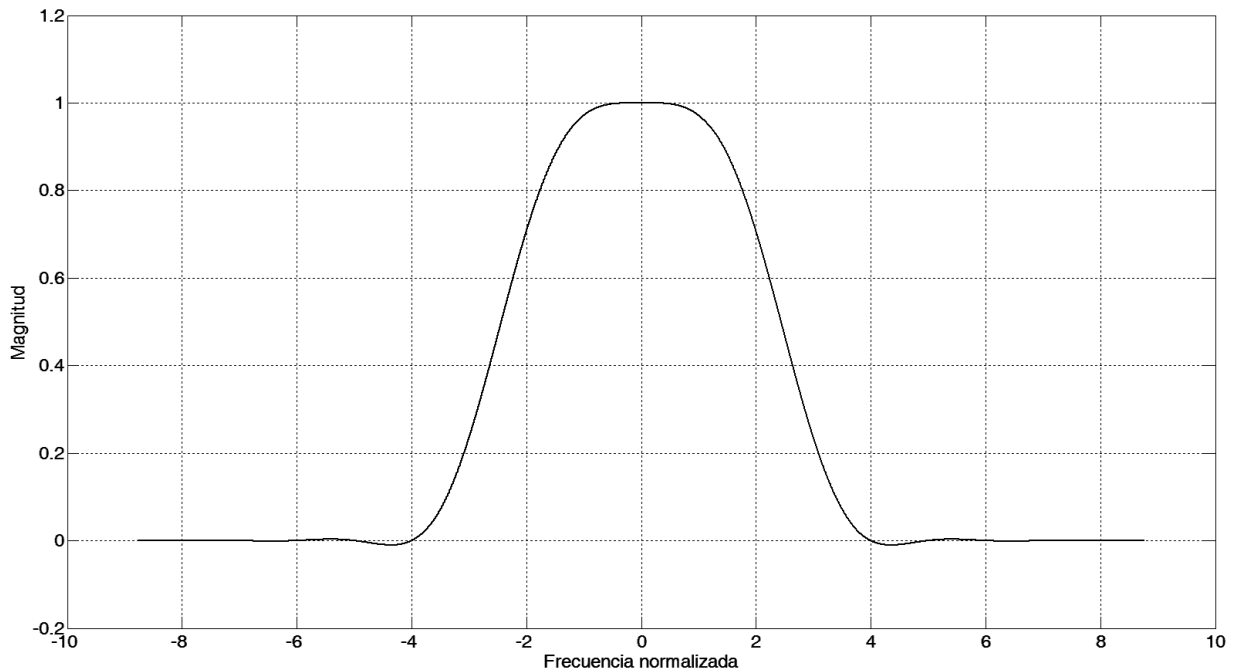


Figura 1.7: Respuesta en frecuencia del filtro *PHYDYAS*.

$$H(f) = \sum_{k=-(K-1)}^{K-1} H_k \frac{\text{sen} \left( \pi \left( f - \frac{k}{MK} \right) MK \right)}{MK \text{sen} \left( \pi \left( f - \frac{k}{MK} \right) \right)} \quad (1.37)$$

En donde,

- $M$  es el número de portadoras.
- $K$  es el factor de solapamiento, que corresponde a la relación entre la duración de la respuesta del filtro al impulso y el periodo de símbolo multiportadora. Los valores más usuales de  $K$  son 2, 3 y 4.
- $H_k$  son los coeficientes de frecuencia, que toman valores dependiendo del valor de  $K$ . Por ejemplo, para  $K = 4$ , los coeficientes  $H_k$  son

$$H_0 = 1$$

$$H_1 = 0,971960$$

$$H_2 = \frac{\sqrt{2}}{2}$$

$$H_3 = 0,235147$$

Es claro que el filtro *PHYDYAS* representa una mejora sustancial en comparación con la ventana rectangular, pues presenta una mejor selectividad de frecuencia.

# Capítulo 2

## Comparación entre FBMC y OFDM

Una estructura de bloques como la de la figura ?? puede describir tanto un sistema FBMC como un sistema OFDM. La diferencia entre FBMC y OFDM, como se mostrará más adelante con mayor detalle, se encuentra en el tiempo de separación entre símbolos  $T$  y los filtros  $h_k(n)$  y  $g_k(n)$  [?].

### 2.1. Consideraciones iniciales

Para que un sistema de portadoras múltiples funcione correctamente, es necesario que el receptor esté alineado perfectamente en el tiempo con el transmisor; pero, por la presencia de multitrayectorias en el canal de transmisión a causa de la respuesta del canal a la señal impulso, los símbolos se pueden solapar en la entrada del receptor, impidiendo su demodulación. Frente a tal situación, las opciones son extender la duración del símbolo por un tiempo mayor a la dispersión del canal, que es lo que se hace en OFDM con el prefijo cíclico (CP), o adicionar una etapa de filtrado, con el procesamiento adicional que requiere, que es la estrategia aplicada en FBMC [?].

Para comunicaciones de acceso múltiple, la tecnología de acceso múltiple por división ortogonal de frecuencias (OFDMA, *orthogonal frequency division multiple access*) es apropiada para la transmisión punto a multipunto en los enlaces de bajada de una estación base, desde la que son transmitidas todas las subportadoras, lo que permite que las señales en los receptores de los usuarios estén sincronizadas, pues sufren el mismo desplazamiento *Doppler* de frecuencia y evitan así la interferencia entre portadoras (ICI, *Inter Carrier Inteference*).

Sin embargo, en el enlace de subida de una red OFDMA, en la que varios nodos están transmitiendo de forma separada, se necesita que las señales subportadoras transmitidas desde todos los nodos lleguen sincronizadas a la estación base, lo que no es simple

y probablemente ni se pueda lograr, por lo que es necesario agregar más etapas de procesamiento de señales para minimizar las interferencias entre las señales de nodos diferentes (por ejemplo, incluyendo un banco de filtros que separe a los diferentes nodos), aumentando la complejidad del receptor (ver [?]).

En Radio Cognoscitiva el problema es aún más crítico, pues tanto los usuarios primarios como secundarios transmiten independientemente y pueden estar basados en estándares diferentes. En esa situación, la opción es separar las señales de los usuarios primarios y secundarios por medio filtrado, que OFDM no hace muy bien, pues los filtros asociados con las señales de las subportadoras en el transmisor y el receptor permiten paso de potencia entre las bandas de los usuarios; por el contrario, por la ubicación precisa en frecuencia de las subportadoras, FBMC no necesita filtrados adicionales. Al respecto, OFDMA es comparable a FBMC cuando utiliza un método de cancelación de interferencia de acceso múltiple (MAI, *Multiple Access Interference*) que, sin embargo, incrementa la complejidad de OFDMA en un orden de magnitud respecto a FBMC, como se expone en [?] y, además, no remueve completamente la MAI, mientras que FBMC sí lo hace.

En cuanto a la ecualización, debido a la selectividad en frecuencia de las subportadoras en FBMC, en [?] se plantea que no es necesario utilizar un ecualizador complejo, por lo que se propone emplear un ecualizador simple de mínimos cuadrados (LMS) adaptable por subportadora que, además, si opera con un espaciado de mitad del periodo de símbolo, evita el *aliasing* en las subportadoras.

## 2.2. Complejidad computacional

Entre los criterios para decidir si se utiliza FBMC en lugar de OFDM se encuentra establecer si los beneficios son suficientes para compensar una complejidad eventualmente mayor [?]. Esto se determina en función del número de las sumas (APU) y las multiplicaciones (MPU) por unidad de tiempo (separación entre las muestras de la señal) que son necesarias para transmitir un símbolo de información [?].

Uno de los factores que incrementa la complejidad de FBMC es el reemplazo de los módulos de IFFT/FFT en OFDM por los bancos de filtros. Suponiendo que se emplea el algoritmo IFFT/FFT *Split-Radix*, reconocido como el de menor cantidad de operaciones aritméticas, las operaciones de multiplicación necesarias para implementar FFT/IFFT sobre  $M$  subportadores viene a ser

$$C_{FFT/IFFT} = M(\log_2(M) - 3) + 4 \quad (2.1)$$

En el caso de FBMC, el IFFT del banco de filtros del transmisor procesa señales reales o imaginarias (pero no complejas), mientras que el FFT del banco de filtros del receptor sí procesa señales complejas, por lo que los dos se evalúan separadamente:

$$C_{TXFB} = \log_2(M/2) - 3 + 4K \quad (2.2)$$

$$C_{RXFB} = 2(\log_2(M) - 3) + 4K \quad (2.3)$$

Donde  $K$  es la longitud del filtro prototipo de FBMC.

Por ejemplo si  $M = 2048$  y  $K = 4$ , el número de multiplicaciones reales por símbolo complejo, de acuerdo con ??, ?? y ??, serían

$$C_{FFT/IFFT} = 16388$$

$$C_{TXFB} = 53245$$

$$C_{RXFB} = 65536$$

De donde se puede observar que la complejidad de FBMC es superior a la de OFDM; sin embargo, como se ha mencionado, en algunas aplicaciones OFDM requiere aplicar un procesamiento de señales adicional, que puede igualar o superar la complejidad de FBMC.

La figura ?? muestra comparativamente cómo es la complejidad de FBMC y OFDM a medida que se aumenta el número de portadoras; es claro que la complejidad aumenta en igual proporción al número de portadoras.

En [?] se analiza un escenario más específico, comparando FBMC y OFDMA en una aplicación de acceso múltiple y considerando varias de las técnicas de compensación de desplazamiento de frecuencia. Los siguientes son los resultados principales; un detalle mayor puede encontrarse en la referencia citada.

En los sistemas de acceso múltiple, la compensación de los desplazamientos de frecuencia puede hacerse antes o después de la DFT; en el primer caso es necesario un banco de filtros separado por cada usuario, mientras que en el segundo caso se comparte el banco de filtros entre todos los usuarios, lo que hace que la complejidad computacional sea diferente, como muestran las siguientes relaciones:

- OFDMA con compensación de desplazamiento de frecuencia antes de la DFT:

$$C_{pre-FFT/IFFT} = \frac{MQ}{2} \log_2 M - \left\{ \frac{MQ}{2} \log_2 Q - \frac{3}{2}M(Q-1) \right\} \quad (2.4)$$

- OFDMA con compensación de desplazamiento de frecuencia después de la DFT:

$$C_{post-FFT/IFFT} = \frac{M}{2} \log_2 M + \frac{M^2}{Q} \quad (2.5)$$

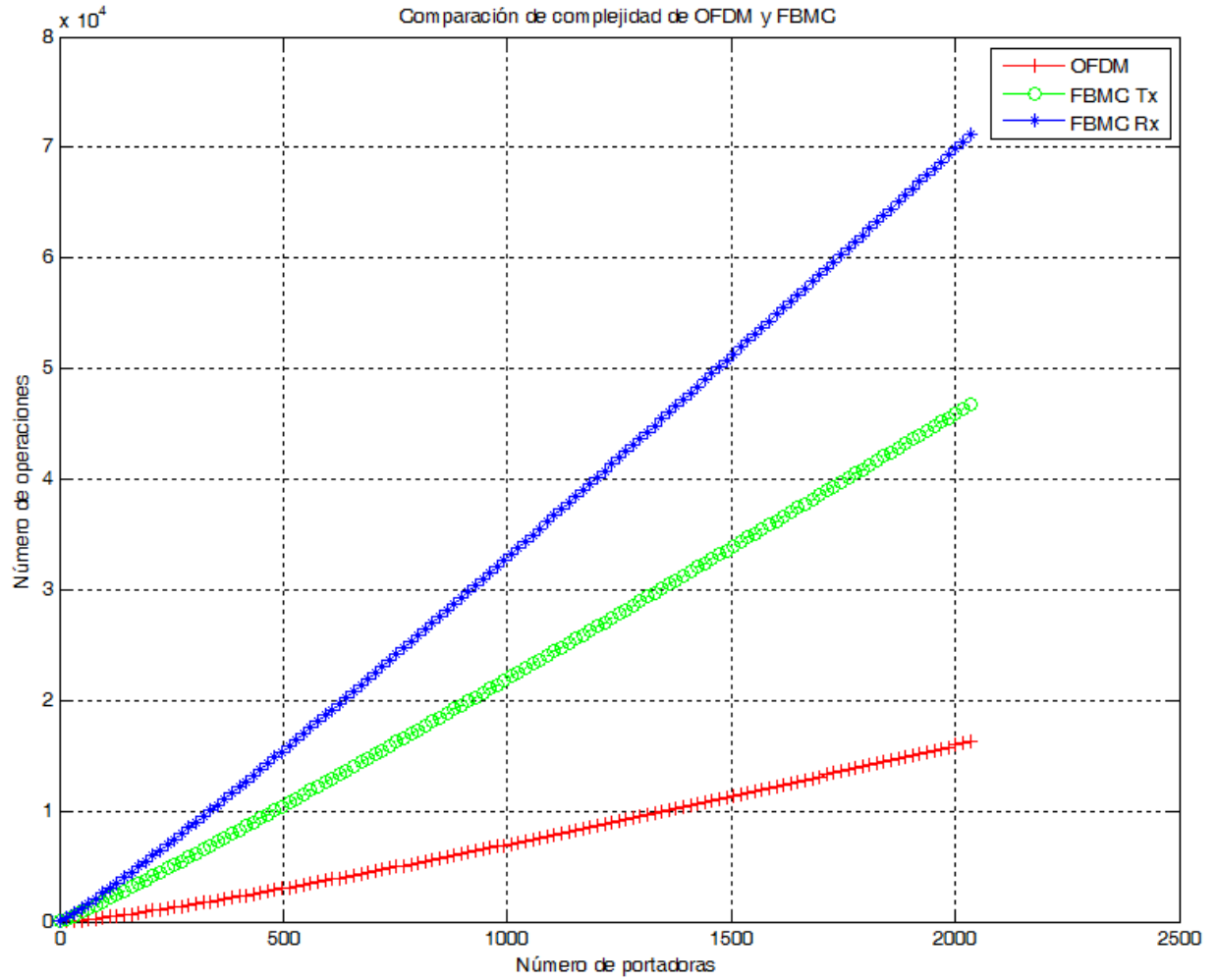


Figura 2.1: Comparación de la complejidad de OFDM y FBMC.

- FBMC con compensación de desplazamiento de frecuencia antes de la DFT:

$$C_{pre-FB} = MKQ + MQ \log_2 M - (MQ \log_2 Q - 2M(Q - 1)) \quad (2.6)$$

- FBMC con compensación de desplazamiento de frecuencia después de la DFT:

$$C_{post-FB} = MK + MK \log_2(MK) + 2NM \quad (2.7)$$

En las expresiones anteriores  $Q$  es el número de usuarios,  $M$  es el número total de subportadoras,  $N$  es el número de portadoras por usuario (en promedio, si cada usuario tiene asignado un número diferente de portadoras) y  $K$  es la longitud del filtro.

Como ejemplo numérico para ilustrar la complejidad de las diferentes técnicas, con  $M = 2048$ ,  $Q = 32$ ,  $K = 4$  y  $N = 32$ , la cantidad de operaciones en cada caso sería:

$$C_{pre-FFT/IFFT} = 291840$$

$$C_{post-FFT/IFFT} = 142336$$

$$C_{pre-FB} = 782336$$

$$C_{post-FB} = 245760$$

En la figura ?? se puede observar la complejidad relativa de OFDM y FBMC a medida que aumenta el número de portadoras; puede verse que, después de 512 portadoras, la complejidad de FBMC se ubica en el rango de OFDM.

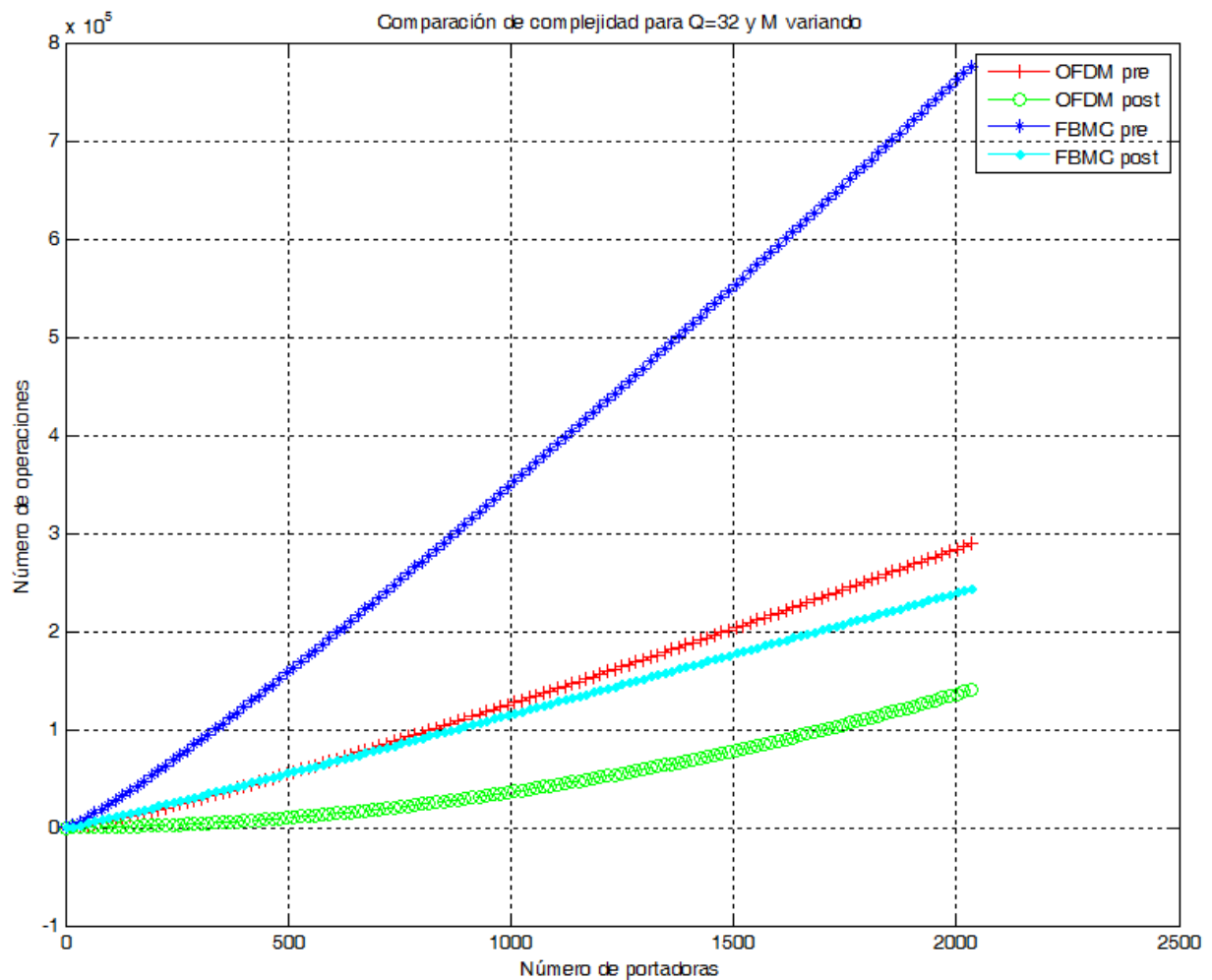


Figura 2.2: Comparación de la complejidad de OFDM y FBMC multiusuario con 32 usuarios y el número de portadoras variable.

Para un número determinado de portadoras y un número variable de usuarios que acceden al medio, la figura ?? compara la complejidad de OFDM y de FBMC donde puede

observarse que, a partir de 30 usuarios, la complejidad de FBMC se encuentra en el rango de OFDM.

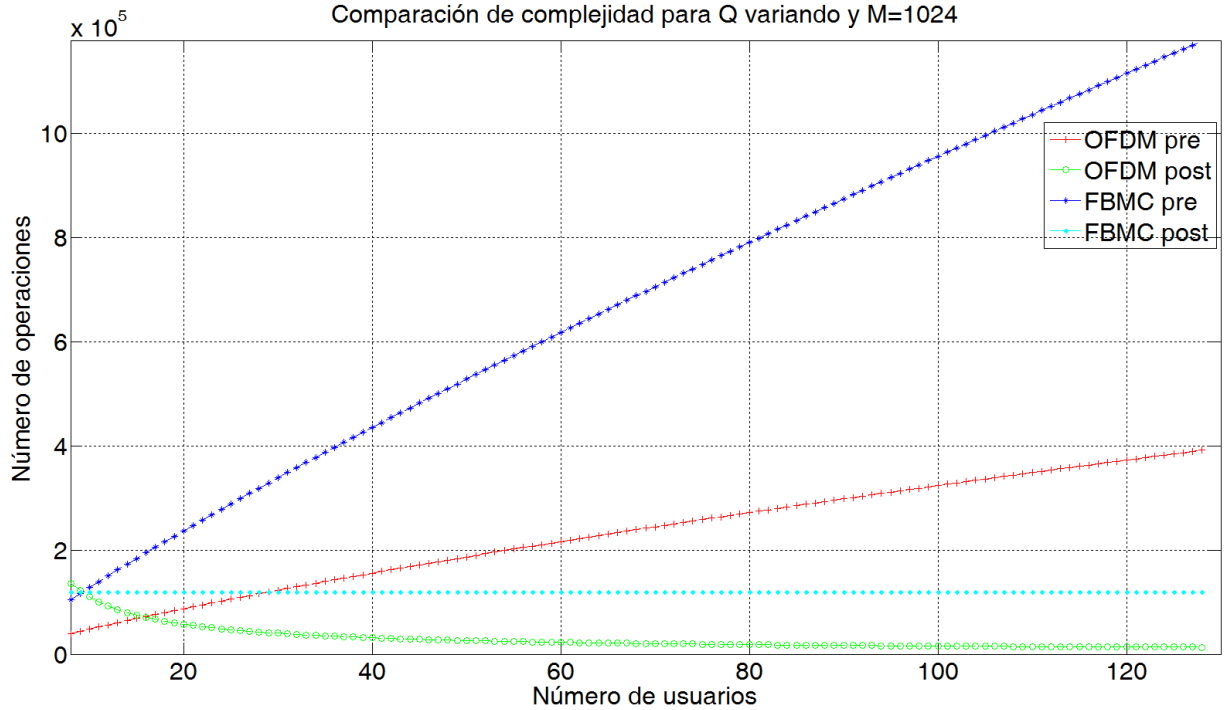


Figura 2.3: Comparación de la complejidad de OFDM y FBMC multiusuario con 1024 portadoras y un número variable de usuarios.

Si bien  $C_{pre-FFT/IFFT}$  y  $C_{post-FFT/IFFT}$  muestran una menor complejidad, su desempeño es limitado, por lo que es necesario agregar una etapa de cancelación de interferencia que les agrega complejidad. En últimas, como se ha indicado anteriormente, lo que se encuentra es que la complejidad de FBMC puede ubicarse entre la de OFDMA con y sin cancelación de interferencia y más cerca de estas últimas.

## 2.3. Filtrado y sincronización

Junto con la complejidad computacional, otro elemento que se debe tener en cuenta es el filtro  $h_k(n)$ , que en OFDM es implícito y equivale a un pulso rectangular de altura unitaria y ancho igual al tiempo de separación entre símbolos  $T$ . La ortogonalidad de las señales subportadoras se logra por medio de un bloque de transformada rápida de Fourier ( $FFT$ ), que facilita en el receptor la separación de los símbolos de datos, la ecualización, la adopción de canales MIMO y la sincronización, tanto de portadoras como de símbolos. Además, como las señales subportadoras ortogonales son generadas en el transmisor por medio de

un bloque de transformada rápida inversa de Fourier (*IFFT*), el esfuerzo computacional requerido en todo el proceso es mínimo. En el receptor, el filtro  $g_k(n)$  de OFDM también es implícito y, similarmente, equivale a un pulso rectangular de altura unitaria.

Sin embargo, para incluir el efecto de los transientes del canal, el filtro  $h_k(n)$  se extiende por un intervalo mayor a la duración de la respuesta al impulso del canal, para lo que se adiciona el CP a cada símbolo OFDM. Por su parte, para que el receptor se pueda alinear con la señal transmitida después que esta alcanza el estado estacionario, el ancho de  $g_k(n)$  se reduce a  $T_{FFT} < T$ , en donde  $T_{FFT} = 1/B$  y  $B$  es la separación en frecuencia entre las subportadoras;  $T_{FFT}$  es el tiempo durante el cual la señal recibida es muestreada y pasada a través de un bloque *FFT* (de ahí el sufijo en  $T_{FFT}$ ). La figura ?? muestra conceptualmente los elementos de una transmisión OFDM.

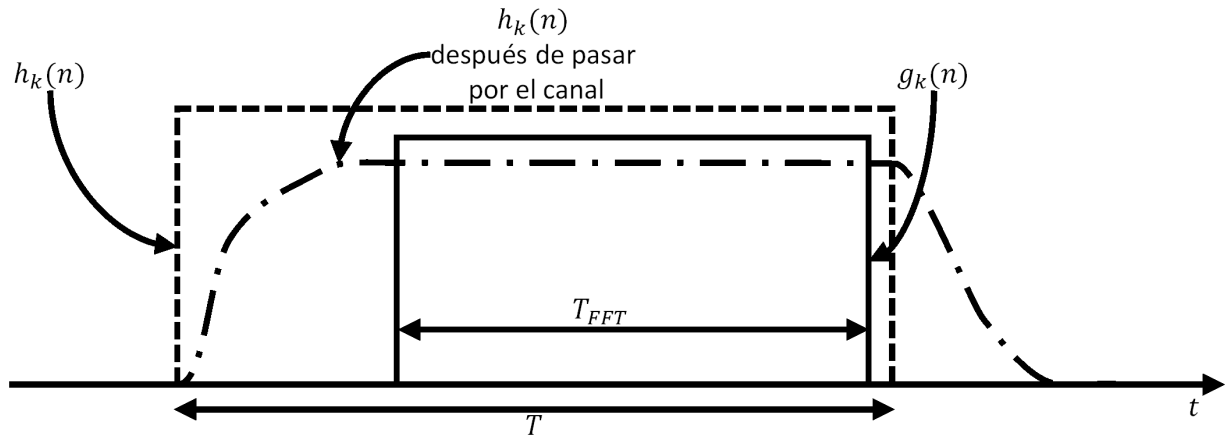


Figura 2.4: Pulso en OFDM.

En comparación, en FBMC, que es diseñado para una eficiencia máxima en el ancho de banda, se cumple que  $T = T_{FFT} = 1/B$ ; sin embargo,  $h_k(n)$  y  $g_k(n)$  tienen una duración superior a  $T$ , lo que implica que los símbolos contiguos se superponen. En el Capítulo ?? se abordan las condiciones del diseño del filtro en FBMC para lograr una transmisión en la que no se presente interferencia entre símbolos.

En el receptor OFDM, si  $y(t)$  es la señal recibida en el dominio continuo del tiempo, el componente  $\hat{x}_k(t)$  se obtiene [?] según la siguiente relación:

$$\hat{x}_k(t) = \frac{1}{T_{FFT}} \int_{t=kT}^{kT+T_{FFT}} y(t) e^{-j2\pi(t-kT)/T_{FFT}} dt \quad (2.8)$$

Los intervalos de integración, que corresponden a los instantes de tiempo de los símbolos OFDM, garantizan que el resultado de la integral no afecta los símbolos OFDM adyacentes, y que el resultado será cero para cualquier otra subportadora por la diferencia de frecuencias; como consecuencia, los datos  $x_k(n)$  serán separables.

La sincronización en el tiempo es esencial en OFDM para identificar el inicio del símbolo OFDM y para alinear los moduladores y los demoduladores. Si la sincronización no se consigue, la ortogonalidad de las subportadoras se pierde, causando ISI e ICI.

En FMBC, los filtros  $h_k(n)$  y  $g_k(n)$  deben cumplir las condiciones para un pulso de *Nyquist*, expuestas en el Capítulo ?? y, por consiguiente, no es necesaria la sincronización en el tiempo; esta es una situación deseable para comunicaciones de acceso múltiple, en las que es difícil garantizar una sincronización temporal lo suficientemente precisa de todos los posibles emisores.



Figura 2.5: Transmisión OFDM/FBMC no sincronizada.

En [?] se hace una revisión de los efectos sobre OFDM y FBMC de los errores de sincronización temporales; para esto, en la figura ?? se asume un canal estacionario durante el símbolo OFDM, como sucede con los canales que varían lentamente, y con la siguiente respuesta al impulso del canal multitrayectoria entre el interferente y el interferido

$$f(t) = \sum_{i=0}^{L-1} f_i \delta \left( t - \frac{n_i}{M} T_{FFT} \right) \quad (2.9)$$

En donde,

- $f_i$  es la ganancia compleja del trayecto  $i$ , que se asume mutuamente independiente con los otros trayectos; es decir  $f_i f_j^* = 0$  si  $i \neq j$ .
- $\delta$  es la función delta de Kronecker.
- $M$  es el número de subportadoras.
- $n_0 < n_1 < \dots < n_i < \dots < n_{L-1} < M$  (la máxima dispersión de retardo, normalizada para el periodo de muestreo). En OFDM, la duración  $\Delta$  del CP se selecciona tal que sea mayor a la dispersión de retardo (*delay spread*).

Adicionalmente, se define  $f'(t)$  como la siguiente respuesta al impulso modificada del canal

$$f'(t) = \sum_{i=0}^{L-1} n_i f_i \delta \left( t - \frac{n_i}{M} T_{FFT} \right) \quad (2.10)$$

En [?] se muestra que, en el canal modelado de la forma anterior, la señal de interferencia asincrónica recibida en la  $k'$  -ésima subportadora OFDM en el lapso  $\Delta < \tau < T_{FFT} + \Delta$  (donde  $\tau$  es el desplazamiento en el tiempo de la fuente asincrónica y  $\Delta$  es la duración de CP) está dada por

$$\hat{x}_{k'}(\tau) = x_k e^{-j \frac{2\pi}{T_{FFT}} k \tau} \times \begin{cases} \frac{T_{FFT} + \Delta - \tau}{T_{FFT}} F_k - \frac{1}{N} F'_k & k' = k \\ \frac{1}{j2\pi l} \left( e^{j \frac{2\pi}{T_{FFT}} l \Delta} F_k - e^{j \frac{2\pi}{T_{FFT}} l \tau} F_{k'} \right) & \text{En cualquier otro caso.} \end{cases} \quad (2.11)$$

$l = k - k'$  es el desplazamiento entre la subportadora interferente  $k$  y la subportadora interferida  $k'$ .

Por su parte, en los sistemas FBMC la señal de interferencia en la  $k'$  -ésima subportadora de la señal de salida está dada como

$$\hat{x}_{k'}(\tau) = x_k e^{j(\varphi_k - \varphi_{k'})} e^{-j \frac{2\pi}{T} k \tau} \times \sum_{i=0}^{L-1} f_i e^{-j \frac{2\pi}{N} k n_i} \Psi(t, \tau, l) \Big|_{t=t_1}^{t_2} \quad (2.12)$$

En donde

- $\Psi(t, \tau, l)$  está definido como

$$\Psi(t, \tau, l) \Big|_{t=t_1}^{t_2} = \int_{t_1}^{t_2} f_i(t - n \text{frac} T 2 - \tau) f_i(t - n' \text{frac} T 2) e^{j \frac{2\pi}{T} l t} dt \quad (2.13)$$

- $\varphi_k = \frac{\pi}{2}(n + k) - \pi n k$  es el desplazamiento de fase.
- $n$  es el  $n$  -ésimo símbolo transmitido.
- $1/T$  es el espaciamiento entre portadoras (consecuentemente,  $T$  es el intervalo entre señales).

Se consideran dos casos para los límites  $t_1$  y  $t_2$  de la integral ??:

**Caso 1:**  $(-4T < (n' - n) \frac{T}{2} < \tau)$

$$t_1 = \tau \text{ y } t_2 = 4T + (n' - n)$$

**Caso 2:**  $(\tau < (n' - n)\frac{T}{2} < 4T)$

$$t_1 = (n' - n)\frac{T}{2} \text{ y } t_2 = 4T + \tau$$

De las expresiones anteriores, tanto para OFDM como para FBMC, se observa que la interferencia por desincronización depende del desplazamiento temporal  $\tau$ , de la diferencia entre las portadoras  $k - k'$  y de la respuesta del canal a la señal impulso.

Si hay una sincronización perfecta, la ortogonalidad entre subcanales se conserva y la capacidad de los usuarios depende exclusivamente del nivel de ruido y de la ganancia del canal Rayleigh.

Por último, en [?] se concluye, después de las simulaciones realizadas para validar las expresiones ?? y ??, que FBMC es menos sensible que OFDM a las desincronizaciones, debido a los efectos adversos en la ortogonalidad que se ocasionan en OFDM; sin embargo, también se concluye que con ambas técnicas no se observa un efecto significativo sobre el desempeño del sistema, si no se tiene en cuenta el efecto del CP en la reducción de la capacidad de OFDM.

## 2.4. Campos de aplicación

Como se indica en [?], donde se comparan OFDM y FBMC en términos de la eficiencia espectral promedio del sistema secundario sobre redes de Radio Cognoscitiva, OFDM convencional tiene la capacidad de evitar tanto la interferencia entre símbolos como la interferencia entre canales gracias al uso del prefijo cíclico; sin embargo, OFDM es muy sensible a variaciones temporales rápidas en el canal de radio y al desplazamiento en el tiempo debido a una sincronización imperfecta, por lo que se presenta una degradación significativa de la capacidad de OFDM asincrónico, si se compara con el caso de una sincronización perfecta. Por su parte, como FBMC no necesita un prefijo cíclico y es más resistente a los desplazamientos de frecuencias residuales, aprovechando la limitación espectral de sus filtros, la pérdida de capacidad es mínima.

La situación anterior se explica porque, en FBMC, sólo las dos subportadoras adyacentes pueden ocasionar interferencia; por el contrario, en OFDM un número mayor de subportadoras adyacentes contribuyen a la interferencia. Por lo tanto, en redes de Radio Cognoscitiva, FBMC es más eficiente en el uso del espectro que OFDM, que depende principalmente del nivel de interferencia que se presente entre las celdas de los usuarios primarios y secundarios.

Una limitación importante de FBMC se observa en sistemas MIMO, en los que su implementación no es trivial, como se establece en las consideraciones expuestas en [?]. Se ha mostrado que los esquemas de conformación de haces múltiples son muy útiles para aumentar el rendimiento de los sistemas OFDM; por su parte, FBMC puede alcanzar un mejor desempeño en cierto intervalo de la relación señal a ruido, SNR, debido a que no

tiene CP, pero se degrada a un piso de error mínimo, aún en el caso de CSI (*Channel State Information*) perfecto, debido a la interferencia entre los términos ICI. Así mismo, para valores altos de la potencia de error estimada  $P_E$ , la degradación en FBMC es mayor que en OFDM. Sin embargo, otros autores [?] también plantean que FBMC (combinado con OQAM, *Offset Quadrature Amplitude Modulation*) es más robusto, comparado con OFDM, frente a desplazamientos temporales de los símbolos y es más inmune a desplazamientos residuales de frecuencia.

En conclusión, OFDM no siempre es la mejor alternativa para muchos de los sistemas de comunicación futuros, especialmente los sistemas de acceso múltiple y los de redes de radio cognoscitiva, en los que FBMC puede mostrar ventajas comparativas; sin embargo, en el caso de *MIMO-FBMC*, tiene algunas limitaciones que necesitan estudios más detallados.

# Capítulo 3

## FBMC en un sistema multipunto a punto

Como se plantea en [?], el problema de la asignación óptima de recursos, tanto por la restricción de potencia como por la interferencia mutua, es un asunto complejo de solucionar. Un caso ilustrativo es OFDMA pues, a pesar de sus características favorables, algunas de las que se han mencionado previamente, presenta problemas, como las fluctuaciones pronunciadas de la envolvente, que ocasionan una relación de potencia pico a potencia promedio (*PAPR*) alta, lo que afecta especialmente los terminales portátiles de los usuarios pues, por una parte, cuentan con una batería con un suministro de potencia limitado y, por otra parte, necesitan amplificadores de alta potencia que operen en la región lineal y que eviten así una distorsión excesiva por intermodulación. Adicionalmente, en el caso de enlaces de subida de usuarios múltiples a una estación base, las diferencias de sincronización en OFDMA afectan la ortogonalidad de las transmisiones, ocasionando interferencia de acceso múltiple.

### 3.1. Single Carrier FDMA

*Single Carrier FDMA* (SC-FDMA) es una versión modificada de OFDMA, con la que se busca resolver algunos de los problemas de los enlaces de subida de las transmisiones de usuarios múltiples. A continuación se hará una descripción de esta tecnología, pues es el método que se propone adaptar para el uso de FBMC en el enlace de subida de un sistema de comunicación inalámbrico multipunto a punto.

Como se describe en [?], los transmisores en un sistema SC-FDMA utilizan distintas frecuencias ortogonales o subportadoras para transmitir los símbolos de información, de forma similar a como se hace en OFDMA; no obstante, las subportadoras no se transmiten en paralelo, como se muestra en la figura ?? para el caso de 12 subportadoras. De esta

forma, se reducen las fluctuaciones en la forma de la onda transmitida y, por lo tanto, se obtiene una PAPR menor.

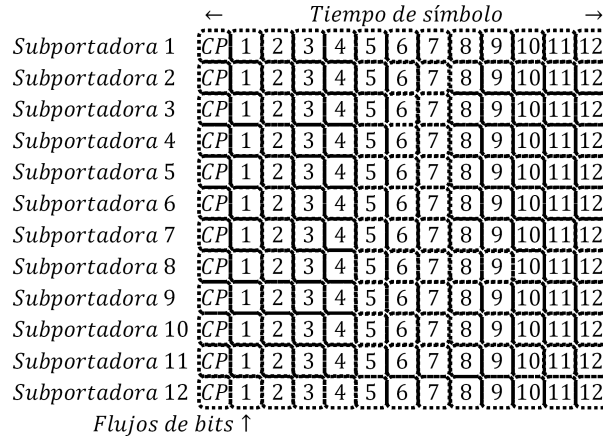


Figura 3.1: Descripción esquemática de la operación de SC-FDMA.

Nuevamente, con referencia a la figura ??, la asignación de recursos se realiza en intervalos de tiempo de transmisión ( $TTI$ ) que en LTE típicamente son de  $0,5ms$ . A su vez, los TTI se subdividen en bloques, que son el tiempo en que se alcanzan a transmitir todas las portadoras una vez.

Sin embargo, por las propagaciones multitrayectorias, las señales SC-FDMA llegan a la estación base con interferencias significativas entre símbolos, que hacen necesario hacer una ecualización en el dominio de la frecuencia; esto representa un procesamiento de señales complejo que, sin embargo, se justifica por la reducción de la carga en los terminales de los usuarios.

El transmisor de un sistema SC-FDMA convierte una señal binaria de entrada en una secuencia de subportadoras moduladas, según se observa en el diagrama de bloques de la figura ??.

La parte inicial en la figura ?? es una DFT de  $N$  puntos que genera una representación en el dominio de la frecuencia de los símbolos de entrada que, a su vez, son asignados a una de las  $M$  subportadoras ortogonales que pueden transmitirse. En este caso, se cumple que  $M > N$ , donde  $N = M/Q$  es un múltiplo entero de  $M$ ; además,  $Q$  es el factor de expansión de ancho de banda de la secuencia de símbolos.

El resultado de la asignación de subportadoras es un conjunto de  $M$  amplitudes de subportadoras complejas, de las cuales  $N$  son diferentes de cero. Por lo tanto, si todas las terminales transmiten  $N$  símbolos por bloque (es decir, el tiempo necesario para transmitir una vez todas las subportadoras), el sistema puede manejar hasta  $Q$  transmisiones simultáneas distintas (en la figura ?? serían hasta 12 transmisiones).

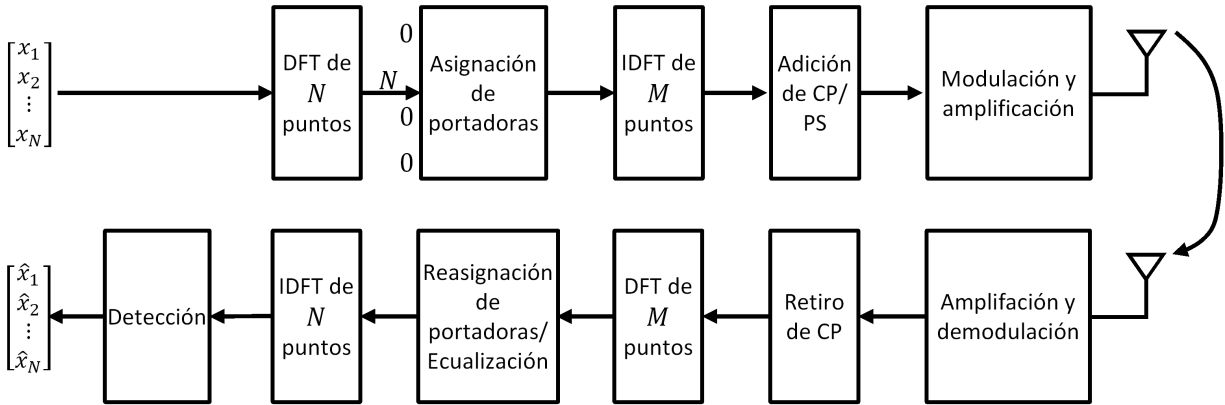


Figura 3.2: Sistema SC-FDMA.

Al igual que en OFDMA, el transmisor en SC-FDMA inserta el prefijo cíclico (CP) que, si su longitud es mayor que la dispersión de retardo máxima del canal, funciona como un tiempo de guarda para evitar la interferencia entre bloques (*IBI*) por la propagación multitrayectoria. Además, facilita la ecualización en el receptor, pues puede mostrarse que, como el CP es una copia de la última parte del bloque, la convolución lineal entre la respuesta al impulso del canal y el bloque de datos transmitidos se convierte en una convolución circular que, en el dominio de la frecuencia, es un producto punto de la DFT de las muestras de frecuencia; por lo tanto, para cancelar la distorsión del canal en el receptor, sería suficiente una división por la DFT de la respuesta al impulso del canal.

Como la modulación de portadoras es individual, se necesita una ecualización en el dominio de la frecuencia para el manejo de la interferencia entre símbolos (ISI) que se produce; esta ecualización, al igual que la detección y decodificación de los símbolos después de pasar por el IDFT, se hace separadamente sobre cada subportadora.

Adicionalmente, el transmisor hace una conformación de pulso para reducir la energía por fuera de la banda; esta conformación de pulso consiste en una operación de filtrado lineal.

### 3.2. Adaptación de SC-FDMA a FBMC

Tomando el concepto de SC-FDMA para aplicarlo a FBMC en el enlace subida de un sistema de comunicación inalámbrico multipunto a punto, el esquema general de SC-FBMC (*Single Carrier FBMC*) sería el que se muestra en la figura ??.

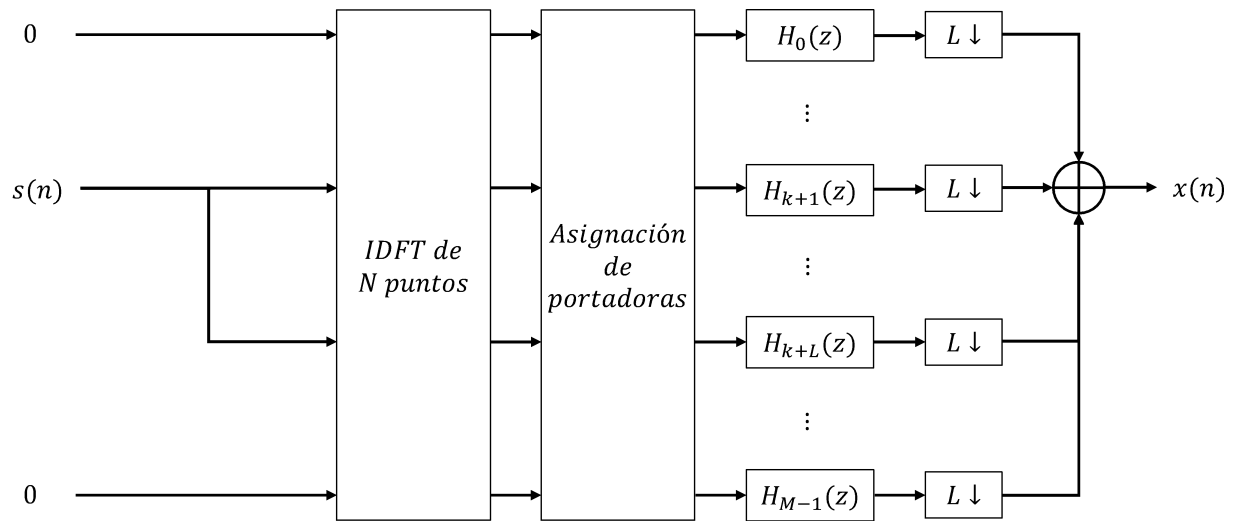


Figura 3.3: Sistema SC-FBMC (*Single Carrier FBMC*).

Al igual que cuando se comparan OFDMA y SC-FDMA, la diferencia entre FBMC y SC-FBMC son los bloques iniciales, que tienen como propósito distribuir, en el dominio de la frecuencia, la señal de entrada entre las subportadoras.

Este esquema es el que se propone en [?], donde también se establece que la PAPR no se mejora, pues los diezmadores y los interpoladores introducen efecto de alias que implican que el método no resulte tan efectivo. Para mejorar la PAPR en SC-FBMC se debe utilizar modulación OQAM; en este caso, la señal de entrada  $s(n)$  de la figura ?? sería el resultado de un procesamiento previo, correspondiente a la modulación OQAM; siguiendo la notación utilizada en diferentes artículos, también se denomina OQAM/SCFDMA.

## Capítulo 4

# Asignación de recursos con FBMC

Partiendo igualmente de SC-FDMA para proponer su adaptación a FBMC, en [?] se plantean dos métodos para la distribución de las subportadoras entre las terminales de los usuarios. Estos métodos se describen a continuación y se muestran de forma gráfica en la figura ??.

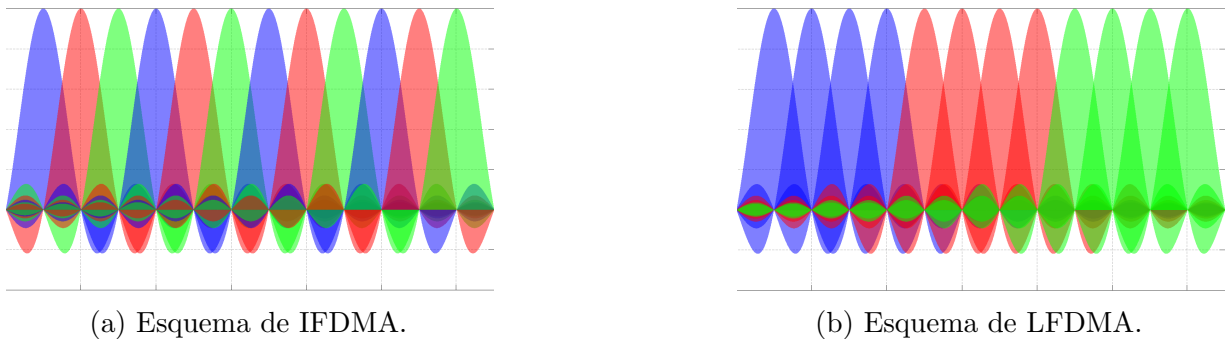


Figura 4.1: Esquemas de los métodos de distribución de las portadoras.

- **SC-FDMA intercalado (IFDMA)**, en donde las subportadoras utilizadas por una terminal están distribuidas de manera equidistante en toda la banda de la señal, mientras que a las subportadoras no utilizadas se les asigna una señal de valor cero. El caso más general es **DFDMA (SC-FDMA distribuido)** en donde las subportadoras no están necesariamente distribuidas de forma equidistante.

La figura ?? muestra de forma esquemática cómo es la distribución de portadoras en IFDMA para tres usuarios (cada uno diferenciado por un color) en 12 portadoras.

- **SC-FDMA confinado (LFDMA)**, en el que cada terminal utiliza un conjunto de subportadores adyacentes para la transmisión, por lo que el ancho de banda en una transmisión LFDMA está restringida a una fracción del ancho de banda del sistema.

Igualmente, la figura ?? muestra de forma esquemática cómo se hace la distribución de portadoras en LFDMA para tres usuarios (cada uno diferenciado por un color) en 12 portadoras.

### 4.1. IFDMA y LFDMA

En la figura ?? se muestra cómo operan IFDMA y LFDMA en un escenario con cuatro subportadoras por usuario ( $N = 4$ ), tres usuarios ( $Q = 3$ ) y, por consiguiente, 12 subportadoras en el sistema ( $M = 12$ , ya que  $M = N \times Q$ ). Si hubiera menos portadoras, se debería reducir la cantidad de subportadoras por usuario o se perdería información; así mismo, con más portadoras, podrían atenderse más usuarios, asignar más portadoras por usuario, o habría espectro sin utilizar.

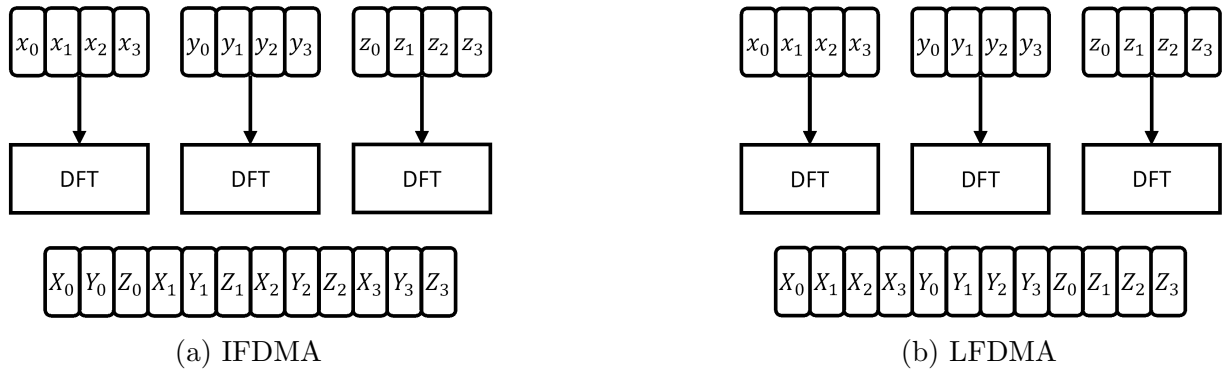


Figura 4.2: Métodos de distribución de las portadoras.

En la comparación de los dos métodos, se concluye que SC-FDMA distribuido puede tener un comportamiento mejor respecto al fenómeno de desvanecimiento selectivo de frecuencia, pues su información está distribuida en toda la banda de la señal; por lo tanto, presenta una buena inmunidad contra los errores de transmisión y, por consiguiente, logra un buen desempeño. Sin embargo, la PAPR de la señal IFDMA es la misma que la de la señal de portadora única convencional.

Por su parte, con SC-FDMA confinado puede conseguirse diversidad multiusuario en la presencia de desvanecimiento selectivo de frecuencia. Para esto, a cada terminal se le asignan subportadoras en la parte de la banda de la señal en la que el usuario tenga las condiciones de transmisión más favorables, lo que equivale a una mayor ganancia de canal; este método es más efectivo si los usuarios transmisores están lo suficientemente dispersos para que puedan observarse diferencias en los desvanecimientos. Como debe hacerse una *asignación dependiente del canal (CDS)*, es necesario que el sistema haga una estimación del canal como una función de la frecuencia de cada terminal y adapte la asignación de las subportadoras a los cambios en las respuestas de frecuencia de los canales de los terminales.

Lo habitual es que la estimación del canal se realice enviando una secuencia de datos de entrenamiento, o tonos piloto, en un conjunto de portadoras conocidas por el receptor, sobre las que se aplican estimadores como LS (*least squares*) o MMSE (*Minimum Mean Square Error*), que son favorecidos por consideraciones prácticas; si los tonos piloto no están disponibles en todas las portadoras, se efectúa una interpolación, para la que se han propuesto varios esquemas [?].

De acuerdo con [?], IFDMA se comporta mejor en un sistema con muchos usuarios, cada uno transmitiendo a una velocidad de bits moderada, mientras que LFDMA es más recomendable en un ambiente con pocos usuarios a velocidades de bits altas.

En general, se ha encontrado que LFDMA con CDS tiene un rendimiento superior a IFDMA; sin embargo, en cuanto a la PAPR, el desempeño de IFDMA es mejor que el de LFDMA.

## 4.2. Distribución de subportadoras en SC-FBMC

Se propone que, de forma equivalente, los métodos anteriores de distribución de las subportadoras se adapten a SC-FBMC, lo que vendría a ser el diseño de los métodos para la asignación de recursos en un enlace de subida con FBMC; estos métodos habría que nombrarlos como LFBMC e IFBMC (o DFBMC), respectivamente.

Como los métodos de distribución de subportadoras no dependen de la técnica de modulación o multiplexación (aunque, como se ha visto, sí tienen un efecto, según la técnica utilizada), la adaptación a SC-FBMC es directa.

Para algunas de las aplicaciones en las que se ha vislumbrado el uso de FBMC, como en redes de Radios Cognoscitivas, es posible que tanto los usuarios primarios como secundarios utilicen técnicas de transmisión que no sean de portadoras múltiples y que, por consiguiente, no pueden distribuirse en toda la banda de la señal; como en CR no deberían imponerse restricciones o asumir escenarios homogéneos, la opción disponible es utilizar LFDMA, asignando segmentos continuos de la banda para que sean ocupados por los diferentes usuarios.

## 4.3. Algoritmo para asignación de recursos

No se hace un análisis de las posibles técnicas o algoritmos para la asignación de los recursos a los distintos usuarios pues no se considera un aspecto esencial dentro del alcance de este trabajo; por lo tanto, se parte de que el algoritmo y la técnica ya están definidos. Es decir, aspectos como la portadora piloto entre la estación base y los usuarios, la trama de la portadora piloto y el algoritmo de asignación utilizado ya estarían definidos.

Al respecto, se sugiere estudiar con más detalle el algoritmo propuesto en [?], en el que se asignan las subportadoras a los usuarios de acuerdo con la calidad del canal y las interferencias que se puedan ocasionar al sistema primario; y, además, el presupuesto de potencia por usuario es distribuido entre las subportadoras, de tal manera que la capacidad total del sistema se maximiza sin causar mayor interferencia al sistema primario (para el caso de redes de Radio Cognoscitiva), con lo que se logra un buen desempeño con este algoritmo.

Sobre el mismo asunto, en [?] se hace una revisión de algoritmos para la asignación de recursos en SC-FDMA, que deberían ser posible adaptar de una forma directa a SC-FBMC, dependiendo de la aplicación en la que se vaya a utilizar.

# Capítulo 5

## Simulación de FBMC en un sistema multipunto a punto

Como se indicó en los capítulos previos, la propuesta es utilizar SC-FBMC en los enlaces de subida por las ventajas comparativas expuestas de SC-FDMA.

Sin embargo, como se verá más adelante, en las simulaciones que se hicieron se observó una PAPR con un valor alto, lo que pone de manifiesto que es necesario hacer estudios adicionales para su reducción pues, como está planteado, el esquema SC-FBMC no es práctico para ser utilizado en terminales móviles.

### 5.1. Condiciones de la simulación

Con fines comparativos, la simulación se hizo a partir de OFDMA, IFDMA y LFDMA. A cada una, aplicando los conceptos de FBMC, se les adicionó un filtro *Nyquist* (el filtro PHYDYAS explicado en la sección ??) y no se utilizó CP; así mismo, como modulación de entrada se utilizó OQAM.

Haciendo uso de una de las terminologías que habitualmente se encuentra en la literatura sobre el asunto, a las modulaciones que se simularon se les dieron las denominaciones de OQAM/OFDMA, OQAM/IFDMA y OQAM/LFDMA, respectivamente.

Para el análisis comparativo de las modulaciones, las siguientes especificaciones utilizadas en las simulaciones fueron las mismas para todas las modulaciones:

- Número de subportadoras:  $M = 1024$ .
- Total de usuarios:  $Q = 8$ .
- Por consiguiente, las subportadoras por usuario son  $N = 128$ .

En la estimación de los errores de bit y en el cálculo de PAPR, para cada una de las modulaciones (OQAM/OFDMA, OQAM/IFDMA y OQAM/LFDMA) se promediaron los resultados de 10.000 simulaciones, en cada una de las cuales se utilizaron como entrada valores binarios (1 y 0) aleatorios; así mismo, se asumió que los 8 usuarios transmitirían simultáneamente.

En la simulación del canal sólo se consideró ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN); por lo tanto, no se consideraron otros fenómenos como el desvanecimiento y la multitrayectoria.

## 5.2. La gráfica de espectro

Para ilustrar los espectros de las modulaciones, se hizo con un sólo usuario, que utilizó portadoras ubicadas en la mitad de la banda de la señal.

Como puede verse en la figura ??, el espectro de OQAM/IFDMA está repartido a través del ancho de banda disponible, lo que se explica porque, en OQAM/IFDMA, las portadoras con la información del usuario están distribuidas de forma equidistante en toda la banda de la señal.

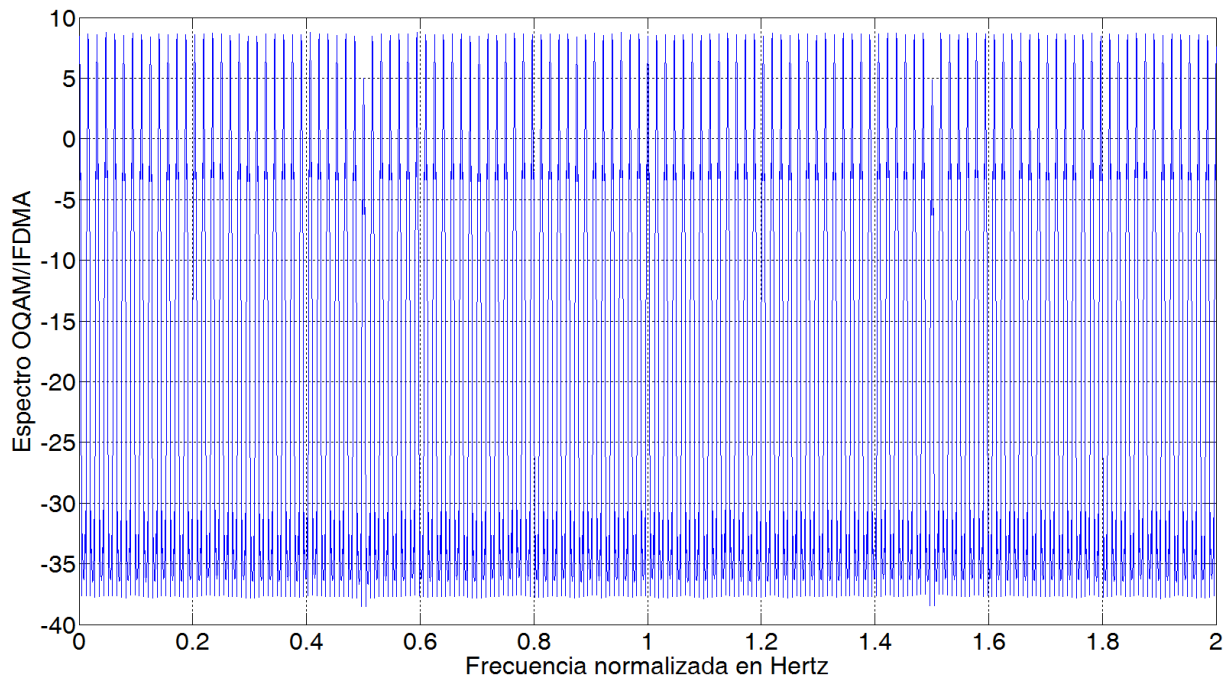


Figura 5.1: Espectro de OQAM/IFDMA.

Tal como se mencionó previamente, los espectros mostrados, tanto de OQAM/IFDMA como de OQAM/OFDMA y OQAM/LFDMA, corresponden a un sólo usuario transmitiendo.

Por su parte, puede verse que los espectros de OQAM/OFDMA (en la figura ?? ) y OQAM/LFDMA (en la figura ??) son similares y todas las portadoras con la información del usuario están confinadas a una subbanda.

En las figuras es importante resaltar que, gracias al filtro *Nyquist* que se utiliza, por fuera de la subbanda en la que están las portadoras con las que se transmite la información de usuario la señal presenta una caída de más de  $50dB$ ; este comportamiento, comparado con los  $13dB$  de OFDMA (sin filtro *Nyquist*), representa una mejora importante en la selectividad de la subbanda.

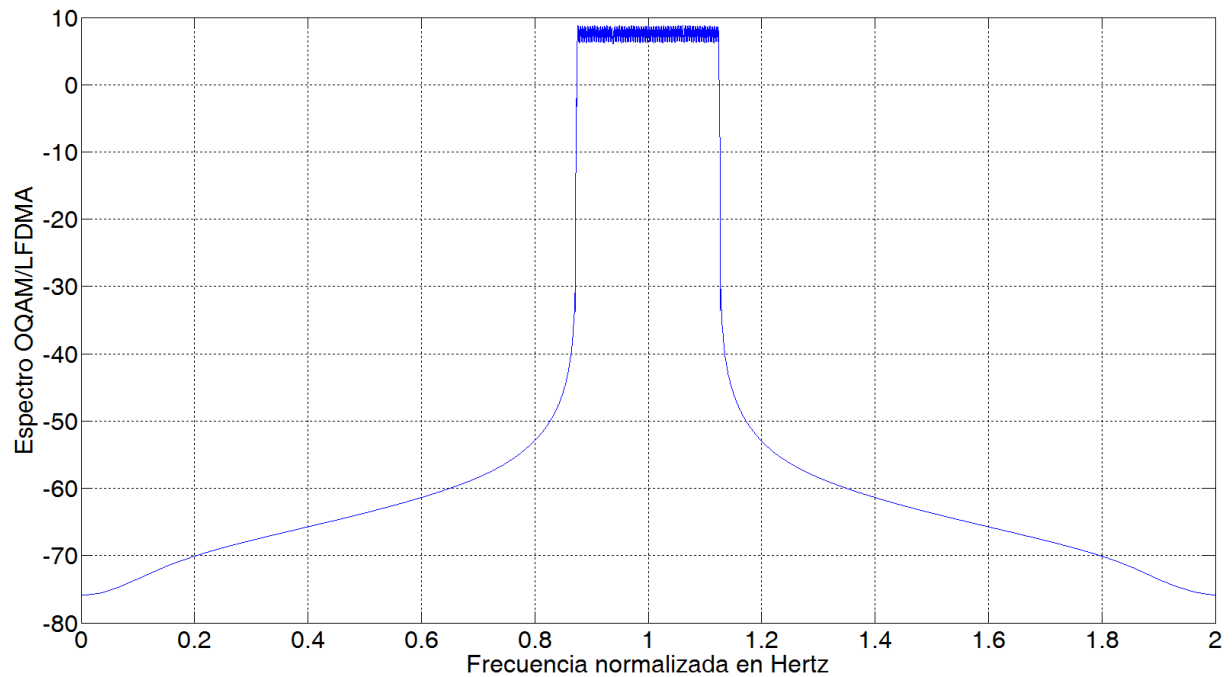


Figura 5.2: Espectro de OQAM/LFDMA.

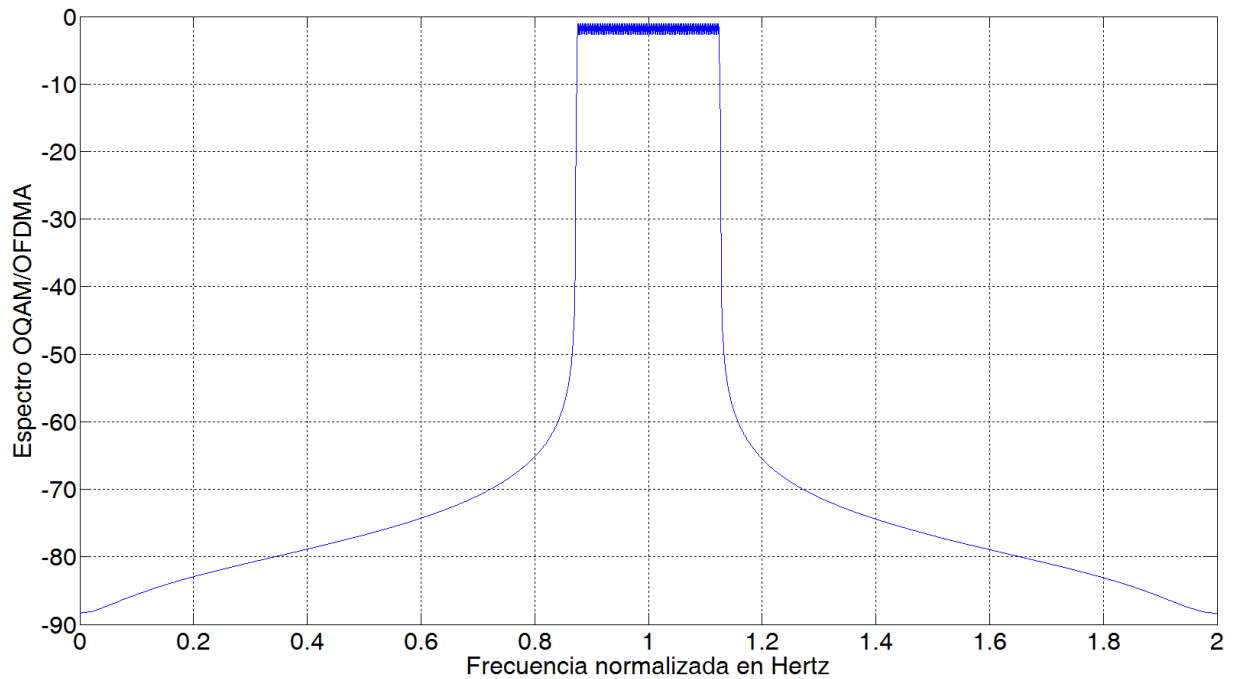


Figura 5.3: Espectro de OQAM/OFDMA.

### 5.3. Probabilidad de error

La figura ?? muestra la probabilidad de error de la transmisión de uno de los usuarios para cada una de las modulaciones; esta fue calculada a partir del promedio de los errores en las 100.000 simulaciones que se hicieron, donde 8 usuarios transmiten simultáneamente, aunque sólo se calcularon los datos de error para el último de los 8 usuarios, considerándolo como un caso representativo.

Como puede verse en la figura ??, las probabilidades de error son muy similares para las modulaciones consideradas. Adicionalmente, puede observarse que, cuando la relación  $E_b/N_o$  está por encima de  $7dB$ , prácticamente no se presentan errores causados por el ruido en el canal.

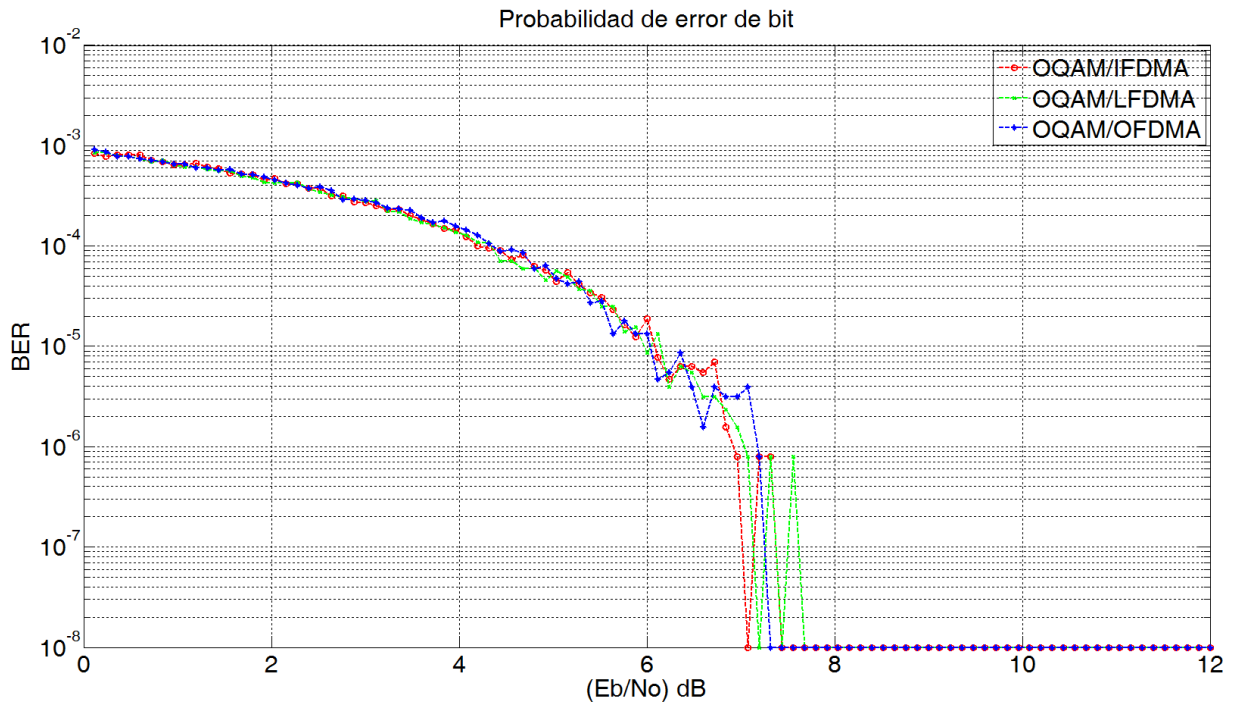


Figura 5.4: Probabilidad de error.

## 5.4. La PAPR

Según se mencionó al inicio de este capítulo, las PAPR promedios que se obtuvieron en las simulaciones de las diferentes modulaciones resultaron ser relativamente altas, llegando a que las PAPR de OQAM/IFDMA (PAPR promedio de 17,45) y OQAM/LFDMA (PAPR promedio de 17,52) son muy similares, mientras que la de OQAM/OFDMA es menor (PAPR promedio de 10,38).

Por las ventajas de SC-FDMA, se recomienda hacer un estudio para revisar las causas del incremento en la PAPR y la mejor forma de reducirla, con el fin de poder utilizar OQAM/OFDMA, OQAM/IFDMA o OQAM/LFDMA en transmisiones móviles, para aplicaciones multipunto a punto.

# Capítulo 6

## Conclusiones

Según se ha visto en diferentes escenarios, cada vez se presenta una mayor demanda de ancho de banda en las redes inalámbricas, motivada en circunstancias como la aparición de servicios y aplicaciones nuevas como la computación en la nube, las redes sociales, la televisión UHD, etc., así como un mayor número de dispositivos conectados a Internet debido a la mayor penetración del servicio de telefonía celular y a la aparición de tipos diferentes de dispositivos inteligentes, no sólo teléfonos móviles, que han dado origen al concepto de Internet de las Cosas o Internet de Todo.

Sin embargo, la necesidad de mayor ancho de banda no está correspondida con una mayor disponibilidad de espectro electromagnético (especialmente en las bandas bajas) pues, por una parte, el espectro electromagnético es un recurso limitado ya que las bandas bajas son las de interés práctico; y, por otra parte, las posibles optimizaciones en el uso del espectro liberando algunas bandas, administrativamente no son fáciles de llevar a cabo y normalmente requieren mucho tiempo, por sus costos y dificultades operativas.

Por las consideraciones anteriores, una de las opciones disponibles es recurrir a tecnologías de modulación más eficientes que, dentro de la misma banda espectral, puedan transmitir más información, aumentando efectivamente el ancho de banda para transmisión de datos. Al respecto, se ha concluido que, si bien OFDM es la tecnología de portadoras múltiples más utilizadas por su facilidad de implementación y rendimiento, el prefijo cíclico ocasiona un desperdicio de ancho de banda, lo que ha llevado a que se pongan en consideración otras tecnologías de portadoras múltiples, entre las que, hasta ahora, se destaca FBMC.

Como se ha visto en este trabajo, comparada con OFDM, la tecnología de FBMC agrega un procesamiento adicional por los bancos de filtros que incluye, aunque no es tan significativo cuando se utilizan bancos de filtros DFT o alguna de sus variantes. De paso, esto indica que, para lograr los beneficios de FBMC con un costo mínimo, es necesario hacer un diseño muy cuidadoso, donde cada uno de los elementos que lo componen sea calculado de la forma más óptima.

Un aspecto de FBMC que requiere un mayor estudio es el filtro prototipo pues, si bien en la literatura sobre el tema se proponen diferentes filtros, parece que todavía no se han encontrado el filtro perfecto o, por lo menos, cuáles serían los criterios más generales aplicables a FBMC que permitan definir el filtro prototipo según la aplicación.

Otra situación que debe estudiarse más a fondo, como quedó evidenciado en las simulaciones realizadas, es la PAPR y las formas posibles de mitigarla en FBMC, para lo que se puede partir de las distintas investigaciones que ya se han realizado sobre el asunto (por ejemplo [?]).

Una aplicación muy apropiada para FBMC y que fue la que dio origen a este trabajo, es en los enlaces de subida de redes multiacceso, donde usualmente hay una estación base central y una cantidad de usuarios comunicándose de forma simultánea; el enlace de bajada no presenta tantas dificultades y, por esa razón, OFDM es una tecnología más que adecuada. Sin embargo, en el enlace de subida se evidencia una de las debilidades de OFDM, como es la necesidad de ortogonalidad en el dominio del tiempo de las portadoras que la componen, pues requeriría una coordinación entre todos los usuarios o la aplicación de técnicas de compensación de las interferencias entre portadoras, lo que hace compleja su implementación. Por el contrario, FBMC, debido a las características de selectividad de los filtros *Nyquist* del banco de filtros, según se vio en la simulaciones, de forma implícita cancela las interferencias entre portadoras, sin necesidad de aplicar técnicas adicionales de compensación. Esto es lo que hace que el procesamiento que hay que agregar a OFDM para la compensación de las interferencias lleve a que su complejidad sea comparable o, inclusive, superior a la de FBMC y que se justifique la utilización de esta última.

Las redes de radios cognitivas es otra de las aplicaciones en las que se evidencia que OFDM/OFDMA no es adecuada. En estas redes las bandas del espectro electromagnético son utilizadas por usuarios heterogéneos, sin ninguna coordinación entre ellos y que, por consiguiente, son completamente independientes; nuevamente, la selectividad de los bancos de filtro de FBMC hacen que esta sea una técnica muy conveniente para utilizar en este tipo de redes.

Hay que señalar que no es de esperar que la utilización de FBMC sea tan difundida como la de OFDM; en su lugar, FBMC debería emplearse sólo en aplicaciones en las que los beneficios comparativos que se obtengan compensen o justifiquen la complejidad en la que se incurre con FBMC. De todas formas, es de mencionar que, con la capacidad actual de los procesadores de señales, el costo adicional es marginal.

Como se ha indicado, dos de las posibles aplicaciones de FBMC son los enlaces de subida en las redes multipunto a punto y en las redes de radios cognitivas. Al respecto, lo que también se observa es que son necesarias más implementaciones reales, que permitan determinar el potencial verdadero de FBMC.

Finalmente, teniendo en cuenta que FBMC y OFDM son dos casos particulares de modulación de portadoras múltiples, se sugiere estudiar las otras modulaciones más generales

que están proponiendo varios investigadores; esto con el fin de determinar los tipos de aplicaciones en que pueden utilizarse y sus posibles ventajas.

Al respecto, es de mencionar que en nuestro medio sólo se encontró una publicación relacionada con el tema de bancos de filtros [?]. Sin embargo, por las aplicaciones que pueden tener los bancos de filtros en diferentes áreas (además de la revisada en este trabajo) sería importante que se estudiaran con más detalle.

# Bibliografía

- [1] Miquel Payaró, Antonio Pascual-Iserte, and Montse Nájjar. Performance comparison between FBMC and OFDM in MIMO systems under channel uncertainty. In *Wireless Conference (EW), 2010 European*, pages 1023–1030. IEEE, 2010.
- [2] Tobias Hidalgo Stitz. *Filter Bank Techniques for the Physical Layer in Wireless Communications*. PhD thesis, Tampere University of Technology, Tampere, 2010.
- [3] IDATE. UMTS forum report 44 - mobile traffic forecasts 2010-2020 report. Forecast 44, UMTS Forum, London, England, January 2011.
- [4] ITU-R. Report ITU-r m.2078. Technical Report M.2078, ITU-R, Geneva, Switzerland, 2006.
- [5] Signals Telecom Consulting. Analysis of ITU spectrum recommendations in latin america region - understanding spectrum allocations and utilization, August 2013.
- [6] M. Vetterli. A theory of multirate filter banks. *IEEE Transactions On Acoustics, Speech, And Signal Processing*, 35(3):17, 1987.
- [7] Tapio Saramaki and Robert Bregovic. Multirate systems and filter banks. In G. Jovanovic-Dolecek, editor, *Multirate systems: design and applications*. Idea Group Pub., 2002.
- [8] Alfred Mertins. *Signal Analysis (Revised Edition)*. John Wiley Sons, Chichester, 1999.
- [9] P.P. Vaidyanathan. Multirate digital filters, filter banks, polyphase networks, and applications: A tutorial. *Proceedings of the IEEE*, 78(1):56–93, 1990.
- [10] P.P. Vaidyanathan. *Multirate Systems And Filter Banks*. Electrical engineering. Electronic and digital design. Dorling Kindersley, 1993.
- [11] Maurice Bellanger. FBMC physical layer: A primer. *Tech. Rep.*, June 2010.
- [12] Behrouz Farhang-Boroujeny. A square-root nyquist (m) filter design for digital communication systems. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 56(5):2127–2132, 2008.

- [13] J. Proakis and M. Salehi. *Digital Communications*. McGraw-Hill higher education. McGraw-Hill Education, 5 edition, 2007.
- [14] Maurice G. Bellanger. Specification and design of a prototype filter for filter bank based multicarrier transmission. In *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2001. Proceedings.(ICASSP'01). 2001 IEEE International Conference on*, volume 4, pages 2417–2420. IEEE, 2001.
- [15] Behrouz Farhang-Boroujeny. OFDM versus filter bank multicarrier. *IEEE Signal Processing Magazine*, 28(3):92–112, May 2011.
- [16] Hamid Saeedi-Sourck, Yan Wu, Jan W. M. Bergmans, Saeed Sadri, and Behrouz Farhang-Boroujeny. Complexity and performance comparison of filter bank multicarrier and OFDM in uplink of multicarrier multiple access networks. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 59(4):1907–1912, April 2011.
- [17] Mashhoor AlTarayrah and Qasem Abu Al-Haija. Adaptive channel equalization for FBMC based on variable length step size and mean-squared error. *International Journal of Digital Information and Wireless Communications (IJDIWC)*, 3(4):66–76, 2013.
- [18] Alphan Sahin, I. Guvenc, and Hüseyin Arslan. A survey on multicarrier communications: Prototype filters, lattice structures, and implementation aspects. 2012.
- [19] Leonardo G. Baltar, Frank Schaich, Markku Renfors, and Josef A. Nossek. Computational complexity analysis of advanced physical layers based on multicarrier modulation. In *Future Network & Mobile Summit (FutureNetw), 2011*, pages 1–8. IEEE, 2011.
- [20] R. Prasad. *OFDM for Wireless Communications Systems*. Artech House universal personal communications series. Artech House, 2004.
- [21] Yahia Medjahdi, Michel Terré, Didier Le Ruyet, and Daniel Roviras. Asynchronous OFDM/FBMC interference analysis in selective channels. In *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2010 IEEE 21st International Symposium on*, pages 538–542. IEEE, 2010.
- [22] Yahia Medjahdi, M. Terré, D. Le Ruyet, D. Roviras, J. A. Nossek, and L. Baltar. Inter-cell interference analysis for OFDM/FBMC systems. In *Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2009. SPAWC'09. IEEE 10th Workshop on*, pages 598–602. IEEE, 2009.
- [23] H. Zhang, D. Le Ruyet, D. Roviras, Y. Medjahdi, and H. Sun. Spectral efficiency comparison of OFDM/FBMC for uplink cognitive radio networks. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2010:1–15, 2010.

- [24] Institute of Electrical and Electronics Engineers Future Network & Mobile Summit. *2010 Future Network & Mobile Summit 16-18 June 2010, Florence, Italy*. IIMC International Information Management Corp., [Dublin, Ireland], 2010.
- [25] Yao Cheng, Peng Li, and Martin Haardt. FBMC/OQAM for the asynchronous multi-user MIMO uplink. *Smart Antennas (WSA), 2014 18th International ITG Workshop on*, pages 1–6, March 2014.
- [26] Hyung G. Myung, Junsung Lim, and David Goodman. Single carrier FDMA for uplink wireless transmission. *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, 1(3):30–38, 2006.
- [27] Chung Him Yuen, P. Amini, and B. Farhang-Boroujeny. Single carrier frequency division multiple access (SC-FDMA) for filter bank multicarrier communication systems. In *Cognitive Radio Oriented Wireless Networks Communications (CROWNCOM), 2010 Proceedings of the Fifth International Conference on*, pages 1–5, June 2010.
- [28] Jean-Baptiste Doré, Vincent Berg, Nicolas Cassiau, and Dimitri Kténas. FBMC receiver for multi-user asynchronous transmission on fragmented spectrum. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2014(1):41, 2014.
- [29] Musbah Shaat and Faouzi Bader. An uplink resource allocation algorithm for OFDM and FBMC based cognitive radio systems. In *Cognitive Radio Oriented Wireless Networks & Communications (CROWNCOM), 2010 Proceedings of the Fifth International Conference on*, pages 1–6. IEEE, 2010.
- [30] Ian C. Wong, Oghenekome Oteri, and Wes McCoy. Optimal resource allocation in uplink SC-FDMA systems. *Trans. Wireless. Comm.*, 8(5):2161–2165, May 2009.
- [31] Zsolt Kollár and Péter Horváth. PAPR reduction of FBMC by clipping and its iterative compensation. *Journal of Computer Networks and Communications*, 2012:1–11, 2012.
- [32] Carlos Henry Mendoza Cárdenas and Natalia Gaviria Gómez. OFDM-OQAM spectrum sensing technique. *Revista Politécnica*, 8(15):19–24, July 2012.