

**Factibilidad Tecnológica de la Implementación de un Sistema de Acceso Múltiple al  
Satélite basado en OFDMA utilizando TDM**



**Luis Alberto Aguirre Romo**  
**Luis Alberto Rodríguez Rodríguez**

**Universidad del Cauca**  
**Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones**  
**Departamento de Telecomunicaciones**  
**Popayán**  
**2010**

**Factibilidad Tecnológica de la Implementación de un Sistema de Acceso Múltiple al  
Satélite basado en OFDMA utilizando TDM**



**Luis Alberto Aguirre Romo**

**Luis Alberto Rodríguez Rodríguez**

**Documento final de trabajo grado presentado como requisito  
para optar al título de Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones**

**Director**

**ING. MÁG. HAROLD ROMO ROMERO**

**Universidad del Cauca**

**Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones**

**Departamento de Telecomunicaciones**

**Popayán**

**2010**

# Tabla de contenido

<b>LISTA DE FIGURAS .....</b>	<b>i</b>
<b>ACRÓNIMOS.....</b>	<b>iii</b>
<b>RESUMEN.....</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>2</b>
<b>CAPÍTULO 2 TÉCNICAS DE MULTIPLEXACIÓN, MODULACIÓN Y ACCESO AL SATÉLITE.....</b>	<b>4</b>
<b>2.1. TÉCNICAS DE MULTIPLEXACIÓN .....</b>	<b>5</b>
2.1.1. Multiplexación por división de frecuencia FDM.....	5
2.1.2. Multiplexación por división de tiempo TDM .....	6
<b>2.2. TÉCNICAS DE ACCESO MÚLTIPLE .....</b>	<b>7</b>
2.2.1. Acceso múltiple por división de frecuencia FDMA.....	7
2.2.2. Acceso múltiple por división de tiempo TDMA .....	11
2.2.3. Acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal OFDMA .....	11
2.2.4. Acceso múltiple por división de código CDMA.....	22
2.2.5. Protocolo de acceso múltiple ALOHA .....	22
<b>2.3. MODULACIÓN DIGITAL .....</b>	<b>22</b>
2.3.1. Normalización de energía .....	22
2.3.2. Modulación en Fase y Cuadratura .....	26
<b>2.4. MODELOS DE CANAL DE PROPAGACIÓN .....</b>	<b>26</b>
2.4.1. Clasificación de modelos de canal.....	28
2.4.2. Canal de transmisión AWGN .....	31
<b>CAPÍTULO 3 MODELO DE SIMULACIÓN DE LAS TÉCNICAS DE ACCESO AL SATÉLITE TDM/FDMA Y TDM/OFDMA .....</b>	<b>34</b>
<b>3.1. PROCESO DE DESARROLLO DEL MODELO DE SIMULACIÓN .....</b>	<b>34</b>
3.1.1. Transmisor FDMA .....	34
3.1.2. Receptor FDMA .....	39
3.1.3. Transmisor OFDMA.....	40
3.1.4. Receptor OFDMA .....	42
3.1.5. Etapas de Radiofrecuencia.....	42
3.1.6. Canal de Transmisión .....	43

<b>CAPÍTULO 4 IMPLEMENTACIÓN DEL MODELO DE SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.....</b>	<b>44</b>
<b>4.1. PARAMETROS Y VARIABLES DE SIMULACIÓN .....</b>	<b>44</b>
<b>4.1.1. Plan de Frecuencias.....</b>	<b>44</b>
<b>4.1.2. Filtros utilizados.....</b>	<b>47</b>
<b>4.2. MODULACIÓN DIGITAL.....</b>	<b>48</b>
<b>4.3. ANCHO DE BANDA.....</b>	<b>50</b>
<b>CAPÍTULO 5 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....</b>	<b>53</b>
<b>5.1. CONCLUSIONES .....</b>	<b>53</b>
<b>5.2. RECOMENDACIONES.....</b>	<b>53</b>
<b>REFERENCIAS.....</b>	<b>55</b>

## **LIBRO DE ANEXOS ADJUNTO**

**ANEXO A. DESCRIPCIÓN DE LOS BLOQUES DE SIMULINK UTILIZADOS EN LA SIMULACION DE UN SISTEMA DE ACCESO MÚLTIPLE AL SATÉLITE BASADO EN OFDMA UTILIZANDO TDM.**

## LISTA DE TABLAS

### CAPÍTULO 2

Tabla 2.1 Valores de normalización .....	24
--	----

### CAPÍTULO 4

Tabla 4.1: Equivalencia de parámetros para simulación .....	45
---	----

## LISTA DE FIGURAS

### CAPÍTULO 2

Figura 2.1 Modelo básico para FDM .....	5
Figura 2.2 Principio básico de TDM .....	6
Figura 2.3 Transmisión y recepción TDM .....	7
Figura 2.4 FDMA .....	8
Figura 2.5 Transmisión y recepción para FDMA .....	9
Figura 2.6 TDMA en Transmisión Satelital.....	11
Figura 2.7 Superposición de portadoras .....	12
Figura 2.8 Inserción del prefijo cíclico para un símbolo OFDM.....	13
Figura 2.9 Modelo de Transmisión OFDM.....	18
Figura 2.10 Teorema de Fourier .....	18
Figura 2.11 Asignación de recursos en OFDMA .....	21
Figura 2.12 Normalización de 16-QAM .....	23
Figura 2.13 Tipos de Modulación .....	24
Figura 2.14 Distribución Normal o Gaussiana.....	32

### CAPÍTULO 3

<b>Figura 3.1: Transmisor FDMA .....</b>	<b>34</b>
<b>Figura 3.2 Configuración del generador de Bernoulli .....</b>	<b>35</b>
<b>Figura 3.3: Configuración del conversor de serie a paralelo.....</b>	<b>36</b>
<b>Figura 3.4 Configuración del aleatorizador .....</b>	<b>36</b>
<b>Figura 3.5 Configuración del modulador .....</b>	<b>37</b>
<b>Figura 3.6: Parámetros de FDATool para filtros pasabajas.....</b>	<b>38</b>
<b>Figura 3.7: Parámetros de FDATool para filtros pasabanda .....</b>	<b>38</b>
<b>Figura 3.8: Parámetros de FDATool para filtros pasa-altas .....</b>	<b>39</b>
<b>Figura 3.9: Transmisor OFDMA .....</b>	<b>40</b>
<b>Figura 3.10: Generador de datos y TDM.....</b>	<b>40</b>
<b>Figura 3.11: Configuración del bloque de relleno.....</b>	<b>41</b>

### CAPÍTULO 4

<b>Figura 4.1: Modulación QPSK para FDMA y OFDMA.....</b>	<b>48</b>
<b>Figura 4.2: Modulación 16-QAM para FDMA y OFDMA.....</b>	<b>49</b>
<b>Figura 4.3: Modulación 16-QAM en FDMA y OFDMA (Fourier) .....</b>	<b>49</b>
<b>Figura 4.4: Ancho de banda utilizado en FDMA con QPSK o 16-QAM .....</b>	<b>50</b>
<b>Figura 4.5: Ancho de banda utilizado en OFDMA con QPSK o 16-QAM .....</b>	<b>52</b>

## ACRÓNIMOS

- 16-QAM:** (*Quadrature Amplitude Modulation in 16 phases*), Modulación de Amplitud en Cuadratura de 16 fases.
- 64-QAM:** (*Quadrature Amplitude Modulation in 64 phases*), Modulación de Amplitud en Cuadratura de 64 fases.
- ACK:** (*Acknowledgement*), Confirmación de Acuse de Recibo
- AWGN:** (*Additive White Gaussian Noise*), Ruido Gaussiano Blanco Aditivo.
- BER:** (*Bit Error Rate*), Tasa de Error de Bit.
- BPSK:** (*Binary Phase Shift Keying*), Modulación por Amplitud de Fase Binaria
- BW:** (*Bandwidth*), Ancho de Banda.
- C/N:** (*Carrier to Noise Ratio*), Relación Portadora a Ruido.
- CDMA:** (*Code Division Multiple Access*), Acceso Múltiple por División de Código.
- DAMA:** (*Demand Assigned Multiple Access*), Acceso Múltiple Asignado por Demanda.
- DFT:** (*Discrete Fourier Transform*), Transformada Discreta de Fourier.
- DQPSK:** (*Differential Quadrature Phase Shift Keying*), Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura Diferencial
- FDM:** (*Frequency Division Multiplexing*), Multiplexación por División de Frecuencia.
- FDMA:** (*Frequency Division Multiple Access*), Acceso Múltiple por División de Frecuencia.
- FFT:** (*Fast Fourier Transform*), Transformada Rápida de Fourier.
- FPB:** Filtro Pasabajas
- HEO:** (*Highly Elliptical Orbit*), Órbita Altamente Elíptica
- ICI:** (*Inter-carrier Interference*), Interferencia Interportadora.
- IDFT:** (*Inverse Discrete Fourier Transform*), Transformada Inversa Discreta de Fourier.
- IFFT:** (*Inverse Fast Fourier Transform*), Transformada Inversa Rápida de Fourier.
- ISI:** (*Intersymbol Interference*), Interferencia Intersimbólica.

- LEO:** (*Low Earth Orbit*), Satélite de Orbita Baja
- MCPC:** (*Multiple Channel per Carrier*), Múltiples Canales por Portadora.
- MEO:** (*Medium Earth Orbit*), Satélite de Orbita Media
- M-PSK:** (*M-ary Phase Shift Keying*), Modulación M-aria por Desplazamiento de Fase en Cuadratura.
- M-QAM:** (*M-ary Quadrature Amplitude Modulation*) Modulación M-aria de Amplitud en Cuadratura.
- OFDM:** (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal.
- OFDMA:** (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*), Acceso Múltiple por División de Frecuencia Ortogonal.
- PAPR:** (*Peak to Average Power Ratio*), Relación de Potencia Pico - Promedio
- QAM:** (*Quadrature Amplitude Modulation*), Modulación de Amplitud en Cuadratura
- QPSK:** (*Quadrature Phase Shift Keying*), Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura.
- RF:** (*Radio Frequency*), Radiofrecuencia.
- SNR:** (*Signal to Noise Ratio*), Relación Señal a Ruido.
- TDM:** (*Time Division Multiplexing*), Multiplexación por División de Tiempo
- TDMA:** (*Time Division Multiple Access*), Acceso Múltiple por División de Tiempo.

## RESUMEN

En este proyecto se simula los sistemas de acceso múltiple OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) y FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) sobre un sistema de acceso satelital para evaluar el desempeño en potencia y ancho de banda en el canal de subida. Para ello, se ha construido un modelo utilizando *Simulink*, donde se expone el sistema a un canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) y se realizan mediciones de BER (*Bit Error Rate*). Se ha identificado que la BER disminuye al aumentar la relación señal a ruido y se modifica con parámetros como la modulación y el número de portadoras de la transformada de Fourier en OFDMA.

Con el análisis realizado, se pudo constatar que las características de operación de OFDMA, además de la adecuada aplicación de valores en los parámetros involucrados como la relación Eb/No (Energía de Bit a Potencia de Ruido), permiten llegar a un sistema con buenos niveles de tasa de error de bit. Igualmente se expuso la factibilidad de implementar un sistema de acceso múltiple al satélite basado en OFDMA.

**Palabras claves:** OFDMA, FDMA, TDM, acceso satelital, acceso al satélite, acceso múltiple.

## 1. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de comunicación por satélite aún presentan un desaprovechamiento de los recursos puestos en órbita. En los sistemas de telecomunicaciones terrestres, OFDM y OFDMA permiten disminuir los niveles de potencia requeridos para conseguir una tasa de errores específica y mejorar la capacidad del sistema y la inmunidad al ruido. Estas técnicas de acceso múltiple aún no han sido implementadas en las plataformas satelitales comerciales existentes, por ello la importancia que tiene el estudio del comportamiento de estas tecnologías sobre este tipo de plataformas. En el presente proyecto se realiza un análisis de desempeño de la inclusión de estas tecnologías en plataformas satelitales, comparadas con FDMA, lo cual enriquecerá el conocimiento del comportamiento de este tipo de tecnologías en el ámbito de los sistemas de comunicaciones por satélite.

En el capítulo 1 se presenta una descripción del problema a resolver junto con las posibles ventajas de la modulación OFDM y la técnica de acceso OFDMA en cuanto a su desempeño sobre plataformas satelitales. Se expone brevemente y de manera general el procedimiento realizado para cumplir con los objetivos planteados al inicio del proyecto. En el capítulo 2 se definieron las características técnicas y funcionales del sistema a analizar, partiendo de la recopilación de referentes bibliográficos que describen la forma de implementar los sistemas FDMA y OFDMA. Se establecieron los criterios para la construcción de un modelo de simulación que responda ante los escenarios de estudio planteados, con énfasis en el desempeño frente al ruido AWGN y la técnica de acceso múltiple utilizada. Con estos criterios se realizó un modelo basado en una metodología conocida para la construcción de simuladores. En el capítulo 3 se implementa el modelo de simulación mediante la herramienta Simulink, el cual es utilizado desde una interfaz gráfica de usuario sobre el entorno Matlab, en la cual, cada uno de los parámetros aplicados a los modelos FDMA y OFDMA puede ser modificado. También se describe la utilización de algunas herramientas para la presentación gráfica de curvas y medición de espectros en la observación el comportamiento del sistema. En el capítulo 4 se presenta el análisis de

desempeño del sistema basado en las curvas de Eb/No en función de BER obtenidas y en las graficas espectrales de utilización del ancho de banda. En el capítulo 5 se exponen las conclusiones del análisis previo y se señalan algunas recomendaciones para trabajos futuros basados en los planteamientos del presente documento.

Adicional a los análisis realizados sobre las principales ventajas y desventajas del modelo estudiado, la intención de este trabajo es ofrecer una herramienta de estudio donde se torne más accesible la comprensión de las técnicas de acceso FDMA y OFDMA. Finalmente, se busca establecer los criterios que permitan decidir qué tan factible resulta, desde el punto de vista técnico, implementar un sistema de acceso múltiple a un satélite empleando la técnica de acceso OFDMA, además de exponer las ventajas que tiene OFDMA para adaptarse a escenarios satelitales y ser adoptado a nivel mundial.

## 2. TÉCNICAS DE MULTIPLEXACIÓN, MODULACIÓN Y ACCESO AL SATÉLITE.

En los sistemas de comunicación por satélite se emplean distintas técnicas de multiplexación en tiempo, frecuencia o código para facilitar la comunicación entre cada estación terrena y los usuarios, permitiendo combinar y transmitir simultáneamente varias señales a través de un solo canal de transmisión.

En la modulación digital, el ancho de banda de la portadora limita el número de símbolos por segundo que se pueden transmitir y con ello limita la máxima velocidad de transmisión. Las técnicas de modulación deben proporcionar una buena adaptación a las características del canal, por lo cual, las modulaciones más eficientes tienen un elevado número de bits por símbolo, aunque son más vulnerables al ruido al existir mayor probabilidad de error por símbolo. Si el entorno tiene un gran nivel de ruido, los errores pueden ocurrir en cadena impidiendo la recuperación de la señal; por lo tanto, se debe utilizar una modulación lo suficientemente robusta pero igualmente eficiente. En sistemas satelitales las modulaciones más utilizadas son QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying), 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) y 64-QAM que operan con 2, 4 y 6 bits por símbolo<sup>1</sup> respectivamente.

En los esquemas que trabajan con mayor número de símbolos en su constelación se envía una mayor cantidad de bits por símbolo, esto permite incrementar la velocidad de transmisión, siendo necesario tener un valor elevado en la relación C/N (*Carrier to Noise Ratio*) con respecto a la BER (*Bit Error Rate*) y en los niveles de potencia radiada efectiva radiada (PRE). Esto último (PRE) incrementa los diámetros en las antenas receptoras, debido a su sensibilidad intrínseca al ruido y a la interferencia.

---

<sup>1</sup> En este caso y a lo largo de este capítulo, se hace referencia a un símbolo de la modulación que corresponda, es decir, símbolo M-PSK, símbolo M-QAM o símbolo OFDM según corresponda.

Las técnicas de acceso múltiple se utilizan cuando las señales que proceden de varias estaciones terrenas comparten los recursos de potencia y ancho de banda de los transpondedores. Estas técnicas de acceso utilizan, cada una de ellas, conceptos diferentes y realizan separaciones entre los canales utilizando parámetros como frecuencia, tiempo o codificación especial.

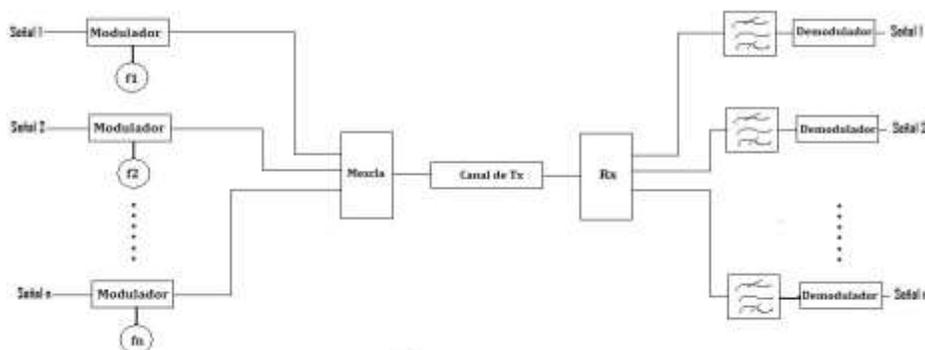
En un sistema de acceso múltiple se consideran dos tipos diferentes de enlaces, uno desde la estación terrena hasta el transpondedor (enlace ascendente) y otro desde el transpondedor hasta la estación terrena (enlace descendente). En el enlace ascendente hay acceso de una o varias estaciones terrenas a un recurso en particular, en el enlace descendente se tiene una distribución de los canales desde el transpondedor hacia una o varias estaciones terrenas.

## 2.1. TÉCNICAS DE MULTIPLEXACIÓN.

### 2.1.1. Multiplexación por división de frecuencia FDM.

En la figura 2.1, se puede observar la asignación de una frecuencia portadora diferente a cada señal de entrada. Las frecuencias portadoras asignadas pertenecen a un ancho de banda disponible y forman un conjunto de señales organizadas ascendentemente conservando su forma inicial, que se envían en forma simultánea a través del medio de transmisión.

La figura 2.1 permite observar  $n$  señales a la entrada de un transmisor donde cada una modula una portadora desde  $f_1$  a  $f_n$ . Las portadoras moduladas se mezclan y se envían por el canal de transmisión para que compartan el mismo ancho de banda del canal sin traslaparse.

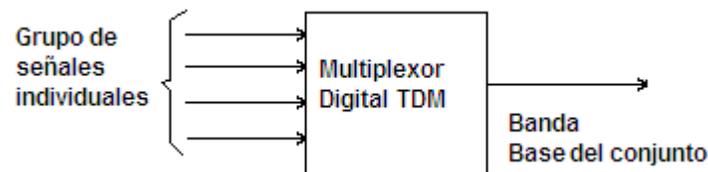


**Figura 2.1: Modelo Básico para FDM**

En recepción se realiza un proceso inverso que consiste en filtraje pasabanda, demodulación y recuperación de las señales. Los filtros pasabanda se emplean para escoger la frecuencia portadora correspondiente (Frenzel L., 2003).

### 2.1.2. Multiplexación por división de tiempo TDM.

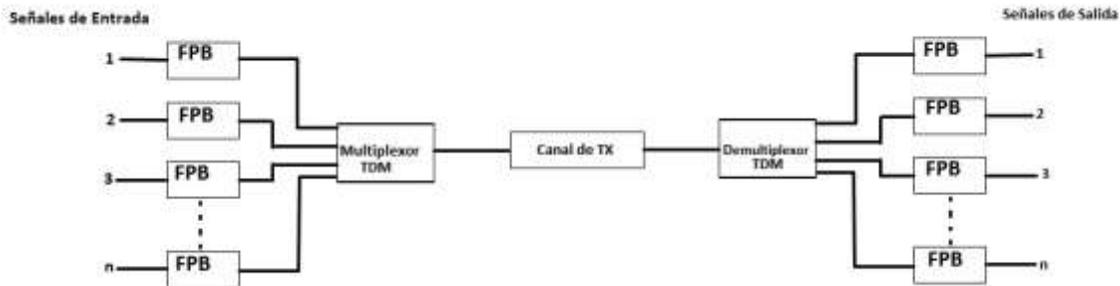
El principio básico de TDM es enviar varias señales a través de un solo canal de transmisión de tal manera que a cada una se le asigna un tiempo de transmisión diferente y pueden utilizar la misma frecuencia sin causar interferencia entre ellas. De acuerdo con el esquema básico de la figura 2.2, varias señales digitales entran a un bloque de multiplexación donde cada señal se ubica secuencialmente con las demás en un solo medio de transmisión formando la denominada banda base del conjunto de señales. La tasa de bits de este grupo de señales es mayor que la tasa de bits de todo el grupo de señales de entrada considerando que tales señales pueden ser de voz, video o datos.



**Figura 2.2: Principio básico de TDM**

En la figura 2.3 se puede observar un esquema de transmisión y recepción utilizando TDM. Los filtros pasabajos (FPB) limitan el ancho de banda de las señales para evitar el traslape, luego pasan al multiplexor TDM donde se muestrea cada señal de entrada a una frecuencia  $F_s$  mayor al doble de la frecuencia de corte de cada filtro y se coloca secuencialmente las  $n$  muestras de señal en un tiempo de muestreo  $T_s = 1/F_s$  (Haykin, 2002) (Frenzel L., 2003).

En transmisión de señales de voz, la calidad de las comunicaciones con TDM es independiente de la distancia, debido a que estas señales se convierten inicialmente a datos, se transmiten y vuelven de nuevo a su forma inicial.



**Figura 2.3: Transmisión y recepción TDM**

TDM es muy sensible a variaciones de amplitud o de fase con la frecuencia, por lo cual es necesario ecualizar las respuestas en fase y en magnitud del canal para obtener un correcto funcionamiento del sistema.

Un aspecto fundamental para TDM es que debe haber sincronía entre transmisor y receptor para evitar errores en la recuperación de la señal (Haykin, 2002).

## **2.2. TÉCNICAS DE ACCESO MÚLTIPLE.**

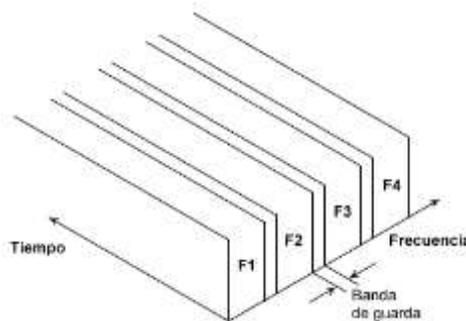
### **2.2.1. Acceso múltiple por división de frecuencia FDMA**

Para transmitir cualquier tipo de señal (voz, video o datos) desde su fuente original, esta se debe transformar en una señal eléctrica mediante un dispositivo llamado transductor. La señal resultante se conoce como señal de banda base, la cual posteriormente se debe adecuar al medio de transmisión, es decir, se debe modular para obtener señales de una frecuencia superior a la inicial (frecuencia intermedia o radiofrecuencia). La razón para no transmitir directamente en banda base es que no todas las señales se propagan de igual manera, en especial aquellas de baja frecuencia cuya potencia no es la suficiente para recorrer grandes distancias, por ello se debe montar la señal sobre otra, con características que permitan llevarla a su destino. El modulador realiza este proceso asignando una frecuencia portadora diferente a cada señal de entrada.

Los filtros pasabanda utilizados en el transmisor sirven para seleccionar, en cada señal, la frecuencia portadora que le fue asignada para luego ser mezclada y transmitida junto con las demás. En el receptor, los filtros pasabanda permiten recuperar únicamente la frecuencia de cada señal y desechar las demás. Generalmente, en esta etapa se presenta pérdida de la fase o frecuencia portadora de la señal transmitida, por tanto se debe utilizar un bloque de recuperación de fase y portadora. En el demodulador, se recupera la señal útil, la cual debe conservar las características de la señal original (Boggio y Lana, 1999).

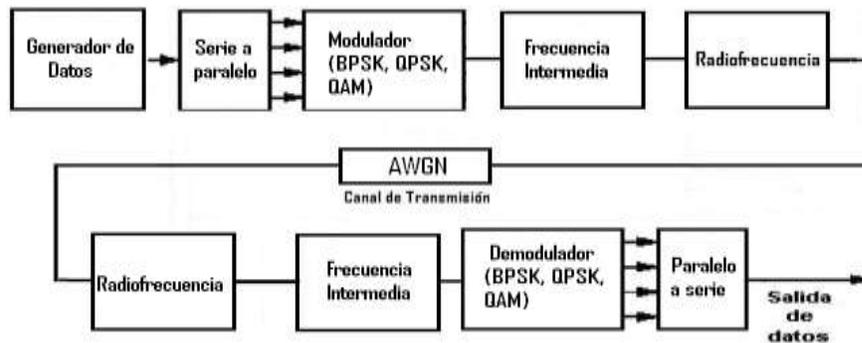
FDMA utiliza una frecuencia diferente para cada canal de comunicaciones y considerando que el espectro radioeléctrico es un recurso cada vez más escaso y costoso además de que los procesos de modulación/demodulación necesitan bandas de guarda para evitar el traslape entre señales, se desaprovecha de forma considerable el uso del ancho de banda.

FDMA divide el ancho de banda disponible en varios canales, de los cuales se utiliza uno durante cada comunicación entre transmisor y receptor. FDMA ha sido muy utilizado en telefonía analógica internacional utilizando sistemas de múltiple canal por portadora MCPC (*Multiple Channel per Carrier*), en los cuales un transpondedor maneja solamente unas cuantas portadoras, lo cual optimiza el sistema. También existe una cantidad importante de enlaces de televisión que trabajan con señales analógicas y en muchos de ellos, dos señales enviadas desde una o varias estaciones terrenas comparten un mismo transpondedor; sin embargo, se mejoraría la calidad de la señal empleando la totalidad del transpondedor. En la figura 2.4 se puede observar un esquema básico de funcionamiento de FDMA (Frenzel L. , 2003).



**Figura 2.4: FDMA**

En la figura 2.5 se ilustra el modelo general de transmisión y recepción para FDMA, el cual está conformado principalmente por la fuente de datos y el modulador digital. El modelo mencionado puede incluir una etapa de efecto multitrayecto en el canal de transmisión, sin embargo, esta etapa carece de sentido en comunicaciones con satélites geoestacionarios debido a que para este tipo de comunicaciones existe línea de vista permanente entre la estación terrena y la estación satelital, condición que elimina la presencia de efectos por multitrayectoria.



**Figura 2.5: Transmisión y recepción para FDMA**

### **FDMA con asignación fija.**

En este tipo de asignación de frecuencias para FDMA, cada uno de los canales accede, de forma permanente, a un ancho de banda fijo asignado en el transpondedor. El problema surge cuando no se hace uso continuo del canal y el ancho de banda disponible se utiliza de forma inadecuada, desaprovechando recursos que otros usuarios podrían utilizar (Tomasi, 2003).

### **FDMA con asignación por demanda.**

Los protocolos de asignación bajo demanda se utilizan para proporcionar calidad de servicio y eficiencia en la utilización de los recursos utilizando canales TDMA o FDMA. En el caso de las comunicaciones por satélite, si varias estaciones terrenas comparten el acceso a los recursos de un transpondedor y generan diferentes tipos de tráfico a diferentes

puntos, se emplea el sistema de asignación por demanda DAMA (*Demand Assigned Multiple Access*) para aprovechar dichos recursos de forma más eficiente.

DAMA aprovecha al máximo los recursos de ancho de banda y de potencia del satélite cuando el tráfico que genera cada estación es ocasional, debido a que el ancho de banda se asigna a las estaciones terrenas solamente durante el tiempo en que se establece la comunicación. En el momento en que alguna estación deja de transmitir, el ancho de banda queda disponible para cualquier estación que lo necesite, por ejemplo, en el caso en que una estación terrena que desocupó el ancho de banda desea transmitir más información y el ancho de banda que utilizó previamente fue ocupado por otra estación.

Una estación central se encarga de asignar las bandas disponibles. Si una estación terrena desea transmitir una señal, solicita la asignación de una de las bandas disponibles y se ajusta con la frecuencia adecuada para el medio de transmisión. Cuando finalice el proceso de asignación de frecuencia se inicia la comunicación. Para permitir el envío y recuperación de información se utiliza mecanismos de solicitud y respuesta que se incluyen en paquetes de acuse de recibo ACK (*Acknowledgement*) o en paquetes de datos al realizar la transmisión. Una vez recibido el paquete ACK se pueden transmitir muchos paquetes en un bloque, si por el contrario, el ACK no se recibe en un tiempo determinado, la estación principal supone que no hay autorización para transmitir. En caso afirmativo, la estación terrena de control comunica la autorización a todos los demás usuarios de la lista de estaciones activas, una vez terminado este proceso, comienza de nuevo con el primer usuario. Si un usuario recibe en algún momento la autorización para transmitir y contesta enviando un paquete tipo  $I^2$ , la estación base principal no confirmará este paquete hasta que vuelva a tener su turno en la lista después de haber atendido a las demás estaciones (Tomasi, 2003).

---

<sup>2</sup> Los paquetes tipo  $I$  son paquetes de datos que no encuentran un canal libre en el momento de su llegada, se almacenan en la cola de espera, y se pierden en el caso de que esté llena.

### 2.2.2. Acceso múltiple por división de tiempo TDMA.

En TDMA el tiempo de transmisión se divide en segmentos que a su vez se dividen en periodos o ranuras para ser asignadas a cada usuario de tal manera que cuente con todos los recursos de transmisión durante un tiempo determinado. En el entorno satelital, como se observa en la figura 2.6, cada estación terrena transmisora envía los datos al satélite en segmentos sincronizados, es decir, de forma ordenada y sin transmitir en la misma ranura de tiempo en la que otro segmento se envió, de tal manera que cada uno de ellos llega al satélite en la ranura que le fue asignada. El satélite retransmite los segmentos recibidos a las estaciones terrenas receptoras, las cuales, los demultiplexan y distribuyen a los usuarios.

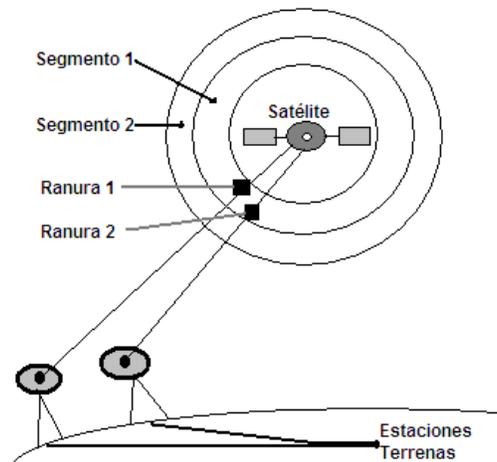
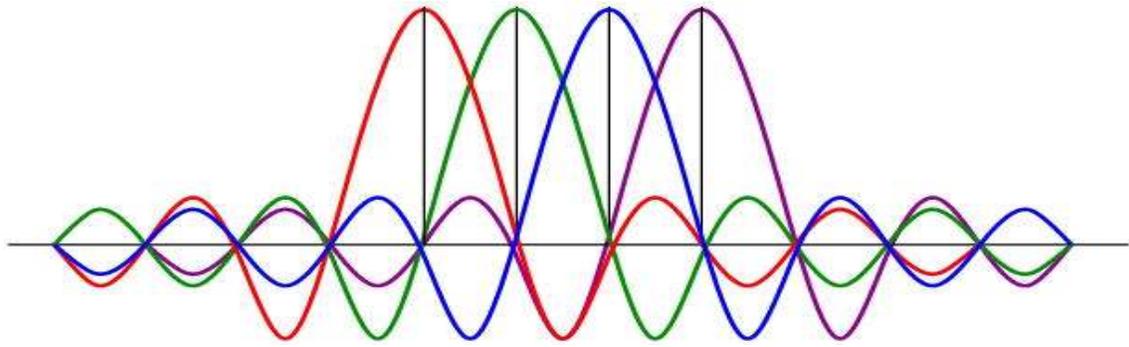


Figura 2.6: TDMA en Transmisión Satelital

### 2.2.3. Acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal OFDMA.

#### OFDM: Modulación por División de Frecuencia Ortogonal.

OFDM, a pesar de estar definida como una técnica de multiplexación, se estudia y se conceptualiza como una técnica de modulación multicanal. Es un tipo de modulación utilizada para transmitir información digital a alta velocidad a través de un canal de radiocomunicaciones. En esta modulación las portadoras se superponen entre sí en el dominio de la frecuencia tal como se observa en la figura 2.7, obteniéndose una alta eficiencia espectral (Boggio, 1999).



**Figura 2.7: Superposición de portadoras**

OFDM es una técnica de modulación multiportadora, es decir, múltiples portadoras de baja capacidad se combinan en el transmisor para formar un conjunto de alta capacidad. En OFDM la duración de símbolo en cada subportadora es mayor que en los sistemas monoportadora, de ahí procede la robustez de OFDM frente a las diferencias de retardo.

El concepto fundamental de OFDM se basa en la ortogonalidad de las subportadoras en frecuencia, lo cual se define por la fórmula:

$$\int_{T_0}^{T_0+t} f_1(t) f_2(t) dt = 0 \quad (2.1)$$

Donde  $f_1(t)$  y  $f_2(t)$  son las frecuencias de las subportadoras durante un tiempo  $T$  comprendido entre  $T_0$  y  $T_0 + t$ . En OFDM la separación mínima para que las subportadoras adyacentes sean ortogonales es de  $1/T$ .

### **Prefijo Cíclico**

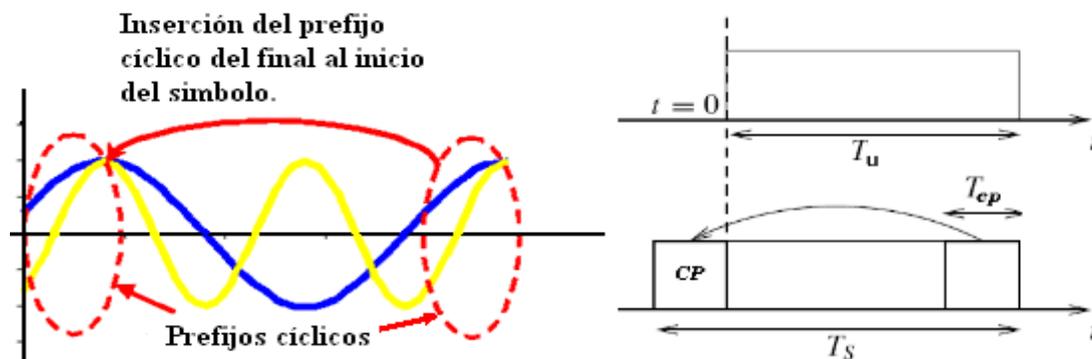
Una de las fortalezas de la modulación OFDM es evitar la interferencia intersimbólica (ISI) que se presenta debido al efecto multitrayecto. Cuando el tiempo de dispersión por multitrayecto ( $T_m$ ) es mayor que el periodo útil del símbolo ( $T_u$ ), se tienen problemas para recuperar correctamente la señal dado que ha perdido la ortogonalidad entre las portadoras. Para que los símbolos OFDM se puedan recuperar de forma exitosa, se utiliza el prefijo

cíclico o periodo de guarda, el cual consiste en extender la onda armónica que tiene un periodo  $T_u$ , a una onda de periodo mayor  $T_s$ , el cual se puede definir como:

$$T_s = T_u + T_{cp} \quad (2.2)$$

Donde  $T_{cp}$  representa el prefijo cíclico o periodo de guarda del símbolo OFDM,  $T_u$  es el periodo de la onda armónica y  $T_s$  es el periodo total resultante.

$T_{cp}$  debe ser mayor que el tiempo de dispersión  $T_m$ , además debe ser una señal armónica de la misma frecuencia y fase que la señal que será extendida, para lo cual se copia la parte final del símbolo OFDM en dicha señal y se inserta al comienzo de éste tal como se ilustra en la figura 2.8.



**Figura 2.8: Inserción del prefijo cíclico para un símbolo OFDM.**

La inserción del periodo de guarda trae como consecuencia la pérdida de la eficiencia espectral y un incremento de potencia para el transmisor. La pérdida de eficiencia espectral se origina cuando se transmiten muestras duplicadas que no aportan nueva información al símbolo (Jara, 2005).

### **Tipos de portadoras OFDM.**

En OFDM se puede trabajar con cuatro tipos de portadoras:

**Portadoras de Datos:** Se utilizan para transmitir la información requerida por los usuarios con un nivel de potencia normalizado utilizando un esquema de modulación DBPSK, DQPSK, BPSK, QPSK, 16-QAM o 64-QAM.

**Portadoras Piloto:** Transmiten información de referencia generada por un aleatorizador de energía con un nivel de potencia mayor al utilizado por las portadoras de datos utilizando esquemas de modulación como BPSK o DBPSK. A su vez se clasifican en dos tipos de portadoras piloto:

*Portadoras Piloto Fijas:* Siempre se encuentran en la misma posición dentro de un símbolo OFDM y se utilizan para la sincronización en tiempo y frecuencia, la ecualización y la corrección del error de fase común en el receptor.

*Portadoras Piloto Dispersas:* Su posición varía dentro de un símbolo OFDM siguiendo un patrón predeterminado, puede ser por ejemplo, cada 4 símbolos OFDM. Este tipo de portadoras se utilizan para la ecualización en el receptor y para una sincronización más precisa en tiempo y frecuencia.

**Portadoras de información del sistema:** Se transmiten con un nivel de potencia normalizado y se utilizan para configurar el receptor. Utilizan el esquema de modulación DBPSK y llevan información del modo de transmisión<sup>3</sup>, codificación y tipo de modulación utilizada en las portadoras de datos.

**Portadoras de referencia de fase:** Transmiten, con el mismo nivel de potencia que las portadoras de datos, la referencia de fase necesaria para demodular adecuadamente los símbolos de datos o los símbolos de información del sistema utilizando esquemas de modulación como DBPSK, DQPSK (Jara, 2005).

---

<sup>3</sup> Se pueden definir diferentes modos de transmisión de acuerdo al número de portadoras utilizadas como el modo 2k, el modo 4k y el modo 8k.

## **Ventajas y desventajas de OFDM.**

### ***Ventajas.***

*Robustez frente a las diferencias de retardo:* es una de las principales ventajas de OFDM. La distribución del retardo del canal de transmisión produce interferencia intersimbólica ISI (*Intersymbolic Interference*), lo cual limita la velocidad de los datos. Si bien, la modulación OFDM tiene menos ISI que los sistemas monoportadora, existe cierto nivel de interferencia que se puede evitar utilizando el prefijo cíclico.

*Facilidad de ecualización en recepción:* OFDM emplea un conjunto de portadoras pilotos, a lo largo de todo el ancho de banda de transmisión, por lo tanto es fácil hallar la respuesta en frecuencia del canal mediante la transmisión de una secuencia de entrenamiento, es decir, una serie de portadoras pilotos, con lo que se consigue reducir, e incluso eliminar, la influencia del canal sobre los datos transmitidos (Wikitel, Consultado en enero de 2010).

*Robustez frente a la interferencia de banda estrecha o ruido de impulso<sup>4</sup>:* la distorsión causada por las variaciones de las características físicas del canal de transmisión (desvanecimiento selectivo), disminuye la potencia en el receptor. Esto se corrige agregando portadoras piloto que son señales con frecuencias y fases precisas aunque no estáticas y que al ser conocidas previamente por el receptor sirven de señales de referencia para la identificación, adaptación y ecualización del canal.

*Alta eficiencia espectral:* debido a que cada portadora se traslapa una con otra, con OFDM se logra incrementar notablemente la tasa binaria útil a transmitir, en comparación técnica FDM.

*Protección contra interferencias entre símbolos (ISI):* la utilización del prefijo cíclico provee la tolerancia contra la interferencia de intersímbolo. Mientras el retardo de las señales que llegan al receptor sea menor que el prefijo cíclico se consigue evitar que unos símbolos OFDM se vean afectados por otros.

---

<sup>4</sup> El ruido de impulso provoca un error de ráfaga en donde dependiendo de la tasa de transferencia de información y la duración del impulso puede cambiar desde 1 o 2 bits, hasta decenas o centenas de estos. [[http://sistemas.itlp.edu.mx/tutoriales/telepro/t1\\_31.htm](http://sistemas.itlp.edu.mx/tutoriales/telepro/t1_31.htm)].

### ***Desventajas.***

*Sensibilidad a los errores de frecuencia:* los errores en frecuencia pueden destruir la ortogonalidad de las subportadoras.

*Muy sensible a la sincronización en tiempo y frecuencia:* para el receptor es difícil encontrar el comienzo del símbolo OFDM, proceso necesario para establecer la sincronización en tiempo y en frecuencia. También es difícil encontrar la posición de las portadoras dentro del símbolo OFDM, aún con la ayuda de las portadoras piloto, las cuales poseen una potencia superior al resto.

*Mayor complejidad del sistema:* los requerimientos de la corrección del error de fase común, la alta linealidad del amplificador de potencia para el transmisor, la utilización de un codificador secundario y entrelazamiento para mejorar la BER en el receptor y otros requerimientos adicionales, son funciones que incrementan la complejidad del sistema.

*Sensibilidad al ruido de fase y al desplazamiento en frecuencia de las portadoras:* el ruido de fase es causado por los osciladores que hay desde la salida de la transformada rápida inversa de Fourier (IFFT) del transmisor hasta la entrada de la transformada rápida de Fourier (FFT) en el receptor. Esto trae como consecuencia la rotación de la constelación del esquema de la modulación de las portadoras. El desplazamiento de frecuencia puede dar lugar a causar interferencia interportadora (ICI) y una reducción en la potencia de las portadoras. Este efecto se puede reducir aplicando sincronización en tiempo y frecuencia (Wikitel, Consultado en enero de 2010).

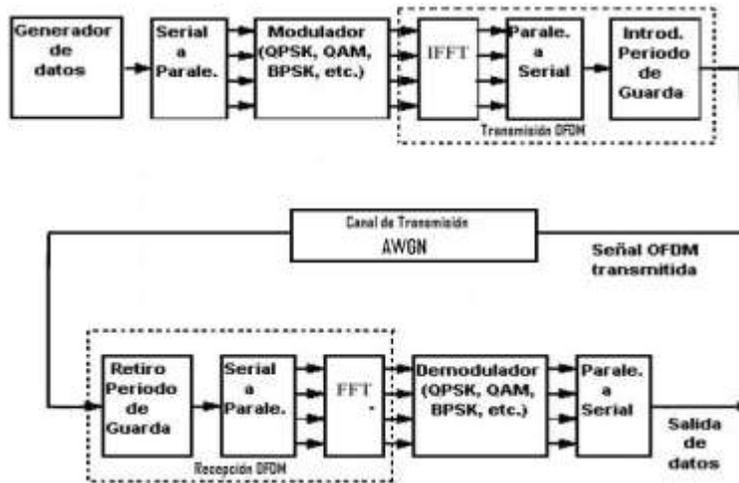
*Alta relación de potencia pico-promedio (PAPR):* por tratarse de una modulación multiportadora, causa gran fluctuación en la envolvente de la señal transmitida y reduce de esta manera la eficiencia del amplificador de potencia de RF del transmisor, originando productos de intermodulación en la señal transmitida. Este efecto se puede reducir mediante filtros (Wikitel, Consultado en enero de 2010).

## **Modelo de transmisión y recepción OFDM.**

Los sistemas de transmisión OFDM se implementan utilizando la transformada rápida inversa de Fourier IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) en el transmisor y la transformada rápida de Fourier FFT (*Fast Fourier Transform*) en el receptor. Un sistema OFDM procesa los símbolos M-PSK (*M-ary Phase Shift Keying*) o M-QAM (*M-ary Quadrature Amplitude Modulation*) provenientes del modulador digital tomando N símbolos en un tiempo determinado, donde N representa el número de portadoras de la transformada IFFT y cada uno los símbolos tiene un periodo de T segundos. Las funciones utilizadas por la IFFT son N señales sinusoidales ortogonales de diferente frecuencia donde cada símbolo de entrada es un número complejo que representa la amplitud y la fase de la señal que modulará a cada portadora ortogonal. La salida de la transformada IFFT es una señal que representa la sumatoria de todas las N señales sinusoidales moduladas ortogonalmente que forman una señal compuesta. La IFFT provee una forma simple para modular datos sobre N portadoras ortogonales. Las N muestras de salida de la IFFT forman un único símbolo OFDM cuya longitud es  $N \times T$ .

El bloque del prefijo cíclico toma cierto número de bits de la secuencia (símbolo OFDM) y los agrega al principio o al final de la misma. La señal que sale del transmisor OFDM se envía a través del canal de transmisión después de pasar por etapas de frecuencia intermedia y radiofrecuencia. En el receptor OFDM se utiliza un bloque FFT para procesar la señal recibida. La salida FFT está formada por los símbolos originales tal como entraron a la IFFT en el transmisor (Litwin, 2001).

El diagrama de bloques de la figura 2.9 ilustra el proceso de comunicación en un sistema OFDM empleando un canal de transmisión AWGN que se explicará más adelante.

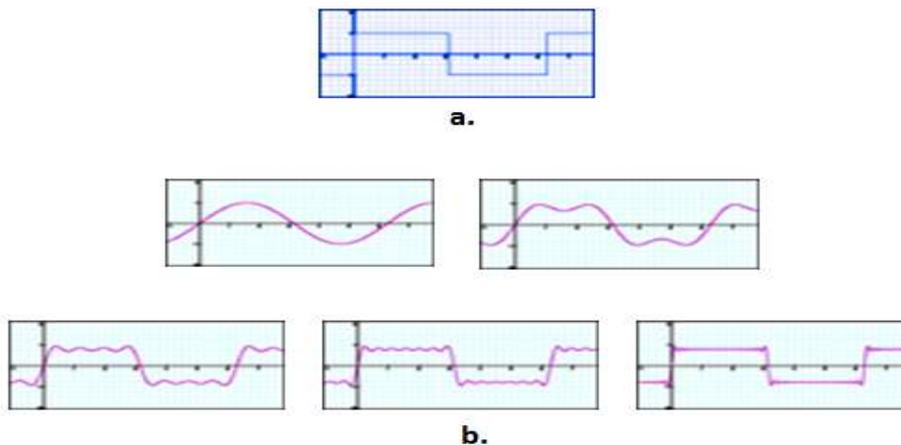


**Figura 2.9: Modelo de Transmisión OFDM**

**El Teorema de Fourier.**

Existe una regla general aplicable a todas las señales, exceptuando las complejas, mediante la cual una señal se puede representar por la suma de funciones senoidales.

En la figura 2.10 se puede observar que, para obtener una señal de onda cuadrada, se superpone un elevado número de ondas senoidales de diferente frecuencia. La señal obtenida tiene una forma de onda se aproxima a la de onda cuadrada, por lo tanto se puede considerar que para obtener exactamente la señal cuadrada original se necesitaría una superposición infinita de sinusoides.



**Figura 2.10: Teorema de Fourier: a. Señal de onda cuadrada**

**b. Superposición de ondas senoidales**

## La Transformada discreta de Fourier.

Se consideran inicialmente las transformadas continuas directa e inversa de Fourier de una señal  $x(t)$  en el dominio del tiempo y  $X(w)$  en el dominio de la frecuencia, definidas respectivamente como:

$$X(w) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (2.3)$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(w)e^{j\omega t} dw \quad (2.4)$$

Sea  $x(t)$  una señal continua en el tiempo, se considera una aproximación de una sumatoria de impulsos discretos dada por la siguiente expresión:

$$x_s(t) \approx \sum_{n=0}^{N-1} x(n\Delta t)\delta(t - n\Delta t) \quad (2.5)$$

Donde  $\Delta t = T/N$ , siendo  $N$  el número de muestras tomadas en un intervalo de tiempo  $[0, T]$ .

Aplicando la transformada de Fourier se obtiene:

$$X_s(w) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n\Delta t)F[\delta(t - n\Delta t)] = \sum_{n=0}^{N-1} x(n\Delta t)e^{-jn\omega\Delta t} \quad (2.6)$$

La expresión (2.6) representa la transformada de Fourier de una señal discreta  $\mathbf{x(n\Delta t)}$  en la cual  $\mathbf{w}$  se puede escribir como  $\mathbf{w = 2\pi f}$  y  $\mathbf{\Delta t = 2\pi r}$  donde  $\mathbf{r}$  es la frecuencia normalizada y se define como  $\mathbf{r = f/fs}$ .

Para encontrar  $\mathbf{X(f)}$  se limita  $\mathbf{f}$  al conjunto de valores discretos:  $[0, 1/T, 2/T, \dots (N-1)/T]$ , a partir de los cuales se puede definir  $\mathbf{f = k/T = kf_s}$ , donde  $k$  es un entero en el rango  $\mathbf{0 \leq k \leq N-1}$ . Se obtiene entonces la transformada discreta de Fourier:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{\frac{-2k\pi n}{N}} \quad k=0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.7)$$

Y la transformada inversa discreta de Fourier estaría dada por (Burley, 2002):

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{\frac{2k\pi n}{N}} \quad n=0,1,\dots,N-1 \quad (2.8)$$

### Ortogonalidad entre subportadoras para OFDM

La condición de ortogonalidad define que la separación entre las portadoras debe ser exactamente igual al inverso del periodo útil del símbolo OFDM  $T_u$ , es decir, la separación entre cada una de las frecuencias armónicas debe ser  $f_i = i/T_u$  ( $f_i =$  separación de cada frecuencia portadora), para poder evitar la interferencia interportadora.

La señal OFDM en banda base en un periodo de símbolo se define así:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A_i \cos(2\pi f_i t + \varphi_i), \quad 0 \leq t \leq T_u \quad (2.9)$$

Donde  $A_i$ ,  $f_i$ , y  $\varphi_i$  son la amplitud, la frecuencia y la fase de la  $i$ -ésima portadora respectivamente,  $N$  es el número de portadoras del símbolo OFDM y  $T_u$  el período útil del símbolo OFDM.

Si cada portadora es modulada por un símbolo PSK,  $A_i$  toma un valor constante y  $\varphi_i$  está determinada por la fase de cada uno de los símbolos. Si cada portadora es modulada por un símbolo QAM, tanto  $A_i$  como  $\varphi_i$  se determinan por cada uno de los símbolos que forman la constelación. Para cumplir la condición de ortogonalidad las frecuencias portadoras deben ser armónicas, es decir, deben tener frecuencias múltiplos de la frecuencia fundamental cumpliendo la condición  $R_s = 1/T_u$ , donde  $R_s$  es la tasa de símbolo y  $1/T_u$  sería la condición de ortogonalidad.

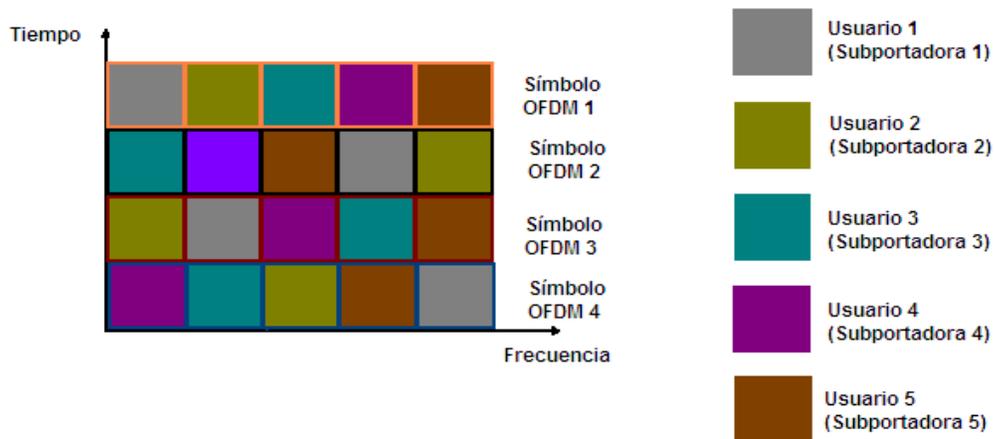
Para propósitos teóricos y por simplicidad en los cálculos se hace la frecuencia fundamental  $f_0 = 0$  teniendo en cuenta que en la práctica esto nunca es así por factores relacionados con componentes continuas, por lo tanto se puede asumir que las frecuencias centrales de las portadoras están dadas por la siguiente expresión (Jara, 2005):

$$f_i = \frac{i}{Tu} \quad i=0,1,2,3, \dots N-1 \quad (2.10)$$

Mientras la expresión (2.10) se cumpla, la ortogonalidad, representada por la ecuación (1.11), para cualquier valor de  $A_i$ ,  $A_j$ ,  $\varphi_i$  y  $\varphi_j$  se conserva.

$$\int_0^T A_i \cdot \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) \cdot A_j \cos(2\pi f_j t + \varphi_j) dt = \begin{cases} A_0^2 \cdot T \cdot \cos^2(\varphi_0) & \text{si } i = j = 0 \\ \frac{1}{2} A_i^2 T & \text{si } i = j \neq 0 \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases} \quad (2.11)$$

Como técnica de acceso múltiple, OFDMA distribuye los recursos de la red empleando los parámetros de tiempo y frecuencia mediante grupos de símbolos y portadoras. Los símbolos OFDM y las portadoras constituyen las unidades de asignación más pequeñas para el dominio del tiempo y la frecuencia respectivamente, por lo cual se asignan diferentes tiempos y frecuencias para la transmisión de datos entre grupos de usuarios. En la figura 2.11 se observa un esquema del funcionamiento de OFDMA para 5 usuarios, en el cual cada color representa una portadora de un símbolo OFDM y cada uno de los 4 símbolos OFDM se representa por una fila de portadoras. El acceso a los recursos se realiza a diferentes tiempos y frecuencias obedeciendo a los principios de TDMA y FDMA respectivamente de forma simultánea (UPC, 2009).



**Figura 2.11: Asignación de recursos en OFDMA**

#### **2.2.4. Acceso múltiple por división de código CDMA.**

Esta técnica de acceso emplea los principios de espectro ensanchado permitiendo que un grupo de usuarios tenga acceso a un mismo ancho de banda en el mismo rango de frecuencias y al mismo tiempo. Cada señal puede ocupar todo el ancho de banda de la red por completo, lo cual implica que cada transmisión puede estar absolutamente superpuesta con las demás en el dominio de la frecuencia sin producir niveles relevantes de interferencia. Este mecanismo se conoce también como técnica de acceso múltiple por ensanchamiento de espectro (Boggio, 1999).

#### **2.2.5. Protocolo de acceso múltiple ALOHA.**

Aloha permite que un usuario transmita cuando existan datos para enviar sin importar que haya colisiones y destrucción de los datos pues, cuando estas se presentan, el transmisor y los demás usuarios se “enteran” del suceso gracias a una propiedad llamada retroalimentación. Si el transmisor detecta una colisión, espera un tiempo y envía nuevamente los datos. El tiempo de espera del transmisor debe ser aleatorio porque de otra forma se seguirían presentando las colisiones de la misma manera y al mismo tiempo. No es posible la ocurrencia de colisiones parciales, es decir, aunque tan solo exista un solo bit de interferencia, los datos colisionan y se destruyen totalmente siendo necesario su reenvío.

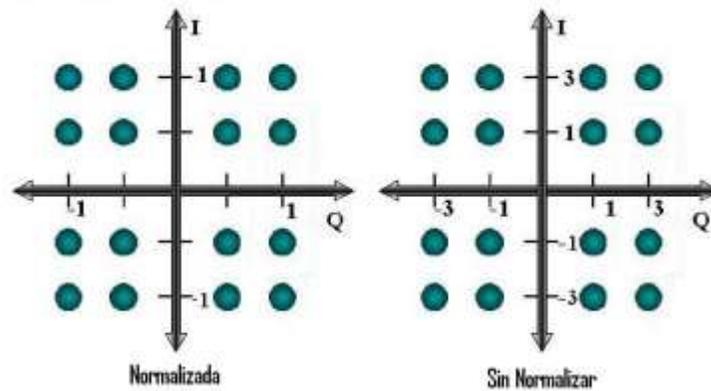
Una mejora realizada a este protocolo se denomina aloha ranurado cuya diferencia con el anterior es que no permite transmitir solamente cuando hay datos para enviar, sino que, se debe esperar una señal que indica el comienzo de la siguiente ranura de tiempo, es decir, se establecen límites para el tamaño de las ranuras. Esta mejora se realiza para duplicar la eficiencia obtenida con aloha simple (Boggio, 1999).

### **2.3. MODULACIÓN DIGITAL.**

#### **2.3.1. Normalización de energía.**

La normalización permite que la energía media de todas las portadoras de datos y el nivel de potencia de las portadoras de información sean iguales a 1, y a su vez este valor sea

menor al nivel de potencia normalizada de las portadoras pilotos fijas y dispersas. El objetivo principal de la normalización consiste en que todos los puntos de la constelación se distribuyan de tal manera que ocupen como máximo un valor unitario en los ejes **I** y **Q** (fase y cuadratura) y así normalizar su energía a dicho valor. En la figura 2.12 se puede observar la normalización de la constelación 16-QAM (Jara, 2005).

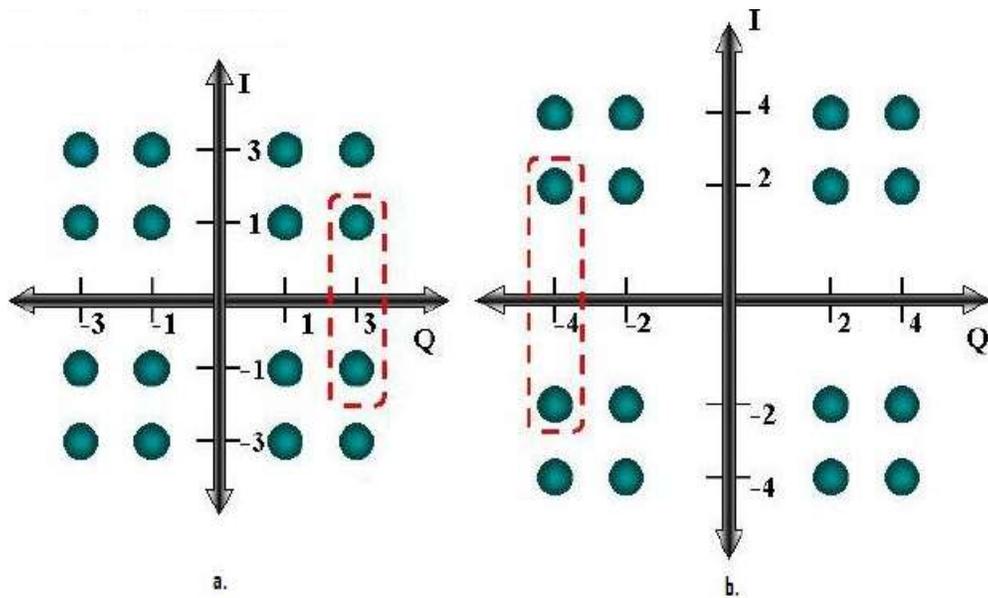


**Figura 2.12: Normalización de 16-QAM**

La tabla 2.1 muestra los tres esquemas de modulación con sus respectivos valores de normalización de energía y un factor  $\alpha$  que determina la jerarquía de la modulación, sea modulación uniforme o modulación no uniforme. Este factor indica la distancia mínima que existe entre dos puntos adyacentes de cuadrantes adyacentes de una constelación. La modulación uniforme se define como la separación de los grupos de puntos de cada cuadrante adyacente en una proporción constante dada por  $\alpha = 1$ , en cuyo caso se habla de una constelación normalizada. La modulación no uniforme se presenta cuando hay un incremento de N niveles de dicha separación a partir de  $\alpha = 1$  en valores enteros de  $\alpha$  y de forma análoga al caso uniforme se tendrá una constelación normalizada al valor que tome  $\alpha$ . En la figura 2.13 se ilustra la diferencia entre modulación uniforme y no uniforme para una constelación 16-QAM en la cual se nota claramente que se duplica la distancia entre los puntos señalados que se ubican en cuadrantes adyacentes (Jara, 2005).

Esquema de Modulación	Factor $\alpha$ 1: Uniforme 2 y 4: No uniforme	Valor de Normalización
QPSK	$\alpha = 1$	$\sqrt{2}$
16QAM	$\alpha = 1$	$\sqrt{10}$
16QAM	$\alpha = 2$	$\sqrt{20}$
16QAM	$\alpha = 4$	$\sqrt{52}$
64QAM	$\alpha = 1$	$\sqrt{42}$
64QAM	$\alpha = 2$	$\sqrt{60}$
64QAM	$\alpha = 4$	$\sqrt{108}$

**Tabla 2.1: Valores de normalización**



**Figura 2.13: Tipos de Modulación: a. Uniforme ( $\alpha = 1$ )  
b. No uniforme ( $\alpha = 2$ )**

Cuando se obtiene una constelación de cualquier tipo sea QPSK, 16-QAM o 64-QAM, el nivel de la señal de transmisión se normaliza, dividiendo el vector  $I + jQ$  que representa cada punto de la constelación por el correspondiente factor de normalización mostrado en la tabla 2.1. Como resultado, la energía promedio del símbolo se aproxima a 1, independientemente del esquema de modulación utilizado (Jara, 2005).

Para calcular el valor de normalización de cualquier constelación se considera la probabilidad de aparición de cada punto y la energía de todos los puntos que la conforman, de tal manera que se obtiene un valor promedio de la energía de todos los puntos de la constelación. La expresión matemática que se emplea para ello es la siguiente:

$$\bar{E}^2 = p \times \sum_{i=1}^M E_i^2 \quad (2.12)$$

Donde  $p$  representa la probabilidad de cada punto de la constelación considerando puntos equiprobables,  $M$  es el número de puntos de la constelación y  $E_i^2$  es la energía del  $i$ -ésimo punto, cuyo valor corresponde a la magnitud al cuadrado del vector que lo representa.

Aplicando el proceso descrito a una constelación 16-QAM con modulación uniforme se tiene que la probabilidad de cada punto es  $1/16$  y que existen 4 puntos con un valor de energía de  $(\sqrt{2})^2$ , 8 puntos con energía  $(\sqrt{10})^2$  y 4 puntos con energía  $(\sqrt{18})^2$ , de manera que, calculando el factor de normalización se obtiene:

$$\begin{aligned} \bar{E}^2 &= \frac{1}{16} \sum_{i=1}^{16} E_i^2 = \frac{4(\sqrt{2})^2 + 8(\sqrt{10})^2 + 4(\sqrt{18})^2}{16} \\ \Rightarrow \bar{E}^2 &= \frac{160}{16} \Rightarrow \bar{E} = \sqrt{10} \end{aligned} \quad (2.13)$$

El valor obtenido coincide con el que aparece en la tabla 2.1. y utilizando el mismo procedimiento se puede encontrar cualquiera de los otros factores.

### **2.3.2. Modulación en Fase y Cuadratura**

Desde la salida del modulador digital se obtienen las señales en fase (I) y en cuadratura (Q) mediante un conversor de número complejo a señal I-Q. El ancho de banda de estas señales sin modular es infinito dado que se trata de señales cuadradas por lo tanto se debe limitar su ancho de banda para adaptarse a las características del canal siendo necesario filtrar la señal. Para reducir el ancho de banda, se filtran las señales I y Q con un filtro pasabajas conformador de pulsos. Este filtro debe diseñarse de tal manera que su ancho de banda tenga relación con el inverso de la tasa de transmisión de la fuente binaria para cumplir el primer criterio de Nyquist para ancho de banda limitado y así evitar la interferencia intersimbólica (ISI).

Después de aplicar los filtros a I y Q, estas señales modulan portadoras senoidales y cosenoidales respectivamente, es decir, tienen un desfase de 90 grados entre sí debido a que se modula independientemente la amplitud y fase a la misma frecuencia. Luego estas señales se suman para obtener una señal compuesta modulada representada por una función de la forma:

$$f(t) = \text{Cos}(wt) + j\text{Sen}(wt) \quad (2.14)$$

Posteriormente, esta señal se somete a un filtrado pasabanda con el fin de limitar la banda ocupada por el espectro de banda base (UNR, 2009).

Para enviar la señal por el medio de transmisión es necesario modularla en radiofrecuencia. Una vez llegue al transponder, este realiza un procesamiento de filtraje, amplificación y traslación de frecuencias a la entrada y a la salida para enviar de nuevo la señal por el canal de bajada hasta el receptor terreno.

### **2.4. MODELOS DE CANAL DE PROPAGACIÓN.**

En un sistema de comunicaciones por satélite es fundamental conocer los fenómenos que se pueden presentar en el canal de transmisión teniendo en cuenta sus características y sus efectos sobre dicha señal de información. Con ese objetivo se debe realizar modelos

matemáticos que cumplan con la mayoría de las características propias de un canal de comunicaciones real.

El efecto *multi-trayecto* es un fenómeno muy frecuente que se presenta cuando la señal en el receptor está constituida por varias réplicas de la señal transmitida que llegan con distintas atenuaciones y retardos. Este fenómeno sucede debido a que las ondas electromagnéticas interactúan con diversos obstáculos, en los que se reflejan, se difractan y/o se dispersan. Su característica clave es la dispersión del retardo que ocurre cuando las componentes de la señal recibida, que llevan diferencias de fase, se combinan de forma constructiva o destructiva en función de la longitud de onda y del retardo relativo con el que lleguen al receptor. Toda señal recibida está formada por una componente directa y otras que viajan por múltiples trayectos que se conocen como componentes difusas.

Por otro lado, las variaciones de amplitud y fase de una señal en el tiempo originan efectos de desvanecimiento los cuales se clasifican en desvanecimientos lentos y rápidos.

El desvanecimiento lento o de gran escala es la atenuación causada por la orografía<sup>5</sup> y otros grandes obstáculos como edificaciones, árboles, etc. por efectos de absorción y difracción. Este tipo de desvanecimiento se presenta cuando un receptor móvil se desplaza distancias equivalentes a varios cientos de veces el valor de la longitud de onda de la señal que recibe.

El desvanecimiento rápido o de pequeña escala es la variación en la amplitud de la señal a causa de interferencia constructiva o destructiva en los múltiples trayectos de la señal. De manera análoga al caso anterior, se puede observar efectos notables causados por este tipo de desvanecimiento si un receptor móvil recorre distancias comparables al valor de la longitud de onda de la señal que recibe.

Hay tres conceptos importantes en transmisión inalámbrica que son la coherencia, el ancho de banda coherente y la selectividad.

La coherencia se presenta cuando los parámetros de un canal de transmisión como la amplitud, fase o frecuencia, se pueden considerar aproximadamente constantes. Este

---

<sup>5</sup> La orografía es la parte de la geografía física que trata de la descripción de las montañas.

concepto está ligado con el de *ancho de banda coherente*, el cual representa el máximo ancho de banda de una señal que puede transmitirse por un canal sin que la fase, frecuencia y amplitud de la señal se distorsionen de forma significativa (Ulloa, 2003) (Uribe, 2007).

A partir de lo anterior se deriva el concepto de selectividad, que es el parámetro que mide la variabilidad del canal dado que, para el caso de la frecuencia, si el ancho de banda de la señal es mayor que el ancho de banda de coherencia, el canal se considera *selectivo* en frecuencia, es decir, solamente afecta a determinadas frecuencias, pero en cambio, si el ancho de banda coherente es mayor que el de la señal, el canal es *no selectivo* (Casado, 2008).

Un fenómeno de particular importancia es el efecto doppler, que consiste en un desplazamiento en la frecuencia de la señal captada por el receptor, que ocurre cuando el transmisor o el receptor están en movimiento produciendo variación de la longitud de onda de la señal. Si la distancia entre transmisor y receptor disminuye, la frecuencia de la señal recibida es mayor que la transmitida y por el contrario, si la distancia entre ellos aumenta, la frecuencia de la señal recibida será menor que la frecuencia de la señal original.

Un satélite geoestacionario se desplaza dentro de un espacio llamado ventana de posicionamiento y estos cambios de ubicación dentro de dicha ventana producen variaciones en la distancia entre el satélite y un receptor fijo las cuales, además de influir en el tiempo de propagación de la señal también alteran la frecuencia detectada por el receptor generando un efecto doppler (Neri, 2002).

#### **2.4.1. Clasificación de modelos de canal.**

De acuerdo con los parámetros mencionados se puede realizar una clasificación de los modelos de canal según su naturaleza matemática y según el tipo de banda que utiliza.

En cuanto a su naturaleza matemática se divide en los siguientes tipos de modelos:

*Modelos Empíricos:* se basan en distribuciones estadísticas de los efectos de desvanecimiento de una señal obtenidas a partir de medidas experimentales utilizando

métodos matemáticos de ajustes por regresión. Este tipo de modelo tiene como desventaja su dificultad para ser aplicado o aproximado a condiciones diferentes a aquellas en las cuales se obtuvo las medidas.

*Modelos Estadísticos:* utilizan funciones de distribución de probabilidad como el modelo gaussiano, Rayleigh, Rice y Log-Normal. Estos modelos no son aplicables en casos no homogéneos en los que hay variaciones en las condiciones de sombra (obstáculos) o línea de vista.

*Modelos Físicos:* se genera un entorno ideal a partir del cual, mediante aproximaciones físicas y matemáticas, se realiza un trazado de rayos representando la señal y se obtiene sus registros finales. Este modelo es muy útil cuando es necesario comprender más a fondo los efectos del canal sobre la señal aunque son lentos para la simulación.

*Modelos Empírico-estadísticos:* se basan en otros submodelos dados de acuerdo a las condiciones de línea de vista o de sombra en las siguientes categorías:

- *Con línea de vista LOS (Line of sight) se apoya en el modelo de Rice y otros modelos que se describirán a continuación.*
- *Con LOS y efectos de sombra se apoya en el modelo Log-Normal/Rice y en el modelo de Loo, el cual se describirá más adelante.*
- *El modelo combinado, que se define como la suma de los dos anteriores: LOS + (LOS + Sombra).*

Según el tipo de banda que utiliza se tienen los siguientes modelos entre los más representativos:

*Modelo de Rice:* según este modelo la señal está formada por un rayo directo y algunos rayos reflejados no correlacionados. Este modelo se basa en que la suma de las señales de multirayectoria cuyas amplitudes están distribuidas según Rayleigh, tienden a una variable gaussiana de dos dimensiones; si a estas señales se les agrega la señal directa se

tiene que la señal resultante tendría una distribución Rice. Este modelo se ha aplicado a medidas experimentales en comunicación satelital en las bandas S, L y K.

*Modelo Log-Normal/Rice:* en este modelo tanto el rayo directo como las componentes en multitrayectoria se encuentran atenuadas. Se trata de un modelo empírico-estadístico para banda estrecha cuya salida es la función de distribución de probabilidad de las amplitudes.

*Modelo Gaussiano:* una gran ventaja de este modelo es que permite representar una gran cantidad de fenómenos de la naturaleza donde cada uno de ellos involucra igualmente un gran número de factores. De acuerdo con el teorema del límite central, todas las distribuciones de probabilidad pueden aproximarse a una distribución normal o gaussiana. En general, este teorema dice que cualquier fenómeno, producto de los efectos combinados de muchos factores independientes tiende a distribuirse de forma gaussiana.

*Modelo de Loo:* en este modelo la señal está formada por la componente directa atenuada por efectos de sombra. Se modela como una distribución Log-Normal para el rayo directo y como una distribución Rayleigh para las componentes multitrayectoria y se basa en el principio de que el rayo directo está atenuado por obstáculos independientes.

*Modelo de Lutz:* este modelo se utiliza para modelar la señal recibida dependiendo de dos condiciones: con línea de vista o en ausencia de línea de vista asignadas a dos estados respectivamente: buenas y malas condiciones. La transición entre uno y otro estado se realiza utilizando el modelo de cadenas de Markov<sup>6</sup> de dos estados, que es adecuado para caracterizar de los efectos de sombra, predominantes en banda L.

*Modelo de Banda Ancha:* modela la respuesta al impulso dividiendo la señal en tres partes: rayo directo, ecos cercanos y ecos lejanos, mediante una línea de retardos donde

---

<sup>6</sup> Este concepto hace alusión a una serie de eventos en la cual la probabilidad de que ocurra un evento depende del evento inmediato anterior, por lo cual se dice que las cadenas de este tipo tienen memoria dado que el último evento condiciona la posibilidad de los eventos futuros.

el rayo directo está representado por una cadena de Markov. Este modelo es válido para la banda L y para ángulos de elevación comprendidos entre 15° y 55°.

*Modelo de Rappaport:* es un modelo de tipo geométrico en el cual se considera al transmisor y receptor separados una cierta distancia y dentro de una elipsoide. Este modelo, válido para la banda L, caracteriza los retardos de propagación y la dirección de llegada y estudia el rayo directo en línea de vista y dispersores distribuidos de manera uniforme alrededor de la elipse.

*Modelo de Vazquez-Fontan:* este modelo se basa en cadenas de Markov para tres estados, Rayleigh, Rice y Rayleigh/Log-Normal, es válido para constelaciones de satélites y está condicionado por parámetros como elevación, sombras y velocidad del móvil. Este modelo fue propuesto para las bandas L, S y Ka (Ulloa, 2003).

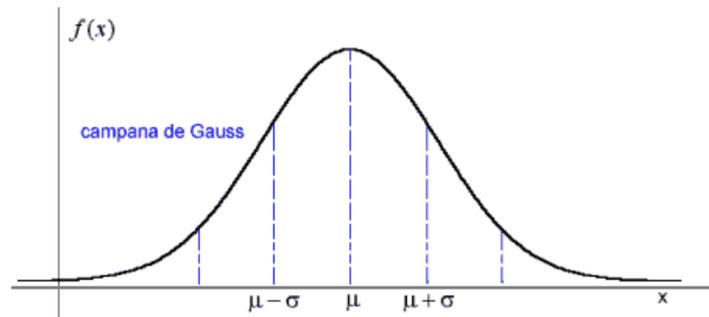
#### **2.4.2. Canal de transmisión AWGN.**

Las características de un canal de transmisión son primordiales cuando se trata de seleccionar un esquema de modulación adecuado para trabajar en un escenario determinado ya que cada tipo de modulación se comporta de diferente manera dependiendo del canal de transmisión sobre el cual se trabaje por lo tanto los esquemas de modulación se escogen de acuerdo a tales características.

A partir del estudio realizado en el ítem 2.4.1 de este capítulo acerca de los modelos de canal existentes se escogió el modelo de canal AWGN, el cual se basa en la distribución normal o gaussiana que se considera la distribución más importante en el área de las telecomunicaciones. Cada señal de ruido está caracterizada por una distribución de probabilidad diferente y al combinar sus efectos se obtiene una distribución gaussiana. La grafica de la distribución gaussiana o campana de Gauss se define a partir de su función de densidad de probabilidad dada por:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.15)$$

En la cual  $\mu$  representa la media y  $\sigma^2$  representa la varianza de la función. La grafica de la función gaussiana se puede observar en la figura 1.14.



**Figura 2.14: Distribución Normal o Gaussiana** (Fuente: Tomasi, Wayne)

Cuando  $\mu = 0$  y  $\sigma^2 = 1$  se denomina *distribución normal estándar*, en cuyo caso la función de densidad  $f(x)$  mencionada se reduce a la siguiente expresión:

$$f(x) = f_{0,1}(x) = \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{\sqrt{2\pi}}, x \in \mathfrak{R} \quad (2.16)$$

Un canal AWGN agrega ruido blanco gaussiano a la señal, por tal razón la magnitud de su respuesta en frecuencia es plana es decir es afectada uniformemente durante todo el tiempo, tiene un ancho de banda infinito y la fase es lineal para todas las frecuencias, lo cual permite que la señal modulada no experimente pérdidas de amplitud o distorsión de fase en sus componentes de frecuencia. En este caso no hay distorsión por desvanecimiento multitrayecto, la única distorsión es provocada por el canal AWGN [Frenzel, 2003] [Tomasi, 2003].

La señal recibida  $r(t)$  se reduce a la siguiente expresión:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (2.17)$$

Donde  $s(t)$  es la señal transmitida y  $n(t)$  es el ruido blanco Gaussiano aditivo.

Bajo las condiciones mencionadas el canal AWGN sería ideal debido a que no es posible tener un canal con ancho de banda infinito, sin embargo, cuando el ancho de banda de una señal es menor al ancho de banda del canal, se puede aproximar, de manera práctica, a un canal AWGN.

Los canales con línea de vista, tales como los enlaces satelitales geostacionarios se aproximan a canales AWGN porque para este tipo de enlaces no se consideran los efectos de desvanecimiento por multitrayecto, de tal forma que la aproximación sería la adecuada puesto que no hay otro mecanismo de interferencia además del ruido Gaussiano, también se ha mencionado, en base al teorema del límite central, que varios canales se aproximan al canal AWGN en el cual el ruido blanco Gaussiano aditivo está siempre presente sin importar otras fuentes de distorsión tales como el ancho de banda limitado, el desvanecimiento y otras interferencias.

### 3. MODELO DE SIMULACIÓN DE LAS TÉCNICAS DE ACCESO AL SATÉLITE TDM/FDMA Y TDM/OFDMA

#### 3.1. PROCESO DE DESARROLLO DEL MODELO DE SIMULACIÓN.

El modelo de simulación se compone de 3 etapas básicas: transmisión, canal de transmisión y recepción, cuyos componentes y funciones internas varían dependiendo de la técnica de acceso múltiple (FDMA - OFDMA) y de la modulación utilizada (QPSK y 16-QAM). El canal de transmisión está modelado por un canal AWGN (Additive White Gaussian Noise) común para las dos técnicas de acceso múltiple.

##### 3.1.1. Transmisor FDMA

Está conformado por el generador de datos, el conversor serie-paralelo, el dispersor de energía, el modulador (QPSK – 16-QAM), la modulación en fase y cuadratura, filtraje y amplificación RF previa al canal de transmisión. En la figura 3.1 se observa el diagrama de bloques del transmisor FDMA.

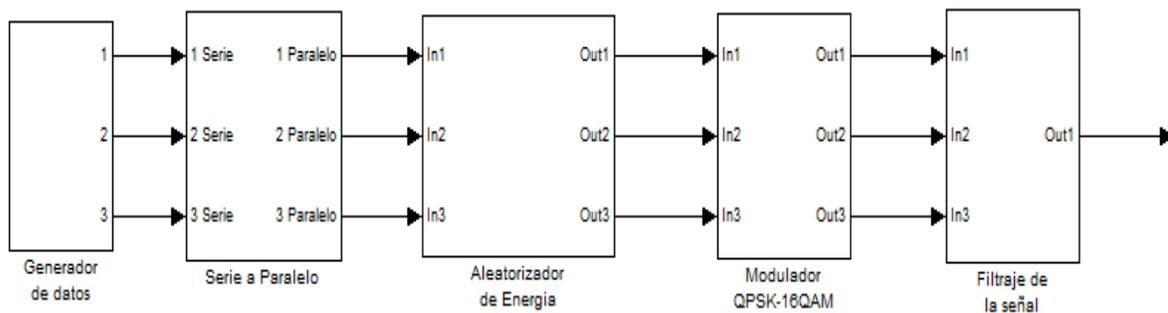
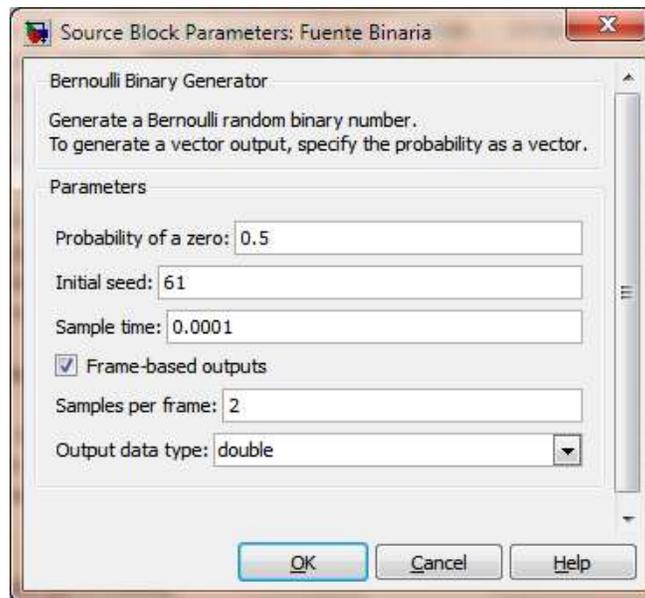


Figura 3.1: Transmisor FDMA

##### Generador de Datos.

Utilizar una fuente de datos aleatoria permite tener un comportamiento más cercano a la realidad dado que se puede evaluar un mayor rango de posibilidades de error.

En FDMA cada canal transporta el flujo de un cliente y cada cliente es simulado por una fuente Bernoulli. Se selecciona un valor equiprobable para la generación de un *cero* o un *uno*, un tiempo de muestreo de  $T_r$  segundos,  $n$  muestras por trama y el dato salida es de tipo doble. La ventana de configuración para la fuente Bernoulli en Simulink se puede observar en la figura 3.2.



**Figura 3.2: Configuración del generador de Bernoulli.**

### **Conversión serie a paralelo.**

Se necesita transmitir en paralelo los datos de la fuente sobre un conjunto de portadoras como un solo flujo de bits. Cada bloque de datos en paralelo tiene longitud  $\log_2 M$  donde  $M$  es el número de niveles de la modulación a utilizar y  $1/\log_2 M$  es la tasa de bit de cada bloque (K. Kisiel, 2005) (Londoño, 2004).

El número de bits por entero requerido por el bloque de Simulink se toma de la siguiente manera: 2 para QPSK y 4 para 16-QAM, el orden del bit de entrada será el más significativo primero, el dato de salida se configura para que dependa directamente del tipo de dato de entrada y no llevará signo (*Unsigned*). La ventana de configuración para QPSK se observa en la figura 3.3.

### Aleatorizador de energía (*scrambler*).

Es importante evitar acumulación de energía en algunas zonas del espectro, la cual se produce debido a la generación de largas cadenas de unos o ceros. La implementación de este bloque también reduce problemas de sincronización en sistemas de transmisión serial que requieren regeneración de la señal de reloj. La ventana de configuración se observa en la figura 3.4 para la modulación QPSK.

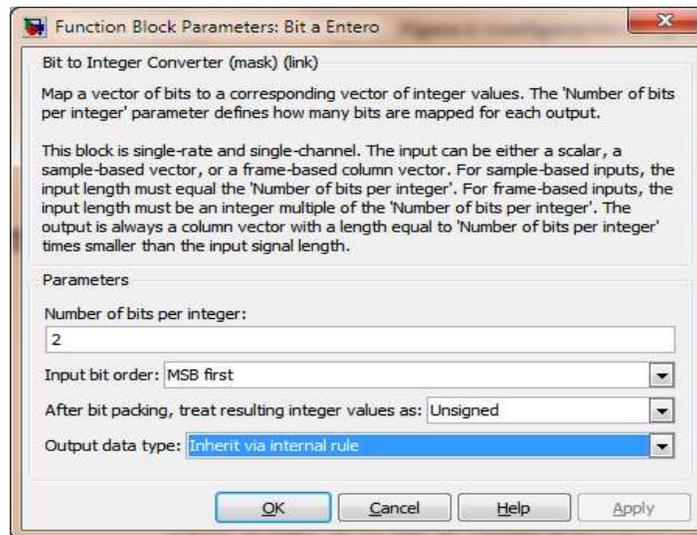


Figura 3.3: Configuración del conversor de serie a paralelo.

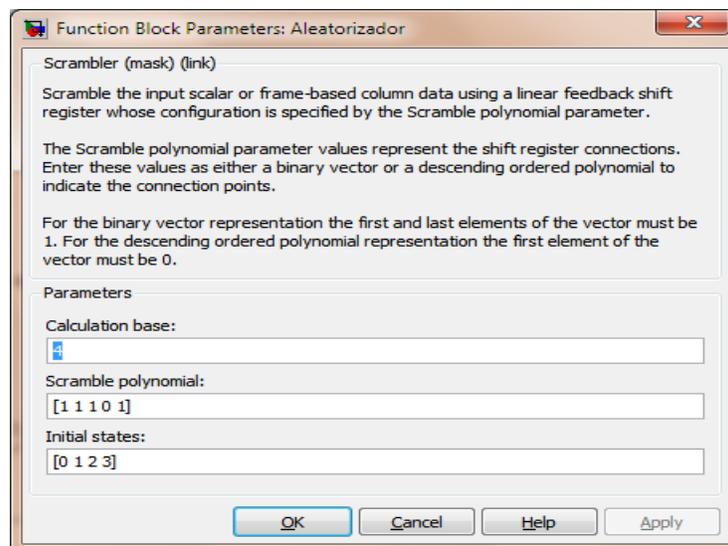
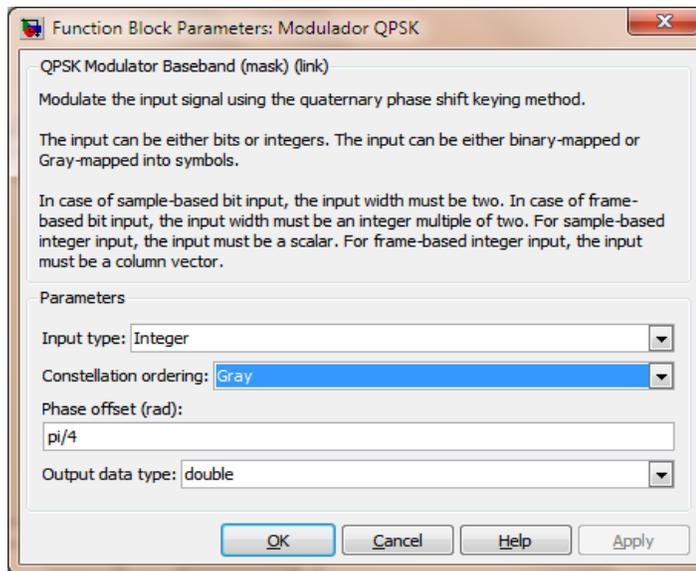


Figura 3.4: Configuración del aleatorizador (*scrambler*).

## Modulador (Mapeo QPSK - 16QAM).

Mapear consiste en hacer corresponder a cada dato de entrada un valor complejo que representa un punto de una constelación M-aria. El modulador digital que ofrece Simulink permite mapear en código gray o binario cada una de las modulaciones a emplear. En la figura 3.5 se observa la configuración para QPSK cuya explicación detallada se encuentra en el anexo A de la presente monografía.



**Figura 3.5: Configuración del modulador.**

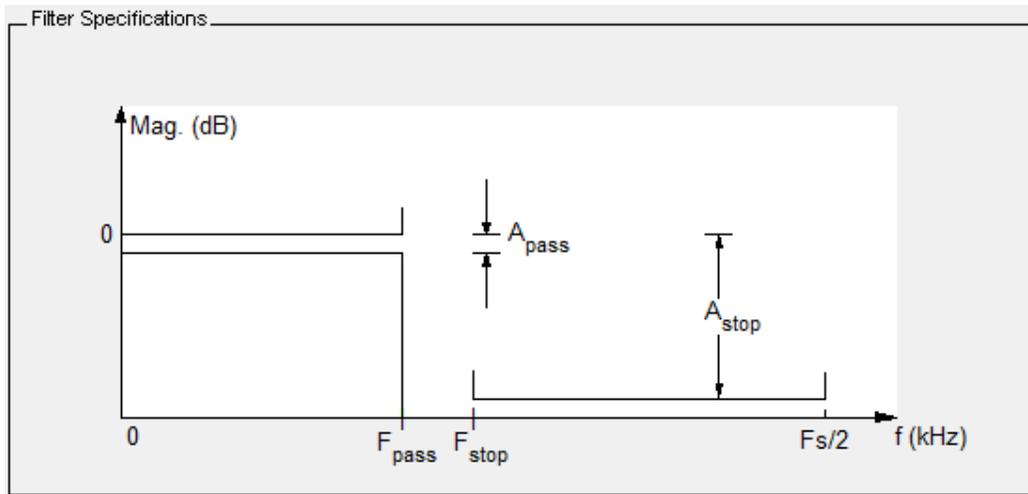
Los mapas de las constelaciones se normalizan con modulación uniforme ( $\alpha=1$ ) tal como se explicó en el ítem 2.3.1 del presente documento y un valor de normalización para cada modulación:  $\sqrt{2}$  para QPSK y  $\sqrt{10}$  para 16QAM.

## Filtraje de la señal.

En el transmisor se utiliza un modulo para elegir la banda de paso del canal correspondiente y un filtro pasabanda para depurar la banda escogida. Los filtros utilizados se diseñaron con la herramienta *FDATool* de Matlab cuyos parámetros, de acuerdo con el tipo de filtro, son: una frecuencia de paso ( $F_{\text{pass}}$ ) con su atenuación respectiva ( $A_{\text{pass}}$ ), la frecuencia de inicio de la banda atenuada ( $F_{\text{stop}}$ ) con su atenuación respectiva ( $A_{\text{stop}}$ ) y la frecuencia máxima del

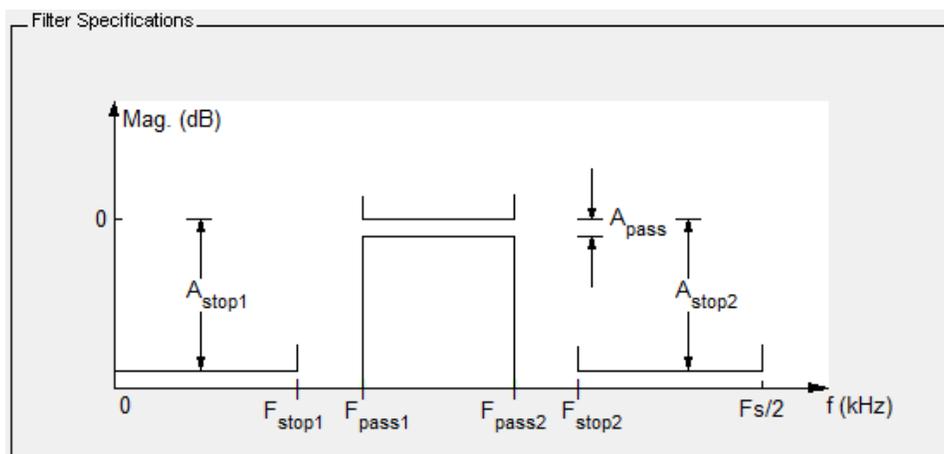
sistema  $F_s/2$  donde  $F_s$  es la frecuencia de Nyquist. Todos los filtros son de respuesta infinita al impulso (IIR). Utilizando dichos parámetros, los filtros empleados son:

*Filtro Pasabajas:* se utiliza para el primer canal. Los parámetros para este filtro se observan en la figura 3.6, cuya explicación detallada se encuentra en el anexo A de la presente monografía.



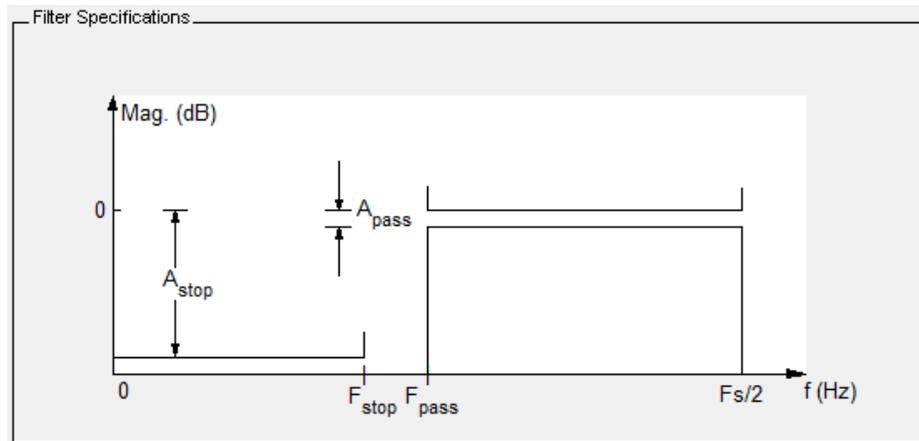
**Figura 3.6: Parámetros de FDATool para filtros pasabajos**

*Filtro Pasabanda:* se utiliza para el segundo canal. Los parámetros para este filtro se observan en la figura 3.7.



**Figura 3.7: Parámetros de FDATool para filtros pasabanda**

*Filtro Pasa-altas*: es el filtro utilizado para el tercer canal. Los parámetros para este filtro se observan en la figura 3.8.



**Figura 3.8: Parámetros de FDATool para filtros pasa-altas**

### 3.1.2. Receptor FDMA.

La etapa de recepción está formada por los filtros que separan cada uno de los canales, cuyo diseño es igual a los de la etapa de transmisión. El demodulador, el desaleatorizador y el convertor de paralelo a serie cumplen funciones inversas a las de sus bloques correspondientes en el transmisor.

#### **Demodulador Digital.**

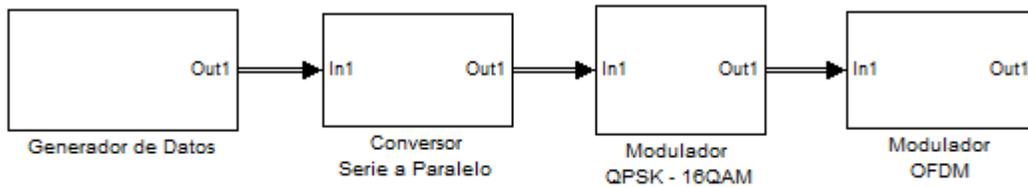
Este bloque se encarga de tomar los datos complejos de la demodulación I-Q y les aplica un mapeo inverso, es decir los pasa a valores enteros ordenados en paralelo utilizando decodificación gray. Este proceso es inverso al realizado por el modulador digital (QPSK-16-QAM) en el transmisor.

#### **Conversión paralelo a serie.**

Este bloque realiza un proceso inverso al utilizado en el transmisor. Los datos enteros del demodulador se convierten en valores binarios y pasan de paralelo a serie para llegar a su destino.

### 3.1.3. Transmisor OFDMA.

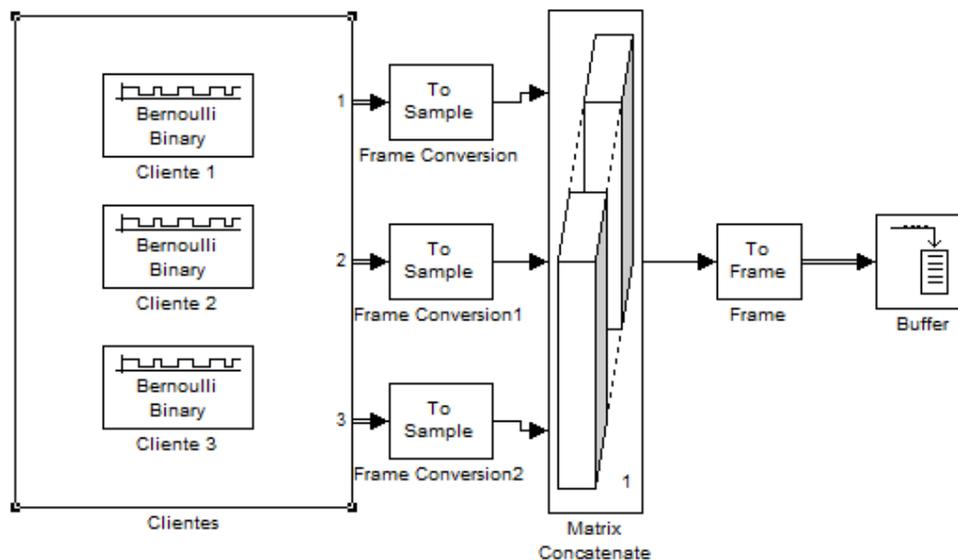
El diagrama de bloques del transmisor OFDMA se observa en la figura 3.9.



**Figura 3.9: Transmisor OFDMA**

### Generador de datos.

Este bloque cumple las mismas funciones que el utilizado en el transmisor FDMA descrito en el ítem 3.2.1 del presente documento. Está conformado por una fuente Bernoulli para cada cliente, el bloque *Frame conversion* que sirve para adaptación de datos a los bloques siguientes y el bloque *Matrix concatenate* que realiza la multiplexación TDM ya que toma la señal de las fuentes y les asigna un tiempo específico a cada uno. El diagrama de bloques se observa en la figura 3.10 y la ventana de configuración para la fuente Bernoulli se puede observar en la figura 3.2.



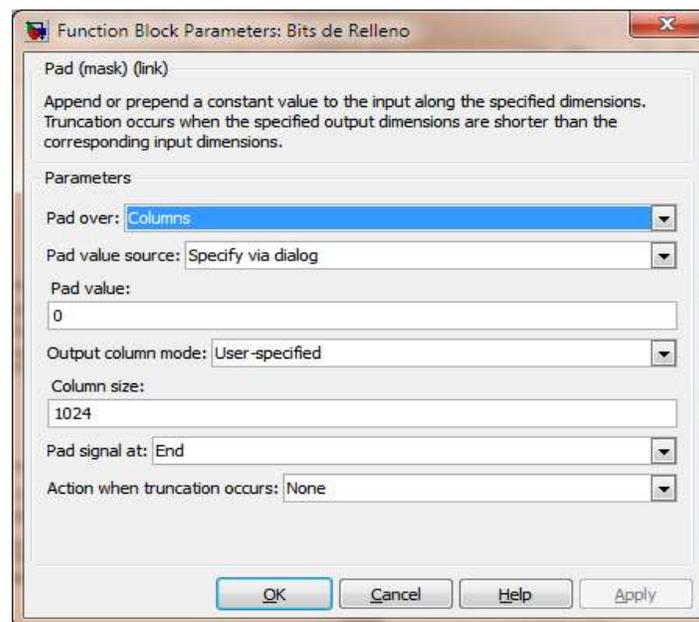
**Figura 3.10: Generador de datos y TDM**

Los bloques: *convertor de serie a paralelo*, *aleatorizador de energía* y *modulador (Mapeo QPSK-16QAM)* cumplen las mismas funciones que los utilizados en el transmisor FDMA, descrito en el ítem 3.2.1 del presente documento.

### Transformada IFFT.

Las transformadas IFFT y FFT constituyen los procesos claves para la generación y recuperación de OFDM respectivamente. La etapa IFFT está conformada por un bloque de relleno de bits *pad*, el bloque IFFT y el bloque de adición del prefijo cíclico.

*Bloque de relleno*: este bloque se utiliza para adecuar el tamaño de las muestras que procesará la IFFT adicionando o suprimiendo datos hasta que dicho tamaño coincida con la potencia de 2 más próxima. La ventana de configuración de este bloque para simulink se puede observar en la figura 3.11.



**Figura 3.11: Configuración del bloque de relleno**

*Bloque IFFT*: este bloque calcula la IFFT utilizando los algoritmos radix 2, mariposa y bit inverso (Bit reversal).

*Adición del prefijo cíclico:* en este bloque se adiciona un prefijo cíclico a la señal correspondiente a una fracción del número de bits de la señal de entrada que se introduce en los campos de configuración del bloque.

#### **3.1.4. Receptor OFDMA**

Esta etapa se compone de bloques que cumplen funciones inversas a la etapa de transmisión tales como: supresión del prefijo cíclico, transformada FFT, demodulador digital de banda base, desaleatorizador de energía y conversor de paralelo a serial.

*Supresión del prefijo cíclico:* consiste básicamente en el mismo bloque utilizado en transmisión pero con la operación inversa para quitar el mismo número de bits que fue agregado en esa etapa.

*Transformada FFT:* realiza la FFT utilizando un mecanismo inverso al de la IFFT del transmisor haciendo uso de los mismos algoritmos.

*Conversión a tramas:* es necesario convertir los datos de la FFT a tramas para observar la constelación en ese punto.

Los bloques restantes: demodulador digital, desaleatorizador de energía y conversor de paralelo a serie realizan las mismas funciones que las de sus bloques equivalentes descritos en la etapa de recepción de FDMA.

#### **3.1.5. Etapas de Radiofrecuencia (RF).**

Para efectos de simulación, los amplificadores RF para FDMA y OFDMA se implementarán con bloques llamados: *Up-converter* y *Down-converter*. El primero está ubicado antes del canal de subida y es el encargado de trasladar la frecuencia intermedia del transmisor a una frecuencia RF de 100 Mhz para ser transmitida. El segundo va después del canal de bajada y es el que traslada la frecuencia RF de 66.7 Mhz a frecuencia intermedia.

El transpondedor satelital, para fines de simulación realizará básicamente operaciones de traslación de frecuencias dado que, en la práctica, sus efectos internos sobre la señal como

atenuación y dispersión se consideran despreciables. Está conformado por 2 módulos *Up-converter* y 2 módulos *Down-converter*. A la entrada tiene la frecuencia RF de subida de 100 Mhz después del canal de transmisión la cual necesita bajar a frecuencia intermedia y luego subir nuevamente a una frecuencia RF de 66.7 Mhz para el canal de bajada.

### **3.1.6. Canal de Transmisión.**

El canal de transmisión tiene las mismas características y configuración tanto para FDMA como para OFDMA y corresponde a un modelo AWGN que aplica ruido gaussiano a una señal de entrada real o compleja, produciendo una salida real o compleja respectivamente. Este modelo es el más adecuado para simular una comunicación satelital geoestacionaria por la ausencia de efectos multitrayecto además de otras razones expuestas en el capítulo 2.

El análisis de desempeño está basado en las curvas de la tasa de error de bit (BER) en función de la relación  $E_b/N_0$ . Al utilizar  $E_b/N_0$  se considera el número de bits por símbolo, la potencia de los símbolos de entrada y el período de símbolo.

## **4. IMPLEMENTACIÓN DEL MODELO DE SIMULACIÓN Y ANÁLISIS DE RESULTADOS**

Se construyó un modelo de simulación utilizando Matlab y Simulink para realizar un análisis cualitativo y cuantitativo de las técnicas de acceso FDMA y OFDMA. Se evaluó el desempeño de FDMA y OFDMA aplicadas al acceso de múltiples usuarios a un transponder satelital bajo las mismas condiciones de operación.

Se realizaron varias simulaciones variando cada uno de los parámetros utilizados, con el fin de identificar las combinaciones que ofrezcan un desempeño apropiado bajo las condiciones planteadas.

Se utilizó un canal de transmisión AWGN sobre el cual se controló la relación de energía de bit a ruido ( $E_b/N_0$ ). En el receptor se recuperó la señal para obtener probabilidades de error coherentes con los modelos teóricos planteados midiendo la tasa de error de bit (BER) en función de  $E_b/N_0$  logrando curvas aproximadas a las teóricas.

### **4.1. PARAMETROS Y VARIABLES DE SIMULACIÓN.**

#### **4.1.1. Plan de frecuencias.**

Para el desarrollo de los modelos de simulación se asume una proporción de 60:1 en la magnitud de los parámetros dado que, valores como el ancho de banda de un transponder, las frecuencias de subida y bajada ( $f_{up}$  y  $f_{down}$ ) y los anchos de banda de los canales de transmisión son inadecuados para ser utilizados en la simulación. La correspondencia de valores se muestra en la tabla 4.1.

A partir de los datos de la tabla 4.1, para FDMA, considerando  $BW_T = 600$  Khz se establecen 3 canales de subida con un ancho de banda de 200 Khz cada uno. Cada canal tiene 180 Khz de ancho de banda efectivo, banda de guarda de 20 Khz y frecuencias portadoras en 100, 300 y 500 Khz respectivamente.

<b>PARAMETROS</b>	<b>Valor Real</b>	<b>Valor Simulación</b>
Ancho de banda del transponder ( <b>BW<sub>T</sub></b> )	36 Mhz	600 Khz
Frecuencia del canal de subida ( <b>f<sub>up</sub></b> )	6 Ghz	100 Mhz
Frecuencia del canal de bajada ( <b>f<sub>down</sub></b> )	4 Ghz	66.7 Mhz

**Tabla 4.1: Equivalencia de parámetros para simulación.**

Para OFDMA se trabaja con un canal único de 600 Khz donde se combinan todas las portadoras ortogonales.

A partir de los datos anteriores se definen los siguientes parámetros:

**F<sub>s</sub>** es la frecuencia de muestreo cuyo valor es mayor que dos veces la frecuencia más alta del sistema (600 Khz) para cumplir el teorema de Nyquist.

$$F_s \geq 1200\text{Khz} \quad (4.1)$$

**R** es la tasa de transmisión de las fuentes de datos, la cual se calcula considerando el tipo de modulación utilizada **QPSK** o **16-QAM**.

Se ha establecido que el ancho de banda efectivo de un canal **FDMA** es 180 Khz, el cual se toma como base al calcular la **R** efectiva para **QPSK** y para **16-QAM**. Para ello se considera la relación de eficiencia del ancho de banda o densidad de información **R/B** dada por:

$$\frac{R}{B} = \frac{\text{Log}_2 M}{B * T_s} = \frac{1}{B * T_b} \left[ \frac{\text{bits/seg.}}{\text{Hertz}} \right] \quad (4.2)$$

Donde **R** es la tasa de transmisión en bits por segundo, **M** es el número de niveles del esquema de codificación, **B** es el ancho de banda, **T<sub>s</sub>** es el periodo de muestreo y **T<sub>b</sub>** es la duración efectiva de un bit o el período de bit. Para los sistemas limitados en banda, el producto **B\*T<sub>b</sub>** debe tener un valor bajo para lograr mayor eficiencia en un sistema de comunicaciones digitales [Haykin, 2002].

Teniendo en cuenta lo anterior se asume una relación de eficiencia de 0.1 para la modulación **BPSK** ( $M=2$ ), lo cual significa que 1 bit ocuparía un ancho de banda de 10 hertz. Tomando esta relación de eficiencia como base, es decir, manteniendo constantes los 10 hertz de ocupación, se obtiene una relación de 0.2 (bits/seg.)/hertz para **QPSK** ( $M=4$ ) y 0.4 (bits/seg.)/hertz para **16-QAM** ( $M=16$ ).

Ahora se obtiene la tasa de transmisión tomando el ancho de banda efectivo de un canal **QPSK** y **16-QAM**.

$$\mathbf{R}_{\text{QPSK}} = (180 \text{ Khz}) * (0.2 \text{ (bits/seg.)/hertz}) = 36000 \text{ bits/seg.} \quad (4.3)$$

$$\mathbf{R}_{\text{16-QAM}} = (180 \text{ Khz}) * (0.4 \text{ (bits/seg.)/hertz}) = 72000 \text{ bits/seg.} \quad (4.4)$$

También se define el número de bits por portadora  $\mathbf{n}$  dependiendo de la modulación a utilizar así:

$$n_{\text{QPSK}} = 2 = \text{Log}_2(M_{\text{QPSK}}) \quad (4.5)$$

$$n_{\text{16-QAM}} = 4 = \text{Log}_2(M_{\text{16-QAM}}) \quad (4.6)$$

Donde  $\mathbf{M}$  corresponde al nivel de la modulación a emplear:  $\mathbf{M}_{\text{QPSK}} = 4$  y  $\mathbf{M}_{\text{16-QAM}} = 16$ .

A partir de los datos anteriores se definen los siguientes parámetros:

- Periodo de muestreo:

$$\mathbf{T}_s = 1/F_s \quad (4.7)$$

- Periodo de datos de la fuente:

$$\mathbf{T}_{\mathbf{R}(\text{QPSK-16QAM})} = 1/R_{(\text{QPSK-16QAM})} \quad (4.8)$$

Se trabaja con 3 fuentes de datos aleatorias que generan 2 o 4 ( $n_{\text{QPSK}}$  o  $n_{\text{16-QAM}}$ ) datos dependiendo de la modulación. En FDMA se modulan y se transmiten  $3 \times \mathbf{n}$  datos para cada modulación, mientras que en OFDMA cada fuente genera la misma cantidad de datos pero

se deben modular y transmitir muchos más debido al aumento del período de símbolo característico de esta modulación, el cual es proporcional al número de portadoras que procesa el modulador OFDM. Para ello se utiliza una memoria (*buffer*) que almacena los datos recibidos de las 3 fuentes hasta llegar a un valor de 2048 y los envía a los bloques siguientes. La relación del incremento del periodo de símbolo se apoya en la ecuación (4.9) [Jara, 2005].

$$T_u = N_p * T_R \quad (4.9)$$

Donde  $T_u$  es el periodo útil del simbolo OFDM y  $N_p$  es el numero de portadoras a modular. Al buffer llega una cantidad de  $3 \times n_{(QPSK-16QAM)}$  datos con un periodo  $T_{R(QPSK-16QAM)}$ , que luego, con el paso de serie a paralelo, se incrementa a un valor  $T_U$  (ecuación 3.10). Igualmente se considera la ecuación 3.11 para calcular el ancho de banda de la señal en OFDMA [Jara].

$$T_U = \frac{2048}{3 \times n_{(QPSK-16QAM)}} \times T_R \quad (4.10)$$

$$BW_{OFDMA} = \frac{N_p}{T_U} \quad (4.11)$$

#### 4.1.2. Filtros utilizados.

Los filtros se diseñaron en la herramienta FDATool de Matlab y los parámetros de configuración que requiere para todos los filtros se introducen de acuerdo al plan de frecuencias diseñado en el ítem 4.1.1. La frecuencia de muestreo para todos los filtros es de 1200 KHz.

Los valores empleados para cada tipo de filtros son los siguientes:

*Filtro Pasabanda Canal 1:* primera frecuencia de corte ( $F_{stop1}$ ) de 10 KHz, primera banda atenuada ( $A_{stop1}$ ) de 60 dB, primera frecuencia de paso ( $F_{pass1}$ ) de 20 KHz, atenuación en la banda de paso ( $A_{pass}$ ) de 1 dB, segunda frecuencia de paso ( $F_{pass2}$ ) de 180 KHz y segunda frecuencia de corte ( $F_{stop2}$ ) de 190 KHz.

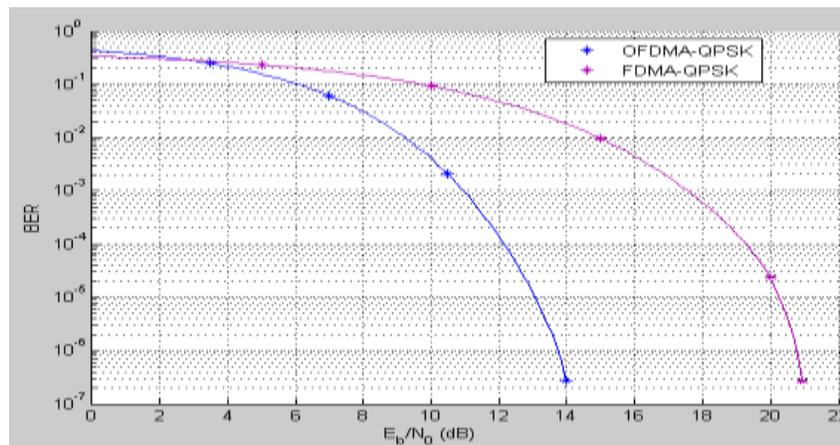
*Filtro Pasabanda Canal 2:* primera frecuencia de corte ( $F_{\text{stop1}}$ ) en 210 KHz, primera banda atenuada ( $A_{\text{stop1}}$ ) de 60 dB, primera frecuencia de paso ( $F_{\text{pass1}}$ ) en 220 KHz, atenuación de 1 dB en la banda de paso ( $A_{\text{pass}}$ ), segunda frecuencia de paso ( $F_{\text{pass2}}$ ) en 380 KHz, segunda frecuencia de corte ( $F_{\text{stop2}}$ ) en 390 KHz y atenuación en la segunda banda atenuada ( $A_{\text{stop2}}$ ) de 80 dB.

*Filtro Pasabanda Canal 3:* primera frecuencia de corte ( $F_{\text{stop1}}$ ) en 410 KHz, primera banda atenuada ( $A_{\text{stop1}}$ ) de 60 dB, primera frecuencia de paso ( $F_{\text{pass1}}$ ) en 420 KHz, atenuación en la banda de paso ( $A_{\text{pass}}$ ) de 1 dB, segunda banda de paso ( $F_{\text{pass2}}$ ) en 580 KHz y segunda frecuencia de corte ( $F_{\text{stop2}}$ ) en 590 KHz.

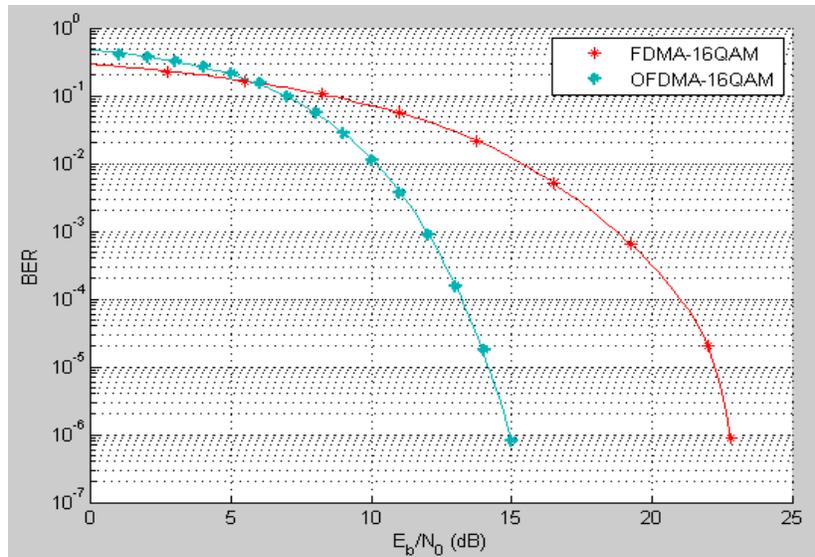
#### 4.2. MODULACIÓN DIGITAL.

Analizando el desempeño de FDMA y OFDMA utilizando las modulaciones QPSK y 16-QAM; en la figura 4.1 se puede observar que para QPSK, el sistema basado en OFDMA tiene mejor desempeño que FDMA frente al ruido. Esta mejora implica una notable reducción en la potencia requerida para transmitir y en la capacidad de la estación receptora para recibir información sin errores.

En la figura 4.2 se observa que para la modulación 16-QAM normalizada, nuevamente OFDMA tiene un mejor desempeño que FDMA. Según ella se puede concluir que el sistema OFDMA alcanzará con menor relación  $E_b/N_0$ , una tasa de errores dada, antes que el sistema FDMA.



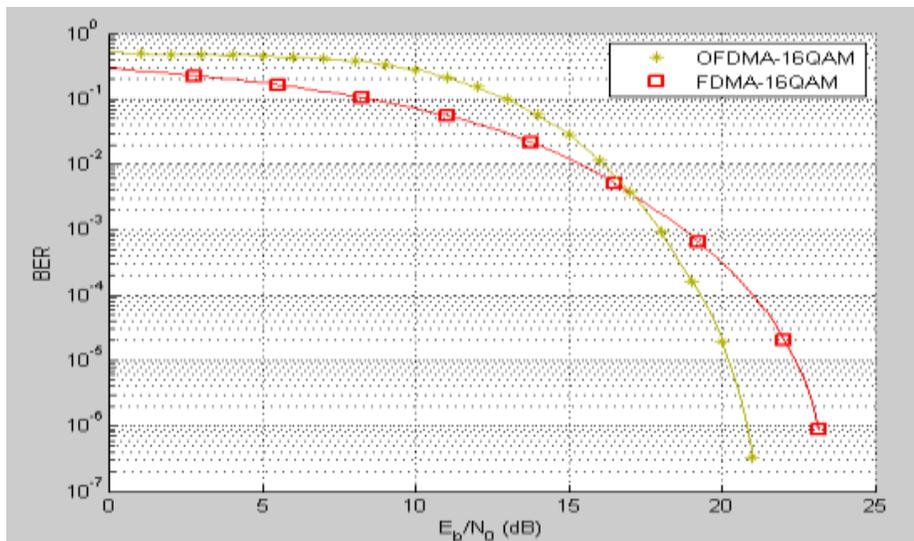
**Figura 4.1: Modulación QPSK para FDMA y OFDMA**



**Figura 4.2: Modulación 16-QAM para FDMA y OFDMA**

Al incrementar el número de portadoras de la transformada de Fourier en la modulación OFDM para QPSK, su desempeño respecto a la BER no cambia y coincide exactamente con el de la figura 4.1. Algo distinto se muestra en la figura 4.3 donde el mismo incremento de portadoras OFDM afecta evidentemente su desempeño utilizando modulación 16-QAM.

Este efecto negativo sobre el desempeño ocurre debido a que las portadoras adicionales no transportan información útil, en otras palabras, se estaría desaprovechando dichas portadoras y las capacidades de OFDM.

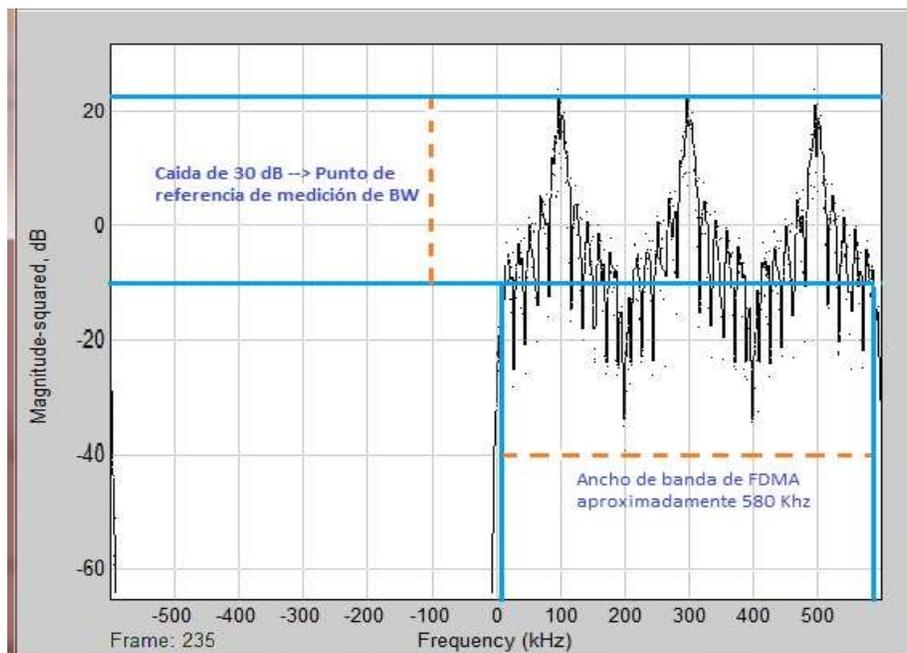


**Figura 4.3: Modulación 16-QAM en FDMA y OFDMA (Fourier).**

### 4.3. ANCHO DE BANDA.

En la figura 4.4 se puede apreciar el espectro de la señal en la banda intermedia de FDMA con modulación QPSK, la cual coincide para la modulación 16-QAM ya que, bajo las condiciones de simulación dadas, el ancho de banda de la señal en banda intermedia no es afectado por la modulación (QPSK o 16-QAM) aplicada. En ella se observan claramente los tres canales de 200 KHz ocupando la totalidad del ancho de banda del sistema (600 KHz) con sus frecuencias portadoras en 100 KHz, 300 KHz y 500 KHz.

En la figura 4.5 se muestra el espectro de la señal OFDM en banda intermedia para cualquiera de las modulaciones. Es de esperar, de acuerdo con la base teórica de OFDM, que haya una reducción considerable en el uso del ancho de banda respecto a FDMA debido a la condición de ortogonalidad y el mecanismo de utilización de portadoras de OFDM. En esta se muestra una ocupación aproximada entre 50 y 60 KHz de ancho de banda lo cual representa una gran diferencia con respecto al ancho de banda ocupado por FDMA. Empleando las ecuaciones (4.10) y (4.11) se calcula el ancho de banda teórico esperado.



**Figura 4.4: Ancho de banda utilizado en FDMA con QPSK o 16-QAM.**

Para QPSK, donde  $n = 2$ ,  $T_R = 2/36000$  y  $N_p = 2048$ :

$$T_U = \frac{2048}{3 \times 2} \times \left( \frac{2}{36000} \right) = 0.01896 \quad (4.12)$$

$$BW_{OFDMA} = \frac{2048}{0.01896} = 108016 \text{Khz} \quad (4.13)$$

Para 16-QAM, donde  $n = 4$ ,  $T_R = 4/72000$  y  $N_p = 2048$ :

$$T_U = \frac{2048}{3 \times 4} \times \left( \frac{4}{72000} \right) = 0.009481 \quad (4.14)$$

$$BW_{OFDMA} = \frac{2048}{0.009481} = 216010 \text{Khz} \quad (4.15)$$

Ahora, de acuerdo con los componentes del sistema, se debe tener en cuenta que el bloque conversor de serie a paralelo, obedeciendo a su funcionamiento interno, reduce a la mitad el número de datos para QPSK y a la cuarta parte para 16-QAM debido a que opera con un parámetro de conversión  $N$  tal que  $2^N = M$  donde  $M$  toma los valores dados en las ecuaciones 4.5 y 4.6 según corresponda. De esta forma, el valor obtenido en la ecuación 4.13 se debe dividir entre 2 y el valor de la ecuación 4.15 se divide entre 4, de tal manera que los anchos de banda esperados son:

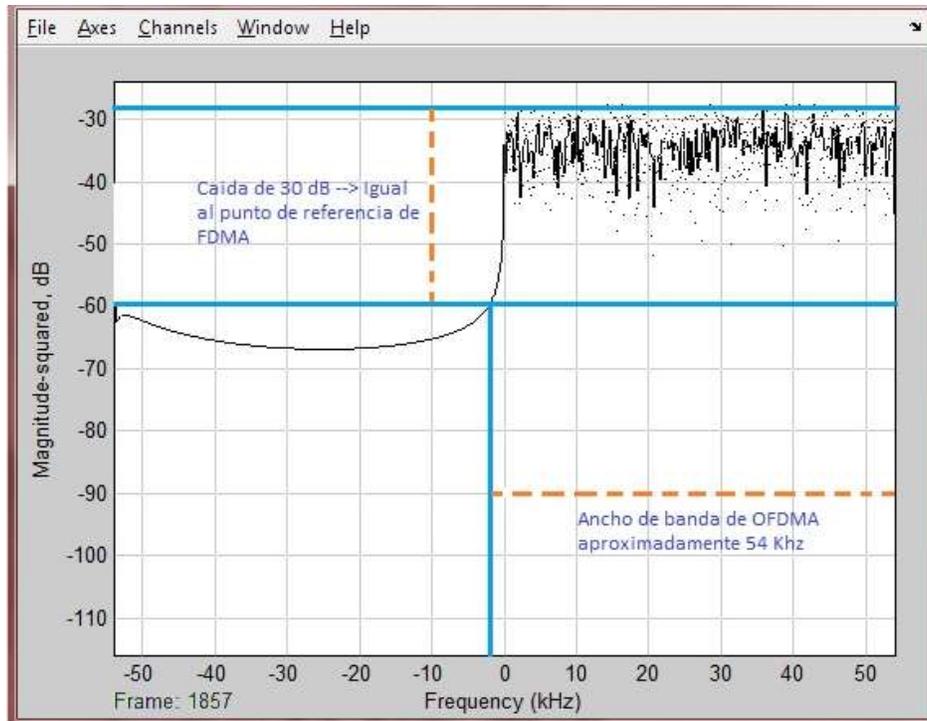
$$BW_{QPSK} = 54,008 \text{Khz} \quad (4.16)$$

$$BW_{16QAM} = 54,002 \text{Khz} \quad (4.17)$$

El ancho de banda teórico obtenido en (4.16) y (4.17) para QPSK y 16-QAM respectivamente es muy aproximado al que se puede observar en la figura 4.5.

Con el objetivo de establecer una comparación entre las dos técnicas de acceso múltiple, se asume para FDMA un ancho de banda útil entre 80 Khz y 520 Khz, es decir  $BW_{FDMA} = 440 \text{Khz}$ , en cuyo caso se refleja una reducción aproximada de 78% empleando OFDMA.

En el espectro de OFDMA de la figura 4.5, se tiene la presencia de 1024 portadoras para QPSK y 512 para 16-QAM.



**Figura 4.5: Ancho de banda utilizado en OFDMA con QPSK o 16-QAM**

## **5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

### **5.1. CONCLUSIONES.**

OFDMA, al evidenciar un mejor desempeño que FDMA frente a la probabilidad de error de bit (BER) y frente a la utilización del ancho de banda tanto para modulación QPSK como para modulación 16-QAM, se convierte en una alternativa muy conveniente a la hora de escoger un sistema de acceso múltiple a un satélite de comunicaciones geoestacionario.

Con respecto a la utilización del ancho de banda, se obtiene una reducción aproximada del 80% con OFDMA en comparación con FDMA. Esto hace evidente la eficiencia en el uso del ancho de banda de la modulación OFDM proporcionada básicamente por la organización ortogonal de su espectro y su mecanismo de utilización de portadoras.

El modelo OFDMA resulta más fácil de escalar que el modelo FDMA debido a que los bloques se pueden ajustar en sus parámetros para trabajar con un mayor o menor número de clientes.

Los resultados obtenidos hacen pensar que se puede construir un sistema de comunicación por satélite geoestacionario basado en OFDMA, más eficiente en el manejo de potencia y ancho de banda que uno basado en FDMA, lo cual, en consecuencia, permite que, empleando OFDMA, exista un mejor aprovechamiento de dichos recursos.

### **5.2. RECOMENDACIONES.**

Una mejora importante que se puede realizar para el análisis de desempeño es trabajar adicionalmente con modulaciones de niveles superiores a 16-QAM tales como 64-QAM o 256-QAM y realizar las pruebas respectivas.

La adición de bloques de codificación para control de errores permitiría analizar el desempeño del sistema empleando esquemas de modulación de más alto nivel como 64-QAM o 256-QAM considerando variaciones en la longitud de la transformada de Fourier.

Sería interesante analizar y comparar cual es el comportamiento de OFDMA en cuanto a la potencia y la eficiencia en el uso del ancho de banda, en un ambiente satelital con efectos de multitrayecto como en los enlaces LEO (*Low Earth Orbit*), MEO (*Medium Earth Orbit*) y HEO (*Highly Ellipical Orbit*) en los cuales el transponder se encuentra ubicado a distancias mucho menores y se requiere etapas de codificación para el control de errores.

Otro aspecto que sería importante analizar de manera paralela al planteado en el párrafo anterior es estudiar a fondo el efecto doppler producido por el desplazamiento en forma de cubo que presenta el satélite dentro de su movimiento orbital para determinar hasta que punto y bajo qué condiciones dicho fenómeno produciría efectos multitrayecto.

Se recomienda trabajar la simulación con un lenguaje de programación más flexible para llegar a resultados aun más precisos. Si se cuenta con buenos conocimientos de programación, la introducción de código en el diseño del sistema sería un factor muy favorable porque permitiría trabajar con modelos más escalables y cercanos a un sistema real.

## REFERENCIAS

BOGGIO, Lisandro y LANA, Carlos. Multiplexación y acceso múltiple. Proyecto de grado. 1999 – [Consultada en septiembre de 2009]. Disponible en internet: [URL:http://www.eie.fceia.unr.edu.ar/ftp/Comunicaciones/MUX.PDF](http://www.eie.fceia.unr.edu.ar/ftp/Comunicaciones/MUX.PDF)

BURLEY, David y JAMES, Glyn. Matemáticas avanzadas para ingeniería. Pearson Education. 2002. 480 p.

CASADO, Felix. Estudio de los efectos del movimiento en señales OFDM. Barcelona, 2008, 83 p. Trabajo de grado (Especialista en sistemas electrónicos). Universidad Autónoma de Barcelona. Consultado en agosto de 2009. Disponible en internet: [URL:http://www.recercat.net/bitstream/2072/13150/1/PFC+Felix+Casado+Andres.pdf](http://www.recercat.net/bitstream/2072/13150/1/PFC+Felix+Casado+Andres.pdf).

FRENZEL, Louis. Sistemas electrónicos de comunicaciones. Alfaomega. 2003. 1016 p.

HAYKIN, Simon. Sistemas de comunicación. Limusa Wiley. 2002. 816 p.

JARA CÁRDENAS, Efraín. Multiplexación por división de frecuencia ortogonal codificada (COFDM). Valdivia, 2005, 180 p. Trabajo de grado (Ingeniero en Electrónica). Universidad Austral de Chile. Facultad de Ciencias de la Ingeniería. Escuela de Electricidad y Electrónica.

K. Kisiel, D. Sahota y G. Swaminathan. Quadrature amplitude modulation: a simulation study. Canadá, noviembre de 2005, 15 p. Simon Fraser University. School of Engineering Science.

LITWIN Louis y PUGEL Michael. Signal processing: the principles of OFDM. Artículo de la Revista RF Design. Enero 2001. Disponible en internet:

<URL:[http://rfdesign.com/mag/radio\\_principles\\_ofdm/index.html](http://rfdesign.com/mag/radio_principles_ofdm/index.html)>. Consultado en mayo de 2009.

LONDOÑO Camilo. Multiplexación por división de frecuencia ortogonal. Bogotá, septiembre de 2004, 28 p. Universidad de Los Andes. Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica.

NERI VELA, Rodolfo. Comunicaciones por satélite. Cengage Learning editores. Capítulo 5. 2002.

TOMASI Wayne. Sistemas de comunicaciones electrónicas: arreglos de acceso múltiple a satélites. Ed. Pearson Education. Capítulo 19. 2003.

Universidad Politécnica de Cataluña (UPC, [www.upc.edu](http://www.upc.edu)). Grupo de comunicaciones radio. Orthogonal frequency division múltiple access (OFDMA). Barcelona. Consultado en marzo de 2009.

Universidad Nacional del Rosario (UNR, [www.unr.edu.ar](http://www.unr.edu.ar)). Métodos de modulación digital. Artículo publicado por la Escuela de Ingeniería Electrónica de la Universidad Nacional del Rosario. Riobamba. Consultado en octubre de 2009. Disponible en internet: [URL:http://www.eie.fceia.unr.edu.ar/ftp/Radioenlaces/1502.pdf](http://www.eie.fceia.unr.edu.ar/ftp/Radioenlaces/1502.pdf).

ULLOA VÁSQUEZ, Fernando. Contribución al estudio de un modelo de canal aeronáutico para sistemas de radiocomunicación digital terrestre basados en plataformas estratosféricas HAPS. Barcelona, febrero de 2003, 141 p. Tesis doctoral. Universidad Politécnica de Cataluña. Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones.

URIBE PARADA, José Andrés. Desarrollo e implementación de una interfaz sobre esquemas de modulación y demodulación OFDM. Valdivia, 2007, 240 p. Trabajo de

titulación (Ingeniero electrónico). Universidad Austral de Chile. Facultad de Ciencias de la Ingeniería. Escuela de Electricidad y Electrónica.

Wikipedia. Distribucion normal. Consultado en octubre de 2009. Disponible en internet:  
<URL: [http://es.wikipedia.org/wiki/Distribución\\_normal](http://es.wikipedia.org/wiki/Distribución_normal)>

Wikitel. COFDM. Comisión del mercado de las telecomunicaciones. Barcelona. Consultado en enero de 2010. Disponible en internet:  
<URL: <http://www.wikitel.info/wiki/cofdm>>