

UNIVERSIDAD AUSTRAL DE CHILE
FACULTAD DE CIENCIAS DE LA INGENIERÍA
ESCUELA DE ELECTRICIDAD Y ELECTRÓNICA



MULTIPLEXACIÓN POR DIVISIÓN DE FRECUENCIA
ORTOGONAL CODIFICADA (COFDM)

Trabajo de Titulación para optar al Título de:
INGENIERO EN ELECTRÓNICA

PROFESOR PATROCINANTE:
Ing. Sr. NÉSTOR FIERRO MORINEAUD

ALFONSO EFRAÍN JARA CÁRDENAS

2005

Miembros de la Comisión de Titulación.

Profesor Patrocinante: NÉSTOR FIERRO M.

Firma: _____

Profesor Informante: RAÚL URRRA R.

Firma: _____

Profesor Informante: ALEJANDRO VILLEGAS

Firma: _____

Fecha del Examen de Titulación: _____

ÍNDICE.

RESUMEN	VI
SUMMARY	VI
INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO I	
Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal Codificada (COFDM)	
1.1 Introducción.....	2
1.2 ¿Qué es COFDM?	3
1.3 COFDM y el Modelo de un Sistema de Telecomunicaciones Digitales	3
1.4 COFDM y OFDM	4
1.5 Ventajas y Desventajas de COFDM.....	5
1.5.1 Ventajas	5
1.5.2 Desventajas.....	7
1.6 Modelo simplificado del sistema COFDM.....	8
1.7 Desempeño del COFDM	11
1.8 El Multitrayecto.....	12
1.8.1 El Multitrayecto y el efecto Doppler	13
1.9 Multiplexación por División de Frecuencia(FDM).....	16
1.9.1 ¿Por qué usar múltiples portadoras?.....	16
1.9.2 FDM	17
1.10 Ortogonalidad	19
1.10.1 Comparación de SCM, FDM y OFDM	21
1.11 La DFT y FFT	22
1.11.1 Descripción matemática de COFDM	22
1.11.2 FDM y DFT	24
1.11.3 Comparación de la DFT y la FFT.....	25
1.11.4 Modulación de la señal OFDM	26

1.12 Formato de la información a la entrada del modulador COFDM.....	28
1.13 Portadoras en el sistema COFDM	29
1.13.1 Esquemas de modulación de las portadoras	29
1.13.2 Modulación uniforme y no uniforme en las constelaciones	32
1.13.3 Código Gray en las asignaciones binarias en las constelaciones.....	33
1.13.4 Factor de normalización de energía (FNE).....	34
1.13.5 Tipos de portadoras en COFDM	36
1.13.6 Tipos de símbolos en COFDM.....	38
1.13.7 Portadoras en COFDM	39
1.13.8 El Intervalo de Guarda.....	40
1.13.9 Símbolo OFDM	42
1.13.10 Trama OFDM	43
1.13.11 Supertrama OFDM	44
1.13.12 Patrón de distribución de portadoras en una trama OFDM.....	45
1.13.13 El BW del canal y el BW de COFDM.....	46
1.13.14 El BW de COFDM y el número de puntos de la IFFT	47
1.14 Codificación contra errores y entrelazamiento de portadoras en COFDM	48
1.14.1 Codificación contra errores en COFDM	49
1.14.1.1 Tasa de Error de Bits (BER) en COFDM.....	50
1.14.1.2 Tipo de Corrección de Error Frontal (FEC)	52
1.14.1.3 Codificador Convolutacional.....	54
1.14.1.4 Variación de la tasa binaria en COFDM	57
1.14.2 Entrelazamiento de portadoras en COFDM	59
1.14.2.1 Tipo de entrelazamiento en COFDM	59
1.14.2.2 Profundidad del entrelazamiento en COFDM	61
1.14.2.3 Variación del entrelazamiento en COFDM	62
1.14.2.4 Calidad del entrelazamiento en COFDM	63
1.14.2.5 Tipos de entrelazadores en COFDM	64
1.14.2.6 Nivel del entrelazamiento en COFDM.....	67
1.14.2.6.1 Entrelazamiento al nivel de bits	67
1.14.2.6.1 Entrelazamiento al nivel de símbolo	70

1.15 Decodificador FEC en COFDM.....	78
1.15.1 Decodificador de Viterbi	78
1.16 Información de estado del canal y soft-decision	80
1.17 Sincronización en COFDM	84
1.17.1 Sistemas de sincronización.....	86
1.17.1.1 Sistema 1: Sincronizador en Tiempo y Frecuencia	87
1.17.1.2 Sistema 2: Sincronizador en Tiempo y Frecuencia	87
1.17.1.3 Sistema 3: Sincronizador en Tiempo y Frecuencia	88
1.18 Ecualización y portadoras pilotos en COFDM.....	91
1.19 Modulación jerárquica en COFDM.....	92
1.20 Redes de Frecuencia Única (SFN) en COFDM	94
1.21 Configuraciones de Transmisores y Receptores en COFDM.....	96
1.21.1 Transmisor y Receptor COFDM para modulación no jerárquica.....	96
1.21.1.1 Configuración 1 para modulación no jerárquica	97
1.21.1.1.1 Modulador COFDM para modulación no jerárquica	97
1.21.1.1.2 Parámetros de la configuración 1	100
1.21.1.1.3 Demodulador COFDM para modulación no jerárquica	101
1.21.1.2 Configuración 2 para modulación no jerárquica	104
1.21.1.2.1 Modulador COFDM para modulación no jerárquica	104
1.21.1.2.2 Parámetros de la configuración 2	108
1.21.1.2.3 Demodulador COFDM para modulación no jerárquica	109
1.21.2 Transmisor y Receptor COFDM para modulación jerárquica.....	112
1.21.2.1 Modulador COFDM para modulación jerárquica	113
1.21.2.2 Patrones de distribución de portadoras.....	117
1.21.2.3 Demodulador COFDM para modulación jerárquica	117
1.21.3 Conversión Digital a Análogo (DAC) y el modulador de RF	120
1.21.4 Sintonizador.....	122
1.22 Efectos sufridos por la señal de COFDM.....	123
1.23 Pérdida de la Ortogonalidad en COFDM	125
1.24 Aplicaciones de COFDM	126

CAPÍTULO II

Los efectos de ruido de fase en COFDM

2.1 Introducción.....	127
2.2 Ruido de fase	127
2.3 Corrector del error de fase común	129

CAPÍTULO III

Digital Video Broadcasting-Terrestrial (DVB-T)

3.1 Introducción.....	132
3.2 TV digital vs. TV analógica	133
3.3 Características Técnicas	135
3.4 Ventajas e Inconvenientes de SFN (Single Frequency Network).....	137
3.5 Diagrama en bloque simplificado del sistema DVB-T.....	139
3.5.1 Modulador COFDM	140
3.5.1.1 Aleatorizador de Energía.....	141
3.5.1.2 Código Reed-Solomon	141
3.5.1.3 Entrelazador Externo	142
3.5.1.4 Código Convolutacional.....	144
3.5.1.5 Entrelazador Interno	145
3.5.1.6 Modulador	146
3.5.1.7 Adaptador de Trama	147
3.5.1.8 IFFT	150
3.5.1.9 Intervalo de Guarda	150

CAPÍTULO IV

Digital Audio Broadcasting (DAB)

4.1 Introducción.....	153
4.2 Beneficios Únicos de DAB.....	154
4.3 Comparación respecto de AM/FM	154
4.4 Características Técnicas	156
4.4.1 Codificación de Audio MUSICAM.....	156

4.4.1.1 Enmascaramiento (Audio Masking).....	157
4.4.1.2 Cómo Funciona un Codificador MPEG	158
4.4.1.3 MPEG 2 layer II	159
4.4.1.4 MPEG y MUSICAM	159
4.4.2 Modos de transmisión en DAB	159
4.5 El Transmisor y el receptor DAB.....	161
4.5.1 El Transmisor DAB.....	161
4.5.1.1 Codificador de audio y PAD	162
4.5.1.2 Codificador del canal.....	163
4.5.1.3 Rápido ensamblador de bloque de información	163
4.5.1.4 Multiplexor de paquete.....	164
4.5.1.5 Multiplexor de servicio principal (MSC)	164
4.5.1.6 Multiplexor de trama de transmisión.....	164
4.5.1.7 Entrelazador de frecuencia	164
4.5.1.8 Sincronización del canal.....	165
4.5.1.9 Modulador OFDM.....	165
4.5.2 El receptor	166
4.6 DAB en SFN.....	168
CONCLUSIONES	169
ABREVIACIONES	170
BIBLIOGRAFÍA	172

RESUMEN

Multiplexación por división de frecuencia ortogonal codificada (COFDM) es una mejora de OFDM para canales muy variantes donde la interferencia afecta selectivamente a las portadoras utilizando para ello el entrelazamiento de portadoras combinado con la codificación para la corrección de error frontal (FEC) obteniéndose de esta manera una modulación específicamente diseñada para cubrir las necesidades del canal de la radiodifusión terrestre. COFDM como en OFDM puede cubrir con altos niveles de propagación del multitrayecto, con una extensión amplia de retrasos entre las señales recibidas teniendo con esto aplicaciones en redes de frecuencia única. COFDM cubre bien la interferencia de banda estrecha de co-canal, como la que puede ser causada por las portadoras de servicios análogo existente.

Las aplicaciones actuales más importantes de COFDM son en DAB, DVB-T, DRM y WLAN's, en donde COFDM se a adaptado para cada aplicación respectivamente según la exigencia de cada estándar.

SUMMARY

Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (COFDM) it is an improvement of OFDM for very varying channels where the interference affects to the carriers selectively using for it the interleaving carriers combined with the code for the correction of front error (FEC) being obtained specifically this way a modulation designed to cover the necessities of the channel of the terrestrial broadcasting. COFDM like in OFDM it can cover with high levels of propagation of the multipath, with a wide extension of delays among the received signs having with this applications in nets of unique frequency. COFDM also covers well with the of narrowband co-channel interference, as which can be caused by the existent carriers of similar services.

The most important current applications in COFDM are in DAB, DVB-T, DRM and WLAN's where COFDM tastes had adapted respectively for each application according to the demand of each standard.

INTRODUCCIÓN

El presente trabajo de titulación es el análisis de la técnica de modulación de la Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal Codificada (COFDM). Además es la continuación del trabajo de titulación “Los Sistemas y la Tecnología OFDM: Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal” de Juan Eduardo Ceverio Hidalgo UACH-2002.

Para el desarrollo de este tema se han incluido cuatro capítulos. El primero capítulo entrega una visión amplia, de manera explícita y concisa de COFDM, pretendiendo dejar en claro sus fundamentos, técnicas y características. El segundo capítulo analiza en forma muy breve dos efectos el error de fase común y la interferencia interportadora agregado a la señal COFDM. El tercer capítulo se describe la aplicación de COFDM en DVB-T. El cuarto capítulo se describe la aplicación de COFDM en DAB (Radio Digital).

CAPÍTULO I

Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal Codificada **(COFDM).**

1.1 Introducción

COFDM involucra la modulación de los datos sobre un gran número de portadoras que usan la técnica de FDM (Multiplexación por División de Tiempo). Esta técnica no es nueva creación. El concepto de transmitir datos en paralelo y hacer un multiplexado por división en frecuencia es una idea aparecida ya a mediados de los años sesenta. Ya en el mes de Enero de 1970 se presentó una patente en Estados Unidos con la idea de transmitir datos en paralelo al multiplexar por división en frecuencia con solapamiento de los subcanales, de esta manera se empleaba el ancho de banda total disponible. Las primeras aplicaciones se realizaron en el campo militar.

En el caso de tener un gran número de subcanales el conjunto de generadores sinusoidales y demoduladores coherentes que se requieren para un sistema de este tipo hacían que este fuese caro y complejo. Fueron Weinstein y Ebert quienes aplicaron la transformada discreta de Fourier (DFT) a la transmisión de datos en paralelo como parte del modulador y demodulador.

Los avances en la escala de integración electrónica hacen posible que se pueda disponer de chips que realizan la transformada rápida de Fourier (FFT) y, por lo tanto, hacen factible la aplicación de la modulación COFDM.

En los años 80 esta modulación se estudió para su uso en módems de alta velocidad, comunicaciones digitales para móviles, grabaciones de alta densidad y comunicaciones de datos en banda ancha sobre canales de radio FM para receptor móvil.

En la década del 90 se debe resaltar el estudio sobre el que fue objeto la modulación para su empleo en el medio terrestre. Fue finalmente elegida como la modulación para el estándar de radio comercial digital DAB (Digital Audio Broadcasting). Los resultados obtenidos en el proyecto DAB resultaron sin duda fundamental para la elección de esta modulación en la

radiodifusión terrestre de las señales de televisión la cual es conocida como DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial).

En este capítulo se explicara los fundamentos de la técnica de modulación de COFDM es decir la FDM, la ortogonalidad, la FFT, la IFFT, la codificación, el entrelazamiento, además de sus ventajas, desventajas, los efectos sufridos por la señal COFDM en un canal de comunicaciones, métodos de sincronización, su aplicación en redes de frecuencia única y otros puntos más.

1.2 ¿Qué es COFDM?

Es una técnica compleja de modulación de banda ancha utilizada para transmitir información digital a altas velocidad, a través de un canal de comunicaciones, que combina potentes métodos de codificación más el entrelazamiento para la corrección de errores en el receptor. Además del empleo de la multiplexación por división de frecuencia ortogonal (OFDM), donde cada portadora es traslapada una con otra logrando así tener una alta eficiencia espectral. Obteniendo de esta manera una modulación específicamente diseñada para combatir los efectos del multitrayecto y otros tipos de interferencias que afectan a receptores fijos y móviles

1.3 COFDM y el Modelo de un Sistema de Telecomunicaciones Digitales

Al comparar COFDM con el modelo de un sistema de telecomunicaciones digitales (ver figura 1.1) se obtiene que COFDM comparte los bloques de modulación y codificación del canal. Con referente a la información que se va a transmitir llamada fuente de la información en COFDM son típicamente audio, audio y datos, video y audio, etc. El bloque de la codificación de la fuente en COFDM es un sistema de compresión de datos digitales (por ejemplo: MPEG-2) en donde la fuente de información se adapta para el codificador del canal debido que COFDM es un sistema de telecomunicaciones que acepta tramas de k Bytes a su entrada.

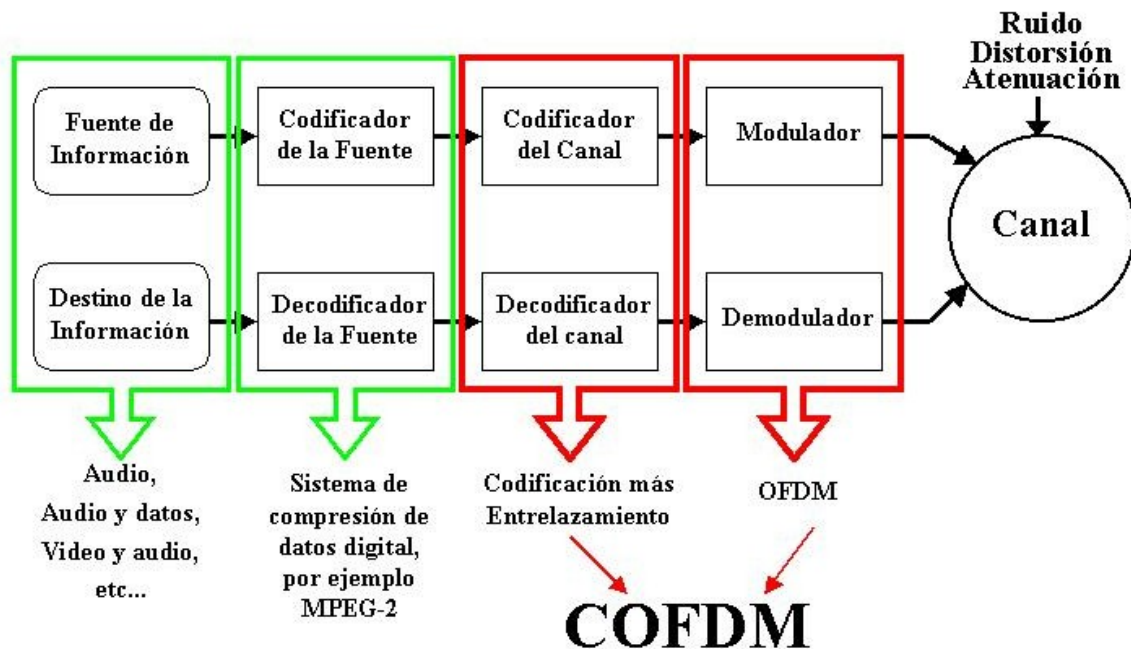


Figura 1.1: Modulador COFDM.

1.4 COFDM y OFDM

COFDM es una mejora de OFDM (para más información de OFDM refiérase al trabajo de titulación “Los Sistemas y la Tecnología OFDM: Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal” de Juan Eduardo Ceverio Hidalgo UACH-2002) para canales muy selectivos o variantes ya que puede soportar multitrayecto severo, la presencia de interferencias de banda estrecha de co-canal, la cancelación de la señal, el ruido de impulsos y la reducción rápida de la amplitud de la señal. La codificación (la “C” en COFDM) es el ingrediente clave. Sin embargo, los resultados deseados solo se logran cuando la codificación se integra estrechamente con el sistema de OFDM junto con el entrelazamiento de portadoras.

Las características comunes de COFDM y OFDM son:

- La ortogonalidad.
- Los esquemas de modulación de las portadoras.
- La adición del intervalo de Guarda.
- La sincronización.
- La ecualización.

Aunque la ortogonalidad y los esquemas de modulación de las portadoras son propios de OFDM, la adición del intervalo de guarda, la sincronización y la ecualización ya son mejoras pertenecientes de OFDM.

Las mejoras de COFDM sobre OFDM son:

- La codificación contra errores.
- El entrelazamiento de las portadoras de datos en frecuencia o en tiempo y frecuencia.
- La información de estado del canal (Channel State Information) combinado con la decodificación con decisión Flexible (Soft-Decision Decoding) para incrementar el desempeño del decodificador de Viterbi.

1.5 Ventajas y Desventajas de COFDM

1.5.1 Ventajas

- **Protección contra desvanecimiento selectivo de las portadoras:** Un desvanecimiento es una distorsión provocada por las variaciones de las características físicas del canal que tiene como resultado una disminución de la potencia recibida que es la desventaja de OFDM. Como solución se agrega a la modulación OFDM un codificador de canal compuesto de dos elementos: un código convolucional y un entrelazador de portadoras ya sea al nivel de bits o símbolos. El efecto conjunto del código convolucional y del entrelazador puede verse como un promediado de los desvanecimientos locales sobre todo el espectro de la señal.
- **Modulación Jerárquica:** La modulación jerárquica permite integrar la modulación QPSK dentro de la constelación de QAM de 16 o más niveles permitiendo transmitir dos servicios al mismo tiempo y hace que la transmisión de QPSK sea menos susceptible a las interferencias que en el caso de QAM de 16 o de más niveles no jerárquicos. Bajo este criterio se puede transmitir en un flujo de datos de baja prioridad el servicio de HDTV y en el flujo de alta prioridad el servicio de SDTV.
- **Alta eficiencia espectral:** Debido a que cada portadora es traslapada una con otra con la técnica o esquema de modulación por multiplexación por división de frecuencia ortogonal

(OFDM) se logra incrementar notablemente la tasa binaria útil a transmitir comparado con respecto a la técnica de FDM.

– **Simplificación de la ecualización:** Una de las características de este esquema de modulación es que facilita la ecualización en el receptor, debido a que distribuye una serie de portadoras llamadas portadoras pilotos a lo largo de todo el ancho de banda que se va a usar en la transmisión, por lo tanto, es muy 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 eliminar o reducir la influencia del canal sobre los datos transmitidos.

– **Protección contra interferencias de intersímbolos (ISI):** La utilización del intervalo de guarda provee la tolerancia contra la interferencia de intersímbolo. Mientras el retardo de las señales que llegan al receptor COFDM sea menor que el intervalo de guarda se consigue con esto evitar que unos símbolos OFDM se vean afectados por otros, solo permaneciendo de este modo la interferencia intrasímbolo.

– **La tasa binaria de datos puede escalarse para diferentes condiciones:** El sistema COFDM se puede adaptar al canal de comunicaciones variando la tasa binaria útil a transmitir perforando el código base del codificador convolucional para canales menos selectivos o de baja interferencia, también se puede reducir cuando se requiere ajustar la distancia máxima entre el transmisor y un receptor ajustando la duración del intervalo de guarda. Los dos métodos anteriores se pueden usar en conjunto pero todo depende del sistema COFDM.

– **Ampliaciones en Redes de Frecuencia Única (SFN: Single-Frequency Networks):** La posibilidad de crear una red de SFN constituye una de las grandes ventajas de un sistema basado en COFDM. Dado a la utilización del intervalo de guarda la señal que se utiliza para reducir los efectos del multitrayecto ya sea natural o artificial pudiendo así utilizar varios transmisores separados a una distancia adecuada generando así multitrayecto artificial, entonces se produce una suma de todas las señales de la red que llegan al receptor COFDM. Así, este efecto, produce a lo que se llama ganancia de red consiguiendo así una reducción de la potencia del transmisor, logrando una mejor cobertura y reduciendo los costos de la infraestructura.

1.5.2 Desventajas

- **Muy sensible a la sincronización en tiempo y frecuencia:** Para el receptor le es difícil encontrar el comienzo del símbolo OFDM para así establecer la sincronización en tiempo y para establecer la sincronización en frecuencia le es difícil también encontrar la posición de las portadoras dentro del símbolo OFDM pero todo depende del método de sincronización y del sistema de sincronización escogido.
- **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 más entrelazamiento para mejorar el BER en el receptor y otros requerimientos adicionales, son funciones que incrementa la complejidad del sistema.
- **Transmisores y receptores más costosos:** Al incrementar la complejidad del sistema en COFDM el costo del transmisor aumenta pero a un más el costo del receptor repercutiendo en este ultimo, la relación de costo desempeño dando a lugar a receptores de baja, mediana o alta calidad.
- **Perdida de eficiencia espectral:** Es causada por la duración del intervalo de guarda y tasa de codificación utilizadas ya que se necesita ajustar de este modo el sistema COFDM para varias condiciones de funcionamiento.
- **Más sensible al ruido de fase y al desplazamiento en frecuencia en las portadoras:** El ruido de fase es causado por todos los osciladores locales que hay desde la salida de la IFFT del transmisor hasta la entrada de la FFT en el receptor que trae como consecuencia la rotación de la constelación del esquema de la modulación de las portadoras, que da lugar a veces a la interferencia interpoladora (ICI). El desplazamiento de frecuencia causa interferencia interportadora (ICI) y una reducción en la potencia en las portadoras.
- **Tiene una alta razón de potencia pic – promedio (peak to average power ratio):** Por ser una modulación multiportadora que causa una gran fluctuación en la envolvente de la señal transmitida reduciendo de esta manera la eficiencia del amplificador de potencia de RF del transmisor causando a la vez productos de intermodulación en la señal transmitida, este efecto es reducido por filtros.

1.6 Modelo simplificado del sistema COFDM

En esta sección se explica en forma breve con un ejemplo como funciona un sistema COFDM basándose en un modelo simplificado. Se asume que el canal de comunicaciones no sufre de ningún tipo de interferencia o otro tipo de degradación que podría afectar la señal transmitida.

En la figura 1.2 se muestra el modelo simplificado de un transmisor COFDM con el que se desea transmitir unos bits datos que se ingresan al codificador FEC (Forward Error-Correction: Corrector de error Frontal) en este caso es el codificador convolucional que da redundancia a los bits transmitidos posibilitando la corrección de errores en el demodulador, luego se agrupan varios bits en el entrelazador de frecuencia para causar un desorden pseudoaleatorio con lo que se consigue distribuir los bits de datos entre las portadoras dentro de un símbolo OFDM para así mejorar el desempeño del decodificador de Viterbi en el demodulador COFDM. Posteriormente los bits de datos codificados y entrelazados en frecuencia ingresan al modulador OFDM que tiene como función ir tomando de a dos bits para modularlo con QPSK sucesivamente pasando de bits a símbolos de datos, después se realiza la IFFT (Transformada rápida de Fourier inversa) que consisten en agrupar 8 símbolos que corresponde a 8 puntos que va procesar la IFFT a la vez para luego generar un símbolo útil formado por 8 muestra con duración T_u constituido por 8 portadoras ortogonales entre sí (separadas en frecuencia en múltiplos de $1/T_u$) y finalmente se inserta un intervalo de guarda que tiene como función eliminar la ISI, este ultimo es una extensión cíclica de IFFT que es solo una copia de un determinado número de las ultimas muestras de la salida de la IFFT que son muestras agregadas al comienzo del símbolo útil, es decir, la IFFT genera un solo símbolo que es llamado símbolo OFDM. El cual esta formado por un símbolo útil y un intervalo de guarda. Ahora la señal a transmitir se debe ajustar debido que esta en banda base, la salida Q-I es todavía digital para ello es necesario convertirla a una señal analógica usando dos conversores digital-análogo (DAC), para luego ser modulada en RF usando un modulador en cuadratura. La señal COFDM de salida (ver figura 1.3) se aprecia que hay 8 portadoras que son ortogonales entre sí que están centradas a una frecuencia central f_c en un ancho de banda (BW), donde una trama OFDM esta constituida por 4 símbolo OFDM generado por la IFFT para este ejemplo.

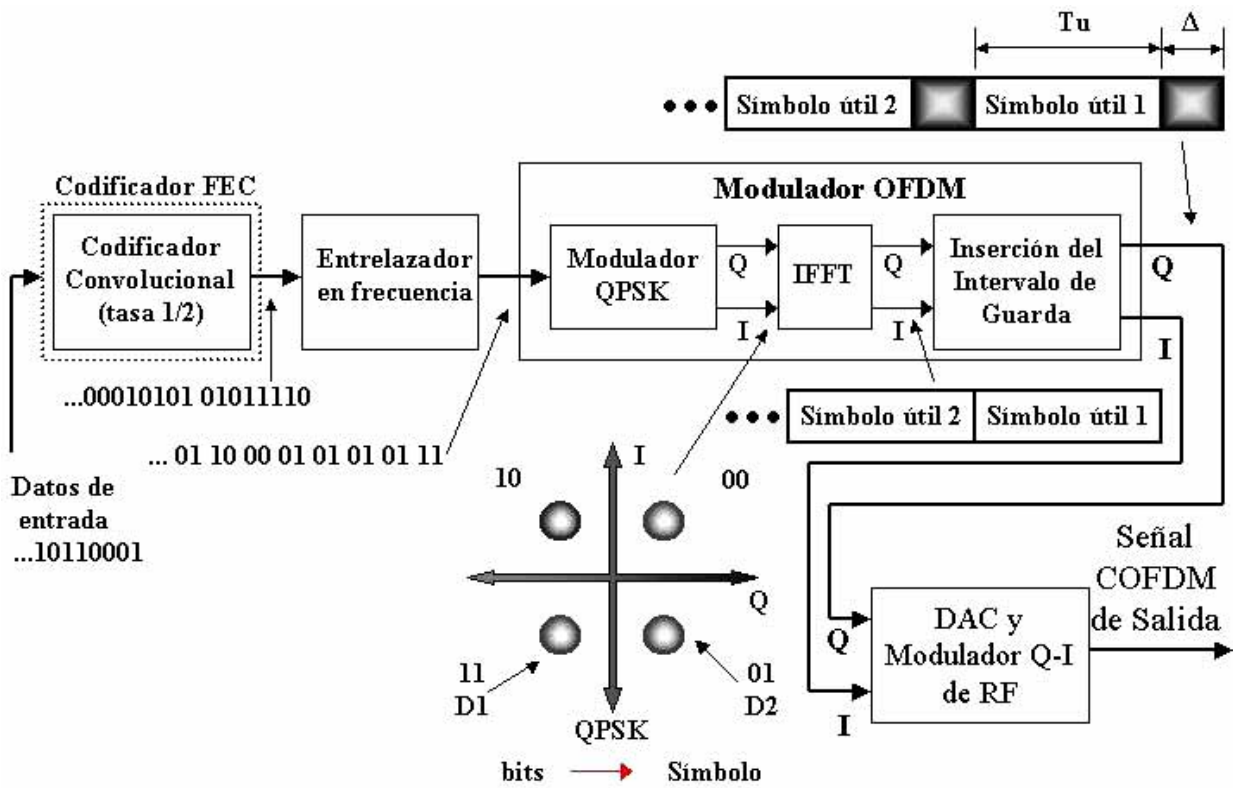


Figura 1.2: Transmisor COFDM.

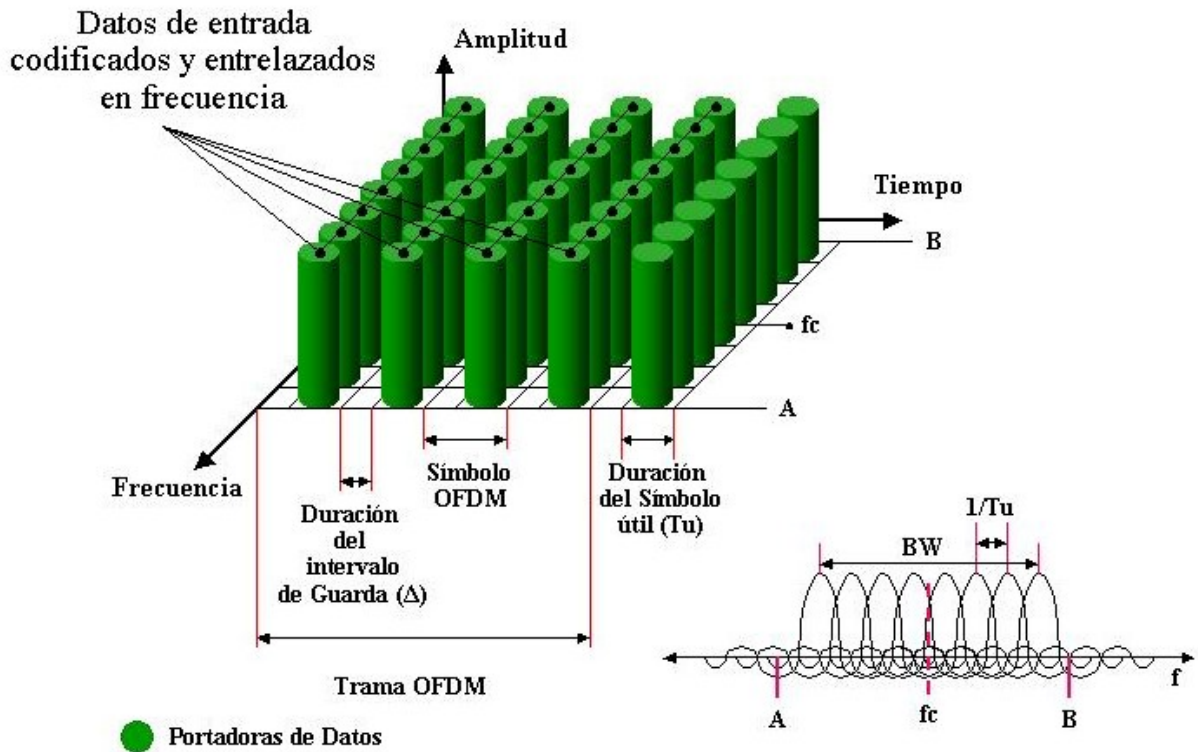


Figura 1.3: Señal COFDM de salida.

El ancho de banda (BW) es cociente entre el número de portadora (N_p) y la duración del símbolo útil (T_u) que esta representada por la siguiente expresión:

$$BW = \frac{N_p}{T_u} \text{ (Hz)}$$

La tasa binaria a transmitir (T_b) es:

$$T_b = \frac{N_p}{T_u + \Delta} \times N_{bm} \times T_c \text{ (bits/seg)}$$

N_p es el número de portadora datos, N_{bm} es el número de bit por símbolo del esquema de modulación empleadas por las portadoras de datos (por ejemplo 6 bit para de QAM-64), T_u es la duración del símbolo útil, T_c es la tasa del codificador FEC y Δ es la duración del intervalo de guarda

El receptor COFDM (ver figura 1.4), se asume que la señal transmitida llega en forma integra, es decir, no sufre de ningún tipo de degradación o interferencia y vuelve en fase al receptor para así obviar la parte de sincronización en el receptor y ecualización. La señal recibida ingresa al demodulador de RF y la salida Q-I análogas son convertidas a Q-I digitales usando dos ADC (conversor análogo digital) para ello se hace un muestreo de la señal COFDM con un periodo de muestreo T_u/N_p , luego ingresan las señales Q-I en banda base al demodulador OFDM que tiene como función eliminar el intervalo guarda con lo que se elimina las primeras muestra que contienen el intervalo de guarda, después se realiza FFT donde se agrupan 8 muestra que va procesar para entregar 8 símbolos que van hacer demodulados cada uno finalmente por el demodulador QPSK pasando de símbolo a bits. Posteriormente un grupo de bits es agrupado en el desentrelazador en frecuencia para reordenarlos y pasarlos al decodificador de Viterbi que tiene como función habilitar la corrección de errores en el receptor, recuperando así los bits de datos transmitidos.

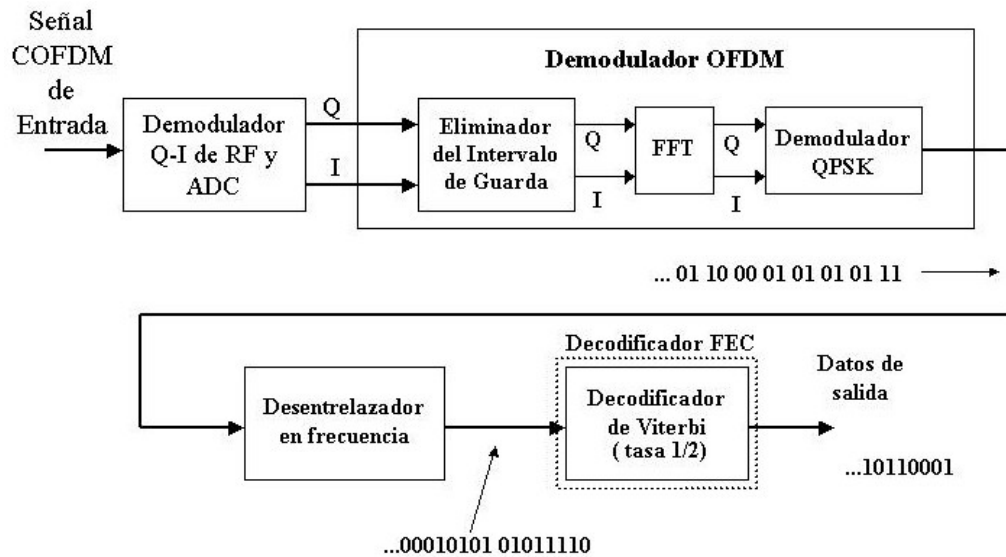


Figura 1.4: Receptor COFDM.

1.7 Desempeño del COFDM

COFDM puede reducir o eliminar las siguientes interferencias:

- **Interferencia por multitrayecto:** Al ser COFDM una modulación multiportadora se reduce la ISI porque se disminuye la velocidad del símbolo y se elimina por completo usando el intervalo de guarda. Solo queda la interferencia intrasímbolo.
- **Interferencia que afectan selectivamente las portadoras:** Como la interferencia de banda estrecha de co-canal que es causada por canales adyacentes (canales análogos o digitales), para reducir o eliminar este efecto COFDM utiliza el entrelazamiento frecuencia de las portadoras más la codificación.
- **Interferencia que afectan simultáneamente a muchas portadoras:** Como el ruido de impulso, la cancelación de la señal, la reducción rápida de la fuerza de la señal, entre otras, para reducir o eliminar este efecto COFDM utiliza el entrelazamiento tiempo de las portadoras más la codificación.

El efecto combinado del entrelazamiento en tiempo y frecuencia más la codificación se utiliza para reducir o eliminar las interferencias que afecta selectivamente y simultáneamente a muchas portadoras.

COFDM puede cubrir los tres tipos de interferencias anteriores dependiendo del costo-desempeño del sistema.

Para incrementar el desempeño en el receptor de COFDM se utiliza además:

- **Interferencia intrasímbolo:** El receptor de COFDM utiliza la ecualización para eliminar o reducir este efecto, para ello utiliza una serie de portadoras pilotos distribuidas dentro del símbolo OFDM para ecualizar la constelación que modula a las portadoras de datos.
- **Ruido de fase:** El receptor de COFDM utiliza la corrección del error de fase común para reducir o eliminar la rotación que sufre la constelación de las portadoras por el efecto causado por los osciladores locales que hay en transmisor y receptor, utilizando para ello la fase de referencia de las portadoras pilotos fijas.
- **Interferencia que afectan selectivamente las portadoras:** El receptor de COFDM al no poder tener un BER aceptable a su salida es necesario mejorar el desempeño del decodificador de viterbi para ello se utiliza la información de estado del canal (CSI) en combinación con la decodificación con decisión flexible (Soft-Decision Decoding) para obtener un BER aceptable a la salida del receptor.

Todas estas mejoras tienen repercusión directa en el costo-desempeño del receptor COFDM

1.8 El Multitrayecto

Es el efecto que sufre una señal transmitida en un transmisor al tomar diferentes trayectoria por las reflexiones a partir de rasgos fijos del terreno como las colinas, árboles o edificios, y los objetos móviles como los vehículos, aeronave y incluso las personas, con esto el receptor recibe varias versiones retrasadas de la misma señal.

En comunicaciones analógicas los efectos multitrayecto dan lugar a desvanecimientos más o menos severos de la señal recibida o a efectos tales como imágenes “fantasma” en televisión. En comunicaciones digitales estos efectos se traducen en interferencia intersímbolos (ISI) y en la consiguiente pérdida de la información.

Este efecto en COFDM como en OFDM produce interferencia intersímbolo el cual es reducido al utilizar múltiples portadoras y es eliminado por el intervalo de guarda. Además de causar desvanecimientos selectivos en las portadoras.

1.8.1 El Multitrayecto y el efecto Doppler

El efecto Doppler es el fenómeno que se observa al variar la distancia entre un transmisor y el receptor, lo que produce un desplazamiento de frecuencia en la señal recibida por el receptor. En los receptores de COFDM fijos (ver figura 1.5) este efecto es despreciable pero existe y en los receptores que están en movimiento (ver figura 1.6) este efecto produce desvanecimiento selectivo en tiempo y frecuencia en que cada portadora incrementando o reduciendo su razón señal a ruido (SNR), es decir, la respuesta efectiva en frecuencia del canal a partir del transmisor al receptor variara substancialmente.

Este efecto se reduce en COFDM al estimar la separación existente entre dos portadoras basándose en la frecuencia doppler que esta en función a la velocidad máxima que se desplazara el receptor para así determinar la cantidad máxima de portadoras que tendrá el símbolo OFDM, y es eliminado por la ecualización y la corrección de errores del receptor con decodificación con Soft-decision.

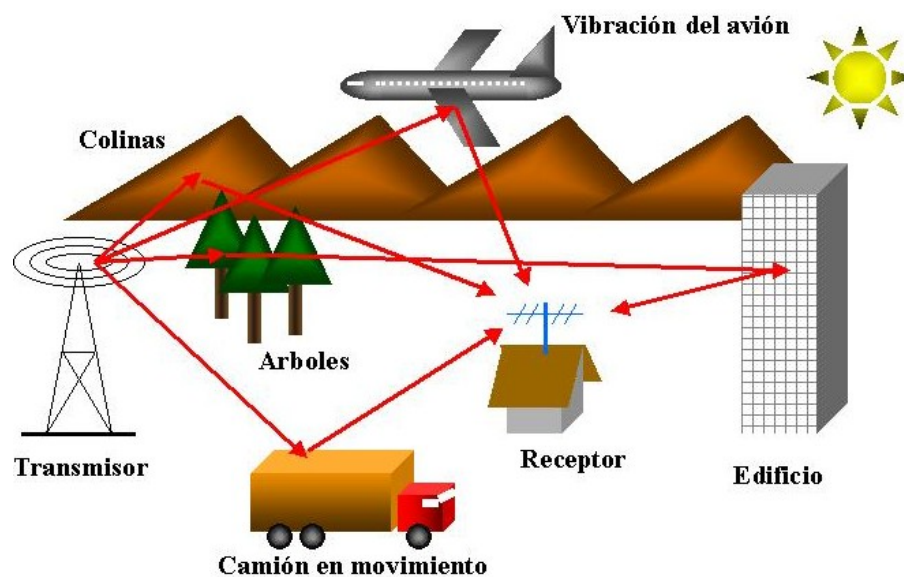


Figura 1.5: Efecto del multitrayecto sobre un receptor fijo.

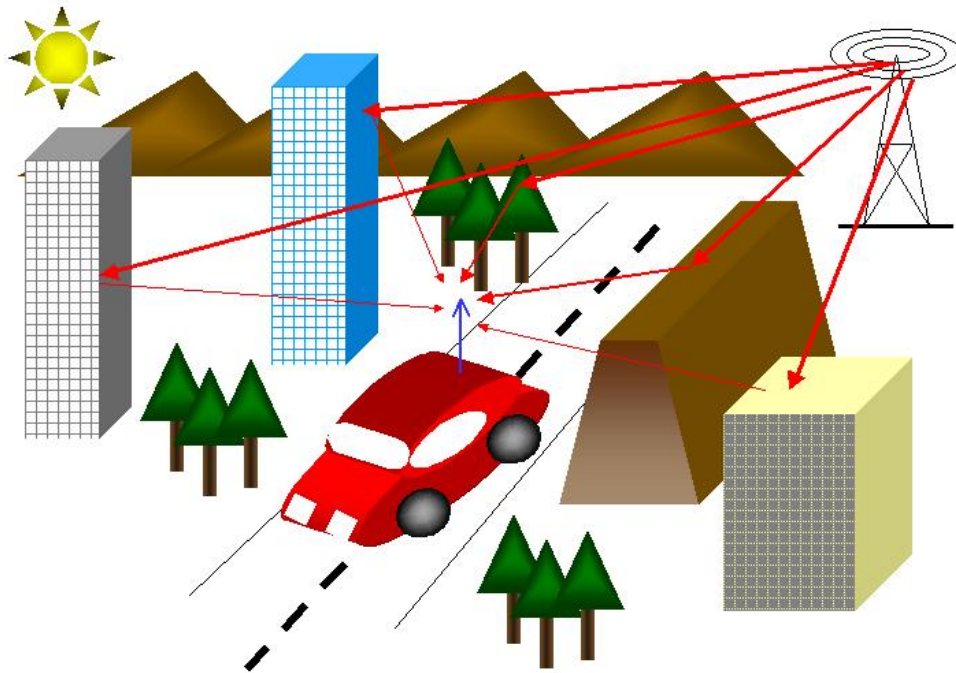


Figura 1.6: Efecto del multitrayecto sobre un receptor móvil.

En COFDM como en OFDM existen dos tipos de consecuencia del efecto Doppler sobre señal recibida por el receptor móvil.

- Desplazamiento en frecuencia de las portadoras (ver figura 1.7) que varía constantemente y esta en función a la velocidad y ángulo del receptor móvil con respecto al transmisor fijo y además a la longitud de onda de transmisión.
- Desplazamiento en tiempo de cada símbolo OFDM (ver figura 1.8) que puede producir retrasos muy largo que no soporta el intervalo de guarda.

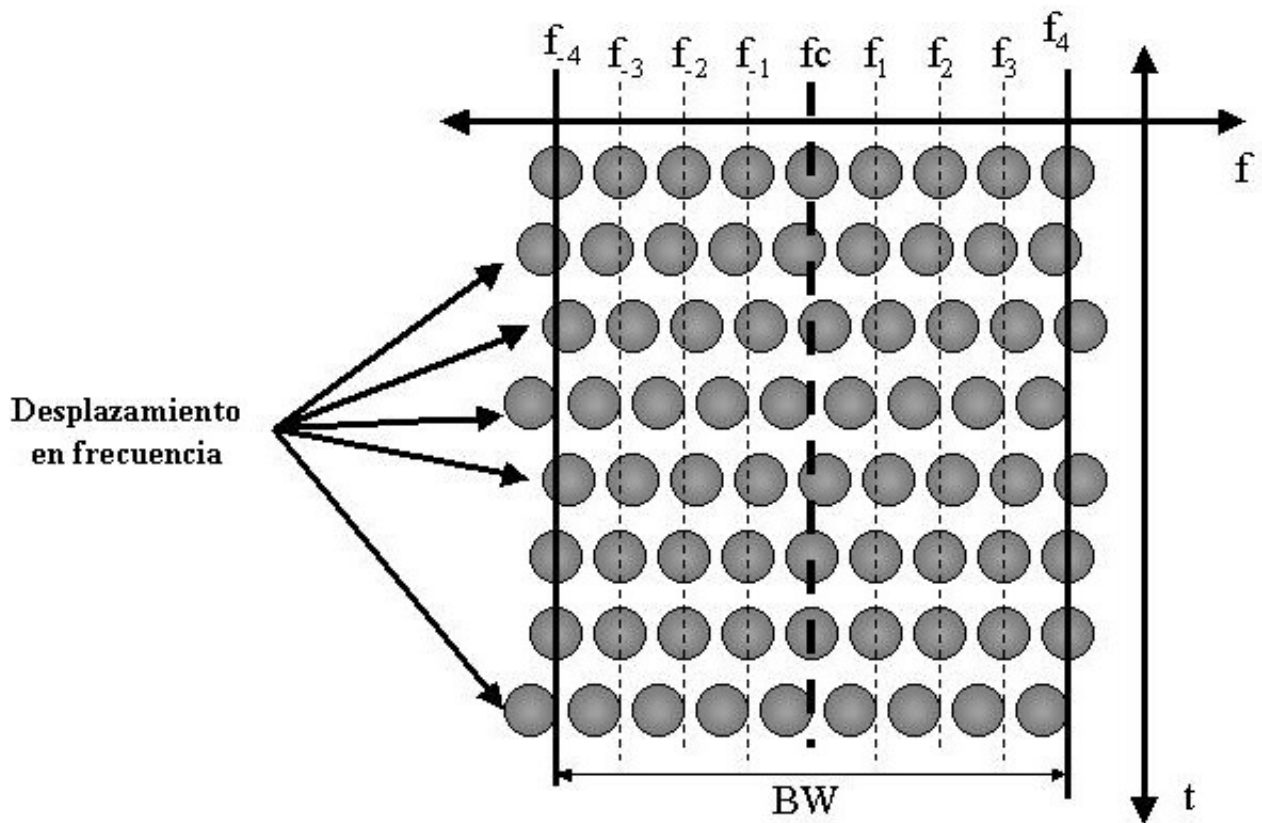


Figura 1.7: Desplazamiento en frecuencia de las portadoras.

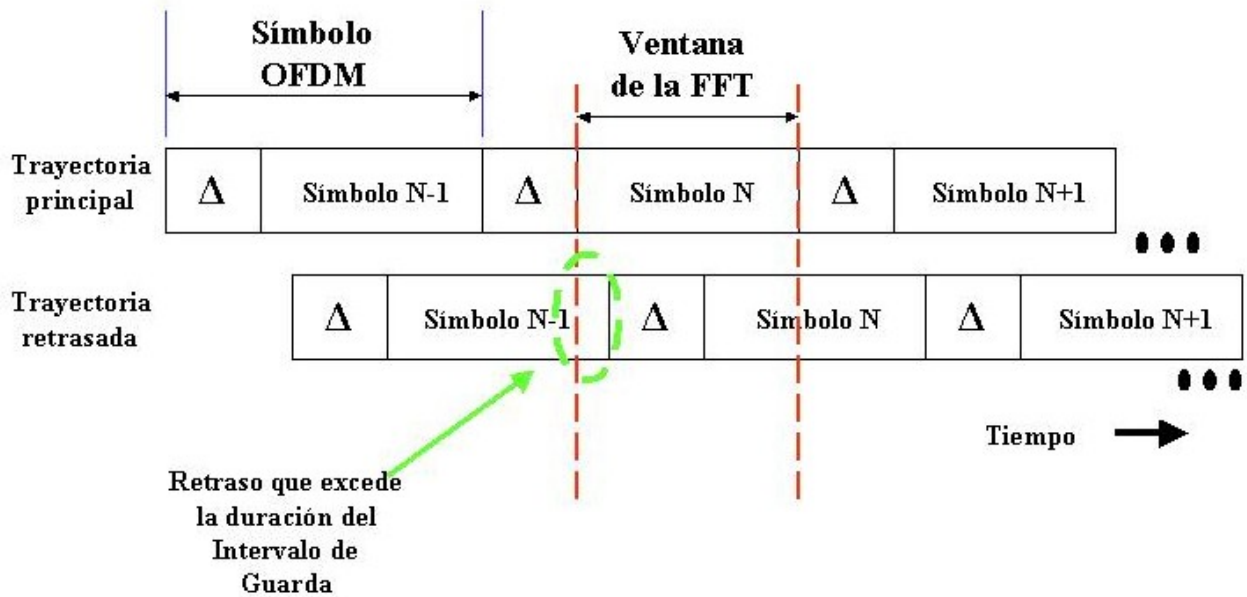


Figura 1.8: Desplazamiento en tiempo de cada símbolo OFDM.

1.9 Multiplexación por División de Frecuencia(FDM)

1.9.1 ¿Por qué usar múltiples portadoras?

El uso de múltiples portadoras se adopta para reducir la ISI a partir de la presencia de niveles significativos del multitrayecto.

En la figura 1.9 se muestra como la respuesta al impulso del canal afecta a una modulación de única portadora (SCM), a la técnica de FDM para 2 portadoras y de 8 portadoras, se aprecia que el efecto de adoptar un sistema de multiportadora se consigue reducir la interferencia de intersímbolo de cada símbolo a medida que el número de portadoras se incrementa pero la velocidad del símbolo se va reduciendo. Además con FDM se simplifica la ecualización al reducir a N ecualizadores sencillos en el receptor.

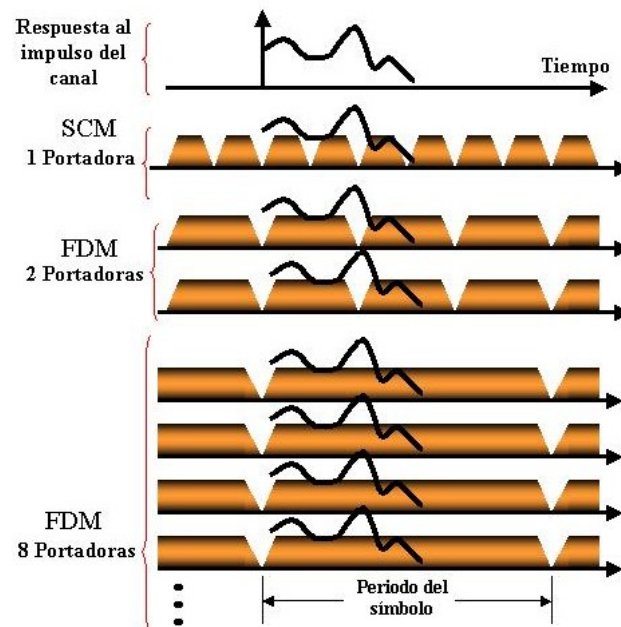


Figura 1.9: Reducción de la ISI.

En la figura 1.10 se muestra la modulación de única portadora (SCM) donde un receptor recibe la misma señal por dos trayectos diferentes, de modo que una señal llega primero y la otra con un retraso equivalente a 8 símbolos aproximadamente, este retraso da lugar que en el receptor esté presente el símbolo N durante el período de integración y partes de los símbolos N-8 y N-9, es decir, que se comportarán como señales interferentes sobre el símbolo deseado. También en la

figura 1.10 se muestra la técnica de FDM donde un receptor recibe la misma señal por dos trayectos diferentes, de modo que una señal llega primero y la otra con un retraso equivalente a la cuarta parte del símbolo aproximadamente, este retraso da lugar en que el receptor esté presente el símbolo T durante el período de integración y parte del símbolo T-1, es decir, la porción del símbolo T-1 presente durante el período de integración actuará también como interferencia, en tanto que la porción retrasada del propio símbolo T se sumará consigo mismo de forma constructiva o destructiva, según sea la fase entre la trayectoria principal y la retrasada. Por lo tanto al utilizar la técnica de FDM se reduce bastante la ISI en comparación con SCM.

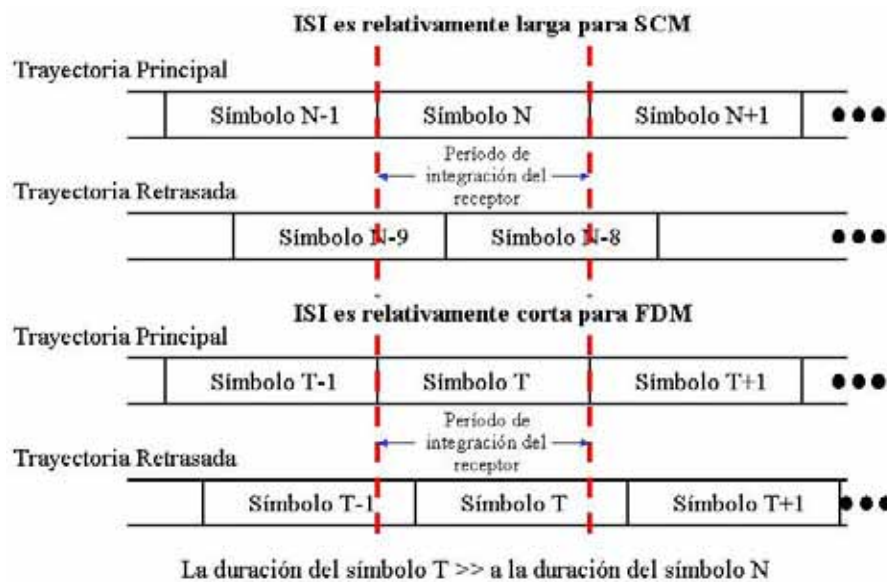


Figura 1.10: Reducción de la ISI con FDM.

1.9.2 FDM

La multiplexación por división de frecuencia (FDM), en inglés Frequency Division Multiplexing, es un tipo de multiplexación utilizada generalmente en sistemas de transmisión analógicos. Mediante este procedimiento, el ancho de banda total del medio de transmisión es dividido en porciones, asignando cada una de estas fracciones a un canal. En la figura 1.11, se puede ver como n señales de datos cada una con espectros distintos son moduladas cada una por portadoras diferentes y a la vez son desplazadas en frecuencia, cada una ocupando un canal de transmisión distinto. Finalmente, se combinan las salidas de los n moduladores y se envían al modulador de RF. En la figura 1.12 se ilustra el espectro de la señal transmitida usando la técnica

de FDM para el caso de n señales que se transmiten en forma simultanea. En la figura 1.13 se muestra el receptor, donde primero el demodulador de RF baja la señal transmitida a una frecuencia central para luego aplicar filtro pasa banda (FPB) a cada canal y demodular en forma independiente cada señal de datos.

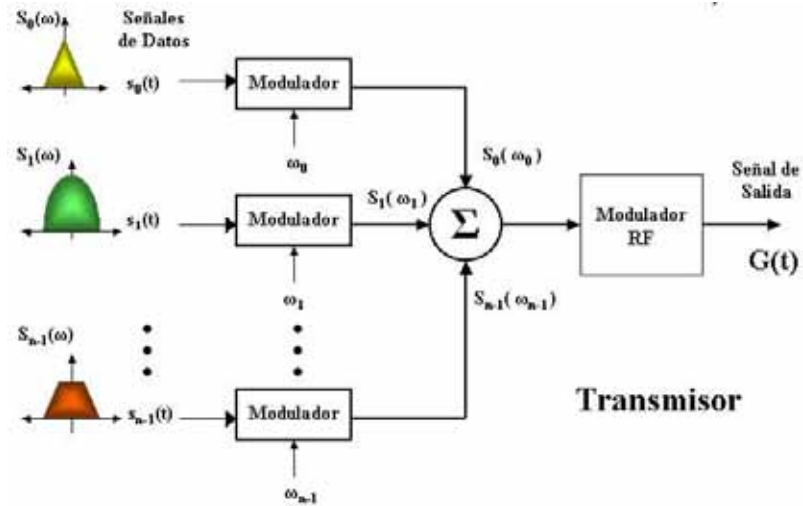


Figura 1.11: Transmisor que utiliza la técnica de FDM.

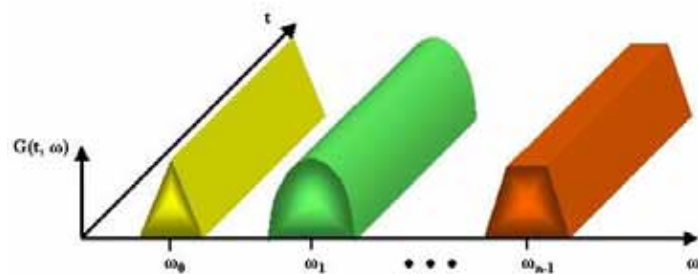


Figura 1.12: Espectro de la señal transmitida usando la técnica de FDM.

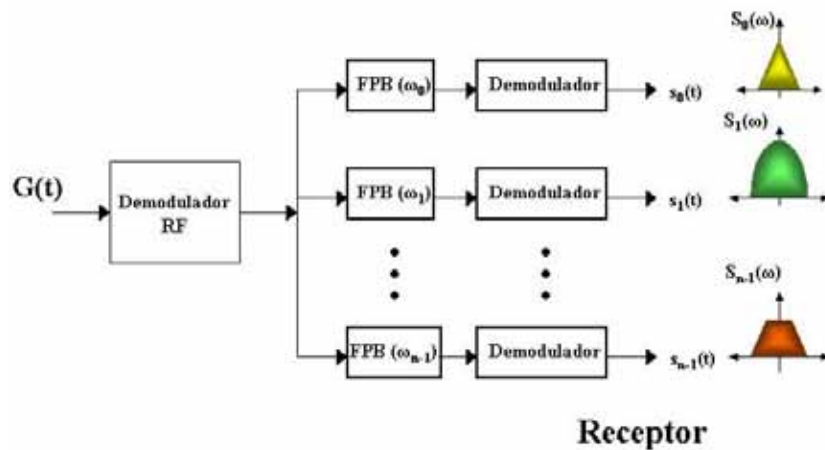


Figura 1.13: Receptor que utiliza la técnica de FDM.

1.10 Ortogonalidad

El principio de la ortogonalidad (ver figura 1.14) define que la separación entre las portadoras sea exactamente igual al recíproco del periodo del símbolo útil (T_u), es decir, que la separación en frecuencia sea $f_u = 1/T_u$, lográndose que las portadoras no se interfieran entre sí. Las portadoras forman que los matemáticos llaman un conjunto ortogonal, debido que la portadora k esima (en banda base) puede escribirse como:

$$\psi_k(t) = e^{jk\omega_u t}$$

Donde $\omega_u = 2\pi/T_u$, y la condición de ortogonalidad que las portadoras satisfacen es:

$$\int_{\tau}^{\tau+T_u} \psi_k(t)\psi_l^*(t)dt = 0, k \neq l$$

$$\int_{\tau}^{\tau+T_u} \psi_k(t)\psi_k^*(t)dt = T_u, k = l$$

Con la ortogonalidad se consigue:

- Traslapar varias portadoras en el mismo espacio que ocupan dos portadoras que emplean FDM (ver figura 1.15).
- Se reduce el ancho de banda en comparación con FDM (ver figura 1.15).

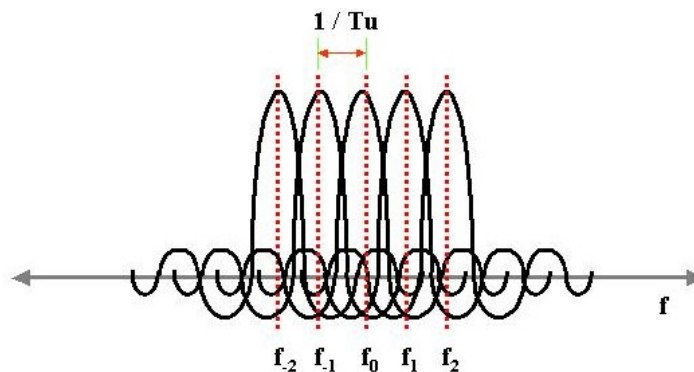


Figura 1.14: Portadoras con espaciamiento ortogonal en frecuencia.

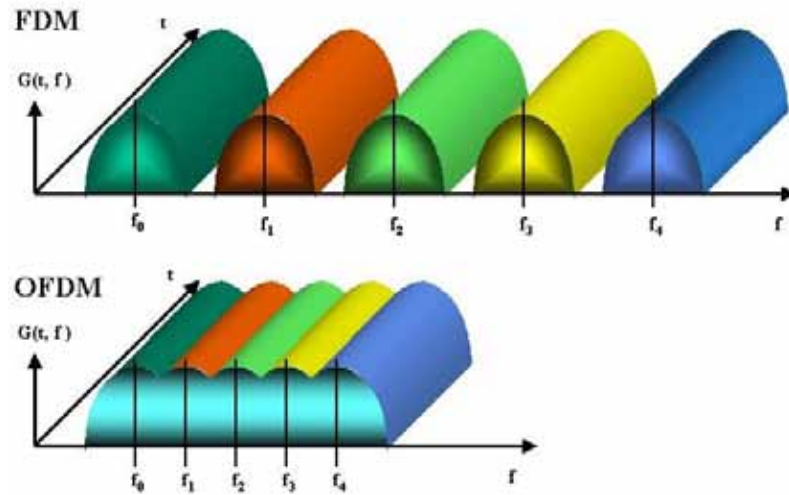


Figura 1.15: FDM y OFDM.

En la figura 1.16 se muestra un ejemplo del espectro de una señal de COFDM donde hay 1536 portadoras dentro de un ancho de banda 1,5 MHz y cada portadora esta separada ortogonalmente a 1 KHz (ver figura 1.17).

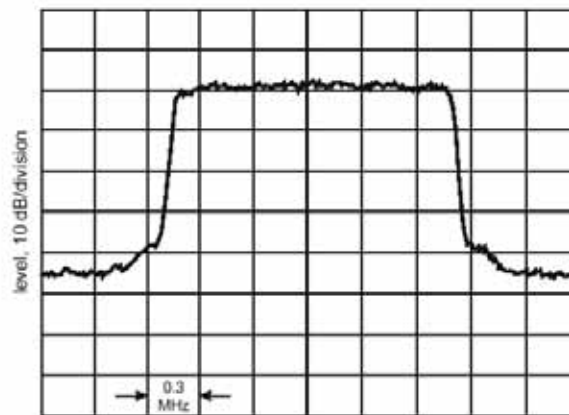


Figura 1.16: Espectro de la señal COFDM.

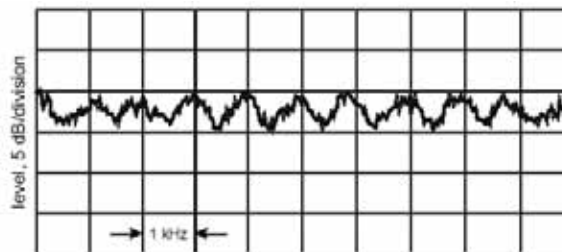


Figura 1.17: Estrecho espaciamiento de las portadoras.

1.10.1 Comparación de SCM, FDM y OFDM

Si SCM se compara con respecto a FDM y OFDM, asumiendo ancho de banda constante, se obtiene (ver figura 1.18):

- El desvanecimiento selectivo afecta por completo a la portadora, es decir se pierde completo la información transmitida.
- La ISI es relativamente larga.
- La ecualización es más compleja.
- La eficiencia espectral es alta.

Si FDM se compara con respecto a SCM y OFDM, asumiendo ancho de banda constante, se obtiene (ver figura 1.18):

- El desvanecimiento selectivo afecta solo algunas portadoras, es decir se pierde parte de la información transmitida.
- La ISI es relativamente corta.
- La ecualización es más sencilla.
- La eficiencia espectral es baja debido a la utilización de bandas de guardias.

Si OFDM se compara con respecto a FDM y SCM, asumiendo ancho de banda constante, se obtiene (ver figura 1.18):

- El desvanecimiento selectivo afecta solo algunas portadoras, es decir se pierde parte de la información transmitida.
- La ISI es relativamente corta.
- La ecualización es más simple por la utilización de portadoras pilotos.
- La eficiencia espectral es alta por la ortogonalidad pero al utilizar el intervalo de guarda se reduce.
- No necesita bandas de guardias.
- Muy sensible a la sincronización en tiempo y frecuencia.

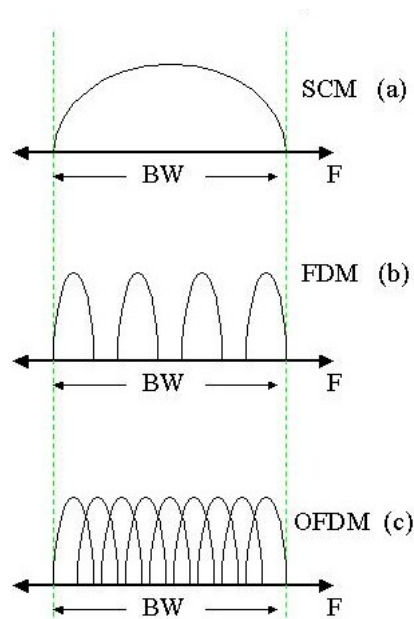


Figura 1.18: Comparación de SCM, FDM y OFDM.

1.11 La DFT y FFT

1.11.1 Descripción matemática de COFDM

La definición matemática de la modulación COFDM como en OFDM es una forma de mostrar como la señal es generada y como el receptor debe operar, y también provee una herramienta para la comprensión de los efectos de las imperfecciones en el canal de transmisión.

COFDM transmite un gran número de portadoras de banda estrecha, estrechamente espaciada en el dominio de la frecuencia. Para evitar un gran número de moduladores y filtros en el transmisor, y los complementarios filtros y demoduladores en el receptor, es necesario utilizar técnicas modernas de procesamiento de señales digitales.

Matemáticamente, cada portadora puede describirse como una onda compleja, representada por:

$$S_c(t) = A_c(t)e^{j[\omega_c t + \phi_n(t)]} \quad (1.1)$$

La señal real es la parte real de $S_c(t)$. Ambas $A_c(t)$ y $\Phi_c(t)$, la amplitud y fase de la portadora, puede variar en un símbolo por la base del símbolo. Para QPSK, la amplitud es nominalmente la unidad y la fase toma una de las cuatro fases en cuadratura del convencional sistema de modulación de QPSK. Para un símbolo p , sobre el periodo de tiempo $(p-1)T_u < t < pT_u$, $\Phi_c(t)$ tomaría un valor a partir del conjunto de $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ (p es un número entero).

En COFDM hay muchas portadoras. Así la señal compleja $S_c(t)$ es representada por:

$$S_s(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k(t) e^{j[\omega_k t + \phi_k(t)]} \quad (1.2)$$

donde:

$$\omega_k = \omega_0 + k\omega_u \quad (1.3)$$

Debido a que es una señal continua. Si la forma de onda de cada componente de la señal sobre un periodo de símbolo es considerada, entonces las variables $A_c(t)$ y $\Phi_c(t)$ tomados sobre valores fijos la cual depende de la frecuencia de esa particular portadora, y así puede describirse:

$$\begin{aligned} \phi_c(t) &\Rightarrow \phi_k \\ A_c(t) &\Rightarrow A_k \end{aligned} \quad (1.4)$$

Si la señal se muestrea usando una frecuencia de muestreo de $1/T$, entonces la señal resultante es representa por:

$$S_s(nT) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{j[(\omega_0 + k\omega_u)nT + \phi_k]} \quad (1.5)$$

Ahora el tiempo sobre el cual la señal a N muestras es analizada, se ha restringido. Es conveniente muestrear $1/T$ sobre el periodo de un símbolo (T_u) de los datos. Así existe una relación:

$$T_u = NT \quad (1.6)$$

Si la ecuación 1.5 se simplifica sin perder la generalidad, permitiendo $\omega_0 = 0$, entonces la señal llega a ser:

$$S_s(nT) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k e^{j\phi_k} e^{j(k\omega_u)nT} \quad (1.7)$$

La ecuación 1.7 puede compararse con la forma general la transformada discreta inversa de Fourier:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi nk/N} \quad (1.8)$$

En la ecuación 1.7, la función $A_n e^{j\phi_n}$ es no más que una definición de la señal en el dominio de la frecuencia de la muestra, y $S(kT)$ es la representación en el dominio del tiempo. La ecuación 1.7 y 1.8 son equivalentes sí:

$$f_u = \frac{1}{NT} = \frac{1}{T_u} \quad (1.9)$$

Esta es la misma condición que se requirió para la ortogonalidad (ver sección 1.10). Por lo tanto la señal COFDM puede ser definida usando los procedimientos de la transformada discreta de Fourier (DFT).

1.11.2 FDM y DFT

Para que una señal generada por FDM sea equivalente a una señal generada por la IDFT (Transformada Discreta de Fourier Inversa) se debe tener en cuenta la siguiente expresión:

$$\Delta\omega = \omega_n - \omega_{n-1} = 2\pi \times \frac{1}{T_u} = \text{cte}$$

Es decir, que la diferencia de frecuencia ($\Delta\omega$) sea constante, para generar portadoras que sean ortogonales entre si usando la técnica de FDM (ver figura 1.19). Son equivalentes debido a que la señal ortogonal generada por la FDM esta en tiempo continuo y la señal generada por la IDFT esta en tiempo discreto.

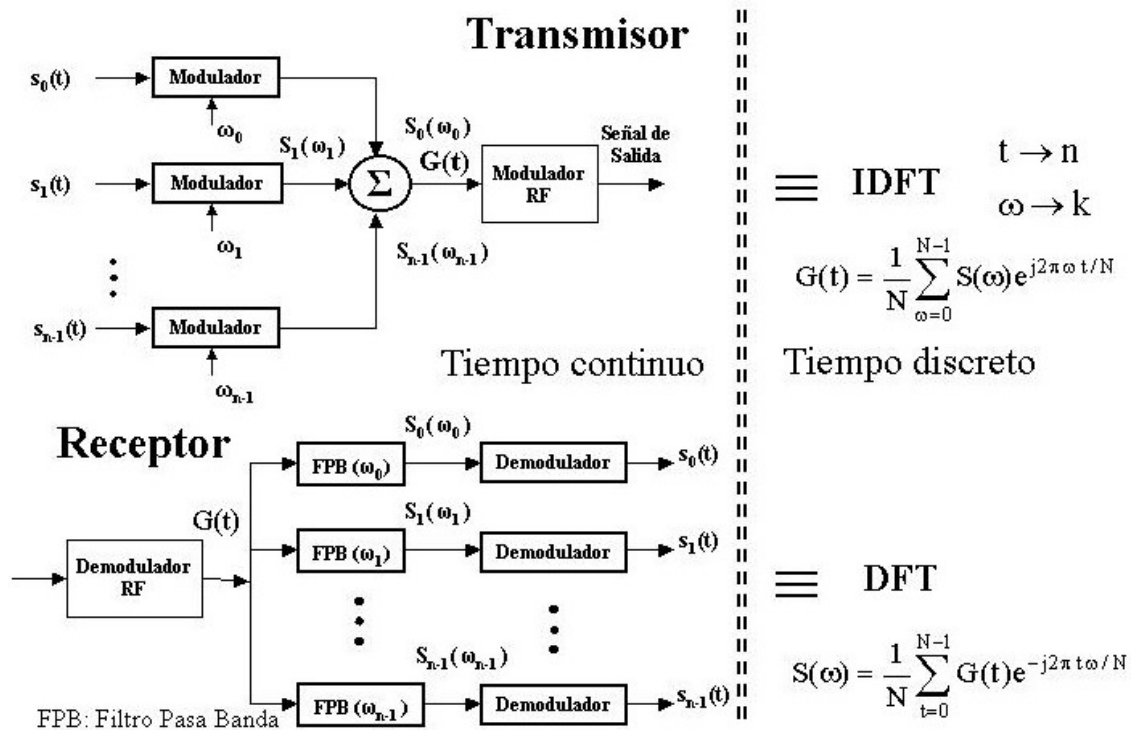


Figura 1.19: Equivalencia de FDM y DFT.

1.11.3 Comparación de la DFT y la FFT

DFT (Transformada Discreta de Fourier):

- Se elimina el uso osciladores para cada portadora en el transmisor y de filtros pasa banda en el receptor.
- El algoritmo de la implementación de la DFT requiere de una alta capacidad de proceso debido que el número de operaciones que se realiza es N^2 (N es el número de muestras) por lo que es desalentadora su aplicación para sistema de múltiples portadoras.

FFT (Transformada Rápida de Fourier):

- Es la implementación eficiente de la DFT debido que reduce el número de operaciones (ver figura 1.20) en $N \times \log_2(N)$.
- Reducción de los costos de implementación de los transmisores y receptores por el uso de circuitos integrados que realiza la operación de la FFT.

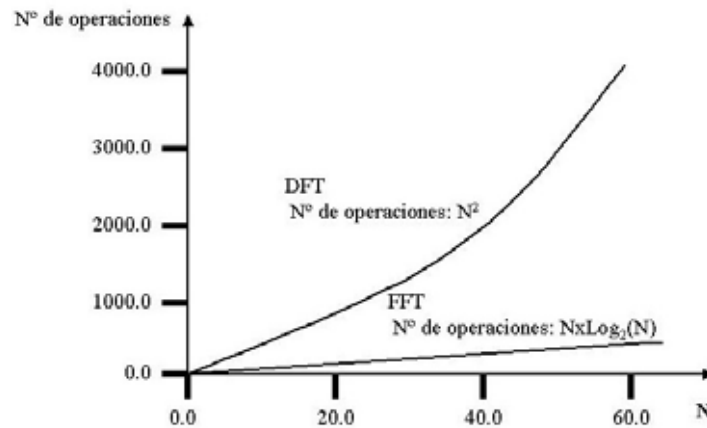


Figura 1.20: Número de operaciones requerida por la DFT y FFT.

1.11.4 Modulación de la señal OFDM

Como OFDM es un sistema de transmisión en paralelo, es decir, varios datos son transmitidos en el mismo instante de tiempo por múltiples portadoras, las cuales son ortogonales entre sí. Basándose en lo anterior existen tres formas de generar la señal OFDM, las cuales son:

1. **Modulación analógica:** Se requiere de N señales moduladas (cada señal modulada por ejemplo: QAM-8) que son cargadas en paralelo a N multiplicadores, donde la frecuencia cada oscilador esta en función de una frecuencia central f_c que es desplazada en frecuencia basándose en una diferencia de frecuencia (Δf) que es constante que la define el criterio de ortogonalidad. Finalmente las N señales resultantes son sumadas generando la señal OFDM (ver figura 1.21).
2. **Modulación digital con IDFT:** Se requiere de N puntos (cada punto es la representación compleja de un punto de una constelación, por ejemplo: QAM-8) que son almacenados en una memoria (cada punto debe estar ordenado frecuencialmente) para que el algoritmo de la IDFT los procese y entregue N puntos que luego son almacenados y distribuidos para que dos DAC y modulador de RF en cuadratura generen la señal OFDM (ver figura 1.22).
3. **Modulación digital con IFFT:** Se requiere de N puntos (cada punto es la representación compleja de un punto de una constelación, por ejemplo: QAM-8) que son almacenados en una memoria (cada punto debe estar ordenado frecuencialmente) para que sean ordenadas la

muestras pares e impares, terminado ese proceso se pasa a realizar el cálculo de la IFFT que es solo un algoritmo que entrega N puntos que luego son almacenados y distribuidos para que dos DAC y modulador de RF en cuadratura generen la señal OFDM (ver figura 1.23).

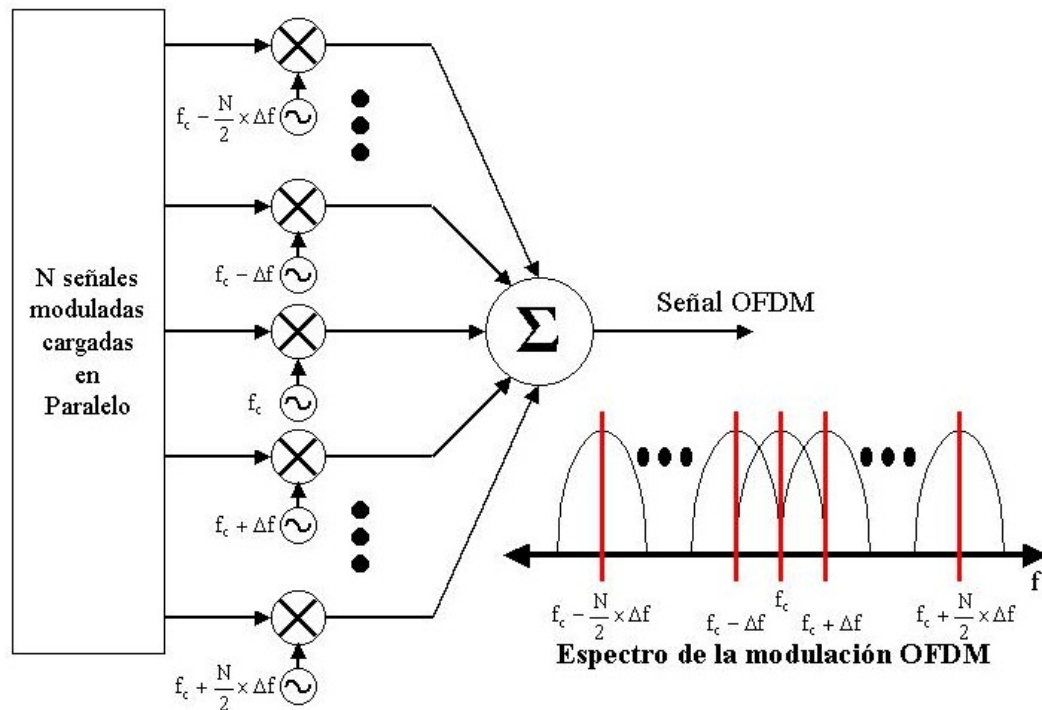
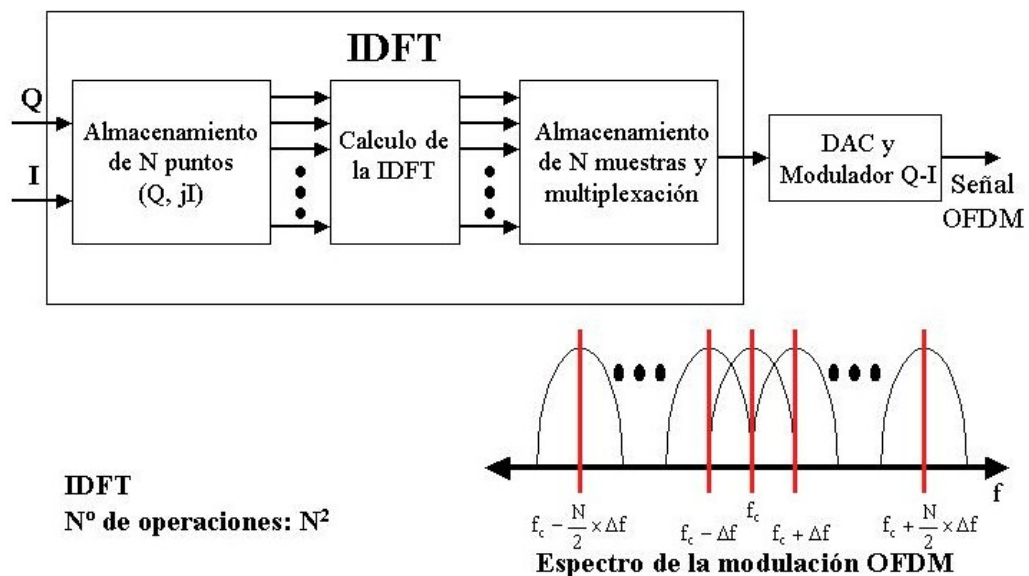


Figura 1.21: Modulador OFDM analógico.



Se supone que los datos de entrada ($Q+jI$) ya están ordenados frecuentemente.

Figura 1.22: Modulador OFDM digital con IDFT.

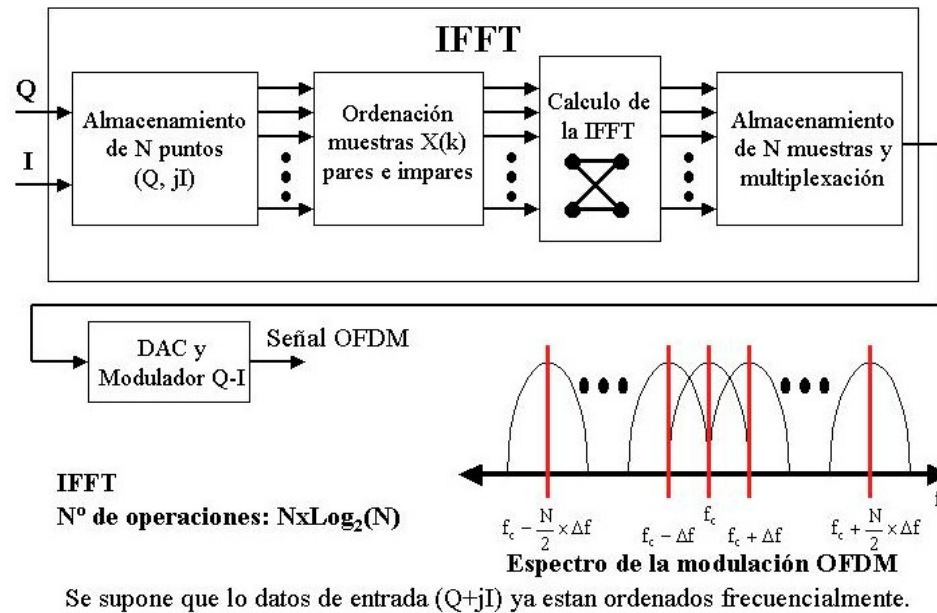


Figura 1.23: Modulador OFDM digital con IFFT.

1.12 Formato de la información a la entrada del modulador COFDM

El formato utilizado en COFDM son tramas de longitud de k bytes constantes (ver figura 1.24) que por lo general son generadas por un sistema de compresión y eliminador de redundancia que utiliza el Codificador de la Fuente (por ejemplo: Tramas de 188 bytes de MPEG-2) debido a que se debe contener un número entero de tramas dentro una trama OFDM por condiciones de diseño al no cumplir esta condición el Decodificador de la Fuente en el receptor COFDM no decodificaría la información en forma correcta, produciéndose fallas en el sistema porque llevaría la trama inicial contenida en la trama OFDM incompleta.

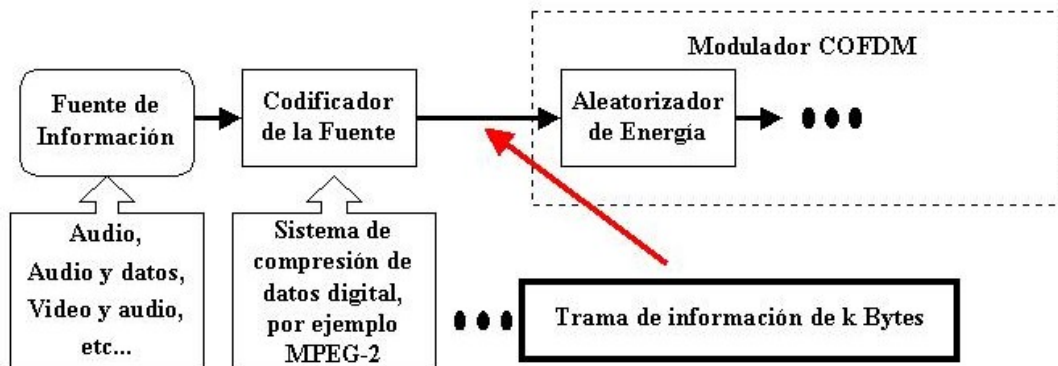


Figura 1.24: Formato de la información requerida a la entrada del modulador COFDM.

1.13 Portadoras en el sistema COFDM

1.13.1 Esquemas de modulación de las portadoras

En cada símbolo OFDM, cada portadora es modulada (multiplicada) por un número complejo tomado desde una constelación fija que es un símbolo. Cuanto más estado hay en la constelación, más bits pueden ser transmitido por cada portadora durante un símbolo OFDM, pero más cerca llegan a estar los puntos de la constelación, asumiendo constante la potencia transmitida.

Todas las constelaciones utilizadas en COFDM tienen en común que la asignación binaria de los puntos de la constelación corresponde a un código Gray.

En general el modulador del esquema de modulación de las portadoras utiliza como referencia una constelación asignada, tomando N bits a su entrada y los transforma en un número complejo ($a+jb$) a su salida que representa a un símbolo (ver figura 1.25), debido que la IFFT trabaja con muestras de número complejo a su entrada, pero el número complejo antes deben ser multiplicado por una constante llamada factor de normalización de energía (FNE) para los símbolos.

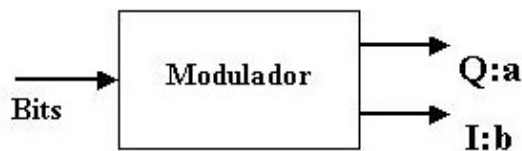


Figura 1.25: Modulador.

Los esquemas de modulaciones de las portadoras utilizadas en COFDM (ver figura 1.26) son:

- **Modulación Coherente:** Es un esquema de modulación digital en donde la información digital esta contenida en la amplitud y la fase (para el caso de todos los niveles de QAM) o solo la fase (para el caso de todos los niveles de PSK) que es llamado símbolo, donde cada símbolo no tiene ninguna relación con el siguiente símbolo. La ventaja y desventaja es:

- Ventaja: Alta tasa de transmisión binaria.
- Desventaja: Necesita obligatoriamente la Ecuación.

• **Modulación Diferencial:** Es un esquema de modulación digital en donde la información es llevada por el cambio de fase desde un símbolo al siguiente símbolo por ejemplo para DBPSK y DQPSK. La ventaja y desventaja es:

- Ventaja: No necesita la Ecuación.
- Desventaja: Pérdida de desempeño por ruido térmico (3 dB para DQPSK) al demodular los símbolos.

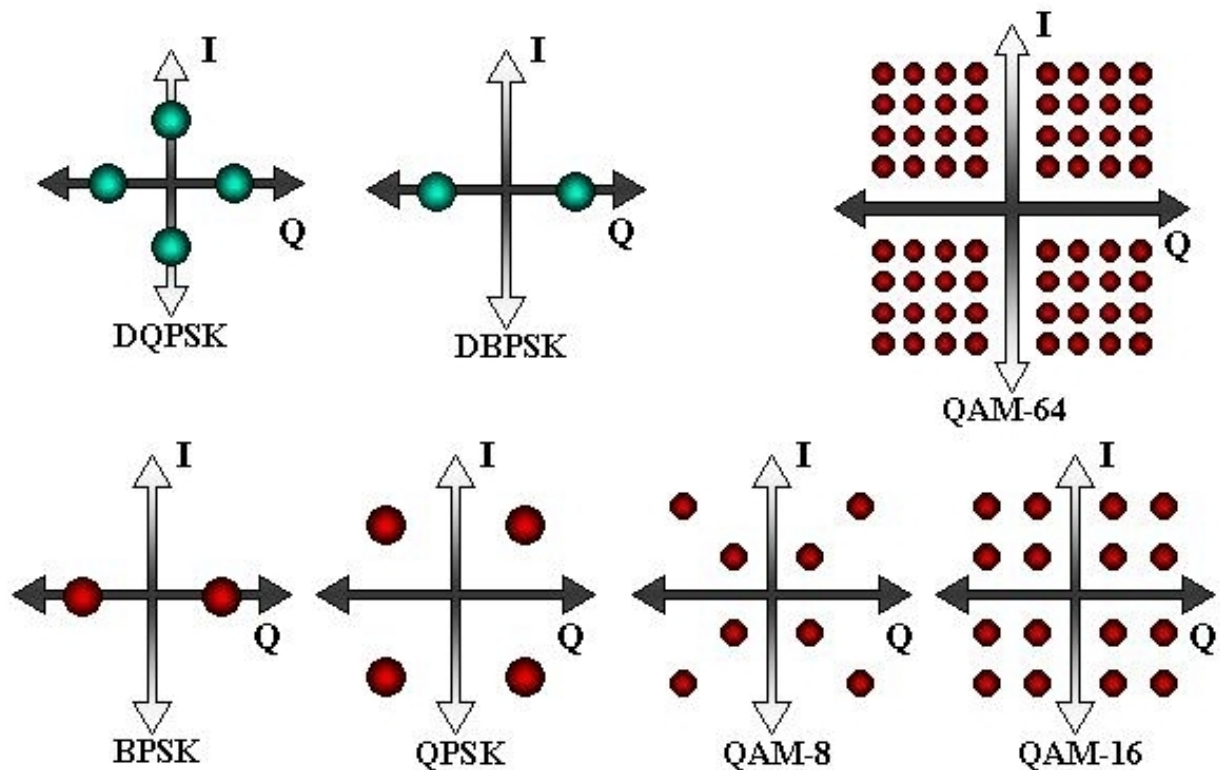


Figura 1.26: Tipos de modulaciones empleadas por las portadoras en COFDM.

La modulación de un símbolo en COFDM se realiza agrupando n bits y se le asigna un número complejo ($a+jb$) debido que la IFFT trabaja con muestras de número complejo a su entrada, por ejemplo para QPSK se agrupan de a dos bits y a partir de una tabla (ver figura 1.27) se le asigna un número complejo que representa un punto en la constelación dada. Ahora por ejemplo para QAM-16 se agrupan de a cuatro bits y a partir de una tabla (ver figura 1.28) se le asigna un número complejo que representa un punto en la constelación dada. En la modulación de los símbolos se trabaja con números complejos debido que COFDM es un sistema casi

completo digital hasta la entrada de uno o los dos DAC (esto depende del tipo de modulador de RF utilizado).

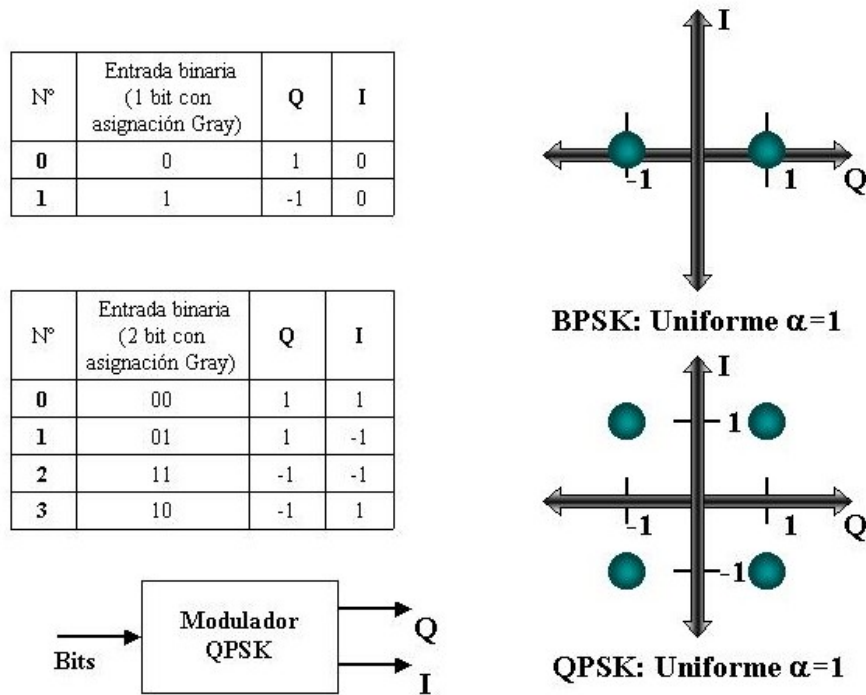


Figura 1.27: Modulación QPSK.

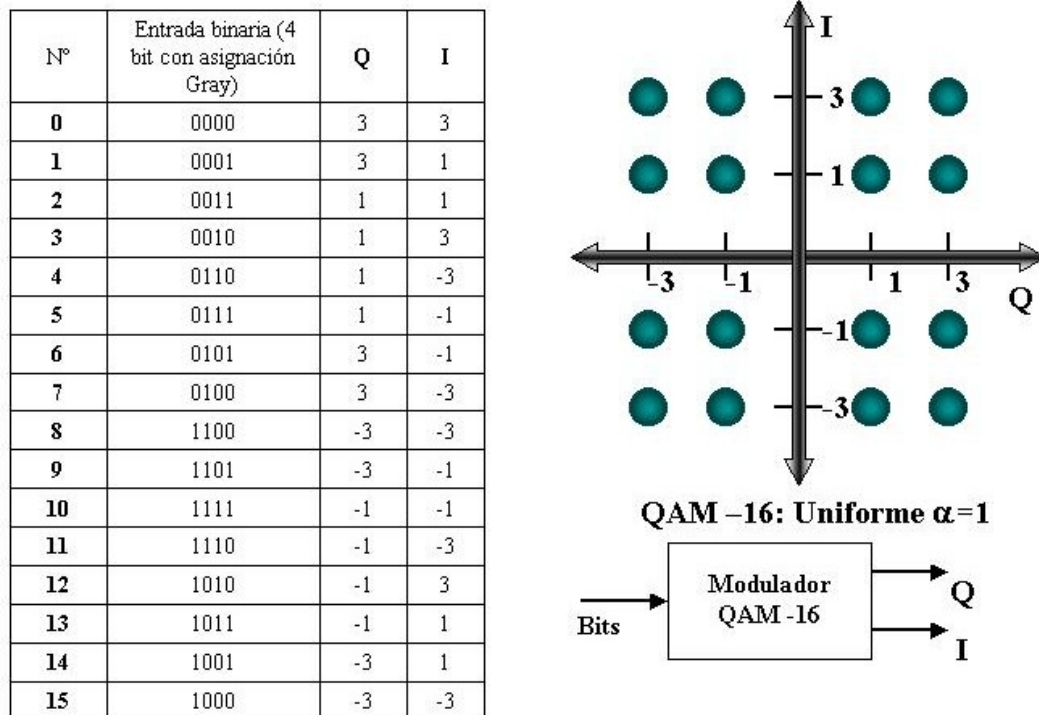


Figura 1.28: Modulación QAM-16.

1.13.2 Modulación uniforme y no uniforme en las constelaciones

La diferencia entre la modulación uniforme y no uniforme (ver figura 1.29) es:

- **Modulación Uniforme:** Es la separación del grupo de puntos (símbolos) de cada cuadrante de la constelación (QPSK, QAM-16, BPSK, DQPSK, etc) en uso en una proporción constante normalizada con factor $\alpha=1$ (α es una constante de la constelación).
- **Modulación no Uniforme:** Es el incremento de N niveles de separación de cada cuadrante en comparación con la modulación uniforme. Por ejemplo al incrementar a $\alpha=2$ se sube un nivel más la separación de cada cuadrante en comparación con $\alpha=1$ y así sucesivamente mientras α aumente.

La ventaja de la modulación no uniforme es:

- Se mejora la SNR de cada portadora reduciendo así la interferencia entre los puntos de cada cuadrante de la constelación en uso.

La desventaja de la modulación no uniforme es:

- Causa un aumento de la potencia transmitida.

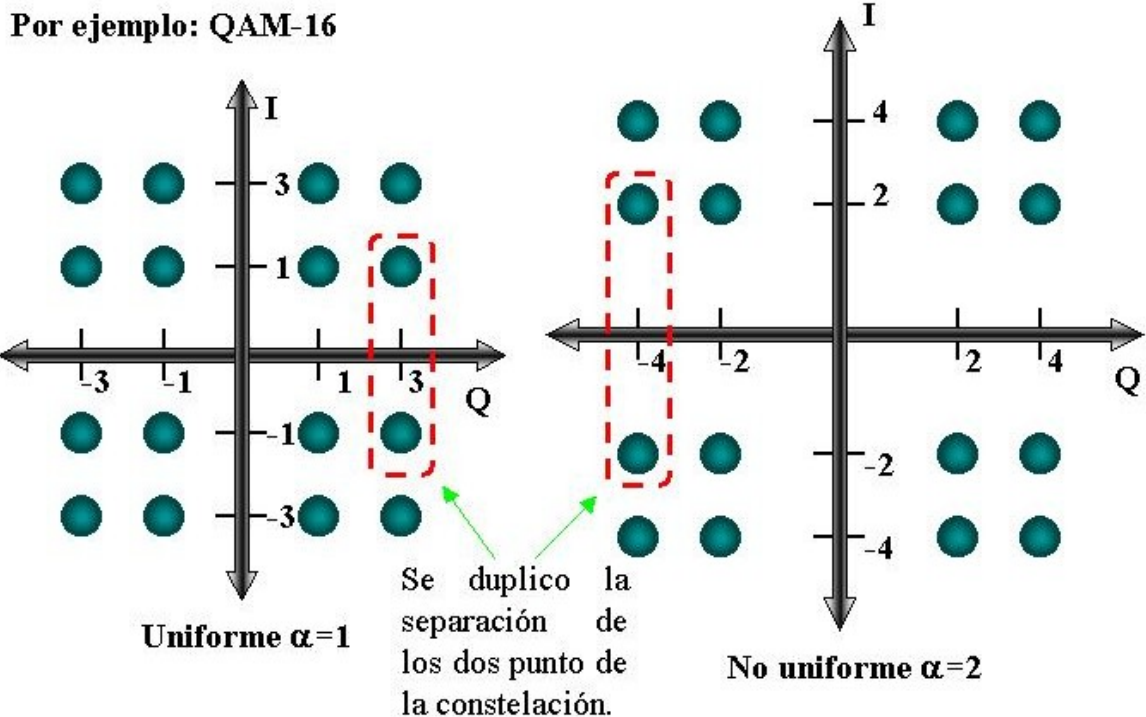


Figura 1.29: Modulación uniforme y no uniforme.

1.13.3 Código Gray en las asignaciones binarias en las constelaciones

Todas las constelaciones utilizadas en COFDM tienen en común que la asignación binaria de N bits corresponde a un código Gray.

A las constelaciones que se le aplica este código es a BPSK, QPSK y a todos los niveles de QAM. También a la modulación diferencial. En la figura 1.30 se muestran dos ejemplos de asignación Gray en las constelaciones de QPSK y QAM-16.

El código Gray en comparación con el código binario se caracteriza por tener una diferencia de un solo bit entre dos símbolos que estén a distancia mínima, que al aplicarlo a una constelación se obtiene que un símbolo (punto) de la constelación cambia en un bit siempre con otro símbolo adyacente que este en posición horizontal o vertical a ese símbolo, es decir ayuda a minimizar la tasa de error de bit (BER) en el receptor al reducir todos los bits de estado no confiable dentro de un símbolo de la constelación en uso, en especial para las constelaciones de QAM de más de 8 niveles.

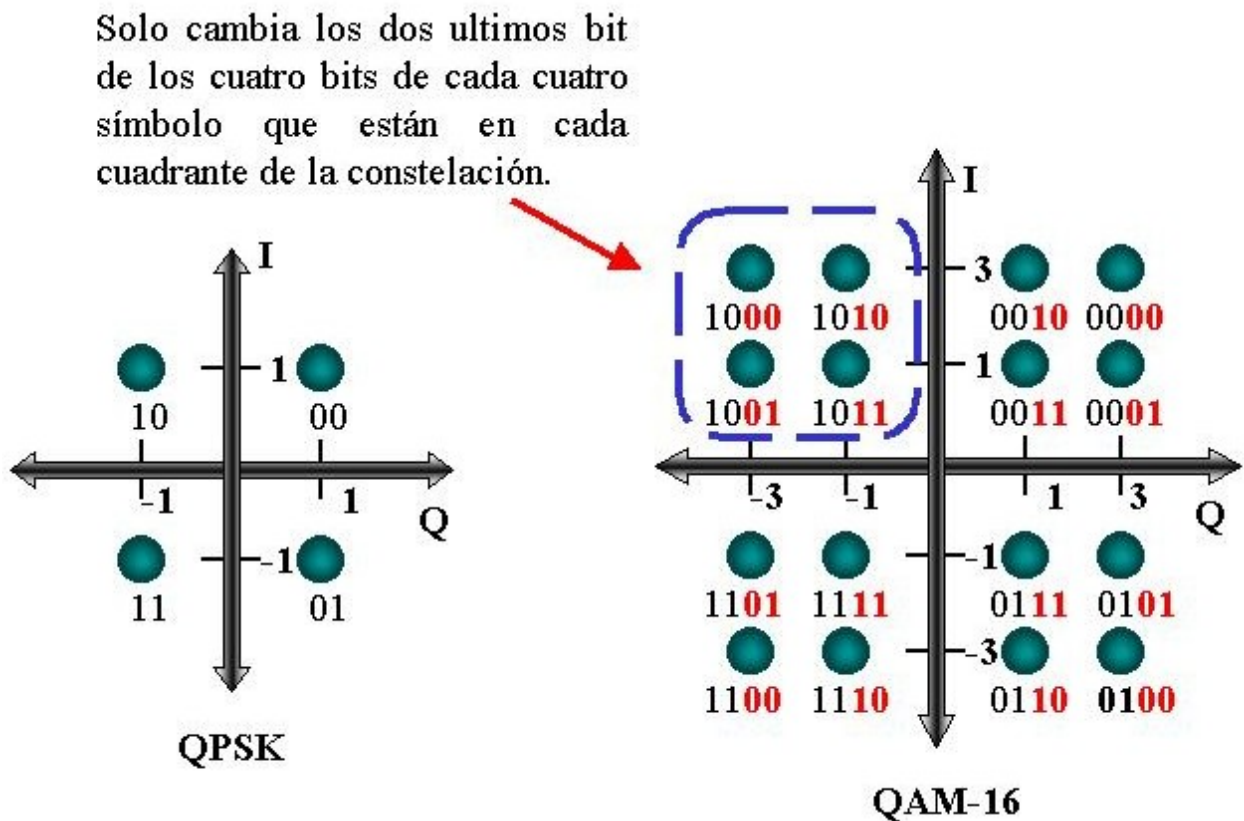


Figura 1.30: Asignación Gray en las constelaciones de QPSK y QAM-16.

1.13.4 Factor de normalización de energía (FNE)

Con esto se logra que la energía media de todas las portadoras de datos normalizada con un nivel de potencia $E_{pd}=1$ (referencia) sea igual a al nivel potencia normalizada de las portadoras de información del sistema, pero menor al nivel potencia normalizada de las portadoras pilotos fijas y dispersas (por ejemplo $E_{pp}=16/9$). Es decir, se utiliza para ajustar la posición de los puntos de la constelación del esquema de modulación de las portadoras de datos a aproximadamente dentro de un cuadrado de lado unitario para normalizar en energía con respecto a las portadoras pilotos y las portadoras de información del sistema. En la figura 1.31 se muestra como el FNE logra comprimir la constelación en forma lineal. La tabla 1.1 muestra un ejemplo de Factores de Normalización de Energía para los símbolos de datos.

Tipo de modulación	Factor α	Factor de Normalizacion de Energia
QPSK	$\alpha=1$	$C=Z/\sqrt{2}$
QAM-16	$\alpha=1$	$C=Z/\sqrt{10}$
QAM-16	$\alpha=2$	$C=Z/\sqrt{20}$
QAM-16	$\alpha=4$	$C=Z/\sqrt{52}$
QAM-64	$\alpha=1$	$C=Z/\sqrt{42}$
QAM-64	$\alpha=2$	$C=Z/\sqrt{60}$
QAM-64	$\alpha=4$	$C=Z/\sqrt{108}$

Tabla 1.1: FNE para los símbolos de datos de algunas constelaciones utilizadas en COFDM.

Con la tabla del FNE se determina teóricamente los puntos de la constelación donde se localizara las portadoras pilotos y las portadoras de información del sistema con respecto a la constelación en uso del esquema de modulación de las portadoras de datos (ver figura 1.32).

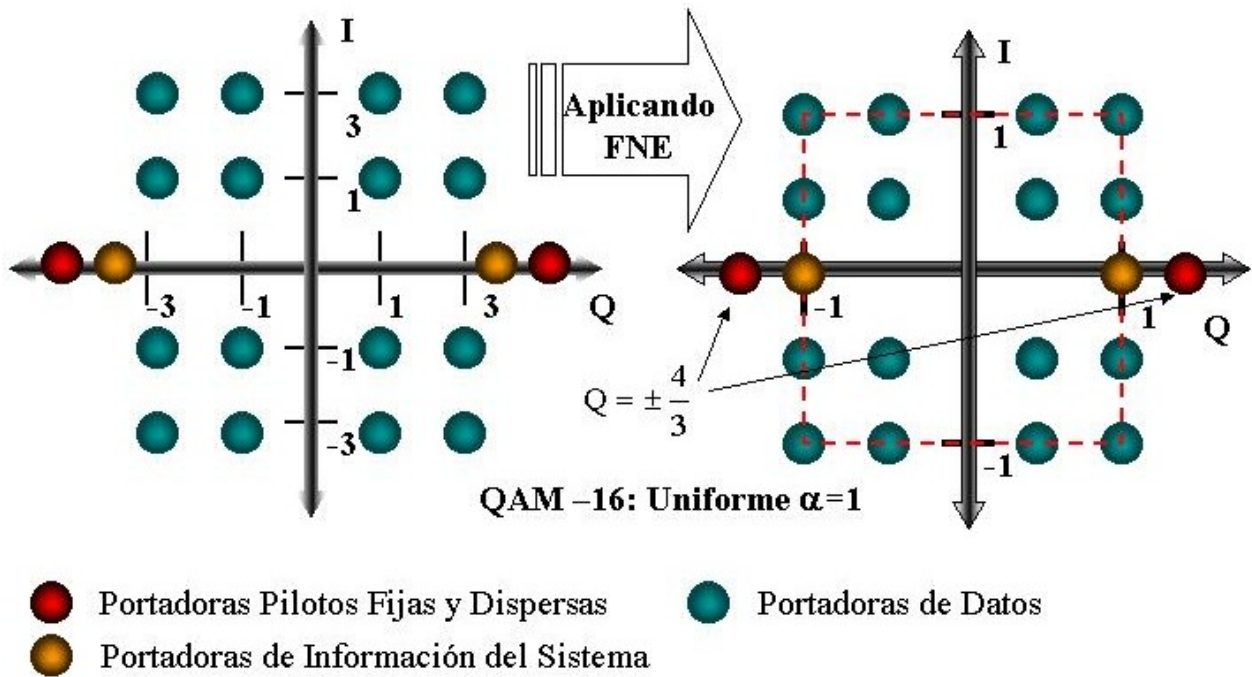


Figura 1.31: FNE aplicado para QAM-16.

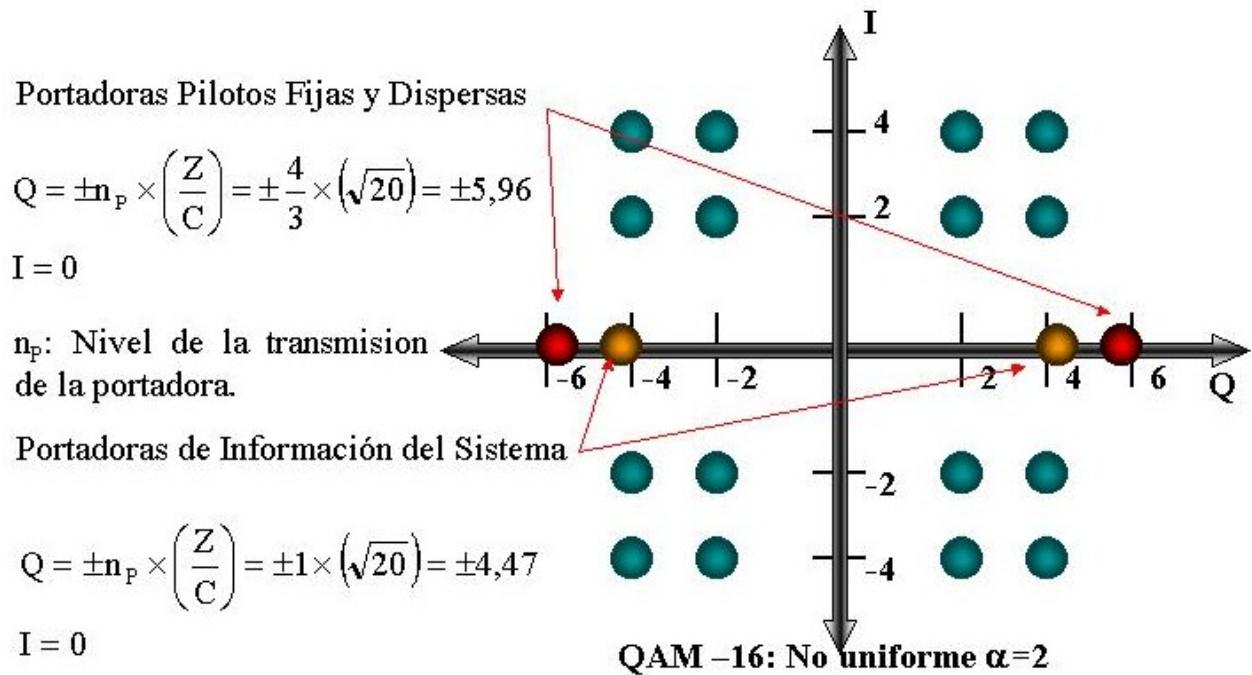


Figura 1.32: FNE aplicado para QAM-16.

1.13.5 Tipos de portadoras en COFDM

Existen cuatro tipos de portadoras en COFDM:

1. Portadoras de Datos:

- Se utilizan para transmitir la información requerida por el o los usuarios.
- Se transmiten con un nivel de potencia normalizado, es decir $E=1$.
- Su esquema de modulación es comúnmente DBPSK, DQPSK, BPSK, QPSK, QAM-16 o QAM-64.

2. Portadoras Pilotos:

- Se utilizan para realizar la sincronización en tiempo y frecuencia, y además para ecualización y la corrección del error de fase común en el receptor.
- Se transmiten con un nivel de potencia reforzado, es decir, $E=16/9$.
- Llevan información de referencia.
- Su esquema modulación es BPSK o DBPSK.
- La información de referencia es generada por un aleatorizador de energía.
- Existen dos tipos de portadoras pilotos:
 1. Portadoras Pilotos Fijas (siempre están en la misma posición dentro de un símbolo OFDM). Usadas para la sincronización en tiempo y frecuencia, la ecualización y la corrección del error de fase común en el receptor.
 2. Portadoras Pilotos Dispersas (su posición varia dentro de un símbolo OFDM pero siguiendo un patrón predeterminado por ejemplo, cada 4 símbolos OFDM). Usadas para un fino sincronismo en tiempo y frecuencia, y para la ecualización en el receptor.

3. Portadoras de Información del sistema:

- Se utiliza para configurar el receptor
- Se transmiten con un nivel de potencia normalizado, es decir $E=1$.
- Su esquema de modulación es DBPSK.

- La información del sistema es codificada con el código BCH.
- La información transmitida en estas portadoras es típicamente:
 - a) El modo de transmisión: Donde el receptor confirma el número de puntos utilizado por la IFFT, T_u y Δ en el proceso de escaniamiento del receptor, después comienza a configurarse con la información de las portadoras de información de sistema.
 - b) La tasa de codificación del primer codificador.
 - c) La tasa de codificación del segundo codificador.
 - d) Tipo de modulación utilizadas en las portadoras de datos, además del factor α .

4. Portadoras de referencias de fase:

- Se utilizan para llevar la referencia de fase necesaria para demodular los símbolos de datos o los símbolos de información del sistema que usan el esquema de modulación diferencial de fase.
- Los símbolos de referencia de fase OFDM entrega información al AFC para realizar la sincronización en frecuencia en el receptor.
- También se utilizan para mejorar la sincronización en Tiempo en el receptor.
- Las portadoras de referencia fase se transmiten comúnmente con el mismo nivel potencia que de las portadoras de datos, pero también se pueden transmitir a un nivel de potencia mayor.
- Su esquema de modulación es diferencial de fase por ejemplo DBPSK, DQPSK.
- Llevan información de referencia.

1.13.6 Tipos de símbolos en COFDM

Existen cinco tipos de símbolos:

1. **Símbolo de datos:** Es aquel que modula a una portadora de datos.
2. **Símbolo de referencia de fase:** Es aquel que modula a una portadora de referencia de fase.
3. **Símbolo pilotos fijos:** Es aquel que modula a una portadora piloto fija.
4. **Símbolo pilotos dispersos:** Es aquel que modula a una portadora piloto dispersa.
5. **Símbolo de información del sistema:** Es aquel que modula a una portadora de información del sistema.

Además, existe un tipo de símbolo especial llamado **símbolo nulo** que da origen al símbolo nulo OFDM. Las características del símbolo nulo OFDM son:

- Es generado por la IFFT al bloquear su función cuando la IFFT detecta al símbolo nulo.
- Con el símbolo nulo OFDM se logra la sincronización aceptable en tiempo o trama en el receptor usando un detector de amplitud.
- El tiempo de duración del símbolo nulo OFDM (T_{SN}) esta comúnmente entre $T_u + \Delta < T_{SN} \leq 2T_u$.

Por ultimo, si un símbolo OFDM esta compuesto por N portadoras y todas son moduladas con símbolos de referencia de fase se pasa a llamar símbolo de referencia de fase OFDM.

1.13.7 Portadoras en COFDM

En FDM como en COFDM al utilizar cientos o miles de portadoras se logra reducir la ISI hasta ser considerada corta. Pero desde el punto de vista de OFDM y COFDM se debe considerar dos casos (suponiendo para el $BW = cte$, por ejemplo 10MHz).:

1. Si las portadoras son menores por ejemplo a 1500:

- Hay una mayor separación entre las portadoras lo que disminuye los efectos de la interferencia.
- No se requiere necesariamente la corrección del CPE.
- El entrelazamiento en Frecuencia pierde desempeño, requiriendo obligatoriamente el entrelazamiento en Tiempo o entrelazamiento en Tiempo y Frecuencia.
- La ecualización no se utiliza prácticamente hasta incluso es eliminada por la utilización de la demodulación diferencial.
- Son para sistema COFDM que utiliza un solo transmisor, para SFN pequeñas con limitada distancia de transmisión y hasta apropiada para ambiente interior.

2. Si las portadoras son mucho mayores a 1500:

- Hay una menor separación entre las portadoras lo que incrementa los efectos de la interferencia.
- Se requiere necesariamente la corrección del CPE.
- El entrelazamiento en Frecuencia tiene un alto desempeño, siendo optativo el entrelazamiento en Tiempo y Frecuencia.
- La ecualización es necesaria para tratar de revertir la influencia del canal sobre las portadoras de datos, además se ve simplificada por un mayor uso de portadoras pilotos.
- Son para sistema COFDM que utiliza un solo transmisor y para SFN pequeñas y grandes.

1.13.8 El Intervalo de Guarda

El intervalo de guarda “ Δ ” es una banda temporal añadida al símbolo útil de OFDM que es una extensión cíclica de la IFFT en el Transmisor, es decir, es la copia de las últimas muestras de salida de la IFFT y colocadas al principio.

La figura 1.33 muestra la adición de un intervalo de guarda. El periodo del símbolo OFDM está extendido para que exceda el periodo de integración de la FFT del receptor. Puesto que todas las portadoras son cíclicas dentro de T_u , así también es el conjunto de la señal modulada. De esta manera el segmento agregado al principio del símbolo OFDM para formar el intervalo de guarda es idéntico al segmento de la misma longitud al final del símbolo OFDM. Con tal de que el retraso de cualquiera trayectoria con respecto a la trayectoria principal es menor que del intervalo de guarda, todas las componentes dentro del periodo de integración de la FFT vienen desde el mismo símbolo OFDM y el criterio de ortogonalidad esta satisfecho.

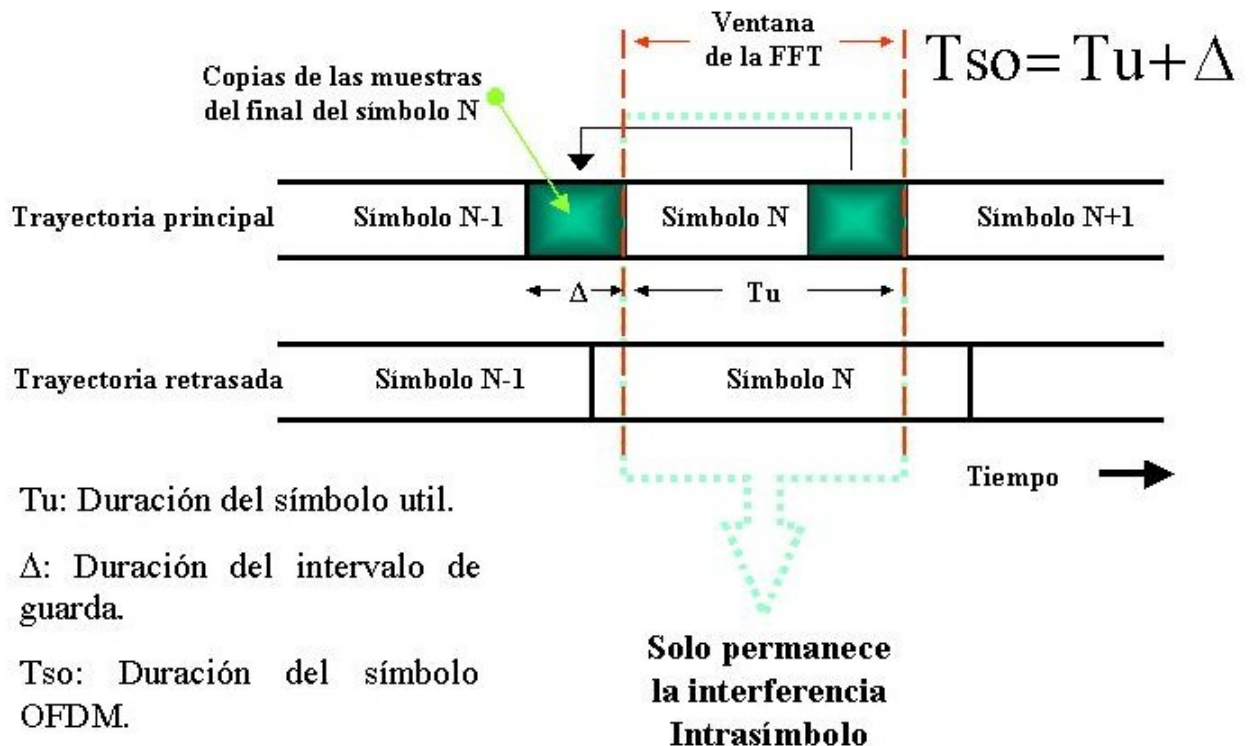


Figura 1.33: La adición del Intervalo de guarda.

El propósito del intervalo de guarda es evitar la interferencia de intersímbolo (ISI) y la interferencia interportadora (ICI) que trae como consecuencia la pérdida de la ortogonalidad, que es provocada por el efecto del multitrayecto, lográndose así mejorar la sincronización en tiempo en el receptor. Pero todavía queda la interferencia de intrasímbolo que es eliminada totalmente o parcialmente por el receptor usando ecualización del canal o por modulación diferencial. La ICI y ISI solo ocurrirá cuando el retraso relativo exceda el intervalo de guarda.

El intervalo de guarda trae como consecuencia la pérdida de la eficiencia espectral y un mayor requerimiento de potencia en el transmisor. La pérdida de eficiencia espectral es causada al transmitir muestras duplicadas que no aportan nueva información. El número de muestras que contiene el Intervalo de Guarda para algunos casos están en la tabla 1.2, donde el ancho del Intervalo de Guarda (Δ) es $A \times T_u$ y $A = \frac{1}{2^n}$ para $n = 2, 3, 4, 5$ y 6 .

Un intervalo de guarda nulo, es decir, sin muestras del símbolo no proporciona protección contra la ICI pero si proporciona protección contra la ISI.

Número de puntos de la FFT	Ancho del Intervalo de Guarda				
	1/4	1/8	1/16	1/32	1/64
64	16	8	4	2	1
128	32	16	8	4	2
256	64	32	16	8	4
512	128	64	32	16	8
1024	256	128	64	32	16
2048	512	256	128	64	32
4096	1024	512	256	128	64
8192	2048	1024	512	256	128

Tabla 1.2: Número de muestras que contiene el Intervalo de Guarda.

1.13.9 Símbolo OFDM

Es generado por la IFFT al transformar N símbolo en el dominio de la Frecuencia al dominio del Tiempo más una extensión cíclica, dentro de un intervalo de tiempo $T_u + \Delta$, donde Δ es la extensión cíclica (ver figura 1.34), obteniéndose N portadoras. Además es el elemento básico donde se distribuye la información codificada y entrelazada. El patrón de distribución de las portadoras dentro de un símbolo OFDM por lo general va cambiado de símbolo a símbolo OFDM

Grupos de portadoras que conforman un símbolo OFDM común:

- Portadoras de Datos.
- Portadoras de Referencia de Fase.
- Portadoras Pilotos Fijas, Portadoras Pilotos Dispersas, Portadoras de Información del Sistema y Portadoras de Datos.
- Portadoras Pilotos Fijas, Portadoras de Información del Sistema y Portadoras de Datos.

Hay un símbolo OFDM que se llama símbolo nulo OFDM cuyas portadoras son de amplitud cero donde la IFFT bloquea su función por un intervalo de tiempo

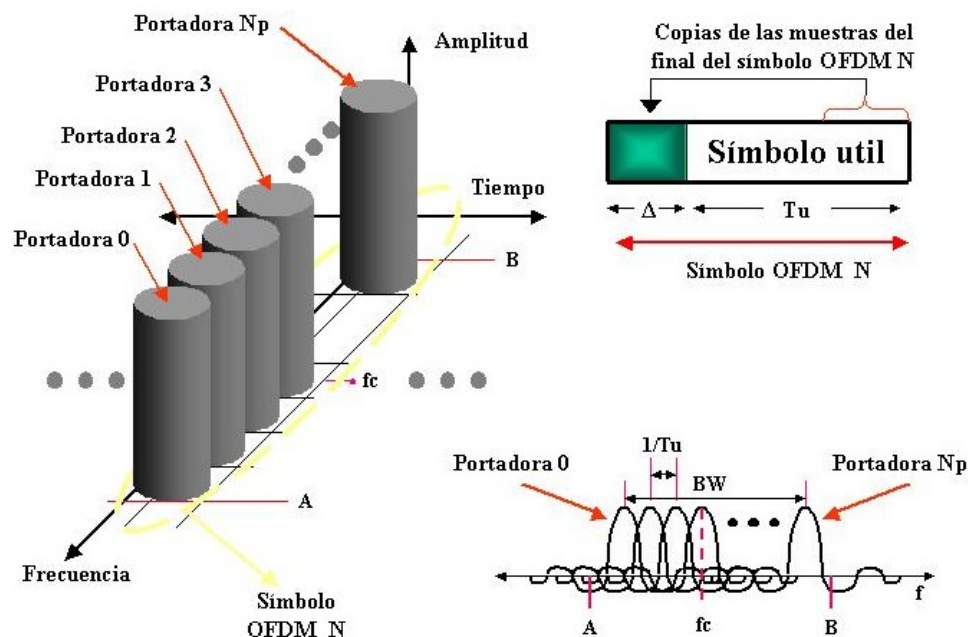


Figura 1.34: Símbolo OFDM.

1.13.10 Trama OFDM

Una trama OFDM esta formada N símbolos OFDM (ver figura 1.35). Es utilizada para distribuir la información codificada y entrelazada del modulador COFDM debido a que el formato de la información de entrada al modulador son tramas de una cantidad determinada de Bytes que son constante (por ejemplo tramas MPEG-2 de 188 bytes) ya que no se puede distribuir en un solo símbolo OFDM. La cantidad de símbolos OFDM que contiene una trama OFDM esta en directa relación con un número entero de tramas que están a la entrada del modulador COFDM y además de los bits agregados por la redundancia de la codificación. El primer símbolo OFDM que contiene una trama OFDM tiene una distribución de portadoras especial para efecto de sincronización.

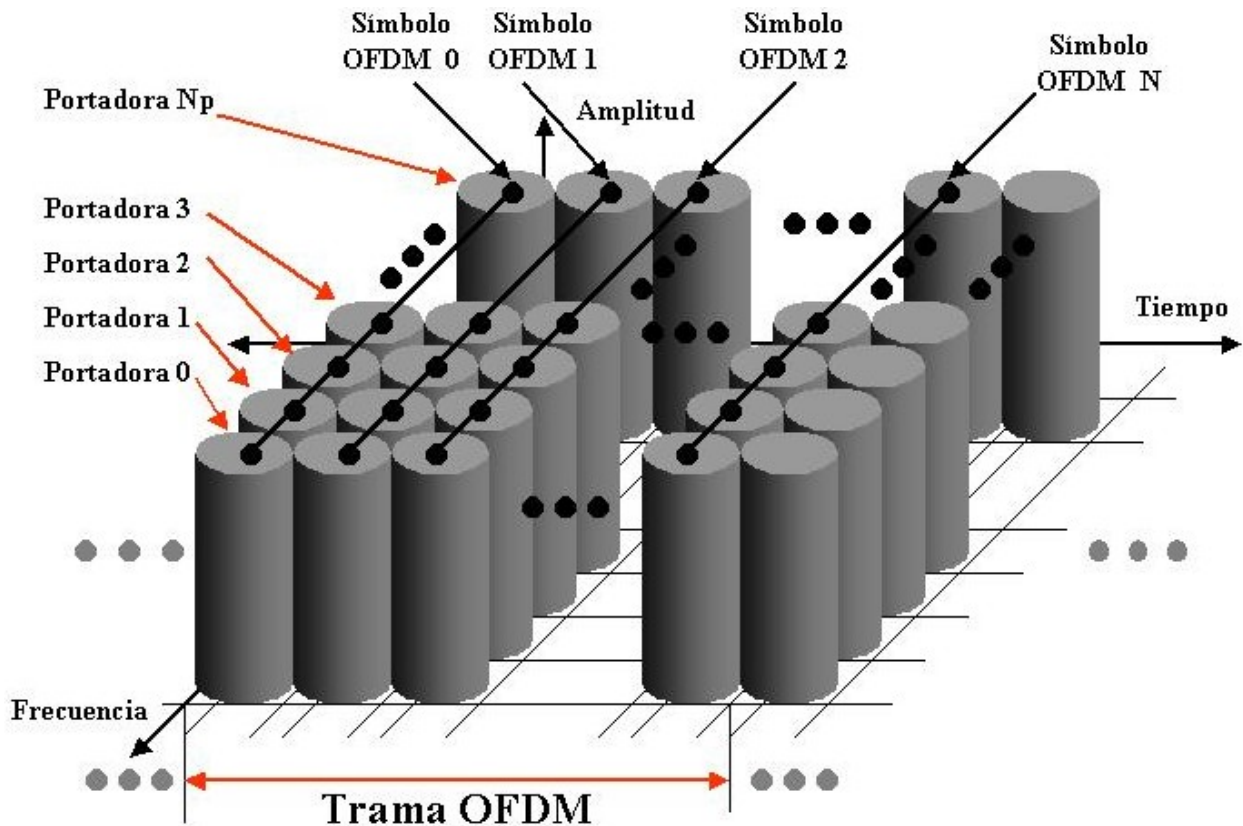


Figura 1.35: Trama OFDM.

1.13.11 Supertrama OFDM

Una Supertrama OFDM esta formada por un número entero de tramas OFDM (ver figura 1.36). Es utilizada al no poder contener un número entero de tramas que están a la entrada del modulador COFDM dentro de una trama OFDM debido que da un número real para solucionar ese problema se multiplica por un número entero al número tramas de entrada al modulador COFDM contenida dentro de una trama OFDM hasta que de un número entero y ese número corresponde al número tramas OFDM contenidas dentro una supertrama OFDM. El primer símbolo OFDM que contiene la primera trama OFDM dentro de la supertrama OFDM tiene una distribución de portadoras especial para efecto de sincronización.

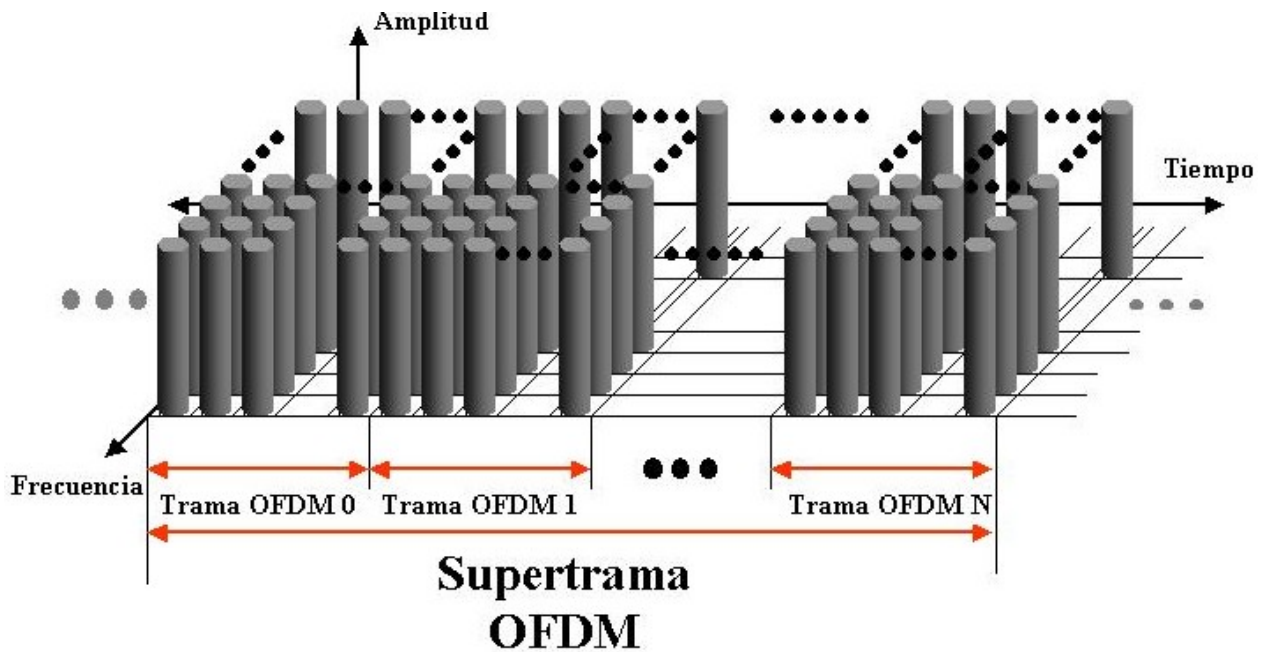


Figura 1.36: Supertrama OFDM.

Grupo 2

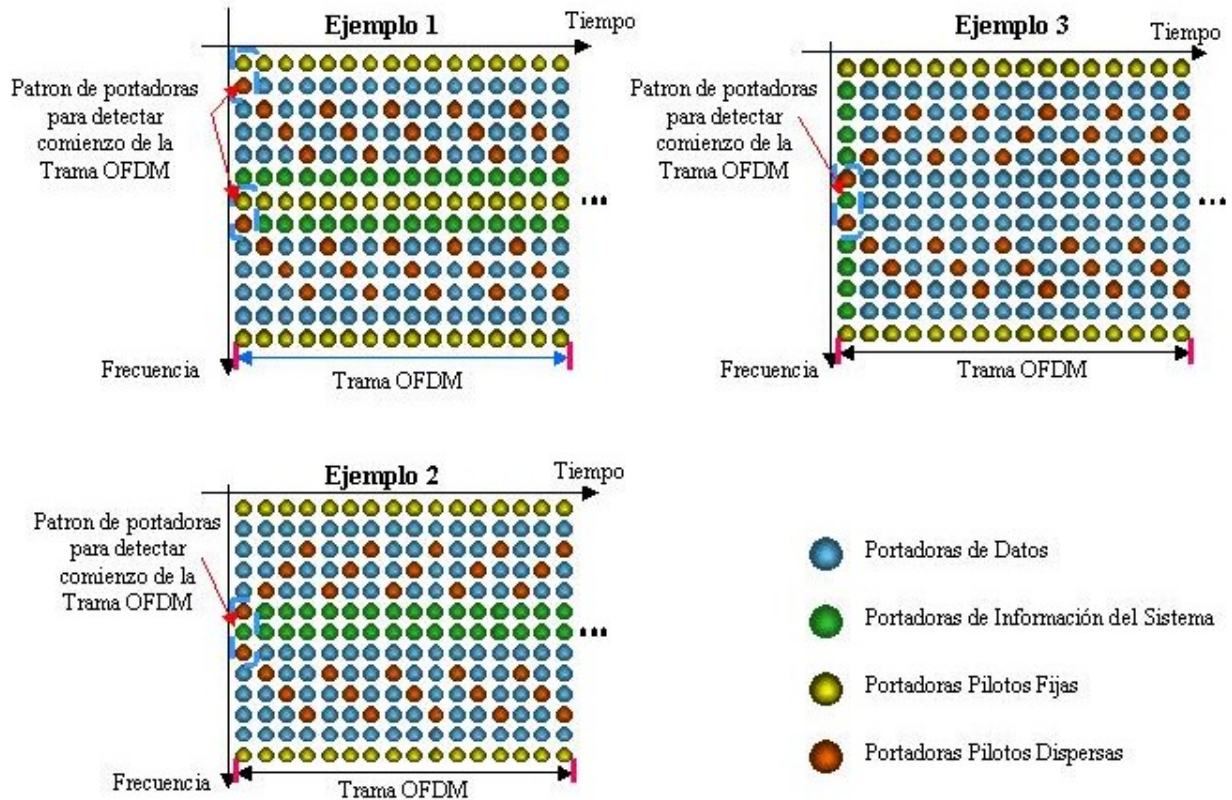


Figura 1.38: Ejemplos Grupo2.

1.13.13 El BW del canal y el BW de COFDM

El ancho de banda del canal (BW_c) siempre es mayor al ancho de banda de COFDM (BW) para evitar así interferencia de banda estrecha de co-canal y por condiciones de diseño del sistema COFDM (ver figura 1.39). Con respecto a lo anterior se tiene la siguiente expresión:

$$BW_c > BW$$

Para obtener el ancho de banda de COFDM se debe asumir una constante A_c que esta entre 0,8 a 0,95 típicamente, obteniéndose la siguiente expresión:

$$BW_c = A_c \times BW \text{ (Hz)}$$

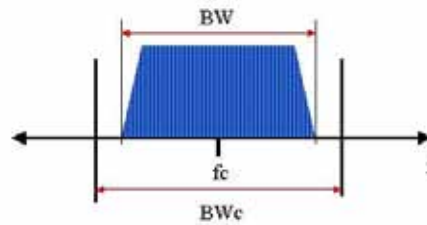


Figura 1.39: El ancho de banda del canal y el ancho de banda de COFDM.

1.13.14 El BW de COFDM y el número de puntos de la IFFT

Como el ancho de banda de COFDM (BW) está en función del número de las portadoras (N_p) y el número de puntos de IFFT (N) está en función de un número exponencial en base 2 (2^x), la mayoría de las veces por efecto de diseño del sistema COFDM da que el número de portadoras (N_p) es menor al número de puntos de la IFFT, por lo tanto, hay algunos puntos de la IFFT que no se utilizan debiéndose entonces distribuir frecuencialmente los datos a la entrada de la IFFT para así evitar la interferencia de banda estrecha de co-canal (ver figura 1.40).

También se requiere que $N_p < N$ porque algunos sistemas COFDM tienen modulador y demoduladores de RF analógicos, para aquellos sistemas se necesita una frecuencia de muestreo $f_m = N/T_u$ para el DAC y el ADC donde el filtro pasa bajo del transmisor y receptor requiere una banda de guardia entre la frecuencia mínima y máxima de corte.

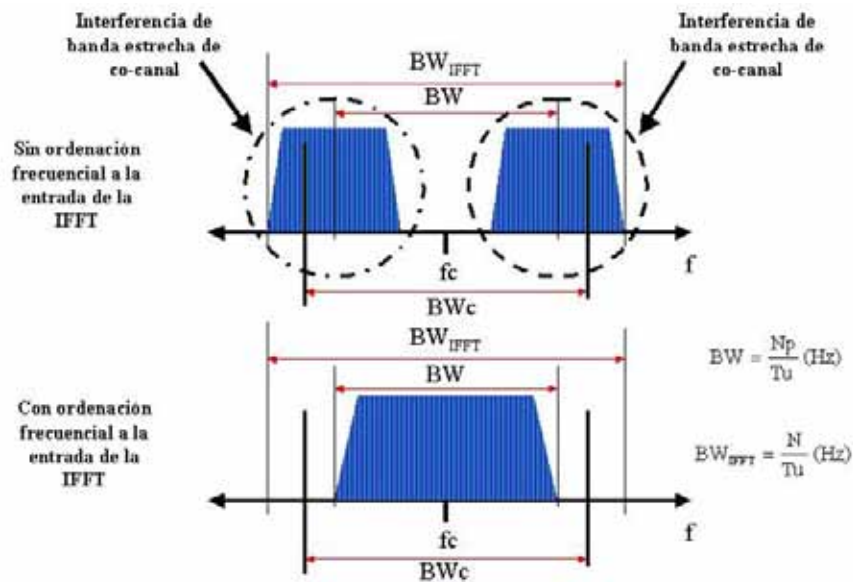


Figura 1.40: El ancho de banda de COFDM y el número de puntos de la IFFT.

1.14 Codificación contra errores y entrelazamiento de portadoras en COFDM

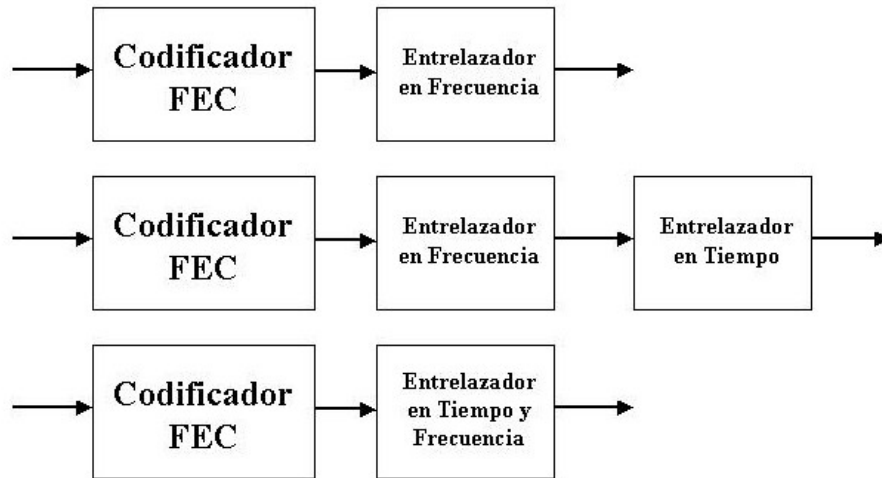
Conocida como Corrección de error Frontal (FEC: Forward Error Correction), el cual agrega bits de redundancia a los datos de entrada para ser transmitido con lo que es posible corregir varios o todos los bits los cuales se recibieron incorrectamente en el receptor debido a la interferencia. Además hace uso de un codificador secundario combinado con un entrelazador para incrementar a un más la redundancia.

El entrelazamiento de portadoras es el responsable de introducir un cierto desorden entre la información contenidas en las portadoras dentro de un símbolo OFDM o trama OFDM para acortar la longitud de secuencias largas de errores (ráfagas) que puedan sobrepasar la longitud máxima de errores que puede corregir el decodificador FEC en el receptor.

La corrección de error frontal (FEC) es un bloque dependiente del bloque del entrelazamiento de las portadoras pero los dos están separados, aunque la corrección de error frontal (FEC) también algunas veces hace uso del entrelazamiento para así incrementar su eficiencia en la decodificación.

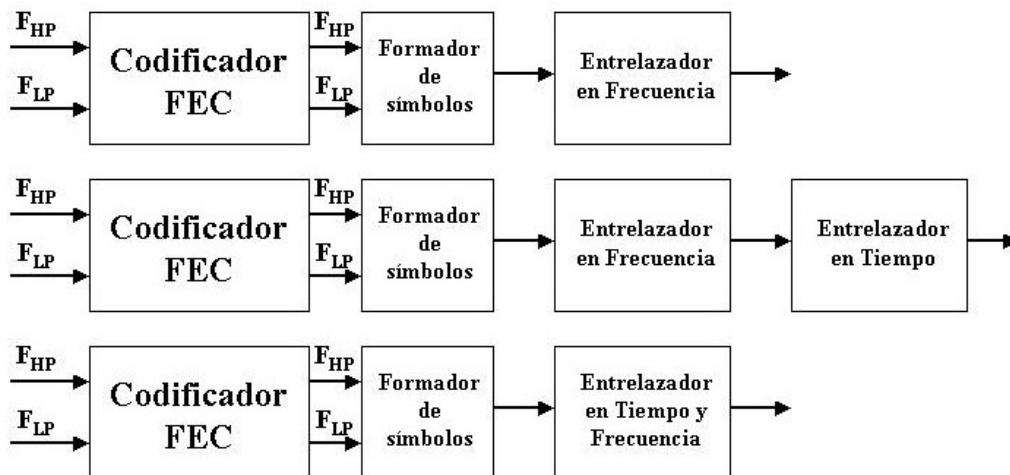
En la figura 1.41 se muestran varias configuraciones de diagramas en bloque para el codificador FEC y el entrelazador de portadoras solo para modulación no jerárquica en donde se observa que el entrelazador de portadoras esta variando su forma de entrelazamiento de las portadoras es decir, entrelazamiento en frecuencia, entrelazamiento en tiempo, y entrelazamiento en tiempo y frecuencia que solo depende de como se configuro el sistema COFDM debido a los requerimientos de BER a una CNR fija.

En la figura 1.42 se muestran varias configuraciones de diagramas en bloque para el codificador FEC y el entrelazador de portadoras solo para modulación jerárquica en donde se observa que hay un bloque formador de símbolo que es el encargado de agrupar los bits del flujo de baja prioridad (F_{LP}) y los del flujo de alta prioridad (F_{HP}) para formar los símbolos debido a que los entrelazadores trabajan al nivel de símbolos no de bits, además el entrelazador de portadoras puede utilizar varias formas de entrelazamiento de la portadora, es decir, entrelazamiento en frecuencia, entrelazamiento en tiempo, y entrelazamiento en tiempo y frecuencia que solo depende de como se configuro el sistema COFDM debido a los requerimientos de BER a una CNR fija.



Para modulación no jerárquica

Figura 1.41: Codificador FEC y entrelazador para modulación no jerárquica.



Para modulación jerárquica.

Los entrelazadores trabaja a nivel de símbolo no de bits.

Figura 1.42: Codificador FEC y entrelazador para modulación jerárquica.

1.14.1 Codificación contra errores en COFDM

Conocida como Corrección de error Frontal (FEC: Forward Error Correction), el cual agrega bits de redundancia a los datos de entrada para ser transmitido con lo que es posible corregir varios o todos los bits los cuales se recibieron incorrectamente en el receptor debido a la interferencia.

En COFDM se utiliza como código principal del canal el código convolucional y para incrementar aun más la redundancia se utiliza un codificador secundario en conjunto con un entrelazador, el código utilizado es Reed-Solomon u otro tipo código.

1.14.1.1 Tasa de Error de Bits (BER) en COFDM

Al utilizar la codificación en la corrección de error frontal (forward error correction coding) en casi cualquier sistema de comunicación digital práctico es necesario entregar una aceptable tasa de error de bit (BER) a una razonablemente baja razón de portadora a ruido (CNR), es decir, en un sistema COFDM se debe especificar la razón portadora a ruido mínima requerida por el receptor COFDM para varias condiciones de escalabilidad del receptor que esta en relación directa con la constelación en uso del esquema de modulación de las portadoras de datos y tasa binaria útil que se desea transmitir, con esto se logra que la detección y corrección de errores sea más fácil de realizar obteniéndose una comunicación libre de errores. En COFDM para obtener un BER adecuado para una CNR fija se distinguen dos casos:

- Caso I: En la figura 1.43 se muestra que con una CNR fija se obtiene varios BER en donde se observa el efecto de la codificación y entrelazamiento de portadoras con respecto al esquema de la modulación de las portadoras utilizada, que es satisfactorio para la utilización en canales menos selectivos. Además se ve el efecto como se mejora el BER al cambiar el entrelazamiento en frecuencia al entrelazamiento en tiempo y frecuencia.
- Caso II: Al no poder obtener un BER adecuado en el receptor que sea igual o próximo a un BER casi libre de error (QEF) (ver figura 1.44) es necesario utilizar un codificador secundario combinado con el entrelazamiento binario para dispersar más errores, esta configuración es satisfactoria para la utilización en canales extremadamente selectivos.

En el caso I y II todo depende de la tasa de codificación del codificador FEC y a la calidad del entrelazamiento de las portadoras utilizado. Además al agregar la información del estado del canal (CSI) para la decodificación con decisión flexible (Soft-Decision Decoding) es otra forma que tiene el receptor para obtener un BER aceptable a la salida del receptor.

Los gráficos mostrados en la figura 1.43 y la figura 1.44 son teóricos de ejemplos del BER en COFDM que representa la tendencia del incremento del mejoramiento del BER para una C/N fija.

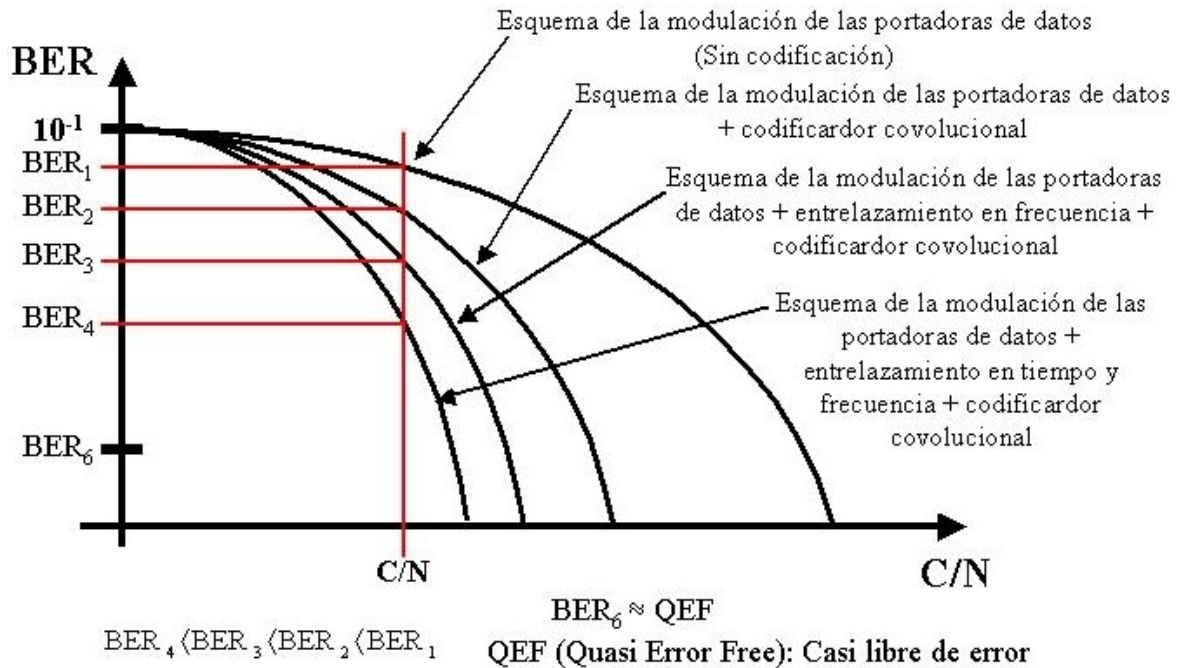


Figura 1.43: Caso I, Tasa de error de bits (BER) en COFDM.

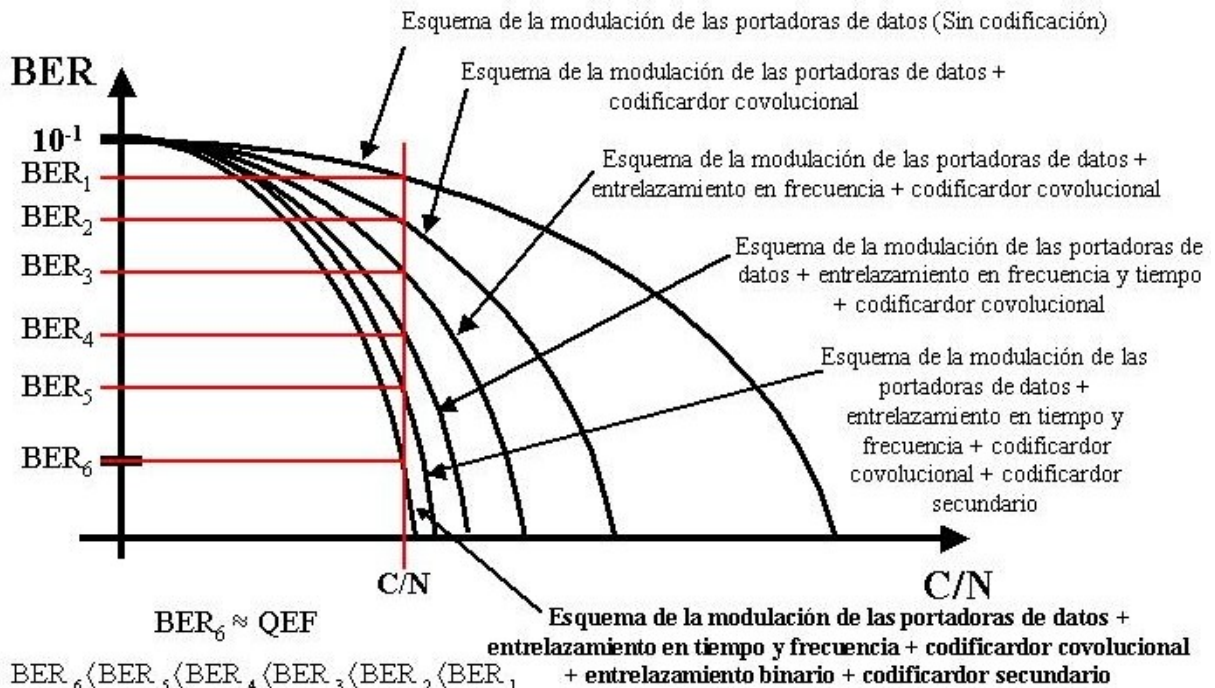


Figura 1.44: Caso II, Tasa de error de bits (BER) en COFDM.

1.14.1.2 Tipo de Corrección de Error Frontal (FEC)

Los tipos de corrección de error frontal (FEC) varían en función de la tasa de error de bit requerida para una razón portadora a ruido fija en la salida del receptor que son determinada por las condiciones de diseño del sistema COFDM.

Los ejemplos de codificadores FEC de las figuras 1.45, 1.46, 1.47, 1.48 y 1.49 son para modulación no jerárquica.

En la figura 1.45 se muestra un codificador FEC conformado por un codificador convolucional. La tasa del codificador FEC es igual a la tasa del codificador convolucional.

En la figura 1.46 se muestra un codificador FEC conformado por un codificador convolucional, un codificador secundario y un entrelazador binario. La tasa del codificador FEC es igual a la multiplicación entre la tasa del codificador convolucional y del codificador secundario.

En la figura 1.47 se muestra un codificador FEC conformado por cuatro codificadores convolucionales en paralelo, en donde el número de codificadores convolucionales en paralelo es igual al número de bits de un punto de la constelación del esquema de modulación de las portadoras de datos para este caso la constelación usada es QAM-16. Los cuatro codificadores convolucionales en paralelo tiene la misma tasa, es decir, si tiene una tasa base de $1/3$ los cuatro tienen una tasa igual a $1/3$, si se perfora la tasa base a $7/8$ los cuatro tiene una tasa igual $7/8$. La tasa del codificador FEC es misma de los cuatro codificadores.

En la figura 1.48 se muestra un codificador FEC conformado por cuatro codificadores convolucionales en paralelo, en donde el número de codificadores convolucionales en paralelo es igual al número de bits de un punto de la constelación del esquema de modulación de las portadoras de datos, además de un entrelazador y un codificador secundario. Los cuatro convolucionales en paralelo tiene la misma tasa. La tasa del codificador FEC es igual a la multiplicación entre la tasa del codificador convolucional y del codificador secundario.

En la figura 1.49 se muestra un codificador FEC conformado por un turbo codificador de tasa igual a $1/2$ para este caso, en donde los dos codificadores convolucionales tienen la misma tasa. La tasa del codificador FEC es igual a la tasa del codificador convolucional.



Figura 1.45: Codificador (FEC).

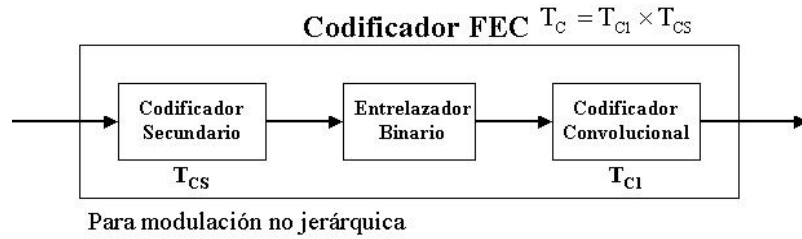


Figura 1.46: Codificador (FEC).

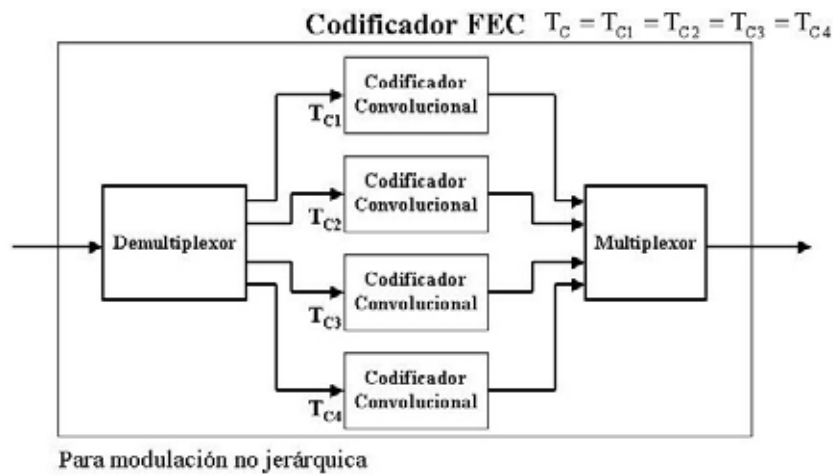


Figura 1.47: Codificador (FEC).

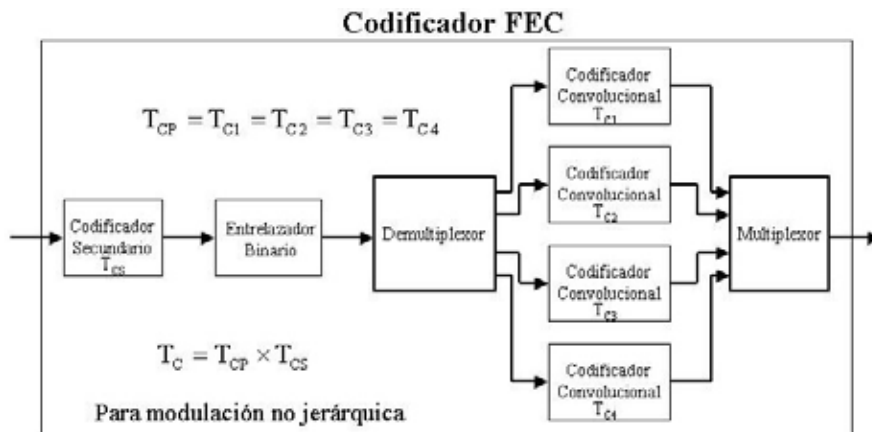


Figura 1.48: Codificador (FEC).

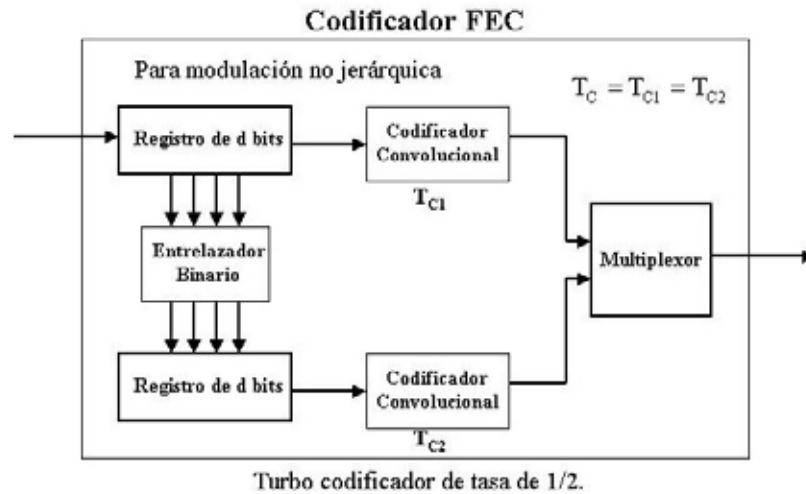


Figura 1.49: Codificador (FEC).

1.14.1.3 Codificador Convolutacional

El codificador convolutacional es aquel que agrega bits redundancia a uno o más de los bits de la información de entrada que se va a transmitir, consiguiendo de esta manera habitar la corrección de errores en el receptor.

Un código convolutacional es generado a través de la operación lineal de registro de desplazamiento de finitos estados. En general, los registros de desplazamiento consisten de K (k bits) estados y n generadores de funciones algebraicas lineales. Los datos a la entrada del codificador, se asumen que son binarios, los cuales son desplazados dentro y a lo largo del registro de desplazamiento de k bits en un período de tiempo. El número de bits a la salida para cada secuencia de entrada de k bits es n bits. Por lo tanto, la tasa del código se define como $T_c = k/n$. El parámetro K es llamado la longitud restringida o la memoria del código del código del convolutacional.

Los codificadores convolutacionales se clasifican en:

- **Sistemáticos:** Son lo que requiere que la secuencia de información de la entrada al codificador aparezca explícitamente en flujo de bits codificados, es decir es un codificador con realimentación (ver figura 1.50).

- **No sistemáticos:** Son lo que no requiere que la secuencia de información de la entrada al codificador aparezca explícitamente en flujo de bits codificados, es decir es un codificador sin realimentación (ver figura 1.51).

Las condiciones de diseño requeridas antes de utilizar un codificador convolucional son:

- Todos los registros se prefijan con estado lógico bajo “0” antes que el codificador convolucional se inicie.
- Todos los registros se reinician a estado lógico bajo “0” cada un determinado número bytes de entrada al codificador convolucional.

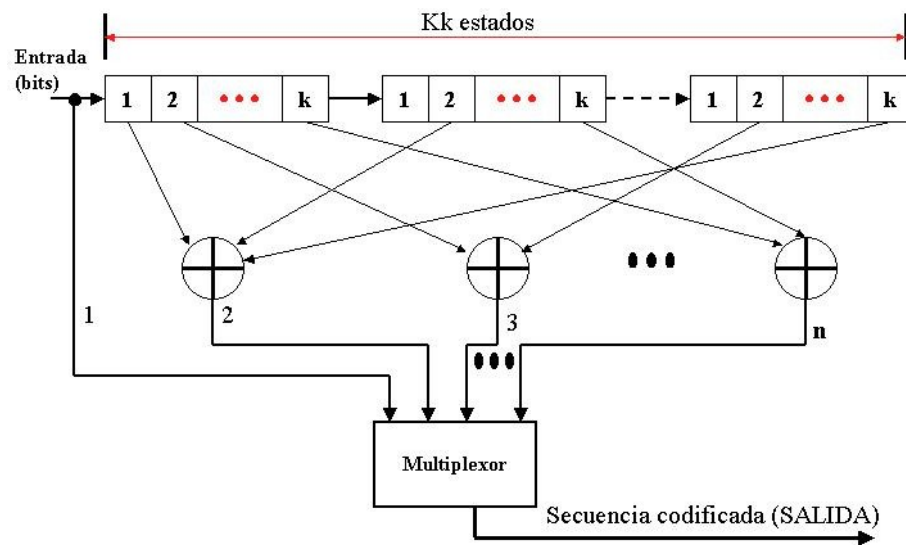


Figura 1.50: Codificador Convolucional sistemático.

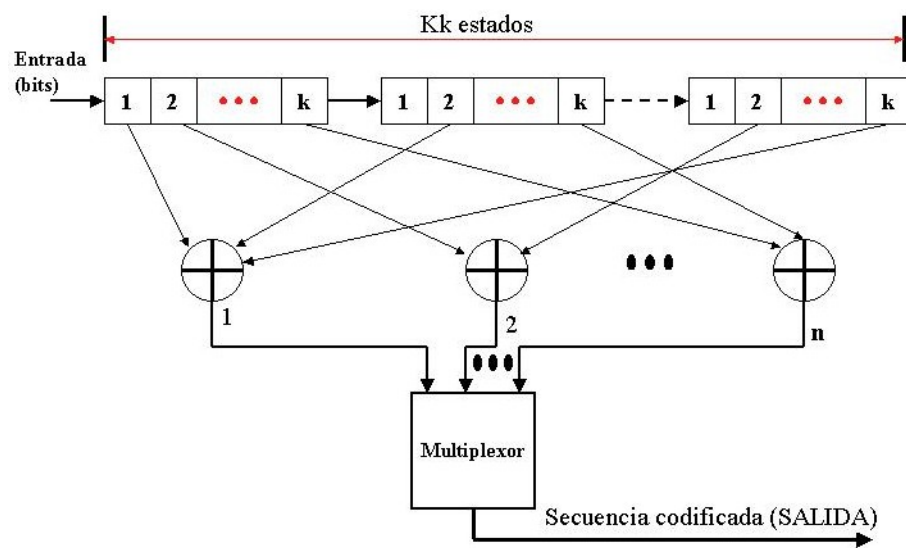


Figura 1.51: Codificador Convolucional no sistemático.

Típicamente, los códigos convolucional intrínsecamente tienen tasas de código base expresadas como fracciones simples tal como $1/2$ o $1/3$ que entregan una alta redundancia pero cuando se requiere una baja redundancia, entonces se puede recurrir a perforar el código base, es decir algunos de los bits codificado simplemente no se transmite, según un conocido patrón regular para el receptor. El receptor reinserta todos los bits cancelados, es decir los bits que tienen cero confianza para que el decodificador de Viterbi los trate a ellos según el caso pudiendo asignándole a todos ellos estados lógicos bajo "0". Los códigos perforados son obviamente menos poderosos que el código base, pero hay una constante aceptable de balance comparativo entre el desempeño y la tasa de código, como el grado de perforación se incrementa. Los códigos perforados a veces se llaman códigos perforados de tasa compatibles (RCPC: rate-compatible punctured codes)

Un ejemplo de perforación del código base se muestra para el codificador convolucional de la figura 1.52 de tasa base de $1/2$ no sistemático, en donde las dos salidas $G1(D)$ y $G2(D)$ pasan a un bloque de perforación (ver figura 1.53) en el cual se seleccionan un número de bits de esas dos entradas con respecto a la perforación de la tasa base escogida, es decir una tasa de código de $5/6$ quiere decir de cada 10 bits que entrega el codificador convolucional solo 6 bits son escogido para transmitirse (ver tabla 1.3), los restantes cuatros son eliminados en la secuencia de salida. Con la perforación del código base lograr crear nuevas tasa de códigos descartando algunos bits de la secuencia de salida, eliminando de esta forma tener que diseñar un codificador convolucional para cada tasa de código deseada.

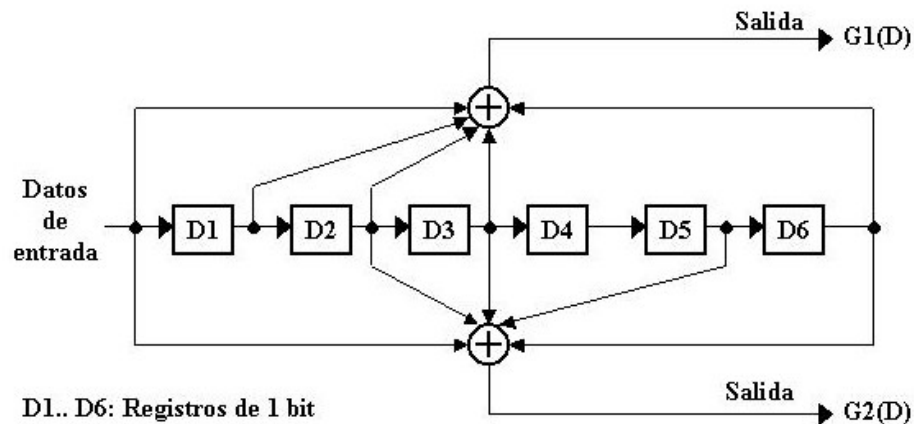


Figura 1.52: Codificador Convolucional no sistemático de tasa base de $1/2$.

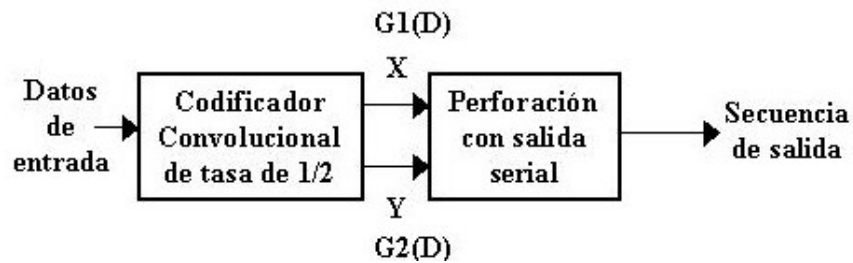


Figura 1.53: Codificador Convolucional no sistemático con perforación de la tasa base de 1/2.

Tasa del código	Patrón de perforación	Secuencia de salida
1/2	X: X1 Y: Y1	X1Y1
2/3	X: X1X2 Y: Y1Y2	X1Y1Y2
3/4	X: X1X2X3 Y: Y1Y2Y3	X1Y1Y2X3
5/6	X: X1X2X3X4X5 Y: Y1Y2Y3Y4Y5	X1Y1Y2X3Y4X5
7/8	X: X1X2X3X4X5X6X7 Y: Y1Y2Y3Y4Y5Y6Y7	X1Y1Y2Y3Y4X5Y6X7

→ Tasa base

En rojo bit suprimido para la secuencia de salida

Tabla 1.3: Patrón de perforación del código base de 1/2.

1.14.1.4 Variación de la tasa binaria en COFDM

La variación de la tasa binaria útil en COFDM es una de sus ventajas porque sirve para adecuar el sistema COFDM para varias condiciones de funcionamiento con respecto a la tolerancia del multirrayecto que está determinado por el ancho del intervalo de guarda (además de la distancia máxima y mínima que puede haber entre el transmisor y el receptor) y protección contra los desvanecimientos selectivos de las portadoras que está determinado hasta un cierto modo por la tasa del codificador FEC.

Si se toma como referencia: $N_{bm}=cte$, $\Delta=A \times T_u$ y $BW=cte$ implica que $N_p=cte$ y $T_u=cte$. La tasa binaria base es:

$$T_{bb} = \frac{N_p}{T_u + \Delta} \times N_{bm} \times T_c \text{ (bits/seg) para: } A = 1/32 \text{ y } T_c = 1/2.$$

La tasa binaria a variar es:

$$T_{bv} = \frac{N_p}{T_u + A_v \times T_u} \times N_{bm} \times T_{cv} \text{ (bits/seg) para, } A_v: 1/32, 1/16, 1/8 \text{ y } 1/4 \text{ y } T_{cv}: 2/3, 3/4, 5/6 \text{ y } 7/8.$$

Comparándola en forma porcentual, tenemos:

$$T_{bB} \rightarrow 100\%$$

$$T_{bv} \rightarrow X$$

La expresión resultante es:

$$X = \frac{206,25 \times T_{cv}}{(1 + A_v)} (\%)$$

Con la expresión anterior se obtiene los valores de la tabla 1.4 que representan variación de la tasa binaria útil porcentual base con una tasa de código igual a 1/2 y un ancho de intervalo de guarda de 1/32. Los valores porcentuales obtenidos en esa tabla son independientes del número de portadoras y la constelación en uso del esquema de modulación de las portadoras de datos.

En la tabla 1.4 se muestra que al incrementar el ancho del intervalo de guarda de 1/32 a 1/4 con respecto a la tasa de 1/2, la tasa binaria útil a transmitir es de un 82,5% con respecto a la tasa base.

Tasa del Codificador FEC (Tcv)	Intervalo de Guarda (Av)			
	1/32	1/16	1/8	1/4
1/2	100 %	97 %	91,6 %	82,5 %
2/3	133,3 %	129,4 %	122,2 %	110 %
3/4	150 %	145,5 %	137,5 %	123,75 %
5/6	166,6 %	161,7 %	152,7 %	137,5 %
7/8	175 %	160,4 %	160,4 %	144,3 %

Para canales muy selectivo, donde la interferencia es alta

Para canales menos selectivo, donde la interferencia es baja

La distancia máxima del Tx y Rx es menor

La distancia máxima del Tx y Rx es mayor

Tabla 1.4: Variación de la tasa binaria útil a transmitir en COFDM.

1.14.2 Entrelazamiento de portadoras en COFDM

El entrelazamiento se usa para limitar en lo posible la máxima longitud de ráfagas de errores que se pueden producirse a la entrada del decodificador FEC en el receptor durante la transmisión, para así impedir que la máxima longitud de errores que puede corregirse se vea sobrepasada. Para ello se realiza un desorden pseudoaleatorio entre los datos en el transmisor. El modelo simplificado de un entrelazador esta en la figura 1.54.

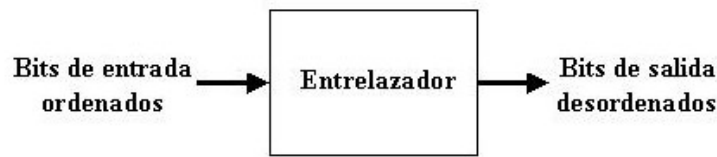


Figura 1.54: Entrelazador.

1.14.2.1 Tipo de entrelazamiento en COFDM

Se distinguen principalmente dos tipos de entrelazamiento:

1. **Entrelazamiento binario:** Es el entrelazamiento de bits o bytes de un grupo de N bytes de datos según una secuencia predeterminada. Se utiliza para dispersar los errores que afectan a bits o bytes consecutivos. Se usa comúnmente en combinación con el codificador secundario (por ejemplo: codificador Reed-Solomon) para así incrementar la eficiencia en el decodificador secundario (por ejemplo: decodificador de Reed-Solomon).
2. **Entrelazamiento de portadoras:** Es el entrelazamiento de un grupo de portadoras al nivel bits o símbolos dentro de un símbolo OFDM o trama OFDM con respecto a una secuencia predeterminada. Se utiliza para dispersar los errores que afectan a portadoras que están correlacionadas entre sí, es decir, una al lado de la otra en el caso de que hubiera un desvanecimiento profundo, no se vieran afectadas todas a la vez y así incrementar el desempeño del decodificador FEC en el receptor. El entrelazamiento de portadoras se subdivide en 3 tipos de entrelazamiento, los cuales son:
 - **Entrelazamiento en Frecuencia:** Es el entrelazamiento de un grupo de portadoras de datos al nivel de bits o símbolos dentro un símbolo OFDM según una secuencia predeterminada. Se usa en combinación con el codificador

convolucional para incrementar la eficiencia del decodificador de Viterbi. Se utiliza para combatir los efectos tales como la interferencia de banda estrecha de co-canal y la interferencia que afecta selectivamente a las portadoras. No puede combatir los efectos tal como la cancelación de la señal o la interferencia que afectan a todas las portadoras dentro de un símbolo OFDM.

- **Entrelazamiento en Tiempo:** Es el entrelazamiento de un grupo de portadoras de datos al nivel de bits o símbolos que ocupan todas la misma posición en grupo de símbolos OFDM según una secuencia predeterminada. El entrelazamiento en Tiempo puede realizarse hasta dentro de varias tramas OFDM, pero la profundidad del entrelazamiento en Tiempo se debe acotar si es para multitrama. Se usa en combinación con el codificador convolucional para incrementar la eficiencia del decodificador de Viterbi. Se utiliza para combatir los efectos que podrían afectar a muchas portadoras simultáneamente tal como el ruido de impulsos, una reducción rápida de la fuerza de la señal y la cancelación de la señal. No puede combatir la interferencia que afectan a portadoras que están en la misma posición en muchos símbolos OFDM consecutivos.
- **Entrelazamiento en Tiempo y Frecuencia:** Es el entrelazamiento de un grupo de portadoras de datos al nivel de bits o símbolos dentro de unos símbolos OFDM hasta varios símbolos OFDM según una secuencia predeterminada. Se usa en combinación con el codificador convolucional para incrementar la eficiencia del decodificador de Viterbi. Se utiliza para combatir los efectos que podrían afectar a muchas portadoras simultáneamente y a los que afectan selectivamente a las portadoras.

El entrelazamiento en Tiempo no se utiliza solo, se usa junto con el entrelazamiento en frecuencia. El entrelazamiento en Tiempo sería solamente aplicable a modulaciones de única portadora (SCM).

El desempeño del entrelazamiento ya sea uno de los cuatro tipos depende de la profundidad del entrelazamiento y la variación del entrelazamiento, pero la profundidad y la variación del entrelazamiento no representa un factor de calidad del entrelazamiento es decir, si la

dispersión de las portadoras es excelente o pésima esto solo depende del tipo de entrelazador a utilizar, como se configura y las limitaciones del sistema COFDM.

1.14.2.2 Profundidad del entrelazamiento en COFDM

La profundidad del entrelazamiento esta determinado por la cantidad de portadoras que se seleccionan cada vez para desordenar en un entrelazador.

La profundidad del entrelazamiento en Frecuencia (ver figura 1.55) esta determinada por la siguiente expresión:

$$P_{EF} = \frac{N_{PX}}{N_{PD}} \times 100 (\%)$$

La profundidad del entrelazamiento en Tiempo (ver figura 1.56) esta determinada por la siguiente expresión:

$$P_{ET} = \frac{N_{PK}}{N_{SOT}} \times 100 (\%)$$

La profundidad del entrelazamiento en Tiempo y Frecuencia (ver figura 1.57) esta determinada por la siguiente expresión:

$$P_{ETF} = \frac{N_{PX} \times N_{PK}}{N_{PD} \times N_{SOT}} \times 100 (\%)$$

Para las tres ecuaciones anteriores se tiene que N_{PD} es el número de portadoras de datos, N_{PX} es el número de portadoras de datos a seleccionar por símbolo OFDM, N_{PK} es el número de veces que se escoge una portadora de datos k en un grupo de símbolo OFDM y N_{SOT} es el número de símbolo OFDM (que contengan portadoras de datos) por trama OFDM.

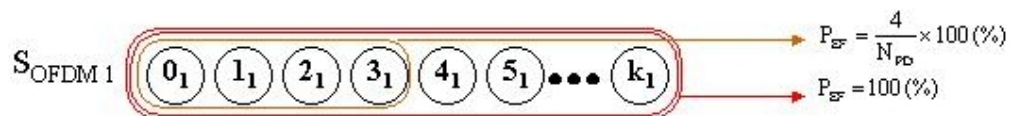


Figura 1.55: Profundidad del entrelazamiento en frecuencia.

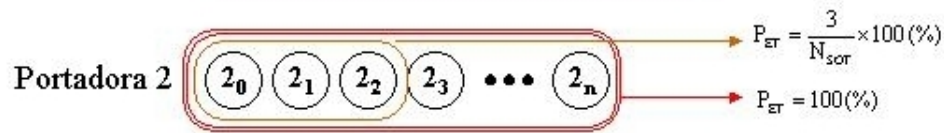


Figura 1.56: Profundidad del entrelazamiento en tiempo.

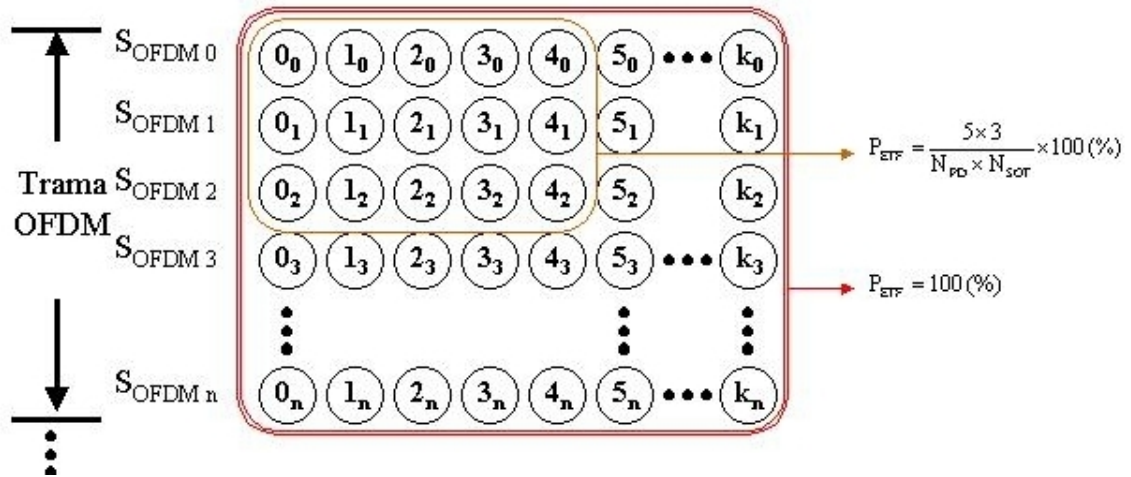


Figura 1.57: Profundidad del entrelazamiento en tiempo y frecuencia.

1.14.2.3 Variación del entrelazamiento en COFDM

En el entrelazamiento en Frecuencia se requiere algunas veces que el entrelazador a utilizar varié el estilo de la forma de como se entrelaza las portadoras ya sea al nivel de bits o símbolo (ver figura 1.58) para mejorar el desempeño del decodificador FEC en el receptor.

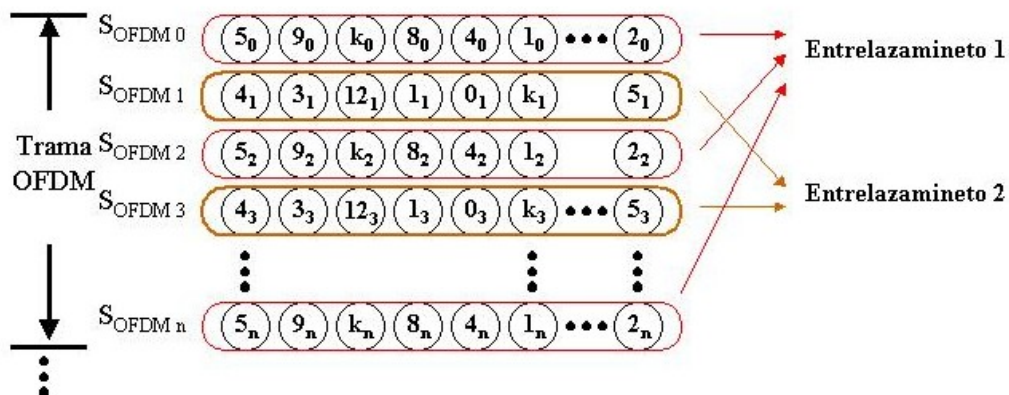


Figura 1.58: Variación del entrelazamiento en frecuencia.

En el entrelazamiento en Tiempo se requiere obligatoriamente que el entrelazador a utilizar varíe el estilo de la forma de como se entrelaza las portadoras ya sea al nivel de bits o símbolo (ver figura 1.59) para dispersas todos los errores críticos causado por la cancelación de la señal.

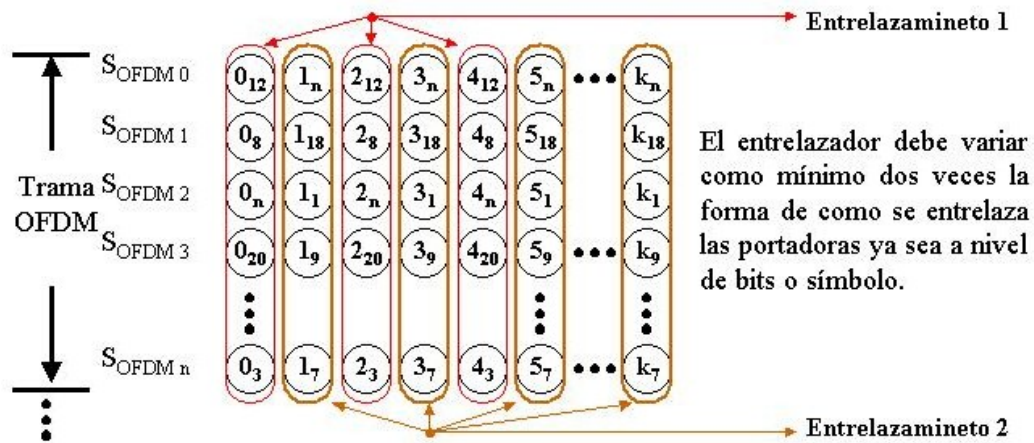


Figura 1.59: Variación del entrelazamiento en tiempo.

En el entrelazamiento en Tiempo y Frecuencia no se requiere que el entrelazador a utilizar varíe el estilo de la forma de como se entrelaza las portadoras ya sea al nivel de bits o símbolo debido a que se procesa en forma integra un grupo de portadoras en tiempo y frecuencia.

1.14.2.4 Calidad del entrelazamiento en COFDM

Depende de dos factores:

- **La separación máxima o mínima que se puede alcanzar entre dos bits o símbolos correlacionados entre sí en el proceso de entrelazamiento:** Esto depende del tipo de entrelazador a utilizar, como se configura y a la cantidad de bits o símbolos que se va a procesar.
- **Tiempo de proceso del entrelazamiento:** Ya sean cientos o miles de bits que se va a procesar para entrelazar para obtener una mejor separación entre bits o símbolos que están correlacionados más tiempo de proceso se requiere, es decir, todo depende del costo desempeño del sistema COFDM.

Mientras más bits o símbolos se procesan en un entrelazamiento, al nivel de sistema se debe utilizar buffer o memorias para almacenar temporalmente bits o símbolos para no perder información, es decir, se tiene que mantener una estabilidad de transferencia de datos entre etapas en el sistema COFDM.

1.14.2.5 Tipos de entrelazadores en COFDM

En COFDM el tipo de entrelazador a utilizar depende de la calidad del entrelazamiento que se desea en el sistema COFDM debido a que el entrelazamiento obtenido afecta en forma directa al mejoramiento del BER de la salida del receptor de COFDM y repercute en el costo desempeño del sistema. En las figuras 1.60, 1.61, 1.62 y 1.63 se muestran algunos ejemplos de entrelazadores.

En la figura 1.60 se muestra un entrelazador aplicado por ejemplo al entrelazamiento en frecuencia en donde los bits de datos de entrada serealizados son distribuidos por el demultiplexor de cuatro ramas de salida para cargar 4 registros de d bits, cargando uno a la vez hasta terminar de llenar todos los registros. Una vez que se tiene cada registro lleno con d bits, se les aplica una rotación que dependiendo de la rama con que se está trabajando. Después de aplicar dicha rotación, un multiplexor va tomando un bit de cada rama a la vez para conformar un símbolo que luego va a modular una portadora de datos y así sucesivamente hasta descargar por completo los cuatro registros. Este entrelazador se utiliza para entrelazar al nivel de bits o símbolos en entrelazamiento binario y de portadoras. Para el entrelazamiento de portadoras, el número de ramas en paralelo es igual al número de bits de un punto de la constelación del esquema de la modulación de las portadoras de datos y la cantidad de bits por registros lo determina la profundidad del entrelazamiento.

En la figura 1.61 se muestra un entrelazador aplicado al entrelazamiento binario en donde los bits de datos de entrada serealizados son distribuidos por el demultiplexor de más de 5 ramas de salida para cargar registros de n bits de orden creciente de registro de una unidad a la vez, se van cargando de un bit o byte cada rama a la vez hasta terminar de llenar todos los registros, los registros de las primeras ramas se van llenando primero que de las últimas ramas. Una vez que se tiene cada registro lleno con n bits, no se les aplica ninguna rotación a cada rama. Después un

multiplexor va tomando un bit o byte de cada rama a la vez hasta descargar por completo los cuatro registros. Este entrelazador se utiliza para entrelazar al nivel de bits en el entrelazamiento binario. El número de ramas en paralelo depende del grado o profundidad del entrelazamiento que se quiere, es decir, si se carga un 1Kbyte en este tipo de entrelazador la cantidad de ramas requeridas es mucho menor si se requiere cargar 30Kbytes pero la dispersión que se consigue al separar bytes consecutivos es mucho mayor.

En la figura 1.62 se muestra un entrelazador aplicado al entrelazamiento binario que es una variante del entrelazador de la figura 1.61.

En la figura 1.63 se muestra un entrelazador que puede ser aplicado al entrelazamiento binario o al entrelazamiento de portadoras. Los bits de datos de entrada serializados son distribuidos por el demultiplexor para ser cargados en un almacenamiento de N bits o símbolos, luego un ordenador de bits o símbolos pares o impares, realiza el ordenamiento cuanta vez se requiera. Después un multiplexor va tomando un bit o símbolo en el orden que fueron almacenados previamente por el demultiplexor en el almacenamiento. El desorden causado por este tipo de entrelazador depende cuantas veces se ordenen bits o símbolos pares o impares sucesivamente, mientras mayor sea mejor es la dispersión. También se puede ordenar en forma impar y par.

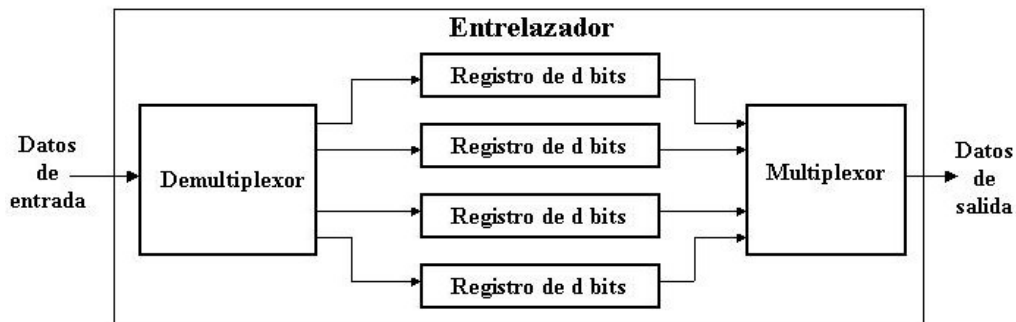


Figura 1.60: Entrelazador.

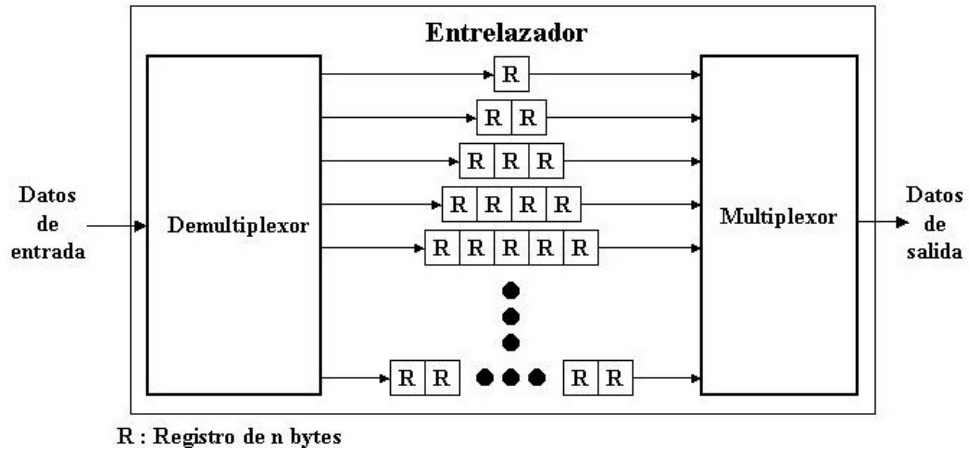


Figura 1.61: Entrelazador.

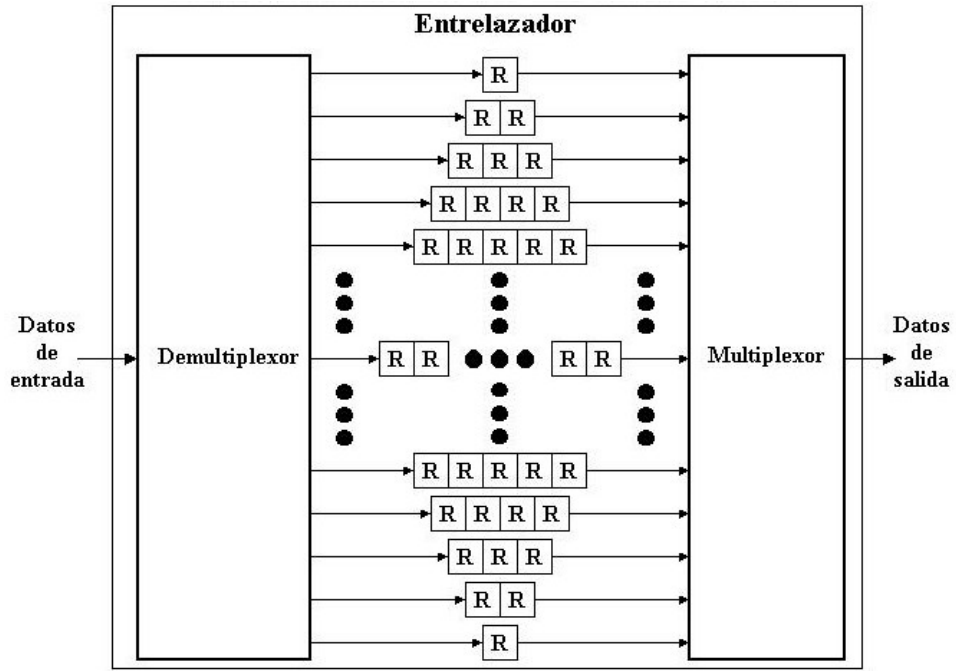


Figura 1.62: Entrelazador.

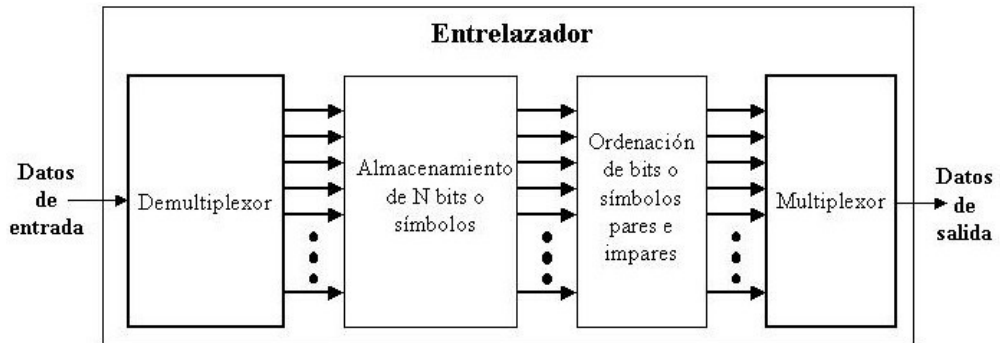


Figura 1.63: Entrelazador.

1.14.2.6 Nivel del entrelazamiento en COFDM

El entrelazamiento se realiza en dos niveles:

- **Al nivel de Bits:** Es el entrelazamiento de bits, consiguiéndose de esta manera separar bits que están correlacionados entre sí de forma que antes una serie de bits erróneos la posibilidad de que bits contiguos se vean afectados sean pequeña al desentrelazar los bits en el receptor. Esta forma de entrelazar se aplica al entrelazamiento binario y al entrelazamiento de portadoras.
- **Al nivel de símbolos:** Es el entrelazamiento de un grupo de bits donde cada grupo modula una portadora de datos dando origen a un símbolo, consiguiéndose de esta manera separar símbolos que están correlacionados entre sí de forma que antes una serie de símbolos erróneos la posibilidad de que símbolos contiguos se vean afectados sean pequeña al desentrelazar los símbolos en el receptor. Esta forma de entrelazar se aplica solamente al entrelazamiento de portadoras.

1.14.2.6.1 Entrelazamiento al nivel de bits

En la figura 1.64 se muestra una trama OFDM compuesta por 7 símbolos OFDM y 6 portadoras por cada símbolo OFDM en donde se aprecia que algunas portadoras están siendo afectadas por varios tipos de interferencias y además se ve el sentido de la trayectoria de la información transmitida. Ahora si se aplica un entrelazamiento en frecuencia al nivel bits basándose en el entrelazador mostrado en la figura 1.65 (el entrelazador esta configurado con 4 ramas se supondrá para QAM-16, cada registro por rama almacena 6 bits y luego se le aplica una rotación individual a cada uno), se obtiene un entrelazamiento en frecuencia como el mostrado en la figura 1.66 (observar la parte de la trayectoria de la información transmitida que esta modificada) que incluye la interferencia que afectan a algunas portadoras, con esto se logra que al desentrelazar en frecuencia se dispersan la mayor parte de los bits que están correlacionados entre si (ver figura 1.67). Con la mayor parte de los errores dispersos la corrección de error frontal del receptor incrementa su desempeño.

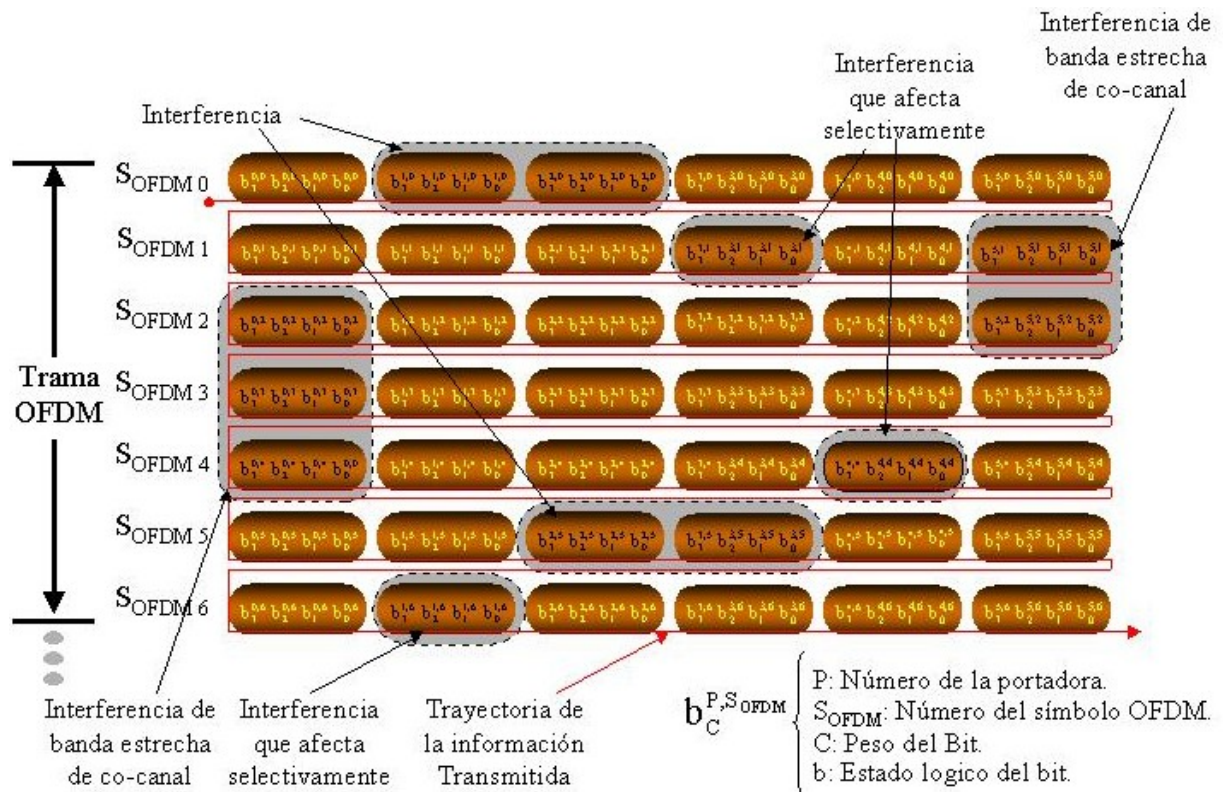


Figura 1.64: Portadoras sin entrelazamiento.

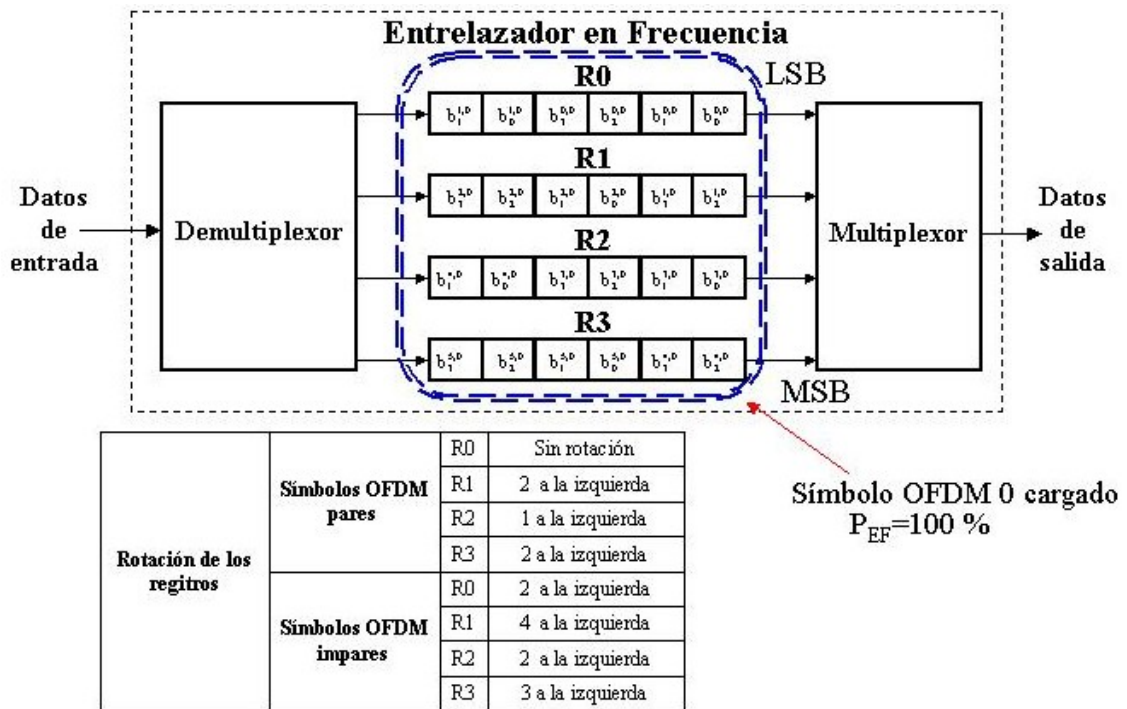


Figura 1.65: Entrelazador en Frecuencia.

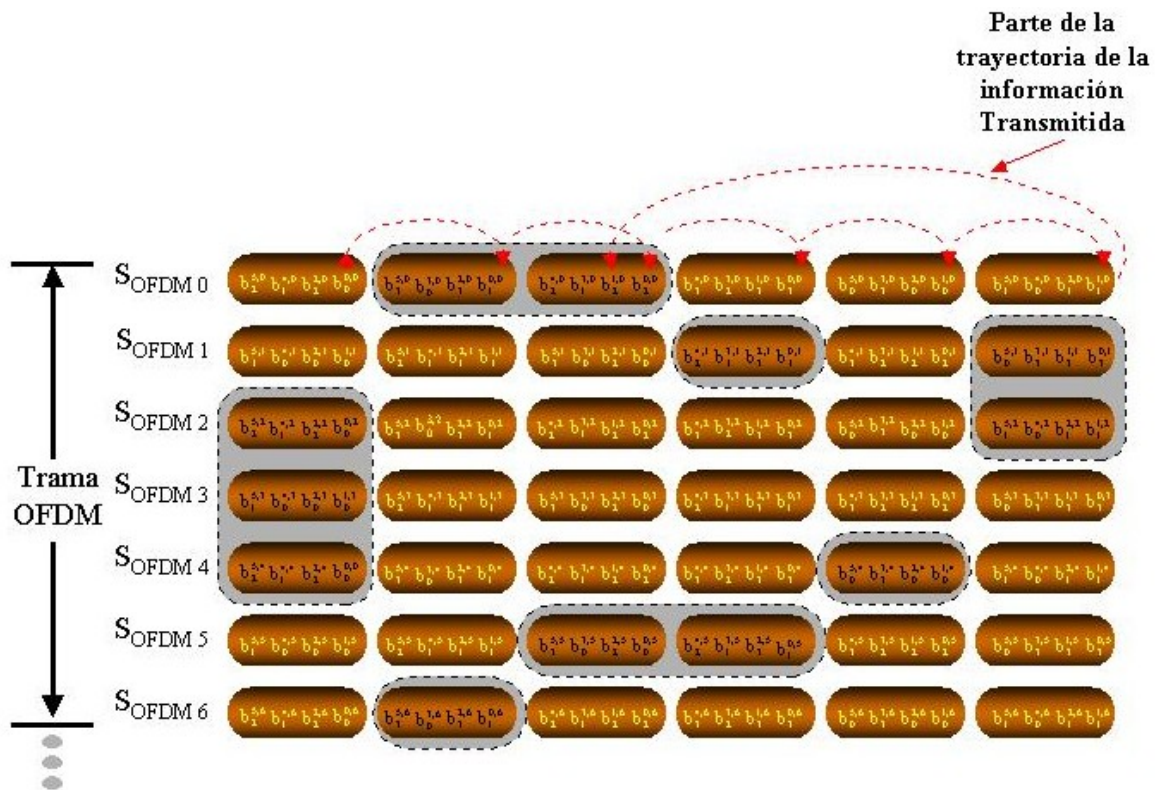


Figura 1.66: Entrelazamiento en frecuencia.

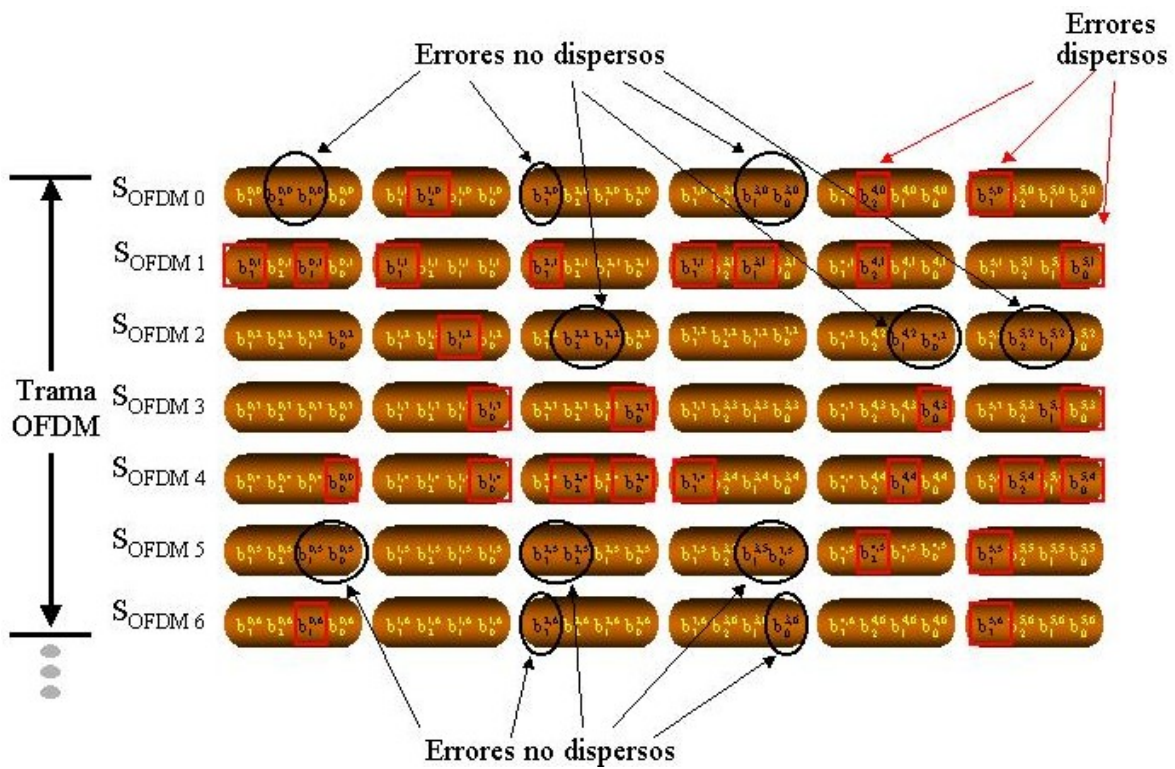


Figura 1.67: Desentrelazamiento en frecuencia.

1.14.2.6.1 Entrelazamiento al nivel de símbolo

En la figura 1.68 se muestra una trama OFDM compuesta por 6 símbolos OFDM y 12 portadoras por cada símbolo OFDM en donde se aprecia que algunas portadoras están siendo afectadas por varios tipos de interferencias y además se ve el sentido de la trayectoria de la información transmitida. Ahora si se aplica un entrelazamiento en frecuencia al nivel símbolos basándose en el entrelazador mostrado en la figura 1.69 (el entrelazador esta configurado con 3 ramas se supondrá para QAM-8, cada registro por rama almacena 4 símbolos y luego se le aplica una rotación individual a cada uno), se obtiene un entrelazamiento en frecuencia como el mostrado en la figura 1.70 (observar la parte de la trayectoria de la información transmitida que esta modificada) que incluye la interferencia que afectan a algunas portadoras y la cancelación de la señal, con esto se logra que al desentrelazar en frecuencia se dispersan la mayor parte de los símbolos que están correlacionados entre si, pero no los símbolos que fueron afectados por la cancelación de la señal que es la desventaja del entrelazamiento en frecuencia (ver figura 1.71). Con la mayor parte de los errores dispersos la corrección de error frontal del receptor incrementa su desempeño.

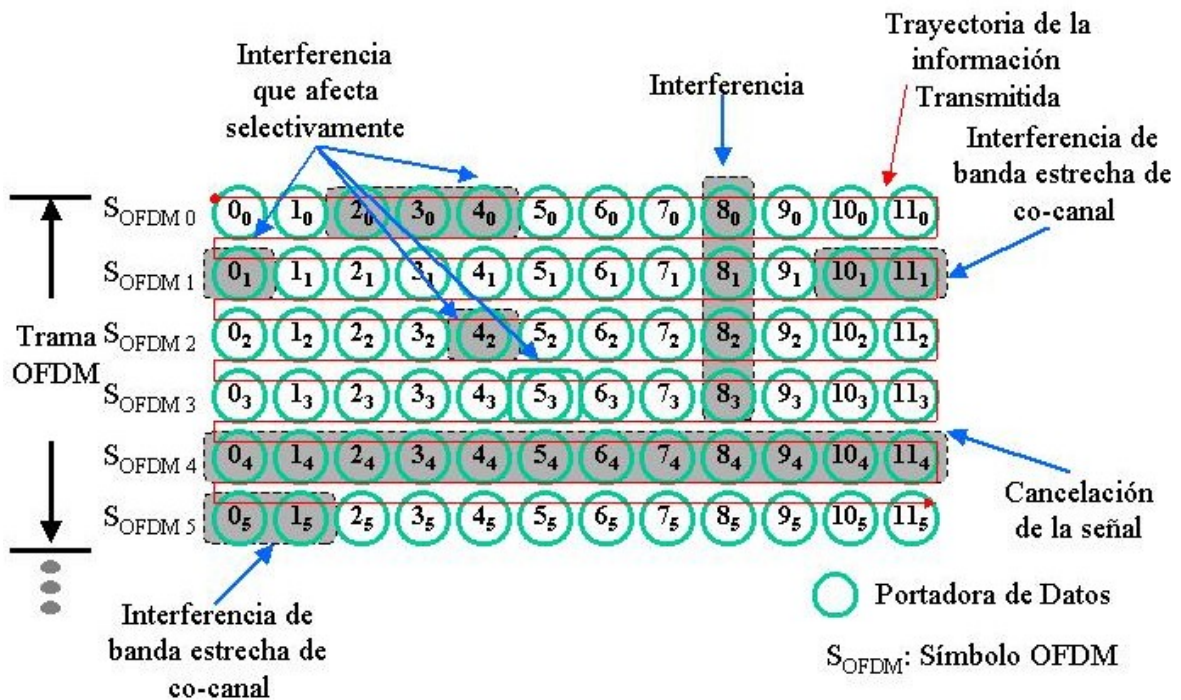


Figura 1.68: Portadoras sin entrelazamiento.

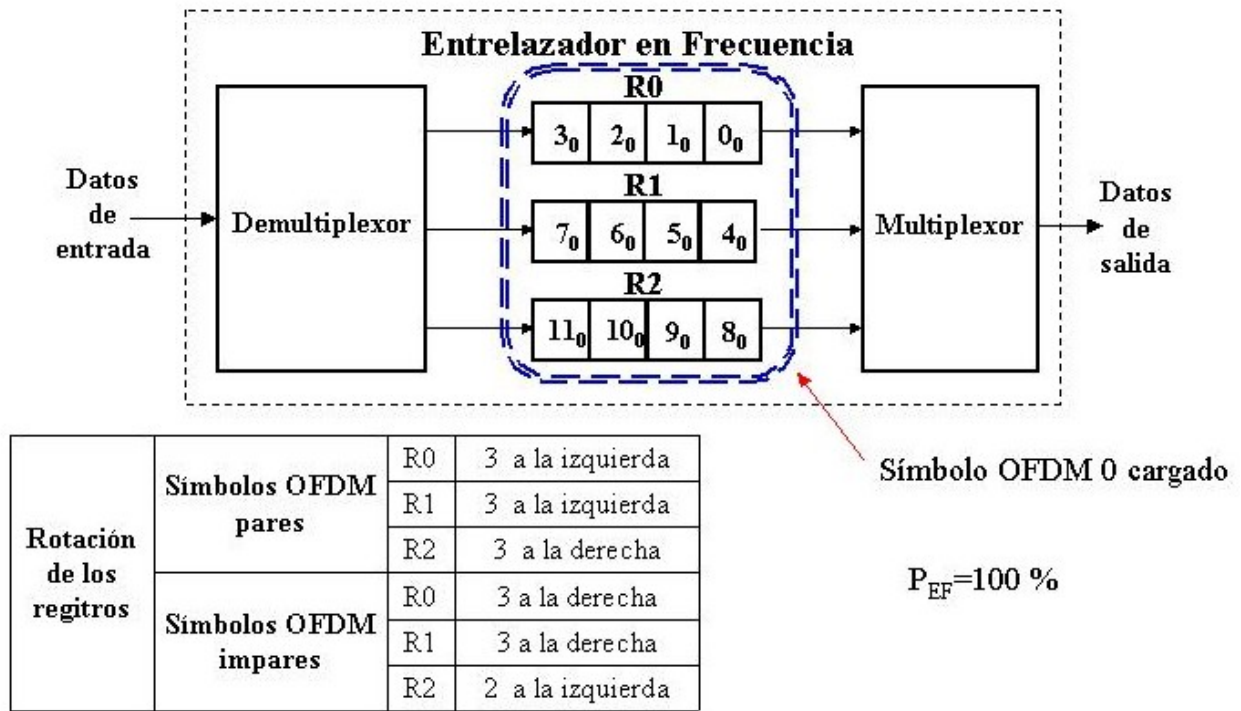


Figura 1.69: Entrelazador en frecuencia.

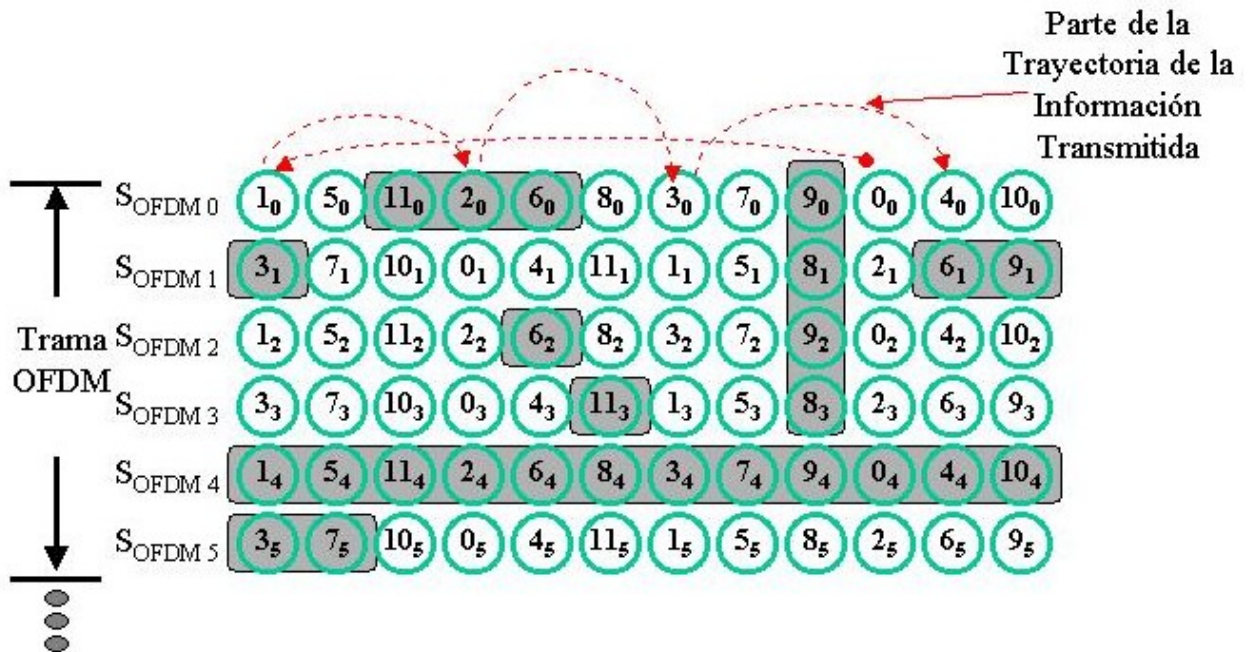


Figura 1.70: Entrelazamiento en frecuencia.

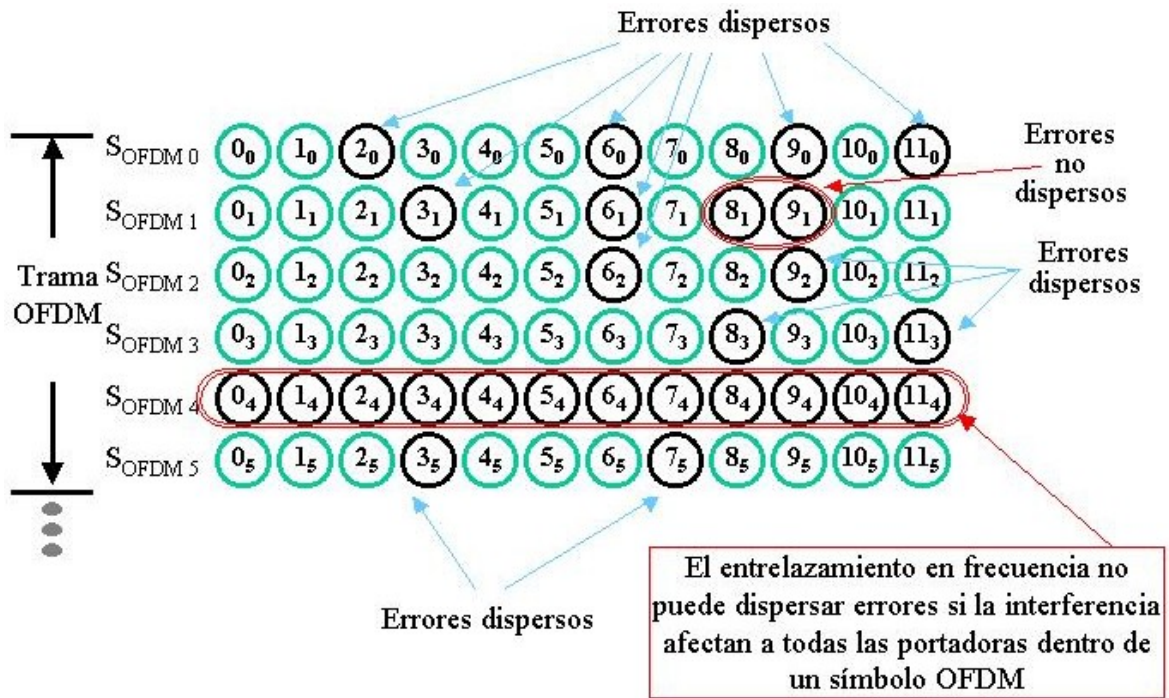


Figura 1.71: Desentrelazamiento en frecuencia.

Utilizando el mismo caso de la figura 1.68 ahora se le aplicara el entrelazamiento en tiempo al nivel símbolos basándose en el entrelazador mostrado en la figura 1.72 (el entrelazador esta configurado con 12 ramas por el número de portadoras que hay por símbolo OFDM, cada registro por rama almacena 6 símbolos y luego se le aplica una rotación individual a cada uno), se obtiene un entrelazamiento en tiempo como el mostrado en la figura 1.73 (observar la parte de la trayectoria de la información transmitida que esta modificada) que incluye la interferencia que afectan a algunas portadoras y la cancelación de la señal, con esto sé lograr que al desentrelazar en tiempo se dispersan la buena parte de los símbolos que están correlacionados entre si (ver figura 1.74). Con una buena parte de los errores dispersos la corrección de error frontal del receptor incrementa su desempeño.

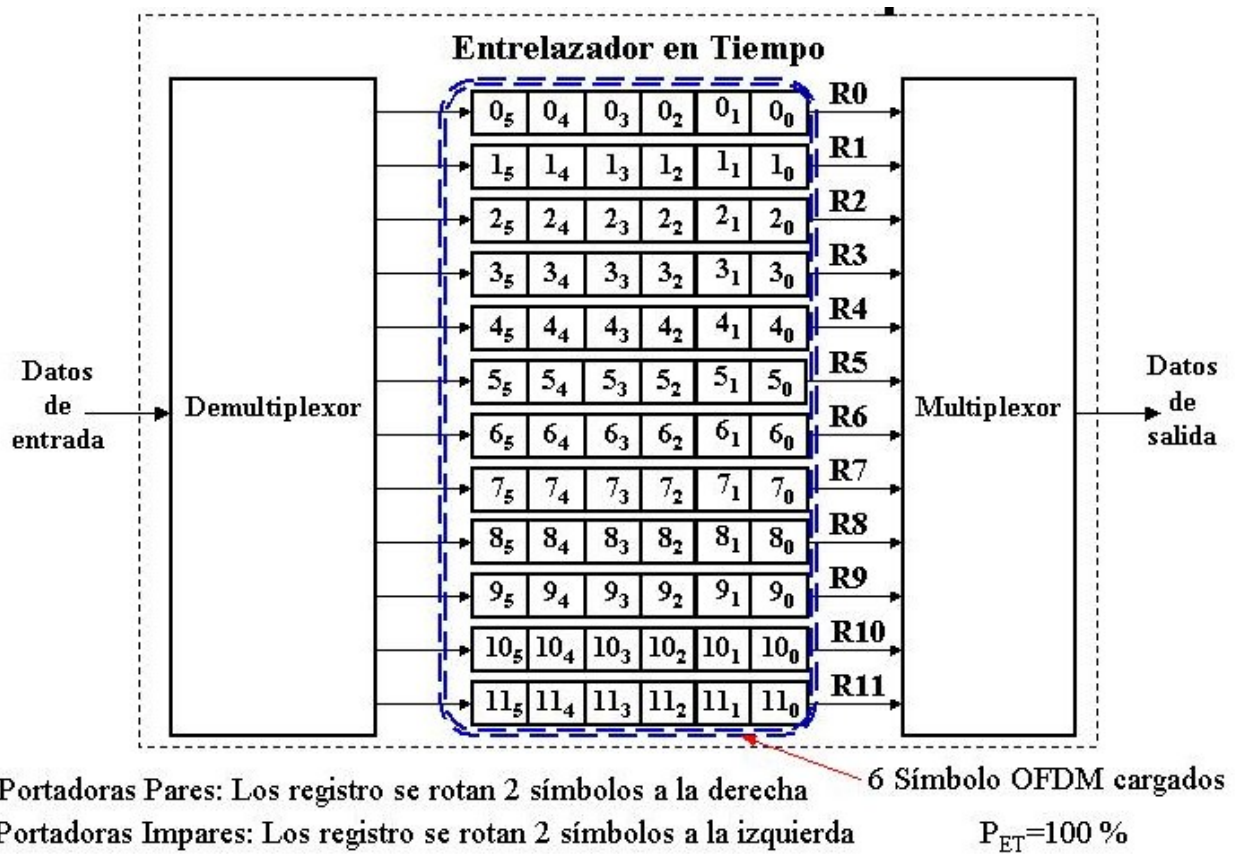


Figura 1.72: Entrelazador en tiempo.

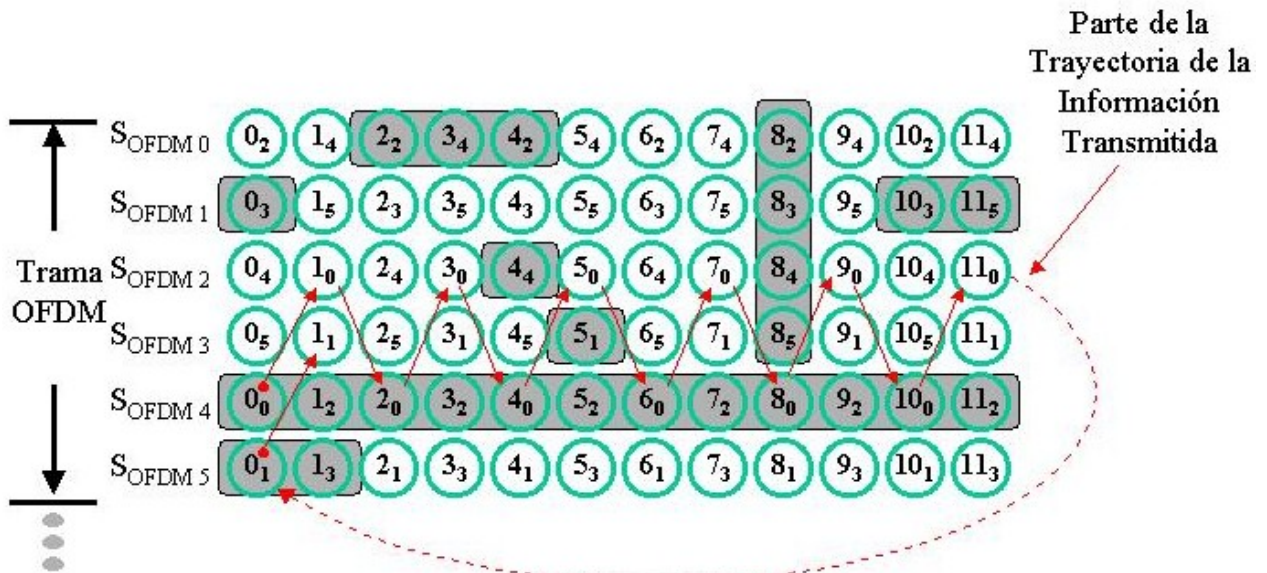


Figura 1.73: Entrelazamiento en tiempo.

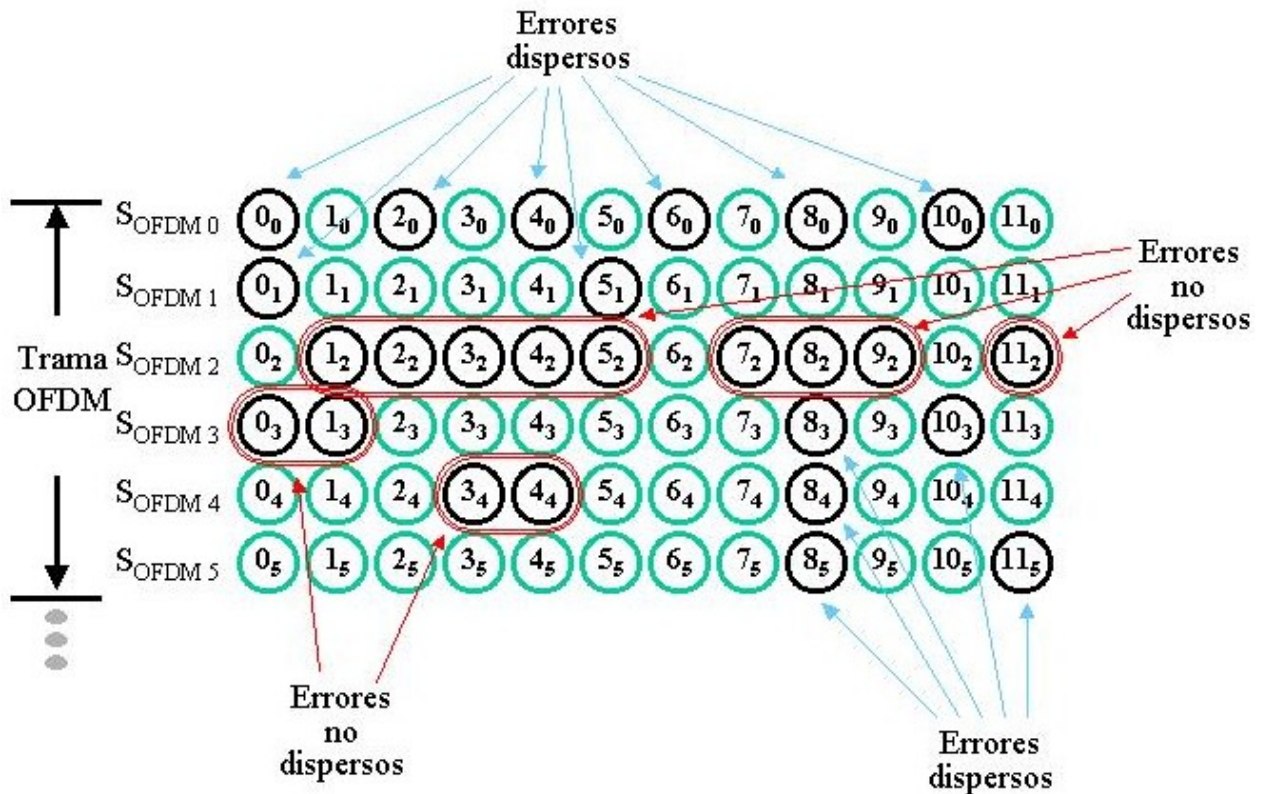


Figura 1.74: Desentrelazamiento en tiempo.

Utilizando el mismo caso de la figura 1.68 ahora se le aplicara primero el entrelazamiento en frecuencia y después el entrelazamiento en tiempo al nivel símbolos basándose en el entrelazador mostrado en la figura 1.75 (el entrelazador en frecuencia es el mismo de la figura 1.69 y el entrelazador en tiempo es el mismo de la figura 1.72), se obtiene una mezcla del entrelazamiento en frecuencia y el entrelazamiento en tiempo como el mostrado en la figura 1.76 (observar la parte de la trayectoria de la información transmitida que esta modificada) que incluye la interferencia que afectan a algunas portadoras y la cancelación de la señal, con esto se logra que al desentrelazar en tiempo se dispersan la buena parte de los símbolos que están correlacionados entre si (ver figura 1.77). Con una buena parte de los errores dispersos la corrección de error frontal del receptor incrementa su desempeño.

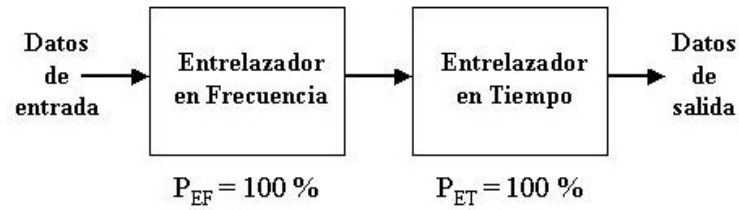


Figura 1.75: Entrelazador en frecuencia + Entrelazador en tiempo.

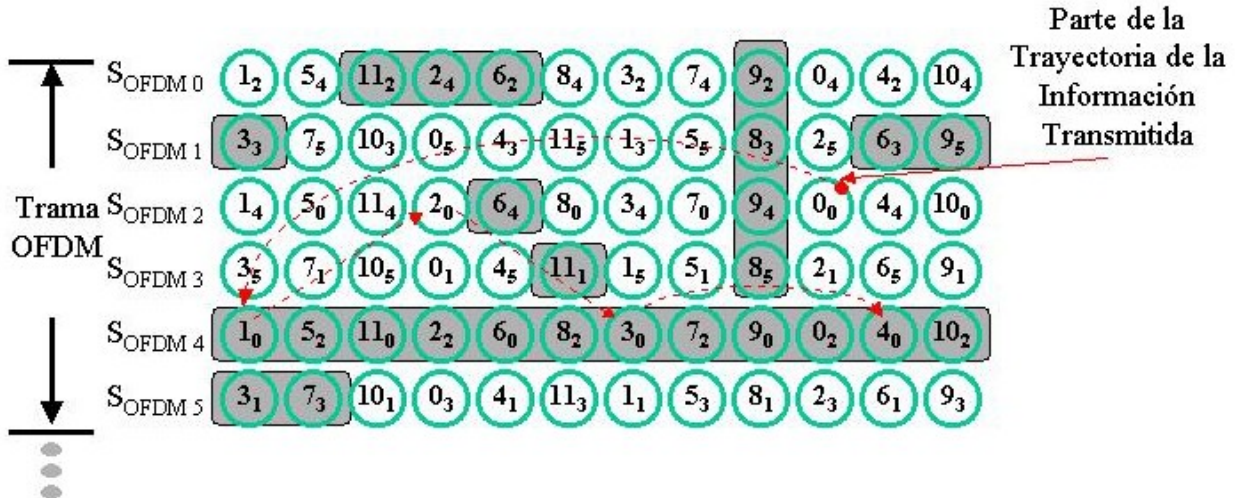


Figura 1.76: Entrelazamiento en frecuencia + Entrelazamiento en tiempo.

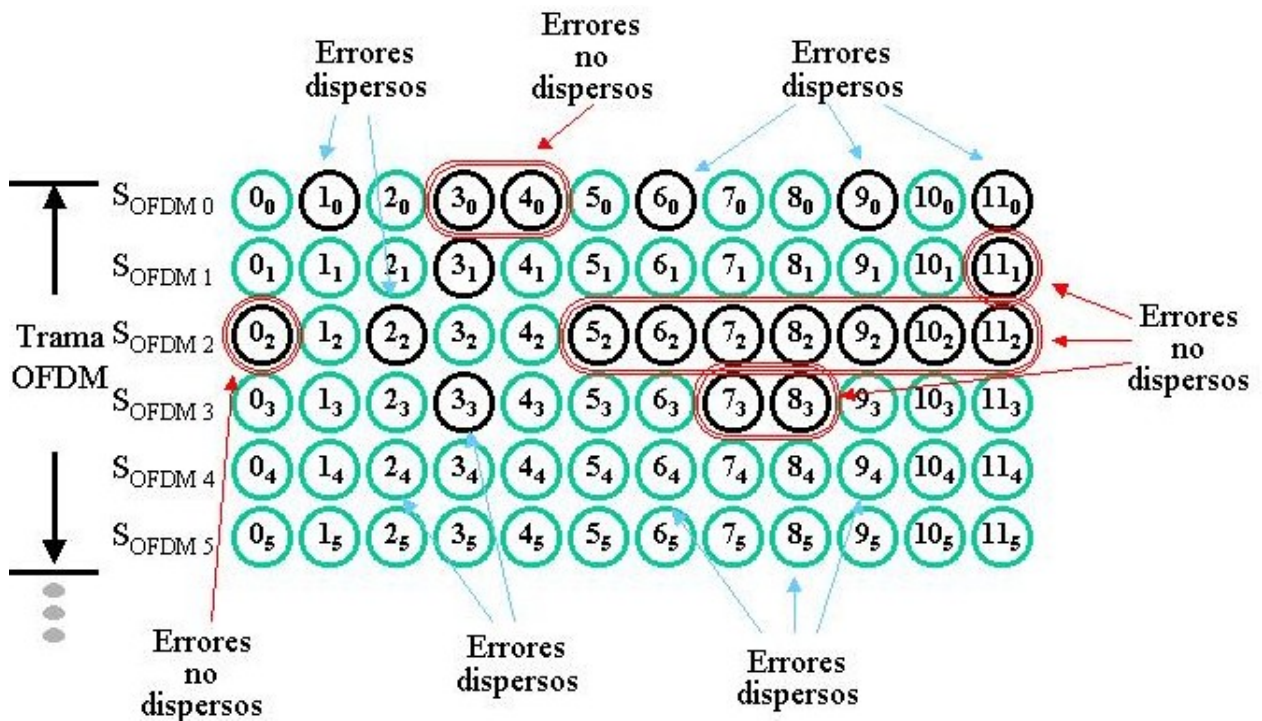


Figura 1.77: Desentrelazamiento en frecuencia + Desentrelazamiento en tiempo.

Utilizando el mismo caso de la figura 1.68 ahora se le aplicara el entrelazamiento en tiempo y frecuencia al nivel símbolos basándose en el entrelazador mostrado en la figura 1.78 (el entrelazador esta configurado con 3 ramas se supondrá para QAM-8, cada registro por rama almacena 24 símbolos y luego se le aplica una rotación individual a cada uno), se obtiene un entrelazamiento en tiempo y frecuencia como el mostrado en la figura 1.79 (observar la parte de la trayectoria de la información transmitida que esta modificada) que incluye la interferencia que afectan a algunas portadoras y la cancelación de la señal, con esto se logra que al desentrelazar en tiempo y frecuencia se dispersan la buena parte de los símbolos que están correlacionados entre si (ver figura 1.80). Con una buena parte de los errores dispersos la corrección de error frontal del receptor incrementa su desempeño.

Si se compara los 4 sistemas de entrelazamiento, el único entrelazamiento que tiene un desempeño acepta para dispersas la mayor partes de errores consecutivos es el entrelazamiento en tiempo para el caso de la figura 1.68 debido a que contempla la cancelación de la señal que es un caso critico que afecta la señal COFDM transmitida.

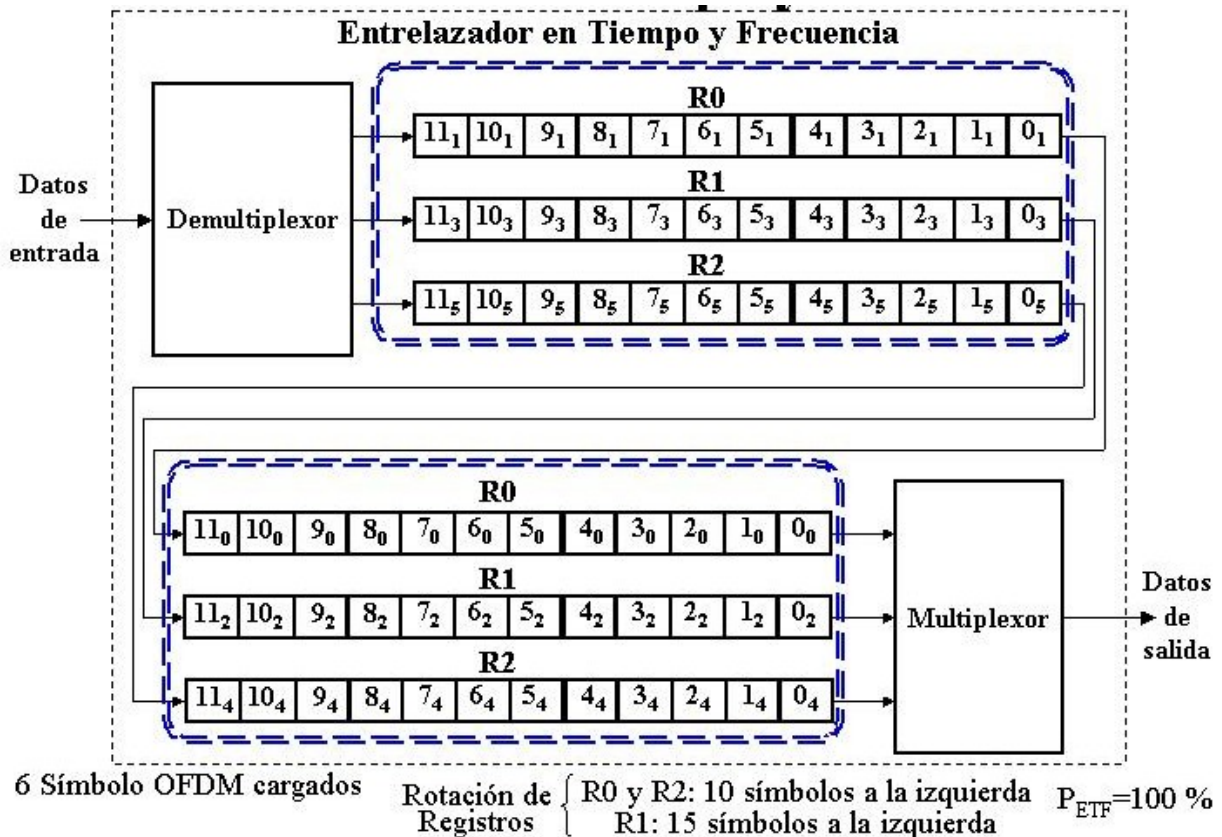


Figura 1.78: Entrelazador en tiempo y frecuencia.

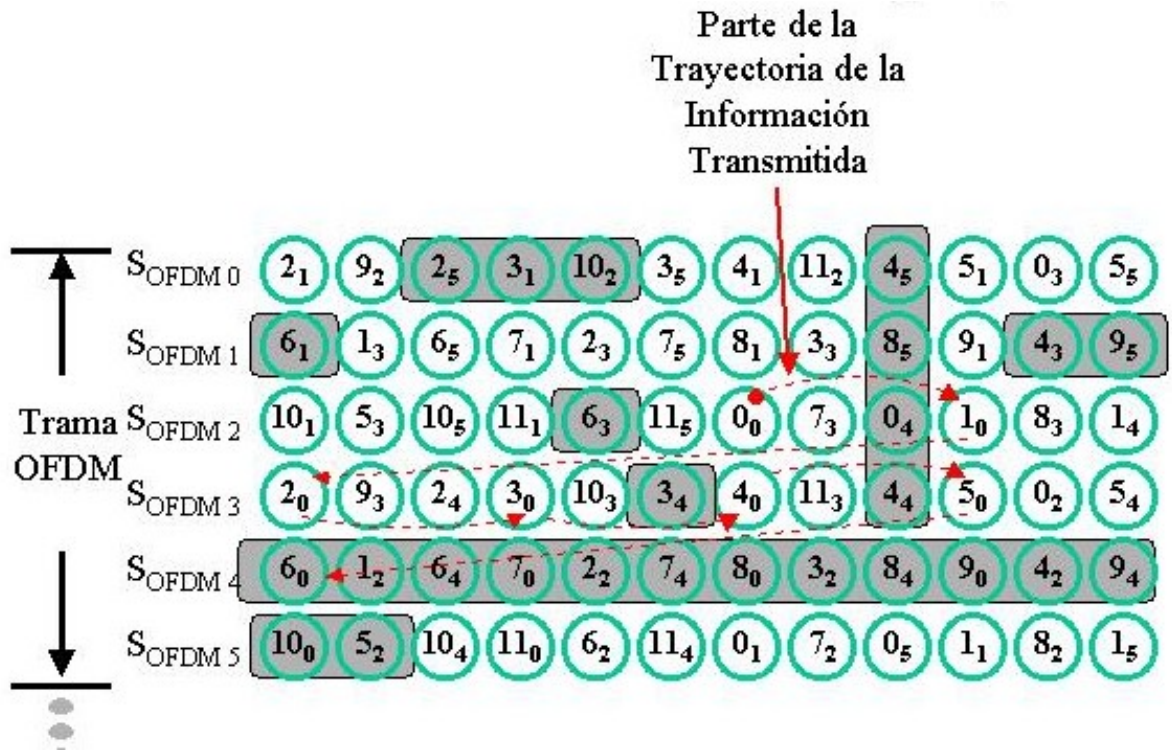


Figura 1.79: Entrelazamiento en tiempo y frecuencia.

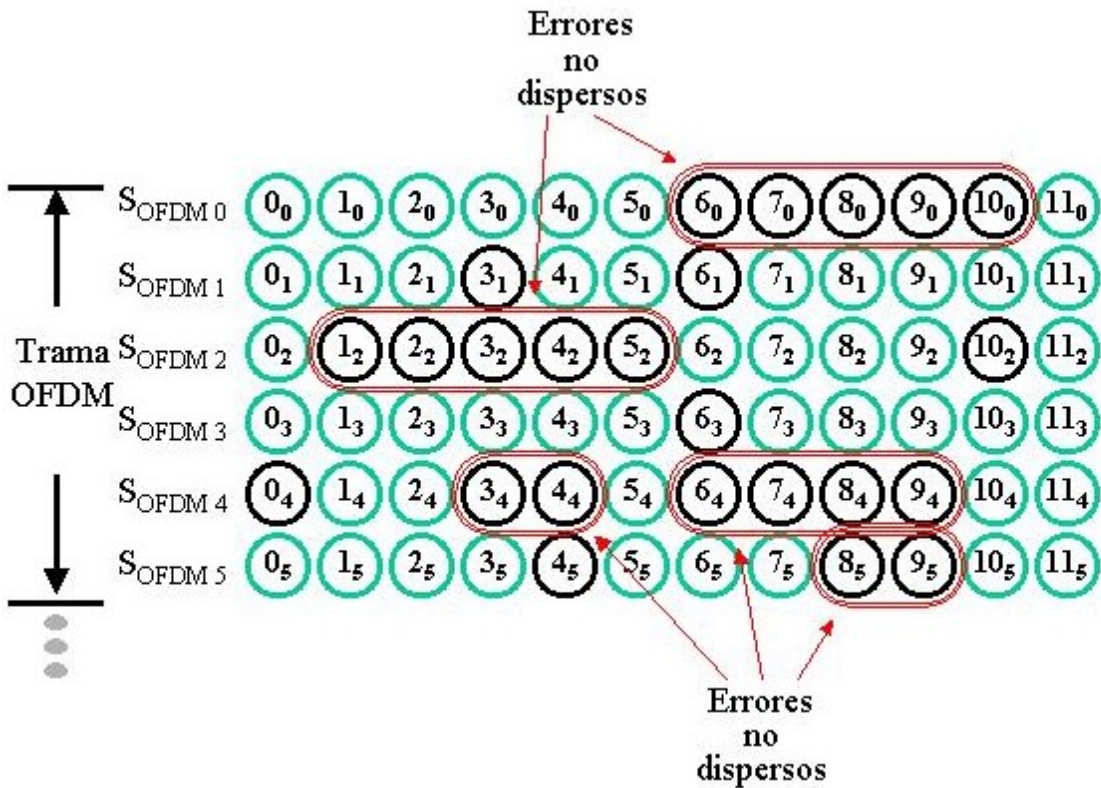


Figura 1.80: Desentrelazamiento en tiempo y frecuencia.

1.15 Decodificador FEC en COFDM

La función principal del decodificador FEC es corregir una buena cantidad o todos los bits que se recibieron incorrectamente en el receptor durante el proceso de transmisión, pero todo depende de como se configuro la corrección de error frontal (FEC), al tipo de entrelazamiento de portadora utilizado en el sistema COFDM y además al grado de interferencia que sufrió la señal COFDM transmitida. El modelo simplificado de un decodificador FEC esta en la figura 1.81.

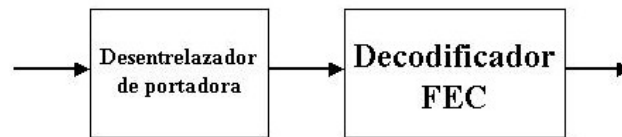


Figura 1.81: Decodificador FEC.

1.15.1 Decodificador de Viterbi

Como en COFDM se utiliza como código principal del canal el código convolucional y para decodificarlo se utiliza el decodificador de viterbi que consiste en un algoritmo basado en el diagrama de Trellis que esta conformado por una serie de trayectoria que toma los bits codificados al ir cambiando de estado a estado en un codificador convolucional y así comparan las trayectorias almacenadas con la recibida para obtener la trayectoria transmitida o la mejor que sea posible y recuperar de este modo los bits que fueron transmitidos.

Por ejemplo, se desea transmitir 8 bits los cuales son: 11001011, con un transmisor COFDM que tiene un codificador convolucional de tasa de 1/2 (ver figura 1.82), el cual tiene un diagrama de estado y un diagrama de Trellis donde se representan las distintas transiciones y trayectorias que toman 8 bits entradas de cualquier estado lógico, los bits codificados obtenidos son: **11 10 10 11 11 01 00 10**. En el receptor COFDM se reciben los 16 bits codificados que fueron transmitidos los cuales son: **10 10 11 11 01 01 00 10**, hay 3 bits que cambiaron sus estados lógicos por la interferencia en el canal de comunicaciones, ahora el decodificador de viterbi (ver figura 1.83) comienza a trabajar con los 16 bits codificados obteniendo varias trayectorias incompletas basándose en el diagrama de Trellis que tiene almacenado y luego decide la

trayectoria optima, reconstruyendo de esta forma la trayectoria original para recuperar la secuencia transmitida la que es 11001011.

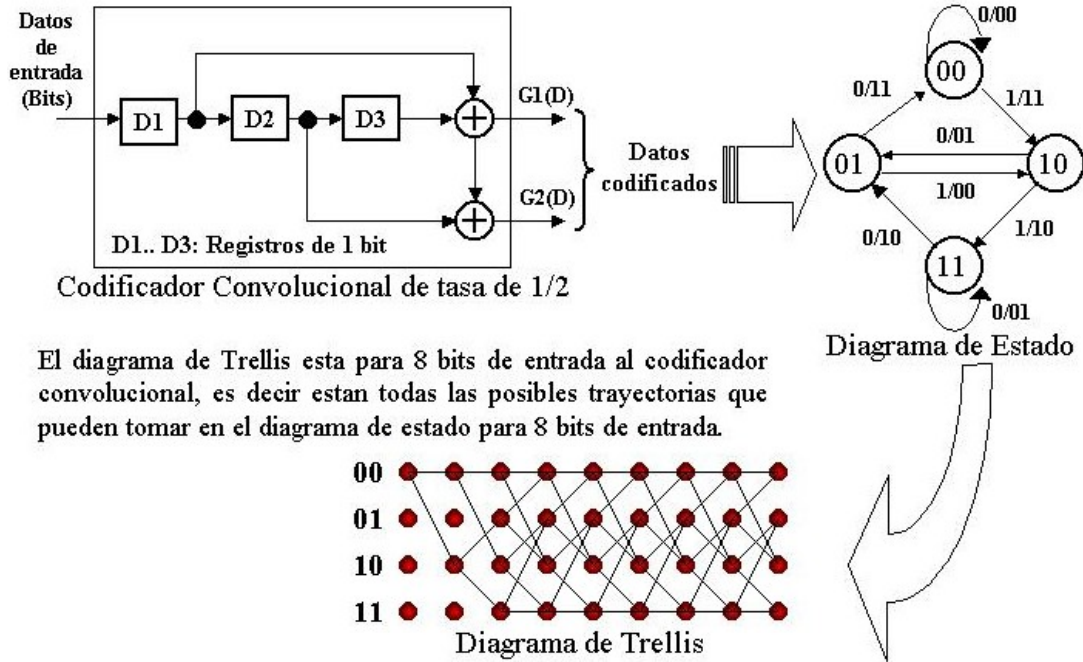


Figura 1.82: Codificador convolutivo de tasa de 1/2.

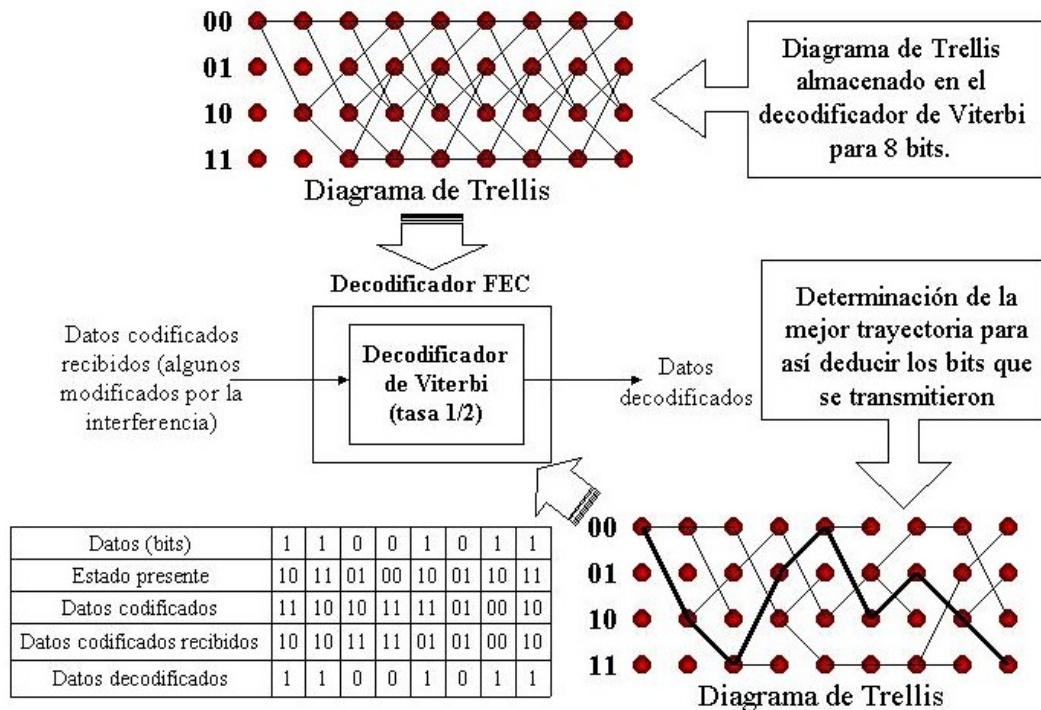


Figura 1.83: Decodificador de viterbi.

1.16 Información de estado del canal y soft-decision

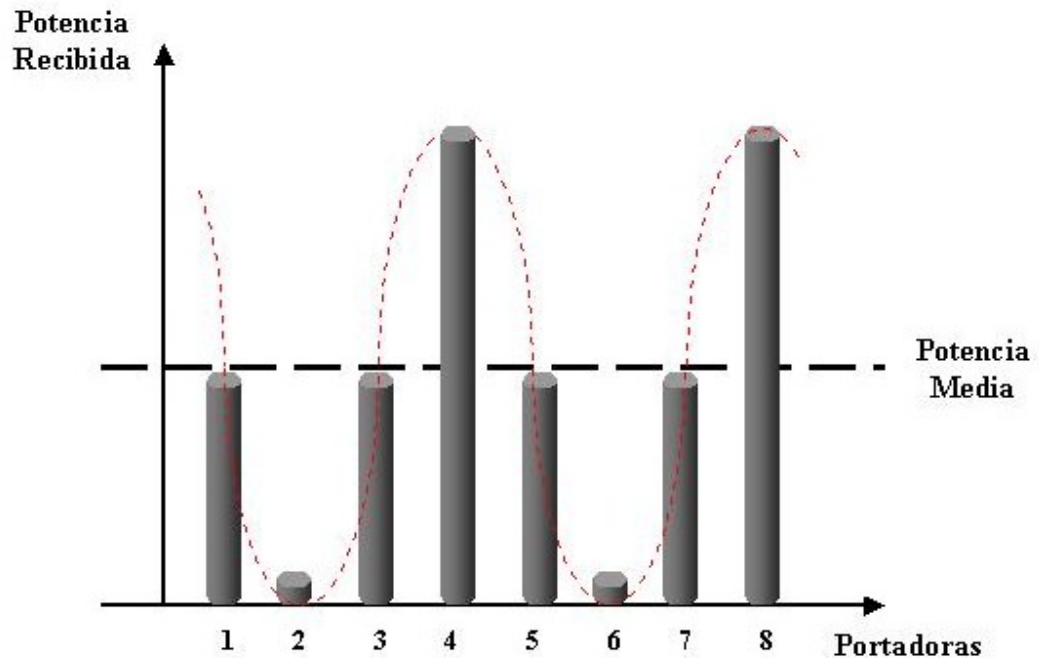
Al usar el esquema de modulación coherente en las portadoras de datos se requiere además de la ecualización del canal mejorar la eficiencia del decodificador de viterbi en el receptor a consecuencia del multitrayecto y la interferencia en el canal que modifican la amplitud y fase de cada portadora de datos, es decir, cambia los estados lógicos de los bits de cada símbolo. Desde otro punto de vista al requerir transmitir altas tasa binaria de datos se necesita obligatoriamente el esquema de modulación coherente por ejemplo QAM-32 o más niveles, que trae como consecuencia un estrechamiento de los puntos de la constelación haciéndola más vulnerable a la interferencia al limite de no saber reconocer que el punto de la constelación que fue demodulado tal vez no sea el mismo el que fue transmitido trayendo como resultado que la corrección de errores del receptor pierde desempeño debido a muchos estados lógicos falsos de los bits, entonces se requiere cancelar esos estados lógicos. Para ello se utiliza:

- Información de Estado del Canal (CSI: Information State Channel): Es obtenida mediante los símbolos de datos, la información entregada es la SNR de cada símbolo de datos y su posición dentro de cada símbolo OFDM.
- Decodificación con Decisión Flexible (Soft-Decision Decoding): Aquí se utiliza la CSI y a través de método probabilísticos o otros métodos para estimar el estado lógico de los bits de salida más apropiado según el estado del canal.

Cuando se modulan los datos sobre múltiples portadoras como en COFDM, varias portadoras tendrán razones de señal a ruido (SNR) diferentes. Por ejemplo, una portadora la cual cae dentro de una hendidura en la respuesta de frecuencia comprenderá ruido mayormente, mientras que una en un pic sufrirá mucho menos. Además de las variaciones de símbolo a símbolo, hay otro factor para tomar en cuenta en la decodificación con soft-decision, los datos llevados por las portadoras que tienen una SNR alta son previamente más fiables que aquellas llevadas por las portadoras que tienen SNR baja. Esta extraordinaria información previa es usualmente conocida como información de estado del canal (CSI).

Al incluir la información de estado del canal en la decodificación con soft-decision es la llave para incrementar el desempeño de COFDM en la presencia del desvanecimiento selectivo en frecuencia y la interferencia que afectan a las portadoras.

En la figura 1.84 se muestra un simple ejemplo en un canal selectivo en el cual hay un eco de 0 dB de retraso prolongado que causa que 1 portadora de cada 4 es nula, mientras que otra portadora de cada 4 se reforzó y permaneciendo dos portadoras que están intactas. Aunque solamente unas pocas portadoras de COFDM se ilustran, el patrón se repite cíclicamente para todas ellas. La curva punteada representa la respuesta de frecuencia de la potencia media del canal formada por las dos trayectorias. Ahora 1 portadora de cada 4 esta nula por el canal pero los bits correspondientes a esa portadora se marcan efectivamente como cancelados por la utilización de la decodificación con soft-decision, gracias a la aplicación de información de estado del canal. Dos de las tres portadoras restantes se recibieron a la misma SNR, mientras 1 portadora se reforzó realmente y tiene una SNR mejorada los bits de cada símbolo que modulan esas 3 portadoras no se cancelan.



Información de estado del canal (channel-state information :CSI)
CSI = SNR y posición de cada símbolo de datos

Figura 1.84: El efecto en 8 portadoras de un eco de 0 dB de retraso prolongado.

Si se compara la decodificación con soft-decision y la decodificación con hard-decision tomando como referencia la SNR de cada símbolo se tiene:

– Soft-decision para:

➤ $\frac{S}{N} \geq 75\%$: Los bits que contiene el símbolo son confiables.

➤ $\frac{S}{N} < 75\%$: Los bits que contiene el símbolo no son confiables y se cancelan todos es decir a estado lógico 0 cada uno. Logrando así incrementar bastante la eficiencia del decodificador de viterbi

– Hard-decision para:

➤ $\frac{S}{N} \geq 100\%$: Los bits que contiene el símbolo son confiables.

➤ $\frac{S}{N} < 100\%$: Los bits que contiene el símbolo no son confiables y se cancelan todos es decir a estado lógico 0 cada uno. Logrando así incrementar medianamente la eficiencia del decodificador de viterbi

En la figura 1.85 se muestra un ejemplo de la parte del espectro de una señal de un sistema COFDM en el cual se exponen solamente 11 portadoras que están siendo influidas por la interferencia que afecta selectivamente, las cuales tienen todas SNRs diferentes. Si ahora se compara soft-decision con hard-decision usando el criterio de que SNR de 100% es el nivel normal de la portadora y un SNR de 75% es un ejemplo que varía según la constelación en uso del esquema de modulación de la portadora, se tiene que soft-decision no cancela los bits de los símbolos que modulan a 7 portadoras de las 11 y hard-decision no cancela los bits de los símbolos que modulan a 5 portadoras de las 11. Es decir, soft-decision tiene un nivel de decisión ajustable con respecto a la constelación en uso.

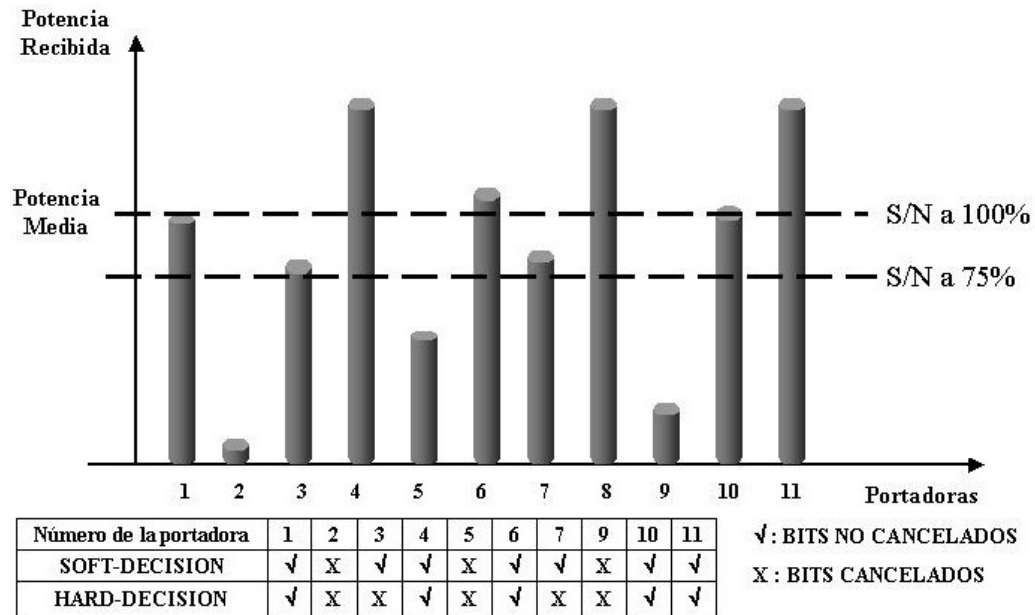


Figura 1.85: Comparación de Soft-decision y Hard-decision.

En la figura 1.86 se muestra el diagrama en bloque de algunas partes que componen un demodulador COFDM en el cual el bloque de estado del canal es el responsable de obtener la SNR y posición en el símbolo OFDM de cada símbolo de datos esta información es distribuida con una salida llamada CSI y además este bloque está ante del bloque de la ecualización para no modificar las amplitudes y fases de los símbolos. El bloque de decodificación con Soft-decision o Hard-decision es el encargado de cancelar o no cancelar todos los bits del símbolo que fue demodulado (demodulador QAM-64) basándose en la información entregada por la CSI.

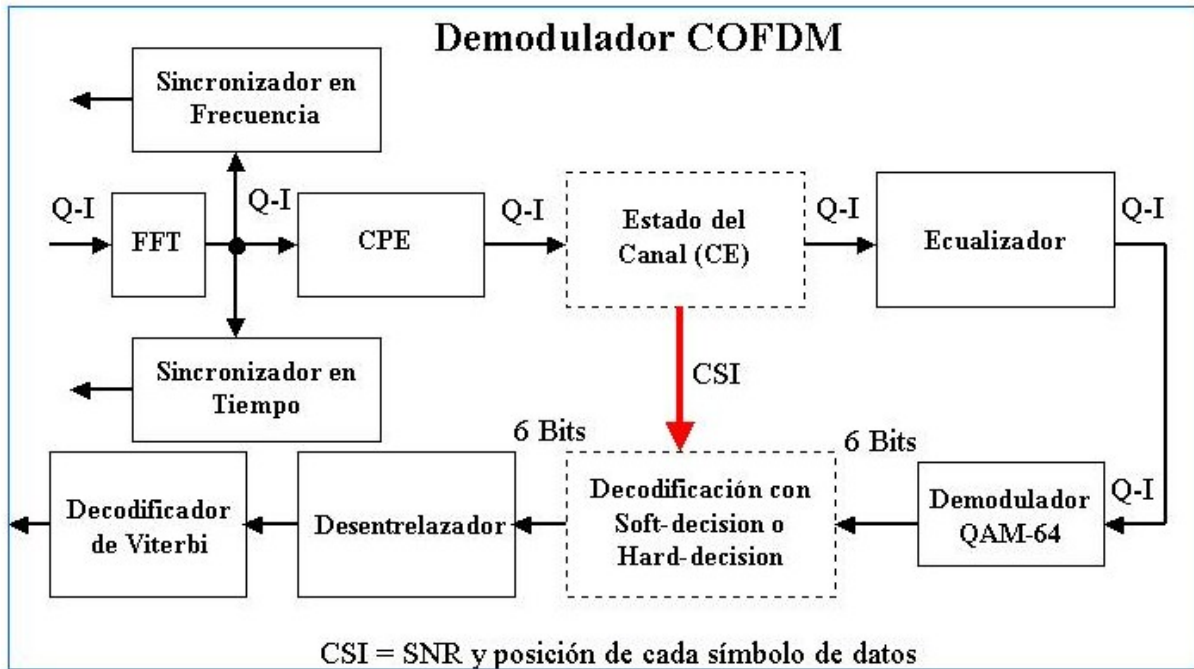


Figura 1.86: Receptor COFDM con demodulación con Soft-decision o Hard-decision.

1.17 Sincronización en COFDM

La sincronización es un proceso que realiza el receptor COFDM para así ajustar la ventana del periodo de integración de la FFT en una posición óptima y obtener la mejor calidad muestra obtenida en el proceso de muestreo. Además de lograr la alineación de las tramas OFDM o supertramas OFDM para entonces demodular las portadoras de datos y aplicar la corrección de errores en el receptor.

Para demodular en forma correcta la señal transmitida, el receptor debe muestrear la señal durante el intervalo de tiempo del símbolo útil (T_u), no durante el intervalo de tiempo del intervalo de guarda, por lo tanto, la ventana de tiempo debe situarse con precisión en el instante en que se presenta cada símbolo OFDM.

Para realizar la sincronización en un receptor COFDM existen dos métodos:

1. **Por un símbolo nulo OFDM y los símbolos de referencia de fase:** La sincronización en tiempo se realiza en el receptor (ver figura 1.87) con un símbolo nulo OFDM usando un detector de amplitud. Además la duración del símbolo nulo es hasta el doble del símbolo útil. La sincronización en frecuencia se realiza en el receptor con los símbolos de

referencia de fase que entrega información (medida de los errores en frecuencia de los Osciladores Locales) al AFC del sintonizador. Además de entregan la referencia de fase para la demodulación diferencial, por ejemplo DQPSK. También se puede utilizar para mejorar la sincronización en tiempo en el receptor, pasando información a un desplazador de la frecuencia de muestreo (DFM) que controla el ADC o a un interpolador de tiempo (IT) en el receptor. La sincronización de trama OFDM se logra con el símbolo OFDM nulo.

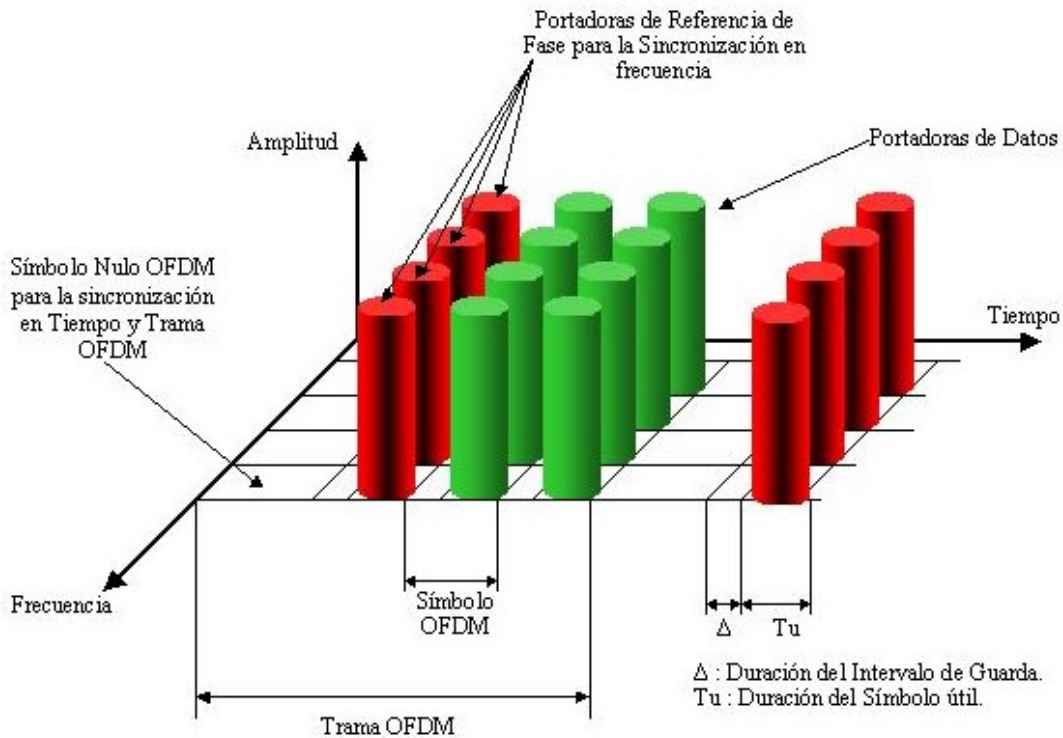


Figura 1.87: Sincronización por un símbolo nulo OFDM y los símbolos de referencia de fase.

2. **Por portadoras pilotos:** La sincronización en tiempo se realiza en el receptor (ver figura 1.88) con las portadoras pilotos fijas que pasan información (medida de error) al interpolador de tiempo o al desplazador de la frecuencia de muestreo del ADC. La sincronización en frecuencia se realiza en el receptor con las portadoras pilotos fijas que pasan información (medida de error en frecuencia) al AFC analógico o digital del receptor. Las portadoras pilotos dispersas son usadas para un fino sincronismo en tiempo y frecuencia en el receptor. La sincronización de trama OFDM o supertrama OFDM se logra con un patrón de un grupo de portadoras pilotos.

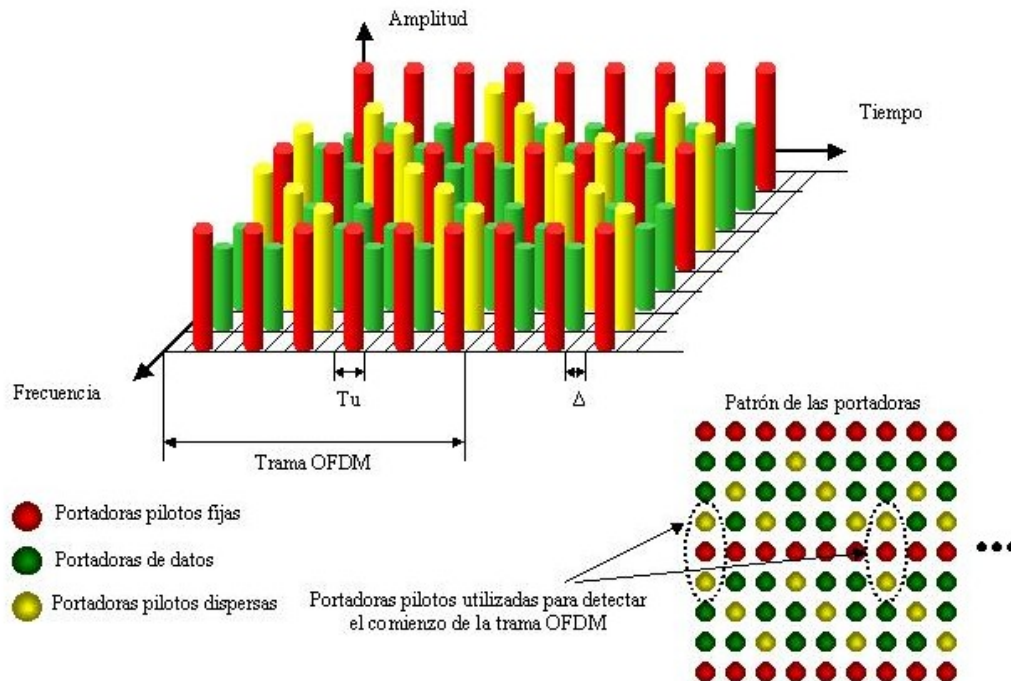


Figura 1.88: Sincronización por portadoras pilotos.

1.17.1 Sistemas de sincronización

Con cada uno de los dos métodos de sincronización anteriores se logra la sincronización en tiempo, frecuencia y trama pero esto se realiza utilizando uno de los tres sistemas que llevan a cabo esta función, los cuales son:

1. Sistema 1: Sincronizador en Tiempo y Frecuencia.
2. Sistema 2: Sincronizador en Tiempo y Frecuencia.
3. Sistema 3: Sincronizador en Tiempo y Frecuencia.

El objetivo general de cada sistema es:

- Lograr la mejor calidad de cada muestra obtenida en el proceso de muestreo durante la sincronización en tiempo y frecuencia.
- Realizar la sincronización de trama OFDM o Supertrama OFDM utilizando un detector de comienzo de trama (DCT).

1.17.1.1 Sistema 1: Sincronizador en Tiempo y Frecuencia

En este sistema (ver figura 1.89) en la etapa de eliminación del intervalo de guarda antes que se elimine el intervalo de guarda se debe detectar el comienzo de cada trama OFDM o supertrama OFDM, ya sea por un patrón de portadoras pilotos o por el símbolo nulo OFDM, luego se habilita las salidas de datos (I-Q) para eliminar el intervalo de guarda no antes, logrando así la sincronización de las trama OFDM o supertrama OFDM.

A la salida de FFT hay un sincronizador en tiempo y un sincronizador de frecuencia ambos independientes cada uno extrae la información contenida en los símbolos pilotos o símbolos de referencia de fase para luego realizar su función, todo este proceso se realiza mientras ya sé esta procesando la información de las portadoras de datos, es decir, el efecto de sincronización en tiempo y frecuencia ya esta afectando los símbolos de datos.

Una vez obtenida una optima sincronización en tiempo y frecuencia los sincronizadores en tiempo y frecuencia sé deshabilitan para solamente monitorear el sincronismo hasta que se empiece a perder el sincronismo y otra vez se habilitan los sincronizadores.

1.17.1.2 Sistema 2: Sincronizador en Tiempo y Frecuencia

En este sistema la sincronización en tiempo y frecuencia (ver figura 1.90) se separan en dos etapas:

1. El sincronizador en tiempo realiza la sincronización en tiempo antes que se elimine el intervalo de guarda utilizado el símbolo nulo OFDM o las portadoras pilotos una vez terminado este proceso se habilita el DCT para que detecte el primer comienzo de trama OFDM o supertrama OFDM y luego habiliten las salidas de datos (I-Q) para la entrada del eliminador del intervalo de guarda, logrando así la sincronización de las trama OFDM o supertrama OFDM.
2. El sincronizador en frecuencia realiza la sincronización en frecuencia después que la FFT procesa un símbolo OFDM y comienza a extrae la información contenida en los símbolos pilotos o símbolos de referencia de fase para luego realizar su función, todo este proceso se realiza mientras el demultiplexor de trama extrae la información de los símbolos de

información del sistema para configurar el receptor, una vez obtenida una óptima sincronización en frecuencia (más la habilitación CIS) se habilita el DCT para que detecte el primer comienzo de trama OFDM o supertrama OFDM y luego habiliten las salidas de datos (I-Q) para la entrada de la otra etapa del receptor.

Una vez terminada las dos etapas anteriores la sincronización en tiempo y frecuencia no afectan a los símbolos de datos.

Cuando se comienza a perder o se pierde la sincronización tiempo y frecuencia se debe reanudar el mismo proceso.

Confirmación de Información del Sistema (CIS) es una línea de habilitación se utiliza para receptores COFDM que emplean diferentes duraciones de intervalos de guardas, números de puntos de la FFT y duraciones del símbolo útil.

1.17.1.3 Sistema 3: Sincronizador en Tiempo y Frecuencia

En este sistema la sincronización en tiempo y frecuencia (ver figura 1.91) se separan en dos etapas:

1. El presincronizador en tiempo y frecuencia realiza la sincronización en tiempo y frecuencia parcial, es decir, no completa, antes que se elimine el intervalo de guarda, utilizado para ello el símbolo nulo OFDM o las portadoras pilotos una vez terminado este proceso se habilita el DCT para que detecte el primer comienzo de trama o supertrama, logrando así la sincronización de las trama OFDM o supertrama OFDM y luego se habilitan las salidas de datos (I-Q) para la entrada del eliminador del intervalo de guarda.
2. El sincronizador en tiempo y frecuencia realiza la sincronización en tiempo y frecuencia después que la FFT procesa un símbolo OFDM y utiliza la información contenida en los símbolos pilotos o símbolos de referencia de fase para luego realizar su función, todo este proceso se realiza mientras el demultiplexor de trama extrae la información de los símbolos de información del sistema para configurar el receptor, una vez obtenida una óptima sincronización en tiempo y frecuencia (más la habilitación CIS) se habilita el DCT

para que detecte el primer comienzo de trama OFDM o supertrama OFDM y habilite la salida de datos para la entrada de la otra etapa del receptor.

Una vez terminada las dos etapas anteriores la sincronización en tiempo y frecuencia no afectan a las portadoras de datos.

Cuando se comienza a perder o se pierde la sincronización tiempo y frecuencia, el sincronizador de tiempo y frecuencia bloquea al DCT y comienza a establecer otra vez el sincronismo.

Confirmación de Información del Sistema (CIS) es una línea de habilitación se utiliza para receptores COFDM que emplean diferentes duraciones de intervalos de guardas, números de puntos de la FFT y duraciones del símbolo útil.

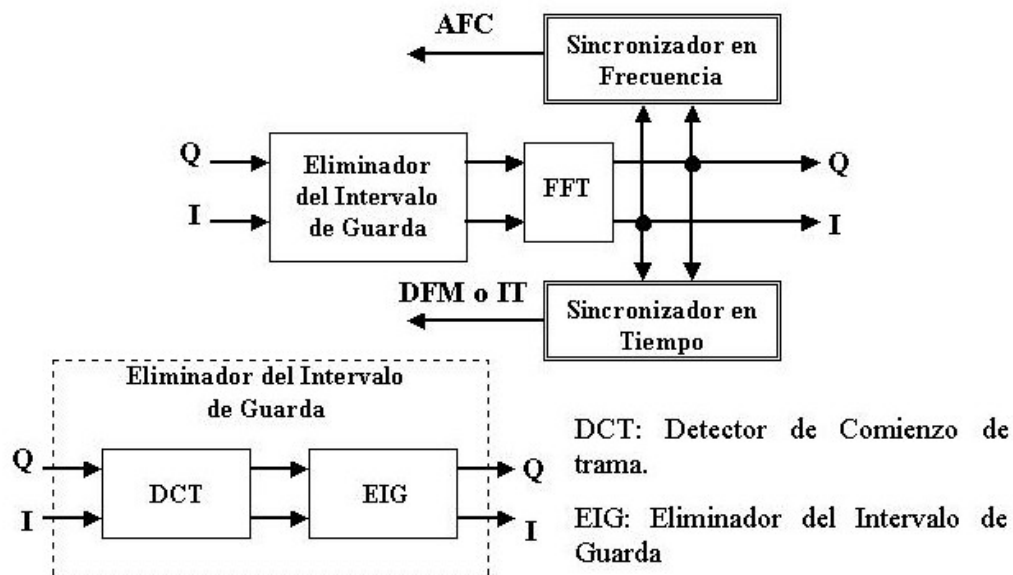


Figura 1.89: Sistema 1 - Sincronizador en tiempo y frecuencia.

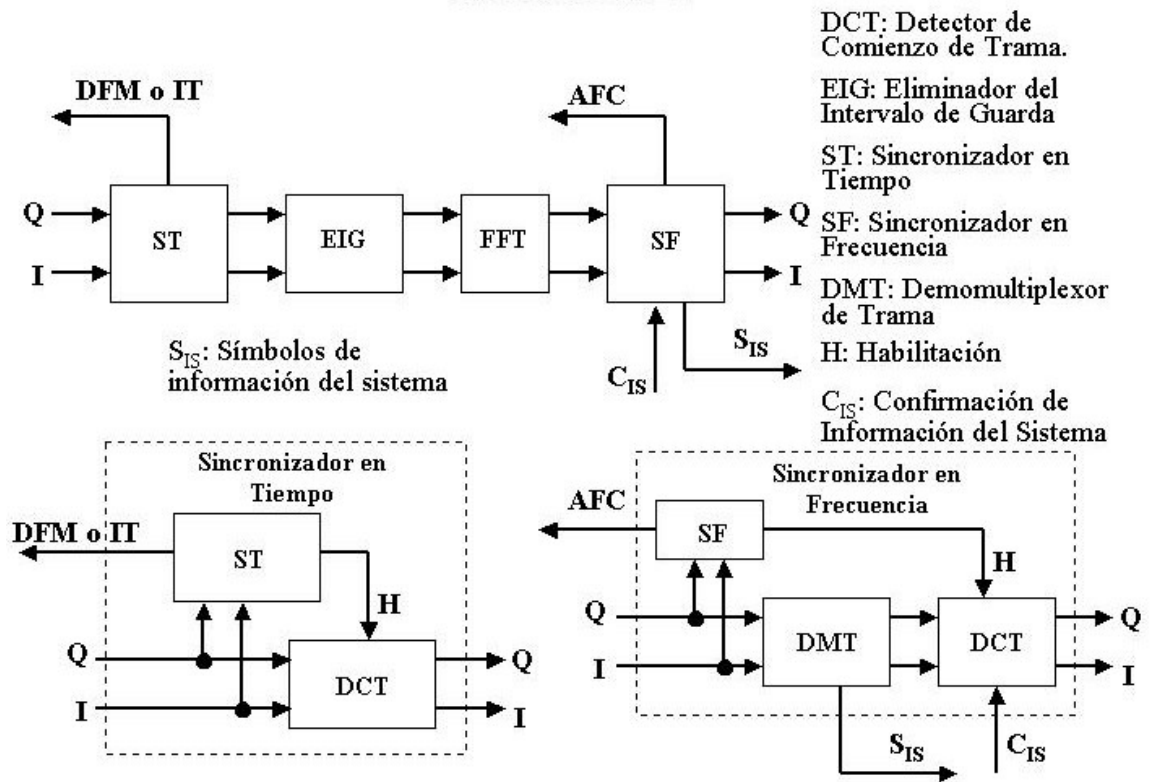


Figura 1.90: Sistema 2 - Sincronizador en tiempo y frecuencia.

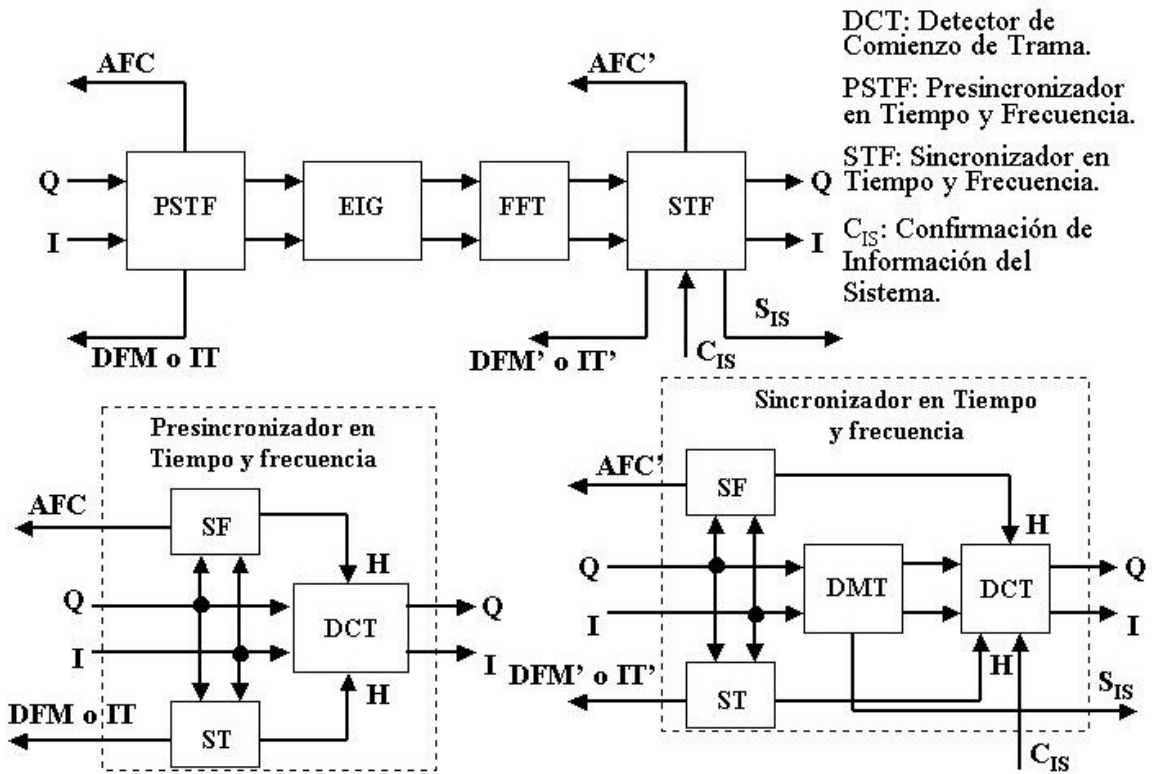


Figura 1.91: Sistema 3 - Sincronizador en tiempo y frecuencia.

1.18 Ecualización y portadoras pilotos en COFDM

La ecualización tiene como objetivo reducir lo más que sea posible las distorsiones causadas por el canal transmisión que afectan a cada portadora de datos dentro cada símbolo OFDM. Como la interferencia intersímbolo es eliminada por el intervalo de guarda, la ecualización solo tiene que reducir o eliminar la interferencia intrasímbolo para así compensar cada punto de la constelación que modula cada portadora de datos.

Para que el receptor de COFDM realice la ecualización es necesario utilizar portadoras pilotos ya sean fijas o dispersas, cada una de estas portadoras pilotos se distribuyen según un patrón predeterminado dentro de un símbolo OFDM y trama OFDM (ver figura 1.92), luego se interpolan estas portadoras pilotos usando un filtro 1-D o 2-D logrando ecualizar todas las constelaciones que modulan cada portadora de datos.

En general todo sistema COFDM que transmitan con una tasa binaria de transmisión mucho mayor a 1Mbit/seg que utilizan esquemas de modulación coherente para la modulación de los símbolos de datos se requiere obligatoriamente la ecualización. La cantidad de portadoras pilotos corresponden al 7 hasta 9 (%) con respecto a las portadoras de datos por símbolo OFDM comúnmente.

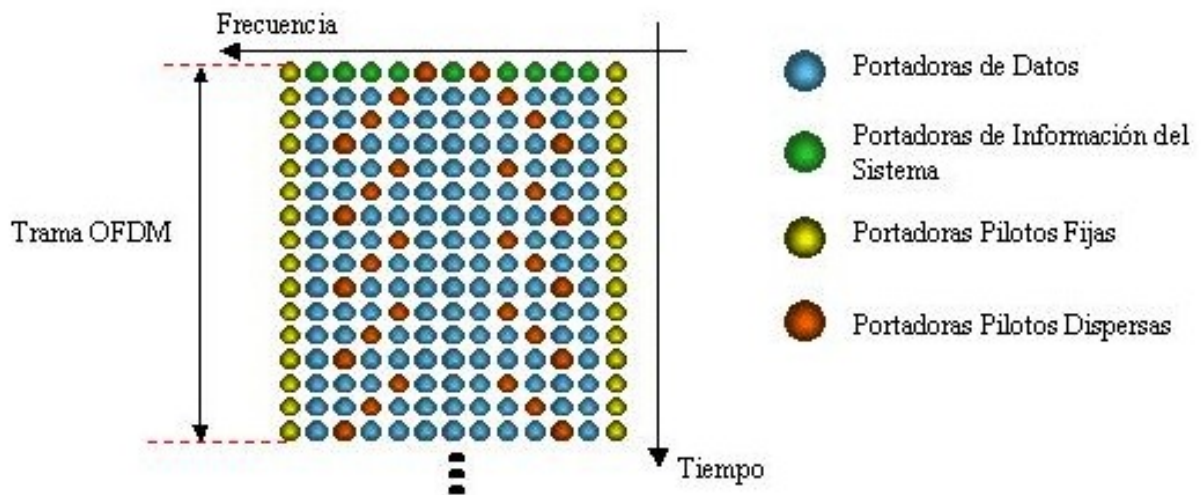


Figura 1.92: Ejemplo del patrón de inserción de portadoras pilotos fijas y dispersas dentro del símbolo OFDM y trama OFDM.

1.19 Modulación jerárquica en COFDM

La modulación jerárquica permite integrar la modulación QPSK dentro de la constelación de QAM de 16 o más niveles permitiendo transmitir dos servicios al mismo tiempo (ver tabla 1.5) y hace que la transmisión de QPSK sea menos susceptible a las interferencias que en el caso de QAM de 16 o de más niveles no jerárquicos.

Con la modulación jerárquica en COFDM se logra modular dos flujos de datos proveniente del codificador de la fuente (ver figura 1.93) uno de baja prioridad (LP: Low Priority) y otro de alta prioridad (HP: High Priority), ambos flujos son codificados con la misma tasa de codificación y entrelazados (entrelazamiento binario) por separados para darle la misma redundancia. Después los dos bits de HP y n bits de LP de ambos flujos se agrupan sucesivamente formando símbolos que luego representan puntos de constelación de QAM de igual o mayores de 16 niveles con asignación Gray con esto se agrupan los puntos de la constelación (ver figura 1.94) con respecto a los dos bits del flujo de datos de HP consiguiéndose de esta manera separar los dos flujos de datos en cada portadora. Finalmente se aplica el entrelazamiento de portadoras al nivel símbolos para posteriormente modular cada símbolo por separado utilizando para ello el esquema de modulación de QAM de igual o mayores de 16 niveles con asignación Gray. Los receptores con “buenas” condiciones de recepción pueden recibir ambos flujos de datos, mientras aquellos con las condiciones de recepción más pobres pueden solo recibir el flujo de “Alta Prioridad”.

	F_{D1}: Alta prioridad (HP)	F_{D2}: Baja prioridad (LP)
A transmitir: F_{D1} + F_{D2}	Audio de baja calidad (parte a)	Audio de alta calidad (parte b)
	Audio	Datos
	Audio	Video
	Audio y Datos	Video
	Datos	Datos
	Video y Audio de baja calidad (SDTV)	Video y Audio de alta calidad (HDTV)

Tabla 1.5: Ejemplos de flujos de datos HP y LP.

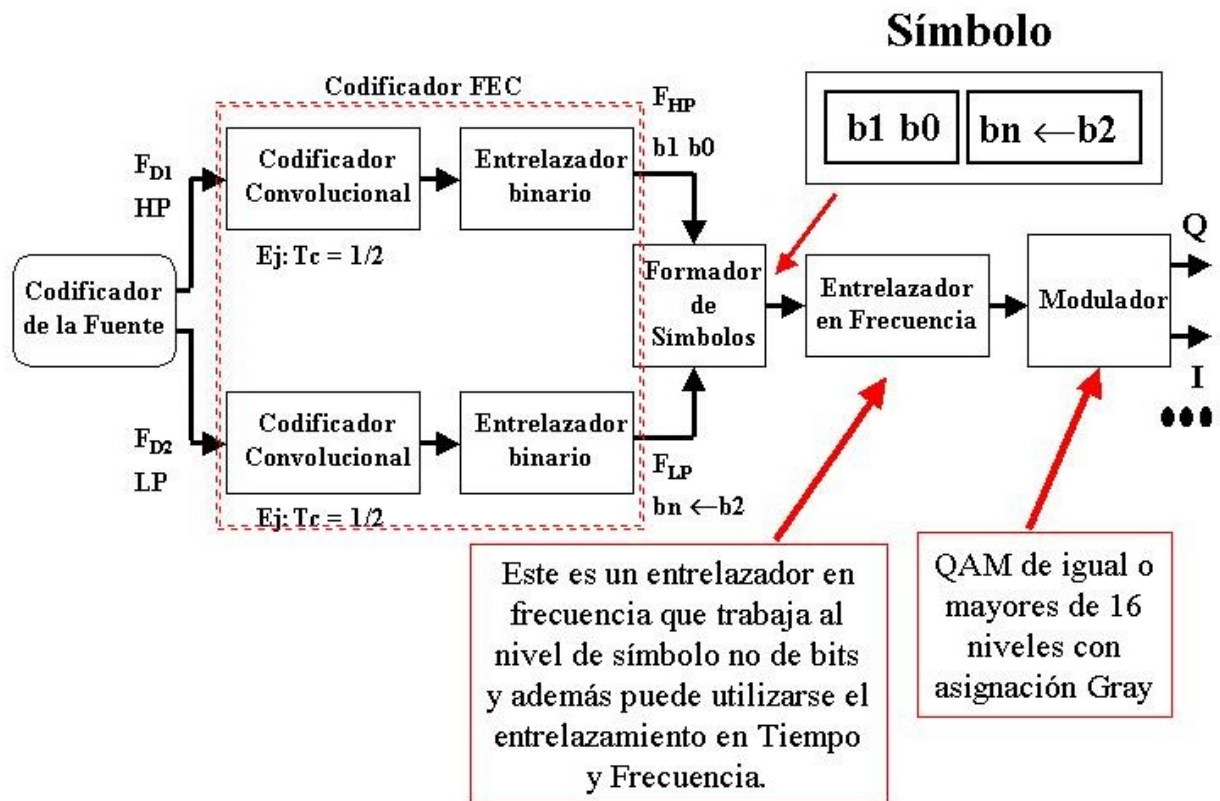


Figura 1.93: Modulador COFDM que utiliza modulación jerárquica.

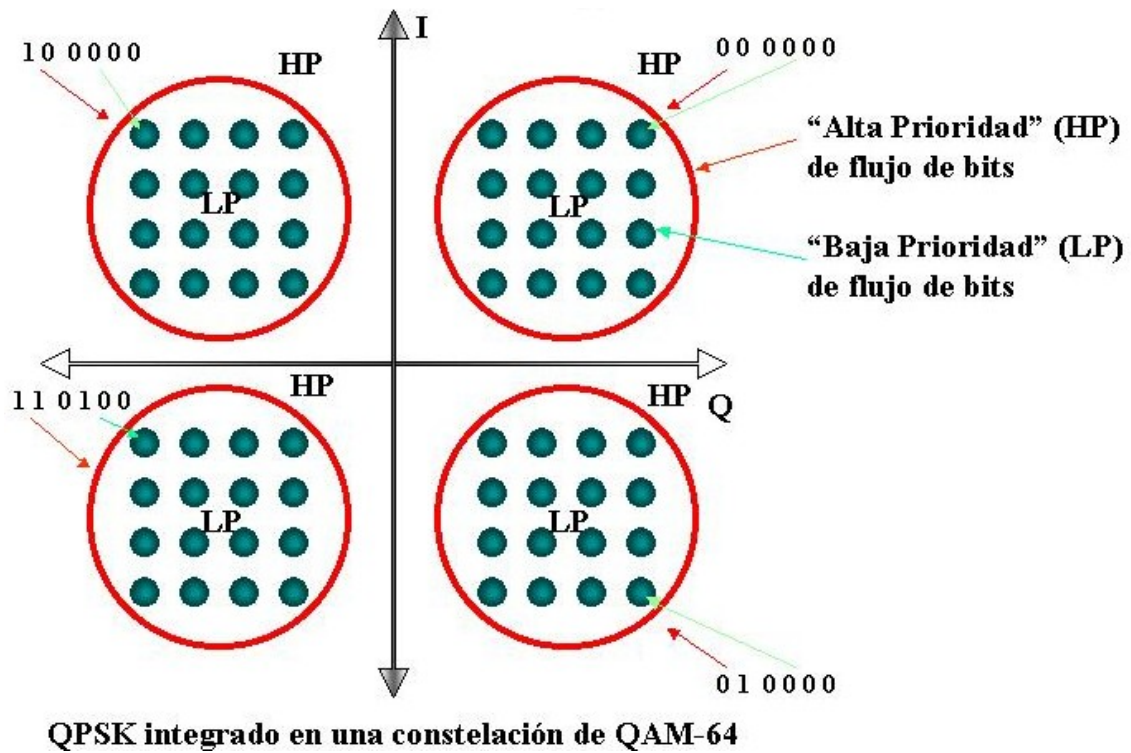


Figura 1.94: Modulación jerárquica.

1.20 Redes de Frecuencia Única (SFN) en COFDM

En un principio se podría pensar que el multitrayecto es debido a causas exclusivamente naturales, pero el hecho de tener herramientas para disminuir los efectos del mismo, puede inducir a pensar que de manera artificial se introduzca un multitrayecto controlado como consecuencia del empleo de redes de frecuencia única.

El espectro para radiodifusión de televisión está muy saturado ya que con el actual sistema de modulación un canal de televisión ocupa el propio canal, los adyacentes, los canales del oscilador y el canal imagen, es decir, cinco más aparte del propio. Además, para la radiodifusión de una misma señal por parte de dos transmisores geográficamente adyacentes, se tiene que usar dos canales distintos, precisamente por culpa del multitrayecto. COFDM se apoya en el intervalo de guarda para reducir los efectos del multitrayecto, sea este natural o artificial, consecuencia de que un receptor reciba señales procedentes de diversos transmisores. Usando la modulación COFDM se podría tener una red de transmisores que operen todos en la misma frecuencia (ver figura 1.95), es decir, una red de frecuencia única (SFN) debido a la utilización del intervalo de guarda.

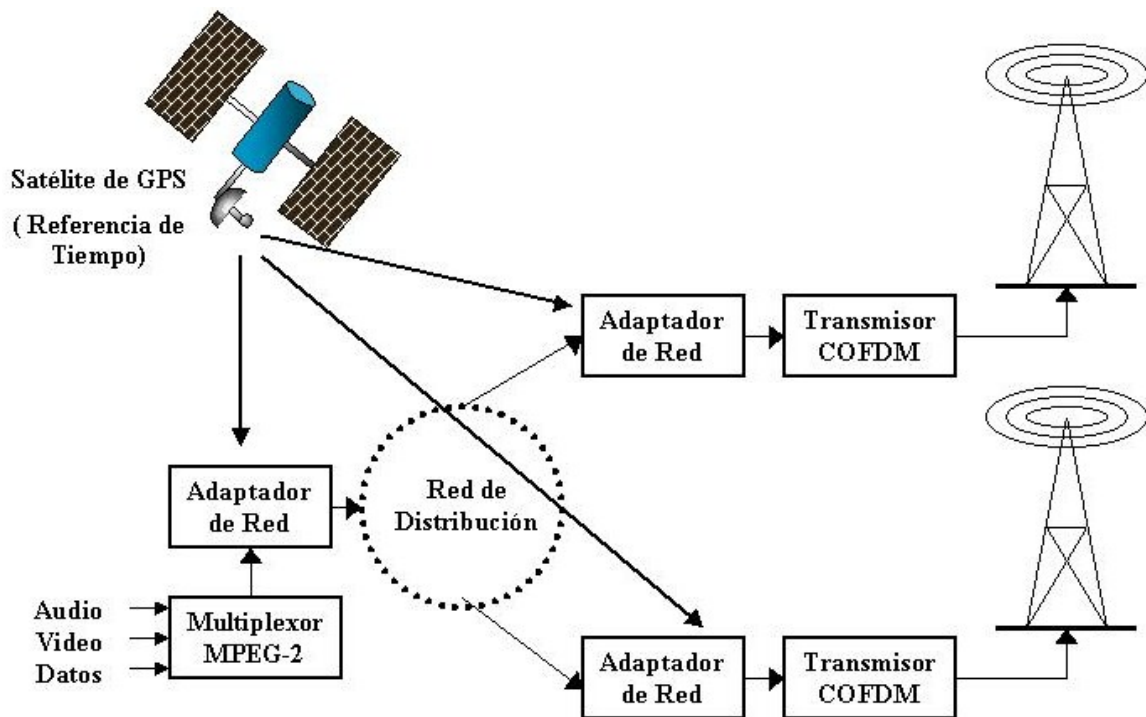


Figura 1.95: Diagrama en bloque de una SFN.

Las ventajas y desventajas de SFNs son:

– **Ventajas:**

- Menor potencia de transmisión debido a la ganancia de la red.
- Mejor cobertura.
- Implementación de redes en ámbito regional o nacional.

– **Desventajas:**

- La red no se puede dividir.
- Es necesaria una sincronización entre los emisores (ver figura 1.95).

La separación máxima teórica entre transmisores (ver figura 1.96) esta determinada por la siguiente expresión:

$$D_{\max} = c \times \Delta \text{ (mt) donde: } c = 3 \times 10^8 \text{ mt / seg}$$

En la practica esta distancia se llega a casi doblar debido al usar tasa de codificación alta, ecualización, entrelazamiento en tiempo y al lugar donde están emplazados los transmisores.

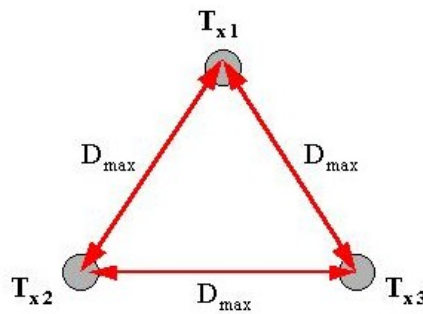


Figura 1.96: Separación máxima teórica entre transmisores en SFN.

1.21 Configuraciones de Transmisores y Receptores en COFDM

En COFDM existen dos tipos de configuraciones de transmisores y receptores basándose que la primera transmite un flujo de datos proveniente del codificador de la fuente (modulación no jerárquica), mientras que la segunda transmite dos flujos de datos dependientes o independientes entre ellos proveniente del codificador de la fuente (modulación jerárquica). Pero esto no significa que la modulación no jerárquica no pueda transmitir varios flujos de datos provenientes de diferentes codificadores de la fuente para ello las configuraciones 1 y 2 utilizan un multiplexor de bits en el modulador, este caso no es analizado en la sección 1.21.1.

1.21.1 Transmisor y Receptor COFDM para modulación no jerárquica

En la figura 1.97 se muestra el diagrama en bloque del transmisor y receptor para modulación no jerárquica que es aplicable a dos configuraciones (son ejemplos) de modulador y demodulador típicas de COFDM.

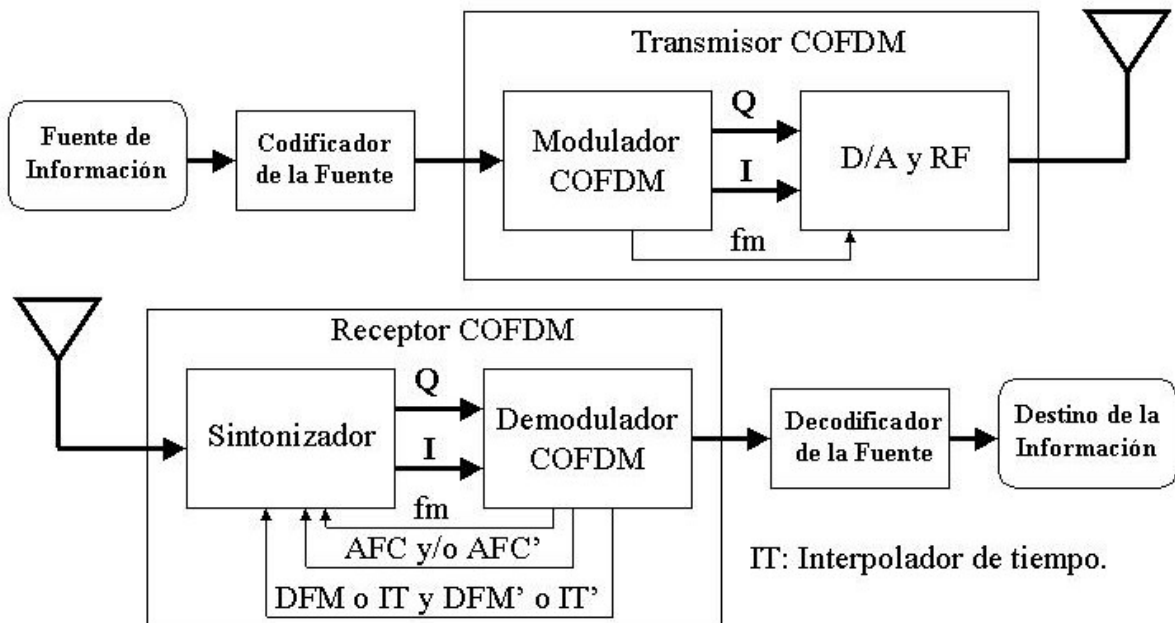


Figura 1.97: Transmisor y Receptor para modulación no jerárquica.

1.21.1.1 Configuración 1 para modulación no jerárquica

En esta configuración se destaca lo siguiente:

- Un codificador convolucional para esta configuración se utiliza una tasa de $\frac{1}{2}$.
- En esta configuración se aplica el entrelazamiento en tiempo y frecuencia.
- El esquema de la modulación de las portadoras de datos es diferencial para este caso DQPSK.
- La sincronización en tiempo, frecuencia y trama OFDM se realiza con la utilización del Símbolo Nulo OFDM y los Símbolos de Referencia de Fase.
- La tasa binaria de datos en esta configuración es fija, es decir, no se puede escalar para diferentes condiciones.
- Una aplicación práctica de esta configuración es para la transmisión de audio y datos como en DAB pero con ligeras modificaciones o solo datos.

1.21.1.1.1 Modulador COFDM para modulación no jerárquica

El diagrama en bloque del modulador se muestra en las figuras 1.98 y 1.99. A continuación se describen cada uno de los bloques que constituyen este modulador COFDM:

- **Aleatorizador de Energía:** En esta etapa se utiliza un generador pseudoaleatorio binario con lo que se consigue evitar que en grupos de bits haya ciertas secuencias que se repitan con mayor reiteración, ya que esto provocaría la aparición de ciertos puntos de la constelación con mayor frecuencia. Si estos puntos coincidiesen se necesitaría mayor energía para su transmisión con lo que se tendría un gran desperdicio de potencia. En la figura 1.98 se tiene una secuencia de datos a la entrada en esta etapa de ...11110110 bits y a la salida se obtiene ...10110001 bits.
- **Codificador FEC (Forward Error Correction: Corrector de Error Frontal):** En esta etapa se utiliza por ejemplo el codificador convolucional el cual usa una tasa $\frac{1}{2}$ lo que quiere decir por cada bit a la entrada se obtiene dos a la salida con lo que introducen bits de redundancia que habilitaran la corrección de errores en el demodulador COFDM. En la figura 1.98 se tiene una secuencia de bits a la entrada en esta etapa de ...10110001 bits y a la salida se obtiene ...0001010101011110 bits.

- **Entrelazador en Tiempo y Frecuencia:** En esta etapa se utiliza el entrelazamiento de bits y símbolos de 2 de bits en frecuencia y tiempo. Primero debe reunirse 2 grupos de 8 bits para entrelazarlos en tiempo y frecuencia, cada grupo se rota 2 bits a la derecha, se toman 2 bits (representa un símbolo o punto de la constelación) del primer grupo para enviarlo al modulador DQPSK y luego 2 bits del segundo grupo, y así sucesivamente hasta que terminen de enviar dos grupos de bits. El proceso anterior se repite para cada trama OFDM. En la figura 1.98 se tiene una secuencia de bits a la entrada en esta etapa de ...0001010101011110 bits y a la salida se obtiene ...0110000101010111 bits.
- **Modulador DQPSK:** En esta etapa cada 2 bits (2 si es DQPSK) son modulados independientemente pasando de bits a símbolo y estos símbolos se ven como puntos en el diagrama de la constelación empleada los cuales tienen una amplitud fija y 4 fases diferentes. En la figura 1.98 se tiene una secuencia de bits a la entrada en esta etapa de ... 0110000101010111 bits y a la salida se obtiene los símbolos D1, D2,...
- **FNE (Factor de Normalización de Energía):** En esta etapa cada uno de los puntos de la constelación debe ser multiplicado por una constante que depende de la constelación en uso, con esto se logra que la energía media de todas las portadoras de datos sea igual a la energía media de las portadoras de referencia de fase.
- **Adaptador de Trama:** En esta etapa se insertan al comienzo de la trama OFDM un símbolo nulo, 4 símbolos de referencia de fase y 8 símbolos de datos (símbolos D1, D2, D3, D4, hasta, D8) esta secuencia es cíclica para las demás tramas OFDM (ver figura 1.99).
- **Ordenador frecuencial del modulador:** Como se utiliza una IFFT de 8 puntos se debe solamente generar 4 portadoras por símbolo OFDM, hay punto de la IFFT que no se utilizan para ello en esta etapa agrega al comienzo y al termino de cada 4 símbolos, 2 símbolos de amplitud y fase cero.
- **IFFT (Transformada Rápida de Fourier Inversa):** Se utiliza una IFFT de 8 puntos. En esta etapa primero se bloquea el proceso de la IFFT cuando se recibe el símbolo nulo generando a la salida una señal con amplitud cero durante un intervalo de tiempo, luego se agrupan sucesivamente de a 8 símbolos que están en el dominio de la frecuencia y realiza IFFT generando 8 portadoras a la salida en el dominio del tiempo de las cuales 4 contienen

información y las otras 4 tiene amplitud cero. El proceso anterior se repite una y otra vez por cada trama OFDM. Las portadoras son ortogonales entre sí separadas en múltiplos $1/T_u$.

- **Inserción del Intervalo de Guarda:** En esta etapa se agrega un intervalo de tiempo al comienzo de cada símbolo útil, el cual es una copia de la últimas muestras entregadas por la IFFT es decir es una extensión cíclica de IFFT. En la figura 1.99 se muestra la salida de esta etapa donde se tiene la inserción del intervalo de guarda en cada símbolo de OFDM.

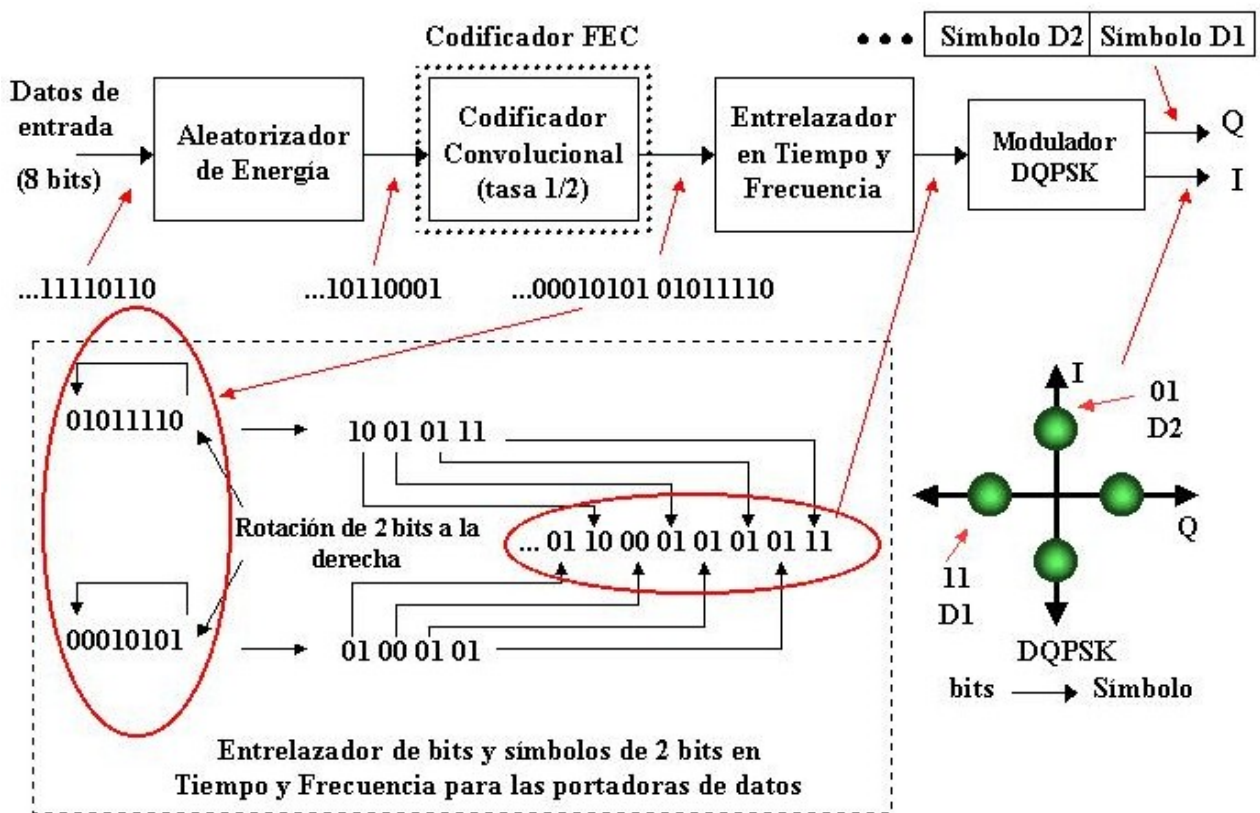


Figura 1.98: Modulador COFDM (parte a).

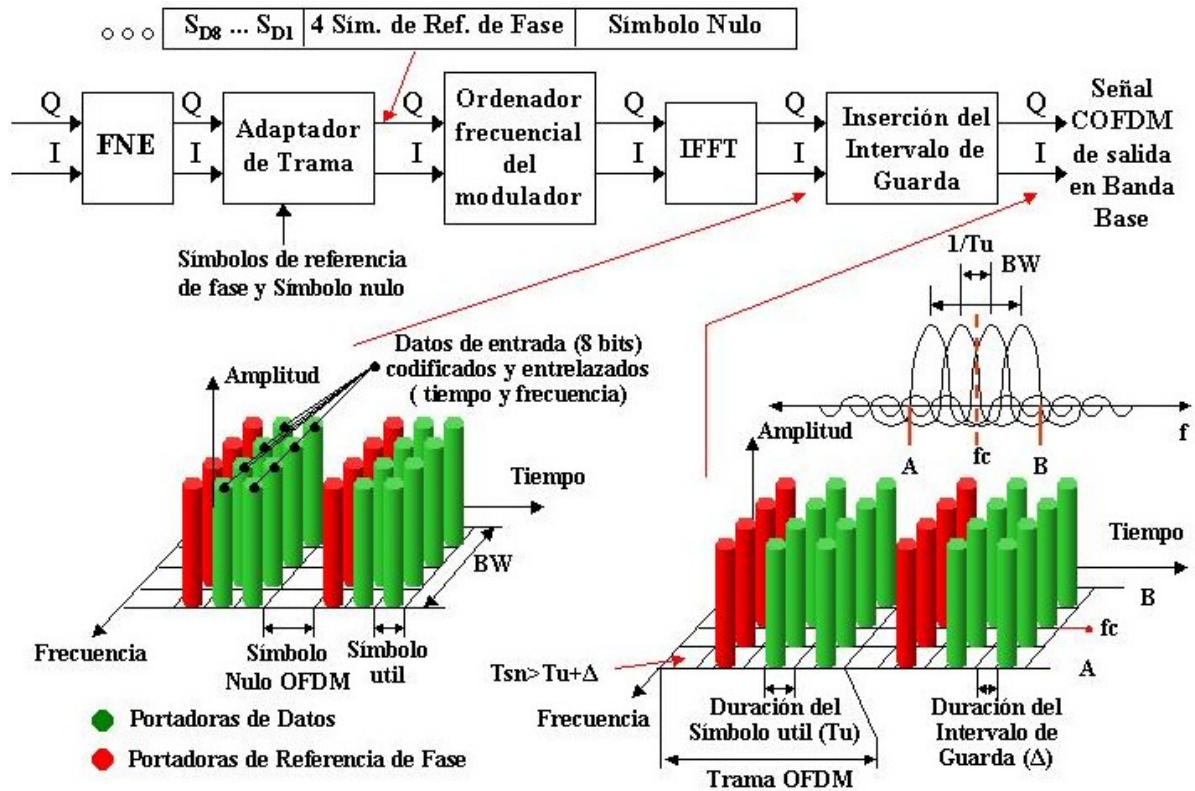


Figura 1.99: Modulador COFDM (parte b).

1.21.1.1.2 Parámetros de la configuración 1

El ancho de banda (BW) es:

$$BW = \frac{N_p}{T_u} \text{ (Hz)}$$

La tasa binaria útil a transmitir (T_{bd}) es:

$$T_{bd} = \frac{N_p}{T_{SN} + (T_u + \Delta) \times (N_{SDPT} + N_{SRFPT})} \times N_{SDPT} \times N_{bm} \times T_c \text{ (bits/seg)}$$

La separación de las portadoras (f_u) es:

$$f_u = \frac{1}{T_u} \text{ (Hz)}$$

Tasa del símbolo OFDM (T_{SO}) es:

$$T_{SO} = \frac{N_{SDPT}}{T_{SN} + (T_u + \Delta) \times (N_{SDPT} + N_{SRFPT})} \text{ (Símbolo OFDM / seg)}$$

Tasa de la Trama OFDM (T_{TO}) es:

$$T_{TO} = \frac{1}{T_{SN} + (Tu + \Delta) \times (N_{SDPT} + N_{SRFPT})} \text{ (Trama OFDM / seg)}$$

Tasa de la Trama de entrada (T_{TE}) es:

$$T_{TE} = \frac{N_p \times N_{SDPT} \times N_{bm} \times T_c}{(T_{SN} + (Tu + \Delta) \times (N_{SDPT} + N_{SRFPT})) \times 8 \times N_{BTE}} \text{ (Trama de entrada / seg)}$$

Razón de Trama de entrada por Trama OFDM (T_{TEPTO}) es:

$$T_{TEPTO} = \frac{N_p \times N_{bm} \times T_c}{8 \times N_{BTE}} \times N_{SDPT} \text{ (Trama de entrada / Trama OFDM)}$$

Donde N_p es el número de portadoras en el símbolo OFDM, N_{SDPT} es el número de símbolos OFDM de datos por trama, N_{SRFPT} es el número de símbolos referencia de fase OFDM por trama, N_{BTE} es el número de bytes de la trama de entrada, Tu es el tiempo de duración del símbolo útil, T_{SN} es el tiempo de duración del símbolo nulo, Δ es el tiempo de duración del Intervalo de Guarda, N_{bm} es el número de bits del esquema de la modulación de las portadoras de datos y T_c es la tasa del Codificador FEC.

1.21.1.1.3 Demodulador COFDM para modulación no jerárquica

El diagrama en bloque del demodulador se muestra en las figuras 1.100 y 1.101. A continuación se describen cada uno de los bloques que constituyen este demodulador COFDM:

- **Eliminador del Intervalo de Guarda:** En esta etapa ante de eliminar el intervalo de guarda se requiere establecer la sincronización de trama para ello se utiliza el símbolo nulo OFDM al comienzo de la trama OFDM que se detecta usando un simple detector de amplitud. Luego se procede a eliminar el intervalo de guarda que consiste en no tomar en cuenta las muestras agregadas en este intervalo al comienzo de cada símbolo útil.
- **FFT (Transformada Rápida de Fourier):** En esta etapa realiza la operación inversa a la IFFT con la FFT esto implica que se pasa del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. Para ello se debe retener 8 muestras para obtener los 8 símbolos.

- **Ordenador frecuencial del demodulador:** En esta etapa por cada 8 símbolos se deben eliminar 4 símbolos que no llevan información.
- **Sincronizador en Frecuencia:** En esta etapa se entrega información al AFC (Control de Frecuencia Automático) utilizando la información de referencia de los símbolos de referencias de fase para logra la sincronización en frecuencia.
- **Sincronizador en Tiempo:** En esta etapa se entrega información al IT (interpolador de tiempo) o DFM (Desplazador de la frecuencia de muestreo) utilizando para ello la información de referencia de los símbolos de referencias de fase para logra la sincronización en tiempo.
- **Demodulador DQPSK:** En esta etapa cada símbolo de dato es demodulado pasando de símbolo a bits, es decir, por cada símbolo demodulado se obtienen 2 bits. La fase referencia requerida para demodular los datos la entrega los símbolos de referencia de fase. En la figura 1.100 se tiene una secuencia de símbolos a la entrada en esta etapa de ...D2 y D1 y a la salida se obtiene ...0110000101010111 bits.
- **Desentrelazador en Tiempo y Frecuencia:** En esta etapa realiza el proceso inverso del entrelazador de tiempo y frecuencia del modulador COFDM. En la figura 1.101 se tiene una secuencia de bits a la entrada en esta etapa de ...0110000101010111 bits y a la salida se obtiene ...0001010101011110 bits.
- **Decodificador FEC:** En esta etapa se utiliza un decodificador de Viterbi de tasa 1/2 para aplicar la corrección contra errores.
- **Desaleatorizador de Energía:** En esta etapa se realiza en proceso contrario del aleatorizador de energía en el modulador con lo que se recupera la información transmitida. En la figura 1.101 se tiene que la secuencia de salida de esta etapa que es ...11110110 bits la cual es misma que se transmitió.

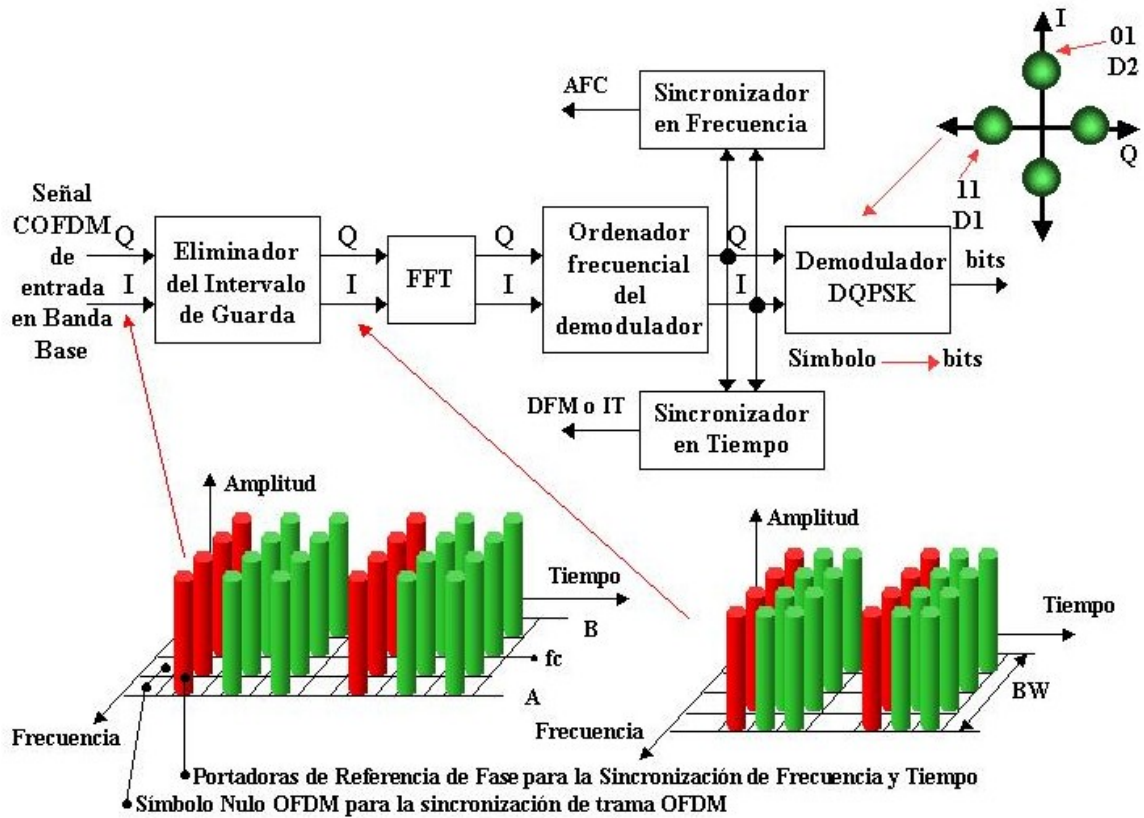


Figura 1.100: Demodulador COFDM (parte a).

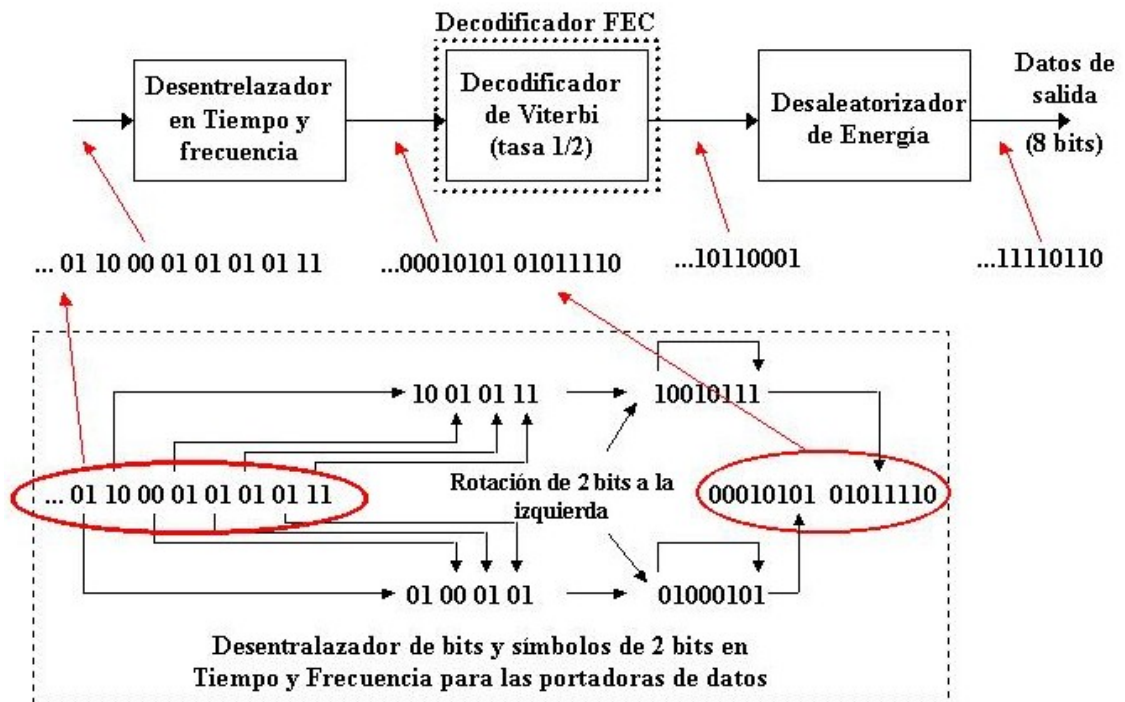


Figura 1.101: Demodulador COFDM (parte b).

1.21.1.2 Configuración 2 para modulación no jerárquica

En esta configuración se destaca lo siguiente:

- Un codificador Convolutacional en este caso se utiliza una tasa de 1/2.
- El esquema de la modulación de las portadoras de datos es Coherente para este caso QAM-16.
- En configuración se aplica el entrelazamiento de Frecuencia.
- La sincronización en tiempo, frecuencia y trama OFDM se realiza con la utilización de portadoras pilotos fijas y dispersas.
- La ecualización del canal.
- La decodificación con decisión Flexible (Soft Decision Decoding)
- La decodificación de Viterbi.
- La tasa binaria de datos en esta configuración es fija, es decir, no se puede escalar para diferentes condiciones.
- Una aplicación práctica de esta configuración es para la transmisión de video, audio y datos como en DVB-T pero con ligeras modificaciones.

1.21.1.2.1 Modulador COFDM para modulación no jerárquica

El diagrama en bloque del modulador se muestra en las figuras 1.102, 1.103 y 1.104. A continuación se describen cada uno de los bloques que constituyen este modulador COFDM:

- **Aleatorizador de Energía:** En esta etapa se utiliza un generador pseudoaleatorio binario para conseguir tal efecto deseado. En la figura 1.102 se tiene una secuencia de datos a la entrada en esta etapa de ...11110110 bits y a la salida se obtiene ...10110001 bits.
- **Codificador FEC (Forward Error Correction: Corrector de Error Frontal):** En esta etapa se utiliza por ejemplo el codificador convolutacional el cual usa una tasa 1/2. En la figura 1.102 se tiene una secuencia de bits a la entrada en esta etapa de ...10110001 bits y a la salida se obtiene ...0001010101011110 bits.
- **Entrelazador en frecuencia:** En esta etapa se utiliza el entrelazamiento de bits y símbolos de 4 bits (4 bits para QAM-16) en frecuencia. Primero debe reunirse 4 grupos de 4 bits para entrelazarlos en frecuencia, cada grupo se le aplica una rotación diferente a la derecha, se

toman 4 bits del primer grupo para enviarlo al modulador QAM-16 y luego 4 bits del tercer grupo, 4 bits del segundo grupo y 4 bits del cuarto grupo, y así sucesivamente. El proceso anterior se repite para cada símbolo OFDM. En la figura 1.102 se tiene una secuencia de bits a la entrada en esta etapa de ...0001010101011110 bits y a la salida se obtiene ...0010101010101011 bits.

- **Modulador QAM-16:** En esta etapa cada 4 bits (4 para QAM-16) son modulados independientemente pasando de bits a símbolo y estos símbolos se ven como puntos en el diagrama de la constelación empleada los cuales tienen amplitudes y fases diferentes. En la figura 1.102 se tiene una secuencia de bits a la entrada en esta etapa de ...0010101010101011 bits y a la salida se obtiene los símbolos D1, D2, D3,...
- **FNE (Factor de Normalización de Energía):** En esta etapa cada uno de los puntos de la constelación debe ser multiplicado por una constante que depende de la constelación en uso, con esto se logra que la energía media de todas las portadoras de datos sea menor a la energía media de las portadoras pilotos debido a que las portadoras pilotos se transmiten a un nivel de potencia mayor.
- **Adaptador de Trama:** En esta etapa se insertan los símbolos pilotos fijos y dispersos a los símbolos de datos (símbolos D1, D2, D3, D4, etc). Cada símbolo piloto es modulado previamente usando BPSK, llevan la información de referencia que es conocida por el demodulador COFDM y se transmiten a una potencia mayor que los símbolos de datos. Además las portadoras pilotos dispersas llevan un patrón cada 3 símbolos OFDM excepto el primer símbolo OFDM. En la figura 1.103 la secuencia obtenida a la salida de esta etapa es $S_{PF}, S_{D1}, S_{D2}, S_{PD}, S_{PF}, \dots$ cada símbolo piloto es modulado con BPSK, donde 9 símbolos (4 símbolos de datos, 3 símbolos pilotos fijos y 2 símbolos pilotos dispersos) modularan a 9 portadoras dando a lugar un símbolo OFDM y cada 6 símbolos OFDM forman una trama OFDM.
- **Ordenación frecuencial del modulador:** Como se utiliza una IFFT de 16 puntos se debe solamente generar 9 portadoras por símbolo OFDM, hay punto de la IFFT que no se utilizan para ello en esta etapa agrega al comienzo de cada 9 símbolos, 4 símbolos y al termino 3 símbolos cuyas amplitudes y fases son cero.

- **IFFT (Transformada Rápida de Fourier Inversa):** En esta etapa se agrupa 16 símbolos (en el dominio de la frecuencia) y se realiza IFFT generando 9 portadoras a la salida (en el dominio del tiempo) que son ortogonales entre sí o sea que están estrechamente dispersas (separadas en múltiplos $1/T_u$) y el proceso se repite en forma cíclica para cada símbolo OFDM. En la figura 1.103 se tiene 16 símbolos a la entrada de esta etapa y se obtienen a la salida 9 portadoras, el ancho de banda del canal (BW) es $9/T_u$.
- **Inserción del Intervalo de Guarda:** En esta etapa se agrega un intervalo de tiempo (Δ que es una fracción de tiempo de T_u) al comienzo de cada símbolo OFDM el cual es una copia de la últimas muestras entregadas por la IFFT es decir es una extensión cíclica de IFFT. En la figura 1.104 se muestra la salida de esta etapa donde se tiene la inserción del intervalo de guarda en cada símbolo OFDM.

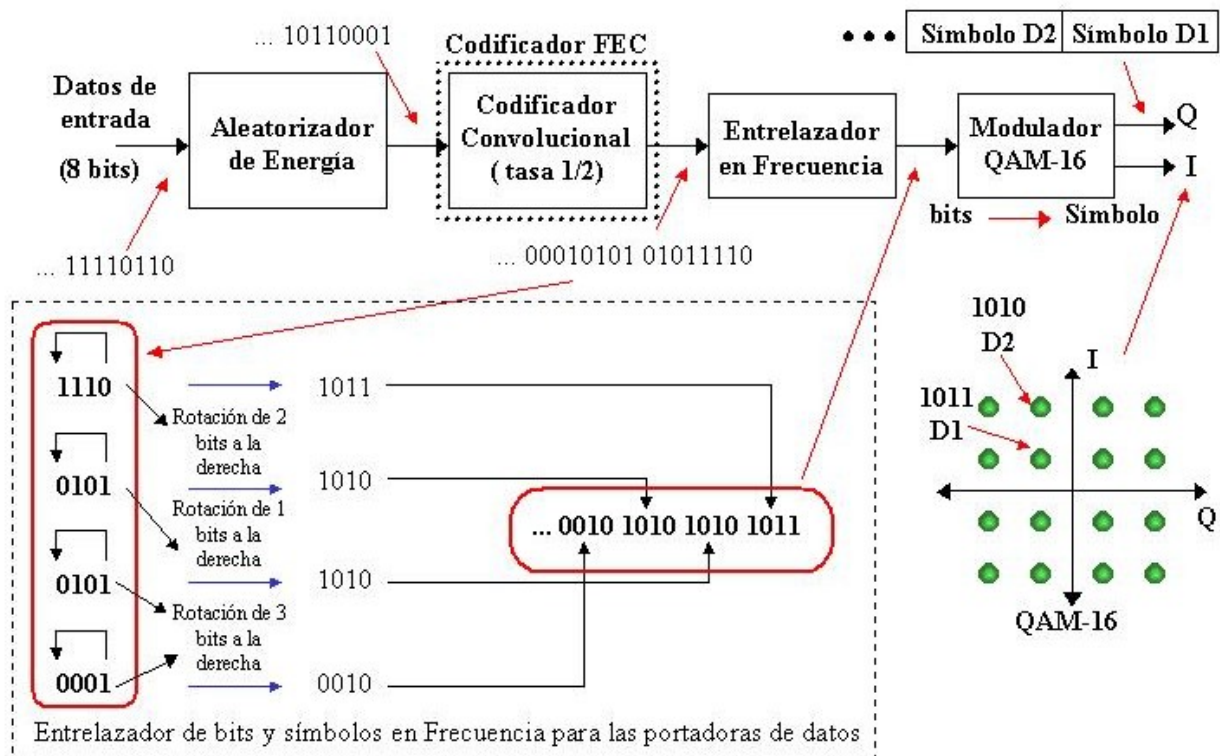


Figura 1.102: Modulador COFDM (parte a).

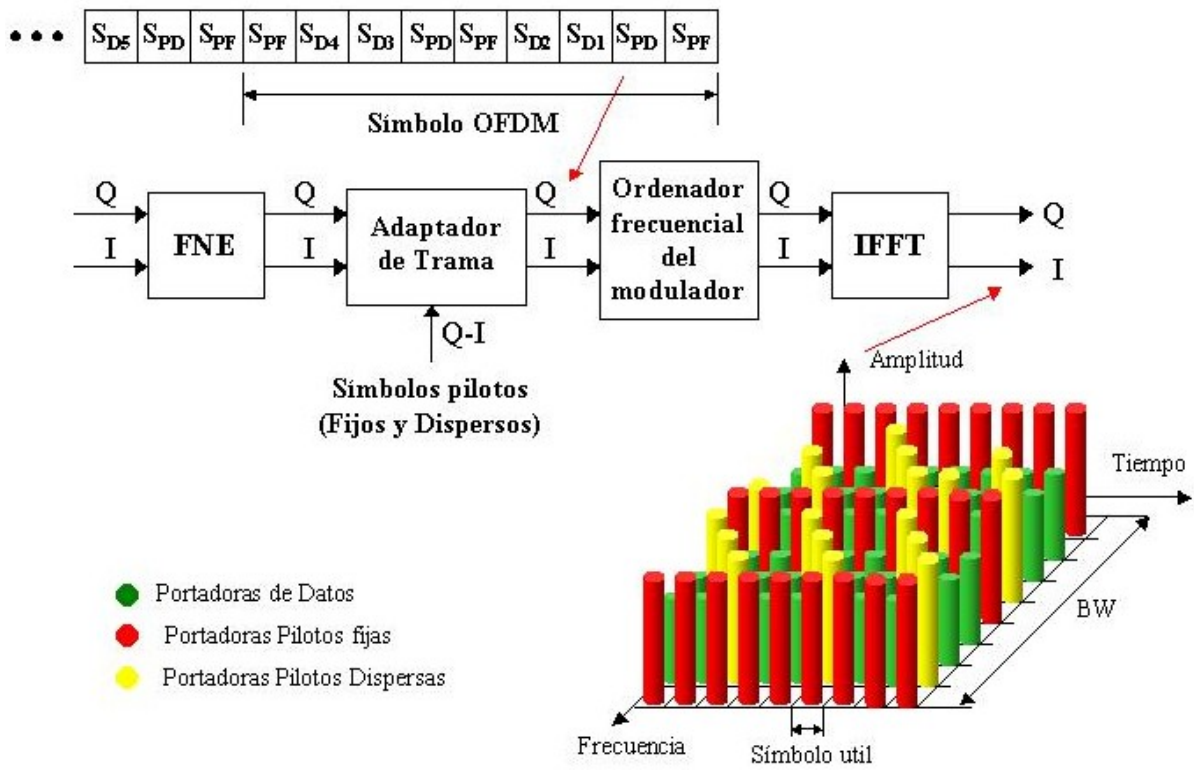


Figura 1.103: Modulador COFDM (parte b).

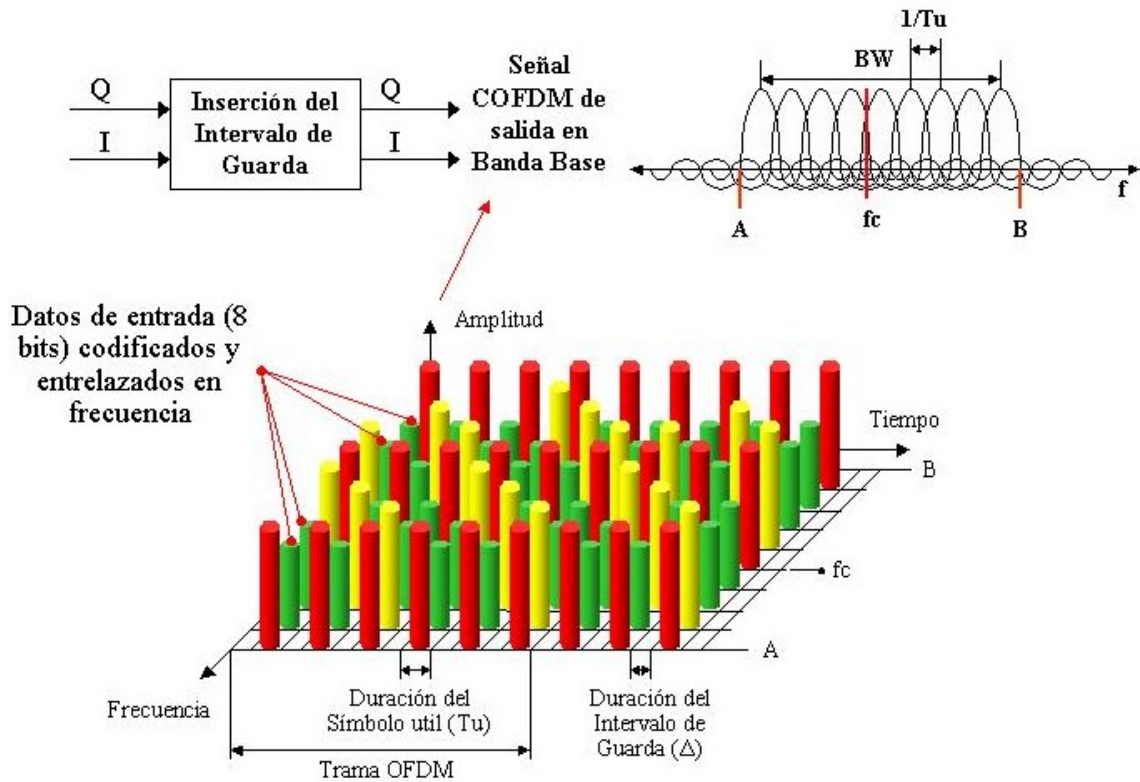


Figura 1.104: Modulador COFDM (parte c).

1.21.1.2.2 Parámetros de la configuración 2

El ancho de banda (BW) es:

$$BW = \frac{N_{PD}}{T_u} \text{ (Hz)}$$

La tasa binaria útil a transmitir (T_{bD}) es:

$$T_{bD} = \frac{N_{PD}}{T_u + \Delta} \times N_{bm} \times T_c \text{ (bits/seg)}$$

La separación de las portadoras (f_u) es:

$$f_u = \frac{1}{T_u} \text{ (Hz)}$$

Tasa del símbolo OFDM (T_{SO}) es:

$$T_{SO} = \frac{1}{T_u + \Delta} \text{ (Símbolo OFDM / seg)}$$

Tasa de la Trama OFDM (T_{TO}) es:

$$T_{TO} = \frac{1}{(T_u + \Delta) \times N_{SOT}} \text{ (Trama OFDM / seg)}$$

Tasa de la Trama de entrada (T_{TE}) es:

$$T_{TE} = \frac{N_{PD} \times N_{bm} \times T_c}{(T_u + \Delta) \times 8 \times N_{BTE}} \text{ (Trama de entrada / seg)}$$

Razón de Trama de entrada por Trama OFDM (T_{TEPTO}) es:

$$T_{TEPTO} = \frac{N_{PD} \times N_{bm} \times T_c}{8 \times N_{BTE}} \times N_{SOT} \text{ (Trama de entrada / Trama OFDM)}$$

Donde N_{PD} es el número de portadoras de datos en el símbolo OFDM, T_u es el tiempo de duración del símbolo útil, Δ es el tiempo de duración del Intervalo de Guarda, N_{bm} es el número de bits del esquema de la modulación de las portadoras de datos y T_c es la tasa del Codificador FEC, N_{SOT} es el número de símbolo OFDM por trama OFDM y N_{BTE} es el número de bytes de la trama de entrada.

1.21.1.2.3 Demodulador COFDM para modulación no jerárquica

El diagrama en bloque del demodulador se muestra en las figuras 1.105, 1.106 y 1.107. A continuación se describen cada uno de los bloques que constituyen este demodulador COFDM:

- **Eliminador del Intervalo de Guarda:** En esta etapa ante de eliminar el intervalo de guarda se requiere establecer la sincronización de trama para ello se utiliza un patrón especial de las portadoras pilotos fijas y dispersas que están al inicio del primer símbolo OFDM de cada trama OFDM. Luego se procede a eliminar el intervalo de guarda que consiste en no tomar en cuenta la muestras agregadas (la frecuencia de muestreo es $f_m = T_u/9$ Hz) en este intervalo al comienzo de cada símbolo OFDM (ver figura 1.105).
- **FFT (Transformada Rápida de Fourier):** En esta etapa realiza la operación inversa a la IFFT con la FFT esto implica que se pasa del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia. Para ello se debe retener 16 muestras para obtener los 16 símbolos (ver figura 1.106).
- **Ordenación frecuencial del demodulador:** En esta etapa por cada 16 símbolos se deben eliminar 7 símbolos que no llevan información para ello se elimina al comienzo de cada 9 símbolos, 4 símbolos y al termino 3 símbolos
- **Sincronizador en frecuencia:** En esta etapa se realiza la sincronización en frecuencia con los símbolos pilotos fijos que pasan información (medida de error en frecuencia) al AFC Analógico o Digital del receptor.
- **Sincronizador en tiempo:** En esta etapa se realiza la sincronización en tiempo con los símbolos pilotos fijos que pasan información (medida de error) al interpolador de tiempo o al desplazador de la frecuencia de muestreo del ADC.
- **Demultiplexor de trama:** En esta etapa separa los símbolos de datos, y los símbolos pilotos fijos y dispersos (ver figura 1.106).
- **Estado del canal (CE):** En esta etapa se obtiene SNR de cada símbolo de datos y se entrega esa información con la posición dentro de cada símbolo OFDM con una salida llamada CSI (Información del Estado del Canal).
- **Ecualizador:** En esta etapa consiste en aminorar la influencia del canal sobre los símbolos de datos mediante alguna técnica de filtrado que requiere conocimiento del canal para ello utiliza los símbolos pilotos fijos y dispersos con lo que obtiene la función transferencia del canal

interpolando dos símbolos pilotos a la vez. Con este método tiene como misión ajustar la amplitud y fase de cada símbolo de datos.

- **Demodulador QAM-16:** En esta etapa cada símbolo de datos es demodulado pasando de símbolo a bits, es decir, por cada símbolo demodulado se obtienen 4 bits (ver figura 1.107).
- **Decodificador Soft-Decision:** En esta etapa se utiliza la información de estado del canal (CSI) y a través de métodos probabilísticos o otros métodos para estimar el estado lógico de los bits de salida más apropiado según el estado del canal (ver figura 1.107).
- **Desentrelazador en frecuencia:** En esta etapa realiza el proceso inverso del entrelazador del modulador COFDM. En la figura 1.107 se tiene una secuencia de datos a la entrada en esta etapa de ...0100100010101011 bits y a la salida se obtiene ...0010000010101011 bits.
- **Decodificador FEC:** En esta etapa se utiliza un decodificador de Viterbi de tasa 1/2 para aplicar la corrección contra errores a los datos codificados (ver figura 1.07).
- **Desaleatorizador de energía:** En esta etapa se realiza en proceso contrario del aleatorizador de energía en el modulador con lo que se recupera la información transmitida. En la figura 1.107 se obtiene la secuencia de salida de esta etapa que es ...11110110 bits la cual es misma que se modulo.

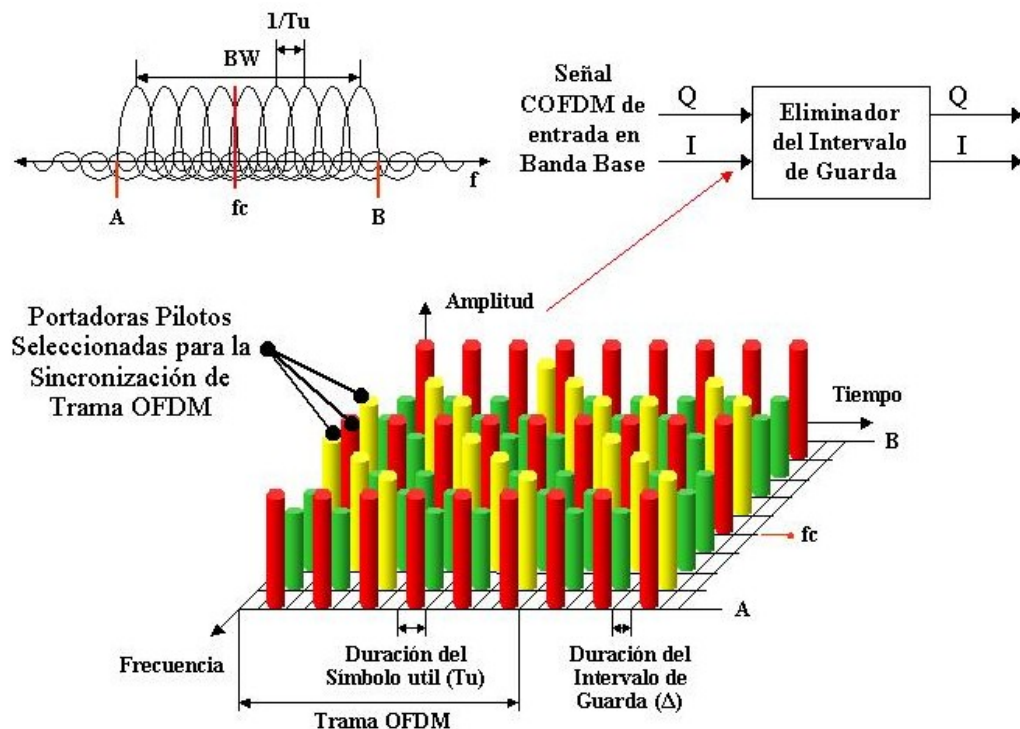


Figura 1.105: Demodulador COFDM (parte a).

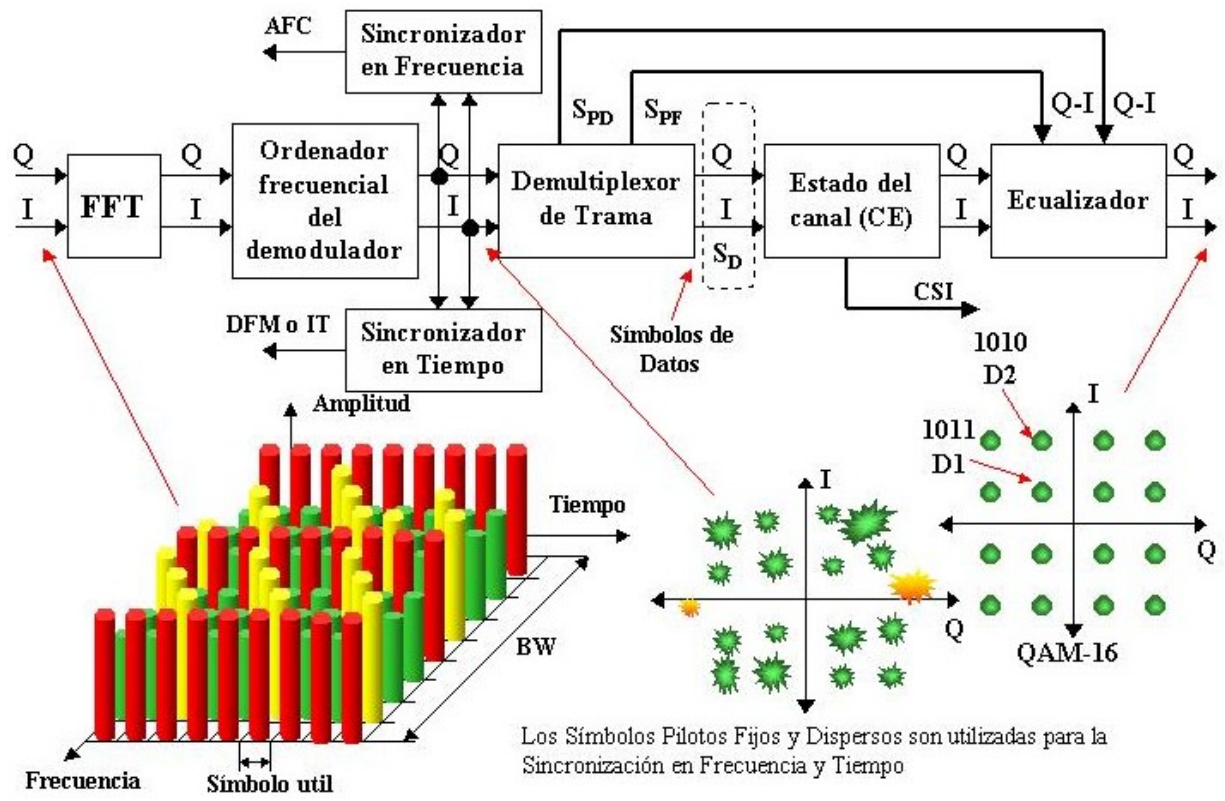


Figura 1.106: Demodulador COFDM (parte b).

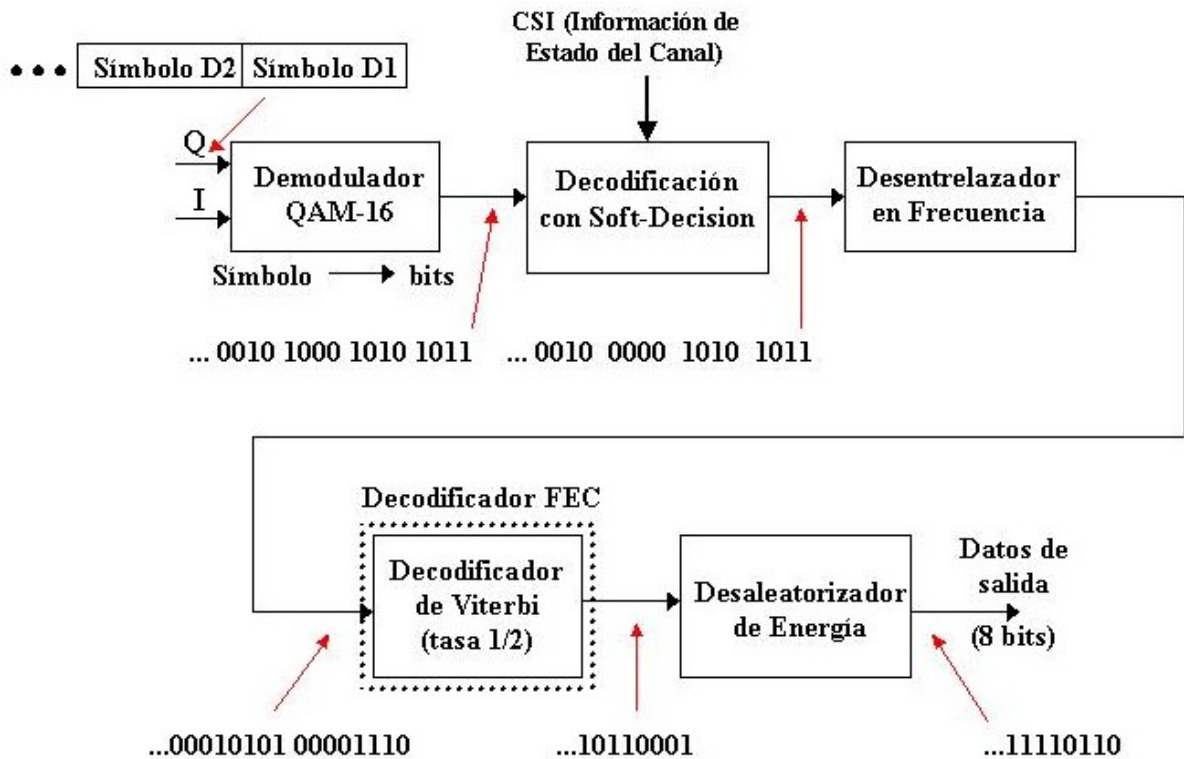


Figura 1.107: Demodulador COFDM (parte c).

1.21.2 Transmisor y Receptor COFDM para modulación jerárquica

En la figura 1.108 se muestra el diagrama en bloque del transmisor y receptor para modulación jerárquica que es aplicable a una configuración (es un ejemplo) de modulador y demodulador típicas de COFDM.

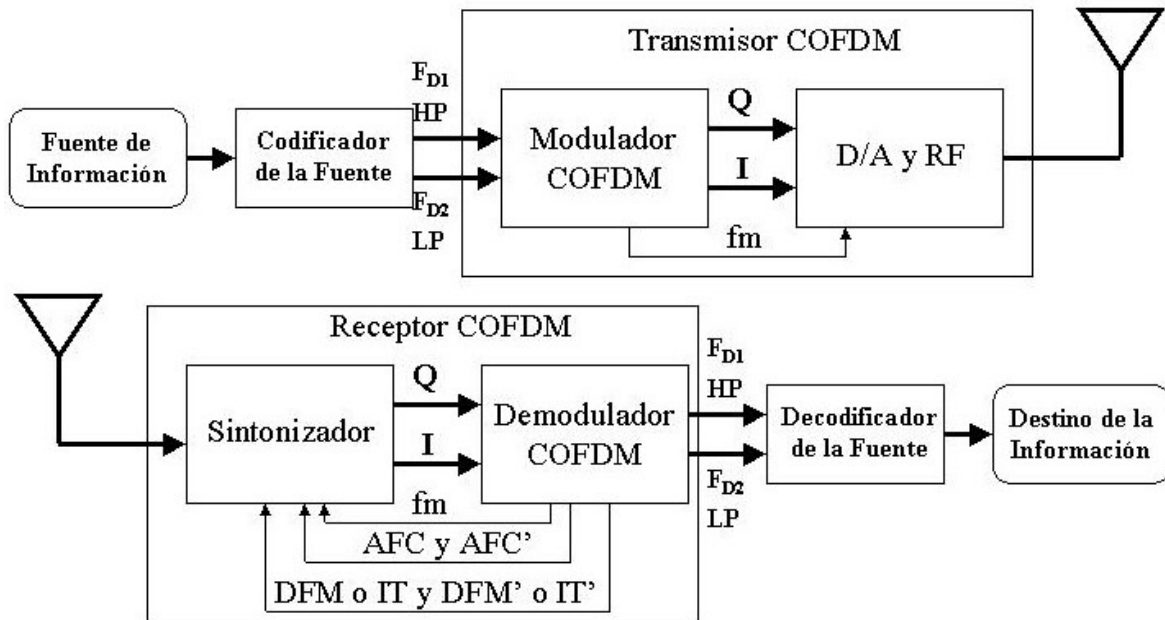


Figura 1.108: Transmisor y Receptor para modulación jerárquica.

En la configuración del modulador y demodulador COFDM se destaca lo siguiente:

- Un codificador Convolutivo que utiliza una tasa de 1/2.
- Un codificador Convolutivo secundario que utiliza una tasa de 7/8.
- El esquema de la modulación de las portadoras de datos es QAM de 16 o más niveles.
- La modulación jerárquica.
- Se puede aplicar el entrelazamiento en Frecuencia o Entrelazamiento en Tiempo y Frecuencia.
- La sincronización en tiempo, frecuencia y trama se realiza con la utilización de uno de los dos métodos de sincronización pero también se pueden utilizar los dos.
- Las portadoras de información del Sistema
- La ecualización del canal.

- La decodificación con decisión Flexible (Soft Decision Decoding).
- La tasa binaria de datos en esta configuración es escalar para diferentes condiciones.
- Una aplicación práctica de esta configuración es para la transmisión de video, audio y datos como en DVB-T pero con algunas modificaciones.

1.21.2.1 Modulador COFDM para modulación jerárquica

El diagrama en bloque del modulador se muestra en las figuras 1.109, 1.110, 1.111 y 1.112. Como este modulador es escalar, por lo tanto, se necesita prefijar el número de puntos de la IFFT (N), la duración del símbolo útil (T_u), la duración del intervalo de guarda (Δ), la tasa de los codificadores convolucionales (T_{C1} y T_{C2}), el esquema de la modulación de las portadoras de datos (MP) y el factor alfa (α) para establecer las condiciones de operaciones del modulador esta es la información de configuración del sistema que es codificada con el código BCH y modulada con el esquema de modulación de DBPSK para ser transmitida para que el receptor configure su sistema cuando reciba esa información. También en el modulador se debe establecer la frecuencia de muestreo (f_m) y el tipo de patrón de distribución de las portadoras. A continuación se describen los bloques más importante que constituyen este modulador COFDM:

- **Aleatorizador de Energía:** Son dos bloques de aleatorizador de energía uno para el flujo de datos de alta prioridad (HP) y otro para el flujo de datos de baja prioridad (LP) cuya función de los dos juntos es conseguir evitar que en grupos de bits haya ciertas secuencias que se repitan con mayor reiteración, ya que esto provocaría la aparición de ciertos puntos de la constelación con mayor frecuencia. Si estos puntos coincidiesen se necesitaría mayor energía para su transmisión con lo que se tendría un gran desperdicio de potencia.
- **Codificador FEC (Forward Error Correction: Corrector de Error Frontal):** La función de esta etapa es la codificación de los dos flujos de datos en forma independiente para introducir bits de redundancia que habilitaran la corrección de errores en el demodulador COFDM. El bloque del codificador FEC tiene para cada flujo de datos en forma independiente un codificador convolucional de tasa 1/2, dos entrelazador binario y un codificador secundario que es un codificador convolucional de tasa 7/8 perforada de 1/2.

- **Formador de símbolos:** En esta etapa se toman de a dos bits de HP y n bits de LP de ambos flujos para agrupar sucesivamente que después representarían puntos de constelación de QAM de igual o mayores de 16 niveles con asignación Gray con esto se agrupan los puntos de la constelación con respecto a los dos bits del flujo de datos de HP consiguiéndose de esta manera separar los dos flujos de datos en cada portadora.
- **Entrelazador en Frecuencia (o Entrelazador en Tiempo y Frecuencia):** En esta etapa se utiliza causar un desorden pseudoaleatorio entre los símbolos ya sea en frecuencia o en tiempo y frecuencia.
- **Modulador QAM:** En esta etapa se modulan grupos de $2+n$ bits utilizando para ello el esquema de modulación de QAM de igual o mayores de 16 niveles con asignación Gray. Si $n=3$ el esquema de modulación es QAM-32.
- **FNE (Factor de Normalización de Energía):** En esta etapa cada uno de los puntos de la constelación debe ser multiplicado por una constante que depende de la constelación en uso, con esto se logra que la energía media de todas las portadoras de datos sea igual a la energía media de las portadoras de referencia de fase o menor a la energía media de las portadoras pilotos debido a que las portadoras pilotos se transmiten a un nivel de potencia mayor.
- **Adaptador de Trama:** En esta etapa se distribuyen los diferentes tipos de portadoras a utilizar según un patrón predefinido dentro del símbolo OFDM y la trama OFDM.
- **Ordenador frecuencial del modulador:** Como se utiliza una IFFT de 2^x puntos, hay punto que no se utilizan debiendo distribuir frecuencialmente los símbolos designando a los puntos que están a los extremos que no se van utilizar símbolos de amplitud y fase cero.
- **IFFT (Transformada Rápida de Fourier Inversa):** Se utiliza una IFFT de 2^x puntos. En esta etapa se pueden dar dos casos dependiendo del patrón de distribución de las portadoras utilizado. El primero caso es que bloquea el proceso de la IFFT cuando se recibe el símbolo nulo generando a la salida una señal con amplitud cero durante un intervalo de tiempo, luego se agrupan sucesivamente de a 2^x símbolos que están en el dominio de la frecuencia y realiza IFFT generando 2^x portadoras a la salida en el dominio del tiempo, además a los extremos hay portadoras que tienen amplitud cero, el proceso anterior se repite una y otra vez por cada trama OFDM. El segundo caso es que agrupa sucesivamente de a 2^x símbolos que están en el dominio de la frecuencia y realiza IFFT generando 2^x portadoras a la salida en el dominio del

tiempo, además a los extremos hay portadoras que tienen amplitud cero, el proceso anterior se repite una y otra vez por cada trama OFDM. Las portadoras generadas son ortogonales entre sí separadas en múltiplos $1/T_u$.

- **Inserción del Intervalo de Guarda:** En esta etapa se agrega un intervalo de tiempo al comienzo de cada símbolo útil, el cual es una copia de la últimas muestras entregadas por la IFFT es decir es una extensión cíclica de IFFT.

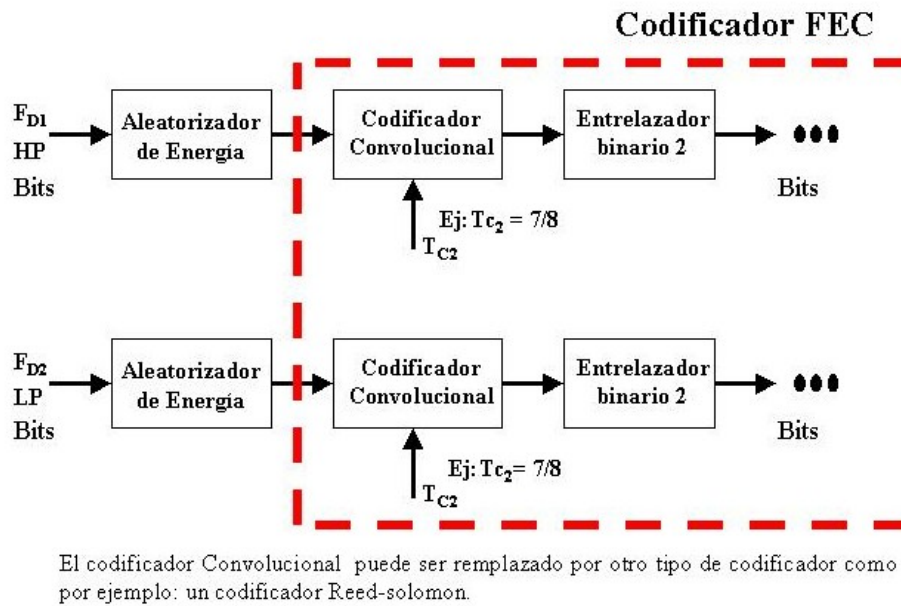


Figura 1.109: Modulador COFDM (parte a).

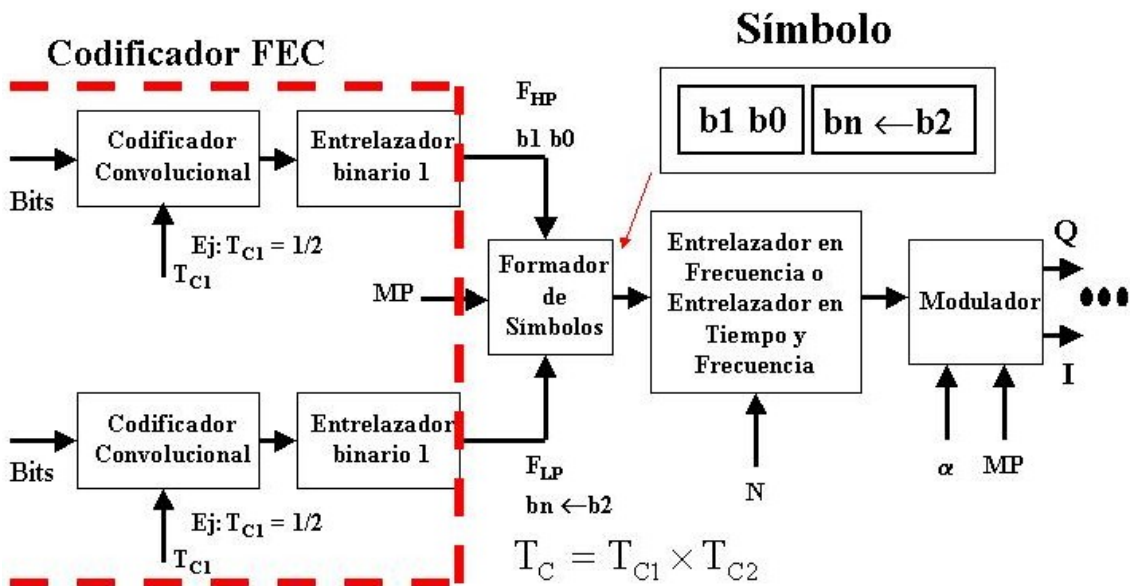


Figura 1.110: Modulador COFDM (parte b).

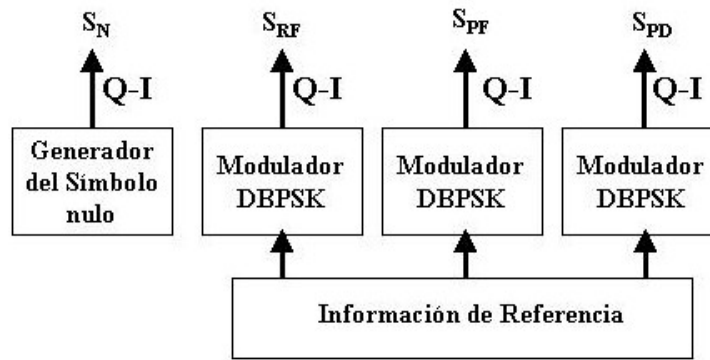
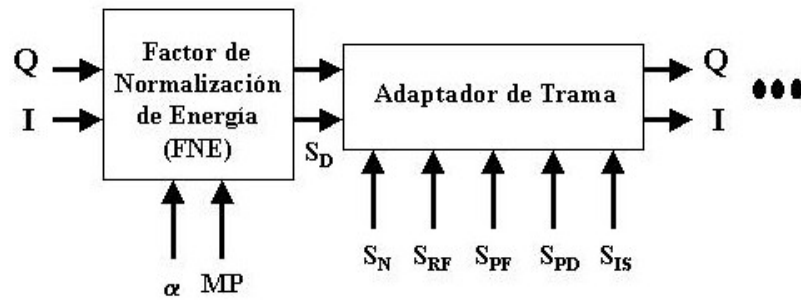


Figura 1.111: Modulador COFDM (parte c).

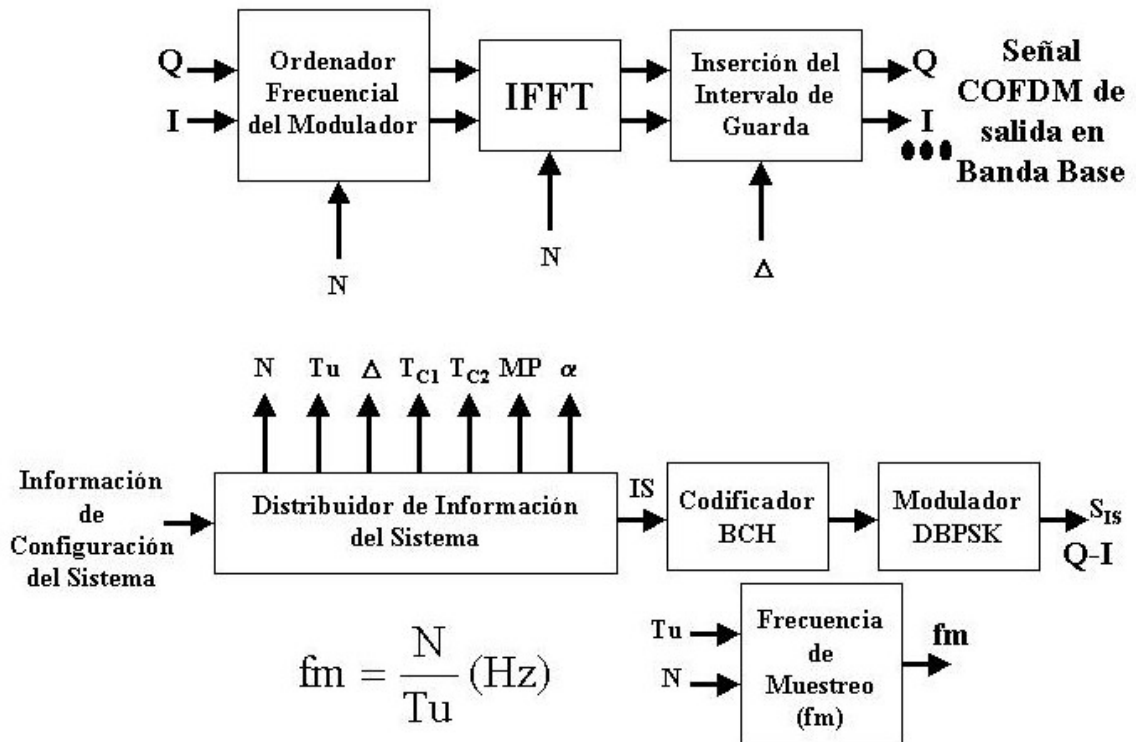


Figura 1.112: Modulador COFDM (parte d).

1.21.2.2 Patrones de distribución de portadoras

Como en esta configuración se puede utilizar ambos métodos de sincronización pero se tiene que hacer unos ajustes para tal efecto, entonces basándose en los métodos de sincronización se tiene se podría utilizar uno de los ejemplos de posibles distribuciones de portadoras que se muestran en la figura 1.113, hay que recordar que la modulación es jerárquica por lo tanto las portadoras de datos utilizan el esquema de modulación de QAM de 16 o más niveles.

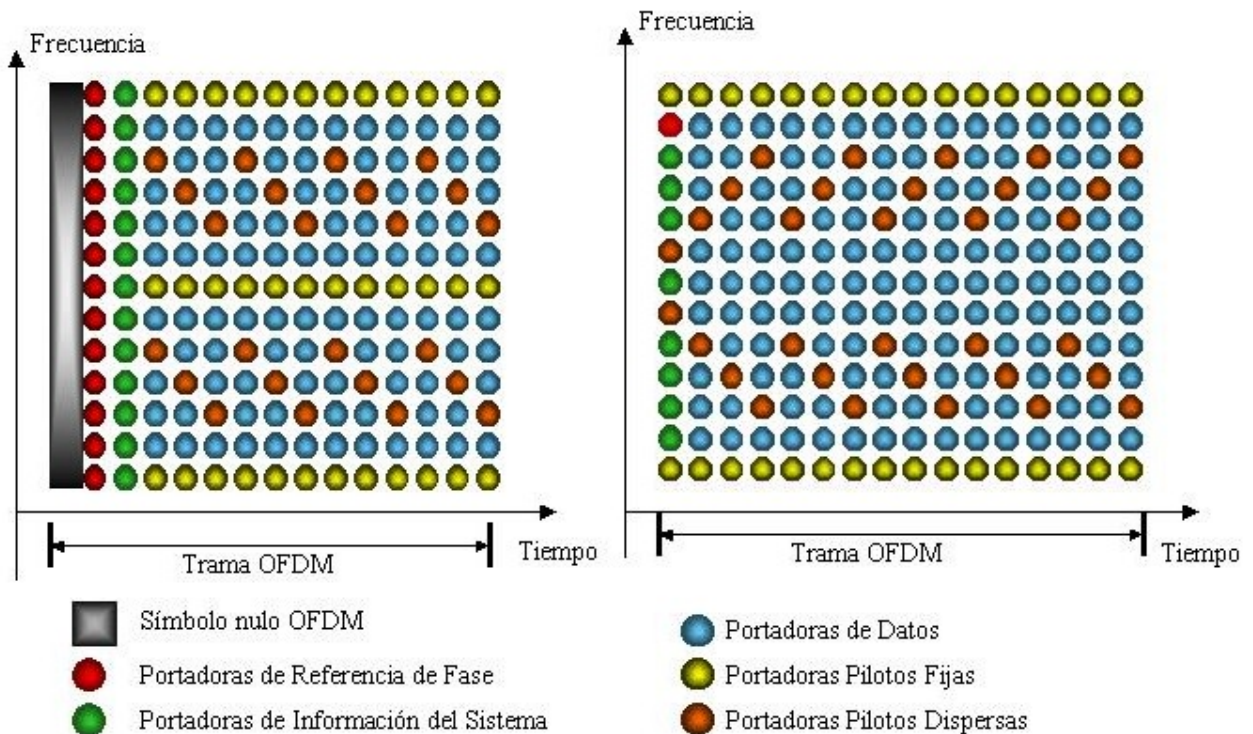


Figura 1.113: Dos ejemplos de patrones de distribución de portadoras.

1.21.2.3 Demodulador COFDM para modulación jerárquica

El diagrama en bloque del demodulador se muestra en las figuras 1.114, 1.115, 1.116, 1.117 y 1.118. En esta sección se explicara solamente en forma muy breve como funciona el receptor COFDM debido a que los bloques principales ya han sido explicados en anterioridad en otras secciones de este capítulo I. Como este modulador es escalar, por lo tanto, el receptor debe realizar un escaniamiento con diferentes número de puntos de la IFFT (N), duraciones del

símbolo útil (T_u) y duraciones del intervalo de guarda (Δ) hasta lograr confirmar esa información de sistema con la información de configuración del sistema. El proceso de escaniamiento involucra también el cambio de la frecuencia de muestreo (f_m). Cuando el receptor confirma la información de configuración del sistema comienza a configurar la tasa de los codificadores convolucionales (T_{C1} y T_{C2}), el esquema de la modulación de las portadoras de datos (MP) y el factor alfa (α) y el tipo de patrón de distribución de las portadoras. Luego el receptor comienza a aplicar la corrección del error de fase, la demultiplexación de trama, el estado del canal, la ecualización, el demodulador de QAM, la decodificación con soft-decision o Hard-decision, el desentrelazamiento, el distribuidor de bits, el decodificador FEC para habilitar corrección de errores y finalmente los desaleatorizadores de energía para ambos flujos de datos para obtener la información que fue transmitida.

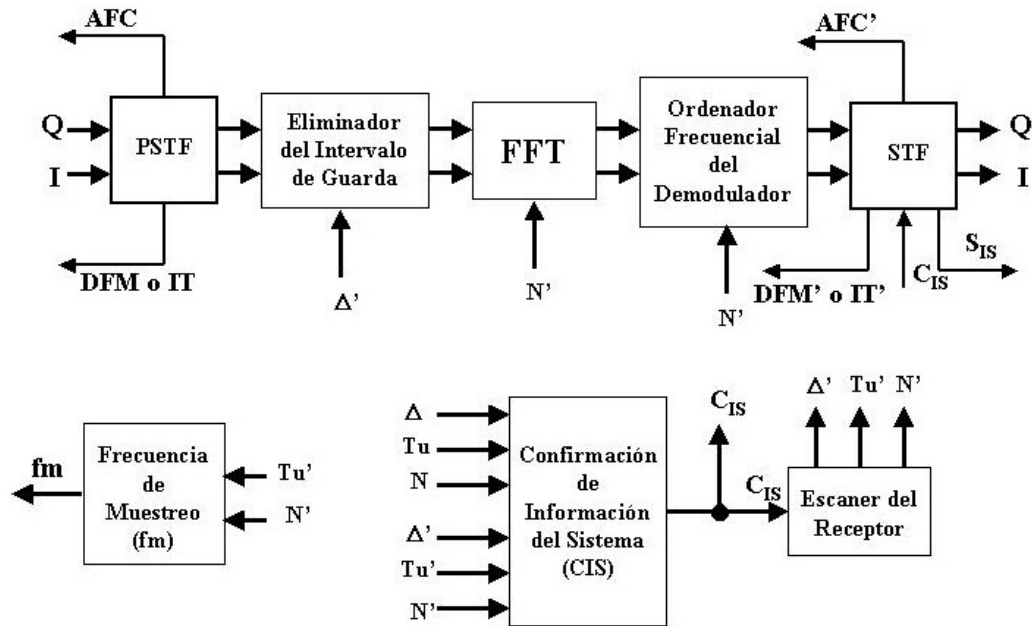


Figura 1.114: Demodulador COFDM (parte a).

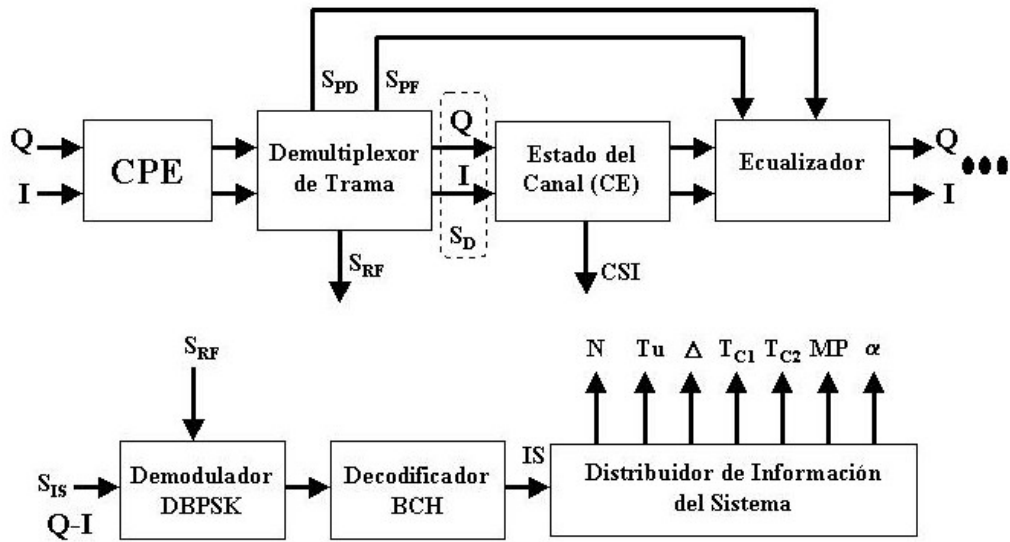


Figura 1.115: Demodulador COFDM (parte b).

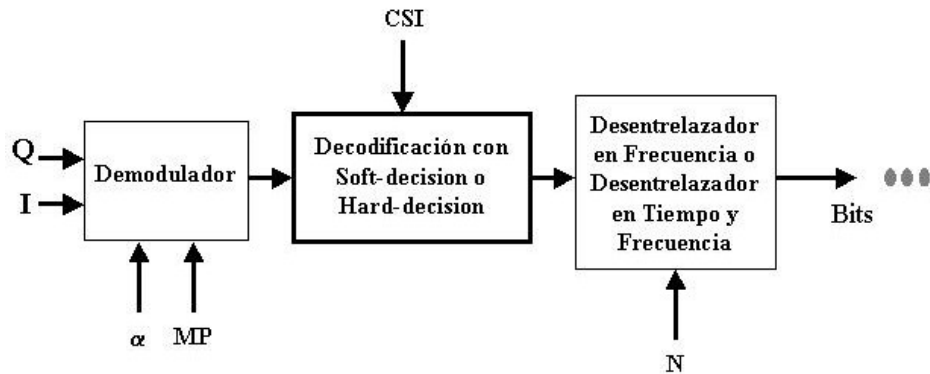


Figura 1.116: Demodulador COFDM (parte c).

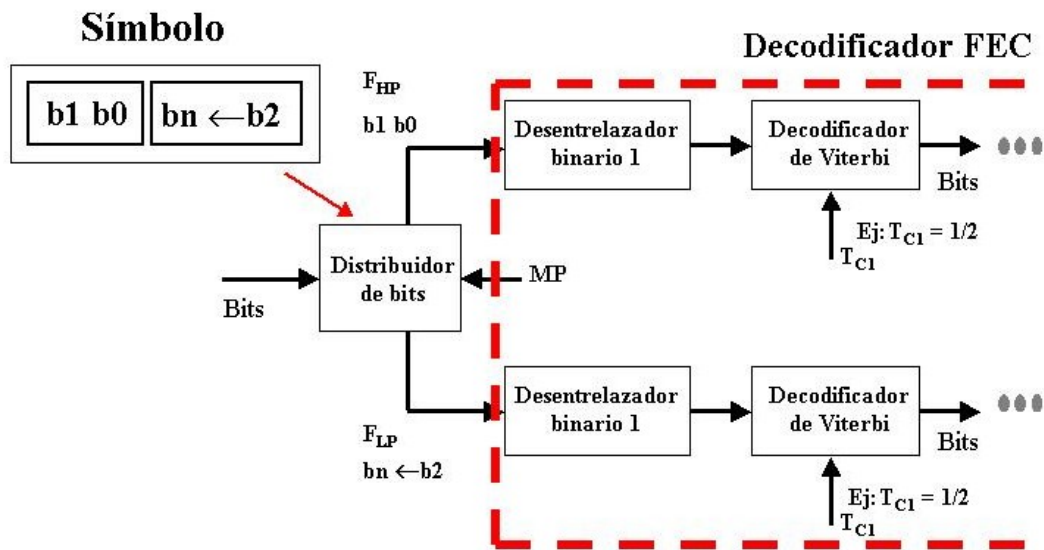


Figura 1.117: Demodulador COFDM (parte d).

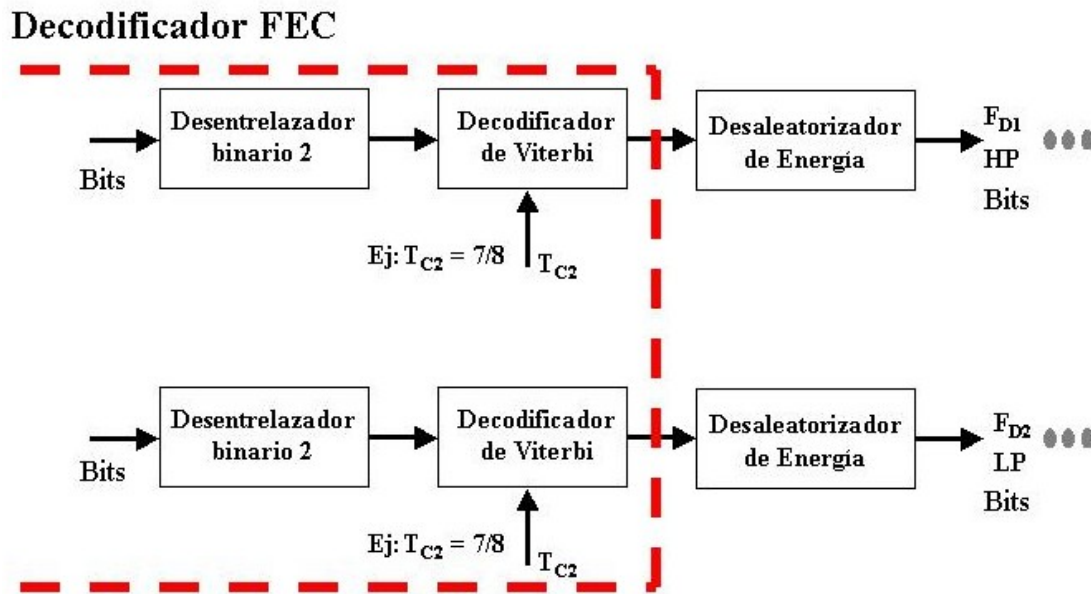


Figura 1.118: Demodulador COFDM (parte e).

1.21.3 Conversión Digital a Análogo (DAC) y el modulador de RF

A la salida del modulador COFDM se genera una señal en banda base, la cual se debe desplazarse a la frecuencia de transmisión requerida, es decir, modular una portadora de RF. Esta pueden implementarse usando técnicas analógicas (ver figura 1.119) o técnicas digitales (ver figura 1.120). La más común es la técnica analógica que consiste en utilizar un DAC para la parte real (Q) y otro para la parte imaginaria (I), haciéndose un muestreo a una frecuencia de N/T_u , para generar dos señales que son filtradas por un filtro pasa bajo (FPB) cada una de ellas, luego se utiliza un modulador Q-I (modulador en cuadratura) para transmitir las dos señales dentro de un mismo ancho de banda y desplazar en frecuencia. Finalmente la señal de RF es amplificada por un amplificador de potencia de alta linealidad.

La frecuencia de muestreo (f_m), las frecuencias de corte mínima y máxima para los filtros pasa bajos están determinadas por las siguientes expresiones:

$$f_m = \frac{N}{T_u} \text{ (Hz)} \quad f_{c_{\text{mín}}} = \frac{Np}{T_u \times 2} \text{ (Hz)} \quad f_{c_{\text{máx}}} < \frac{N}{2 \times T_u} \text{ (Hz)}$$

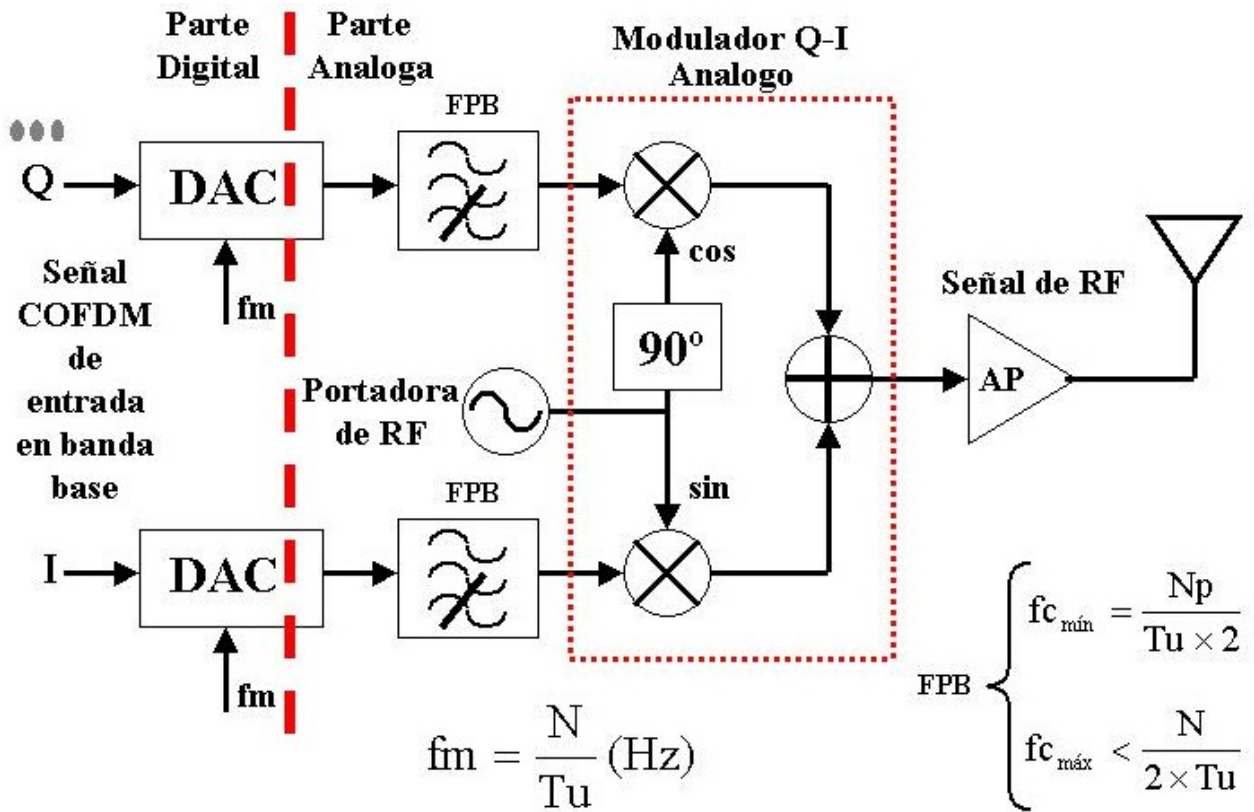


Figura 1.119: DAC y modulador RF (usando técnicas analógicas).

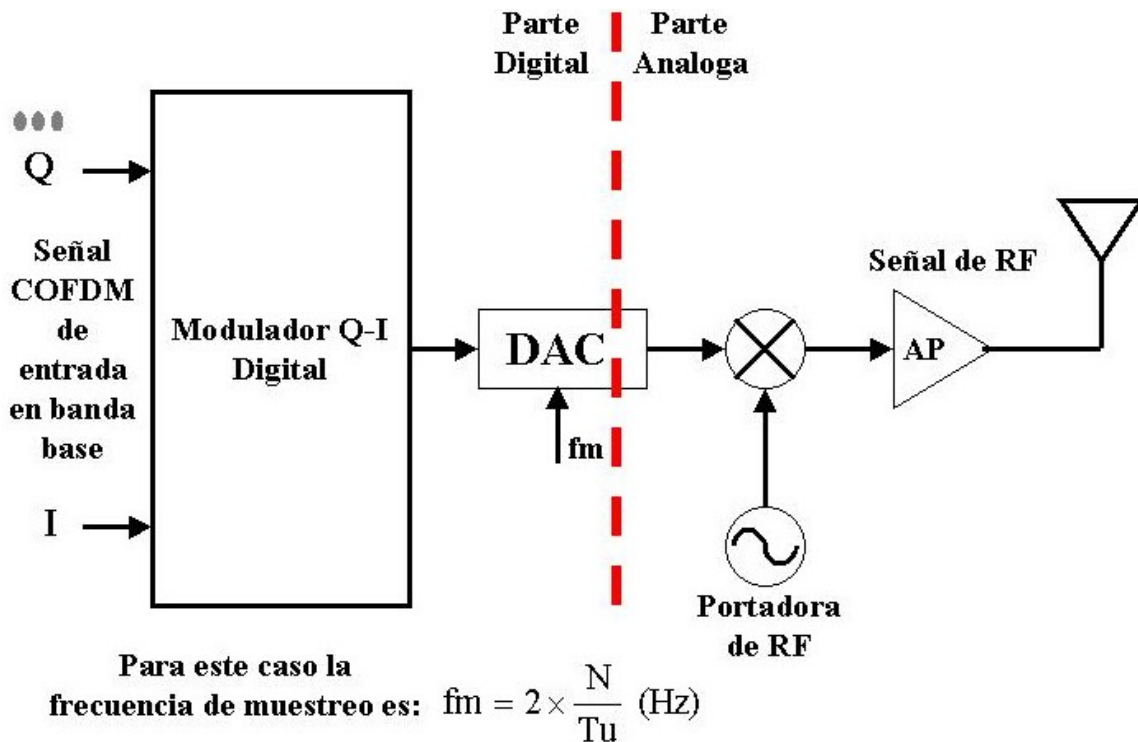


Figura 1.120: DAC y modulador RF (usando técnicas digitales).

1.21.4 Sintonizador

El sintonizador se puede implementar usando técnicas analógicas (ver figura 1.121) o técnicas digitales (ver figura 1.122). La más común es la técnica analógica que consiste en que la señal de RF proveniente del transmisor COFDM que es recibida por el receptor se amplifica utilizando un amplificador de bajo ruido (LNA), luego se utiliza un demodulador en cuadratura para separar la parte real e imaginaria, cada señal tiene un control de ganancia automática (AGC) independiente que mantiene un nivel constante de la señal, finalmente la parte real e imaginaria es muestreada utilizando un ADC.

La modulación en cuadratura, de manera semejante a todos los esquemas de modulación con portadora suprimida, impone requisitos muy severos en lo que respecta a la reinsertión de la portadora local en el receptor. Un pequeño error en la fase o la frecuencia de la portadora reinsertada en el detector no sólo resulta en distorsión o pérdida de la señal, sino también en interferencia entre canales para compensar o solucionar estas desventajas el sintonizador hace uso de información que es enviada por el demodulador con lo que se ajusta la frecuencia de muestreo y se ajusta el control de frecuencia automática (AFC).

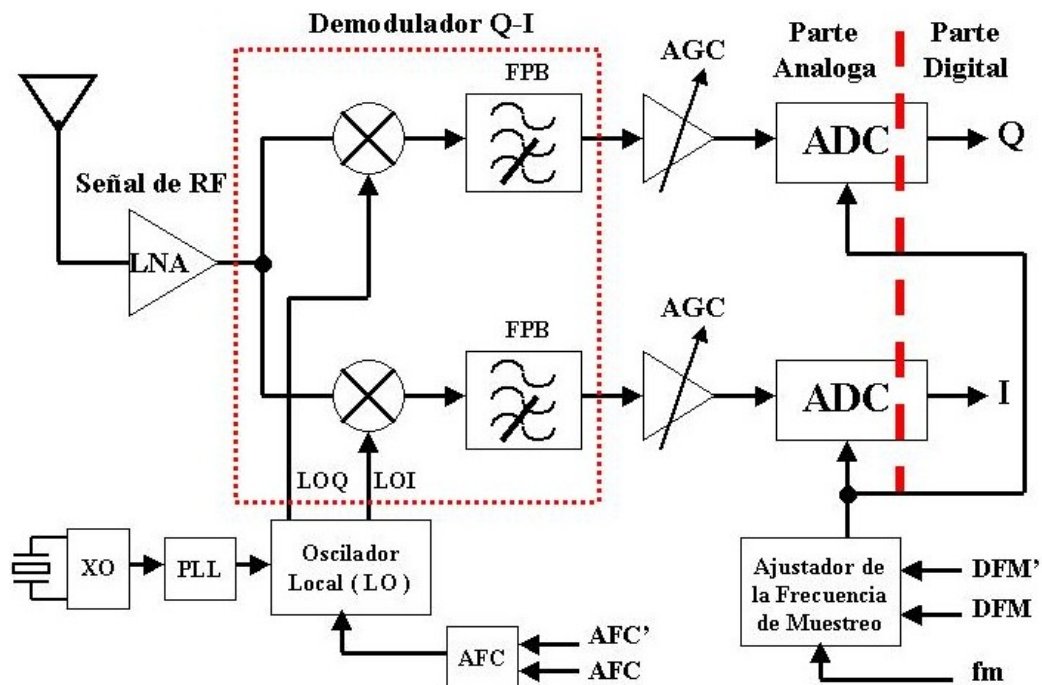


Figura 1.121: Sintonizador (usando técnicas analógicas).

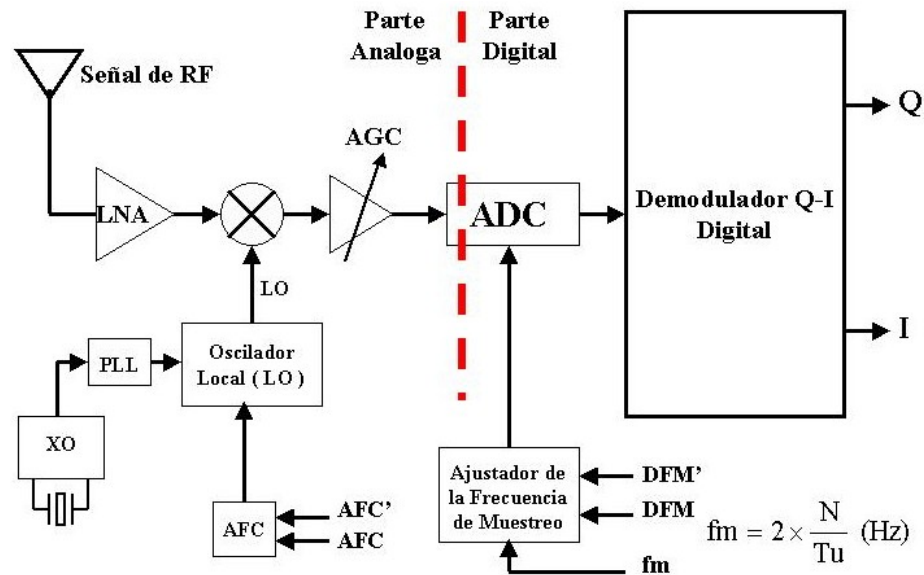


Figura 1.122: Sintonizador (usando técnicas digitales).

1.22 Efectos sufridos por la señal de COFDM

La señal de COFDM es afectada tanto por los diversos tipos de interferencias y ruidos en un canal de comunicaciones como las generadas por el propio sistema COFDM (ver figura 1.123), es decir, el transmisor y receptor solo depende de la calidad de cada uno de ellos que cae siempre en la comparación de costo versus desempeño.

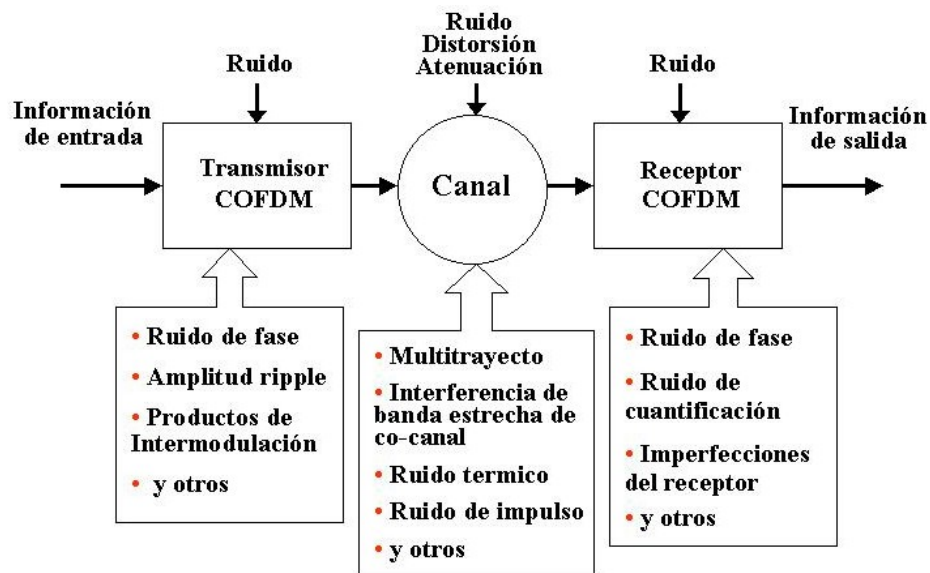


Figura 1.123: Efectos sufridos por la señal de COFDM.

Dentro de los efectos más comunes sufridos por la señal de COFDM son:

- **Ruido de fase.**
- **Amplitud ripple:** Causa la degradación en las portadoras OFDM (ver figura 1.125) produciendo una reducción o incremento de la tasa de error de bit (BER), pero este problema es solucionado por la corrección de errores en el receptor.
- **Productos de intermodulación:** Es generado por el paso de la señal OFDM a través del amplificador de potencia del transmisor que es un dispositivo que tiene un grado de distorsión no lineal, la que causa la generación de señales adicionales que en el espectro radiado que se ve como unas hombreras que desplazan la señal OFDM hacia arriba (ver figura 1.124). Para reducir este efecto se utilizan filtros para cumplir con un perfil que se especifica mediante una máscara espectral. La no-linealidad puede causar ISI y ICI.
- **Interferencia por multitrayecto.**
- **Interferencia de banda estrecha de co-canal:** Interferencia producida por el funcionamiento de un transmisor en un canal adyacente (canal analógico o digital) que causa la destrucción de las portadoras en los sistemas de FDM o OFDM, perdiendo así los datos contenidos en aquellas portadoras.
- **Ruido térmico:** Es debido al movimiento de los campos eléctricos presente en el medio que afecta al canal.
- **Ruido de impulso:** Es causado por campos eléctricos generados por las conmutaciones eléctricas (equipamiento industrial y electrodomésticos). Aparece en forma de ráfagas en el receptor.
- **Ruido de cuantificación:** Surge como una consecuencia directa de la resolución finita del proceso de conversión. También, con respecto al desempeño del ADC en el receptor.

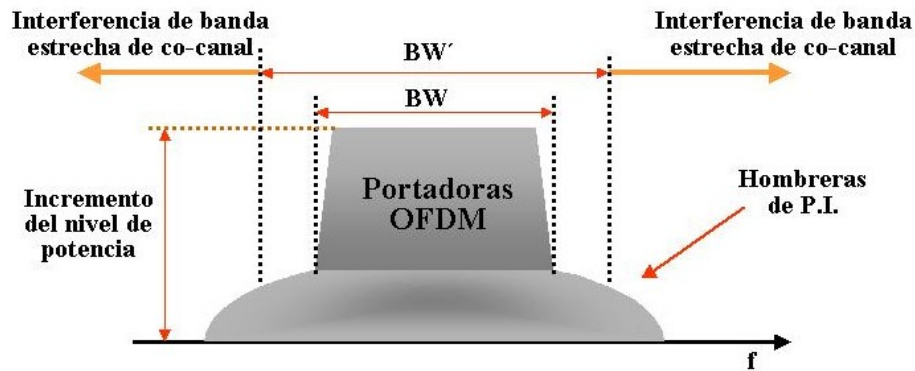


Figura 1.124: Productos de intermodulación.

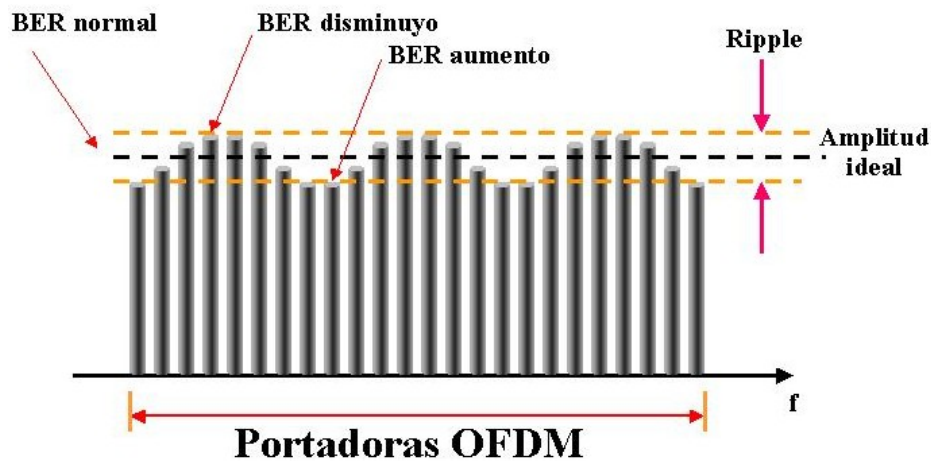


Figura 1.125: Amplitud ripple.

1.23 Perdida de la Ortogonalidad en COFDM

Dentro de los factores más importantes están:

- La duración del Intervalo de Guarda.
- Ruido Térmico.
- Ruido de cuantificación.
- Ruido de Fase.
- La frecuencia de muestreo del receptor.

Todo esto trae como consecuencia también Interferencia Inter-Portadora. Sin embargo, en la práctica, los efectos de estos pueden, con cuidado, ser sostenido dentro los límites aceptables.

1.24 Aplicaciones de COFDM

Dentro de las cinco aplicaciones actuales más importantes de COFDM están:

1. Digital Video Broadcasting-Terrestrial (DVB-T).
 - Estándar Europeo de la Televisión Digital.
 - Definido en el estándar ETS 300 744 de marzo de 1997 por el ETSI (European Telecommunications Standards Institute).
2. Digital Audio Broadcasting (DAB).
 - Estándar Europeo de la Radio Digital (Futuro sustituto de FM).
 - Definido en el estándar ETS 300 401 de la Segunda Edición de 1997 por el ETSI (European Telecommunications Standards Institute).
3. Asymmetric Digital Subscriber Loop (ADSL).
 - Estándar para la transmisión de datos a alta velocidad en líneas telefónicas.
 - Definido en el estándar G.DMT (ITU G.922.1).
4. Digital Radio Mondiale (DRM).
 - Estándar Europeo de la Radio Digital Mondiale (Futuro sustituto de AM).
 - Definido en el estándar ES 201 980 V2.1.1 de junio del 2004 por el ETSI (European Telecommunications Standards Institute).
5. Wireless Local Area Networks (WLAN's).
 - Estándar de Redes de Área Local Inalámbricas.
 - Definido en el estándar 802.11a de 1999 y en el estándar 802.11g de 2003 por la IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers).

CAPÍTULO II

Los efectos de ruido de fase en COFDM.

2.1 Introducción

La recepción de una señal de COFDM implica que esta es afectada por diversas formas de interferencias y ruidos que son agregadas en el canal de comunicaciones y las propias del transmisor y del receptor. Ahora la más importante que pertenece al transmisor y al receptor es el llamado ruido de fase que es causada por los osciladores locales de ambos y que producen dos efectos, el primero es el error de fase común y la interferencia inter-portadora. En este capítulo se analizará en forma muy breve el efecto de ruido de fase en el receptor y como se remueve el error de fase común en el receptor.

2.2 Ruido de fase

Los osciladores prácticos son afectados por el ruido de fase que es una perturbación al azar de la fase de la forma de onda sinusoidal estable. Los moduladores y demoduladores prácticos usualmente ya trabajan en banda base o a una frecuencia intermedia (IF) que es conveniente. Cuando se transmite una señal COFDM con una asignación de radio frecuencia (RF) en práctica se debe desplazar la señal modulada de COFDM hasta RF en el transmisor y desde RF a IF o banda base en el receptor. Para hacer esto se tiene que usar osciladores prácticos, cuyo ruido de fase se impartirá a la señal que se transmitirá.

Tales osciladores de desplazamiento de frecuencia, usualmente descrito como osciladores locales (LOs), normalmente toma la forma de osciladores de funcionamiento autónomo cuya frecuencia se estabiliza entonces a la exactitud necesaria por medio de un lazo de amarre de fase (PLL). El espectro resultante del ruido de fase de tales osciladores locales está en función de las propiedades del oscilador de funcionamiento autónomo junto con aquellos componentes del PLL.

La señal COFDM la cual es demodulada en el receptor estará sobrepuesta sobre ella el ruido de fase de todos los osciladores locales en la cadena entre el receptor y el transmisor. El

diseño de los osciladores locales no puede especificarse a menos que se entiendan los efectos del ruido de fase sobre el proceso de demodulación para el tipo de señal en uso. Si al obtener una errada especificación, entonces la recepción puede dañarse seriamente y hasta los osciladores locales pueden ser innecesariamente costosos

Finalmente el ruido de fase es producido por todos los osciladores locales de desplazamiento de frecuencia de FI a RF a partir del transmisor hasta la entrada de la FFT en el receptor. Donde se distinguen dos efectos:

- El Error de Fase Común (CPE): Produce la rotación de la constelación recibida por una cantidad que es la misma para todas las portadoras dentro de un símbolo OFDM, pero variando aleatoriamente de símbolo OFDM a símbolo OFDM y es causado por las componentes de baja frecuencia del espectro de ruido de fase (ver figura 2.1). El receptor puede corregir el error de fase común.
- La Interferencia Inter-Portadora (ICI): Producido por las componentes de alta frecuencia del espectro de ruido de fase (ver figura 2.1). El receptor no puede remover estas componentes y solo depende del adecuado diseño del oscilador local, es decir, depende de la calidad del transmisor y el receptor.

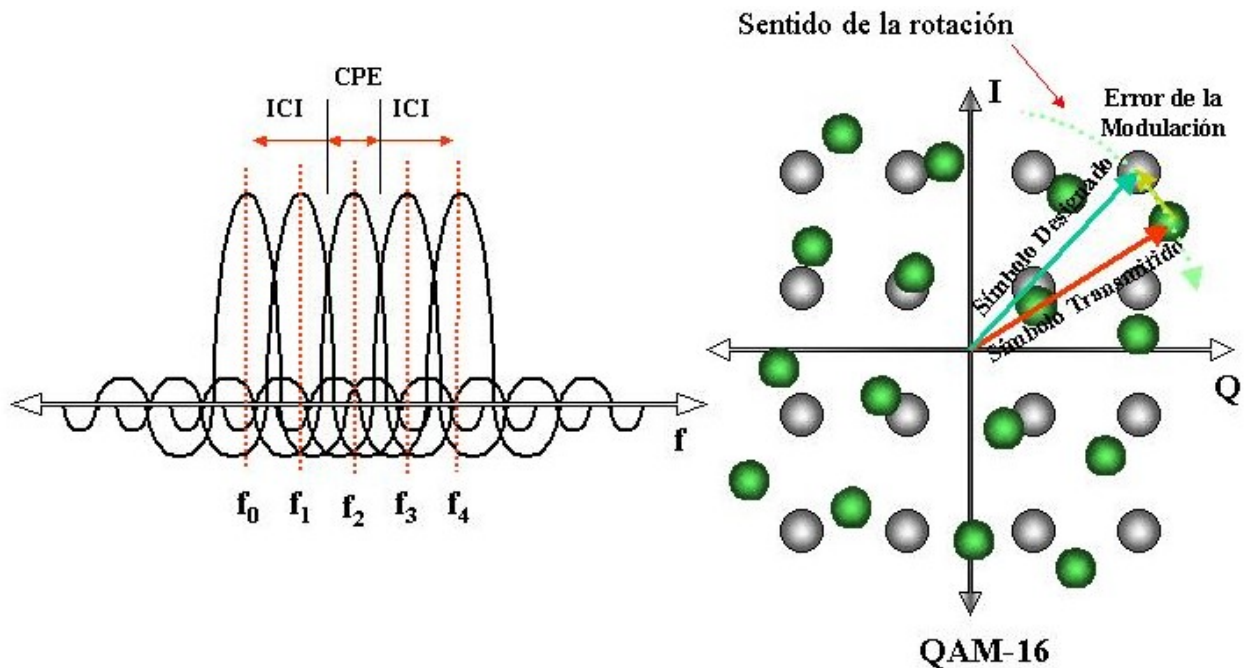


Figura 2.1: Error de fase común (CPE) y interferencia Inter-portadora (ICI).

El efecto del ruido de fase es reducido en el demodulador por:

- AFC (Control de Frecuencia Automático).
- La ecualización del canal.
- El corrector de CPE.

La ecualización reduce el ruido de fase debido con la información de las portadoras pilotos ajusta los símbolos de datos compensando la amplitud y fase de cada uno de ellos.

Cuando un sintonizador de PLL no satisface los requerimientos del receptor para la estabilidad de frecuencia y exactitud entonces debe proporcionarse un sistema de control de frecuencia automático (AFC). Varios métodos son posibles. Se hacen medidas de la señal, ya sea antes de o después de la FFT en el receptor, a partir de la cual una señal del AFC se deriva. Esta señal entonces controla uno de los osciladores locales análogos o alternativamente, un desplazador de frecuencia digital anterior a la FFT. Cualquier método que se escoja el lazo del AFC tenderá servir como un filtro pasa alto, suprimiendo o reduciendo el error de sintonización y también reduciendo el ruido de fase de muy baja frecuencia dentro de su ancho de banda. El ancho de banda del AFC es probable sea bastante más bajo que aquel del PLL, a propósito, con algunas configuraciones de receptores, no es apropiado considerar el PLL y el bucle del AFC como sistemas separados ya que ellos actúan recíprocamente, esta interacción debe tenerse en cuenta en el diseño de sistema para asegurar la estabilidad, así como una característica deseable para el ruido de fase.

2.3 Corrector del error de fase común

La corrección de error de fase común puede eliminar o reducir el error de la fase común porque todas los portadores dentro de un símbolo OFDM dado sufren el mismo error de la fase común. Para ello se miden las portadoras pilotos fijas cuya fase es la misma de símbolo OFDM a símbolo OFDM, el error de la fase común es determinado y entonces es removido de la fase de todos los símbolos dentro del símbolo OFDM, por supuesto lo anterior es teórico.

En la figura 2.2 el símbolo de dato que tiene amplitud A y fase igual $\alpha + \beta$, donde α es la fase del símbolo de dato y β es el error de fase común que es determinado al comparar la fase del

símbolo piloto fijo con la fase de referencia que tiene el receptor. Luego se multiplica el símbolo de datos con la fase β eliminando el error de fase común en el símbolo de datos.

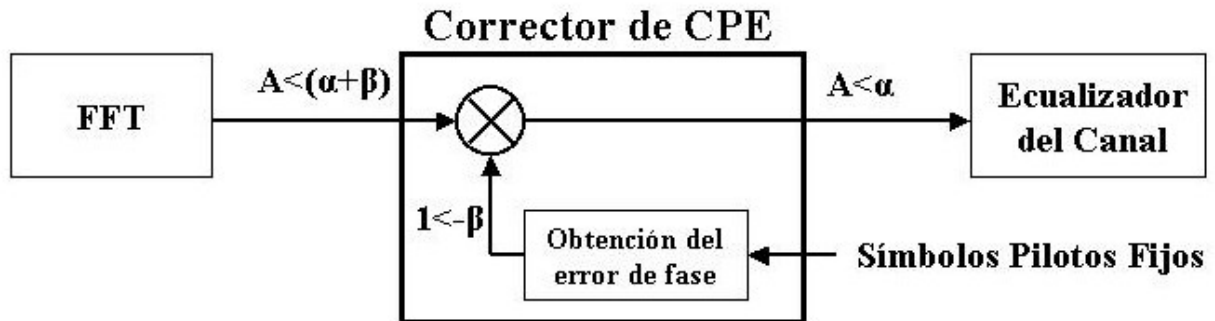


Figura 2.2: Modelo simplificado del corrector del error de fase común (CPE).

La corrección del error de fase común se podría decir que ya es una forma de ecualización de fase de los esquemas de modulación de los símbolos de datos.

En la figura 2.3 se muestra un diagrama en bloque más detallado de los bloques que componen el corrector del error de fase común. Los pasos como se realiza la corrección del error de fase común son:

- 1.- **Almacenamiento temporal de un símbolo OFDM:** En esta etapa es donde se almacena N símbolos de datos, pilotos y de información del sistema que contiene un símbolo OFDM. Luego se envía una copia de todos los símbolos pilotos fijos para el bloque de obtención del error de fase común.
- 2.- **Obtención del error de fase común:** En esta etapa se obtiene la diferencia de fase promedio de todos los símbolos pilotos fijos que hay dentro del símbolo OFDM con respecto a la referencia de fase que tiene el receptor almacenada para cada uno de los símbolos pilotos fijos dentro del símbolo OFDM. Es necesaria la diferencia de fase promedio debido a que las portadoras pilotos fijas son afectadas por varios tipos de interferencia y ruido en un canal de comunicaciones, por lo tanto, el error de fase común se enmascara. La diferencia de fase promedio es el error de fase común aproximado, luego ese error de fase común se envía al sumador de fase.
- 3.- **Conversión Q-I a $r < \theta$:** En esta etapa es donde cada símbolo que contiene el símbolo OFDM que tiene cada uno de ellos una representación de número complejo es necesario transformarlo a polar.

- 4.- **Sumador de fase de $\theta \pm \beta$:** En esta etapa es donde se corrige el error de fase común sumando la fase del símbolo (de datos, piloto y de información del sistema) con el error de fase común.
- 5.- **Conversión $r < \theta$ a Q-I:** En esta etapa es donde cada símbolo que contiene el símbolo OFDM que tiene cada uno de ellos una representación polar es necesario transformarlo a número complejo.

Los pasos 3, 4 y 5 se repiten cíclicamente hasta descargar por completo el ultimo símbolo que esta almacenado temporalmente. En la figura 2.3 se muestran las constelaciones de QAM-16 y BPSK que son afectadas por el error de fase común que causa una rotación en las constelaciones que esta a la entrada del corrector de CPE, a la salida este bloque se cancela por completo el error de fase común en las dos constelaciones en uso.

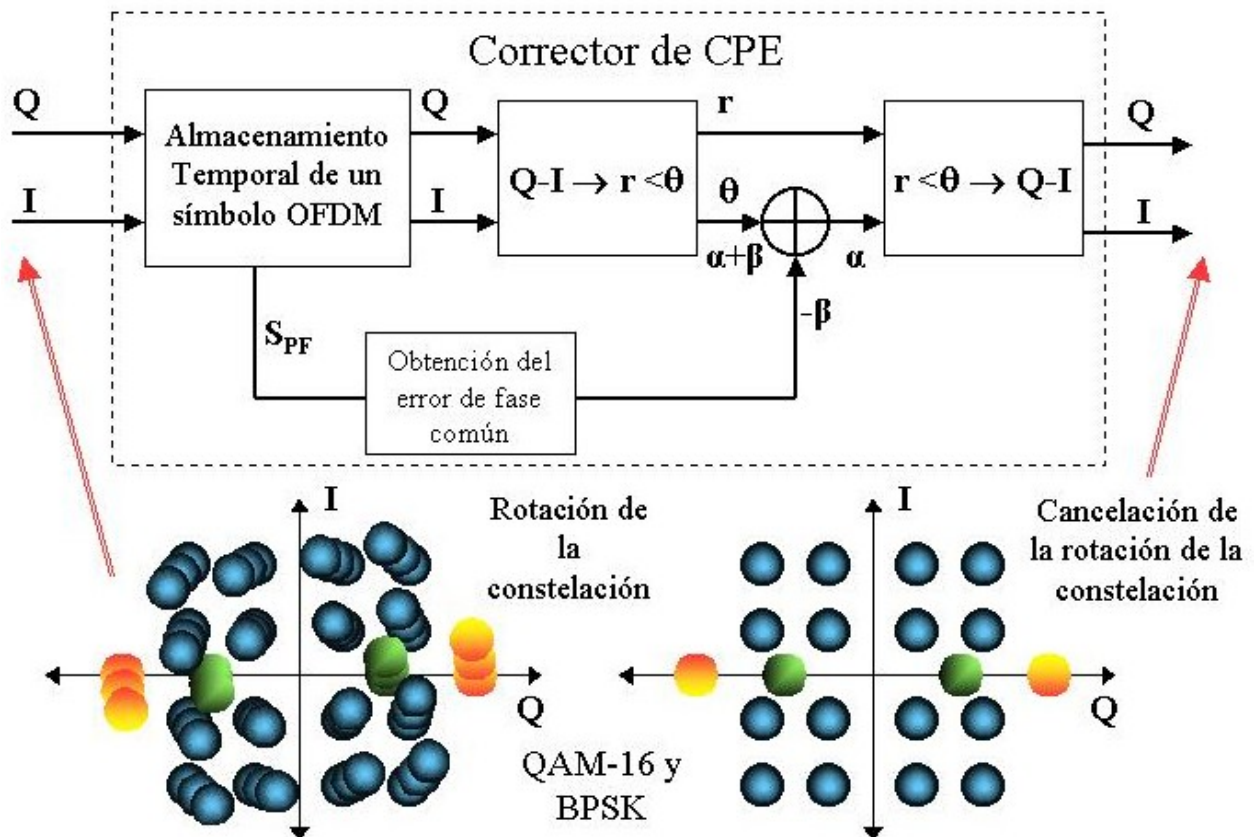


Figura 2.3: Corrector del error de fase común (CPE).

CAPÍTULO III

Digital Video Broadcasting-Terrestrial (DVB-T).

3.1 Introducción

Las especificaciones del DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) están realizadas en el ETSI (European Telecommunications Standards Institute), y recogidas en el documento ETS 300 744 de Marzo de 1997. Dicho estándar ha sido adoptado por los países Europeos, así como por países de fuera, como Australia, Brasil o India.

Como se recoge en la propia norma, el proyecto DVB (Digital Video Broadcast) es un consorcio de organizaciones tanto públicas como privadas, con objeto de establecer el marco para la introducción de servicios de televisión digital basados en MPEG-2. Esto es, se propone abordar las necesidades reales en este campo teniendo presente la situación y estado de los mercados, así como las circunstancias económicas, tanto de la electrónica de consumo, como de la industria de difusión de televisión. En el sistema se definen los esquemas de modulación y codificación de canal para difusión de servicios terrestres de LDTV (Limited Definition Television), SDTV (Standard Definition Television), EDTV (Enhanced Definition Television) y HDTV (High Definition Television).

El desarrollo del DVB-T se basó en un conjunto de requisitos de usuario producido por el Módulo Comercial (Commercial Module) del proyecto DVB. Los miembros del DVB contribuyeron al desarrollo técnico del DVB-T a través del DTTV-SA (Digital Terrestrial Television-System Aspects), grupo de trabajo del Módulo Técnico (Technical Module). Proyectos europeos como SPECTRE, STERNE, HD-DIVINE, HDTVt, dTTb, y otras organizaciones desarrollaron hardware de sistema y resultados, que eran comunicados al DTTV-SA.

Una de las principales características del DVB-T es el empleo de paquetes MPEG-2, lo cual implica que es transportable cualquier información que sea digitalizable (vídeo, audio, datos multimedia, etc...). Además, se incluyen en las especificaciones un conjunto de canales de retorno para los usuarios con objeto de interactuar con los servicios digitales recibidos.

DVB-T también puede emitir la HDTV, aunque no en nativo. Lo que la DVB-T hace es emitir un único programa en dos formatos: SDTV y HDTV, de tal manera que si una recepción falla (la HDTV) como mínimo se puede visualizar en SDTV (esto es modulación jerárquica). Además se desea aprovechar las antenas UHF ya instaladas. Cada canal UHF analógico actual pasara a tener de 4 a 6 canales digitales. El actual canal analógico de TV pasara a llamarse multiplex dado que será el conjunto de varios canales TV multiplexados.

3.2 TV digital vs. TV analógica

El principal problema de la televisión analógica es que no saca partido al hecho de que en la mayoría de los casos, las señales de vídeo varían muy poco al pasar de un elemento de imagen (píxel) a los contiguos, o por lo menos existe una dependencia entre ellos. En pocas palabras, se derrocha espectro electromagnético.

Además al crecer el número de estaciones transmisoras, la interferencia pasa a convertirse en un grave problema.

En la televisión analógica, los parámetros de la imagen y del sonido se representan por las magnitudes analógicas de una señal eléctrica. El transporte de esta señal analógica hasta los hogares ocupa muchos recursos.

En el mundo digital esos parámetros se representan por números; en un sistema de base dos, es decir, usando únicamente los dígitos “1” y “0”.

El proceso de digitalización de una señal analógica lo realiza el conversor análogo/digital. Esta representación, numérica en bits, permite someter la señal de televisión procesos muy complejos, sin degradación de calidad, que ofrecen múltiples ventajas y abren un abanico de posibilidades de nuevos servicios en el hogar.

Sin embargo, la señal de televisión digital ofrecida directamente por el conversor análogo/digital contiene una gran cantidad de bits que no hacen viable su transporte y almacenamiento sin un consumo excesivo de recursos.

La cantidad de bits que genera el proceso de digitalización de una señal de televisión es tan alto que necesita mucha capacidad de almacenamiento y de recursos para su transporte.

Ejemplos de la cantidad de bits que genera la digitalización de 3 diferentes formatos de televisión:

- En formato convencional (4:3) una imagen digital de televisión está formada por 720x576 puntos (pixels). Almacenar una imagen requiere: 1 Mbyte. Transmitir un segundo de imágenes continuas, requiere una velocidad de transmisión de 170 Mbits/s.
- En formato panorámico (16:9) una imagen digital de televisión está formada por 960x 576 puntos (pixels): requiere un 30% más de capacidad que el formato 4:3.
- En formato alta definición la imagen digital de televisión consiste en 1920 x1080 puntos (pixels). Almacenar una imagen requiere más de 4Mbyte por imagen. Transmitir un segundo de imágenes continuas, requiere una velocidad de transmisión de 1Gbit/s. Afortunadamente, las señales de televisión tienen más información de la que el ojo humano necesita para percibir correctamente una imagen. Es decir, tienen una redundancia considerable. Esta redundancia es explotada por las técnicas de compresión digital, para reducir la cantidad de “números” generados en la digitalización hasta unos niveles adecuados que permiten su transporte con una gran calidad y economía de recursos.

Estas y otras técnicas han sido los factores que han impulsado definitivamente el desarrollo de la televisión Digital, permitiendo el almacenamiento y transporte de la señal de televisión digital con un mínimo uso de recursos.

Los canales radioeléctricos de la televisión digital ocupan la misma anchura de banda (8MHz) que los canales utilizados por la televisión analógica pero, debido a la utilización de técnicas de compresión de las señales de imagen y sonido (MPEG), tiene capacidad para un número variable de programas de televisión en función de la velocidad de transmisión, pudiendo oscilar entre un único programa de televisión de alta definición (gran calidad de imagen y sonido) a cinco programas con calidad técnica similar a la actual (norma de emisión G con sistema de color PAL), o incluso más programas con calidad similar al vídeo. Sin embargo, inicialmente, se ha previsto que cada canal múltiple (canal múltiple se refiere a la capacidad de un canal radioeléctrico para albergar varios programas de televisión) de cobertura nacional o autonómica incluya, como mínimo, cuatro programas.

3.3 Características Técnicas

El sistema DVB-T es de los más complejos de la familia de estándares (DVB), esto es debido a la hostilidad del medio al que se enfrenta. A parte de la utilización del sistema MPEG-2 otros elementos de la especificación son:

- Una modulación COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) que divide la información en un número de portadoras, el modo “2k” con 1705 portadoras de las cuales 193 son para uso propio del sistema y 1512 portadoras libres para la información, y el modo “8k” con 6817 portadoras de las cuales 769 son para uso propio del sistema y 6048 portadoras libres para la información. Sin embargo, la información útil transmitida por segundo es igual en los dos sistemas, dado que en uno se transmite más rápido pero menos información de cada vez, y con igual ancho de banda. Ambos sistemas son compatibles entre sí. Cada una de las portadoras es modulada con una tasa binaria baja para que el tiempo de símbolo sea mayor que la dispersión temporal del canal.
- Los esquemas de modulación de portadoras de datos usados son: QPSK, 16-QAM y 64-QAM.
- Intervalo de guarda de 1/4, 1/8, 1/16 y 1/32 del largo del símbolo.
- Se usa un código Reed-Solomon y entrelazamiento (interleaving) de frecuencia.
- Código convolucional perforado con diferentes tasas de código (1/2, 2/3, 3/4, 5/6 y 7/8).
- Ancho de banda es de 8 MHz.
- La especificación de DVB-T puede adaptarse a canales de 6 o 7 MHz por simplemente escalamiento de la velocidad del reloj; la capacidad y el ancho de banda sigue entonces en la misma proporción.
- Modulación jerárquica.

El sistema DVB-T introduce un intervalo de guarda para protegerse contra el multitrayecto y evitar la interferencia de intersímbolo. Las características del estándar DVB-T permiten que si el eco cae dentro del intervalo de guarda beneficie a la señal, además, posee un alto grado de inmunidad a interferencias de banda estrecha, como se puede considerar a las señales de televisión analógicas. Debido a que la señal de DVB-T tiene un gran ancho de banda,

solo afectaría a la señal de TV analógica como ruido blanco. Esto permite la utilización de canales hasta ahora considerados tabú, además DVB-T permite la introducción e redes de frecuencia única (SFN-Single Frequency Networks).

Otro aspecto de interés de la modulación es el ancho de banda que ocupa y que vamos a ver a continuación: el estándar toma como valores para el periodo de símbolo útil $T_u = 224$ useg para el modo 2K y $T_u = 896$ useg para el modo 8K. Para mantener el principio de ortogonalidad se obtiene como espacio entre portadoras $1/T_u = 4464$ Hz (modo 2K) y $1/T_u = 1116$ Hz (modo 8K) con lo que se obtiene un ancho de banda para ambas modulaciones de 7.61 MHz (ver figura 3.1), que es lo suficientemente pequeño como para poder ser transmitido en las bandas del espectro de UHF existentes para la transmisión de señal de televisión analógica (8 MHz). Nótese que el ancho de banda obtenido es fruto de multiplicar $1/T_u$ por 1705 o 6817 y no por 2048 o 8192 como cabría esperar. El motivo de estos números reside en que en esta modulación se trabaja con tramas MPEG junto con algunos símbolos de control que dan lugar a 1705 o 6817 símbolos a transmitir. A la hora de hacer la IFFT se completa con ceros (por motivos de eficiencia), que al ser vistos en frecuencia, no afectan al ancho de banda final de la señal modulada.

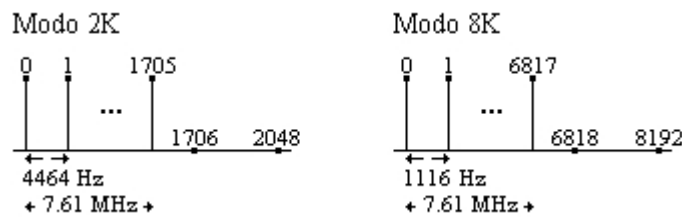


Figura 3.1: Diferencias de los modos 2K y 8K.

Significado del modo:

- Sistema de 8K permite buena recepción con largo ecos de multitrayecto. En el modo 8K el hecho de que haya un mayor número de portadoras provoca que sea más sencilla la realización de la igualación en el receptor.
- Sistema de 8K es por consiguiente satisfactorio para las redes de frecuencia única (SFN).
- Sistema de 2K más satisfactorio para redes de multifrecuencia o de único transmisor. En el modo 2K hay una mayor separación entre portadoras lo que disminuye los efectos de las interferencias

3.4 Ventajas e Inconvenientes de SFN (Single Frequency Network)

Si pensamos en la planificación de la televisión analógica, vemos que utiliza redes multifrecuencia y debe enfrentarse a interferencias co-canal, esto conlleva una prohibición del canal del 90%. Ahora nos trasladamos a las Redes de Frecuencia única, puesto que todos los transmisores emiten lo mismo a la vez y en la misma frecuencia, donde antes se emitía un único programa analógico utilizando 9 frecuencias, ahora se pueden emitir 9 tramas, una por canal, conteniendo cada una de ellas un número de programas que estará en función del modo DVB-T seleccionado. Esto produce una eficiencia espectral impresionante.

Pero no todo son ventajas, ya que este sistema no permite la introducción de nuevos contenidos y además tiene unos requisitos de sincronización muy estrictos. Para estos últimos se ha creado una especificación, MIP (Megaframe Identification Framer [TR 101 191]), de sincronización de tramas de transporte, este mecanismo requiere de una señal de sincronización externa.

En la modulación jerárquica, dos flujos de datos separados se modulan sobre un único flujo de DVB-T. Un flujo, llamado flujo de “Alta Prioridad” (HP: High Priority) es incluido dentro de un flujo de “Baja Prioridad” (LP: Low Priority). Los receptores con “buenas” condiciones de recepción pueden recibir ambos flujos, mientras aquellos con las condiciones de recepción más pobres pueden solo recibir el flujo de “Alta Prioridad”. Los programadores pueden designar dos diferentes tipos de receptor de DVB-T con dos servicios completamente diferentes. Típicamente, el flujo LP es de más alta tasa de bit, pero la más baja robustez que uno de HP. Por ejemplo, un programador podría escoger para entregar HDTV en el flujo de LP y SDTV para el flujo HP.

Cuando modulamos las portadoras de COFDM con QPSK, la información se transmite con dos bits en cada cuadrante. Cuando utilizamos una 16 o 64 QAM el número de bits pasa a ser 4 o 6 en cada cuadrante. De esta forma, se podría pensar en una forma jerárquica de organizar la modulación en dos pasos. En el primero, se elegiría el cuadrante de la constelación con los dos primeros bits del flujo de información (HP). En el segundo paso, se elegirían los puntos dentro de cada cuadrante con los 2 o 4 bits restantes (LP). Esta forma de modulación se denomina

jerárquica ya que permite integrar la modulación QPSK dentro de la 16 o 64-QAM (ver figura 3.2).

Cada flujo (HP y LP) codificado con su propio código protector, hace que la transmisión del QPSK sea menos susceptible a las interferencias que en el caso de 16 o 64 QAM no jerárquicos, por lo que aumenta la probabilidad de cobertura para el flujo HP y por tanto constituye una ventaja para la posibilidad de recepción portátil. Sin embargo, necesitaremos una mayor relación S/N para el flujo LP comparada con el 16 o 64 QAM normal, ya que la distancia media entre puntos sucesivos de la constelación es menor dentro de un solo cuadrante.

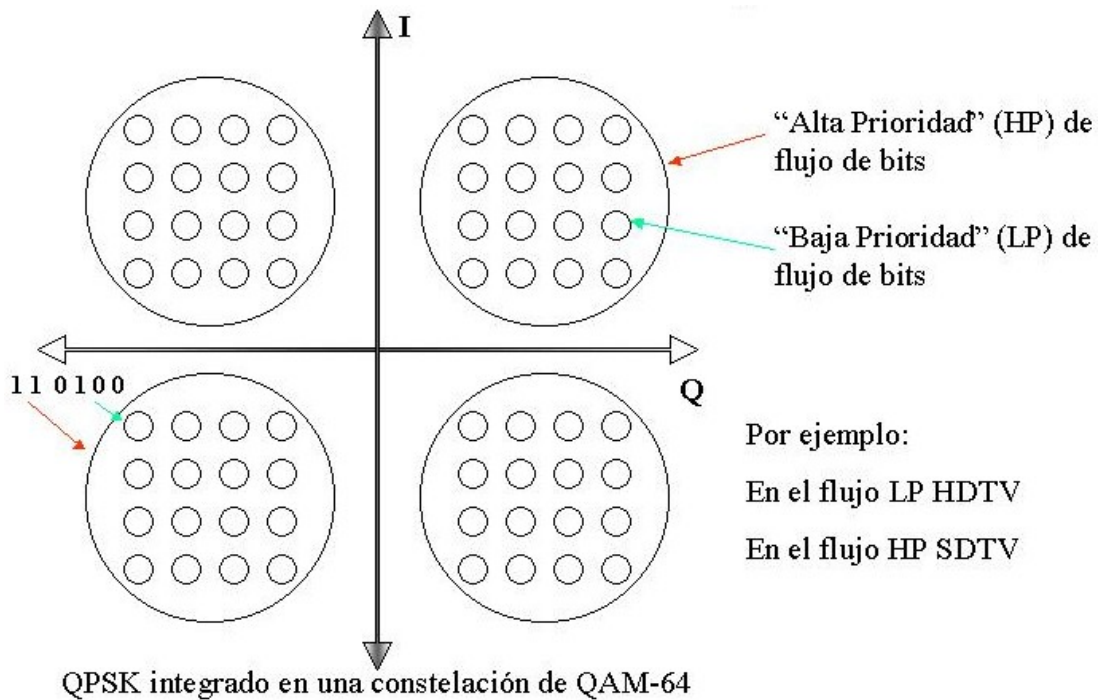


Figura 3.2: QPSK integrado en una constelación de 64-QAM. Los dos primeros bits “11”(110100) son usado para codificar el servicio de Alta Prioridad (HP).

Se puede mejorar la decodificación del flujo HP separando mas los cuadrantes entre sí, es decir alejándolos de los ejes (aunque esto conlleva un aumento de potencia transmitida). Así, se utiliza un parámetro alfa (α) que indica la distancia que existe entre dos puntos adyacentes de distintos cuadrantes.

3.5 Diagrama en bloque simplificado del sistema DVB-T

El diagrama en bloque simplificado del sistema DVB-T se muestra en la figura 3.3, solo se describirá los bloques del modulador referido a COFDM.

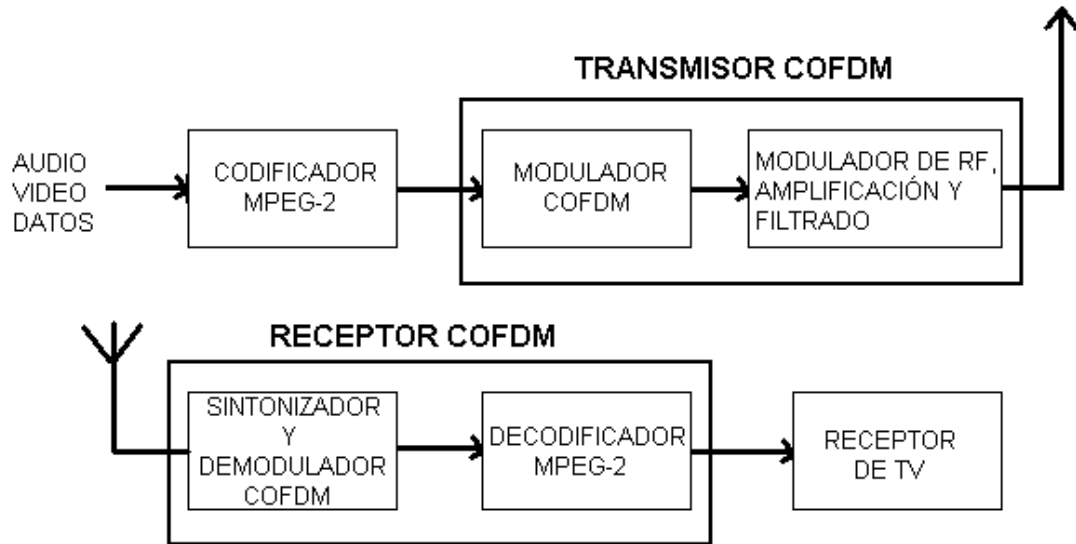


Figura 3.3: Diagrama en bloque simplificado del sistema DVB-T

El demodulador COFDM no será analizado en este capítulo debido a que las especificaciones dadas en el estándar no condicionan la realización del receptor, ya que únicamente imponen un límite temporal, que restringe el retardo máximo permitido para que el receptor entregue tanto imágenes como sonido. En consecuencia, las especificaciones recogidas en el estándar dejan una total libertad a la hora de implementar el sistema receptor ya que no establece restricciones para poner en práctica cualquier tipo de solución.

A pesar de esta libertad para implementar el receptor, en muchos casos la mejor solución es implementar un bloque que realice la función inversa del correspondiente bloque del transmisor.

3.5.1 Modulador COFDM

En la figura 3.4 se presenta el diagrama en bloques del modulador.

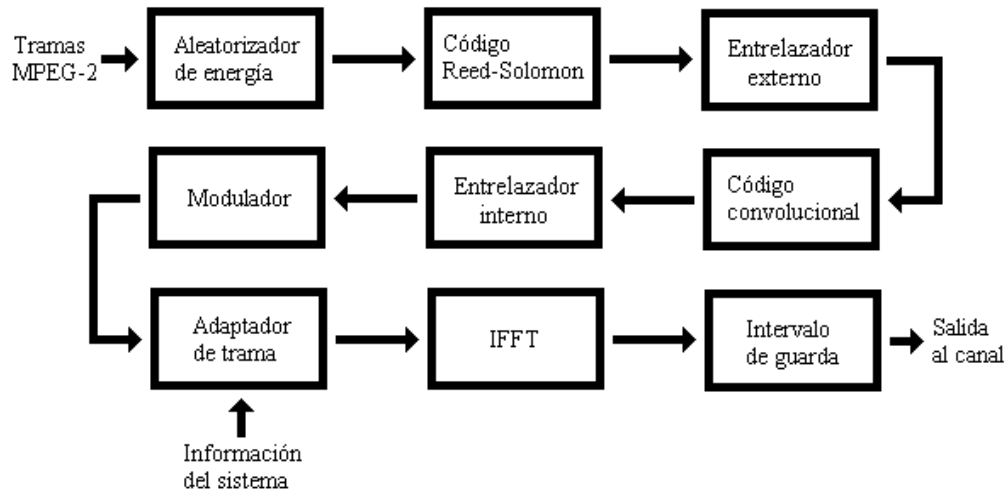


Figura 3.4: Modulador COFDM.

En el diagrama en bloque del modulador se puede ver cada uno de los elementos que conforman la cadena emisora y su disposición. Se ha omitido la parte de radiofrecuencia y se muestra la ubicación e interconexión entre elementos tal y como viene recogido en el estándar.

Los tres primeros elementos del diagrama son comunes a otros estándares vigentes como el estándar de difusión vía satélite y difusión por cable. Estos elementos se orientan fundamentalmente a la implementación de un codificador externo que permite la corrección de errores tomando bytes como unidades de trabajo. El resto de los elementos proporcionan la modulación requerida que trabajan al nivel de bit.

Aunque el sistema que se describe podría tener cualquier tipo de entrada binaria, la norma restringe el tipo de datos de entrada del transmisor a tramas MPEG-2. Como dato interesante con respecto a MPEG-2 diremos que son tramas de 188 bytes cuyo primer byte realiza tareas de sincronización (ver figura 3.5).

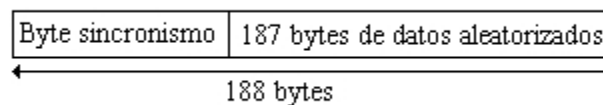


Figura 3.5: Trama MPEG-2.

3.5.1.1 Aleatorizador de Energía

El objetivo de este bloque consiste en evitar que en un grupo de bits haya ciertas secuencias que se repitan con mayor asiduidad, ya que esto provocaría la aparición de ciertos puntos de la constelación con mayor frecuencia. Si estos puntos coincidiesen en necesitar mayor energía para su transmisión se tendría un gran desperdicio de potencia. En definitiva, el objetivo consiste en obtener una cierta uniformidad en la transmisión de los símbolos de la constelación.

Para conseguir esto se utiliza una secuencia binaria pseudoaleatoria que se obtiene a partir del polinomio generador $1+X^{14}+X^{15}$ y una secuencia binaria inicial. En la figura 3.6 se puede observar el esquema hardware para la obtención de la secuencia pseudoaleatoria.

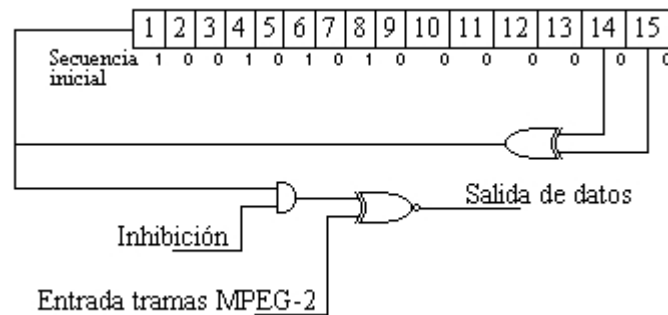


Figura 3.6: Aleatorizador de Energía.

El proceso de aleatorización consiste en hacer una OR-exclusiva entre los bits que componen los datos de entrada y la secuencia pseudoaleatoria obtenida. El estándar contempla ciertas consideraciones adicionales para la consecución del objetivo de este bloque, consideraciones que no serán expuestas aquí ya que no añaden nada de interés y sólo son necesarias en una implementación práctica.

3.5.1.2 Código Reed-Solomon

Este bloque va a ser el primer paso para conseguir robustez contra errores. Su inclusión viene motivada porque a la salida del decodificador de canal en el receptor se tiene una tasa de bits erróneos del orden de 10^{-4} la cual es muy elevada para la transmisión de la señal de

televisión. Así, la introducción de este código consigue obtener a la salida del receptor unas tasas de errores muy bajas.

Este codificador implementa un código bloque del tipo Reed-Solomon, que pertenece a una subclase de los códigos BCH en la que los elementos con los que se trabaja son grupos de bits, ocho en este caso.

En el estándar, el código Reed-Solomon definido es el sistemático RS(204,188,8) lo que quiere decir que ante una entrada de 188 bytes añade 16 bytes de paridad lo que da un total de 204 bytes, poseyendo la capacidad de corregir hasta 8 bytes erróneos arbitrarios.

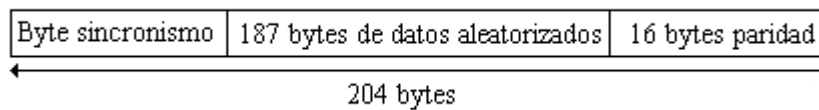


Figura 3.7: Trama MPEG-2.

En la figura 3.7 se puede observar cómo queda la salida de este bloque ante una entrada MPEG-2, donde se ve que los 16 bytes de paridad aparecen al final de la trama MPEG-2 (esto es debido a que el código es sistemático).

3.5.1.3 Entrelazador Externo

El código Reed-Solomon tiene la capacidad de corregir un cierto número de errores consecutivos, lo cual implica que ante la aparición de una gran cantidad de errores consecutivos, el código no es efectivo. Es por lo que se acaba de ver por lo que tiene interés la introducción del entrelazador externo. Este bloque se encarga de introducir un cierto desorden en los bytes de entrada de forma que si hubiese una secuencia de bytes erróneos en recepción, al pasar por el elemento inverso a éste, esos bytes quedarían dispersos, con lo cual, el código Reed-Solomon podría corregirlos.

El motivo de que la unidad de trabajo sean bytes radica en el hecho de que es la unidad de trabajo del código Reed-Solomon.

En la figura 3.8 se muestra una representa del funcionamiento de este bloque y que ayudará a entender cómo se produce el desorden.

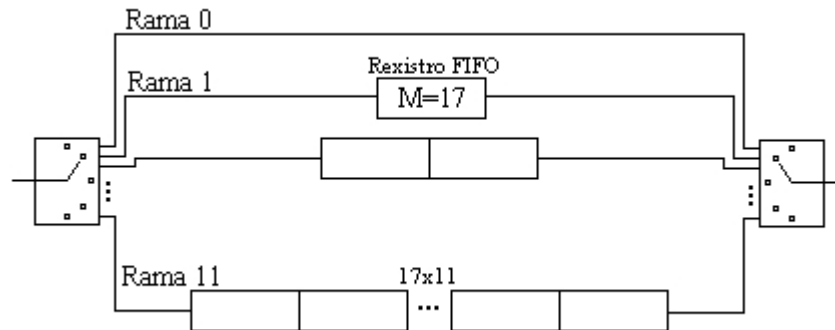


Figura 3.8: Entrelazador Externo.

El sistema está compuesto por dos conmutadores y doce ramas en las que hay intercalados un número creciente de registros. Los conmutadores siempre están sincronizados, lo que quiere decir que si el de entrada apunta a una rama el de salida coge datos de la misma rama. Cada vez que un dato entra por una rama ambos conmutadores pasan a la siguiente posición (de forma cíclica).

La aleatorización se ve reflejada en el hecho de que en cada rama exista un número determinado de registros que provoca un retardo variable entre la entrada de un dato por un conmutador y la salida por el otro.

Cada registro contiene capacidad para 17 bytes. Estos registros se comportan como colas FIFO y caracterizan el comportamiento que presenta cada rama. Partiendo de la primera rama que no posee ningún registro, el número de registros que posee cada rama se incrementa en una unidad con respecto a la anterior, llegando así a la duodécima rama, que posee once registros. Una característica que conviene resaltar es que los bytes dirigidos por la primera rama no sufren ningún retardo. Esta circunstancia se aprovecha con fines de sincronización; así, los bytes de sincronismo de las tramas MPEG-2 van siempre dirigidos por la primera rama.

Una última consideración a realizar es que al empezar a trabajar, y debido a las colas FIFO, el bloque pasa por un periodo transitorio (en este periodo se entregan a la salida bytes que no pertenecen a la estructura de datos de la entrada) que hay que tener en cuenta para su posterior eliminación.

3.5.1.4 Código Convolutional

Este elemento constituye el primer bloque que forma parte del codificador de canal. La función que va a desarrollar va a ser la codificación de los bits que se presentan a la entrada mediante la introducción de bits de redundancia que habilitarán la corrección de errores en recepción.

El funcionamiento del convolutional está basado en registros de memoria (de capacidad un bit) y sumas módulo dos. La codificación de los bits se realiza a partir del valor del bit presente a la entrada y los valores de los m bits anteriores que están guardados en los registros.

El codificador convolutional que define el estándar se construye a partir de un código convolutional que denominaremos como código base. Por lo tanto, se definirá este código en primer lugar, para posteriormente, obtener las distintas tasas que el estándar contempla en función del código base.

El código convolutional base está formado por seis registros de memoria y dos bits de salida por cada bit de entrada.

Los polinomios que generan el código son:

$$g_1(D) = \text{bit de entrada} + D1 + D2 + D3 + D6$$

$$g_2(D) = \text{bit de entrada} + D2 + D3 + D5 + D6$$

Estos polinomios se pueden ver representados en la figura 3.9 sin más que tener en cuenta que D indica un retardo unidad.

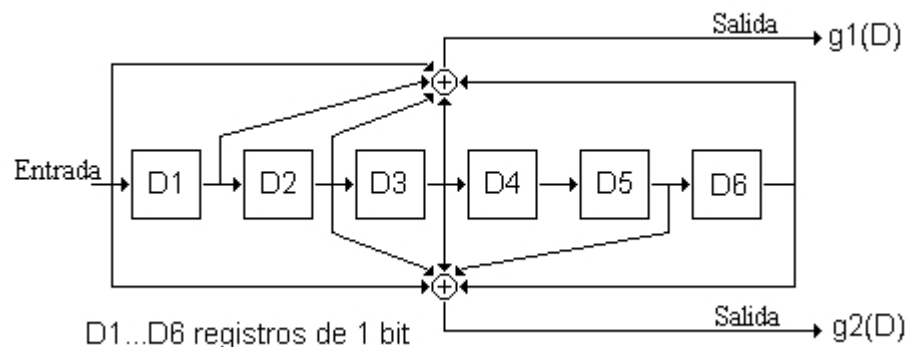


Figura 3.9: Codificador Convolutional.

Como se indicó anteriormente, el estándar contempla diversas tasas para el codificador convolucional. La tasa $1/2$ viene aportada por el propio código base, mientras que las restantes tasas se consiguen a partir de estrategias de perforado. Estas estrategias consisten en descartar salidas del código convolucional base siguiendo ciertos patrones predeterminados.

3.5.1.5 Entrelazador Interno

El entrelazador interno tiene como misión limitar en lo posible la longitud de las ráfagas de errores que se puedan producir durante la transmisión para que estas no desborden la longitud máxima soportada por el código corrector intentando conseguir así una decodificación libre de errores.

Para conseguir esta limitación se implantan dos entrelazadores, uno que trabaja a nivel de bits y otro que trabaja a nivel de grupos de bits (símbolos).

El entrelazador de bits consigue que los grupos de bits que dan lugar a un símbolo no estén formados por bits consecutivos de la entrada. Esto se consigue barajando los bits siguiendo un patrón fijo que se basa en una rotación cíclica.

Los bits serializados que provienen del bloque anterior se agrupan de 126 en 126 y cada grupo se introduce en los registros de cada una de las ramas que conforman el entrelazador. El número de ramas depende de la modulación empleada, así, para la QPSK y la 16-QAM habrá cuatro ramas y para 64-QAM de seis ramas.

Una vez que tenemos cada registro lleno con los 126 bits, se les aplica una rotación que depende de la rama con la que se esté trabajando. Después de aplicar dicha rotación los bits de cada rama pasan a alimentar la entrada del entrelazador de símbolo.

En la figura 3.10 se puede observar un diagrama de bloques del entrelazador interno. El último bloque de la figura 3.10 es el entrelazador de símbolo que como se observa agrupa los bits de 4 en 4 (QPSK o 16-QAM) o de 6 en 6 (64-QAM) cogiendo uno de cada rama.

Ahora que ya se han formado los símbolos el entrelazador de símbolo será el encargado de desordenarlos. El entrelazador de símbolo es el primer bloque que se ve afectado por el modo de transmisión. Dependiendo del modo utilizado la profundidad de trabajo de este entrelazador

será de 1512 posiciones en el modo 2K o 6048 en el modo 8K; con profundidad de trabajo se quiere decir la cantidad de símbolos que se cogen cada vez para desordenar.

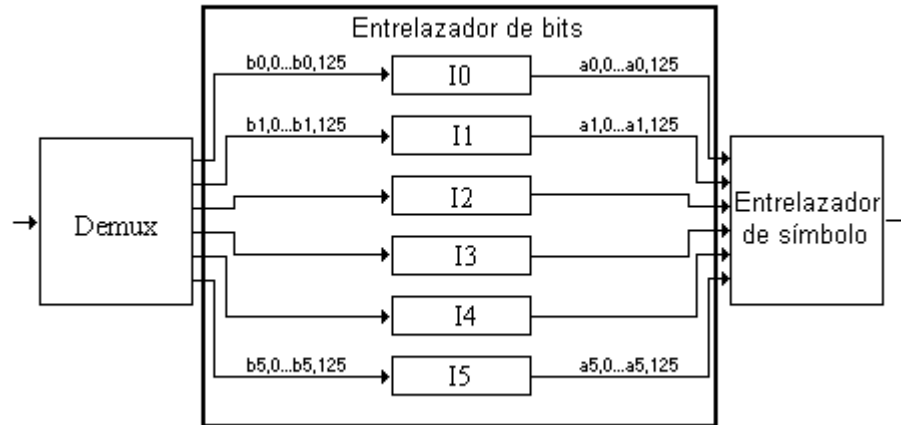


Figura 3.10: Entrelazador Interno.

Debe observarse que, puesto que en el entrelazador de bits, en cada ejecución, se crean 126 grupos de bits (símbolos) hacen falta 12 ejecuciones de este entrelazador para cubrir las 1512 posiciones en el caso de trabajar en el modo 2K, mientras que para cubrir las 6048 posiciones del modo 8K hacen falta 48 ejecuciones.

Para finalizar cabe destacar que al desordenar símbolos lo que se está consiguiendo es separar portadoras (cada símbolo modula una portadora) que estén correlacionadas entre sí de forma que ante un desvanecimiento profundo la posibilidad de que símbolos contiguos se vean afectados sea pequeña. Así, una portadora atenuada puede ser recuperada a partir de la correlación que existe con otras portadoras que no han sido atenuadas.

3.5.1.6 Modulador

En el segundo bloque del entrelazador interno, la unidad de trabajo ya eran los símbolos. Realmente se trabajaba con grupos de bits que posteriormente iban a dar origen a los símbolos. Justamente este elemento, el modulador, será el que se encargue de hacer la conversión de grupos de bits a símbolos.

Las constelaciones recogidas en el estándar son las siguientes: QPSK, 16-QAM y 64-QAM. Todas estas constelaciones tienen en común que la asignación binaria de los elementos se corresponde a un código Gray. Un código Gray se caracteriza por tener una diferencia de un solo bit entre dos símbolos que estén a distancia mínima. Si la relación señal a ruido es suficientemente alta es mucho más probable que un símbolo sea confundido con un símbolo vecino que con otros que disten mucho del símbolo inicialmente transmitido.

De los bits que forman parte de la asignación binaria de un símbolo, algunos de ellos están relacionados con la parte real del mismo y otros con la parte imaginaria. Por ejemplo, en el caso de emplear una 64-QAM (6 bits), los bits 0, 2 y 4 están relacionados con la parte real de los símbolos y los bits 1, 3 y 5 con la imaginaria.

Para finalizar hay que decir que los símbolos de la constelación deben de ser multiplicados por unos valores para conseguir que estén normalizados en energía.

3.5.1.7 Adaptador de Trama

Llegados a este punto ya tenemos una representación en forma compleja de los datos que se desean transmitir. Además estos datos llevan incorporadas técnicas de protección contra errores que han sido implementadas en bloques descritos anteriormente. Pero aunque ya tenemos los datos preparados para ser transmitidos es necesario enviar alguna información adicional para que el receptor pueda realizar una correcta decodificación de los datos.

Como se vio anteriormente, en el modo 2K se tenían 1512 símbolos cada uno de los cuales va a modular una portadora, sin embargo se van a transmitir 1705 portadoras, es decir 193 portadoras llevarán esta información adicional. En el modo 8K se dispondrá de 769 portadoras. Como se muestra en la tabla 3.1.

	Modo 2K	Modo 8K
Portadoras de datos	1512	6048
Portadoras pilotos fijas	45	177
Portadoras pilotos dispersas	131	524
Portadoras de información de sistema	17	68

Tabla 3.1: Tipos de portadoras.

La información adicional que va a ser transmitida es:

- Símbolos pilotos:** Van a servir para conseguir sincronización y una estimación del comportamiento del canal.
- Símbolos de información del sistema (TPS):** Se utilizarán para indicar en el receptor cual son los parámetros empleados en la transmisión, como puede ser el modo usado, el valor del intervalo de guarda,...

La señal que se va a transmitir soporta una estructura de trama como la mostrada en la figura 3.11.

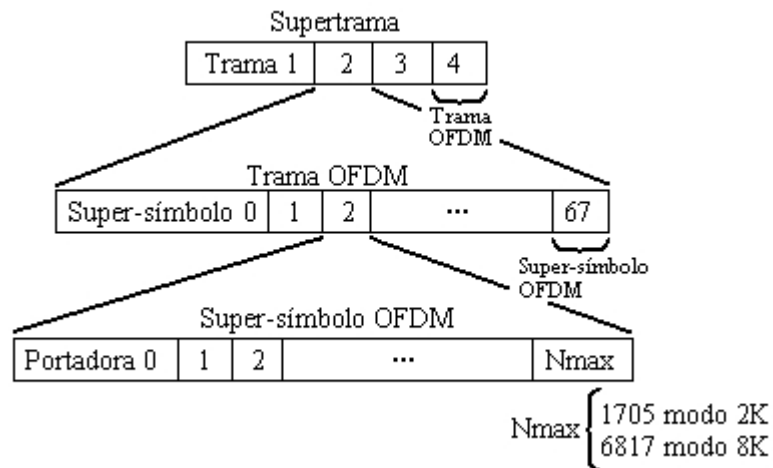


Figura 3.11: Composición de una Supertrama OFDM.

El elemento básico es la trama OFDM; cada trama se divide en 68 supersímbolos y, por último, cuatro tramas constituyen una supertrama. Esta estructura que se acaba de presentar y el número de portadoras de datos en los dos modos viene determinados por la intención de que, al final de una supertrama, el número de salidas del codificador Reed-Solomon sea un número entero.

Las portadoras que contendrá el supersímbolo OFDM se describirán a continuación:

- Portadoras pilotos:** Hay dos tipos de portadoras pilotos atendiendo a su disposición dentro del supersímbolo. Diferenciamos entre aquellas señales que siempre modulan las mismas portadoras y aquellas otras que modulan distinta portadora en función de la posición del supersímbolo dentro de la trama COFDM. La diferencia entre las portadoras

pilotos y el resto de las portadoras es que las primeras son transmitidas con una potencia mayor. De hecho se cumple que para los símbolos de datos la energía vale 1 mientras que para las portadoras pilotos esta energía vale $16/9$. Como había dicho antes hay dos tipos de portadoras pilotos:

1. Pilotos fijas:

- Son de posición fija dentro del símbolo de OFDM.
- 45 en el modo 2K, 177 en el modo 8K.
- Transmitidos al incrementar los niveles de potencia.
- Usado para estimar las características del canal y por consiguiente hace correcciones.

2. Pilotos dispersas:

- Son posición variable que cambian su posición de supersímbolo a supersímbolo siguiendo un patrón que se repite cada cuatro supersímbolos.
- 131 en el modo 2K, 524 en el modo 8K.
- Transmitidos al incrementar los niveles de potencia.
- Usado junto con los pilotos fijas para estimar la distorsión del canal.

b) **Las portadoras de Información del Sistema:** La función de esta señalización es llevar los parámetros con los que está trabajando el esquema transmisor hasta el receptor para que éste pueda hacer una correcta decodificación de la señal que le llega. En concreto la información que se transmite es:

- La constelación empleada.
- El valor del intervalo de guarda empleado.
- La tasa del codificador convolucional.
- El número de la trama dentro de una supertrama OFDM (es decir entre 0 a3).
- El modo de transmisión (Ej. 2K o 8K).
- Otros parámetros que se aplican en caso de modulación jerárquica.

La información del sistema siempre modula las mismas portadoras dentro de un supersímbolo OFDM. El número de portadoras usadas es de 17 en el modo 2K y 68 en el modo 8K. Las portadoras de información del sistema emplean la modulación DBPSK.

3.5.1.8 IFFT

Una vez que se tienen todos los datos distribuidos en frecuencia, el siguiente paso que establece el estándar es la aplicación de la IFFT con lo cual, a partir de este punto, se pasa a trabajar en el dominio temporal.

La realización del algoritmo de la IFFT no es de interés en este trabajo; sólo cabe destacar que para que sea eficiente el algoritmo, el número de puntos con los que debe trabajar tiene que ser potencia de dos, por lo que en el modo 2K se trabaja con 2048 puntos y en el modo 8K con 8192.

3.5.1.9 Intervalo de Guarda

Este es el último bloque del transmisor y trata de combatir el multitrayecto, ya que ésta es una característica habitual en el tipo de canal para el que está destinada esta modulación (medio terrenal).

Para la consecución de este objetivo, la modulación emplea una técnica que consiste en habilitar un cierto intervalo temporal que se añade al intervalo de tiempo necesario para la transmisión de un supersímbolo. Con esto se evita que unos símbolos se vean afectados por otros (interferencia intersímbolo), aunque un símbolo siempre puede ser afectado por una versión retardada de sí mismo (interferencia intrasímbolo).

Los efectos anteriormente mencionados se pueden ver en la figura 3.12, en donde el símbolo K de la señal directa se ve afectado por la versión retardada de sí mismo. Ahora bien, si la duración del intervalo de guarda (Δ) está bien dimensionada, el símbolo K de la señal directa no se ve afectado por el símbolo K-1 de la señal retardada, cosa que sí ocurriría en caso de no existir el intervalo de guarda.

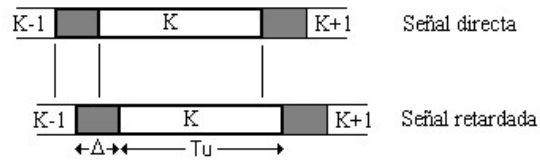


Figura 3.12: Intervalo de Guarda.

La realización de este bloque se lleva a cabo mediante una extensión cíclica de la salida de la IFFT. Esto nos lleva a que la duración total del periodo de símbolo será $T_{\text{símbolo}} = T_u + \Delta$, siendo T_u la parte que denominábamos como parte de símbolo útil pues en ese intervalo se concentra toda la información transmitida, y Δ la duración del intervalo de guarda. Esta extensión cíclica no es más que la copia de un determinado número de las últimas muestras de salida de la IFFT, y la colocación al principio a modo de prefijo, como se muestra en la figura 3.13.

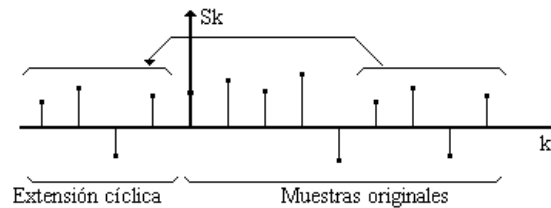


Figura 3.13: Extensión cíclica de la IFFT.

La desventaja de la introducción del intervalo de guarda radica en una reducción de la eficiencia espectral, ya que hay que transmitir muestras duplicadas que no aportan nueva información.

El estándar considera cuatro posibles valores para la duración del intervalo de guarda. Estos cuatro valores son $1/4$, $1/8$, $1/16$ y $1/32$ de la duración de la parte útil del periodo de símbolo de cada uno de los dos modos posibles (ver tabla 3.2).

$T_u = 896 \text{ us (8K)}$		$T_u = 224 \text{ us (2K)}$	
$1/4$	224 us	$1/4$	56 us
$1/8$	112 us	$1/8$	28 us
$1/16$	56 us	$1/16$	14 us
$1/32$	28 us	$1/32$	7 us

Tabla 3.2: Duración del intervalo de guarda según el tiempo del símbolo del útil

En la tabla 3.3 se muestra el número de muestras de las que se componen el intervalo de guarda atendiendo al valor de su duración y al modo de transmisión utilizado.

	$\Delta / T_u=1/4$	$\Delta / T_u=1/8$	$\Delta / T_u=1/16$	$\Delta / T_u=1/32$
Modo 2K	512	256	128	64
Modo 8K	2048	1024	512	256

Tabla 3.3: Números de muestras que componen el intervalo de guarda.

Nótese que el envío de un mayor número de muestras en el intervalo de guarda tiene repercusión directa en las tasas binarias (ver Tabla 3.4) que se logran transmitir.

Modulación	Tasa de código	Intervalo de Guarda			
		1/4	1/8	1/16	1/32
QPSK	1/2	4.98	5.53	5.85	6.03
	2/3	6.64	7.37	7.81	8.04
	3/4	7.46	8.29	8.78	9.05
	5/6	8.29	9.22	9.76	10.05
	7/8	8.71	9.68	10.25	10.58
16-QAM	1/2	9.95	11.06	11.71	12.06
	2/3	13.27	14.75	15.61	16.09
	3/4	14.93	16.59	17.56	18.10
	5/6	16.59	18.43	19.52	20.11
	7/8	17.42	19.35	20.49	21.11
64-QAM	1/2	14.93	16.59	17.56	18.10
	2/3	19.91	22.12	23.42	24.13
	3/4	22.39	24.88	26.35	27.14
	5/6	24.88	27.65	29.27	30.16
	7/8	26.13	29.03	30.74	31.67

Tabla 3.4. Tasa de binaria (M bits/s).

CAPÍTULO IV

Digital Audio Broadcasting (DAB).

4.1 Introducción

Pensado para sustituir a los servicios de AM y FM analógicos convencionales, DAB (Digital Audio Broadcasting - Radiodifusión de Audio Digital) conocida como la RADIO DIGITAL desarrollado dentro del proyecto Eureka 147 y estandarizado por el ETSI (European Telecommunications Standards Institute) utiliza la transmisión digital desde transmisores tanto terrestres como satelitales, entregando una calidad de CD a receptores móviles y portátiles sin las interferencias derivadas de la saturación y la propagación por el multitrayecto. Además, DAB tiene la capacidad de transmitir texto y datos gráficos, incluyendo páginas de Internet.

El DAB se basa un nuevo sistema de modulación de la señal, bien a través del denominado Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex -COFDM- o del Masking Pattern Adapted Universal Subband Integrated Coding and Multiplexing- -MUSICAM-; introduce dos conceptos importantes: la constitución de una red de frecuencia única y la técnica de emisores complementarios. El concepto de red de frecuencia única es muy útil para la recepción móvil. Todos los emisores de una misma red, que difunden desde distintos lugares el mismo programa, pueden operar en la misma frecuencia. Estas señales son, por consiguiente, como una sola señal directa para el receptor, proveniente del emisor más cercano sin que sea preciso cambiar el dial. El sistema no sólo aprovecha mejor el espectro descongestionando el dial por medio de frecuencias únicas por programa, sino que permite la cobertura de zonas que antes eran de sombra para el emisor principal utilizando simples emisores complementarios de escasa potencia.

El presente capítulo no pretende abarcar la totalidad de lo hecho hasta ahora en sistema DAB, sino dar una visión de los beneficios y características de esta tecnología en general.

4.2 Beneficios Únicos de DAB

La Radio Digital es el más significativo avance en tecnología de radio desde la introducción del FM stereo. Ofrece tanto a los auditores como emisores una interesante combinación de beneficios y oportunidades.

Por parte de los Auditores:

- Calidad de sonido mejorada, digital, comparable a la de los CD's.
- Robustez del sistema de transmisión aéreo. Receptores móviles y portátiles libres de interferencia (multipath, fading, co-channel) en la recepción.
- Receptores de bajo costo (en el largo plazo).
- Mayor variedad en la información recibida. Texto, Multimedia.

Por parte de las Emisoras:

- Mayor número de Estaciones, gracias al uso eficiente del espectro.
- Mayor cobertura, llegando a lugares de difícil acceso.
- Flexibilidad, el sistema DAB provee un canal digital de datos por el cual se puede entregar un amplio rango de tipos de servicios desde Audio hasta Multimedia.
- Al ser un canal digital, se pueden multiplexar cinco o más audio servicios de alta calidad. El multiplex puede ser reconfigurado dinámicamente para introducir nuevos servicios temporales o de suscripción, por ejemplo.
- El sistema puede proveer servicios con más valor agregado, que son un desafío a la innovación de los radiodifusores, (Web, video, Letras de Canciones, etc.).

4.3 Comparación respecto de AM/FM

La radio que conocemos es analógica, tanto en AM como en FM. En este caso, la onda radial transporta el sonido original –la música o la voz de un locutor– que puede verse sometido a interferencias atmosféricas o de otros equipos eléctricos. Las señales analógicas también pueden resultar bloqueadas o distorsionadas por los accidentes del terreno o los grandes edificios.

Con la señal FM -una microonda de corto alcance, pero de mejor calidad auditiva que la AM- se requiere un gran número de frecuencias, generalmente distintas, para cubrir un área grande. Esto repercute en que el espectro electromagnético es utilizado de manera ineficiente y en que cuando una persona se traslada más de unas decenas de kilómetros hay que volver a sintonizar la emisora para seguir el programa que se estaba escuchando.

La Radio Digital permite un uso más eficiente del espectro electromagnético y ofrece a los emisores una banda más ancha para incluir servicios adicionales. La señal de Radio Digital está convertida en “bits”, los “1” y “0” del mundo de la informática. Estos son transportados por las ondas radiofónicas de tal manera que resisten las interferencias. El sonido es casi perfecto.

El receptor de Radio Digital es inteligente, puede hacer mucho más que sintonizar estaciones, por ejemplo:

- Facilidad de localización de Emisoras. Basta con seleccionar el nombre de la estación y el receptor hará el resto, localizando el canal donde se encuentra la transmisión deseada.
- Para radios de auto, se puede realizar el Handoff automático cambiando de una señal con desvanecimiento a una nueva señal mayor potencia y de la misma estación, ya que el receptor monitorea el estado de la señal a su alrededor. De esta forma el auditor no notará el cambio. Tal como ocurre en telefonía celular.
- Al poseer pantalla LCD, el “auditor” podrá ver títulos de canciones, nombre del álbum, letras. Obtener información en tiempo real, tráfico, estado del tiempo, emergencias, servicios de búsqueda (paging), etc.
- Un punto importante que ya se ha mencionado es el de poder contar con cobertura nacional con sólo un estudio central, permitiendo la llamada Red de Frecuencia Única (Single Frequency Network, SFN), constituyendo una de las principales mejoras respecto de la tradicional AM/FM.

4.4 Características Técnicas

Las especificaciones del sistema DAB están en los estándares ETS 300 401 y ETS 300 799 del ETSI y han sido recomendadas por el ITU para transmisiones de audio tanto terrestre como satelitales. Las especificaciones son:

- Sistema de codificación de audio MUSICAM (MPEG capa II).
- Modulación COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) que divide la información en un número de portadoras dependiendo del modo. Para el modo I 1536 portadoras, el modo II 384 portadoras, el modo III 192 portadoras y el modo IV 768 portadoras.
- Tipo de modulación usada para las portadoras en COFDM: DQPSK.
- Duración del intervalo de guarda desde 31 a 246 useg dependiendo del modo.
- Se usa entrelazamiento de tiempo y frecuencia.
- Código convolucional perforado con diferentes tasas de código de entre 1/3 y 3/4.
- Ancho de banda es de 1.5 MHz.
- Multiplexación de los canales de entrada de audio y servicios de información.

4.4.1 Codificación de Audio MUSICAM

MUSICAM (Masking Pattern Universal Sub-band Integrated Coding And Multiplexing) permite la reducción de la tasa de bits de una señal de audio digitalizada hasta 48 kHz. Es un proceso de codificación de audio altamente eficiente que puede tomar la señal de CD stereo a $2 \times 44.1 \text{ k} \times 16 = 1411.2 \text{ kbit/s}$ y reducirla a una tasa de 192 kbit/s.

Lo anterior es posible basándose en técnicas de codificación psico-acústicas especificadas por MPEG layer II.

4.4.1.1 Enmascaramiento (Audio Masking)

Una buena definición de la percepción psico-acústica de sonidos se ha dado en 1960 como “aquel proceso por el cual, el umbral de auditividad de un sonido, aumenta en presencia de otro sonido” (sonido enmascarante).

La base de todos los nuevos sistemas, es la utilización de las características de la señal de audio, conocidas como redundancia e irrelevancia. Estos sistemas tratan de desarrollar patrones que puedan interpretar las características de la percepción del oído humano. Como respuesta a más de 30 años de investigación, ha surgido el concepto de enmascaramiento ó sound masking en el cual se conciben las llamadas curvas de umbral. Recientes avances en psico-acústica has sólo actualizado y refinado las viejas teorías. El más importante avance ha sido logrado con MPEG-1.

Esencialmente el sistema codifica solamente las señales que el oído humano percibirá, ignorando toda información que de acuerdo al modelo psico-acústico no se oirá. El principio de enmascaramiento de las frecuencias se ilustra en la figura 4.1. El componente de señal de 1 kHz deforma y eleva el umbral de percepción de otras frecuencias adyacentes. Si un segundo componente de audio está presente al mismo tiempo y cerca de 1 kHz, para que pueda ser reconocido, deberá estar sobre el nuevo umbral de energía impuesto por el componente de 1 kHz, de otra forma, es enmascarado por la primera señal.

Actualmente es un tema aún en estudio ya que hay diferentes aspectos y teorías al respecto. Algo interesante de destacar es la naturaleza no causal del enmascaramiento de sonidos, ya que un ruido fuerte (disparo), puede enmascarar a un sonido débil previo al disparo. Algunos psicólogos afirman que el oído humano puede percibir sonidos fuertes más rápido que los débiles.

En la realidad las señales son más complejas y el umbral de enmascaramiento está cambiando constantemente.

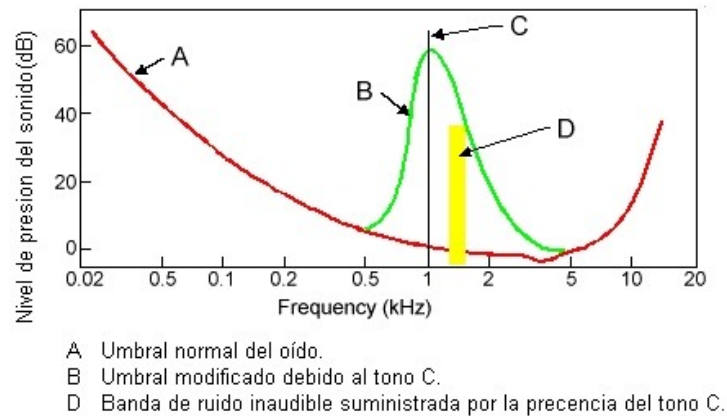


Figura 4.1: Enmascaramiento psico-acústico.

4.4.1.2 Cómo Funciona un Codificador MPEG

Debido a la naturaleza de este trabajo, no se profundizará dada la complejidad de cada etapa, sin embargo se incluye lo principal para comprender intuitivamente el proceso.

1. La señal de audio (24 kHz en banda base) digitalizada es dividida en 32 sub-bandas. Lo anterior se realiza con DSP's que realizan FFT de 1024 bits, entregando 512 valores del espectro, es decir, muestras cada 46Hz del espectro de audio original.
2. Conocidas las componentes de frecuencia. Se divide el espectro en las 32 sub-bandas, cada una con 16 bits (512/32). Esta división del espectro permite la distribución óptima de los bits de acuerdo a los requerimientos psico-acústicos. Para aquellas sub-bandas que resultan completamente enmascaradas por otras, no hay necesidad de enviarlas, ya que no se escucharán.
3. Una vez que se cuenta con la información necesaria, a cada muestra se le asigna un factor de escala de 6 bits (asegurando un rango dinámico de 120 dB), junto con información para reconstruir la distribución óptima y un header para cierta información. De esta forma, se arma la trama.
4. El sistema contempla técnicas de protección de la información, ya que la destrucción por pequeña que sea, resulta desastrosa. Además de la eliminación de redundancias para los factores de escala.

4.4.1.3 MPEG 2 layer II

Debido a la naturaleza de la información que se trata y a la codificación, existen diversas versiones de compresión MPEG; principalmente respecto de la tasa de transmisión, cantidad de canales, frecuencia de muestreo y al tipo de información que se trata. El sistema usado en DAB posee las siguientes características:

- Mayor Ancho de banda, sobre 40 Mbit/s.
- Compatible con el sistema 5.1 de salas de cine (central, izquierdo y derecho, más surround izquierdo y derecho y 1 canal de bajos).
- Más rango para los tamaños de tramas (incluyendo HDTV).
- Retardo de tiempo: 100 ms (layer II).

4.4.1.4 MPEG y MUSICAM

Hacia finales de 1988. el grupo de MPEG (Moving Pictures Experts Group) comenzó a trabajar en la codificación de imágenes en movimiento y audio para transmisión y almacenamiento sobre los 1.5 Mbit/s. En 1989, 14 proyectos de codificación de audio de diferentes compañías se presentaron. Dada su parecido, se agruparon en 4 propuestas: ASPEC, ATAC, MUSICAM y SB/ADCPM. Luego de algunas pruebas, bajo la dirección de la Swedish Broadcast Corporation, la BBC y la Universidad de Hannover, ASPEC y MUSICAM fueron ratificados como los mejores sistemas de acuerdo a su complejidad, retardo de tiempo y calidad de audio. Puede afirmarse que MUSICAM es un proyecto del estándar MPEG desarrollado por Europa. Sin embargo en Estados Unidos se reconoce como el estándar de transmisión digital.

4.4.2 Modos de transmisión en DAB

Tabla 4.1 da la temporal duración del intervalo de guarda, la separación nominal máxima del transmisor y rango de frecuencia para la recepción móvil para los diferentes modos. La degradación del ruido a más alta frecuencia es igual aproximadamente 1 dB a 100 km/h bajo las condiciones más críticas del multitrayecto, el cual no ocurre frecuentemente en práctica. La tabla

muestra que las más altas frecuencias, el más corto intervalo de guarda disponible y del más pequeño el máximo retraso de eco no destructivo. A continuación se explica la aplicación de cada modo:

- El modo I es muy satisfactorio para una Red de Frecuencia Única terrestre en el rango de VHF, porque permite las más grandes separaciones de los transmisores.
- El modo II preferentemente se usa para SFN de escala media en la banda L (1452 a 1492 MHz) y para aplicaciones de radio local que requieren un transmisor terrestre. El más grande espaciamiento del transmisor puede ser acomodado por la inserción de retrasos artificiales a los transmisores y por el uso de antenas de transmisión direccionales.
- El modo III es muy apropiado para la transmisión complementaria por cable, satélite y terrestre, ya que puede operarse a todas las frecuencias hasta 3 GHz para la recepción móvil y tener la más grande tolerancia de ruido de fase.
- El modo IV también es usado en la banda L y permite un mayor espaciamiento del transmisor en SFNs. Sin embargo, es menos resistente a la degradación a más altas velocidades del vehículo.

Parámetros del sistema	Modo de transmisión			
	I	II	III	IV
Duración de la trama	96ms	24ms	24ms	48ms
Número de símbolo por trama	78	78	155	78
Número de símbolo usado para el control	2	2	2	2
Número de símbolo usado para los datos	76	76	153	76
Duración del símbolo útil	1ms	250us	125us	500us
Duración del intervalo de guarda	246us	62us	31us	123us
Duración del símbolo nulo	1297us	324us	168us	648us
Total duración del símbolo	1246us	312us	156us	623us
Separación nominal máxima del transmisor para SFN	96km	24km	12km	48km
Rango nominal de frecuencia para la recepción móvil	$\leq 375\text{MHz}$	$\leq 1.5\text{GHz}$	$\leq 3\text{GHz}$	$\leq 1.5\text{GHz}$
Números de portadoras (ODFM)	1536	384	192	768
Espaciamiento entre las portadoras	1KHz	2KHz	4KHz	8KHz

Tabla 4.1: Parámetros de transmisión de DAB para cada modo de transmisión.

4.5 El Transmisor y el receptor DAB

El transmisor y el receptor solo se explicara en forma general como un diagrama en bloque del sistema de DAB. El sistema DAB explicado en esta sección 4.5.1 es un resumen de lo que especifica el estándar.

4.5.1 El Transmisor DAB

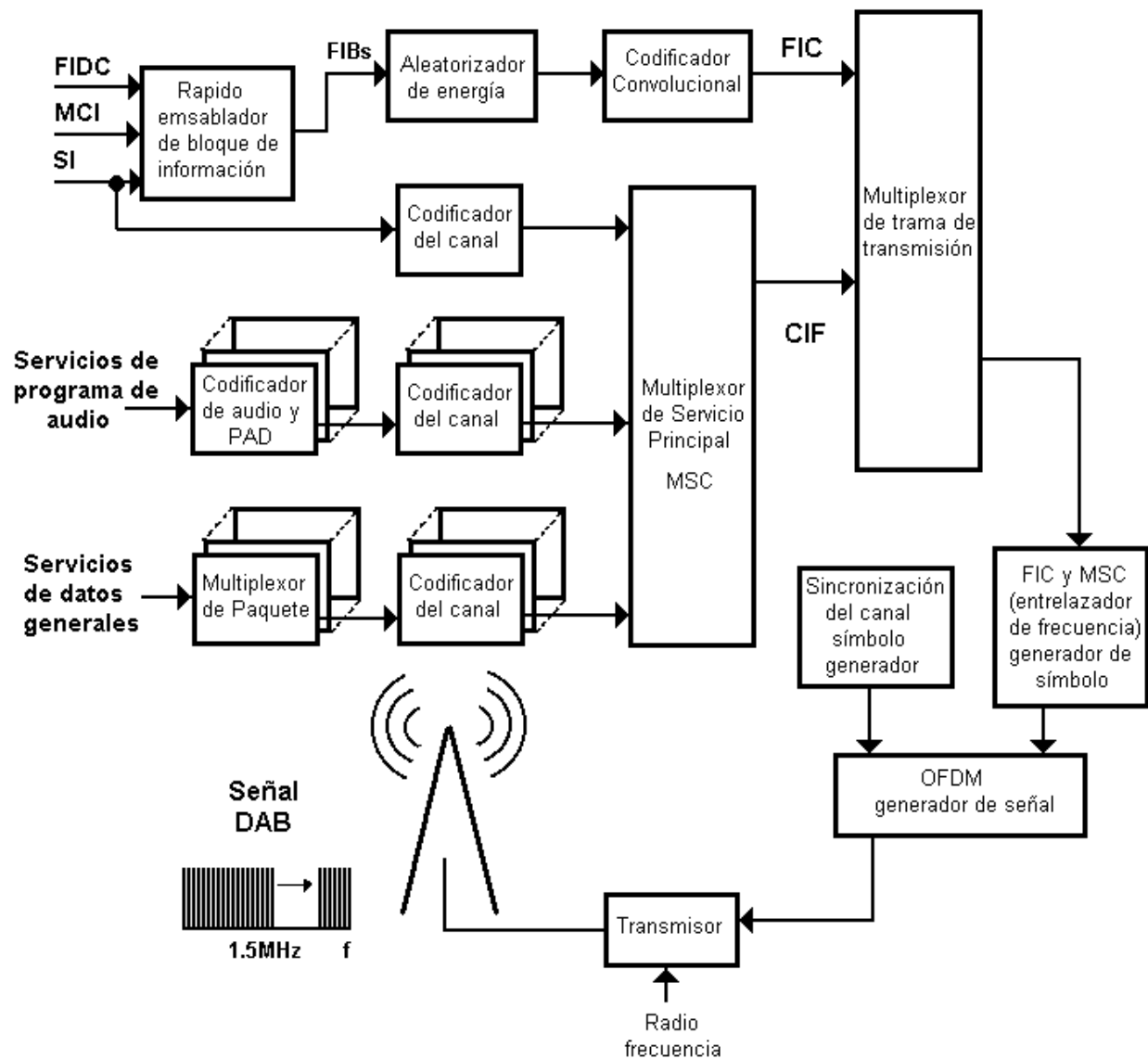


Figura 4.2: Transmisor DAB.

La Generación de la Señal DAB de la figura 4.2 muestra el diagrama del bloque de una generación conceptual de la señal de DAB. Cada señal de servicio está individualmente codificada al nivel de la fuente. Entonces los servicios son multiplexado en el Canal de Servicio Principal (MSC), según una configuración predeterminada, pero ajustable y multiplexable. El multiplexor de trama de transmisión combina al CIF (Common Interleaved Frames: Trama de entrelazamiento común) y Información de Servicio (SI) que viaja en el Canal de Información Rápido (FIC), para formar las tramas de la transmisión. Luego las tramas de transmisión son entrelazadas en frecuencia. Finalmente, el bloque de OFDM convierte las tramas en un número grande de portadoras y posteriormente es transmitida en una apropiada banda de radio frecuencia.

4.5.1.1 Codificador de audio y PAD

Este bloque realiza dos funciones usando el codificador MPEG:

- Las señales de audio de entrada usan un sistema de compresión de audio de alta calidad llamado MUSICAM que es regularizado por ISO/IEC 11172-3 (MPEG 1 Capa de Audio II) y ISO/IEC 13818-3 (MPEG 2 Capa de Audio II). El codificador procesa la señal de audio de entrada PCM (Pulse Coded Modulation), muestreada a 48kHz o 24kHz, y produce la compresión de audio en flujo de bits con diferentes tasas de bit las cuales son: 8, 16, 24, 32, 40, 48, 56, 64, 80, 96, 112, 128, 144, 160 o 192 kbit/s por el canal (todo depende del muestreo y tipos de canales de entrada de sonido). Un factor típicamente de compresión esta dentro del rango 6:1 a 12:1 de la señal original.
- Cada programa del audio contiene los Datos Asociado al Programa (PAD) con una capacidad variable (mínima 667 bit/s, hasta 65 kbit/s) la cual es usada para transportar información en conjunto con el programa de sonido. El Canal PAD está incorporado al final de la trama de audio DAB/ISO. Los PAD se dedican a la información directamente relacionada con los programas de audio: títulos musicales, autor, texto de las canciones en varios idiomas, etc.

4.5.1.2 Codificador del canal

Este bloque se divide en tres bloques:

- **El aleatorizador de energía:** Para dispersión de energía un pseudo-aleatorio de secuencia de bit se agrega a los datos para aleatorizar la forma de la señal de DAB y así usar eficazmente la potencia de los amplificadores.
- **El codificador convolucional:** El proceso de codificación de convolucional involucra añadir redundancia a los datos para ayudar al receptor para que descubra y mejorar la eliminación de errores en la transmisión. Los parámetros de codificación convolucional que dependen del tipo de servicio transportado, la tasa neta de bit, y el nivel deseado de protección de error. Dos procedimientos de protección de errores están disponibles: Protección de Error desigual (UEP: Unequal Error Protection) y Protección de Error Igual (EEP: Equal Error Protection). El anterior se a diseñado principalmente para el audio pero puede usarse para los datos. El último puede usarse para el audio así como para los datos. Un código madre que usa 4 polinomios se usa, con perforación permitiendo una variedad de tasas de código entre (nominalmente) $1/3$ y $3/4$, y la señal es decodificada en el receptor usando el algoritmo de Viterbi.
- **El entrelazador de tiempo:** DAB usa el entrelazamiento de tiempo para combatir los efectos que podrían afectar a todas las portadoras simultáneamente, tal como el ruido de impulsos o una reducción rápida de la fuerza de la señal. El entrelazamiento de tiempo es hecho por el reordenamiento de la secuencia entre diferentes tramas según un modelo predeterminado, y resultando en un denso entrelazamiento.

4.5.1.3 Rápido ensamblador de bloque de información

Este bloque junto con el bloque del aleatorizador de energía y el del codificador convolucional forman parte del canal de información rápida (FIC: Fast Information Channel) el cual transporta la configuración del multiplexor, información de los servicios, fecha y hora, servicios de datos generales como: radiobúsqueda, sistema de aviso de emergencia, información de tráfico, sistema de posicionamiento global, etc.

4.5.1.4 Multiplexor de paquete

Además del PAD, pueden transmitirse datos generales como un servicio separado. Estos pueden ser ya sea en forma de un segmento de flujo continuo dentro de tramas lógicas de 24 ms con una tasa de datos de $n \times 8$ kbit/s ($n \times 32$ kbit/s para algunas tasa de código) o en modo de paquete, donde los servicios de datos de paquete individuales pueden tener muchas más bajas capacidad y están empaquetados en un sub-multiplexor de paquete. Combina varios “componentes de servicios” (actualización del stock-market, boletines meteorológicos, mensajes de radiomensajería, etc.) dentro de un único servicio de datos para la transmisión.

4.5.1.5 Multiplexor de servicio principal (MSC)

Los datos codificado y entrelazado se alimentan al Multiplexor de Servicio Principal donde cada 24 ms los datos se recoge en secuencias. La salida del flujo de bit combinada a partir del multiplexor es conocida como el Canal de Servicio Principal (MSC) y tiene una capacidad de 2.3 Mbit/s. Dependiendo de la tasa de código de convolucional, la cual puede diferir de una aplicación a otro, la tasa neta de bit esta entre aproximadamente 0.6 a 1.8 Mbit/s, acomodando en una señal de DAB con un ancho de banda de 1.536 MHz. El número de entradas de canales de audio del MSC depende de la calidad del servicio que se va a entregar que puede variar 3 a 64 entradas y variando la tasa binaria entre 256 kbit/s a 24 kbit/s respectivamente.

4.5.1.6 Multiplexor de trama de transmisión

En este bloque se realiza la multiplexación del canal de información rápida (FIC) y el canal de servicio principal (MSC).

4.5.1.7 Entrelazador de frecuencia

DAB usa entrelazamiento de frecuencia para combatir los efectos tal como la interferencia de banda estrecha, o la cancelación de la señal, que puede causar errores de bits para ser asociado

con un rango particular de frecuencias dentro del espectro de COFDM. El entrelazamiento de frecuencia se realiza en las portadoras según un modelo predeterminado.

4.5.1.8 Sincronización del canal

DAB proporciona dos mecanismos principales logrando sincronización del receptor, estos son un símbolo nulo, en la cual todas las portadoras de OFDM se apagan, y un Símbolo de Referencia de Fase (PRS: Phase Reference Symbol), en la cual todas las portadoras tiene predeterminada las fases. El símbolo nulo permite al receptor lograr una ordinaria sincronización. Habiendo hecho de modo, que pueda analizar el PRS para determinar el tiempo de llegada de las varias contribuciones presente en un ambiente de multitrayecto, y así coloca la ventana del símbolo del receptor en la posición óptima con respecto a los símbolos recibidos, para que el efecto de ISI se minimice. Además de proporcionar el fino sincronismo de información requerido para este proceso sincronización, el PRS es usado para proporcionar información al AFC del receptor, y también actúa como referencia de la fase (de aquí su nombre) para las portadoras durante el siguiente símbolo, cuando los datos activos son transportados.

4.5.1.9 Modulador OFDM

Este bloque realiza tres funciones:

- Se aplica la modulación DQPSK a flujo de bits resultante del multiplexor de trama de transmisión con los que se pasa de bits a símbolos.
- Luego el adaptador de trama inserta el canal de sincronismo, formando la trama de datos. La trama ilustrada en la figura 4.3, representa a la trama DAB multiplexada, distinguiéndose tres elementos:
 1. Canal de sincronización, necesario para la sintonización y el sincronismo del transmisor con el receptor.
 2. Canal de información rápida (FIC), encargado de llevar información respecto de la estructura y tipo de datos, además permite la decodificación de información individual.

3. Canal de servicio principal (MSC), contiene las tramas de audio o paquetes de datos de los diferentes servicios impartidos.

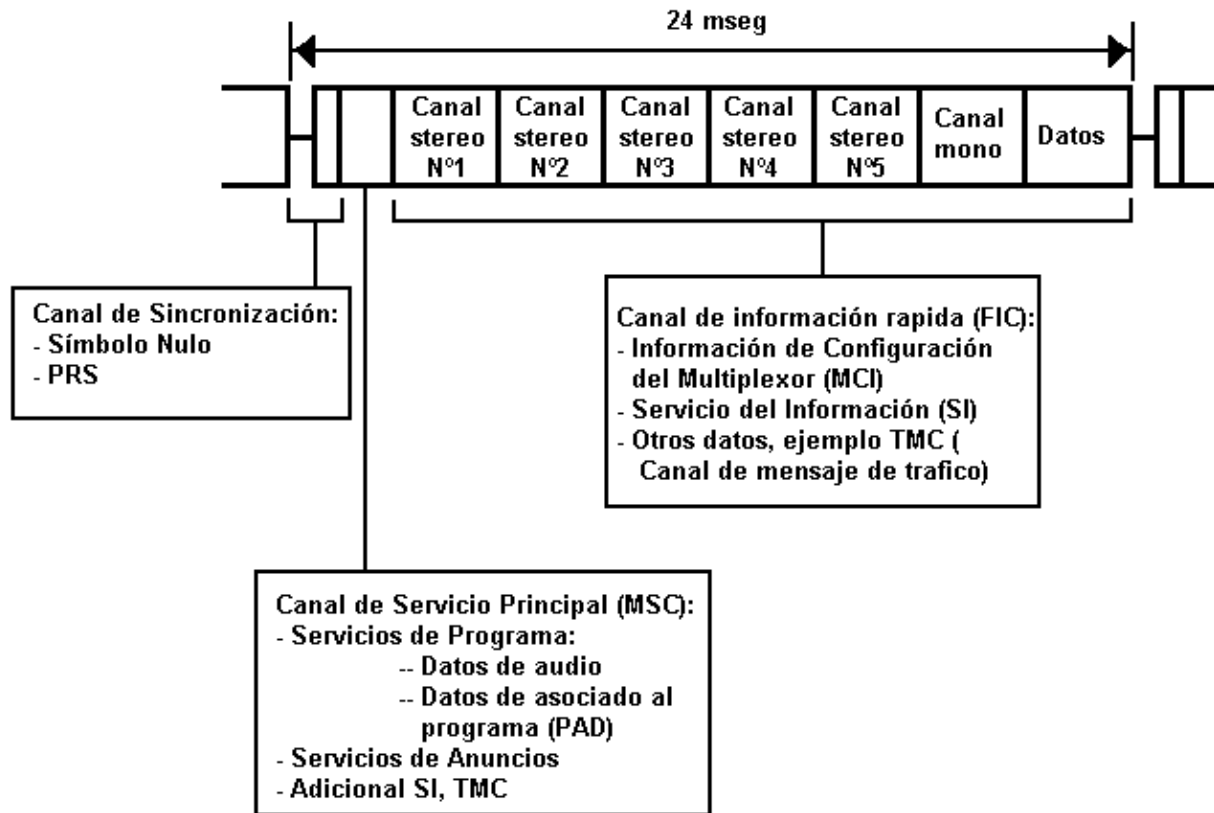


Figura 4.3: Trama de DAB.

- Ahora se aplica la IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) y se inserta el intervalo de guarda a cada símbolo con lo que se obtiene un gran número de portadoras ortogonales entre sí esparcidas en un ancho de banda 1.5 MHz. El número de portadoras, la duración del intervalo de guarda y otros datos dependen del modo de transmisión empleado (ver sección 4.4.2).

4.5.2 El receptor

En el estándar no condicionan la realización del receptor, ya que únicamente imponen un límite temporal, que restringe el retardo máximo permitido para que el receptor entregue tanto

sonido como datos. En consecuencia, las especificaciones recogidas en el estándar dejan una total libertad a la hora de implementar el sistema receptor ya que no establece restricciones para poner en práctica cualquier tipo de solución.

A pesar de esta libertad para implementar el receptor, en muchos casos la mejor solución es implementar un bloque que realice la función inversa del correspondiente bloque del transmisor.

La figura 4.4 muestra un ejemplo del posible diagrama en bloque de un receptor DAB. La señal transmitida de DAB se selecciona en el sintonizador análogo, la salida digitalizada de la cual se alimenta al demodulador de OFDM y decodificador del canal (la función de esta etapa consiste en aplicar el desaleatorizador de energía, desentrelazador de tiempo y decodificador de Viterbi) para eliminar errores de la transmisión. Se pasa la información contenida en el FIC a la interfase del usuario para la selección de servicio y se usa para preparar al receptor apropiadamente. Los datos del MSC se procesa más allá en un decodificador de audio (MPEG) para obtener el canal de audio izquierdo y derecho o en un decodificador de datos apropiado como el demultiplexor de Paquete para obtener servicios adicionales.

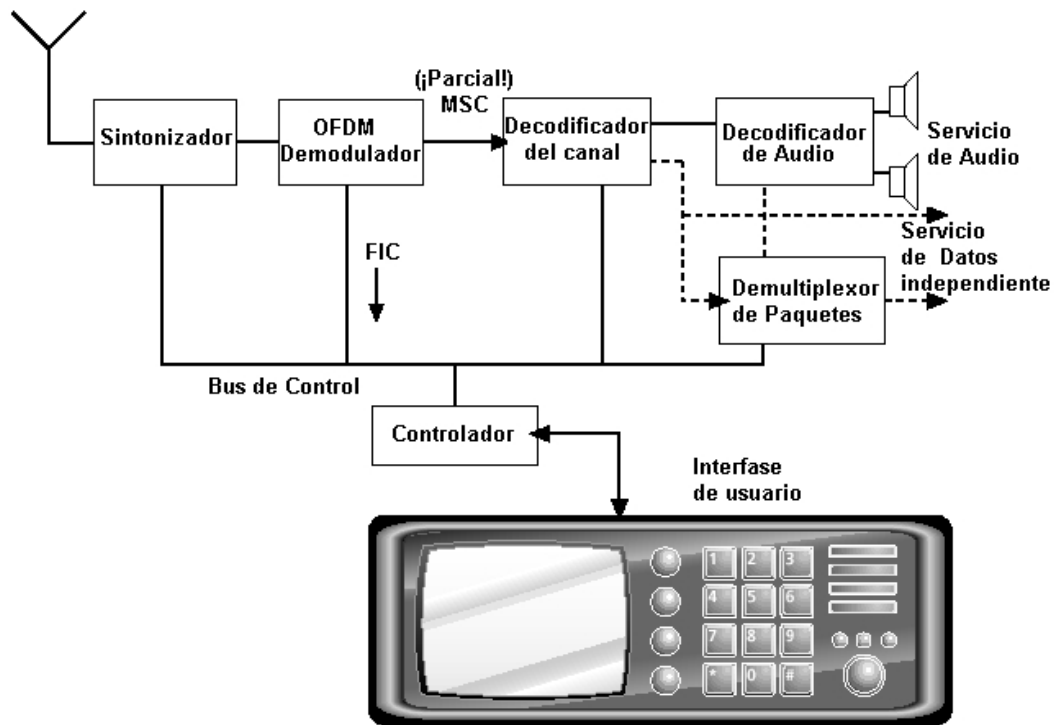


Figura 4.4: Receptor DAB.

4.6 DAB en SFN

Para evitar la severa interferencia de multitrayecto entre los transmisores, una red de FM debe usar frecuencias diferentes en cada área. En una red de DAB, sin embargo, todos los transmisores operan en una única frecuencia.

Las señales de los transmisores cercanos combinan, en lugar de causar interferencia. Tal como una Red de Frecuencia Única (SFN), DABs hace uso del espectro de radio sobre tres veces más eficiente que FM, librando más frecuencias para llevar más servicios. La sensibilidad extrema de los receptores de DAB, entretanto, significa que DAB puede transmitir a mucha más baja energía que FM sin una pérdida de calidad señal.

DAB se diseña para terrestre, cable y para futuras transmisiones vía satélite, la cual pueden usarse para entregar servicios europeos, por ejemplo, o como un medios rentables de conveniencia para áreas rurales muy amplias.

Hay que tener en cuenta que la capacidad neta de la tasa binaria de entrada del sistema DAB esta entre 0.6 a 1.8 Mbit/s. Gracias a la flexibilidad de MUSICAM, y la multiplexación de los canales de audio y servicios de información se pueden lograr distintos tipos de servicios, variando principalmente la tasa de bits a consecuencia de la tasa del codificador convolucional, algunas configuraciones por ejemplo son:

- 5 programas de audio a 256kbit/s. Con 58kbit/s de otros datos de la programación.
- 6 programas de audio a 192kbit/s (calidad CD stereo). Con 45kbit/s para otros programas de datos.
- 2 programas de audio de 256kbit/s y 3 programas de audio de 192kbit/s, con un canal de datos de 150kbit/s.
- 18 programas de audio usando 96kbit/s (CD's mono).
- 1 canal de datos usando 1824kbit/s.

CONCLUSIONES

- COFDM es una mejora de OFDM para canales muy selectivos o variantes ya que puede soportar multitrayecto severo, la presencia de interferencias de banda estrecha de co-canal, la cancelación de la señal, el ruido de impulsos y la reducción rápida de la amplitud de la señal. La codificación es el ingrediente clave. Sin embargo, los resultados deseados solo se logran cuando la codificación se integra estrechamente con el sistema de OFDM junto con el entrelazamiento.
- El aumento del desempeño de COFDM cuando no se utiliza modulación diferencial para las portadoras de datos sino la coherente es lograda por el uso de información de estado del canal (CSI). En la presencia de interferencia de CW o un canal selectivo, algunas portadoras de OFDM serán más afectada que otras. Este estado puede ser reconocido por el receptor, el cual reconstruye la información de estado del canal sobre la fiabilidad de cada portadora y usa esto para complementar la información para la decodificación con decisión flexible (Soft-decision) usada para el decodificador de Viterbi. Esto logra un aumento sustancial en el desempeño comparada con un sistema decodificador de OFDM u otro sistema que no utiliza CSI.
- Para canales muy selectivo perforar el código de corrección de errores dará un pobre desempeño y usando el código base (no perforados) dará el mejor desempeño en un sistema COFDM. Esto puede llevar a la opción de diferentes combinaciones de tasa de código y esquemas de modulación de portadoras que se formaría para canales uniformes que son menos exigentes.
- COFDM también es adaptable a varias aplicaciones haciendo una opción apropiada de parámetros, tal como en el caso de DAB, DVB-T, DRM y WLANs (802.11a y 802.11g).
- Con COFDM se hace posible las redes de frecuencia única reduciendo así los números de canales de transmisión y posibilitando el enviar varios servicios dentro un mismo canal.

ABREVIACIONES

16-QAM: Modulación de amplitud en cuadratura de 16.

64-QAM: Modulación de amplitud en cuadratura de 16.

AFC: Control de frecuencia automático.

BCH: Bose Chaudhuri Hocquenghem.

BER: Tasa de error de bit.

BPSK: Modulación por desplazamiento de fase binaria.

CNR: Razón portadora a ruido.

COFDM: Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal Codificada.

CSI: Información de estado del canal.

CW: Onda continua.

CPE: Error de fase común.

DFT: Transformada discreta de Fourier.

DAB: Radiodifusión de audio digital.

dTTb: Radiodifusión de televisión terrestre digital.

DBPSK: Modulación por desplazamiento de fase binaria diferencial.

DQPSK: Modulación por desplazamiento de fase en cuadratura diferencial.

DVB: Radiodifusión de video digital.

DVB-T: Radiodifusión de video digital – terrestre.

ETSI: Instituto de Estandarización de Telecomunicaciones Europea.

FDM: Multiplexación por división de frecuencia.

FFT: Transformada Rápida de Fourier.

IDF: Transformada discreta de Fourier.

ICI: Interferencia interportadora.

ISI: Interferencia intersímbolo.

IFFT: Transformada Rápida de Fourier Inversa.

LO: Oscilador local.

OFDM: Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal.

PLL: Laso de amarre de fase.

QEF: Casi libre de error.

QPSK: Modulación por desplazamiento de fase en cuadratura.

R-S: Reed-Solomon.

RDS: Sistemas de Datos de Radio.

SC: Portadora única.

SCM: Modulación de única portadora.

SER: Tasa de error del símbolo.

SFN: Red de frecuencia única.

SNR: Razón señal a ruido.

TPS: Señales de información del sistema.

WLANS: Redes de área local inalámbrica.

BIBLIOGRAFÍA

1. Juan Eduardo Ceverio Hidalgo: “Los Sistemas y la Tecnología OFDM: Multiplexación por División de Frecuencia Ortogonal”, Trabajo de Titulación, UACH – 2002.
2. J. H. Stott: “The effects of frequency errors in COFDM”, EBU Technical Review, No 276 (Summer 1998), <http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/pdffiles/jsebu276.pdf>
3. J. H. Stott: “The how and why of COFDM”, EBU Technical Review (Winter 1998), http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/pdffiles/ptrev_278-stott.pdf
4. P. Shelswell: “The COFDM modulation system. The heart of digital audio broadcasting (DAB)”, <http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/pdffiles/1996-08.pdf>
5. Pagina Web: “Sistemas de Difusión”, <http://wgpi.tsc.uvigo.es/libro/difusion/difusion.htm>
6. Stephen Baily: “A technical overview of digital Radio”, BBC Research and Development, <http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/pdffiles/Radio.pdf>
7. Pagina Web: “EUREKA 147”, <http://www.vdl.fr/fra/produit/dab/pdf/eubrochure.pdf>
8. Estándar (ETSI): ETS 300 401, “Radio Broadcasting systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers”, Second Edition 1997.
9. Estándar (ETSI): ETS 300 799, “ Digital Audio Broadcasting (DAB); Distribution interfaces; Ensemble Transport Interface (ETI)”, 1997.
10. Estándar (ETSI): ETS 300 744, “Digital Video Broadcasting – Terrestrial (DVB-T)”, 1997.