

**UNIVERSIDAD DON BOSCO
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE ELECTRÓNICA**



**Estrategia de Migración hacia los Formatos Digitales en el área
de transmisión para la Industria Radiofónica en El Salvador**

TRABAJO DE GRADUACIÓN

PRESENTADO POR
FUNES ROSA, KILMER ANTONIO
PARA OPTAR AL GRADO DE
Ingeniero en Electrónica

Asesor:
Ing. Calixto Rodríguez

Enero de 2008
Soyapango-San Salvador-Centro América

C o n t e n i d o

Introducción.....	7
Objetivos.....	8
Objetivo General.....	8
Objetivos Especificos.....	8
C A P Í T U L O 1	9
1.1 ANALISIS ESPECTRAL	9
1.1.1 Teorema De Fourier	9
1.1.2 Transformada De Fourier	10
1.2 MODULACIÓN	13
1.2.1 Señal portadora y la señal de información	14
1.2.2 Importancia de la modulación en las comunicaciones electrónicas...	15
1.2.3 Representación de señales moduladas	17
1.2.4 Demodulación.....	17
1.3 TEOREMA DE MODULACIÓN (análisis matemático).....	18
1.4 FILTRO PASABANDA.	20
1.5 ANALISIS ESPECTRAL PARA AMPLITUD MODULADA AM (con portadora de alta potencia).....	21
1.5.1 Señal de AM [$m_{AM}(t)$]	21
1.5.2 Generación de las señales de AM.....	23
1.5.3 Detección de envolvente.....	25
1.5.4 Eficiencia de transmisión en AM.....	27
1.6 DIGITALIZACIÓN DE SAÑALES	29
1.6.1 Conversión de analógico a digital (A/D) de una señal análoga.....	31
1.6.1.1 Muestreo	31
1.6.1.2 Cuantificación.....	33
1.6.1.3 Codificación.....	33
1.6.2 Conversión de digital a analógico (D/A).....	36
1.6.3 Sobremuestreo	37

C A P Í T U L O 2	3 9
2.1 MODULACIÓN DE AMPLITUD CON PORTADORA COMPLETA Y DOBLE BANDA LATERAL OOK. (ASK).....	40
2.2 MANIPULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FRECUENCIA (FSK, de <i>frequency-shift keying</i>)	41
2.2.1 Rapidez de bits FSK y baudios	43
2.2.2 Consideraciones de FSK respecto del ancho de banda	44
2.2.3 Errores en FSK.....	45
2.3 MODULACIÓN POR DESVIACIÓN DE FASE BINARIA (BPSK)	47
2.3.1 Transmisor de BPSK	47
2.3.1.1 Ancho de banda en BPSK	49
2.3.2 Receptor BPSK.....	51
2.4 CODIFICACIÓN M-aria	52
2.5 MODULACIÓN DE AMPLITUD EN CUADRATURA QAM.....	53
2.5.1 Ocho QAM	56
2.5.1.1 Consideraciones de ancho de banda con 8-QAM.....	57
2.5.2 Dieciséis QAM	57
2.5.2.1 Consideraciones de ancho de banda con 16-QAM.....	59
2.5.3 Errores en QAM.....	61
2.6 EFICIENCIA DE ANCHO DE BANDA.....	62
2.7 RESUMEN DE MODULACIÓN DIGITAL	63
2.8 MODULACION CON CODIGO TRELLIS (técnica de codificación)	63
2.8.1 Modulación con código usando la manipulación PSK.....	65
 C A P Í T U L O 3	 6 9
3.1 EL SONIDO	70
3.2 EFECTO PSICOACÚSTICO Y ENMASCARAMIENTO EN LA PERCEPCIÓN AUDITIVA DEL SER HUMANO	72
3.2.1 Funcionamiento del CODEC DE COMPRESIÓN utilizado por los sistemas y estándares IBOC, DRM y DAB	74

3.2.1.1	Codificación MPEG	75
3.3	MODULACIÓN COFDM.....	81
3.4	SISTEMA Y ESTÁNDAR IBOC (in band on channel ó canal dentro de banda).....	94
3.4.1	Servicios Que Ofrece	96
3.4.2	Banda De Trabajo	96
3.4.3	Compatibilidad Con AM Analógico	98
3.4.3.1	Modo híbrido.....	98
3.4.3.2	Modo totalmente digital.....	100
3.4.4	Componentes Del Excitador IBOC (Capa 1).	101
3.4.5	Modulación OFDM En Modo Híbrido Y Completamente Digital con sus respectivos espectros RF.....	112
3.4.5.1	Modo híbrido OFDM	114
3.4.5.2	Modo totalmente digital.....	116
3.4.6	Capa 2 Del Sistema: Codecs De Compresión AAC Y PAC	118
3.4.6.1	AAC (Advanced Audio Coding) complementado por SBR (Spectral Band Replication).....	118
3.4.6.2	Informe del CRC (Signal Processing and Psychoacoustics Audio) para encontrar audio capaz de revelar lo mejor posible las limitaciones del codecs AAC	121
3.4.6.3	Algoritmo de codificación PAC de Lucent Technologies.....	124
3.4.7	El Receptor IBOC	125
3.4.8	HD Radio.....	125
3.4.8.1	La Tecnología HD Radio™ En Latino América	127
3.4.9	Fabricantes y Precios de Receptores HD Radio.....	128
3.5	SISTEMA Y ESTÁNDAR DRM	129
3.5.1	Estado actual de la radio DRM.....	131
3.5.2	Generación de una señal DRM.....	132
3.5.2.1	Canales MSC, FAC y SDC del sistema DRM.....	132

3.5.2.2	Codec de Audio	134
3.5.2.3	Codecs AAC, CELP, HVX y SBR en el sistema DRM.....	135
3.5.2.4	Modulación COFDM en el sistema DRM.....	136
3.5.2.5	Capacidad Útil/ Capacidad Total en el canal MSC.....	147
3.5.2.6	Infraestructura para Radiodifusión	147
3.5.3	Transmisiones DRM	150
3.5.4	Fabricantes y Precios de Receptores DRM Radio.	151
3.6	SISTEMA Y ESTANDAR DAB.....	151
3.6.1	Funciones Adicionales.....	152
3.6.1.1	Canal de Información.....	152
3.6.1.2	Datos asociados al programa.....	152
3.6.1.3	Servicios adicionales	152
3.6.2	Especificaciones del sistema.....	152
3.6.2.1	Múltiples Programas.....	152
3.6.2.2	Composición de los datos	154
3.6.2.3	Ubicación en el espectro radioeléctrico	155
3.6.2.4	Modulación de la portadora	156
3.6.3	Arquitectura del transmisor	156
3.6.3.1	Servicio de sonido.....	157
3.6.3.2	Datos de Servicio.....	157
3.6.3.3	Codificación de canal y entrelazado	158
3.6.3.4	Entrelazado de frecuencia	158
3.6.4	Modulación COFDM	158
3.6.5	Arquitectura del receptor	159
3.6.5.1	Sintonizador	160
3.6.5.2	Decodificador de canal.....	160
3.6.5.3	Decodificador de audio.....	160
3.6.5.4	Decodificador de datos.....	161
3.6.5.5	Convertidores.....	161

3.6.6	Circuitos integrados comerciales para DAB	162
3.6.6.1	Sintonizador	163
3.6.6.2	Descodificador de canal SAA3500.....	163
3.6.6.3	Descodificador MPEG SAA2502.....	166
3.7	ANALISIS COMPARATIVO DE CADA SISTEMA DE RADIO DIGITAL PARA LA SELECCIÓN DEL SISTEMA MÁS ADECUADO PARA RADIO DON BOSCO.	169
3.7.1	Comparación del Cuadro Nacional de Distribución de Frecuencias con los requerimientos técnicos que exigen los estándares de radio digital IBOC, DRM y DAB en cuanto al uso del espectro	171
3.7.1.1	Problemática generada con respecto a la adopción del estándar IBOC para Radio Don Bosco.....	172
3.7.1.2	Problemáticas ante la adopción del estándar DAB para Radio Don Bosco.....	173
3.7.1.3	DRM, el sistema más apropiado para ser adoptado como sistema de Radio Digital en Radio Don Bosco	175
C A P Í T U L O 4		1 7 6
4.1	ESTRUCTURA ACTUAL DE RADIO DON BOSCO (RDB).....	176
4.2	COMPONENTES ADICIONALES PARA DIGITALIZAR LA RDB.....	180
4.3	COSTO DEL EQUIPO ADICIONAL	189
4.4	POSIBLES USOS DEL SISTEMA DRM DENTRO DE RADIO DON BOSCO .	189
4.5	ANÁLISIS COSTO-BENEFICIO PARA LA UNIVERSIDAD DON BOSCO, TIEMPO DE RECUPERACIÓN DE LA INVERSIÓN TOMANDO COMO PARÁMETRO EL CONSUMO ENERGÉTICO.	189
Conclusiones.....		192
Referencias Bibliográficas.....		197
Glosario.....		199
Anexos.....		206

Introducción

Este trabajo de graduación pretende documentar los pasos necesarios para poder migrar del uso de la tecnología de señal analógica actual a la tecnología de señal digital, dentro de una compañía de radiodifusión ubicada en la banda AM.

La optimización del espectro, mejoría de la calidad de audio del programa principal y la distribución de nuevos servicios son las principales ventajas que ofrecen los formatos de señales digitales. Estas ventajas que ofrece la tecnología digital, generarán en cada usuario la necesidad de reemplazar antiguos receptores análogos por receptores digitales, dando como resultado la migración hacia una comunicación más interactiva entre la compañía de radiodifusión y el usuario.

La tecnología digital, que permitirá la transmisión de señales de audio con calidad digital hacia receptores de radio, se basa en la utilización y desarrollo de las técnicas de compresión de audio, técnicas de corrección de errores y en la modulación de multiplexadoras COFDM, y garantiza poder ofrecer al oyente una calidad de audio muy superior a la que actualmente pueden entregar los sistemas analógicos de radiodifusión.

El desarrollo de este tema implica investigar el estado de la técnica, mostrar algunos de los formatos y estándares existentes y escoger el estándar de mayor posibilidad de implementación en El Salvador. Investigar los detalles técnicos del estándar escogido, como formatos de compresión utilizados para la señal de audio y servicios agregados, señal compuesta, formas de modulación de la señal de rf, ancho de banda necesario y sus implicaciones en el espectro asignado al servicio de radiodifusión AM, así como un estudio de la base legal necesaria para la adopción de esta nueva tecnología en el país.

Objetivos

Objetivo General

- Diseñar una estrategia de migración hacia la radiodifusión digital, dentro de una compañía de radiodifusión (Radio Don Bosco).

Objetivos Específicos

- Demostrar la optimización del espectro con el uso del AM digital.
- Investigar el estado de la técnica del AM digital analizando los estándares principales IBOC, DAB y DRM.
- Emitir recomendaciones respecto al formato de AM digital adecuado para usarse en El Salvador.
- Diseñar un modelo de sistema de radiodifusión digital para Radio Don Bosco, que incluya estudio financiero dirigido a documentar los costos de implementación de esta tecnología y estimados del tiempo de recuperación de la inversión.
- Hacer un estudio técnico que muestre como influiría la implementación de esta tecnología en la distribución de frecuencias en la banda actual de AM, los posibles cambios que serán necesarios y el sustento legal para ello.

CAPÍTULO 1

ANÁLISIS DE SEÑALES

En los sistemas de comunicaciones electrónicas, que son útiles para la transferencia y recepción de información, la información se encuentra en una forma tan compleja que difícilmente el hombre podría analizarla por carecer de componentes humanos necesarios para el análisis de señales electromagnéticas.

A medida que el tiempo ha ido avanzando el mismo hombre bajo la presión del trabajo y para poder subsistir, a tratado en lo posible reducir el número de procesos necesarios para el desarrollo de sus actividades. Con la inteligencia y la ayuda de métodos matemáticos, a logrado desarrollar poderosas herramientas matemáticas, con las cuales se logra un mejor análisis de señales electromagnéticas para obtener de ellas la mayor cantidad posible de información, como por ejemplo su Potencia, Frecuencia, Fase, ancho de banda, etc.

1.1 ANALISIS ESPECTRAL

1.1.1 TEOREMA DE FOURIER

Muchas formas de onda que se manejan en los sistemas normales de comunicaciones no se pueden definir en forma satisfactoria con ecuaciones matemáticas; sin embargo, es de interés primordial su comportamiento en el dominio de la frecuencia. En esa transformación se muestrea una señal en el dominio del tiempo, en tiempos discretos. Las muestras se alimentan a una computadora donde un algoritmo calcula la transformación.

Las *señales de audio*, que son las señales que se estudian en este caso, son señales no senoidales complejas y no periódicas debido a que su periodo es constantemente variable.

Cuando el periodo de una señal es constantemente variable significa que la señal esta compuesta por un rango de frecuencias llamado *ancho de banda*.

Para poder analizar las señales no periódicas complejas existe una herramienta matemática muy poderosa llamada Transformada de Fourier*.

Si se desea transmitir señales de audio como la voz humana o música, es importante conocer de antemano que estas señales por poseer periodos constantemente variables ocupan cierto ancho de banda; el ancho de banda esta relacionado tanto con la calidad de información a enviar y al costo que implica ocupar determinado ancho de banda en el *espectro de frecuencias*†.

Ahora bien, con la Transformada de Fourier se logra representar cualquier señal $f(t)$ que se encuentra en el dominio del tiempo, al dominio de la frecuencia $F(j\omega)$ y así poder determinar el ancho de banda de la señal $f(t)$.

1.1.2 TRANSFORMADA DE FOURIER

Supongamos que $f(t)$ es una señal no periódica, en este caso un pulso que no se vuelve a repetir y deseamos representar a $f(t)$ mediante la serie exponencial de Fourier de tal manera que la representación sea válida en todo el tiempo desde $-\infty$ hasta $+\infty$, como se ve en la figura 1.1:

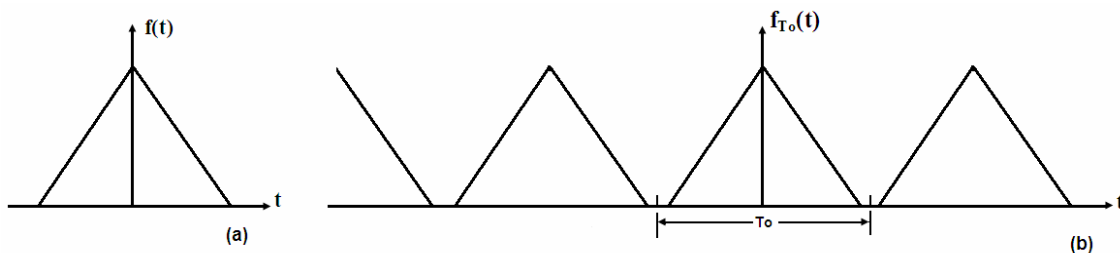


Figura 1

Figura 1.1 Representación de una señal $f(t)$ mediante la serie exponencial de Fourier. (Bibliografía, libro 2)

*En honor a "Jean Fourier", ver, "Análisis de Circuitos en Ingeniería", 5ª edición, pag. 563.

† El término espectro procede del latín spectrum, que significa "forma" o "aparición"; ver, "Física", 4ª edición, Vol. 2, por "Halliday, Resnick y Krane", pag. 311.

Ahora bien con base al pulso $f(t)$ construyamos una señal periódica $f_{T_0}(t)$. Sabemos que la señal periódica debida al pulso, tiene una serie exponencial de Fourier que es valida en todo el eje del tiempo desde $-\infty$ hasta $+\infty$, independientemente del valor del periodo T_0 de la señal. Así al incrementar el valor del periodo T_0 los pulsos de $f_{T_0}(t)$ se separan cada vez más y en el límite, cuando $T_0 \rightarrow \infty$ la señal periódica es también la señal periódica $f(t)$; es decir:

$$f(t) = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} f_{T_0}(t) \quad (1.1)$$

Esto es, que en el límite las dos señales son iguales y por lo tanto tienen la misma serie de Fourier válida en todo el eje real del tiempo.

Se ha variado el periodo T_0 de la señal periódica, ahora veamos como se modifica la expresión matemática del espectro, es decir que forma adoptan los coeficientes F_n de Fourier, donde $|F_n|$ representa la amplitud de la componente de la serie de Fourier.

Recordemos

$$f_{T_0}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_0 t} \quad (1.2)$$

en donde:

$$F_n = \frac{1}{T_0} \int_{t_0}^{t_0+T_0} f_{T_0}(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (1.3)$$

como $T_0 = 2\pi/\omega_0$ se puede expresar la ecuación de otra forma:

$$F_n = \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} f_{T_0}(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad (1.4)$$

$$f_{T_0}(t) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_0 t} \omega_0 \quad (1.5)$$

Cuando T_0 tiende al infinito, ω_0 tiende a disminuir y acercarse a cero, por lo tanto, podemos representar a ω_0 como un $\Delta\omega$. A medida que T_0 aumenta aparecen más

armónicas en el espectro y, en el límite cuando T_0 tiende al infinito, el espectro F_n se convierte en función continua de $n\omega_0$ que ahora se transforma en variable continua, es decir, $n\omega_0 \rightarrow w$ y $F_n \rightarrow F(w)$. Así,

$$F(w) = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} F_n \quad (1.6)$$

En resumen, cuando $T_0 \rightarrow \infty$

$$\begin{aligned} n\omega_0 &\rightarrow w \\ F_n &\rightarrow F(w) \\ f_{T_0}(t) &\rightarrow f(t) \end{aligned}$$

así, de 1 y 3:

$$f(t) = \lim_{T_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_0 t} \Delta\omega \quad (1.7)$$

(El segundo miembro de esta ec. constituye la definición de la famosa integral de Riemann). Por lo tanto,

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(w) e^{j\omega t} d\omega \quad (1.8)$$

de igual manera de 1.4 y 1.8 se obtiene la función de densidad espectral:

$$\mathfrak{F}[f(t)] = F(w) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (1.9)$$

La transformada directa, ecuación (1.9), establece que conociendo $f(t)$ basta con someterla a la operación indicada (integral de Fourier) para encontrar su espectro $F(w)$. Cuando se especifica $f(t)$ en el tiempo se puede calcular su representación en el dominio de la frecuencia.

La magnitud de $F(w)$ da el espectro continuo de frecuencia, que en algunos casos, se obtiene una función que tiene la forma de la función de muestreo $\frac{\text{sen}(x)}{x}$.

Ej.

Para un tren de pulsos rectangular obtener la transformada de Fourier:

Se obtiene la función en el dominio del tiempo:

$$f(t) = \begin{cases} V_0 & t_0 < t < t_0 + \tau \\ 0 & t < t_0; y \text{ } t > t_0 + \tau \end{cases}$$

Nos resulta la siguiente transformada:

$$F(\omega) = V_0 \tau \frac{\text{sen} \frac{1}{2} \omega \tau}{\frac{1}{2} \omega \tau} e^{-j\omega(t_0 + \tau/2)}$$

1.2 MODULACIÓN

Señal Bandabase (información):

La magnitud espectral de una forma de onda de *bandabase* es diferente de cero o no cero a frecuencias cercanas al origen (es decir, $f=0$) e insignificante en otra parte.

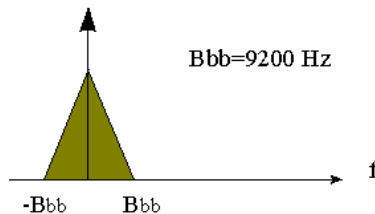


Figura 1.2 Señal de Banda Base. (Bibliografía, libro 2)

Señal Pasabanda

La magnitud espectral de una forma de onda pasabanda es diferente de cero a frecuencias en alguna banda concentrada en torno a la frecuencia $f = \pm f_c$, donde $f_c \gg 0$. La magnitud espectral es insignificante en cualquier otra parte.

En ocasiones no es práctico propagar señales de información a través de cables metálicos o de fibra óptica, o a través de la atmósfera terrestre, en consecuencia es necesario modular la información de la fuente, con una señal analógica de mayor frecuencia, llamada *portadora*.

1.2.1 Señal portadora y la señal de información

- La señal portadora transporta la información a través del sistema.
- La señal de información modula a la portadora, cambiando su amplitud, su frecuencia o su fase.

La modulación de la portadora para que pueda transportar información se puede efectuar a nivel bajo o alto. En el primer caso, la señal de frecuencia audio del micrófono, con una amplificación pequeña o nula, sirve para modular la salida del oscilador y la frecuencia modulada de la portadora se amplifica antes de conducirla a la antena; en el segundo caso, las oscilaciones de radiofrecuencia y la señal de frecuencia audio se amplifican de forma independiente y la modulación se efectúa justo antes de transmitir las oscilaciones a la antena. La señal se puede superponer a la portadora mediante modulación de frecuencia (FM) o de amplitud (AM).

Nota: *Modulación no es más que el proceso de cambiar una o más propiedades de la portadora (señal pasabanda), en proporción con la señal de información (señal bandabase).*

Modulación AM:

La modulación en amplitud se logra variando la amplitud de la onda portadora según las variaciones de la frecuencia e intensidad de una señal sonora, tal como una nota musical. Esta forma de modulación, AM, se utiliza en muchos servicios de radiotelefonía, incluidas las emisiones normales de radio. La AM también se emplea en la telefonía por onda portadora, en la que la portadora modulada se transmite por cable, y en la transmisión de imágenes estáticas a través de cable o radio.

Modulación FM:

La frecuencia de la onda portadora se varía dentro de un rango establecido a un ritmo equivalente a la frecuencia de una señal sonora. Esta forma de modulación, desarrollada en la década de 1930, presenta la ventaja de generar señales relativamente limpias de ruidos e interferencias procedentes de fuentes tales como los sistemas de encendido de los automóviles o las tormentas, que afectan en gran medida a las señales AM. Por tanto, la radiodifusión FM se efectúa en bandas de alta frecuencia (88 a 108 MHz), aptas para señales grandes pero con alcance de recepción limitado.

1.2.2 Importancia de la modulación en las comunicaciones electrónicas

a) Es en extremo difícil irradiar señales de baja frecuencia en forma de energía electromagnética, con una antena.

Toda onda de radiofrecuencia*, que es el tipo de onda que utiliza como medio de transmisión el aire, posee una velocidad aproximada de 3×10^8 m/s. Estas ondas de radiofrecuencia están representadas por una fórmula matemática que relaciona la longitud de onda con la frecuencia la cual se describe a continuación:

$$\text{Longitud de onda} = \frac{\text{velocidad}}{\text{frecuencia}} \quad \text{ó} \quad \lambda = \frac{c}{f}$$

La longitud de onda es la distancia que ocupa en el espacio un ciclo de una onda electromagnética, es decir, la distancia entre los puntos correspondientes en una onda repetitiva.

La radiación eficiente de una señal se consigue cuando la antena radiadora tiene la longitud de cuando menos 1/10 de la longitud de onda de la señal que se desea radiar.

Por ejemplo si se desea transmitir una señal de 10Khz, con una longitud de onda de 30 Kms., la longitud de la antena nos resultaría de 3 Kms.

* Ver, "Sistemas de Comunicaciones Electrónicas", 4ª edición, por "Wayne Tomasi", pags. 6 y 7.

Pero gracias a la modulación y a los avances tecnológicos se ha logrado reducir el tamaño de las antenas, dando como resultado dispositivos electrónicos de radiofrecuencia que aparentan no poseer antena.

b) Ocasionalmente, las señales de la información ocupan la misma banda de frecuencias y si se transmiten al mismo tiempo las señales de dos o más fuentes, interferirán entre sí.

Mediante la modulación se puede hacer uso más racional y eficiente del espectro disponible de frecuencias. En efecto, asignando la frecuencia portadora apropiada se puede acomodar convenientemente mayor número de transmisiones (por ejemplo de Radio o TV) en el espectro sin que se interfieran. Esto permite el control, la administración y el empleo eficiente del espectro de frecuencias.

c) Transmisión múltiple.

Mediante la modulación, el espectro de determinado número de señales de información se puede trasladar a diferentes posiciones en el dominio de la frecuencia. Los espectros así trasladados se pueden entonces mezclar y transmitir por un canal único sin que se interfieran. Si bien que la transmisión de las señales es simultánea y por un solo canal, los espectros individuales sin traslaparse se pueden recuperar individualmente en el receptor.

d) Combatir el ruido.

Mediante determinados tipos de modulación es posible lograr la reducción considerable del ruido y la interferencia. Sin embargo, se paga un precio por esta ventaja, pues generalmente se requiere en estos sistemas un ancho de banda de transmisión mucho mayor que el de la señal de banda base.

e) Superar las limitaciones del equipo.

Por lo general, el diseño de un sistema de comunicaciones está supeditado al equipo que con frecuencia presenta inconvenientes a lo que respecta a las frecuencias que se manejan. Mediante la modulación, se puede colocar una señal en la parte del espectro de frecuencias en donde las limitaciones del equipo sean mínimas o donde se satisfagan más fácilmente los requerimientos de diseño.

1.2.3 Representación de señales moduladas

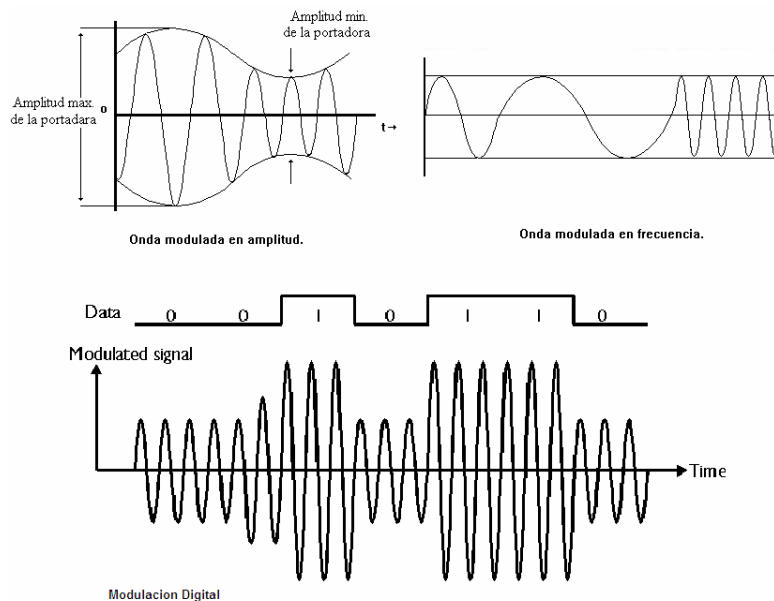


Figura 1.3 Representación Grafica de Modulación Analógica y Digital.

1.2.4 Demodulación

La información transportada por una onda modulada se devuelve a su forma original mediante el proceso inverso, denominado demodulación o detección, y reconvierte a la portadora modulada en la información original (es decir, quita la información de la portadora). La demodulación se hace en un receptor, con un circuito llamado *demodulador*. Las emisiones de ondas de radio a frecuencias bajas y medias van moduladas en amplitud.

1.3 TEOREMA DE MODULACIÓN (ANÁLISIS MATEMÁTICO)

En un sistema de comunicación electrónico, la traslación de frecuencias se realiza de la siguiente manera: En el transmisor se hace una conversión elevadora de las señales de información, de bajas frecuencias a altas frecuencias, y se hace una conversión descendente en el receptor, de altas frecuencias a bajas frecuencias. El proceso de convertir una frecuencia, o banda de frecuencias, y pasarla a otro lugar en el espectro total de frecuencias, se llama traslación de frecuencia o traslación de espectros.

La propiedad de desplazamiento en frecuencia* nos dice:

si

$$f(t) \leftrightarrow F(w)$$

entonces

$$f(t)e^{jw_0t} \leftrightarrow F(w - w_0) \quad (1.10)$$

$F(w)$ es el espectro de la señal $f(t)$. Para desplazar el espectro $F(w)$ a la posición w_0 dentro de todo el espectro de frecuencias, la función $f(t)$ se debe multiplicar en el tiempo por e^{jw_0t} .

En la práctica, la traslación de espectros se logra multiplicando a $f(t)$ por un seno o un coseno y dado que estas señales se pueden expresar como suma de dos exponenciales, se establece que:

Por Euler[†] sabemos:

$$\cos \theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2} \quad ; \quad \text{sen} \theta = \frac{e^{j\theta} - e^{-j\theta}}{2j}$$

entonces:

$$f(t) \cos w_0t = \frac{1}{2} [f(t)e^{jw_0t} + f(t)e^{-jw_0t}] \quad (1.11)$$

Aplicando la ecuación (1.10)

* Ver, "Comunicaciones I", por E. Herrera, 1ª edición, pag 87.

† En honor a Leonhard Euler, ver, "CALCULUS and ANALYTIC GEOMETRY" por Thomas/Finney, pag. 718.

$$f(t) \cos w_0 t \leftrightarrow \frac{1}{2} [F(w + w_0) + F(w - w_0)]$$

Se establece entonces que si $f(t) \leftrightarrow F(w)$

Entonces

$$f(t) \cos w_0 t \leftrightarrow \frac{1}{2} [F(w + w_0) + F(w - w_0)] \quad (1.12)$$

y

$$f(t) \text{sen} w_0 t \leftrightarrow \frac{j}{2} [F(w + w_0) - F(w - w_0)] \quad (1.13)$$

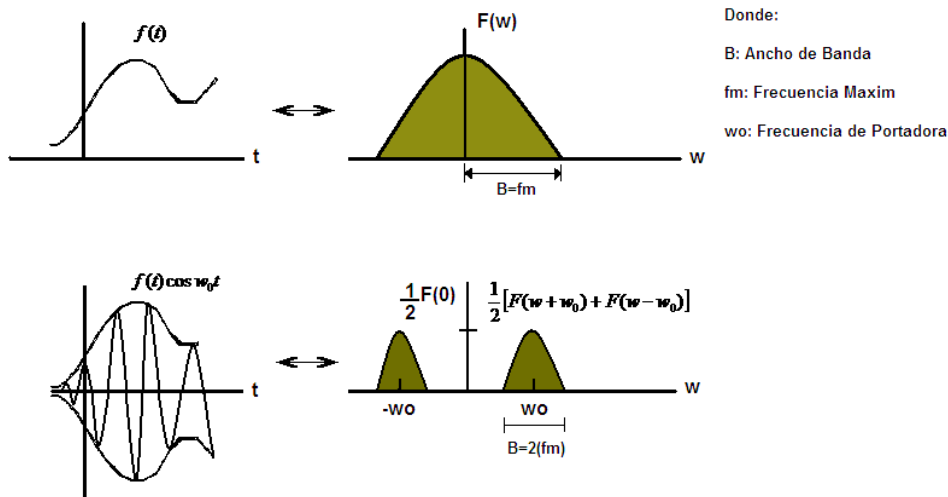


Figura 1.4 Teorema de Modulación. (Bibliografía, libro 2)

Es decir, multiplicar en el tiempo por $\cos(w_0 t)$ o $\text{sen}(w_0 t)$ equivale a trasladar todo el espectro de $f(t)$ en la cantidad $\pm w_0$. La fig. 2 representa gráficamente este proceso de modulación. La importancia de la modulación es tal que los sistemas de comunicación se caracterizan por el tipo de modulación que emplean.

Pero hay un precio que pagar por la modulación, y es que, el ancho de banda de la señal modulada es $2f_m$ o sea el doble del de la señal moduladora $f(t)$, esto se observa en la fig. (1.4).

1.4 FILTRO PASABANDA.

En la Figura 1.5a se muestra un filtro pasabanda* usando dos etapas, la primera es un filtro pasaaltas, y la segunda un filtro pasabajas; por tanto, la operación combinada se convierte en la respuesta pasabanda deseada.

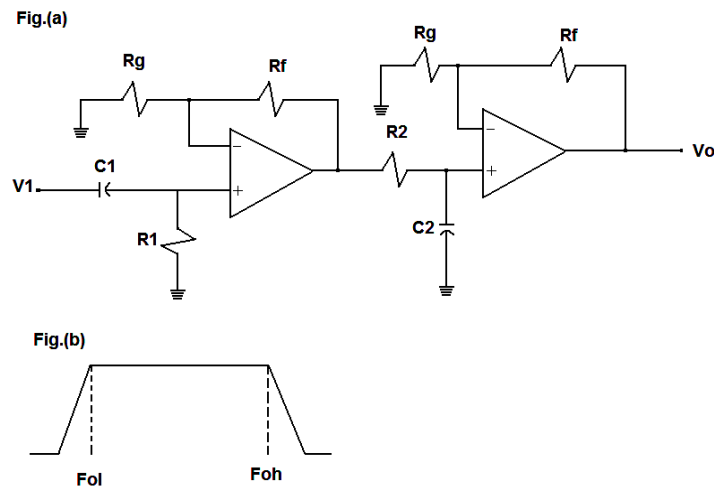


Figura 1.5 Filtro Pasabanda.

Las frecuencias mínima de corte Fol y máxima de corte Foh se obtienen con las siguientes formulas matemáticas:

$$F_{ol} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}; \quad F_{oh} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

La aplicación de los filtros pasabanda es de vital importancia, debido a que en los sistemas de comunicaciones se manejan estándares en los cuales, como por ejemplo el ancho de banda de una señal debe ser tal que no sobrepase los límites establecidos por el estándar; si el límite se sobre pasa se afectaría en lo posible a las estaciones vecinas.

* ver, "Electrónica: Teoría de Circuitos", 6ª edición, por "Robert Boylestad y Louis Nashelsky", pag 686.

1.5 ANALISIS ESPECTRAL PARA AMPLITUD MODULADA AM (CON PORTADORA DE ALTA POTENCIA)

En el caso de sistemas AM en donde la portadora de alta potencia no acompaña a la señal RF, llamados generalmente Sistemas AM con portadora suprimida*, los receptores son más complicados y costosos, debido a los circuitos de sincronía que se requieren. Sin embargo, dado que en estos sistemas no se transmite la portadora, el transmisor resulta sencillo y permite ahorros considerables en el equipo de transmisión de alta potencia. Este es justamente el caso para las comunicaciones de punto a punto en donde el ahorro que se consigue con el equipo de baja potencia en el transmisor justifica la complejidad del receptor.

En radiodifusión en donde existen gran cantidad de receptores operando contra un solo trasmisor, conviene tener receptores simples y económicos en sacrificio de un transmisor de alta potencia costoso. Para producir recetores simples y económicos, en la modulación (AM) fue necesario transmitir junto con la señal modulada la portadora de alta potencia, llamados generalmente como Sistemas de AM y son los más utilizados, por lo tanto lo estudiaremos a continuación.

1.5.1 Señal de AM [$m_{AM}(t)$]

La señal de AM[†] implica un término adicional de portadora libre[‡], es decir:

$$m_{AM}(t) = f(t) \cos w_c t + A \cos w_c t \quad (1.14)$$

El espectro de esta señal es similar al de la fig. (1.4) del Teorema de modulación más dos impulsos localizados en $\pm w_c$, es decir:

$$m_{AM}(t) \leftrightarrow M_{AM}(w)$$

* Ver, "Sistemas de Comunicaciones Electrónicas", por "Wayne Tomasi", 4ª edición, pag 197.

† ver, "Comunicaciones I", 1ª edición, por "E. Herrera", pag. 170.

‡ ver, "Amplitud modulada-portadora suprimida", libro "Comunicaciones I", 1ª edición, por "E. Herrera", pag. 151.

en donde:

$$M_{AM}(w) = \frac{1}{2} [F(w + w_c) + F(w - w_c)] + \pi A [\delta(w + w_c) + \delta(w - w_c)] \quad (1.15)$$

La fig. (1.6) ilustra el proceso gráfico de la modulación AM

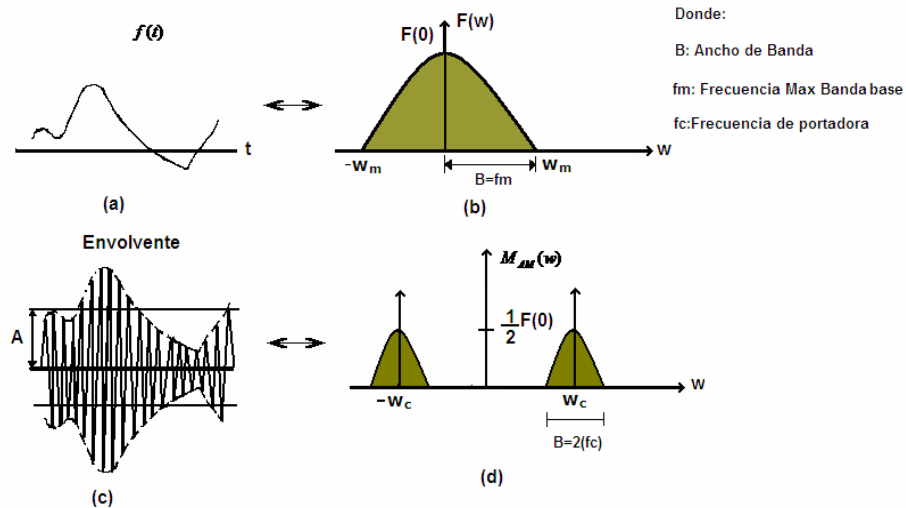


Figura 5.1

Figura 1.6 Proceso Grafico de la Modulación AM. (Bibliografía, libro 2)

La señal modulada de la figura 1.6c se visualiza mejor si la ecuación (1.14) se expresa de la siguiente manera:

$$m_{AM}(t) = [A + f(t)] \cos w_c t \quad (1.16)$$

es decir, que la señal modulada se puede considerar como un $\cos w_c t$ (la portadora) cuya amplitud varía como $[A + f(t)]$. Esto es, la envolvente de $m_{AM}(t)$ tiene la forma de $f(t)$ aumentada en la constante A . El requisito de una señal de AM es que su envolvente nunca tiene cruces por cero; en consecuencia, la condición para que una señal modulada sea de AM es:

$$A \geq |f(T)|_{\max} \quad (1.17)$$

Bajo estas condiciones, $A+f(t)$ siempre es positivo y la envolvente de $m_{AM}(t)$ conserva la forma de la señal moduladora $f(t)$. Esto permite emplear un método muy sencillo para la recuperación de $f(t)$ en el receptor, es decir, la *detección de envolvente*. Cuando la señal modulada satisface la condición (1.17) se dice que es una señal de AM con portadora de alta potencia o simplemente una señal de AM. Esta es condición indispensable para utilizar la detección de envolvente que implica un circuito sencillo cuya salida es la envolvente de $m_{AM}(t)$. Si A no satisface esa condición, la señal modulada presenta cruces por cero (figura 1.7b) y la salida del detector de envolvente sería la envolvente de la señal modulada de la figura 1.7b que es diferente a la señal de información $f(t)$.

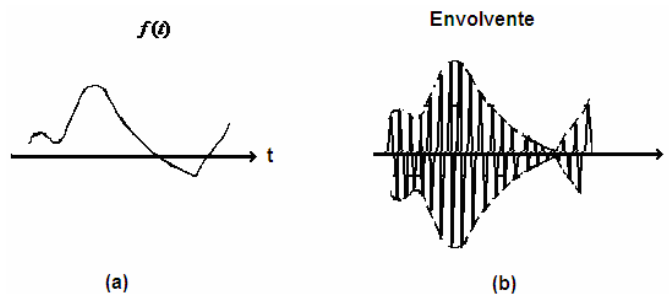


Figura 1.7 Señal Modulada en Amplitud. (Bibliografía, libro 2)

1.5.2 Generación de las señales de AM

En AM el modulador mas utilizado es el de conmutación que se basa en el efecto de un interruptor que conmuta a la velocidad w_c , en este caso para muestrear la señal $f(t)+A\cos(w_c t)$. El circuito típico emplea un diodo como dispositivo de conmutación y es el que se ilustra en la fig. (1.8). Como se ve, la señal de entrada es $f(t)+A\cos(w_c t)$. El efecto del diodo es convertir la señal de entrada en una señal interrumpida (o muestreada) que se puede considerar como el producto de $[f(t)+A\cos(w_c t)]p(t)$.

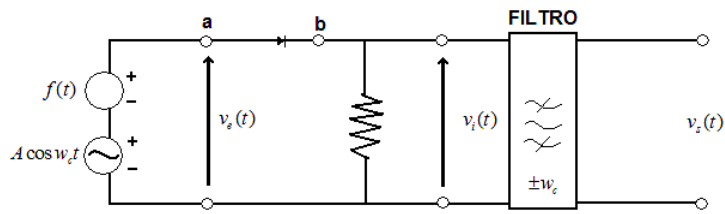


Figura 1.8 Modulador de Conmutación. (Bibliografía, libro 2)

Así

$$v_e(t) = f(t) + A \cos(w_c t) \leftrightarrow V_e(w) \quad (1.18)$$

y

$$v_i(t) = [f(t) + A \cos(w_c t)]p(t) \leftrightarrow V_i(w) \quad (1.19)$$

La fig. (1.9) ilustra el espectro $V_e(w)$ de $v_e(t)$

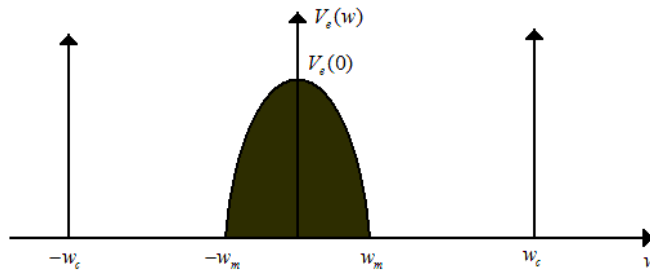


Figura 1.9 Espectro de la señal $v_e(t)$

El espectro $V_i(w)$ de la señal interrumpida $v_i(t)$ se obtiene como la convolución de $V_e(w)$ y $P(w)$. La figura 1.10 ilustra este espectro $P(w)$.

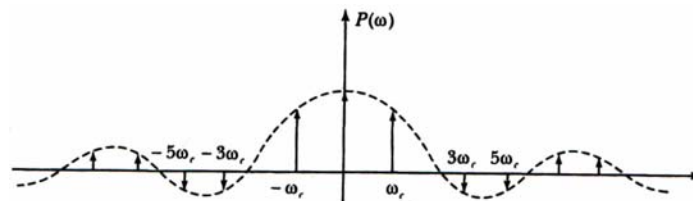


Figura 1.10 Espectro $P(w)$

Así:

$$V_i(\omega) = \frac{1}{2\pi} V_e(\omega) * P(\omega)$$

La convolución gráfica se ilustra en la fig. 1.11. Observamos que el espectro $V_i(\omega)$ de la figura 1.11 contiene la componente de espectro centrada en

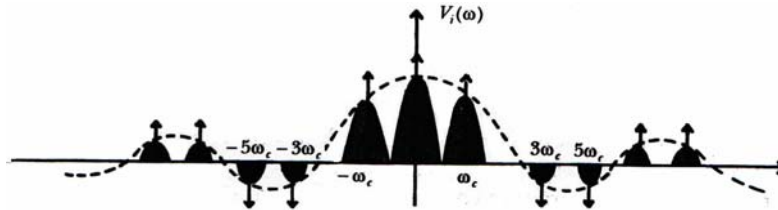


Figura 1.11

$\pm\omega_c$ que corresponde en la señal $m_{AM}(t)$ que se desea generar. El filtro de pasabanda centrado en $\pm\omega_c$ se encarga de eliminar las componentes de espectro adicionales de $V_i(\omega)$ (centradas en $\omega = 0, \pm 3\omega_c, \pm 5\omega_c$, etc.) que son innecesarias para la obtención de AM. Por tanto la salida del circuito de la fig. 1.8 es:

$$v_s(t) = f(t) \cos \omega_c t + A \cos \omega_c t$$

El circuito es un modulador de AM. Este proceso de modulación se lleva a cabo siempre que A , la amplitud de la portadora sea mayor que $f(t)$ pues sólo así la polaridad del diodo queda determinada por la portadora, haciendo que éste se comporte como interruptor que cierra cuando la portadora es positiva y abre cuando es negativa, es decir, el diodo interrumpe la señal de entrada a la frecuencia ω_c generando la señal $v_i(t)$ cuyo espectro es $V_i(\omega)$. Debido a que el diodo elimina la parte negativa de la señal de entrada $[f(t) + A \cos(\omega_c t)]$, este tipo de modulador también se conoce como modulador del tipo rectificador.

1.5.3 Detección de envolvente

Se realiza mediante un circuito sencillo compuesto por un simple diodo rectificador y un capacitor en paralelo con la salida (figura 1.12).

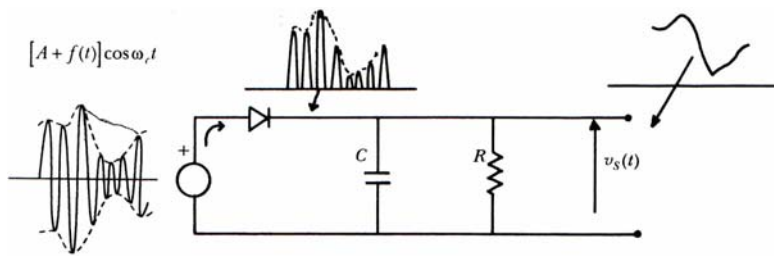


Figura 1.12 Detector de envolvente (Bibliografía, libro 2)

En el detector de envolvente, la salida es la réplica de la envolvente de la señal modulada de entrada. En efecto, en el circuito durante el ciclo positivo, C se carga al valor pico de la señal de entrada. Cuando la señal de entrada es menor que este valor pico, el diodo se corta debido a que el voltaje del capacitor (casi el valor pico) es mayor que el voltaje de la señal de entrada y el capacitor C se descarga lentamente sobre R. En el pico del siguiente ciclo positivo, la señal de entrada es más grande que el voltaje del capacitor y el diodo conduce. El capacitor se carga al valor pico de este nuevo ciclo y se descarga lentamente durante el periodo del corte del diodo, con un cambio muy pequeño en su voltaje de carga. El resultado es que el voltaje de salida será la réplica de la envolvente de la señal de entrada. Sin embargo, la señal de salida contendrá cierto rizo producto de la descarga del capacitor entre los picos positivos. La forma de reducir este rizo es incrementando la constante de tiempo RC para que el capacitor se descargue muy poco entre los picos positivos ($RC \gg 1$). RC debe ser grande con respecto a $1/\omega_c$, pero pequeño en relación a $1/2\pi f_m$ siendo f_m la frecuencia más alta de $f(t)$. Esto equivale a $\omega_c \gg 2\pi f_m$.

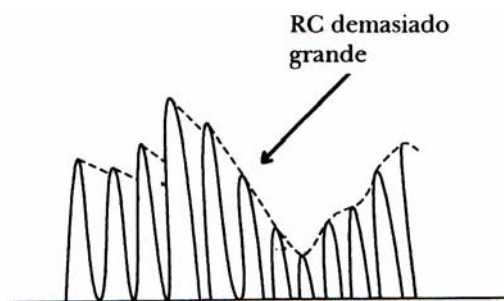


Figura 1.13 Salida $v_s(t)$ del detector de envolvente

La salida del detector de envolvente es $A + f(t)$, es decir n veces mayor que la salida del detector rectificador, esta mayor eficiencia hace que el detector de envolvente sea el circuito más utilizado para la detección de AM. El rizo de la señal de salida se puede reducir aún más mediante un filtro adicional de paso bajo.

1.5.4 Eficiencia de transmisión en AM

Analicemos ahora desde el punto de vista de la potencia la señal AM.

La forma de la señal AM* es:

$$m_{AM}(t) = A \cos w_c t + f(t) \cos w_c t$$

Para que el receptor reciba la señal de AM, a la antena receptora debe llegar tanto el término de portadora adicional ($A \cos w_c t$) como el término de bandas laterales ($f(t) \cos w_c t$). Como la información está contenida en las bandas laterales y no en la portadora, desde el punto de vista de la información, la potencia de la portadora representa en cierta forma un desperdicio. Sin embargo, ya sabemos cual es la función de dicha portadora. En consecuencia, resulta conveniente determinar el contenido relativo de potencia en la portadora y las bandas laterales que determinan la eficiencia de transmisión en AM. La potencia de portadora es:

$$P_c = \frac{A^2}{2} \quad (1.20)$$

la potencia de las bandas laterales es:

$$P_s = \frac{1}{2} \overline{f^2(t)}$$

La potencia total† de la señal de AM es por tanto:

$$P_t = P_c + P_s = \frac{1}{2} [A^2 + \overline{f^2(t)}] \quad (1.21)$$

Así, el porcentaje η de la potencia total contenida en las bandas laterales es:

* Ver, "Sistemas de Comunicaciones Electrónicas", por "Wayne Tomasi", 4ª edición, pag 110.

† Ver, "Sistemas de Comunicaciones Electrónicas", por "Wayne Tomasi", 4ª edición, pag 112.

$$\text{(Eficiencia de transmisión)} \quad \eta = \frac{P_s}{P_t} 100\% = \frac{\overline{f^2(t)}}{A^2 + \overline{f^2(t)}} \quad (1.22)$$

En este momento es necesario introducir lo que se conoce como *modulación de tono*, es decir, en lugar de emplear la señal moduladora generalizada $f(t)$ se emplea un tono puro $B \cos w_m t$. Si la condición de la señal AM ($A \geq |f(T)|_{\max}$) entonces B no puede ser mayor que A, la amplitud de la portadora, así:

$$B \leq A \therefore B = mA \text{ con } m \leq 1$$

y

$$f(t) = mA \cos w_m t$$

La cantidad $m = \frac{B}{A}$, se conoce como *índice de modulación* y es siempre menor o cuando mucho igual a 1; si se expresa como porcentaje se conoce como porcentaje de modulación:

$$\%m = \frac{B}{A} 100\% \quad (1.23)$$

Nos permite cuantificar la modulación que se está produciendo, es decir si $m=0$ no hay modulación; se $m=1$ la modulación es máxima. Los máximos de la envolvente valen 2^a y los mínimos cero.

En función del índice de modulación, la eficiencia de la transmisión es:

$$\overline{f^2(t)} = \frac{(mA)^2}{2} \quad (1.24)$$

$$\eta = \frac{\frac{(mA)^2}{2}}{A^2 + \frac{(mA)^2}{2}} 100\% = \frac{m^2}{2+m^2} 100\% \quad (1.25)$$

Para 100% de modulación ($m=1$), la eficiencia de transmisión (η_{\max}) es

$$\eta_{\max} = \frac{1}{3} 100\% = 33.3\% \quad (1.26)$$

Es decir, en el mejor de los casos (100% de modulación) la eficiencia de transmisión en AM es 33%. El 67% de la potencia está contenida en la portadora.

1.6 DIGITALIZACIÓN DE SAÑALES

La fusión de los mundos Análogo y Digital a contribuido a que los equipos electrónicos brinden más prestaciones y sean de menor costo. Sin embargo, la industria fabricante de semiconductores demuestra continuamente que le resulta más económico producir componentes con arquitectura ortogonal*, como los digitales, que los analógicos por su diversidad arquitectónica.

La digitalización de señales en los equipos audiovisuales se caracteriza por tener como origen y destino magnitudes analógicas, y adopta la arquitectura básica que muestra la siguiente figura:

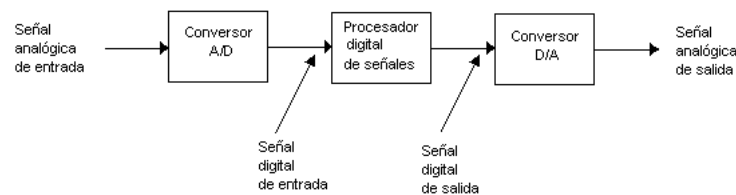


Figura 1.14 Arquitectura básica de los sistemas audiovisuales digitales. (Bibliografía, libro 9)

La magnitud analógica de entrada corresponde a la información del sonido, señal de naturaleza obviamente analógica, ya que su contenido está situado en las variaciones de amplitud de una tensión en el tiempo.

El bloque operativo de conversión de análogo a digital (A/D)[†] lleva implícito las operaciones de filtrado para transferir un ancho de banda limitado a menos de la mitad de la frecuencia de muestreo[‡] (teorema de Nyquist), y el de muestreo para convertir las señales de entrada, que son de tiempo continuo, a tiempo discreto. La

* El término "ortogonal" es utilizado en la electrónica digital, y se refiere a que cualquier dispositivo perteneciente a la arquitectura puede ser utilizado como fuente o destino.

[†] Ver, "Electrónica: teoría de circuitos", por Robert Boylestad y Louis Nashelsky, 6ª edición, pag. 749.

[‡] Ver, frecuencia de muestreo, en http://www.ifent.org/Lecciones/digitales/secuenciales/Teorema_Muestreo.htm.

ultima etapa de este bloque operativo es la conversión de cada muestra de amplitud discreta a una palabra digital de n bits en serie o en paralelo, con salida en forma de tensión o de corriente la cual es conocida como señal de bits planos.

El siguiente bloque es el denominado procesador, con entrada y salida en formato digital. Es el que aplica algoritmos a la información de entrada para modificar sus parámetros conforme a los requerimientos del usuario o estándar. Así, en los procesos básicos de audio, el procesador permite gobernar los parámetros de amplitud-frecuencia en el audio. Con esto se logran las siguientes ventajas respecto del proceso analógico para las mismas funciones:

- Aumento del número de parámetros que se pueden controlar.
- Simplificación del control de los parámetros, ya que se lleva a cabo generalmente mediante un bus serie.
- Facilidad para cambiar el algoritmo de control mediante sustitución del programa residente en la ROM/EPROM* del microcontrolador del equipo.
- Mejor relación señal/ruido de la información de salida, ya que en el proceso digital, el ruido es regenerativo (solo se cuantifica el de la ultima etapa) y no acumulativo como en el mundo analógico.
- El precio de los controladores de parámetros en versión digital, es inferior al de los analógicos.

En procesos avanzados, el circuito descrito lleva también a cabo funciones de compresión y descompresión de datos para reducir el flujo binario, lo que constituye la base de los equipos DAB actuales.

El tercer bloque operativo de la arquitectura presentada es el convertidor de digital a analógico para devolver a las señales su forma original y permitir la reproducción en los altavoces.

* Ver, "Los microprocesadores Intel", por "Barry Brey", 5ª edición, pag. 334.

1.6.1 Conversión de analógico a digital (A/D) de una señal análoga

La palabra "digital" nos indica la presencia de procesos numéricos para concretar un hecho (imagen, sonido, etc.). Los sistemas de audio digital tienen circuitos electrónicos para guardar el registro de la música; en pocas palabras, lo que hacen estos circuitos es grabar una larga cadena de números generados con un dispositivo llamado conversor analógico digital (A/D), que se encarga de muestrear la onda y asignarle a cada momento un valor numérico (cuantificación y codificación), un proceso que se conoce como digitalización (el proceso completo se muestra en la figura 1.15); posterior mente, ese valor numérico es decodificado por un conversor llamado digital – analógico (D/A) para convertirlo otra vez en una señal analógica que pueda ser escuchada a través del altavoz reproductor.

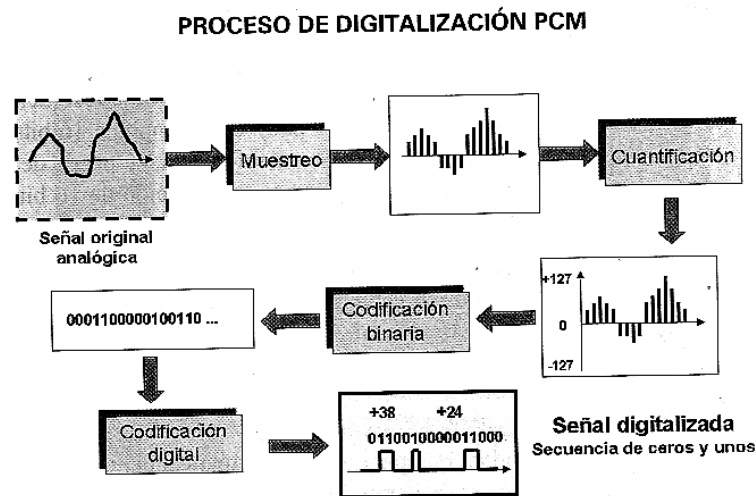


Figura 1.15 Bloques del sistema para digitalización de las señales análogas. (Bibliografía, libro 15)

1.6.1.1 Muestreo

La frecuencia de muestreo (sampling), se refiere al número de mediciones que se hacen por segundo. Cuanto mayor sea el número de muestras mejor será la calidad del sonido; así, por ejemplo si la velocidad de muestreo es de una muestra por cada segundo, las variaciones del sonido que se produzcan en el intermedio no serán registradas. Según estudios (Teorema de Nyquist), la frecuencia de muestreo debe

ser el doble del sonido más alto que se pueda escuchar; por tanto, como el oído humano puede escuchar aproximadamente hasta los 20000 hercios, la frecuencia óptima de muestreo será de 40 kHz, pero se ha elegido 44.1 kHz para tener un cierto margen de seguridad, que es la frecuencia que se usa en los CD de música. Como los instrumentos o las voces humanas no pasan de frecuencia de los 10 kHz, con una frecuencia de muestreo inferior, de 32 kHz, sería más que suficiente, por lo que también se utiliza este valor. Si se bajase mucho más la frecuencia de muestreo el sonido se volvería poco nítido, pues se pierden las frecuencias agudas.

Matemáticamente el muestreo es la conversión de tiempo continuo a tiempo discreto mediante un conmutador electrónico de alta velocidad controlado por una frecuencia de reloj, denominada *de muestreo*, cuyos impulsos son ortogonales y continuos. Esto es, se toman muestras de la señal de entrada a tiempo discreto a T intervalos de tiempo.

El muestreo periódico se puede expresar como:

$$X_{(n)} = Xa_{(t)} \quad -\alpha < n < \alpha$$

Y, conforme a la figura 1.16:

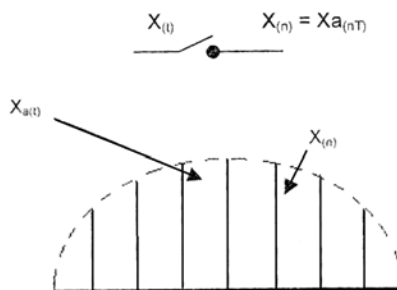


Figura 1.16 (Bibliografía, libro 2)

Este proceso da lugar a las señales que se muestran en la figura 1.17, y por lo tanto tiene el siguiente significado:

- a. Los impulsos ortogonales de muestreo.

b. La posición que ocupan las muestras de tiempo discreto y valores continuos a cuantificar primero y a codificar después para obtener las señales digitales.

Según el teorema de Nyquist, la frecuencia de muestreo debe ser al menos el doble de la analógica de entrada para evitar el efecto indeseable de "aliasing" o solapamiento.

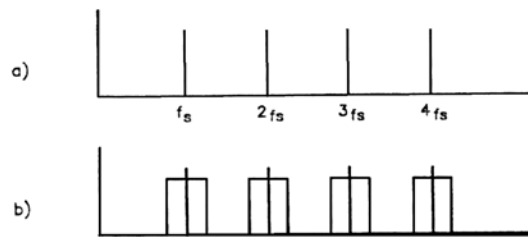


Figura 1.17

1.6.1.2 Cuantificación

Proceso de conversión de la señal de tiempo discreto con valores continuos a valores discreto de tiempo también discreto. El valor de cada muestra se identifica con uno seleccionado de un conjunto finito de valores posibles. Así, la diferencia entre $X_{(n)}$ y $X_{Q(n)}$ es el denominado error de cuantificación, lo que cualifica la bondad del proceso.

1.6.1.3 Codificación

Proceso mediante el cual cada valor de $X_{Q(n)}$ se codifica con un algoritmo a una palabra de condición binaria de n bits de longitud, que puede ser extraída de este bloque operativo en formato serie o paralelo.

La figura 1.18 muestra el diagrama de bloques de un convertidor A/D, con detalle del filtro de entrada de señal y del cuantificador tipo "flash", que es el más empleado.

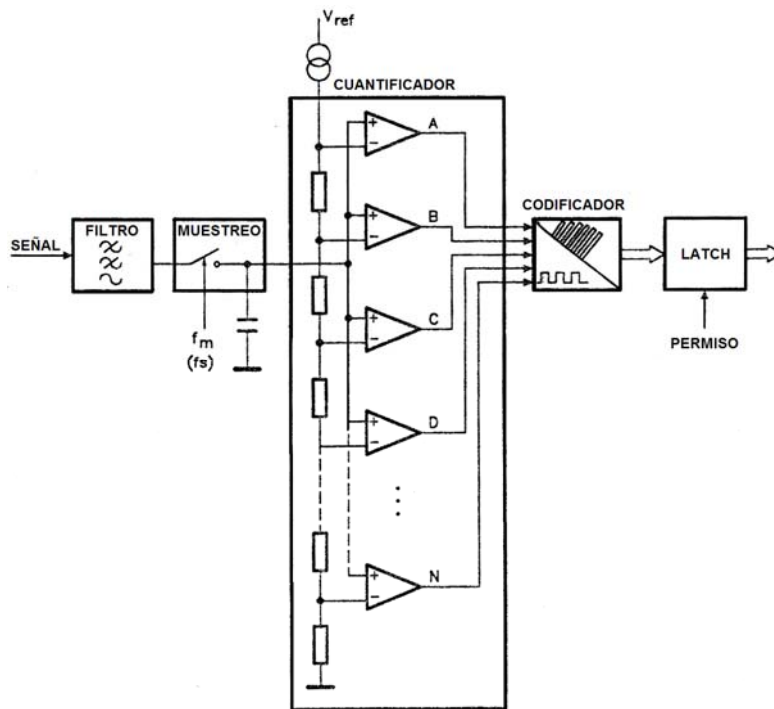


Figura 1.18 Diagrama de bloques de un convertidor A/D. (Bibliografía, libro 9)

La señal analógica de entrada de tiempo continuo es aplicada a un filtro con función de transferencia de paso bajo para limitar el ancho de banda a un máximo que corresponde a la mitad de la frecuencia de muestreo f_s , según el teorema de Nyquist ya indicado, evitando así el solapamiento de las muestras posteriores por exceso de la frecuencia de entrada.

La salida del filtro mencionado está aplicada al circuito de muestreo y retención S&H (Sampling & Hold), cuya finalidad es doble: convertir la señal de entrada de tiempo continuo a tiempo discreto, tal como se ha indicado anteriormente, y retener temporalmente cada muestra en el condensador asociado durante el tiempo empleado por el cuantificador en convertir las muestras de entrada de amplitud continua a discreta. Es el denominado tiempo de conversión que caracteriza a los dispositivos de conversión A/D.

El bloque cuantificador puede adoptar diversas arquitecturas para adecuarse a las condiciones técnicas y económicas requeridas.

El cuantificador esta compuesto por un conjunto de comparadores de nivel, en cuyas entradas no invertidas están presentes las muestras discretas de amplitud continua y en las invertidas una tensión de referencia decreciente en nivel de modo lineal desde el dispositivo A al N. Como la tensión de referencia menor está en el dispositivo N, éste reaccionará ante la señal de entrada de nivel más bajo, entregando un impulso de salida de amplitud discreta al codificador y, ante la señal de entrada de máxima amplitud, todos los comparadores reaccionarán, entregando n impulsos discretos.

El bloque posterior recibe los impulsos de amplitud discreta y los codifica a un formato digital de longitud representativa (resolución).

La Resolución es el término que hace referencia a la exactitud de las medidas de frecuencia y se mide en número de bits. Si la resolución es de 8 bits tenemos 256 niveles posibles ($2^8=256$). Si se amplía a 16 bits, el rango se extiende a 65.536 ($2^{16}=65.536$). Como referencia, se puede decir que en un disco compacto se graba a 44.1 kHz y una resolución de 16 bits (margen dinámico de 96 dB).

Por tanto, si se desea digitalizar 5 minutos de música a un muestreo de 44.1 kHz y almacenando por cada muestra dos bytes (16 bits), se obtiene lo siguiente:

$$5 \text{ min} \times 60 \text{ s/min} \times 44100 \text{ muestras/s} \times 2 \text{ bytes/muestra} = 26,460,000 \text{ bytes}$$

El cálculo nos indica que para almacenar una canción de 5 minutos con calidad profesional se necesitarán 26 MB aproximadamente. Es aquí donde surge el problema, pues aunque la capacidad de los discos duros (HD) u otros medios de almacenamiento ha crecido mucho, tener varias canciones significaría ocupar gran parte del disco duro del ordenador. Para solucionar este problema se han desarrollado

formatos de archivo que permiten realizar grabaciones de sonido con muy buena calidad, usando un método de compresión que disminuye considerablemente el número de bytes ocupados.

1.6.2 Conversión de digital a analógico (D/A)

Este tipo de convertidor* es el que recibe valores numéricos binarios y los convierte a discretos analógicos de amplitud continua. A su entrada se aplican palabras digitales en formato serie o paralelo y proporciona en su salida magnitudes analógicas de valor equivalente en forma de tensión o corriente. Las magnitudes de salida tienen la condición de discretas porque así son las palabras digitales aplicadas. Cuando se requiere una salida de carácter continuo en el tiempo, es preciso introducir entre el Terminal de salida del convertidor y el receptor de la información, un filtro de reconstrucción, que en la práctica es un filtro de paso bajo para eliminar la frecuencia de muestreo implícita en la información de entrada.

La figura 1.19 muestra la arquitectura de un convertidor D/A basado en el método denominado R-2R, por ser esa la relación de las resistencias que lo configuran.

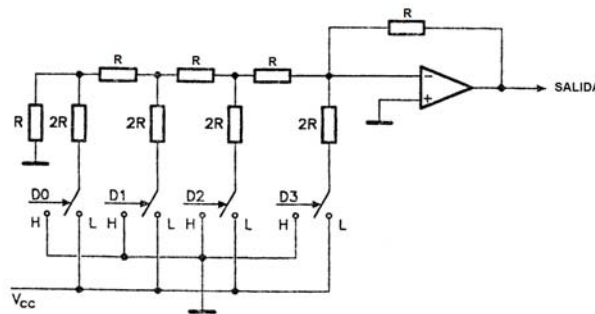


Figura 1.19 Arquitectura de un convertidor D/A (Bibliografía, libro 2)

Los bits de entrada controlan los conmutadores electrónicos que aplican o no tensión procedente de V_{cc} a la entrada invertida del amplificador operacional que interviene. Así, si los bits de entrada tienen estado bajo (L), los conmutadores correspondientes

* Ver, "Los microprocesadores Intel", por "Barry Brey", 5ª edición, pag. 448.

se sitúan en comunicación con masa, y si tienen estado lógico alto (H) en la posición V_{cc} , con lo que introducen tensión en el Terminal del amplificador operacional.

1.6.3 Sobremuestreo

En los medios de comunicación en los que intervienen convertidores A/D y D/A para el tratamiento digital de la información de audio, un condicionante que determina la calidad de la respuesta de salida del convertidor final D/A es la reconstrucción de la señal para que adquiera de nuevo el carácter continuo en el tiempo.

Teóricamente es posible convertir la sucesión de muestras de amplitud discreta de salida del convertidor D/A en una sucesión continua en el tiempo simplemente suprimiendo la frecuencia de muestreo. Sin embargo, si f_s es sólo dos veces mayor que el espectro del ancho de banda base de la información, el filtro necesario para suprimir la frecuencia de muestreo se hace muy complicado.

Como solución para alejar la frecuencia de muestreo del espectro de la información, y así reducir la arquitectura del filtro de reconstrucción, se emplea comúnmente el procedimiento denominado de sobremuestreo. Su aplicación en los convertidores A/D se muestra en la figura 1.20:

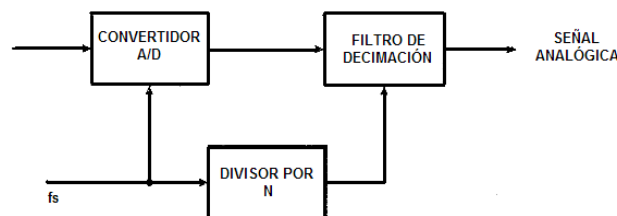


Figura 1.20

El convertidor A/D en esta aplicación opera a una frecuencia de muestreo multiplicada por el factor $N > 2$, lo que sitúa tal frecuencia muy alejada del espectro de la información analógica.

El filtro de decimación, que trabaja a la frecuencia de muestreo f_s , dado el divisor de reloj intercalado, transfiere un número de muestra igual a esa frecuencia y por tanto igual a las del convertidor clásico. No se ha aumentado el flujo de datos con este procedimiento, pero se ha desplazado la frecuencia de muestreo en el espectro de frecuencias para facilitar la indicada reconstrucción.

En cuanto al convertidor D/A dispuesto para recibir un flujo de datos no necesariamente de la solución anterior, el procedimiento para elevar la frecuencia de muestreo para el propósito indicado, consiste en intercalar un filtro de interpolación como elemento de multiplicación por un factor N de las palabras de entrada. La siguiente figura muestra la arquitectura del circuito mencionado:

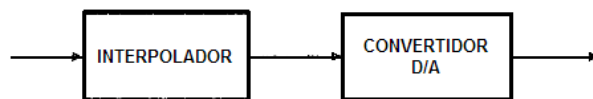


Figura 1.21 Circuito para elevar la frecuencia de muestreo.

En este caso, el aumento del número de muestras no presenta inconvenientes y sí la ventaja de facilitar la reconstrucción de la señal de salida.

La figura 1.22 muestra en el espectro la frecuencia de muestreo f_s y la nueva como consecuencia del sobremuestreo. El filtro para suprimir la primera es complejo, pero no para la segunda, que puede ser un simple filtro de paso bajo.

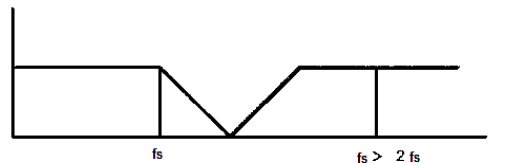


Figura 1.22

CAPÍTULO 2

MODULACIÓN DIGITAL DE RADIO

La propiedad que distingue un sistema de radio digital de un sistema convencional de radio AM, FM o PM es la naturaleza de la señal moduladora. Los sistemas digitales y analógicos de radio usan, ambos, portadoras; sin embargo, en la modulación analógica la señal moduladora es analógica, y en la modulación digital la señal moduladora es digital.

Los servicios de radio digital desarrollados e implantados, están basados en portadoras moduladas con contenido digital y son de condición multiservicio o multiprograma. Las informaciones correspondientes al mensaje son convertidas a formato digital, y transmitidas con moduladores digitales. Los nuevos servicios ofrecen más calidad de sonido que los sistemas analógicos, además de nuevas prestaciones, y ha sido posible ubicar sus portadoras en los espacios radioeléctricos ya asignados a los sistemas clásicos.

La arquitectura básica de la digitalización de señales se muestra en la figura 2.1:

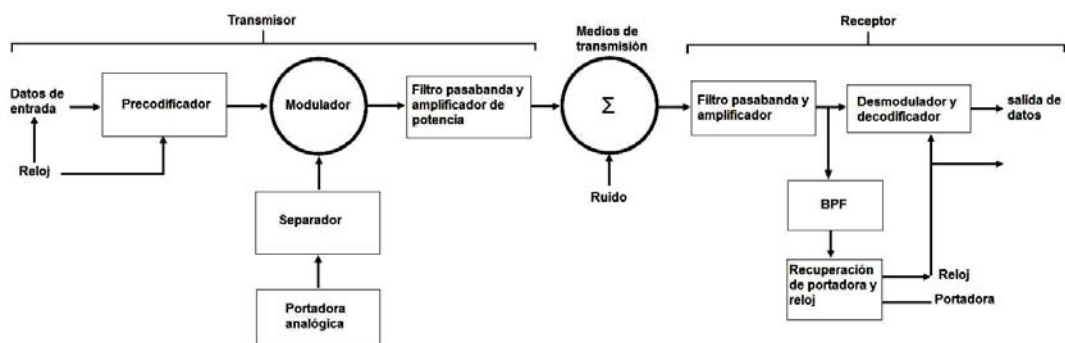


Figura 2.1 Diagrama de bloques simplificado de un sistema de radio digital. (Bibliografía, libro 9)

En la figura anterior, se muestra el diagrama del transmisor en donde el precodificador hace la conversión de nivel, y a continuación codifica, o agrupa, los

datos que llegan en una palabra de control que modula a la portadora analógica. La portadora modulada se filtra, se amplifica y a continuación se transmite por el medio de transmisión hasta el receptor. En el receptor, la señal de entrada se filtra, amplifica y se aplica a continuación al circuito demodulador, que reproduce la información de la fuente original. Los circuitos de reloj y de recuperación de portadora eliminan la información de la portadora y del reloj de sincronización de la señal moduladora que entra.

2.1 MODULACIÓN DE AMPLITUD CON PORTADORA COMPLETA Y DOBLE BANDA LATERAL OOK. (ASK)

La ecuación que describe la modulación digital de amplitud mediante una señal binaria es:

$$\begin{aligned}
 v_{am}(t) &= [1+1] \left[\frac{A}{2} \cos(w_c t) \right] \\
 &A \cos(w_c t) \\
 v_{am}(t) &= [1-1] \left[\frac{A}{2} \cos(w_c t) \right]
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

en la que $v_{am}(t)$ = voltaje de la onda de amplitud modulada

$\frac{A}{2}$ = amplitud de la portadora no modulada (volts)

$v_m(t)$ = señal binaria moduladora (volts)

w_c = frecuencia de la portadora en radianes (radianes por segundo)

En la ecuación 2.1, la señal moduladora $v_m(t)$ es una forma de onda binaria normalizada, en la que +1V = 1 lógico, y -1V = 0 lógico.

Si $v_m(t) = 1$ resulta:

$$v_{am}(t) = [1+1] \left[\frac{A}{2} \cos(\omega_c t) \right]$$

$$= A \cos(\omega_c t)$$

Si $v_m(t) = -1$ que este caso equivale a 0 lógico resulta:

$$v_{am}(t) = [1-1] \left[\frac{A}{2} \cos(\omega_c t) \right]$$

$$= 0$$

El resultado de estos cálculos se muestra en la siguiente representación grafica:

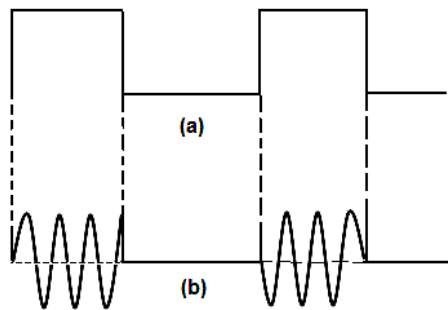


Figura 2.2 Modulación de amplitud: (a) entrada binaria; (b) forma de onda de salida OOK.

La figura 2.2 muestra las formas de onda de entrada y salida para un transmisor digital con modulación de amplitud.

El uso de portadoras analógicas de amplitud modulada para transportar información digital es un tipo de radio digital de relativamente baja calidad y bajo costo y, en consecuencia, rara vez se usa en sistemas de comunicaciones de gran capacidad y alta eficiencia.

2.2 MANIPULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FRECUENCIA (FSK, DE *FREQUENCY-SHIFT KEYING*)

Este es otro tipo relativamente sencillo y de baja eficiencia de modulación digital. La modulación FSK es una forma de modulación angular, de amplitud constante, parecido a la modulación convencional de frecuencia (FM), pero la señal moduladora

es una señal binaria que varía entre dos valores discretos de voltaje, y no es una forma de onda analógica que cambie continuamente.

Ecuación general de la FSK binaria:

$$v_{fsk}(t) = V_c \cos \{2\pi [f_c + v_m(t)\Delta f]t\} \quad (2.2)$$

en donde $v_{fsk}(t)$ = forma de onda binaria FSK

V_c = amplitud de la portadora (volts)

f_c = frecuencia central de la portadora (hertz)

Δf = desviación máxima de frecuencia (hertz)

$v_m(t)$ = señal moduladora de entrada binaria (± 1)

$$\Delta f = \frac{|f_m - f_s|}{2} \quad (2.3)$$

La ecuación (2.2) representa la señal portadora, en donde su frecuencia esta siendo continuamente modificada por los parámetros de la señal moduladora.

El corrimiento máximo de frecuencia de portadora, Δf , es proporcional a la amplitud y a la polaridad de la señal binaria de entrada. La señal moduladora $v_m(t)$ es una forma de onda binaria normalizada, en la que el 1 lógico = 1, y el 0 lógico = -1.

Con una FSK binaria, la señal binaria de entrada $v_m(t)$ corre (desvía) a la frecuencia de la portadora f_c . Cuando la señal binaria de entrada cambia de un 0 lógico a un 1 lógico y viceversa, la frecuencia de salida se desplaza entre dos frecuencias: una frecuencia de marca, frecuencia de trabajo o frecuencia de 1 lógico (f_m), y una frecuencia de espacio o de 0 lógico (f_s). En otras palabras, hay un cambio de frecuencia de salida cada vez que cambia la condición lógica de la señal binaria de entrada. Las frecuencias de marca y de espacio están separadas de la frecuencia de portadora por la desviación máxima de frecuencia, es decir, por $f_c \pm \Delta f$. Es importante observar que las frecuencias de marca y de espacio se asignan en forma arbitraria, dependiendo del diseño del sistema.

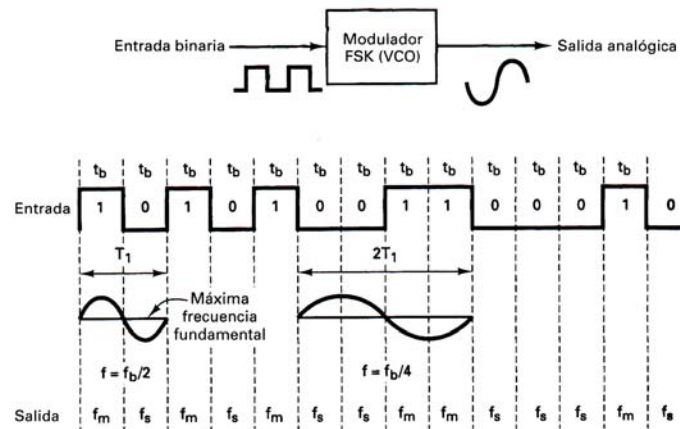


Figura 2.3 Señal de entrada binaria con su correspondiente forma de onda FSK. (Bibliografía, libro 9)

La figura 2.3 muestra una señal binaria de entrada y la forma de onda FSK de salida, para un modulador FSK. Se observa que cuando la entrada binaria cambia de un 1 lógico a un 0 lógico y viceversa, la frecuencia de salida FSK cambia de una frecuencia de marca, f_m , a una frecuencia de espacio, f_s , y viceversa. Este cambio de frecuencia se realiza con la misma rapidez con la que la condición de entrada cambia de 1 lógico a 0 lógico y viceversa.

Frecuencia de marca: $f_m = f_c + \Delta f$ (Frecuencia mayor)

Frecuencia de espacio: $f_s = f_c - \Delta f$ (Frecuencia menor)

2.2.1 Rapidez de bits FSK y baudios

Anteriormente se dijo que hay un cambio de frecuencia de salida cada vez que cambia la condición lógica de la señal binaria de entrada. En consecuencia, la rapidez de cambio de salida es igual a la rapidez de cambio en la entrada. En la modulación digital, la rapidez de cambio en la entrada del modulador se llama *frecuencia de bits*, o *rapidez de transferencia de bits*, y se representa por f_b . Tiene las unidades de bits

por segundo (bps). La rapidez de cambio de la salida del modulador se llama *baudio*, en honor de J.M.E. Baudot.

El baudio es una rapidez de cambio, y es igual a la recíproca del tiempo de un elemento de señalización en la salida. Con la manipulación por desplazamiento de frecuencia (FSK), el de un elemento de señalización en la salida es igual al tiempo de un solo bit, t_b .

2.2.2 Consideraciones de FSK respecto del ancho de banda

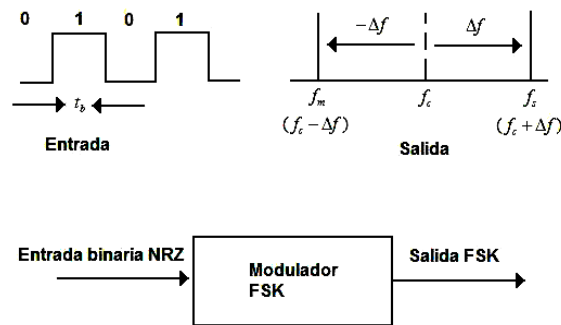


Figura 2.4 Desviación de frecuencia en FSK. (Bibliografía, libro 9)

La figura anterior en donde t_b es el tiempo de un solo bits, muestra dos ondas senoidales pulsadas, de frecuencia f_m y f_s . Estas ondas pulsadas tienen espectros de frecuencia que son funciones $\text{sen } x/x$.

Se puede representar el espectro de salida de una señal FSK como se muestra en la figura 2.5:

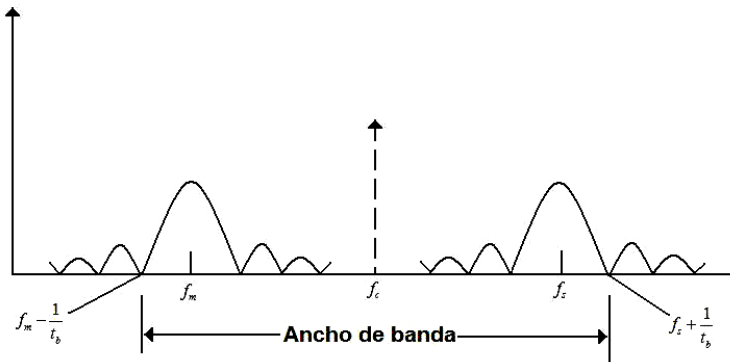


Figura 2.5 Espectro de frecuencias FSK.

Suponiendo que los máximos del espectro de potencia contienen la mayor parte de la energía, el ancho de banda mínimo para pasar una señal FSK se puede aproximar como sigue

$$\begin{aligned}
 B &= |(f_s + f_b) - (f_m - f_b)| \\
 &= (|f_s - f_m|) + 2f_b
 \end{aligned}
 \tag{2.4}$$

Y en vista de que $|f_s - f_m|$ es igual a $2\Delta f$, el ancho mínimo de banda aproximado es

$$\begin{aligned}
 B &= 2\Delta f + 2f_b \\
 &= 2(\Delta f + f_b)
 \end{aligned}$$

En donde B = ancho mínimo de banda (hertz)

Δf = desviación mínima de frecuencias máximas (hertz)

f_m = frecuencia de marca (hertz)

f_s = frecuencia de espacio (hertz)

2.2.3 Errores en FSK

Hay dos tipos de sistema FSK: no coherente (asíncrono) y coherente (síncrono). En el FSK no coherente, el transmisor y el receptor no tienen sincronización de fase ni de frecuencia. En FSK coherente, las señales de referencia del receptor local están amarradas en fase y frecuencia con las señales transmitidas. La probabilidad de error para FSK no coherente es

$$P(e) = \frac{1}{2} e^{-\left(\frac{E_b}{2N_0}\right)}$$

La probabilidad de error para FSK no coherente es

$$P(e) = \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$$

En donde:

E_b : energía de un solo bits

N_0 : densidad de potencia de ruido (watts por hertz)

erf: función de error

En la figura 2.6 se muestran las curvas de probabilidad de error para FSK coherente y no coherente, en función de valores de E_b/N_0 .

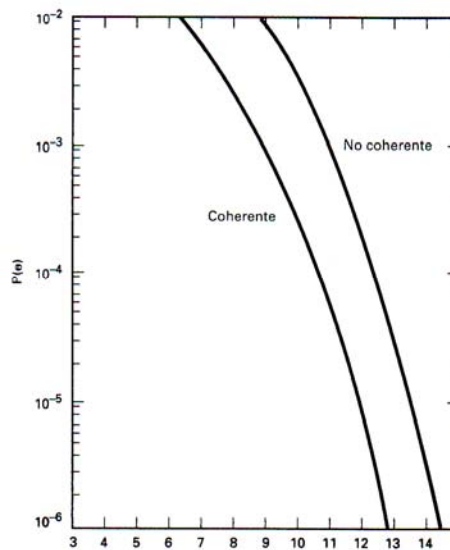


Figura 2.6 Tasas de error para sistemas de modulación FSK.

La probabilidad de error para FSK no coherente es mayor que para FSK coherente de igual relación de energía por bit a potencia de ruido.

2.3 MODULACIÓN POR DESVIACIÓN DE FASE BINARIA (BPSK)

Como datos introductorios la modulación por desviación de fase (PSK) es una forma de modulación en ángulo de envolvente constante. PSK es similar a la modulación de fase convencional con la salvedad de que en PSK la señal de entrada es una señal digital binaria y es posible determinado número limitado de fases de salida.

Se conoce como modulación por desviación de fase binaria (BPSK) cuando en la salida del modulador son posibles dos fases para una sola frecuencia portadora. Una fase de salida representa al 1 lógico y la otra al 0 lógico. A medida que la señal digital de entrada cambia, la fase de la portadora de salida cambia entre dos ángulos que están 180 fuera de fase.

2.3.1 Transmisor de BPSK

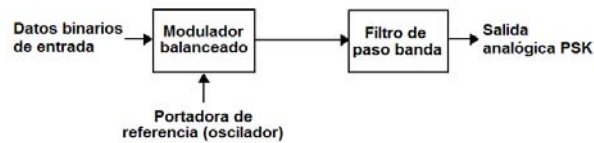


Figura 2.7 Modulador balanceado para BPSK.

La BPSK se genera con un modulador balanceado seguido de un filtro paso banda como se ve en la figura 2.7. El modulador balanceado actúa como interruptor de inversión de fase. Dependiendo de la condición lógica de la entrada digital, la portadora se transfiere a la salida, ya sea en fase o 180° fuera de fase con respecto a la portadora del oscilador de referencia.

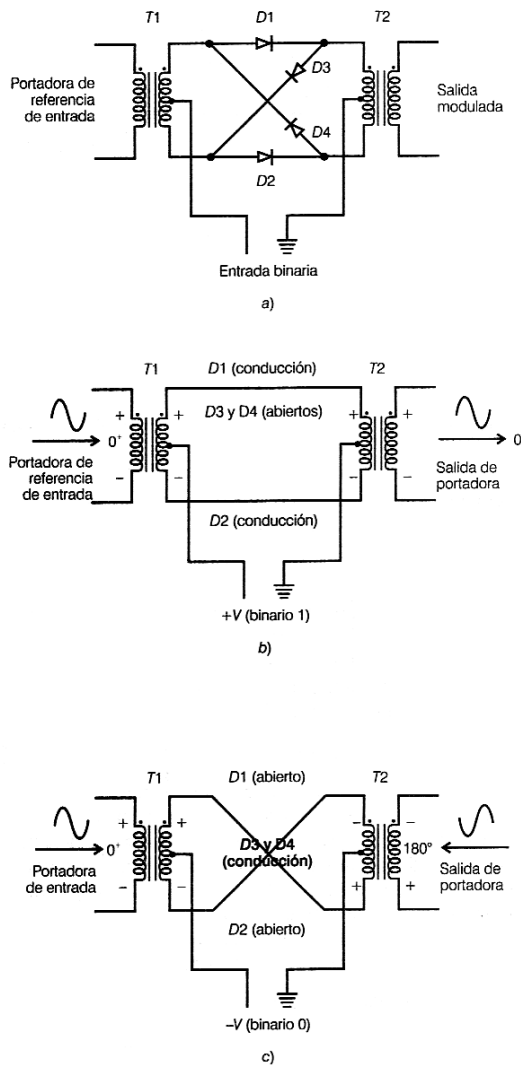


Figura 2.8 (a) Modulador balanceado; (b) entrada en 1 lógico; c) entrada en 0 lógico.

La figura 2.8a muestra el modulador balanceado de anillo. Éste tiene dos entradas, por una se aplica la portadora que está en fase con el oscilador de referencia y por la otra los datos digitales binarios. Para que el modulador opere adecuadamente el voltaje digital de entrada debe ser mucho mayor que el voltaje pico de portadora. Esto asegura que la entrada digital controle el estado prendido/apagado de los diodos D1-D4. Si la entrada binaria es el lógico 1 (voltaje positivo), los diodos D1 y D2 se polarizan directamente y conducen, en tanto que los diodos D3 y D4 se polarizan inversamente figura 2.8b.

Con las polaridades que se muestran, el voltaje de portadora aparece a través del transformador T2 en fase con el voltaje de portadora a través de T1. En consecuencia, la señal de salida está en fase con el oscilador de referencia. Si la entrada binaria es el lógico 0 (voltaje negativo), los diodos D1 y D2 se polarizan inversamente y cortan, en tanto que los diodos D3 y D4 se polarizan directamente y conducen (figura 2.8c). Como resultado, el voltaje de portadora aparece a través del transformador T2 180° fuera de fase con respecto al voltaje de portadora a través de T1. En consecuencia, la señal de salida está 180° fuera de fase con relación al oscilador de referencia. La figura 2.9 ilustra la tabla de verdad, el diagrama fasorial y el diagrama de constelación del modulador BPSK. El diagrama de constelación es similar al diagrama fasorial, excepto que el fasor completo no se dibuja. En el diagrama de constelación, sólo se muestran las posiciones relativas de los picos de los fasores.

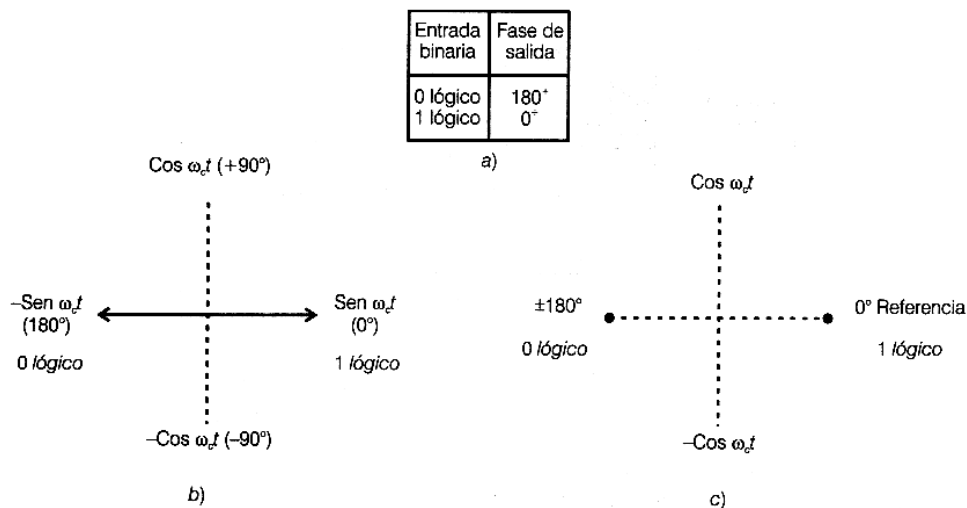


Figura 2.9 Modulador BPSK: (a) tabla de verdad; (b) diagrama fasorial; (c) diagrama de constelación.

2.3.1.1 Ancho de banda en BPSK

El modulador balanceado es un modulador de multiplicación. La señal de salida es el producto de las dos señales de entrada. En un modulador BPSK la portadora de entrada se multiplica por los datos binarios. Si al lógico 1 se le asigna +1 volt y al

lógico 0 se le asigna -1volt, la portadora de entrada $\text{sen}(w_c t)$, se multiplica ya se por +1 o por -1. En consecuencia, la señal de salida es

$$+1\text{sen}(w_c t) \text{ ó } -1\text{sen}(w_c t)$$

La primera representa una señal que esta en fase con el oscilador de referencia, la segunda es una señal que está 180° fuera de fase con respecto al oscilador de referencia. Cada vez que la condición lógica de entrada cambia, la fase de salida cambia. En consecuencia, para BPSK, la velocidad de cambio de la salida (baud) es igual a la velocidad de cambio de la entrada (bps), y el ancho de banda más grande de salida ocurre cuando los datos binarios de entrada son la secuencia alterna 1/0.

La frecuencia fundamental (f_a) de una secuencia alterna de bits 1/0 es igual a la mitad de la tasa de bits ($f_b/2$). Matemáticamente la salida de un modulador BPSK es:

$$\text{Salida} = \underbrace{\text{sen}(w_c t)}_{\text{Frecuencia fundamental de la moduladora binaria}} \times \underbrace{\text{sen}(w_a t)}_{\text{Portadora sin modular}}$$

$$= \frac{1}{2} \cos(w_c t - w_a t) - \frac{1}{2} \cos(w_c t + w_a t)$$

Consecuentemente, el ancho de banda mínimo de Nyquist de doble banda lateral (f_N) es

$$f_N = (w_c + w_a) - (w_c - w_a) = 2w_a$$

y debido a que $f_a = f_b/2$

$$f_N = 2 \left[\frac{f_b}{2} \right] = f_b$$

La figura 2.10 muestra la relación fase-tiempo de una forma de onda BPSK. El espectro de salida de un modulador BPSK es el de una señal de doble banda lateral con portadora suprimida en el que las frecuencias laterales superiores e inferiores están separadas de la frecuencia portadora por un valor igual a la mitad de la razón de bits. En consecuencia, el mínimo ancho de banda (f_N) requerido, para permitir el peor caso de la señal de salida del BPSK, es igual a la razón de bits de entrada.

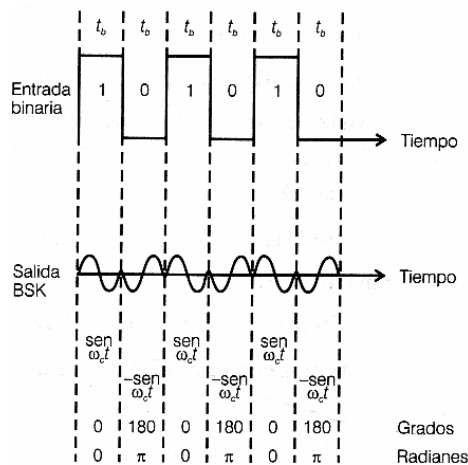


Figura 2.10 Relación de la fase de salida contra tiempo para un modulador BPSK.

2.3.2 Receptor BPSK

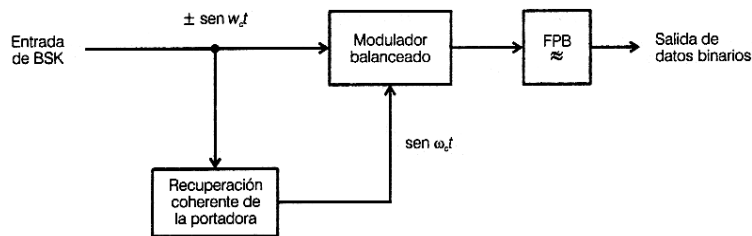


Figura 2.11 Receptor de BPSK.

En la figura 2.11, se ilustra el diagrama a bloques del receptor BPSK. La señal de entrada puede ser $+\text{sen}(\omega_c t)$ o $-\text{sen}(\omega_c t)$. El circuito de recuperación coherente de portadora detecta y regenera una señal de portadora que es igual, tanto en frecuencia como en fase, a la portadora del transmisor. El modulador balanceado es un detector de multiplicación, la salida es el producto de las dos entradas (la señal BPSK y la portadora recuperada). El filtro de paso bajo (FPB) separa los datos binarios recuperados de la señal remodulada compleja. Matemáticamente, el proceso de demodulación es como sigue. Para la señal de entrada BPSK de $+\text{sen}(\omega_c t)$ (1 lógico), la salida del demodulador balanceado es

$$\begin{aligned} \text{salida} &= (\text{sen } \omega_c t)(\text{sen } \omega_c t) = \text{sen}^2 \omega_c t \\ &= 1/2 - (1/2) \cos 2\omega_c t \end{aligned}$$

Eliminando por filtraje el término $(1/2)\cos 2\omega_c t$ se obtiene

$$Salida = +1/2V = 1\text{lógico}$$

La salida del modulador balanceado contiene un voltaje positivo (+1/2 V) y una onda coseno de doble frecuencia de portadora $2w_c$. El FPB tiene una frecuencia de corte mucho más baja que $2w_c$ y, en consecuencia, bloquea esta segunda armónica de la portadora pasando sólo la componente constante positiva. El voltaje positivo representa un 1 lógico demodulado.

Para la señal de entrada BPSK de $-\text{sen}w_c t$ (0 lógico), la salida del modulador balanceado es

$$\begin{aligned} Salida &= (-\text{sen}w_c t)(\text{sen}w_c t) = -\text{sen}^2 w_c t \\ &= -1/2 + (1/2)\cos 2w_c t \end{aligned}$$

Eliminando por filtraje el término $(1/2)\cos 2w_c t$ se obtiene

$$Salida = -1/2V = 0\text{lógico}$$

La salida del modulador balanceado contiene un voltaje negativo (-1/2 V) y una onda coseno de doble frecuencia de portadora ($2w_c$). El FBP bloquea la segunda armónica de la portadora y sólo deja pasar la componente constante negativa. El voltaje negativo representa un 0 lógico demodulado.

2.4 CODIFICACIÓN M-ARIA

Es un término derivado de la palabra binario. M sólo es un dígito que representa la cantidad de condiciones o combinaciones posibles para determinada cantidad de variables binarias. La técnica de modulación FSK en un sistema binario; codifica bits individuales y solo hay dos condiciones posibles de salida. El sistema FSK es M-ario en la que $M=2$.

Muchas veces conviene, en la modulación digital, codificar a un nivel mayor que el binario. Por ejemplo si se tiene un sistema que posea 4 fases de salida posibles es un sistema M-ario en el que $M=4$. Si hay ocho fases posibles de salida, $M=8$, etcétera. La cantidad de condiciones de salida se calcula con la ecuación

$$N = \log_2 M$$

En donde N = cantidad de bits codificados

M = cantidad de condiciones posibles de salida con N bits

La cantidad de condiciones posibles de salida para diversos valores de N se muestran en la siguiente tabla:

N	M
1	2
2	4
3	8
4	16
5	32

El ancho de banda mínimo necesario para pasar portadoras M -arias moduladas digitalmente se determina con la siguiente ecuación

$$B = \frac{f_b}{\log_2 M} = \frac{f_b}{N}$$

En donde B = ancho mínimo de banda (hertz)

f_b = rapidez de entrada de bits (bits por segundo)

M = cantidad de estados de salida (adimensional)

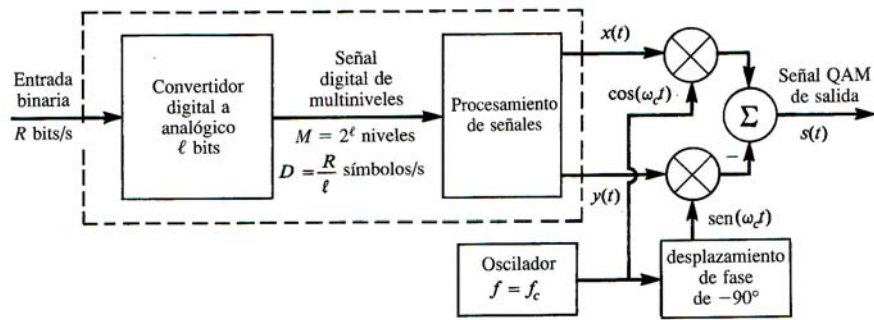
N = cantidad de bits NRZ (no retorno a cero) codificados.

Nota: En el sistema QAM M -ario, que es el sistema que se presenta a continuación, el ancho de banda mínimo absoluto del sistema es igual a la rapidez de entrada de bits dividida entre la cantidad de bits codificados o agrupados.

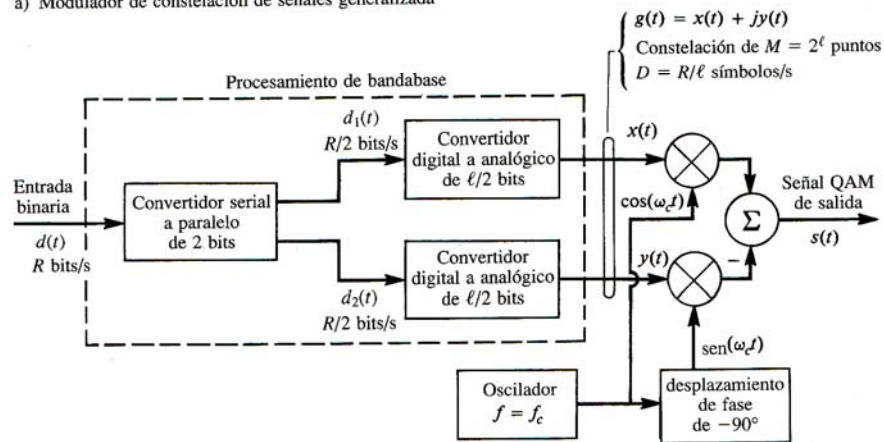
2.5 MODULACIÓN DE AMPLITUD EN CUADRATURA QAM

QAM es una forma de modulación digital, donde la información digital está contenida tanto en la amplitud como en la fase de la portadora transmitida.

Es la señalización por medio de portadora en cuadratura, como se muestra en la figura 2.12:



a) Modulador de constelación de señales generalizada



b) Modulador de constelación de señales rectangulares

Figura 2.12 Generación de señales QAM.

La ecuación de la señal QAM general es

$$s(t) = x(t) \cos \omega_c t - y(t) \text{sen} \omega_c t$$

La modulación de amplitud en cuadratura es una forma de AM en la que dos señales de fuentes separadas de información (es decir, dos canales) modulan a la misma frecuencia de portadora, al mismo tiempo, sin interferir entre sí. Las fuentes de información modulan la misma portadora, después de haberse separado en dos señales portadoras desfasadas 90° entre sí.

En la modulación de AM en cuadratura, hay un solo oscilador de portadora y dos moduladores conocidos como I y Q. El oscilador de portadora produce una portadora enfasada al modulador I, y a continuación desplaza 90° a la portadora y proporciona una segunda portadora en cuadratura al modulador Q. las salidas de los dos

moduladores se suman linealmente, antes de pasar por más etapas de elevación de frecuencia y de amplificación de potencia.

En la demodulación de AM en cuadratura es necesario un circuito recuperador de portadora, que produzca la frecuencia y fase originales de la portadora, y dos moduladores balanceados, para demodular realmente las señales. A este sistema se le llama detección sincrónica o síncrona, y hace que la demodulación de señales de AM en cuadratura sea bastante costosa con respecto a los circuitos convencionales demoduladores de AM. La AM en cuadratura es mucho más compleja que la AM convencional, cuesta más realizarla y produce señales demoduladas más o menos con la misma calidad. La ventaja principal de la AM en cuadratura es la conservación del ancho de banda. La AM en cuadratura solo necesita la mitad del ancho de banda que la AM convencional, y con dos canales separados se puede modular la misma portadora. Es también una técnica que se consideró para emitir señales estereofónicas de AM.

En la actualidad, la AM en cuadratura se usa casi exclusivamente para modulación digital de portadoras analógicas, en módems de datos, para mandar datos a través de la red telefónica pública. También se usa en sistemas digitales de comunicaciones satelitales.

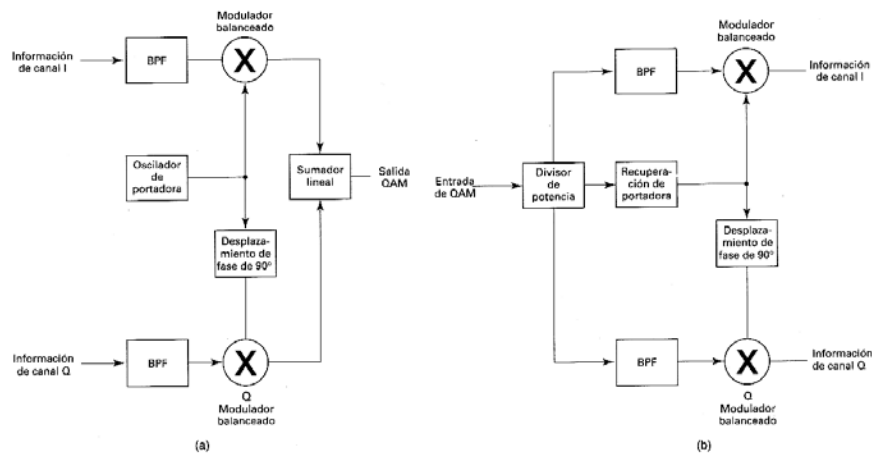


Figura 2.13 (a) Modulador QAM; (b) demodulador QAM.

2.5.1 Ocho QAM

Esta es una técnica de codificación M-aria en la que se tienen ocho cantidades de estados de salida, es decir $M=8$, y tres cantidades de bits codificados, es decir $N=3$.

La señal de salida del sistema 8-QAM no es una señal de amplitud constante.

En la figura 2.14a se muestra el diagrama de bloques de un transmisor QAM. Allí se observa que los datos que llegan de la fuente de información se dividen en grupos de tres bits (tribits): las corrientes I, Q y C de bits, cada una con rapidez de bits igual a la tercera parte de la rapidez de entrada de datos.

Los bits I y Q determinan la polaridad de la señal PAM en la salida de los convertidores de 2 a 4 niveles, y el canal C determina la magnitud. Las magnitudes de las señales PAM, I y Q siempre son iguales. Sus polaridades dependen del estado lógico de los bits I y Q y, en consecuencia, pueden ser distintas.

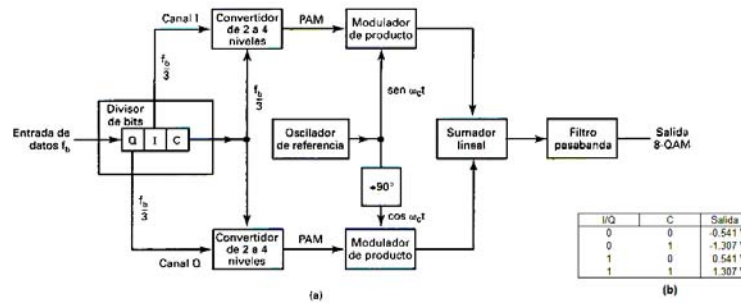


Figura 2.14 Transmisor 8-QAM: (a) diagrama de bloques; (b) tabla de verdad, convertidor de 2 a 4 niveles.

La figura 2.14b muestra la tabla de verdad para los convertidores de 2 a 4 niveles, del canal I y del canal Q; son idénticos.

Ejemplo:

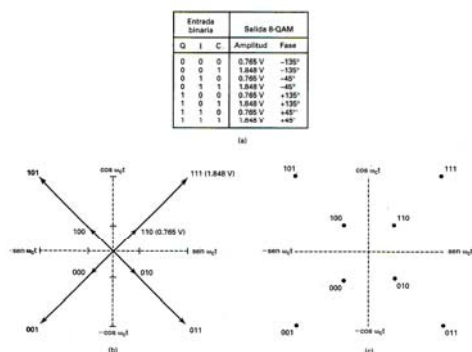


Figura 2.15 Modulador 8-QAM: (a) tabla de verdad; (b) diagrama fasorial; (c) diagrama de constelación.

2.5.1.1 Consideraciones de ancho de banda con 8-QAM

La rapidez de bits en los canales I y Q es la tercera parte de la rapidez de entrada binaria. En consecuencia, la máxima frecuencia moduladora fundamental, y la máxima rapidez de cambio de salida necesaria para 8-QAM es $f_b/3$.

En 8-QAM, las señales binarias de salida del convertidor analógico a digital del canal I son los bits I y C, y las señales de salida binaria del convertidor analógico a digital del canal Q son los bits Q y C.

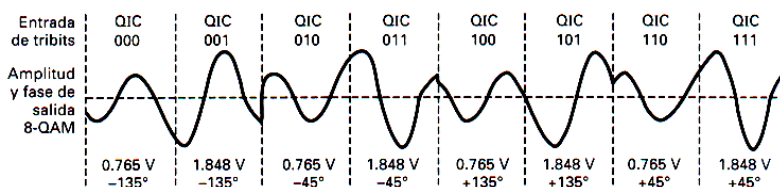


Figura 2.16 Fase y amplitud de salida en función del tiempo, para 8-QAM.

2.5.2 Dieciséis QAM

Este es un sistema M-ario en el que M=16. Los datos de entrada se manejan en grupos de cuatro ($2^4=16$). En esta forma de modulación digital, se varían tanto la fase como la amplitud de la portadora de transmisión.

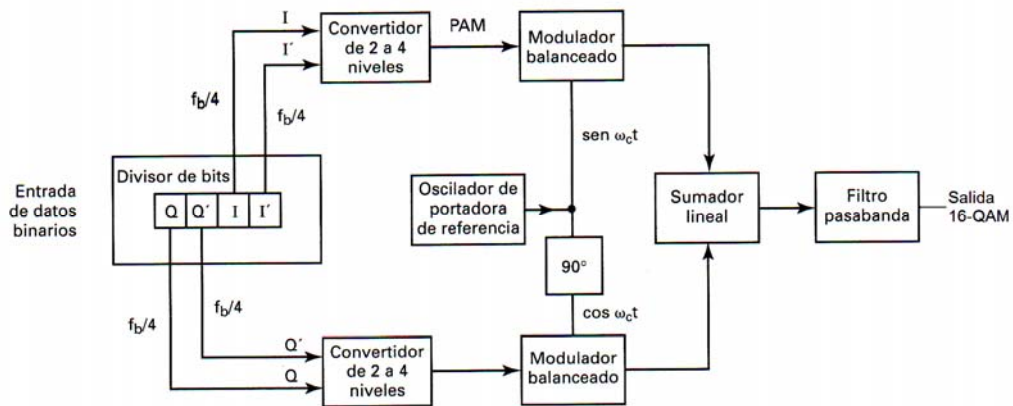


Figura 2.17 Diagrama de bloques de un transmisor 16-QAM.

En la figura 2.17 se muestra el diagrama de bloques de un transmisor 16-QAM. Los datos binarios de entrada se dividen en cuatro canales: I, I', Q y Q'. La rapidez de bits en cada canal es igual a la cuarta parte de la rapidez de entrada de bits ($f_b/4$). Se sincronizan cuatro bits en serie en el divisor de bits; a continuación, salen en forma simultánea y en paralelo con los canales I, I', Q y Q'. Los bits I y Q determinan la polaridad en las salidas de los convertidores de 2 a 4 niveles (1 lógico = positivo y 0 lógico = negativo). Los bits I' y Q' determinan la magnitud (1 lógico = 0.821 V y 0 lógico = 0.22 V). En consecuencia, los convertidores de 2 a 4 niveles generan una señal PAM de 4 niveles. Son posibles dos polaridades y dos magnitudes en la salida de cada convertidor de 2 a 4 niveles, que son ± 0.22 V y ± 0.821 V. Las señales PAM modulan las portadoras en fase y en cuadratura en los moduladores de producto.

Tabla 2.1 Tablas de verdad para los convertidores de 2 a 4 niveles, canales I y Q: (a) canal I; (b) canal Q.

I	I'	Salida
0	0	-0.22 V
0	1	-0.821 V
1	0	+0.22 V
1	1	+0.821 V

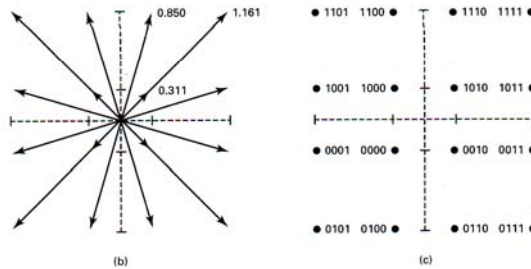
(a)

Q	Q'	Salida
0	0	-0.22 V
0	1	-0.821 V
1	0	+0.22 V
1	1	+0.821 V

(b)

Entrada binaria				Salida 16-QAM	
Q	Q'	I	I'		
0	0	0	0	0.311 V	-135°
0	0	0	1	0.850 V	-165°
0	0	1	0	0.311 V	-45°
0	0	1	1	0.850 V	-15°
0	1	0	0	0.850 V	-105°
0	1	0	1	1.161 V	-135°
0	1	1	0	0.850 V	-75°
0	1	1	1	1.161 V	-45°
1	0	0	0	0.311 V	135°
1	0	0	1	0.850 V	165°
1	0	1	0	0.311 V	45°
1	0	1	1	0.850 V	15°
1	1	0	0	0.850 V	105°
1	1	0	1	1.161 V	135°
1	1	1	0	0.850 V	75°
1	1	1	1	1.161 V	45°

(a)



(b)

(c)

Figura 2.18 Modulador 16-QAM: (a) tabla de verdad; (b) diagrama fasorial; (c) diagrama de constelación.

Para cada modulador de producto son posibles cuatro salidas. Para el modulador de producto I son $+0.821 \text{ sen}(w_c t)$, $-0.821 \text{ sen}(w_c t)$, $+0.22 \text{ sen}(w_c t)$ y $-0.22 \text{ sen}(w_c t)$. Para el modulador de producto Q son $+0.821 \text{ cos}(w_c t)$, $+0.22 \text{ cos}(w_c t)$, $-0.821 \text{ cos}(w_c t)$ y $-0.22 \text{ cos}(w_c t)$. El sumador lineal combina las salidas de los moduladores de producto de canal I y Q, y produce las 16 condiciones de salida necesarias para 16-QAM. La figura 6.11 muestra la tabla de verdad para los convertidores de 2 a 4 niveles de canal I y Q.

2.5.2.1 Consideraciones de ancho de banda con 16-QAM

Como los datos de entrada se dividen en cuatro canales, la rapidez de bits en el canal I, I', Q o Q' es igual a la cuarta parte de la rapidez de entrada en datos binarios, $f_b/4$, porque el divisor de bits estira los bits I, I', Q y Q' hasta cuatro veces su longitud de entrada. También, como esos bits salen en forma simultánea y en paralelo, los convertidores de 2 a 4 niveles ven un cambio en sus entradas y salidas con una rapidez igual a la cuarta parte de la rapidez de entrada de datos.

En la figura 2.19 se muestra la relación de sincronización de bits entre los datos de entrada binaria, los datos del canal I, I', Q o Q' y la señal PAM I. Se ve que la frecuencia fundamental máxima en los canales I, I', Q o Q' es igual a la octava parte de la rapidez de bits en la entrada de datos binarios (un ciclo en el canal I, I', Q o Q' tarda igual que ocho bits de entrada). La máxima frecuencia fundamental de cualquier señal PAM es igual a la octava parte de la rapidez de entrada de bits.

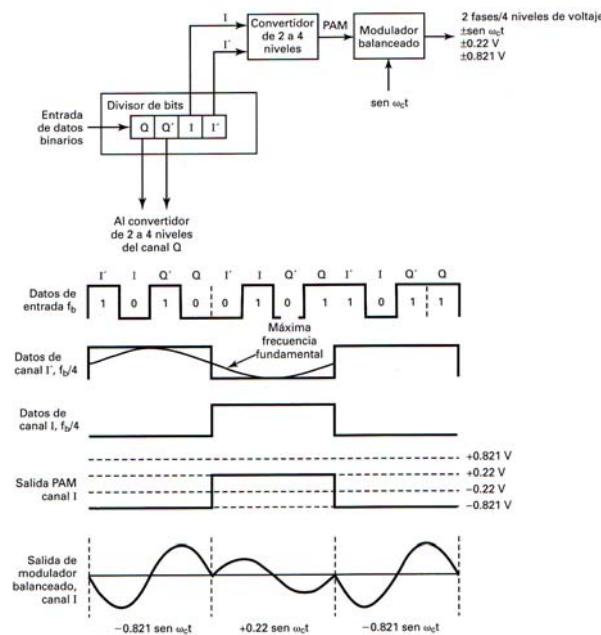


Figura 2.19 Consideraciones de ancho de banda de un modulador 16-QAM.

Con un modulador 16-QAM, hay un cambio en la señal de salida, sea en su fase, su amplitud o en ambas cosas, para cada cuatro bits de datos de entrada. Por lo anterior, los baudios son iguales a $f_b/4$, igual que el ancho de banda mínimo de banda.

En el diagrama de bloques de la figura 2.17, los moduladores balanceados son moduladores de producto, y se pueden representar sus salidas con la siguiente ecuación

$$salida = [Xsen(w_a t)][sen(w_c t)]$$

En donde $\underbrace{w_a t = 2\pi \frac{f_b}{8} t}_{\text{Fase de la señal moduladora}}$ y $\underbrace{w_c t = 2\pi f_c t}_{\text{Fase de portadora}}$

y $X = \pm 0.22$ o ± 0.821

así,

$$\begin{aligned} salida &= \left(X \text{sen} 2\pi \frac{f_b}{8} t \right) (\text{sen} 2\pi f_c t) \\ &= \frac{X}{2} \cos 2\pi \left(f_c - \frac{f_b}{8} \right) t = \frac{X}{2} \cos 2\pi \left(f_c + \frac{f_b}{8} \right) t \end{aligned}$$

El espectro de frecuencias de salida se extiende desde $f_c + \frac{f_b}{8}$ hasta $f_c - \frac{f_b}{8}$, y el ancho mínimo de banda, f_N , es

$$\left(f_c + \frac{f_b}{8} \right) - \left(f_c - \frac{f_b}{8} \right) = \frac{2f_b}{8} = \frac{f_b}{4}$$

2.5.3 Errores en QAM

Para una gran cantidad de puntos de señal, los sistemas M-arios mayores de 4, la QAM es una de las mejores. Esto se debe a que la distancia entre los puntos de señalización es grande, comparada con otros sistemas (PSK por ejemplo). La distancia entre los puntos adyacentes de señalización para un sistema QAM con L niveles en cada eje se calcula así:

$$d = \frac{\sqrt{2}}{L-1} \times D$$

En donde: d= distancia entre errores

L= cantidad de niveles en cada eje

D= amplitud máxima de la señal

La probabilidad de error de bit, en un sistema QAM de L niveles es:

$$P(e) = \frac{1}{\log_2 L} \left(\frac{L-1}{L} \right) \text{erfc}(z)$$

En donde $\text{erfc}(z)$ es la función error complementario, y

$$z = \frac{\sqrt{\log_2 L}}{L-1} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}}$$

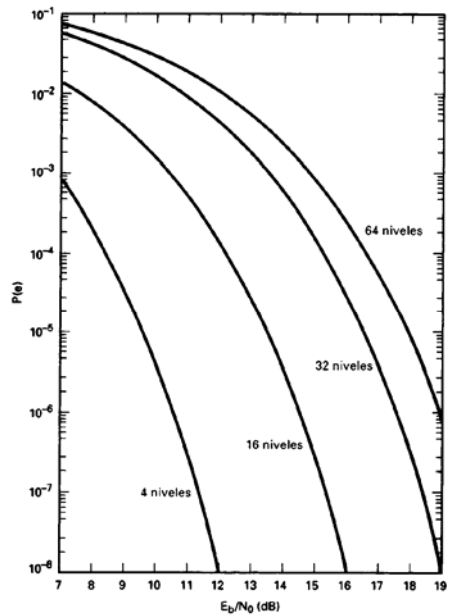


Figura 2.20 Tasas de error para sistemas de modulación QAM.

La figura 2.20 muestra la probabilidad de error en sistemas 4, 16, 32 y 64-QAM, en función de E_b/N_0 .

2.6 EFICIENCIA DE ANCHO DE BANDA

La eficiencia de ancho de banda, o densidad de información, como a veces se le llama, se usa con frecuencia para comparar el funcionamiento de dos técnicas de modulación digital.

Es la relación de rapidez de transmisión de bits entre el ancho mínimo de banda necesario para determinado esquema de modulación.

La eficiencia de ancho de banda se normaliza a un ancho de banda de 1Hz y en consecuencia indica la cantidad de bits que se pueden propagar a través de un medio, por cada hertz de ancho de banda.

Definición matemática:

$$\begin{aligned} \text{Eficiencia de AB} &= \frac{\text{rapidez de transmisión (bps)}}{\text{ancho mínimo de banda (Hz)}} \\ &= \frac{\text{bits/ segundo}}{\text{hertz}} = \frac{\text{bits/ segundo}}{\text{ciclos/ segundo}} = \frac{\text{bits}}{\text{ciclo}} \end{aligned}$$

2.7 RESUMEN DE MODULACIÓN DIGITAL

En la siguiente tabla se muestra un resumen de los diferentes tipos de modulación digital existentes con sus respectivas características técnicas:

Modulacion	Codificación	Ancho de banda (Hz)	Baudios	Eficiencia de ancho de banda (bps/Hz)
FSK	Un bit	$\geq f_b$	f_b	≤ 1
BPSK	Un bit	f_b	f_b	1
QPSK	Dibit	$f_b/2$	$f_b/2$	2
8-PSK	Tribit	$f_b/3$	$f_b/3$	3
8-QAM	Tribit	$f_b/3$	$f_b/3$	3
16-PSK	Cuadribit	$f_b/4$	$f_b/4$	4
16-QAM	Cuadribit	$f_b/4$	$f_b/4$	4

2.8 MODULACION CON CODIGO TRELIS (TÉCNICA DE CODIFICACIÓN)

En ciertos casos de comunicaciones de datos es necesaria una rapidez de transmisión mayor de 9600 bps.

Para lograrlo se requiere un esquema de codificación mucho más allá de los cuadribits que se usan en el 16-QAM, es decir, M debe ser bastante mayor que 16.

Un detalle importante es que, los mayores esquemas de codificación requieren mayores relaciones de señal a ruido, S/N .

Por ejemplo, en el caso en que es necesaria una rapidez de transmisión de datos de 28.8 Kbps sobre un canal de comunicaciones con 3200 Hz de ancho de banda, se debe calcular la relación de la señal a ruido para poder lograrlo.

Utilizando el límite de Shannon* de capacidad de información se obtiene la relación de señal a ruido, así:

$$I_{(bps)} = (3.32 \times B) \log(1 + S/N)$$

Ahora tenemos: $28800bps = (3.32 \times 3200) \log(1 + S/N)$

$$\frac{28800}{10624} = \log(1 + S/N)$$

$$10^{2.71} = 1 + S/N$$

$$S/N = 512$$

S/N en dB $S/N_{(dB)} = 10 \log 512$
 $= 27 \text{dB}$

Otro caso es cuando $I_{(bps)} = 56000$; $B = 3200$ Hz

La relación señal ruido resulta: $S/N = 53 \text{dB}$

Ahora bien para alcanzar una rapidez de transmisión de datos mayor de 56Kbps sobre un canal de 3200 Hz de ancho de banda, es necesario utilizar otra técnica de codificación llamada modulación con código trellis[†] TCM (por trellis code modulation).

* en honor a "C.E Shannon", ver, "Sistemas de Comunicaciones Electrónicas", por "Wayne Tomasi", 4ª edición, pag. 9.

† trellis es enrejado en español. Modulación desarrollada por el Dr. Ungerboeck, en el Laboratorio de investigaciones de IBM.

En TCM se combinan la codificación y la modulación para reducir la probabilidad de error y así mejorar el funcionamiento en cuanto a errores. La idea fundamental de la TCM es introducir una redundancia controlada, que reduzca la posibilidad de errores de transmisión. La introducción de redundancias es duplicar la cantidad de puntos de señal, mas que la constelación QAM.

Recordando que QAM y PSK* M-arios usan un conjunto de señales de $2^N=M$, siendo N la cantidad de bits codificados en M condiciones distintas. Si $N= 2$ produce una constelación PSK normal, con cuatro puntos de señal, es decir, QPSK. Si se usa la modulación de código de Trellis (TCM), la cantidad de puntos de señal aumenta a dos por los símbolos M posibles para el mismo factor de reducción de M en ancho de banda, mientras que se transmite cada señal durante el mismo intervalo de tiempo.

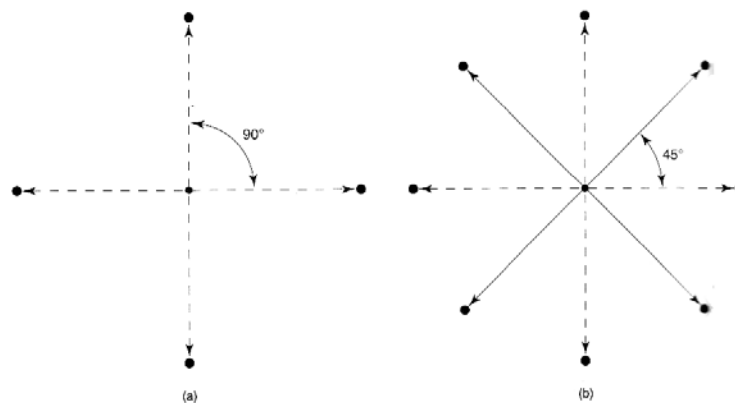


Figura 2.21 Constelaciones QPSK: (a) formato normal de codificación; (b) formato de codificación de trellis.

En la figura 2.21 se representa la manipulación QPSK codificada con TCM.

La codificación de Trellis también define la manera en la que se permite la presencia de transiciones de estado de señal, y las transiciones que no sigan esa pauta se interpretan en el receptor como errores de transmisión. Con esto se restringe la manera en la que se permite transición de señales.

2.8.1 Modulación con código usando la manipulación PSK

En la figura 2.22, se muestra un esquema TCM que usa 8-PSK de dos estados, que en esencia son dos constelaciones QPSK compensadas 45°.

* modulación PSK(*phase-shift keying*), ver, "Sistemas de Comunicaciones Electrónicas", por Wayne Tomasi, 4ª edición, pag. 478.

cuatro estados se identifica con 0-4-2-6, y la otra con 1-5-3-7. Para esta explicación, las identificaciones 0 a 7 de puntos de señal no son para representar las condiciones reales de datos, sino más bien para indicar un método cómodo de identificar diversos puntos de la señal. Cada dígito representa uno de cuatro puntos de la señal permitidos dentro de cada una de las dos constelaciones QPSK. Cuando se está en la constelación 0-4-2-6 y se transmite un 0 o 4, el sistema permanece en la misma constelación. Sin embargo, cuando se transmite un 2 o 6, el sistema cambia a la constelación 1-5-3-7. Una vez en esa constelación y cuando se transmite un 3 o un 7, el sistema permanece en ella, y si se transmite un 1 o un 5, el sistema pasa a la constelación 0-4-2-6. recuérdese que cada símbolo representa a dos bits, por lo que el sistema sufre un desplazamiento de fase de 45° siempre que cambia de una a otra constelación.

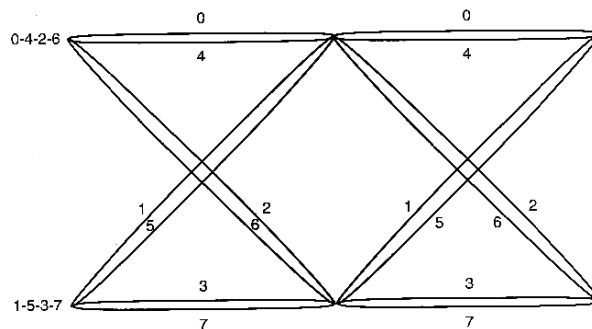


Figura 2.22 Constelaciones TCM de 8-PSK.

La siguiente tabla muestra la lista de las ganancias de codificación logradas con esquemas de codificación TCM con varios estados distintos de Trellis.

Tabla 2.2 Ganancia en codificación de Trellis.

Cantidad de estados de Trellis	Ganancia de codificación (dB)
2	3.0
4	5.5
8	6.0

16	6.5
32	7.1
64	7.3
128	7.3
256	7.4

La rapidez máxima de datos alcanzable con determinado ancho de banda se puede calcular reorganizando la ecuación

$$N \times B = f_b$$

En donde N = cantidad de bits codificados (bits)

B = ancho de banda (hertz)

f_b = rapidez de transmisión de bits (bits por segundo)

Con sistemas QAM o PSK M -arios, los baudios son igual al ancho de banda mínimo requerido. Por consiguiente, un ancho de banda de 3200 Hz con código Trellis de nueve bits produce una señal de 3200 baudios y cada baudio lleva nueve bits. En consecuencia, la rapidez de transmisión es $f_b = 9 \times 3200 = 28.8$ kbps (kilo-bits por segundo).

En los siguientes ejemplos gráficos se muestran, una constelación de QAM de 32 puntos, que usa cuatro amplitudes y ocho fases para producir los 32 estados discretos de señal (figura 2.23); una señal de 3200 baudios que use una codificación TCM de nueve bits, produce 512 códigos distintos. Los nueve bits de datos más un bit redundante para codificación TCM requieren una constelación de 960 puntos. La figura 2.24 ilustra la cuarta parte de la superconstelación de 960 puntos, que muestra 240 puntos de señal. Toda la superconstelación se puede obtener girando 0° , 90° , 180° y 270° los 240 puntos que se ven.

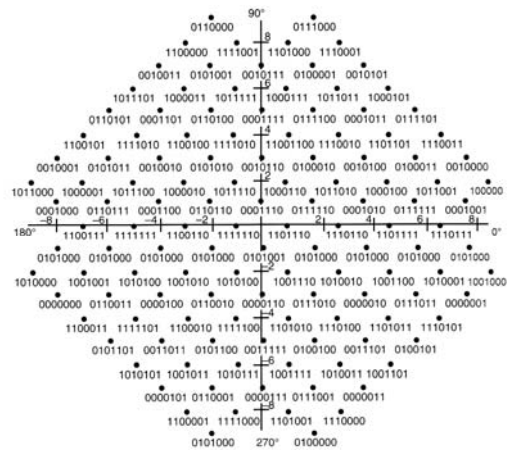


Figura 2.23 Constelación TCM de QAM, de 32 puntos.

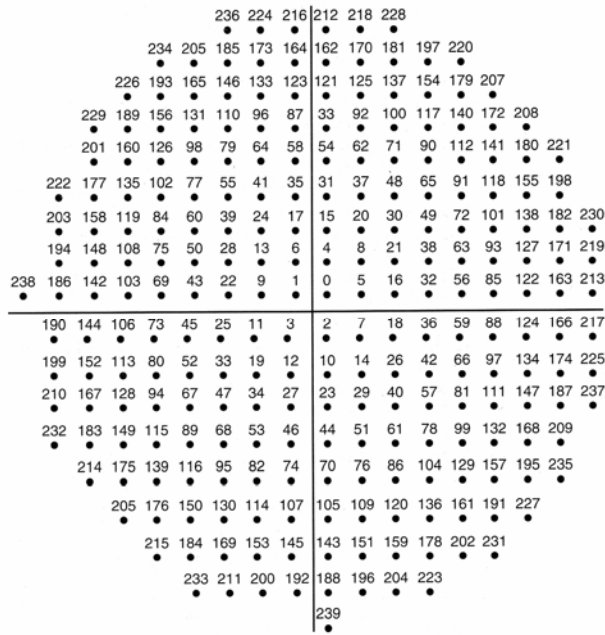


Figura 2.24 La cuarta parte de una constelación TCM de QAM, con 960 puntos.

CAPÍTULO 3

SISTEMAS Y ESTÁNDARES PARA LA RADIOTRANSMISIÓN DIGITAL

Los servicios de radio de condición digital desarrollados e implantados, están basados en portadoras moduladas con contenido digital y son de condición multiservicio ó multiprograma.

La información correspondiente al mensaje es convertida a formato digital, luego son tratadas y transmitidas con modulaciones digitales.

Los nuevos sistemas digitales ofrecen más calidad de sonido que los sistemas analógicos, y además de nuevas prestaciones ha sido posible ubicar sus portadoras en los espacios radioeléctricos ya asignados a los sistemas clásicos (algunos utilizan nuevos espacios radioeléctricos).

La figura 3.1 muestra un diagrama simplificado de bloques de un sistema de Radio Digital.

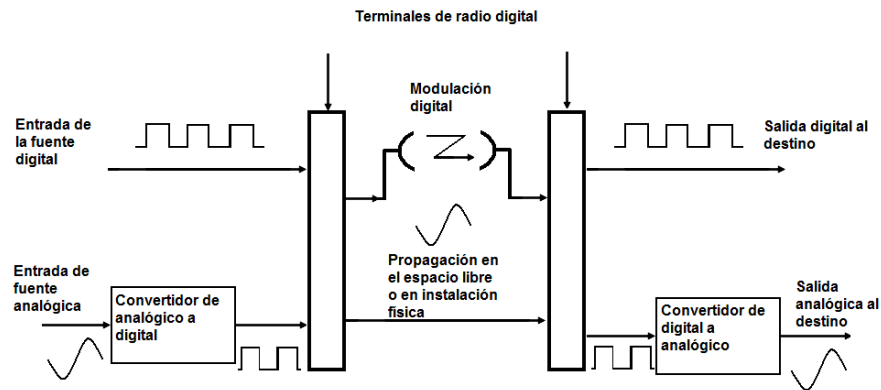


Figura 3.1 Sistema digital de comunicación: Radio digital.

Requisitos básicos que deben satisfacer los futuros sistemas de radiodifusión sonora digital en las bandas de frecuencia por debajo de los 30 MHz para su implementación:

- Capacidad para la transmisión de audio y datos.
- Calidad de la señal de audio recibida similar a la de las estaciones de frecuencia modulada.
- Alta compresión de audio.
- Compromiso entre robustez de la señal recibida y la calidad del audio.
- Eficiencia en la utilización del espectro radioeléctrico.
- Posibilidad de transmisión de señales estereofónicas.

3.1 EL SONIDO

El sonido es un fenómeno físico que se produce por las vibraciones de las partículas de aire, vibración ocasionada por cualquier método físico, como es la voz, la percusión de un objeto o el paso de aire por un instrumento musical, que se propagan y que llegan a nuestros oídos, excitándolos con la presión que se ejerce sobre ellos.

Nota: La audición en los seres humanos ocurre siempre que una vibración tenga una frecuencia comprendida entre unos 20 y 20000 hercios (Hz 0 ciclos por segundo, c/s), y su intensidad sea la suficiente para llegar al oído interno y excitarlo.

Cuando las vibraciones superan el rango de los 20 a 20000 hercios, se habla de ultrasonidos y no son perceptibles para el ser humano, lo mismo que tampoco lo son las de frecuencia muy baja o infrasonidos.

El sonido, en sus múltiples versiones (incluido el molesto ruido), está presente en nuestra vida cotidiana y su tratamiento y almacenamiento en formato electrónico digital cada vez es más frecuente, utilizando herramientas informáticas (hardware y software) específicas para ello o comunes, como son los PC, en los que se ha cargado el programa adecuado y los periféricos de captación de la señal. Se busca siempre un sonido de calidad y eso sólo se puede conseguir con un formato digital, que garantiza de antemano los resultados que se van a obtener y permite su almacenamiento, distribución y reproducción sin pérdida de las características originales.

El oído y un micrófono incorporado a la tarjeta de sonido de un PC tienen un funcionamiento similar (Figura 3.2). Ambos transforman las vibraciones del aire en una señal nerviosa o eléctrica que puede ser comprendida y almacenada por el cerebro o la CPU, respectivamente. Esta señal, que es analógica, puede ser como se desee por los medios electrónicos adecuados, que alimentarán los altavoces para que la transformen de nuevo en una vibración de las partículas de aire, de tal manera que pueda ser captado por nuestros oídos.

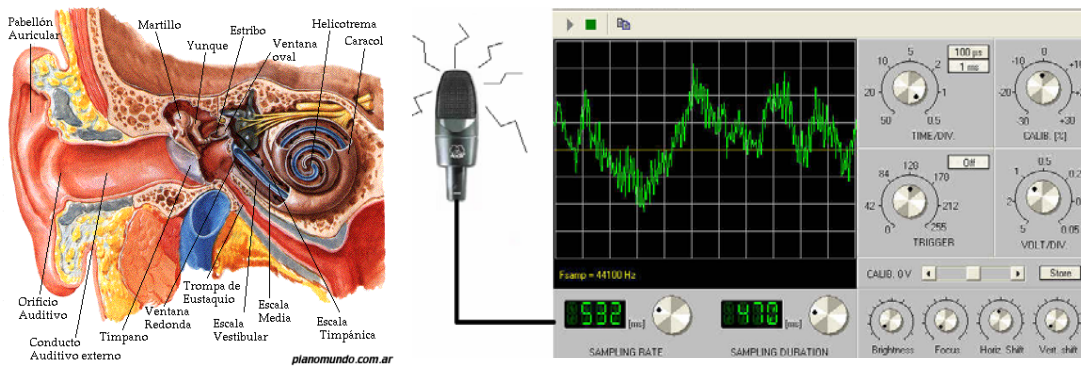


Figura 3.2 El oído humano en analogía con un captador de señales para su posterior procesamiento.

3.2 EFECTO PSICOACÚSTICO Y ENMASCARAMIENTO EN LA PERCEPCIÓN AUDITIVA DEL SER HUMANO

Antes de describir los sistemas de codificación y compresión, debemos detenernos en un breve análisis de la percepción auditiva del ser humano, para comprender por qué una cantidad significativa de la información que proporciona el sistema de conversión analógico-digital puede desecharse de forma adecuada, en base a un fenómeno conocido como ENMASCARAMIENTO.

El oído humano percibe un rango de frecuencias entre 20Hz y 20kHz. En primer lugar, la sensibilidad es mayor en la zona alrededor de los 2-4 kHz, de manera que el sonido resulta más difícilmente audible cuanto más se acerca a los extremos de la escala, tanto por la parte inferior como superior. En segundo lugar está el enmascaramiento, cuyas propiedades utilizan exhaustivamente los algoritmos* más interesantes: *cuando la componente a cierta frecuencia de una señal tiene una energía elevada, el oído no puede percibir componentes de menor energía en frecuencias cercanas, tanto inferiores como superiores.*

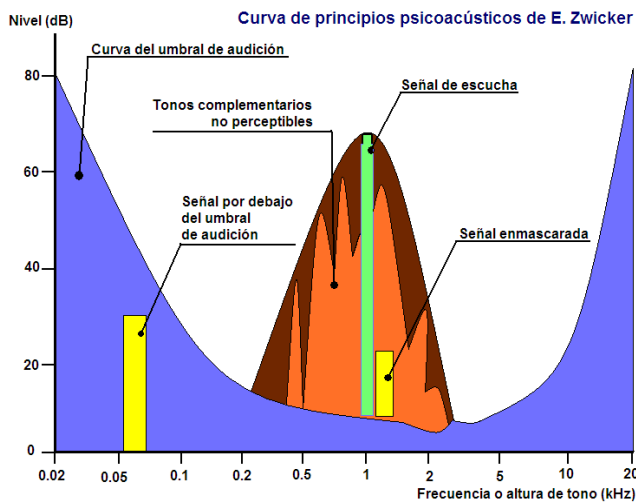
Los estudios psicoacústicos llevados a cabo han puesto de manifiesto las tres condiciones de la audición humana que permiten reducir la velocidad binaria y con

* Un algoritmo es un conjunto ordenado y finito de operaciones que permite hallar la solución de un problema.

ello limitar de modo muy considerable el ancho de banda, estas se presentan a continuación:

a) Enmascaramiento Frecuencial

Esta condición corresponde a la propiedad que tiene el oído humano de presentar una curva de silencio tipo campana alrededor de los tonos próximos en frecuencia y de menor volumen del dominante escuchado.



La figura muestra ese detalle, que corresponde a la curva de los principios psicoacústicos estudiados y publicados por E. Zwicker. En la figura se puede observar la indicada campana del sonido dominante que enmascara los tonos próximos de menor amplitud del conjunto de un mensaje.

b) Relación del rango dinámico con la frecuencia

El rango de niveles que el oído humano capta tiene relación con la frecuencia de los tonos. Así, ante frecuencias centrales del orden de 2-3 KHz, el rango es alto, pero no así para las bajas y altas frecuencias del espectro audible, para las que el rango de niveles es bajo.

c) Enmascaramiento Temporal

La presencia de un sonido de elevada amplitud enmascara temporalmente otros sonidos próximos menores.

Se considera que el inicio y la posterior extinción

3.2.1 Funcionamiento del CODEC DE COMPRESIÓN utilizado por los sistemas y estándares IBOC, DRM y DAB

La supresión de información no útil debido a las condiciones psicoacústicas del oído humano, contribuye a reducir la velocidad del flujo binario de la señal de audio.

Un procedimiento ampliamente utilizado para tal finalidad es la **compresión perceptual**, la cual está basada en la codificación sub-banda. Para ello el espectro de audio a transmitir se divide en 32 sub-bandas de 750 Hz, y posteriormente, a cada una se le aplica un algoritmo representativo de sus características.

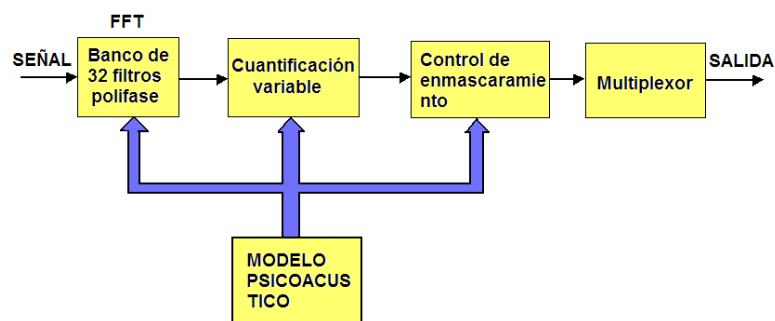


Figura 3.3 Diagrama de bloques de la codificación del audio.

Los Filtros tipo Polifase, que son idénticos entre sí en sus características de fase y amplitud, realizan una transformada rápida de Fourier (FFT)* para dividir el espectro de audio en las indicadas 32 sub-bandas, a las que se aplica seguidamente un proceso de cuantificación variable en correspondencia con sus características específicas de rango dinámico y enmascaramiento. Supone este hecho, por tanto, la aplicación de un factor de escala con múltiples niveles de cuantificación. El modelo psicoacústico contenido en una memoria tipo ROM o similar constituye el algoritmo de control de este proceso.

El muestreo que se lleva a cabo es denominado sub-banda y corresponde a 32 muestras de los datos de entrada en formato digital PCM. Es, por tanto, la información de salida del banco de filtros, aunque con el efecto de la cuantificación

* Ver, capítulo 1, tema "Transformada de Fourier".

de longitud variable en correspondencia con las características psicoacústicas de cada muestra de la información de audio.

El siguiente bloque, que está igualmente controlado por el algoritmo psicoacústico, identifica y controla las áreas de enmascaramiento para suprimirlas a efectos de compresión de los datos.

Se completa el proceso con la incorporación un multiplexor de datos que proporciona una salida en formato serie, la cual constituye el flujo de datos a multiplexar a su vez con los de video (si los hay) para conseguir el flujo de transporte.

3.2.1.1 Codificación MPEG

La codificación MPEG aprovecha los principios descritos anteriormente. Sus datos de salida están en formato trama y el sistema tiene tres capas para adaptarse a otras tantas aplicaciones prácticas en los equipos audiovisuales.

El termino capa se refiere aquí a los procedimientos de compresión empleados y por tanto a la organización del flujo de datos de las tramas de salida.

El sistema de compresión de datos MPEG está regulado por la norma ISO 11172-3 y sus tres capas asociadas tienen las siguientes características básicas:

Capa 1

Esta capa emplea el algoritmo de codificación de naturaleza perceptual denominada PACS (Precision Adaptive Sub-band Coding) de Philips con el que se divide el espectro de audio de entrada en 32 sub-bandas y se codifican con estructura de trama, con 12

muestras por sub-banda. Su flujo binario es de 192 Kbits/s por canal de condición Hi-Fi de los dos que admite (384 Kbits/s de canal para sonido estéreo), aunque el valor de su flujo de datos se puede seleccionar entre 32 a 448 Kbits/s, en 14 niveles.

Capa 2

Es la capa de MPEG adoptada para el sonido de condición multicanal de la radio digital de la norma DAB. Se conoce generalmente como MUSICAM (Masking Pattern Universal Sub-band Integrated Coding and Multiplexing).

El patrón psicoacústico en que está basada esta capa es el mismo que el de la anterior. La diferencia radica únicamente en que las tramas de datos de la capa 2 tienen una duración triple, lo que reduce aun mas el flujo de datos necesarios para la transmisión (se pueden reagrupar tres muestras de sub-banda para codificarlas como un solo coeficiente). Por ejemplo, para transmitir sonido de calidad Hi-Fi de dos canales (estéreo o bilingüe), el flujo de datos requerido es de sólo 256 Kbit/s (128 Kbit/s por canal), a diferencia de los 384 Kbits/s necesarios en la codificación de la capa 1. No obstante, el flujo lo puede seleccionar el radiodifusor entre los valores 32 y 196 Kbits/s por canal.

Capa 3

Es la capa más actual y por lo tanto más avanzada tecnológicamente. Aprovecha los últimos avances en procesos de compresión para conseguir más capacidad de supresión de datos, por ejemplo, consigue la calidad de sonido Hi-Fi con un flujo de datos de solo 64 Kbps. por canal.

Naturalmente, el incremento de la capacidad de compresión (aproximadamente el doble del permitido por la capa 2) se consigue aumentando la complejidad del sistema, para lo que recurre al proceso de la DCT*, también con la codificación en video, a diferencia de la codificación sub-banda de las capas anteriores.

* DTC: aplicación de la transformada discreta del coseno.

Su flujo de datos de transmisión es variable para adaptar esta capa a aplicaciones tan diversas como las redes de baja velocidad para Internet o bien para el MP-3.

La condición de compatibilidad entre las capas citadas es en sentido ascendente, de tal forma, que por ejemplo, un decodificador preparado para tratar la capa 3, puede también soportar los dos inferiores.

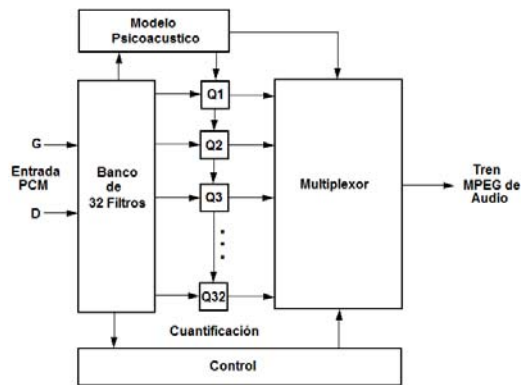


Figura 3.4 Diagrama de bloques del codificador MPEG.

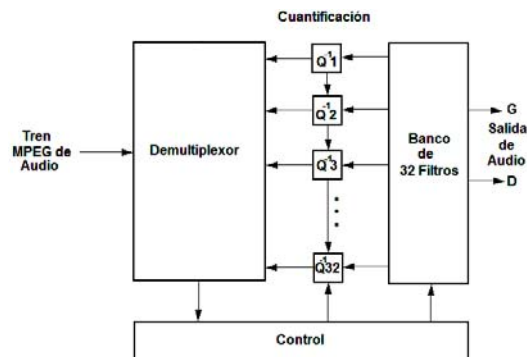


Figura 3.5 Diagrama de bloques del decodificador MPEG.

Organización de las tramas de audio

Los datos de audio se organizan en tramas, las cuales constituyen la unidad elemental de acceso para un canal. Están formadas por cuatro secciones de datos, que son las siguientes:

- a) Cabecera de 32 bits

Contiene información de sincronización y del sistema. Su contenido es el siguiente:

CAMPO	DESCRIPCIÓN/ CONTENIDO	Nº DE BIT
Sincronismo	FFF _h	12
ID	a "1" para MPEG-1	1
Capa	1= 11 2= 10 3= 01	2
Protección	Se incorpora redundancia = 0 No se incorpora = 1	1
Índice de relación de Bit	15 valores, desde 0000 a 1110 (esta prohibido el 1111)	4
Frecuencia de muestreo	44`1 KHz = 00 48 KHz = 01 32 KHz = 10	2
Relleno de bit	"1" para ajuste a la frecuencia de muestreo de 44`1 KHz	1
Privado	Uso libre	1
Modo	00 = estéreo 01 = unión (canales Juntos) 10 = bilingüe 11 = mono	2
Extensión de modo	Margen de las sub-bandas e intensidad de estéreo	2
Copyright	Original= 1 Copia= 0	1
Preénfasis	No= 00 50/75 µs = 01 Reservado= 10 J17 = 11	2

b) Privacidad de 16 bits

Su contenido corresponde a códigos de redundancia cíclica (CRC) para proteger la información. Esta sección es opcional.

c) Datos de audio

Datos cuya longitud depende de la capa empleada.

d) Datos auxiliares

Espacio reservado a ciertas informaciones complementarias.

Cada trama de datos, independiente de la capa asociada, incluye las cuatro secciones, pero el contenido de las tres primeras capas cambia entre ellas, como se describe a continuación.

Capa 1

En la capa 1, la trama tiene una duración que depende de la frecuencia de muestreo aplicada al audio a transmitir. Sus valores son los siguientes:

- 12 ms para frecuencia de muestreo de 32 KHz.
- 8.7 ms para frecuencia de muestreo de 44`1 KHz.
- 8 ms para frecuencia de muestreo 48 KHz.

Cada trama contiene 384 muestras de audio y su estructura se muestra en la figura:

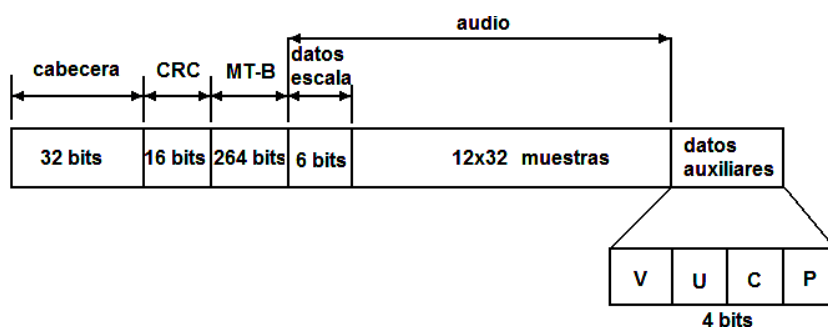


Figura 3.6 Formato de los datos

Comienza con la indicada cabecera de 32 bits para sincronización y datos del sistema y continúa con las palabras de paridad de protección (CRC) y con la siguiente información adicional:

- **MT-SB**
Campo para definir la resolución de codificación de las muestras correspondientes a las sub-bandas.
- **FACTOR DE ESCALA**
Campo de 6 bits que indica el factor de escala aplicado durante la codificación a cada sub-banda del audio.
- **12 x 32**
Campo con 324 muestras de audio.
- **DATOS AUXILIARES**
Campo de 4 bits, cuya finalidad ya se ha descrito.

Capa 2

Esta capa, adoptada para las normas de radio digital DAB y de televisión DVB, está formada por tramas de 96 muestras caracterizadas por la codificación en un único coeficiente representativo de grupos de tres muestras, lo que aumenta considerablemente la capacidad de compresión de datos del sistema. Su tiempo depende de la frecuencia de muestreo del audio empleada, como se indica a continuación:

- 36 ms para frecuencia de muestreo de 32 KHz.
- 26´1 ms para frecuencia de muestreo de 44´1 KHz.
- 24 ms para frecuencia de muestreo 48 KHz.

Su estructura de datos es más compleja que la de la capa anterior, principalmente por la cantidad de opciones de codificación que permite.

Los campos de cabecera, CRC, MT-BS, factor de escala y datos adicionales, coinciden con los indicados para la capa 1, diferenciándose la capa 2 en el contenido de las

muestras de audio y en el campo SCFSI (Scale Factor Selection Information), que informa si el nivel de escala de sub-banda aplicado es sobre la trama actual y de si existen otros factores. El SCFSI puede indicar si el factor multiplicador del campo factor de escala se aplica a toda la trama o sólo al segmento que define.

3.3 MODULACIÓN COFDM

La modulación por multiplexado por división de frecuencia ortogonal (OFDM) es una técnica de modulación de banda ancha que utiliza múltiples portadoras ortogonales, cada una modulada en amplitud y fase.

Cuando la OFDM se emplea junto con codificación de canal para detección y corrección de errores, y adecuarse con ello a las condiciones del medio en el que se desarrolla, se designa como COFDM (multiplexado por división de frecuencia ortogonal *codificada*).

COFDM es la combinación de las modulaciones QPSK y QAM. Es, en síntesis, un sistema multiportadora desarrollado en Estados Unidos en la década de los años 60 que se ha adaptado para cumplir la condición de compatibilidad con el espectro de radio y televisión a la que sustituye, de tal modo que presenta la necesaria protección ante los indicados ecos de la señal en las ciudades y aporta diversos programas con la estructura necesaria para que los usuarios puedan tener información del contenido y seleccionar el deseado, todo ello con el ancho de banda convencional.

Los diversos bloques de interés que constituyen la modulación COFDM son:

Modulación QPSK: la trama se distribuye en 1536 portadoras (dependiendo del modo de trabajo de cada sistema). Cada portadora está modulada en QPSK con su correspondiente velocidad. Las portadoras están colocadas de forma que una no influya en las demás. Como resultado, el periodo de cada símbolo que se obtiene es considerablemente superior que cualquier retardo de señal.

Intervalos de Guarda: 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). COFDM provee tolerancia contra la interferencia intersimbólica. Mientras el retardo de las señales de eco sea menor que el intervalo de guarda, existirá un beneficio constructivo en la recepción. La desventaja de la introducción del intervalo de guarda estriba en una reducción de la eficiencia espectral, ya que hay que transmitir muestras duplicadas que no aportan nueva información.

Codificador de Convolución: compuesto por dos elementos: un código convolucional y un scrambler (por ese motivo pasa a llamarse Coded –OFDM). El funcionamiento del convolucional 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 scrambler trata de introducir un cierto desorden de manera que las portadoras adyacentes no sean moduladas por datos consecutivos. Si se produce una pérdida de información llevada por portadoras adyacentes, al deshacer el desorden debido al barajador, el error debido a cada portadora queda aislado, acortándose la longitud de la ráfaga.

FFT (Transformada Rápida de Fourier): después de la asignación de información a las subportadoras, se lleva a cabo la transformación rápida de Fourier, obteniéndose la banda base DAB que está disponible como una señal en fase I y en cuadratura Q, es decir, 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.

Multiplexado por división de frecuencia (FDM)

El multiplexado en frecuencia, es una técnica que hace posible la transmisión de varias señales por un mismo canal de comunicación. En el FDM (*Frequency Division Multiplexing*), cada señal utiliza una porción del ancho de banda total.

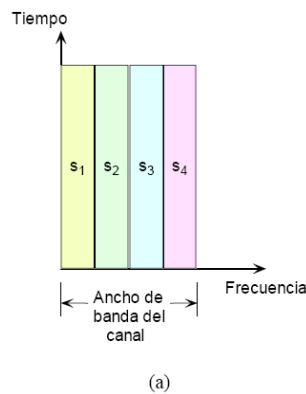


Figura 3.7 Ilustración 1 Multiplexado en Frecuencia

En la figura 3.7 se ilustra la idea básica del multiplexado de cuatro señales s_1 , s_2 , s_3 y s_4 . Cada señal ocupa una cuarta parte del ancho de banda total del canal, durante *todo* el tiempo (FDM). El multiplexado en frecuencia puede utilizarse tanto con señales analógicas como digitales.

Puesto que cada señal modula a una portadora diferente o *subportadora*, la separación entre subportadoras debe elegirse adecuadamente, para evitar solapamiento entre los espectros de señales adyacentes y cada señal puede utilizar un tipo de modulación diferente (AM-DBL, AM-BLU, FM, etc). Para garantizar la separación entre señales adyacentes, evitar la interferencia entre ellas, y facilitar su separación y demodulación en el receptor, suele agregarse una *banda de guarda* entre bandas adyacentes, que no contiene ninguna señal.

Cuando se suman todos los espectros de las señales moduladas, se tiene una señal multiplexada, compuesta, que a su vez puede considerarse como la señal en banda base para modular, a su vez, a una portadora de RF.

En el receptor, la señal recibida se demodula primero a RF para recuperar la señal compuesta en banda base y luego se filtra para separar las señales moduladas individuales. A continuación, cada una de estas señales se demodula individualmente utilizando subportadoras generadas localmente en el receptor, para extraer las señales originales en banda base. Este proceso se ilustra en la figura 3.8.

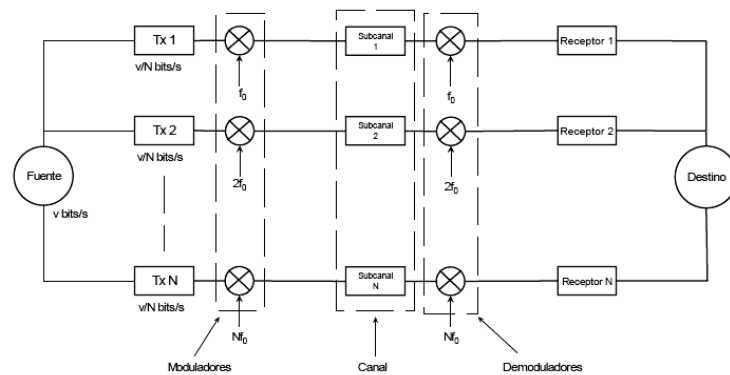


Figura 3.8 Demodulación en el Receptor.

El flujo de datos a transmitir se divide en n flujos paralelos a lo largo de un período de tiempo.

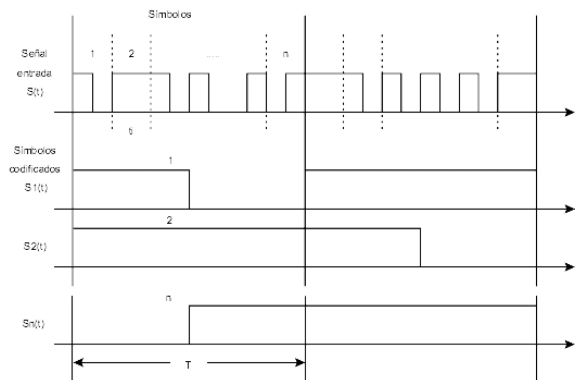


Figura 3.9 Datos a transmitir.

Cada una de las señales $s_i(t)$ se modula por separado a la frecuencia correspondiente, se suman todas ellas y se transmiten.

$G(t)$ es un conjunto de señales agrupados

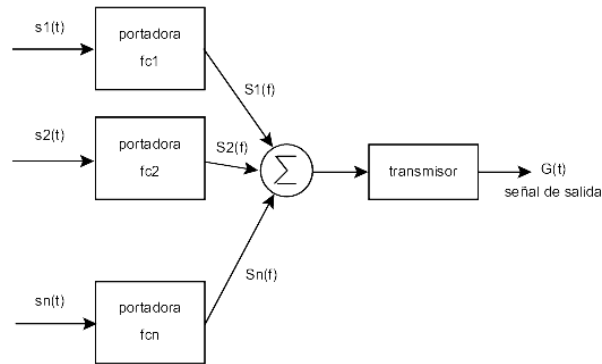


Figura 3.10

Los n símbolos se transmiten en un determinado tiempo T en paralelo, con diferentes frecuencias portadoras

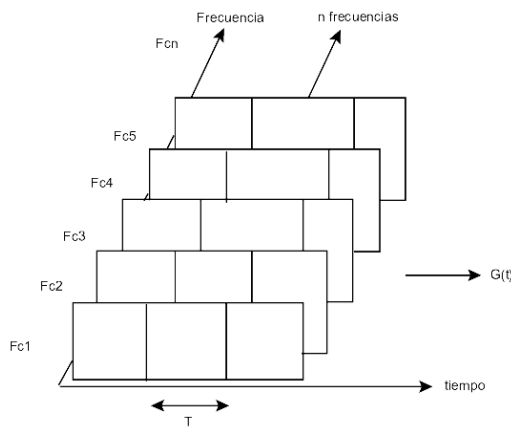


Figura 3.11 Símbolos OFDM en paralelo.

Modulación ortogonal

Se dice que dos señales son ortogonales en un intervalo $[t_1, t_2]$ cuando cumplen la condición,

$$\int_{t_1}^{t_2} f(t)g(t) dt = 0$$

Cuando dos señales son ortogonales, es posible hacer que utilicen simultáneamente el mismo ancho de banda sin interferirse entre sí. El caso más simple es el de la modulación de dos señales en cuadratura de fase, que se ilustra esquemáticamente en la figura

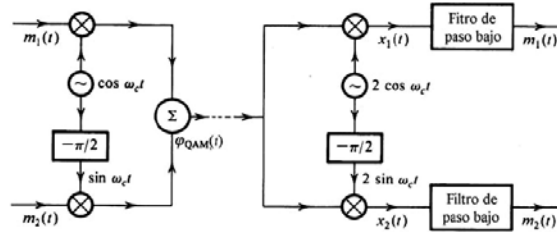


Figura 3.12 Esquema de modulación de dos señales en cuadratura de fase.

En la parte izquierda de la figura se muestra el modulador y en la derecha, el demodulador. Las señales de información, o moduladoras son $m_1(t)$ y $m_2(t)$. La primera modula una portadora de frecuencia angular ω_c ($\cos \omega_c t$) y la segunda, a otra portadora de la misma frecuencia que la primera, pero defasada 90° ($\sin \omega_c t$). Las dos señales se suman para producir una señal de dos bandas laterales, en cuadratura de fase, que puede expresarse como:

$$\varphi_{QAM} = m_1(t) \cos \omega_c t + m_2(t) \sin \omega_c t$$

Si, por simplicidad en el análisis, se supone que $m_1(t)$ y $m_2(t)$ son tonos puros, de forma

$$m_1(t) = A \cos \omega_{m_1} t$$

$$m_2(t) = A \cos \omega_{m_2} t$$

la señal resultante tiene dos bandas laterales, en cada una de las cuales están contenidas, a su vez las dos señales en banda base. Estas dos señales pueden recuperarse en el receptor mediante un detector o demodulador síncrono. La salida del mezclador de la parte superior de la figura, $x_1(t)$ está dada por:

$$\begin{aligned}
 x_1(t) &= 2\varphi_{QAM}(t)\cos\omega_c t \\
 &= 2[m_1(t)\cos\omega_c t + m_2(t)\text{sen}\omega_c t]\cos\omega_c t \\
 &= m_1(t) + m_1(t)\cos 2\omega_c t + m_2(t)\text{sen} 2\omega_c t
 \end{aligned}$$

Los dos últimos términos desaparecen después del filtrado de la señal a paso bajo, dejando sólo la señal deseada a la salida, $m_1(t)$. Puede hacerse un análisis similar para $m_2(t)$. Este sistema de modulación se conoce como modulación en cuadratura de fase o multiplexado en cuadratura y se designa habitualmente como QAM₅. Por consecuencia, es posible transmitir dos señales del mismo ancho de banda base B , por un canal de ancho de banda $2B$, como una señal única de doble banda lateral, sin portadora, multiplexada o modulada en cuadratura. El canal superior se designa como canal *en fase* y el inferior, como *en cuadratura*. 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.

Las señales utilizadas, cumplen la condición de ortogonalidad. Esta condición, en el caso de señales complejas tiene la forma:

$$\int_{t_1}^{t_2} f(t)g^*(t)dt = 0 \quad \text{o bien} \quad \int_{t_1}^{t_2} f^*(t)g(t)dt = 0$$

en que el asterisco (*) indica el complejo conjugado.

Interferencia por Efectos Multicamino, resultante de la codificación

Un fácil análisis sobre esto es que, por ejemplo, en las señales análogas en donde se transmiten más de una señal por el mismo canal, se producen los problemas

conocidos como desvanecimiento severo de la señal recibida y el de imágenes fantasma por el lado de televisión. En comunicaciones digitales estos efectos se traducen en *interferencia entre símbolos* (ISI) y en la consiguiente *destrucción de la información*.

Supóngase un sistema radioeléctrico en que se tiene una portadora modulada digitalmente por símbolos consecutivos, cada uno de longitud N bits y duración T_s y que la señal llega al receptor por dos trayectos diferentes, de distinta longitud, de modo que una señal llega primero y la otra con un retraso equivalente a $4.5T_s$ como se ilustra en la figura 3.13. Este retraso da lugar a que en el receptor esté presente el símbolo n durante el período de integración, es decir de demodulación, simultáneamente con porciones de los símbolos cuarto y quinto previos, $n-4$ y $n-5$, que se comportarán como señales interferentes sobre el símbolo deseado.

Si el retraso introducido por el segundo trayecto es inferior a T_s , se dará una situación similar a la que se ilustra en 3.13. La porción del símbolo $n-1$ presente durante el período de integración actuará también como interferencia, en tanto que la porción retrasada del propio símbolo n se sumará consigo mismo de forma constructiva o destructiva, según sea la fase entre la porción directa y la retrasada.

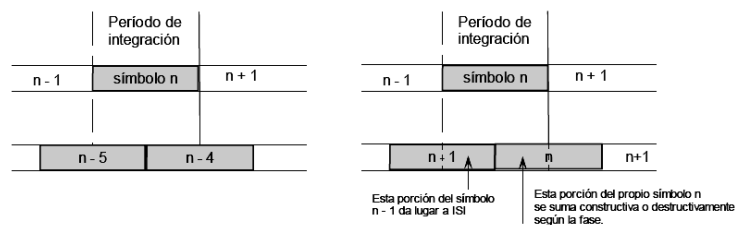


Figura 3.13

Esto podría eliminarse si el período durante el que se produce cada símbolo se hace mayor que el período durante el cual el receptor realiza la integración de la señal, lo que sugiere la conveniencia de utilizar un *intervalo de guarda**.

La duración T de los símbolos aumenta respecto al caso de modular una sola portadora, haciendo a la señal más robusta.

La posición de las portadoras en el espectro coincide con los nulos de las portadoras adyacentes

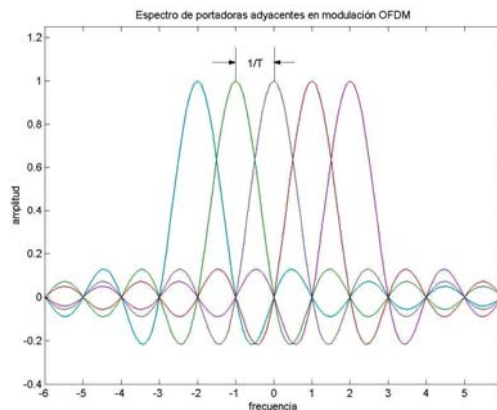


Figura 3.14 Portadoras ortogonales entre si.

Para evitar la interferencia entre símbolos cada símbolo se incrementa en $T + \tau$.

Seleccionando el intervalo τ es posible aislar la señal $s(t)$ de interferencias con las demás señales.

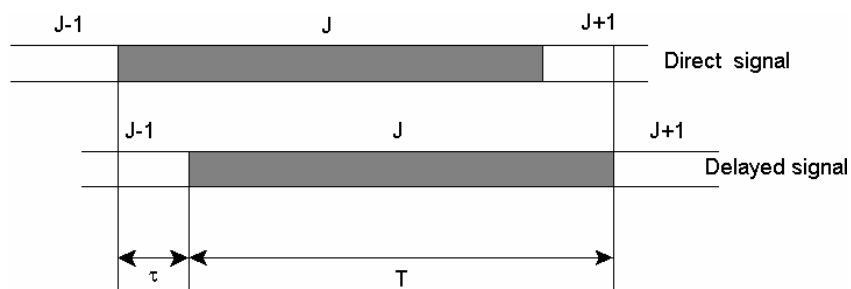


Figura 3.15 Intervalo de guarda t.

* Separación en tiempo entre cada símbolo, alargando mas su duración. El *intervalo de guarda* se refiere al dominio del tiempo y no debe confundirse con la *banda de guarda* en el dominio de frecuencia.

Tener una menor tasa de símbolos por portadora se traduce en un periodo de símbolo más grande, lo que proporciona protección contra los ecos producidos por los múltiples caminos que toma la señal en su propagación. Este caso se da frecuentemente en las grandes ciudades, donde se puede recibir una señal directa del transmisor más una cierta cantidad de señales retardadas por las reflexiones con los edificios. El hecho de tener un gran número de portadoras sobre las que se distribuye la información proporciona una protección contra interferencias co-canal, ya que si se pierde la información de una portadora debido a estas interferencias se pierde una pequeña porción de información que no tiene por qué ser relevante para la calidad de la transmisión. La señal modulada tiene una *banda de guarda*, que es un periodo de tiempo en el que la señal se mantiene constante, repitiendo un símbolo. De esta forma las señales que lleguen con un retardo menor que ese tiempo de guarda se pueden aprovechar como señales constructivas para mejorar la recepción.

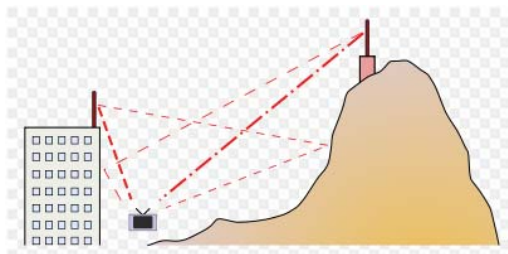


Figura 3.16 Efecto Multitrayecto.

La duración de los bits es superior a los retardos, evitando ecos y permitiendo reutilizar las mismas frecuencias en antenas vecinas.

Teoría básica de OFDM

El método OFDM emplea N portadoras, por lo que se requieren, por lo menos, N muestras complejas en tiempo discreto para representar al símbolo OFDM. Estas

muestras en el dominio del tiempo (0, 1, ..., N-1) son el resultado de una subportadora k modulada con un símbolo C_k , de la información, dentro de un símbolo OFDM y pueden expresarse como:

$$s_{k-ofdm}[n] = \frac{C_k}{N} e^{j \frac{2\pi k n}{N}}$$

Donde:

N = número de subportadoras y muestras en el dominio del tiempo utilizadas.

n = índice de la muestra en el dominio del tiempo

k = índice de la subportadora.

C_k = amplitud y fase de la información a transmitir.

La composición de un símbolo OFDM es el mostrado en la Figura 3.17:

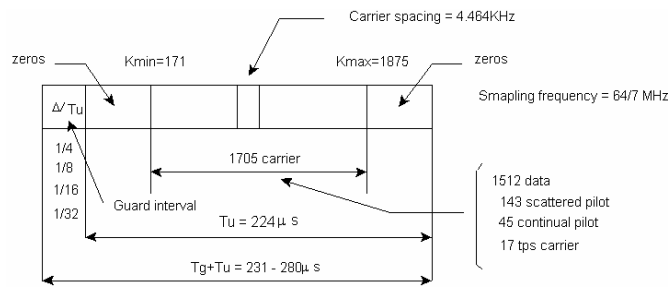


Figura 3.17 Representación de un símbolo OFDM.

Tanto C_k como k son constantes para una subportadora dada durante el período de un símbolo OFDM. De la ecuación (1) se ve que las N muestras complejas para la subportadora k giran exactamente k círculos en el plano complejo durante el período útil de un símbolo OFDM. El símbolo completo, en el dominio del tiempo, se construye a partir de las N subportadoras superponiendo sus ondas:

$$s_{n-ofdm}[n] = \sum_{k=0}^{N-1} s_{k-ofdm}[n]$$

Los coeficientes C_k son complejos, representan a la señal en el dominio de frecuencia. Para trasladar dicha señal al dominio del tiempo, es necesario aplicar, en el

modulador, la transformada inversa de Fourier, de hecho la transformada inversa rápida (IFFT).

En el receptor de DVB-T se aplica la transformada rápida directa de Fourier (FFT) al símbolo OFDM en el dominio del tiempo. La señal original transmitida se reconstruye comparando cada subportadora con una de referencia, de amplitud y fase conocidas y de igual frecuencia:

$$S_{k-ref}[n] = 1 \times e^{j \frac{2\pi kn}{N}}$$

Como consecuencia de la ortogonalidad de las N subportadoras, el resultado de la comparación es cero en la FFT para cualquier subportadora distinta a la de referencia.

$$\sum_{n=0}^{N-1} \frac{S_{l-ofdm}[n]}{S_{k-ref}[n]} = C'_k \quad \text{si } l=k$$

$$= 0 \quad \text{si } l \neq k$$

En que C'_k representa la amplitud y fase de la señal de información recibida.

Si en el receptor se recibe una señal retrasada en el tiempo por Δ muestras complejas, la ecuación (4.6) puede expresarse como:

$$S_{k-ofdm}[n] = \frac{C'_k}{N} e^{j \frac{2\pi k(n-\Delta)}{N}}$$

Y la salida de la FFT se expresa ahora como:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \frac{S_{ofdm}[n]}{S_{k-ref}[n]} = C'_k e^{j \frac{2\pi k\Delta}{N}}$$

La ecuación muestra que un retardo en la señal de entrada, produce una rotación sobre las portadoras en el dominio de frecuencia. Esta señal, añadida a la señal original resultará en desvanecimiento o amplificación en diferentes porciones del dominio de frecuencia.

Modulador y demodulador OFDM

La señal de entrada al modulador OFDM es un flujo binario continuo. Este flujo se segmenta en símbolos, de acuerdo a la constelación a utilizar y se obtiene un mapa de los símbolos, representados ahora por números complejos, que corresponden a la representación de la señal en el dominio de frecuencia. Si se van a modular N subportadoras simultáneamente, la primera operación debe ser la conversión del flujo binario de entrada, *en serie*, en un flujo de coeficientes complejos *en paralelo*. El siguiente paso es realizar la transformada inversa de Fourier sobre esos N coeficientes para obtener una señal en el dominio del tiempo y, como la señal de entrada al transmisor debe ser un flujo binario en serie, es necesario convertir nuevamente la señal, ahora transformada y en paralelo, a una señal en serie. Esta es la señal a transmitir y el proceso se ilustra en el diagrama de bloques de la figura 3.18.

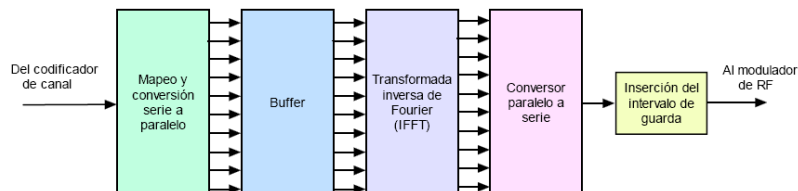


Figura 3.18 Procesamiento de la señal a transmitir.

En la figura anterior, puesto que la señal de entrada procede del codificador de canal, el conjunto constituye un modulador COFDM (recuérdese que la “C” indica precisamente la codificación de canal).

A la salida del convertor paralelo a serie, se inserta el intervalo de guarda, designado también como *prefijo cíclico*, en que se copian los datos del final del bloque y se pegan al principio, lo que hace que las señales retrasadas a causa de los efectos multicamino caigan en el intervalo de guarda y sean ignoradas por el receptor.

El demodulador cumple la función inversa del modulador y el diagrama simplificado de bloques es similar al de la figura 3.18, visto ahora de derecha a izquierda, como se ilustra en la figura 3.19.

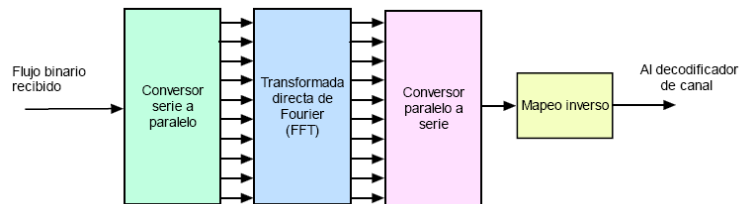


Figura 3.19 Decodificación de la señal OFDM recibida.

3.4 SISTEMA Y ESTÁNDAR IBOC (IN BAND ON CHANNEL Ó CANAL DENTRO DE BANDA)

Propuesta norteamericana desarrollada por iBiquity* Corporación Digital, la cual ha sido denominada IBOC, ofrece radio digital en el mismo espectro de frecuencias clásico y con compatibilidad en las bandas de AM y FM. El sistema IBOC puede transmitir solo en modo totalmente digital o en modo híbrido†, procedimiento que permite la compatibilidad, esto es, la posibilidad de escuchar el mensaje de la emisora en los receptores clásicos, con la calidad de radio AM o FM, aunque sin los servicios añadidos que ofrecen los canales digitales. En el modo *híbrido* se transmite la señal analógica y la señal digital en el canal asignado a la señal analógica.

El estándar permite comprimir la señal de radio hasta el punto de que en la misma frecuencia concesionada se puedan ofrecer tres señales distintas (audio análogo,

* Abreviatura para iBiquity Digital Corporation. iBiquity posee la tecnología que es actualmente el estándar IBOC de los Estados Unidos de América para transmisiones de audio digital. Otorga autorización para la utilización de esta tecnología, llamada HD Radio, a transmisoras y fabricantes de equipos electrónicos y de radio.

† Esto es, transmitir en el mismo canal la señal analógica y la señal digital, sin que se originen interferencias entre ellas.

audio digital y datos de servicio) que permitirían la prestación de otros servicios adicionales unidireccionales.

Por otro lado, la radio digital del estándar DAB* rompe completamente con el mundo analógico y con ello se hace incompatible con el parque de aparatos clásicos de AM y FM, por su sistema de modulación y por el espectro radioeléctrico que requiere, obligando así a los radioescuchas desechar por completo sus antiguos receptores analógicos y adquirir nuevos receptores digitales compatibles con el estándar DAB.

Aprobación del Estándar

En abril de 2005 el Comité Nacional de Sistemas de Radio (NRSC) de la administración de EEUU aprobó el estándar para la migración de las estaciones de Onda Media y Onda Corta denominado como NRSC 5 (sistema IBOC AM).

Estamos al principio de este estándar que está en vías de implantación en EE.UU, pero sus posibilidades son prometedoras, lo que puede suponer que su tecnología sea bien recibida en otros continentes.

A la indicada condición de compatibilidad, lo que sin duda es muy importante, se une el bajo costo de los circuitos del receptor IBOC respecto del DAB.

Como se puede observar en la figura 3.20, el sistema está basado en tres bloques fundamentales:

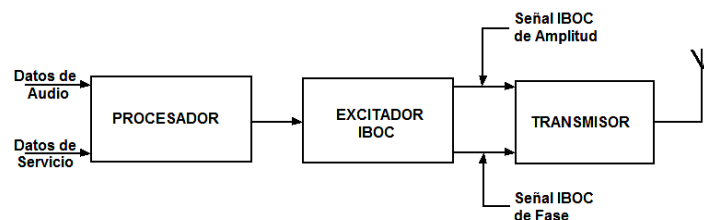


Figura 3.20 Diagrama básico de bloques del transmisor IBOC.

Características:

* DAB (Digital Audio Broadcasting), sistema de radio digital europeo, ver. Capítulo 3, tema 3.5.

- Propuesta norteamericana.
- Ofrece radio digital en el mismo espectro de frecuencias que la clásica.
- Compatibilidad en las bandas de AM y FM.
- El sistema IBOC puede transmitir en modo híbrido ó sólo en digital.
- Posibilidad de escuchar el mensaje de la emisora en los receptores clásicos.
- Bajo costo de los circuitos del receptor IBOC.

3.4.1 Servicios Que Ofrece

Los servicios soportados por el sistema pueden resumirse en:

- **Main Program Service (MPS).**

Corresponde al programa de audio, tanto digital como analógico. Incluye una determinada capacidad de datos para transmitir información relacionada con el programa (Titulo de la Canción y/ó nombre del artista, por ej.).

- **Personal Data Service (PDS).**

Corresponde a datos no relacionados con el programa y que son transmitidos para usuarios determinados.

- **Station Identification Service (SIS).** Corresponde a la transmisión de datos necesarios para el control e identificación de la estación (Nombre de la Estación, por ej.). Facilita al usuario la selección de la estación de radio y sus servicios soportados.

- **Auxiliary Application Service (AAS).**

Corresponde a la transmisión de datos auxiliares para aplicaciones específicas (Estado del tiempo ó avisos comerciales, por ej.).

3.4.2 Banda De Trabajo

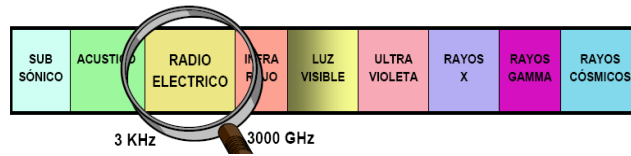


Figura 3.21 Espectro Electromagnético (por: <http://www.mityc.es/Telecomunicaciones/Secciones/Espectro/>).

En los últimos años se han realizado estudios y probado sistemas en todo el mundo para la introducción de la radiodifusión sonora digital, tanto en las bandas de frecuencias ya atribuidas a estos servicios (caso de la onda media, onda corta y de FM) o bien en nuevas bandas de frecuencias atribuidas a los servicios de radiodifusión sonora (caso del DAB).

Un caso particular son los sistemas que utilizan las bandas de ondas por debajo de 30 MHz (OC y OM, fundamentalmente), en las cuales se encuentra la banda de Amplitud Modulada AM, en donde el sistema IBOC puede ser empleado.

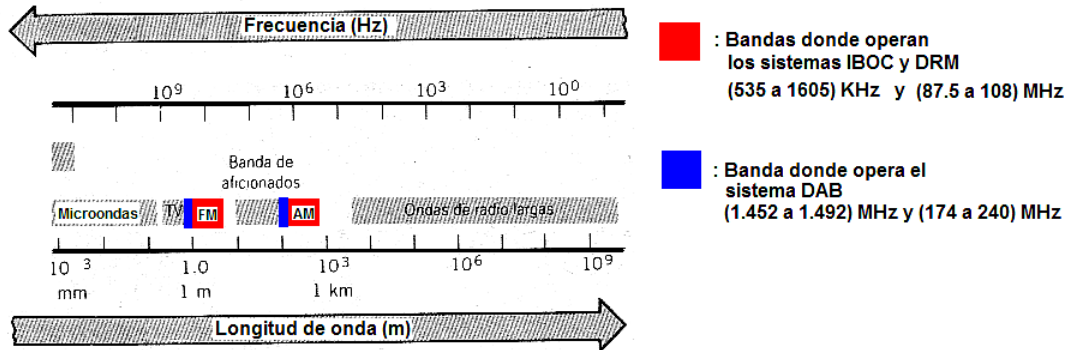


Figura 3.22 Gráfica en donde se muestran las zonas donde operan los sistemas de radio digital IBOC, DRM y DAB.

Nota: La diferente canalización utilizada para la onda media en las distintas regiones de la UIT* dificulta, en cierto modo, la normalización de un único sistema. La canalización, desde el punto de vista tecnológico, es que en algunos países la anchura de banda atribuida a las estaciones de onda media es de 9 kHz. (caso de

* UIT: "Unión Internacional de Telecomunicaciones"

Europa y El Salvador) y en otros es de 20 kHz. que permite la emisión en estéreo (caso de EEUU).

3.4.3 Compatibilidad Con AM Analógico

El diseño proporciona una flexible respuesta de transición hacia los sistemas de difusión digitales proporcionando dos nuevos tipos de modulación, modo Híbrido y modo totalmente Digital.

Con el fin de facilitar una migración gradual de los actuales sistemas de radiodifusión sonora analógicos a los sistemas digitales se han investigado sistemas que permiten realizar simulcast, esto es transmitir en el mismo canal la señal analógica y la señal digital, sin que se originen interferencias entre ellas (modo híbrido). La señal analógica es recepcionada por los antiguos receptores analógicos y la señal digital por los modernos receptores digitales.

El simulcast se ha logrado gracias a estudios muy profundos en laboratorios de modulación de señales, por ejemplo, un único transmisor X configurado para transmitir en un mismo canal P del espectro AM dos señales con diferente fase, dos sistemas A y B de recepción pueden ser configurados para trabajar en el mismo canal P del transmisor, con la única diferencia en que cada sistema únicamente reciba la señal con diferente ángulo de fase.

El estudio de las propiedades que caracterizan físicamente la señal electromagnética a logrado que por un mismo canal de comunicación se transmitan diferentes señales sin que interfieran entre si, esto es, modificando n propiedades en cada señal transmitida.

3.4.3.1 Modo híbrido

La señal digital es transmitida en las bandas laterales primaria y secundaria, ubicadas en los extremos del ancho de banda análogo, así como también se encuentra una banda terciaria que esta por debajo del ancho de banda análogo. La potencia total de todas las bandas laterales digitales es más baja que la potencia total de la señal

análoga. El nivel de cada subportadora OFDM dentro de una banda lateral primaria o secundaria específica está fijado en un valor constante.

En la banda lateral terciaria, los niveles de potencia de la subportadora OFDM en la modulación híbrida no están fijados, pero pueden ser ajustados. Además, hay 2 subportadoras de referencia para el sistema de control que puede poseer niveles fijos que sean diferentes de las otras bandas laterales.

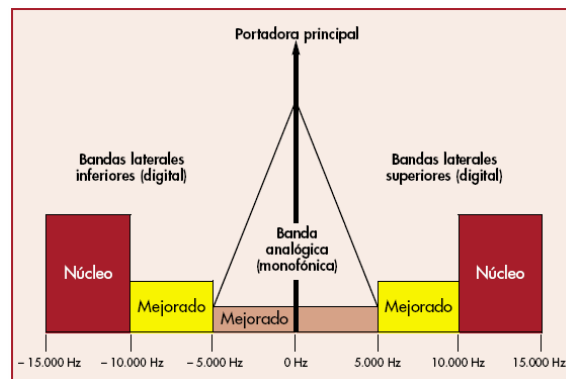


Figura 3.23 IBOC AM Híbrido.

El codec núcleo proporciona la información de audio básica mientras que el codec mejorado proporciona información estereofónica de más alta calidad.

La velocidad binaria que nos permite el codec núcleo es de aproximadamente 20 Kbps, con el codec mejorado aportamos otros 16 Kbps.

El modo híbrido permite que, durante el periodo de introducción del sistema, sea posible la recepción del programa tanto por los nuevos receptores digitales como con los receptores convencionales de AM.

El espectro analógico es una señal monofónica. El sistema híbrido no soporta la transmisión AM análoga estereofónica.

Nota Importante: Una prestación interesante de este modo de funcionamiento es que incorpora diversidad en el tiempo entre ambas señales analógica y digital. *La señal analógica es retardada respecto a la señal digital con el objeto de que exista sincronización entre ambas señales* para la situación en que el receptor conmuta a la

recepción analógica cuando se produce un elevado porcentaje de bits erróneos de la señal digital.

3.4.3.2 Modo totalmente digital

En el modo totalmente digital todo el ancho de banda asignado a la estación se utiliza para la transmisión de las señales digitales por lo que aporta capacidades mejoradas de funcionamiento.

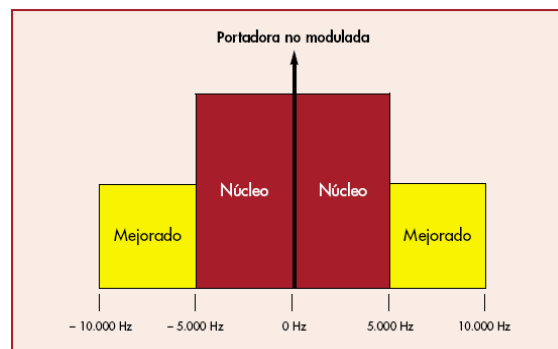


Figura 3.24 IBOC AM totalmente digital.

Se transmiten exclusivamente las señales digitales. Permite el modo de funcionamiento mejorado.

En esta modulación la señal análoga es reemplazada por las bandas laterales primarias de la señal digital donde la potencia es relativamente aumentada comparada con los niveles de la modulación híbrida. Además, las bandas laterales secundarias y terciarias son movidas a cualquier lado de las bandas laterales primarias y su potencia también aumenta en comparación a los niveles híbridos.

El resultado final es una alta potencia en la señal digital con una reducción total del ancho de banda de 30 kHz. a 20 kHz. Estos cambios proporcionan más robustez en la señal digital haciéndola menos susceptible a la interferencia de los canales

adyacentes. Las subportadoras de referencia también se proporcionan para transportar la información de control del sistema.

La principal diferencia entre ambos sistemas es que en el sistema totalmente digital se ha suprimido la señal analógica, se han desplazado en frecuencia las señales digitales y se aumenta su potencia, según se muestra en la figura 3.24.

El sistema totalmente digital utiliza el mismo sistema de codec y los métodos de FEC que el sistema híbrido con idénticas velocidades binarias (20 kbit/s para el audio del núcleo y 16 kbit/s para el audio mejorado). Esto simplifica el diseño del receptor que tiene que admitir ambos modos de funcionamiento.

Los radiodifusores pasarán del sistema híbrido al sistema totalmente digital cuando el número de receptores analógicos sea escaso.

3.4.4 Componentes Del Excitador IBOC (Capa 1).

La capa 1 puede pensarse como un simple tubo para emitir datos con un específico grado de servicio; la fuente de codificación, formato y multiplexado del contenido del programa principal fueron realizados en las capas superiores del modelo ISO.

En esta sección se describen el procesamiento y los pasos necesarios para convertir los datos digitales en cada canal lógico a la modulación del sistema AM IBOC. La notación subrayada en el nombre de cada canal lógico indica que los datos son transmitidos entre las diversas funciones como vectores. Durante el proceso de interleaving, los canales lógicos pierden su identidad, ya que se combinan o se separan por el proceso de interleaving.

El sistema comprende cinco componentes básicos:

1. L1 Punto de Acceso del Servicio (SAP).
2. Scrambling (Aleatorización de datos).
3. Codificación de canal.
4. Entrelazado en el dominio del tiempo y de la frecuencia.
5. Generador OFDM.

6. Mezclador señal principal y de respaldo.

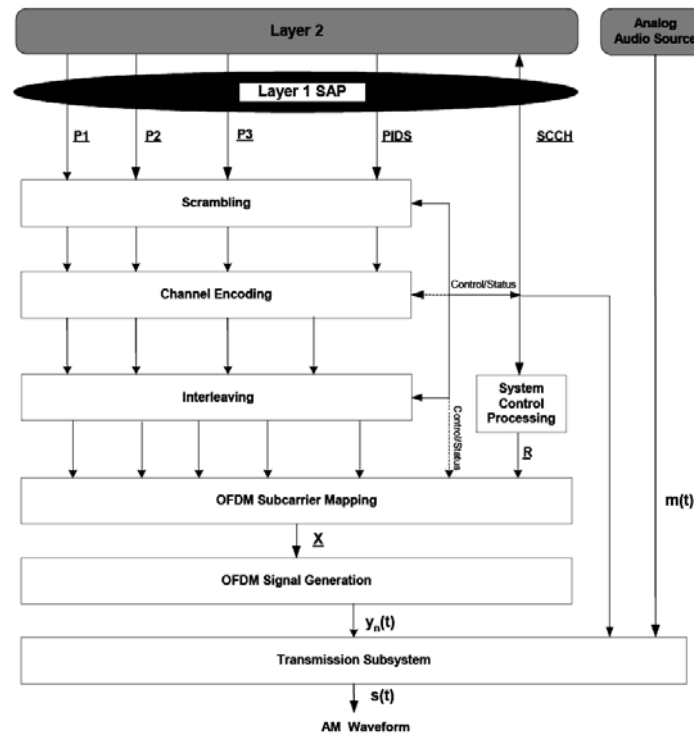


Figura 3.25 Diagrama de bloques funcional.

La figura 3.25 muestra lo que se conoce como diagrama de bloques funcional del procesamiento de datos de la capa 1, la cual, convierte la información y los datos de control de la capa 2 en una forma de onda AM IBOC para ser transmitida en la asignación existente dentro de la frecuencia media (MF).

Tanto la información como también los datos de control son transportados en frames discretos por medio de canales lógicos en la capa 1, (SAP^{*}). Los frames de información transferidos en la capa 1 son conocidos como SUDs[†]. Los SUDs de la capa 1 varían en tamaño y formato dependiendo del modo de servicio. El modo de servicio, la mayor componente del sistema de control, determina la característica de

* SAP: Service Acces Point.

† SUD: Service Data Units.

transmisión de cada canal lógico. Además, el modo de servicio determina los requerimientos tales como el tipo de aplicación; y en niveles más altos del protocolo, selecciona los modos de servicio automáticamente configurando de forma conveniente los canales lógicos. La variedad de servicios hace que los canales reflejen la inherente flexibilidad del sistema, la cual a la vez soporta entregas simultáneas de varias clases de audio digital y datos.

Modos de servicio y opciones del sistema.

El sistema AM IBOC posee cuatro modos de servicio que regulan el número, rendimiento y robustez de los canales lógicos: MA1, MA2, MA3 y MA4. Por lo tanto, después de evaluar los requerimientos de sus aplicaciones propuestas, los protocolos más altos seleccionan los modos de servicio que configuran adecuadamente los canales lógicos. Los modos de servicio MA1 y MA2 son usados en la modulación híbrida, en cambio los modos MA3 y MA4 son usados en la modulación completamente digital como se muestra en la tabla 3.1. Los modos MA2 y MA4 proporcionan un rendimiento de procesamiento más alto que MA1 y MA3, ante un mayor grado de robustez.

Tabla 3.1 Información aproximada de la tasa de los canales lógicos AM

Service Mode	Approximate Channel Information Rate (kbps)				Waveform
	P1	P2	P3	PIDS	
MA1	20	0	16	0.4	Hybrid
MA2	20	20	16	0.4	Hybrid
MA3	20	0	20	0.4	All Digital
MA4	20	20	20	0.4	All Digital

Además de los cuatro modos de servicio, los radiodifusores tienen la opción para configurar los modos de servicio MA1 y MA2 usando dos controles adicionales: CONTROL DE NIVEL DE POTENCIA (PLC) y CONTROL DE ANCHO DE BANDA PARA AUDIO ANALOGO (AABC).

EL control PLC selecciona uno de dos niveles para la secundaria, terciaria, y IDS subportadoras como se muestra en la tabla 3.2:

Tabla 3.2 Resumen del espectro de modulación para AM Híbrido.

Bandas Laterales	Rangos de sub-portadoras	Frecuencias de sub-portadoras (Hz desde el canal central)	Span de frecuencia (Hz)	Densidad espectral de potencia, dBc/sub-portadoras	Tipo de modulación
Primaria Alta	57 a 81	10356.1 a 14716.6	4360.5	-30	64-QAM
Primaria Baja	-57 a -81	-10356.1 a -14716.6	4360.5	-30	64-QAM
Secundaria alta	28 a 52	5087.2 a 9447.7	4360.5	-43 ó -37	16-QAM
Secundaria baja	-28 a -52	-5087.2 a -9447.7	4360.5	-43 ó -37	16-QAM
Terciaria alta	2 a 26	363.4 a 4723.8	4360.5	Será anunciado	QPSK
Terciaria baja	-2 a -26	-363.4 a -4723.8	4360.5	Será anunciado	QPSK
Referencia alta	1	181.7	181.7	-26	BPSK
Referencia baja	-1	-181.7	181.7	-26	BPSK
IDS1 alto	27	4905.5	181.7	-43 ó -37	16-QAM
IDS2 alto	53	9629.4	181.7	-43 ó -37	16-QAM
IDS1 bajo	-27	-4905.5	181.7	-43 ó -37	16-QAM
IDS2 bajo	-53	-9624.4	181.7	-43 ó -37	16-QAM

Los niveles altos de potencia aumentan la de la señal digital a expensas de un decremento en la compatibilidad de algunos radios analógicos, conocidos como walkmans y boombox radios.

El AABC control permite que el audio analógico sea transmitido usando ya sea 5 kHz o 8 kHz de ancho de banda. La radio transmisión de 8kHz de audio análogo reduce la robustez de la señal digital en presencia de interferencias secundarias adyacentes.

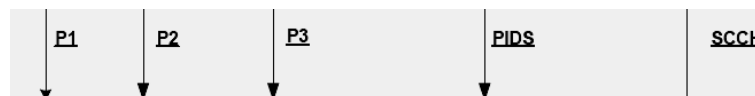
Tabla 3.3 Resumen para el espectro de modulación de AM todo digital.

				Densidad	Tipo de
--	--	--	--	-----------------	----------------

Bandas Laterales	Rangos de sub-portadoras	Frecuencias de sub-portadoras (Hz desde el canal central)	Span de frecuencia (Hz)	espectral de potencia, dBc/sub-portadoras	modulación
Primaria Alta	2 a 26	363.4 a 4723.8	4360.5	-15	64-QAM
Primaria Baja	-2 a -26	-363.4 a -4723.8	4360.5	-15	64-QAM
Secundaria	28 a 52	5087.2 a 9447.7	4360.5	-30	64-QAM
Terciaria	-28 a -52	-5087.2 a -9447.7	4360.5	-30	64-QAM
Referencia Alta	1	181.7	181.7	-15	BPSK
Referencia baja	-1	-181.7	181.7	-15	BPSK
IDS 1	27	4905.5	181.7	-30	16-QAM
IDS 2	-27	-4905.5	181.7	-30	16-QAM

El funcionamiento de cada canal lógico es descrito por los siguientes parámetros, transferencia, estado latente y robustez. Los componentes controlados por estos parámetros característicos son el Codificador de Canal, el mapeo espectral, el Interleaver Depth y retardo de tiempo. Únicamente el modo de servicio puede configurar estos componentes para cada canal activo y dependerá del parámetro característico que posea o se le demande a cada canal. Además, el modo de servicio especifica y enmarca la sincronización de los paquetes de transferencia a través de cada canal lógico activo.

Canales Lógicos P1, P2, P3, PIDS y SCCH



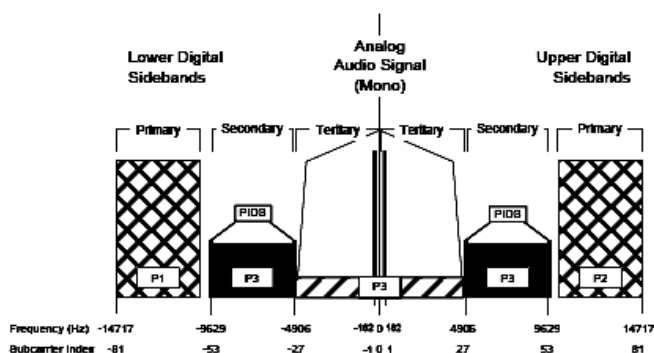
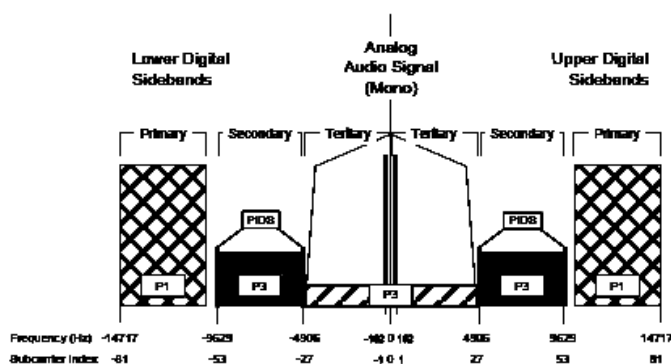
El audio una vez digitalizado* en la capa 2 alimenta el codificador de fuente. El sistema AM IBOC suministra la información a 4 canales lógicos: P1, P2, P3 y PIDS.

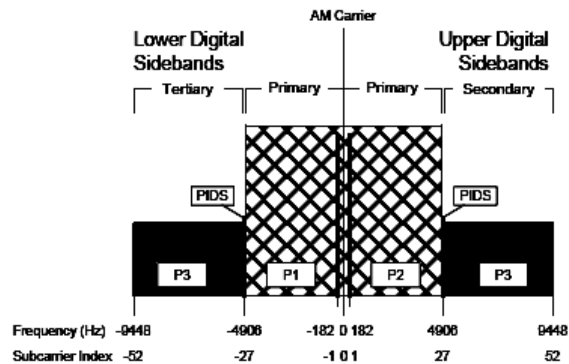
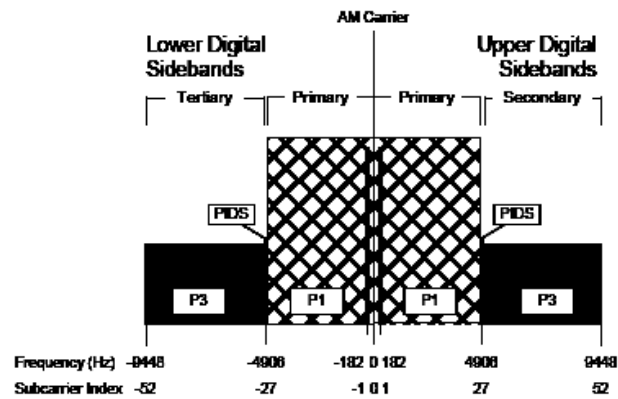
* Ver, capítulo 1, tema: (1.6.1) "Conversión de Analógico a Digital".

Un canal lógico en la capa 1, es una señal de trayectoria que transporta los bits de servicio y de datos en paquetes de transferencia con un grado determinado por el modo de servicio.

Los canales P1, P2 y P3 se utilizan para la transferencia de los datos de audio; mientras que, el canal **PIDS** se diseña para llevar los datos de la información del servicio IBOC.

El flujo de datos de cada canal estará controlado por el modo de servicio, por ejemplo, los canales lógicos P1 y P2 son designados para ser más robustos que el canal P3, estos transmiten el audio asociado al codec núcleo y el canal P3 el audio asociado al codec mejorado. Los canales P1 y P3 están habilitados para todos los modos de servicio, mientras que P2 únicamente se habilita para modos de servicio específicos. Esto permite que la transferencia de información se adapte al medio y poseer diversas aplicaciones.





Canal SCCH

El canal de control del sistema (**SCCH**, *system control channel*) transporta la información de control y estado relacionados con el modo de funcionamiento y los parámetros de configuración.

De la capa 2 a la capa 1 se envía el control de modo de servicio (PSM), el control de retraso variables análogo (DD), el control de ancho de banda análogo (AAD) y el control de nivel potencia (PL), esto es en el transmisor; mientras que la información de sincronía va de la capa 1 a la capa 2 en el receptor.

Además, algunos bits de la secuencia del sistema de control de datos designados como "Reservas" son controlados sobre la capa 1 en la vía de interfaz "Reserva de datos de control".

El mapeado de subportadoras asigna las matrices de entrelazado a las subportadoras OFDM.

L1 Servicio de punto de acceso (SAP)

La capa uno SAP define la interfaz entre la capa 2 y la capa 1 del protocolo del sistema. En la capa 1 cada canal transmite paquetes discretos, con un tamaño y tasa único determinado por el modo de servicio.

Función Scrambling (Aleatorización de datos)

En el receptor los bits recibidos se comparan con una señal de reloj para sincronizar el reloj local con las transiciones de la señal recibida. Debido a esto una sucesión de 1s ó 0s puede provocar la pérdida de sincronía en los datos recibidos dando como resultado información errónea. La sincronización es necesaria para la regeneración de la señal digital, y para ello COFDM usa la función Scrambling para evitar la pérdida de sincronía en el receptor a la hora de regenerar la señal digital.

La función scrambling aleatoriza los datos digitales transmitidos por cada canal lógico para disminuir periodicidades de la señal y ayudar en la sincronización en el receptor. Con los datos aleatorizados a la salida, cada vector del canal lógico conserva su identidad.

Channel Encoding (se agrega redundancia a las tramas de información)

Un bitstream* digital, que ha pasado a través de un canal de transmisiones, es probable que se haya encontrado con ciertos impedimentos como el ruido, distorsión, desvanecimiento y la interferencia. Los sistemas digitales emplean varias técnicas de corrección de errores para restaurar los errores de transmisión. Estos algoritmos mejoran la robustez por medio de la introducción de la corrección de error de bits.

* Bitstream: es una serie de bits en un tiempo determinado.

Estas correcciones de error de bits son utilizadas en el receptor para verificar la exactitud de los bitstream recobrados, detectar errores, y proveer restauración el los bitstream transmitidos.

Los códigos de corrección de errores suelen ser especificados en su tasa de codificación ($R = \text{bits de información} / \text{total bits}$). Por ejemplo, un codificador con $R=1/2$ de codificación de canal representa un algoritmo donde la mitad de los bits transportan información y la otra mitad lleva la sobrecarga del algoritmo de corrección de errores.

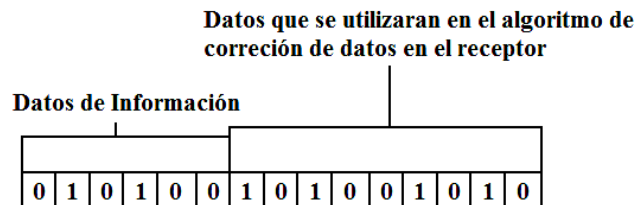


Figura 3.26 Vector que contiene los datos de información junto con los datos para el algoritmo de corrección de errores.

Esta función utiliza la codificación convolucional para agregar redundancia a los datos digitales en cada canal lógico para mejorar su confiabilidad en presencia de interferencias de canal. El tamaño de los vectores de cada canal lógico se aumenta en proporción inversa al código rate*. Las técnicas de codificación son configurables por el modo de servicio. En la salida del codificador de canal, los vectores del canal lógico conservan su identidad.

Técnica de Entrelazado[†] de la señal de audio (Interleaving)

El entrelazado en tiempo y frecuencia se emplea para reducir los efectos de errores de ráfaga. Las técnicas de corrección de errores digitales son efectivas si los errores

* Code rate: Porcentaje de bits de información contenida dentro de un vector de bits total.

† Entiéndase entrelazado en este caso como datos ordenados de forma aleatoria.

en la transmisión se reparten de una manera en que se reduzca la pérdida de datos en la sucesión de bits. Interliving es una técnica que mezcla los datos desordenadamente pero de una manera predeterminada en la transmisión y son reorganizados nuevamente en el receptor. Las técnicas de Interleaving usadas en el sistema AM IBOC han sido adaptadas para un ambiente de AM no uniforme y con interferencias y son configurados por el modo de servicio. En este proceso, los canales lógicos pierden su identidad. La salida del interleaving es estructurada en un formato matriz. Cada matriz se compone de información total o parcial de los canales lógicos y está asociada con una parte específica del espectro de transmisión. Diversidad de retardo es también impuesto sobre canales lógicos determinados. Es a través de esta función que el tiempo de redundancia del canal lógico P1, en el modo de servicio MA1 y MA3, es incrementado.

Errores producidos por fading, interferencias, ruido u otras causas en el trayecto transmisor-receptor pueden ser corregidos en el receptor utilizando el entrelazado. Se diseñan técnicas específicas de corrección avanzada de errores FEC (Forward Error Correction) basadas en estudios realizados para el tipo de interferencias asociadas a estas bandas. Por ejemplo, en las bandas de frecuencias por debajo de los 30 MHz las estructuras metálicas puestas a tierra pueden causar cambios rápidos en la amplitud y la fase de señales que no están distribuidas uniformemente a lo largo de la banda. La longitud de onda de la señal transmitida es mayor que las longitudes de estas estructuras metálicas.

Entrelazado Temporal

Los sistemas de corrección de errores funcionan bien si los errores están distribuidos de manera aleatoria. La corrección es dificultosa cuando el intervalo en que se producen los errores es de larga duración y afecta a casi toda la trama de información. La solución es el entrelazado en el tiempo de los datos en la transmisión y su reordenación en la recepción.

La figura 3.27 muestra un ejemplo de entrelazado temporal de datos en transmisión y su posterior reordenación en el receptor.

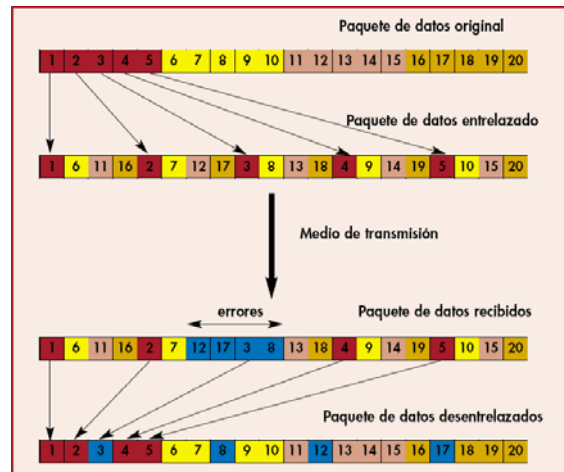


Figura 3.27 Ejemplo de entrelazado.

Los bits erróneos una vez efectuado el desentrelazado de la trama se distribuyen a lo largo de la misma, por lo que es fácil su corrección debido a que en el reordenamiento el número de bits erróneos es pequeña comparado al número de bits buenos.

Entrelazado en frecuencia

Algunos efectos de propagación son susceptibles de causar determinados problemas: los desvanecimientos selectivos pueden afectar a grupos de portadoras próximas en frecuencia.

Para dispersar los errores producidos por desvanecimientos selectivos en frecuencia y de esta forma poder corregirlos en recepción se utilizan técnicas de **entrelazado en frecuencia**.

System Control Processing

Esta función genera un vector de las secuencias de datos del sistema de control que incluye información del sistema de control recibida de la capa 2 (por ejemplo del modo de servicio y opciones de configuración), y los estatus para emisión en las subportadoras de referencia.

Esta información es utilizada en el receptor para determinar como procesar las ondas del sistema AM IBOC.

OFDM Subcarrier Mapping

Esta función asigna las matrices de interleaver y el vector del sistema de control a las subportadoras OFDM. Una fila de cada matriz interleaver activa y un bit del vector del sistema de control es procesado en cada símbolo OFDM para producir un vector de salida \underline{X} , que es una representación de la señal en el dominio de la frecuencia.

OFDM Signal Generación

Esta función genera la porción digital del dominio del tiempo de la onda AM IBOC. Las entradas de los vectores \underline{X} son transformadas en una forma (tiempo-domino) pulso banda base, $y_n(t)$, definiendo un símbolo OFDM.

Subsistema de Transmisión

Esta función da formato a la onda de banda base para la transmisión a través del canal MF. Incluye Sub-funciones principales, concatenación de símbolo, y frecuencia sobre-conversión. Cuando se transmite una onda híbrida, esta función modula la fuente de audio de AM análogo y coherentemente combina esta con la señal digital para formar una señal híbrida compuesta, $s(t)$, lista para transmitirla.

3.4.5 Modulación OFDM En Modo Híbrido Y Completamente Digital con sus respectivos espectros RF.

Los datos digitales junto con el audio análogo no pueden ser propagados directamente dentro de los canales de RF; por lo tanto se utiliza un modulador para modular la información digital sobre una portadora RF. El sistema AM IBOC emplea la Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales.

OFDM es un esquema de modulación paralela en que los flujos de datos modulan un gran número de subportadoras ortogonales que son transmitidas simultáneamente. OFDM puede adaptarse para operar en un ambiente de interferencia que no es uniforme (edificios u otra infraestructura, por ej.) provocando atenuación en la señal.

El estrecho ancho de banda de AM conlleva a una técnica de modulación OFDM que es optimizada para alto rendimiento, ya que su modo de funcionamiento proporciona robustez ante la presencia de interferencias entre canales adyacentes y el ruido.

Para la transmisión de datos más críticos por ejemplo los de sincronismo y control del proceso de decodificación, ubicados en las subportadoras de referencia a (+/-) 181.7 Hz respectivamente, se utilizan técnicas de modulación que garantizan una alta robustez* (esquemas BPSK).

Para los datos menos relevantes ubicados en las bandas primarias, ha ambos lados del espectro, se utilizan técnicas de modulación más eficientes[†] (y menos robustas) como son los esquemas 64 QAM.

Las portadoras digitales (OFDM) se extienden aproximadamente +/- 14,5 kHz alrededor de la portadora principal. Cada símbolo modula un par de portadoras igualmente espaciadas respecto a la portadora AM, por lo que la información que se transmite es redundante.

Cada par de portadoras digitales se denomina par complementario y todo el grupo de portadoras se denomina portadoras complementarias.

* Robustez: poder decodificar adecuadamente los datos transmitidos en condiciones de alto porcentaje de errores.

† Eficiencia: permitir transmitir mayor cantidad de datos en el mismo ancho de banda.

Las portadoras digitales situadas por debajo de la portadora analógica son moduladas para evitar la interferencia con la señal analógica. Para cada par, la modulación aplicada a una subportadora es la conjugada negativa de la modulación aplicada a la otra subportadora. Esto sitúa la suma de las subportadoras en cuadratura con la portadora AM, minimizando así la interferencia a la señal analógica cuando se utiliza un detector de envolvente.

De igual forma, al estar las subportadoras complementarias en cuadratura con la señal analógica se facilita la demodulación de las subportadoras complementarias en presencia de la portadora AM y de la señal analógica.

Nota: Las modernas técnicas de modulación (OFDM) y los sistemas de entrelazado mejoran sustancialmente la recepción en situaciones de ruido, desvanecimientos y propagación multitrayecto.

3.4.5.1 Modo híbrido OFDM

En el modo híbrido, el ancho de banda de audio que modula la señal analógica está limitado a ± 5 kHz. y no es posible la operación en modo estereofónico.

La información digital está contenida en 162 subportadoras, igualmente espaciadas dentro del ancho de banda del canal: las numeradas como -81 a la -1 se encuentran ubicadas por debajo de la frecuencia central y las numeradas como 1 a la 81 por encima de la portadora central.

Las subportadoras están agrupadas en 6 conjuntos. Cada conjunto ocupa un ancho de banda de 4,3 kHz. Ver figura 3.29.

Los conjuntos del codec núcleo comprenden 25 subportadoras cada uno, situados aproximadamente entre 10 kHz y 15 kHz a ambos lados de la portadora principal. Las subportadoras son moduladas utilizando esquemas 64 QAM.

Los conjuntos del codec mejorado comprenden 25 subportadoras cada uno, situados aproximadamente entre 5 kHz y 10 kHz a ambos lados de la portadora principal y 25 subportadoras, situadas entre 0 y 5 kHz a cada lado de la portadora principal.

Las subportadoras situadas entre 5 y 10 kHz a ambos lados de la portadora principal son moduladas utilizando esquemas 16 QAM.

Las subportadoras situadas entre 0 y 5 kHz a ambos lados de la portadora principal son moduladas utilizando esquemas QPSK.

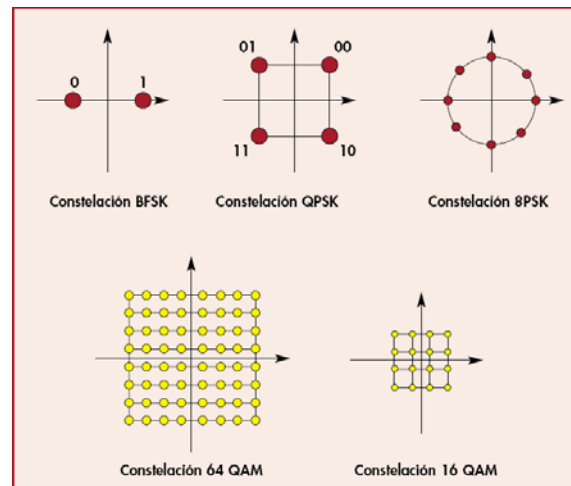


Figura 3.28 Esquemas de modulación digital utilizados en el sistema IBOC.

La figura 3.28 muestra los esquemas de modulación QPSK, 16 QAM y 64 QAM.

Para minimizar las interferencias con el canal analógico y con los canales adyacentes la potencia de las subportadoras se ajusta a los niveles relativos (respecto a la portadora AM) mostrados en la figura 3.29.

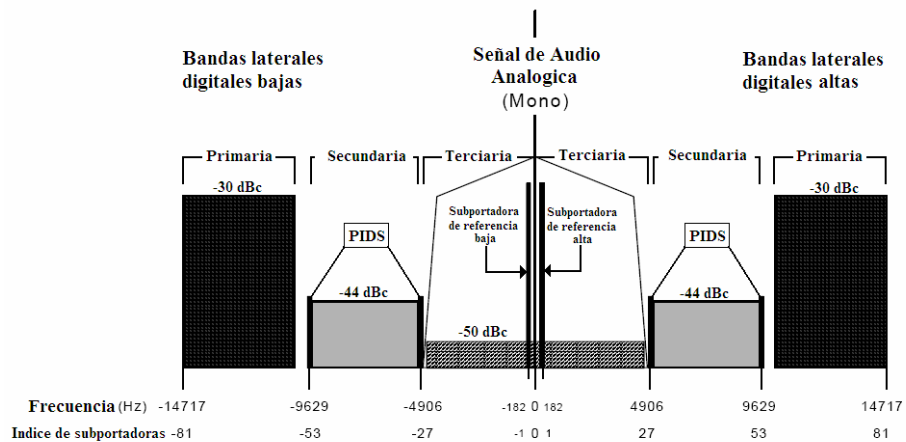


Figura 3.29 Espectro del sistema IBOC DBS híbrido.

Como complemento a las subportadoras descritas anteriormente se añaden otras 6, cuya función y esquema de modulación es:

- **Dos subportadoras de Referencia espaciadas 182 Hz** alrededor de la portadora principal, transmiten los datos de estado y control. El esquema de modulación utilizado es QPSK y su potencia se sitúa a 26 dB con respecto a la portadora principal.
- **Cuatro subportadoras (IDS) situadas aproximadamente a 5 kHz y 10 kHz** a ambos lados de la portadora principal y se utilizan para la transmisión de datos a baja velocidad. El esquema de modulación es 16 QAM y su potencia se sitúa a 43 dB por debajo de la portadora principal.

Las portadoras 54 a 56 y - 54 a - 56 no se transmiten para evitar interferencias con canales adyacentes.

3.4.5.2 Modo totalmente digital

En el modo totalmente digital, la información analógica es reemplazada por subportadoras digitales de mayor potencia.

La portadora principal no está modulada y es transmitida como señal de referencia, por tanto, no es necesario transmitir las subportadoras complementarias de los conjuntos asociados al codec mejorado porque la cuadratura no es necesaria.

Las subportadoras están agrupadas en 4 conjuntos. Cada conjunto ocupa un ancho de banda de 4,3 kHz. Ver figura 3.30.

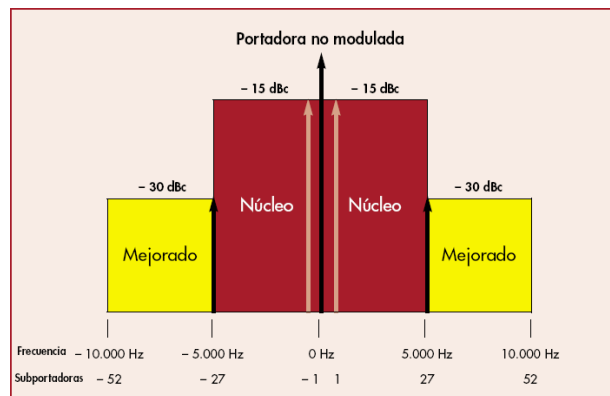


Figura 3.30 Espectro del sistema IBOC DBS totalmente digital.

Los conjuntos de núcleo comprenden 25 subportadoras cada uno, situados aproximadamente entre 0 kHz y 5 kHz a ambos lados de la portadora principal.

Las subportadoras son moduladas utilizando esquemas 64 QAM.

Los conjuntos de mejorado comprenden 25 subportadoras cada uno, situados aproximadamente entre 5 kHz y 10 kHz a ambos lados de la portadora principal.

Como complemento a las subportadoras descritas anteriormente se añaden otras 6 cuya función y esquema de modulación es:

- **Dos subportadoras espaciadas 182 Hz** alrededor de la portadora principal transmiten los datos del estado y control. El esquema de modulación utilizado es QPSK y su potencia se sitúa a 15 dB con respecto a la portadora principal.
- **Cuatro subportadoras (IDS) situadas aproximadamente a 5 kHz y 10 kHz** a ambos lados de la portadora principal y se utilizan para la transmisión

de datos a baja velocidad. El esquema de modulación es 16 QAM y su potencia se sitúa a 30 dB por debajo de la portadora principal.

La potencia de las subportadoras referida a la portadora principal se muestra en la figura 3.30.

3.4.6 Capa 2 Del Sistema: Codecs De Compresión AAC Y PAC

Las señales de audio son igualmente susceptibles de ser comprimidas para reducir su velocidad binaria y con ello limitar de modo muy considerable el ancho de banda necesario. Y es que dichos algoritmos (AAC y PAC) se basan en la forma de escuchar que tiene el oído humano (efecto psicoacústico), pues las frecuencias que quedan fuera de la audición no son registradas en el archivo (las mayores de 20 kHz y las menores de 20 Hz).

3.4.6.1 AAC (Advanced Audio Coding) complementado por SBR (Spectral Band Replication).

AAC representa un formato de codificación de audio avanzado y es el continuador de MP3 (ISO/MPEG Audio Layer-3) para codificaciones de audio a niveles de tasas de bits (bitrate) medio o alto. También, AAC es un algoritmo de compresión de audio innovador que proporciona compresiones superiores a las que aportaban algoritmos más viejos como el AC-3. Es un estándar MPEG ISO y es el más eficiente esquema de codificación de audio de hoy. Fue desarrollado durante mediados/finales de los años 90 principalmente por Fraunhofer IIS, con contribuciones de AT&T, Dolby, Sony y Nokia.

Procesamiento y Técnicas Utilizadas en el Codec AAC

La idea del algoritmo AAC consiste en el uso de dos estrategias primordiales de codificación (efectos psicoacústicos y enmascaramiento) gracias a que se reduce el número de datos necesarios para conseguir un producto digital de audio de alta calidad. La frecuencia de muestreo de AAC es de 8 Hz a 96 KHz, el número de canales es de 1 a 48. AAC usa la Transformación Discreta del Coseno Modificada (MDCT) junto con bloques de longitud de 2,048 puntos, esto es para evitar que se genere el efecto Aliasing* (figura 3.31) al momento de digitalizar la señal de audio análoga. AAC tiene más capacidad de codificación de audio con corrientes de pulsos complejos y ondas cuadradas comparando con MP3 o Musicam. AAC usa un banco de filtros con una resolución de frecuencias más fina que proporciona una mayor compresión de la señal.

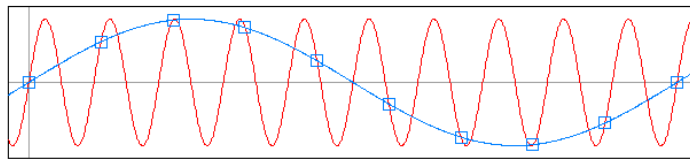


Figura 3.31

AAC usa el método modular de codificación. Dependiendo de la complejidad de flujo de bits que debe ser codificado, resultado y ejecución deseados, el usuario puede crear perfiles para definir que herramientas deben usarse para la aplicación particular. Así que el esquema de codificación AAC LD une los esquemas de codificación del habla y los de codificación de audio de alta calidad.

AAC también utiliza una serie de nuevas herramientas como formación de ruido temporal (temporal noise shaping), predicción lineal adaptable hacia atrás, técnicas de codificación joint stereo (unión del estéreo) y código Huffman, cada uno de los cuales proporciona una capacidad de compresión adicional.

* Aliasing, efecto que se da cuando la señal a muestrear contiene a la frecuencia de muestreo perdiendo en una cantidad considerable la información de la señal muestreada.

AAC en el sistema IBOC

La señal de audio se muestrea con una frecuencia de 24 kHz. El codec AAC codifica el espectro de audio hasta 6 kHz y posteriormente mediante técnicas SBR se reconstruye la banda hasta los 15 kHz.

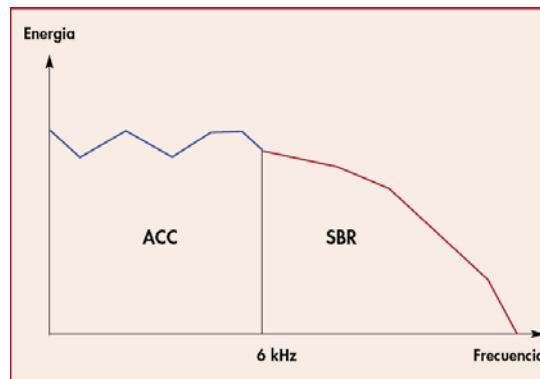


Figura 3.32 Reconstrucción del canal de audio.

Mediante la técnica de replicación de banda espectral (SBR) se transmiten y reconstruyen los sonidos situados en la banda superior del audio, que son generalmente:

- a) **Del tipo ruido** (instrumentos de percusión, silbidos, etc.).
- b) **Periódicos** y relacionados con los que aparecen en la parte baja del espectro (armónicos de instrumentos y sonidos vocales).

El resultado da lugar a una velocidad binaria de aproximadamente 20 kbit/s (núcleo). Los 16 kbit/s correspondientes al codec mejorado permiten una calidad adicional del audio y la emisión estereofónica.

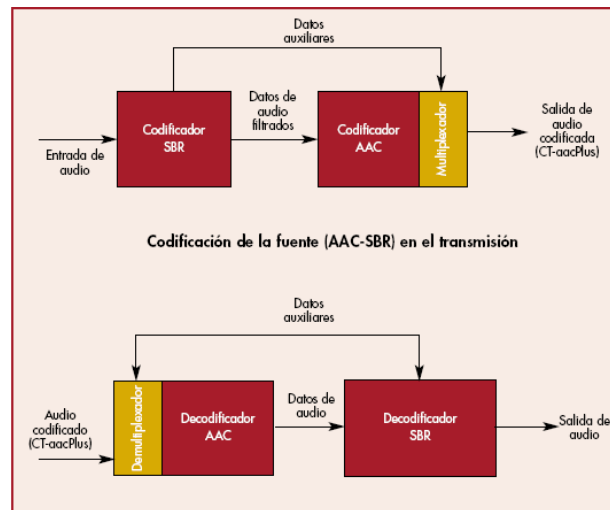


Figura 3.33 Decodificación de fuente (AAC-SBR) en recepción.

3.4.6.2 Informe del CRC (Signal Processing and Psychoacoustics Audio) para encontrar audio capaz de revelar lo mejor posible las limitaciones del codecs AAC

La selección de materiales críticos la hizo un grupo de 3 oyentes expertos durante un período de 3 meses. El primer paso en el proceso era recoger materiales potencialmente críticos (materiales que pusieran a prueba los codecs auditivamente). Los materiales incluyeron los elementos encontrados críticos en pruebas de escucha anteriores, la colección de CDs del CRC y las colecciones de CD personales de los miembros del panel de selección. También, todos los autores que proporcionaron los codecs para las pruebas fueron invitados a enviar los materiales que consideraban potencialmente críticos. Para limitar el número de los materiales que debían ser oídos por cada grupo de la selección, se hizo una preselección enfocada a elegir los materiales que iban a someter a un mayor esfuerzo a los codecs. Esta pre-selección se basó en nuestro conocimiento del tipo de materiales que han demostrado ser críticos en pruebas anteriores, tanto en comprensión del funcionamiento de los codecs como sus limitaciones potenciales.



También se consideró proporcionar una variedad razonable de contextos musicales e instrumentaciones.



Se procesaron un total de 80 secuencias de audio pre-seleccionadas con cada uno de los 17 codecs, dando al grupo de la selección 1360 elementos para la audición. El grupo de la selección escuchó los 1360 artículos y halló al menos dos materiales muy duros para cada codec. El panel convino en un subconjunto de 20 materiales (de los 80) que eran los más críticos y que proporcionó un equilibrio de los tipos de artefactos creados por los codecs. Se hizo una audición a ciegas semi-formal por los miembros del grupo de la selección en estos 340 artículos (20 materiales x 17 codecs). Los resultados de las pruebas semi-formales fueron utilizados para elegir 8 materiales críticos usados en las pruebas finales. Al seleccionar los materiales críticos, se consideró destacar los varios tipos de artefactos de la codificación, los dos más críticos para cada codec se incluyeron en estos 8 materiales.

Aquí están las muestras del audio que el CRC seleccionó para usar en este proceso:

- *Bass clarinet arpeggio*, EBU SQAM CD
- *Bowed double bass*, EBU SQAM CD
- *Dire Straits*, Warner Bros. CD 7599-25264- 2 (track 6)
- *Harpichord arpeggio*, EBU SQAM CD
- *Music and rain*, AT&T mix
- *Pitch pipe*, Recording from Dolby Laboratories
- *Muted trumpet*, Original DAT recording, University of Miami
- *Susan Vega with glass*, AT&T mix



Figura 3.34 Laboratorio del Instituto Fraunhofer en Alemania.

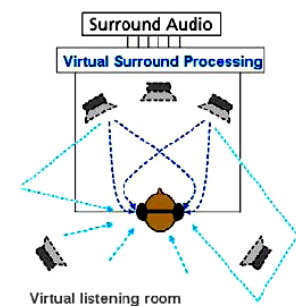
Comenzaron las evaluaciones comparativas, usando procedimientos de ocultación de modo que participantes no podían saber qué codecs se utilizaban para qué muestras. En las pruebas participaron 24 personas, tomadas sobre todo de grupos donde se contaba con oyentes de alta maestría. Los temas incluyeron a 7 músicos de varias clases (ejecutantes, compositores, estudiantes), 6 ingenieros de grabación y de la difusión, 3 afinadores de piano, 2 desarrolladores de codecs de audio, 3 profesionales de audio de otros tipos, y 3 personas de público general.

Los resultados fueron notables para AAC. A 96 kbps, da calidad comparable a Layer 2 en 192 kbps y a Layer 3 en 128 kbps. Los investigadores han concluido que había una clara distinción de funcionamiento entre los varios codecs:

La demostración de los resultados entre las familias de codecs se define claramente con respecto a la calidad. La graduación

de las familias de codecs con respecto a la calidad es: AAC, PAC, Layer 3. AC-3, capa 2, e ITIS (una Layer 2 puesta en práctica). La calidad de audio más alta se obtuvo para el codec AAC en 128 kbps y el codec AC-3 que funciona en 192 kbps por par estéreo.

Se encuentra la tendencia siguiente para los codecs clasificados en la parte más alta de la escala de grado subjetivo. En la comparación con AAC, se requiere el aumento



del bitrate de 32, 64, y 96 kbps por par estéreo para el PAC, CA 3 y familias Layer 2 para proporcionar la misma calidad de audio.

Finalmente, el estudio del CRC concluyó que AAC alcanza el ITU. "meta de calidad indistinguible". El primer codec que satisface este requisito en 128 kbps/stereo: El codec de AAC funcionando a 128 kbps por par estéreo fue el único codec probado que resolvió el requisito de calidad de audio definido en la recomendación BS.1115 de ITU-R para los codecs de audio perceptivos para difusión.

AAC en 128 kbps/stereo midió más arriba que cualquiera de los codecs probados. Tiene aproximadamente un 100% más de potencia de codificación que Layer 2 y el 30% más que el funcionamiento anterior del MPEG líder, Layer 3.

3.4.6.3 Algoritmo de codificación PAC de Lucent Technologies.

Utiliza técnicas avanzadas de procesamiento de la señal y modelos psicoacústicos que permiten una alta compresión de la señal de fuente. La frecuencia de muestreo utilizada es de 44,1 kHz.

Mediante un banco de filtros obtiene una descripción completa de la señal de audio cuyo procesamiento facilita un análisis de percepción auditiva para su cuantificación y posterior codificación, optimizando al extremo la información transmitida.

El PAC permite la compresión del audio para diferentes velocidades binarias, incluso tan bajas como 6 kbit/s.

En 64 kbit/s la calidad de audio es idéntica a la del disco compacto para la mayor parte de los oyentes.

La calidad de un canal de 6-8 kbit/s es similar a una señal de AM, la de un canal de 16-24 kbit/s es similar a una FM y la de un canal de 32 kbit/s es próxima a la del disco compacto (canal monofónico).

Nota: En ambos casos (AAC y PAC) se utiliza el efecto psicoacústico del oído con el objeto de transmitir exclusivamente aquella información no redundante. Se analiza cada porción del espectro de audio y se codifica exclusivamente aquellas

componentes necesarias para el oyente. Los tonos enmascarados por otros próximos son eliminados.

3.4.7 El Receptor IBOC

El receptor de usuario para el servicio de radiodifusión del sistema IBOC puede adoptar dos formas muy concretas: una para dar servicio a la recepción de señales sólo de portadoras digitales y otra de funcionamiento híbrido, para permitir la sintonía y demodulación de las emisiones analógicas convencionales y las nuevas digitales. Sin duda, esta última versión es la más utilizada y seguirá así, probablemente, hasta que se produzca el anunciado apagón del servicio analógico.

3.4.8 HD Radio



HD Radio es una marca registrada de iBiquity Digital Corporation, que ha sido reconocida por la FCC* de los EUA. Este sistema funciona en la misma banda de frecuencias en que lo hacen las transmisiones analógicas tradicionales, excepto que la señal de audio es digitalizada y transmitida como un flujo continuo de datos digitales en adición a la señal analógica.

Esto significa una enorme mejora comparado con las emisiones analógicas actuales. Las transmisiones digitales ofrecen al radioescucha una mejora radical tanto en la calidad del audio como en la recepción de la señal, además de nuevos servicios de transmisión de datos. La emisión de AM es completamente estereofónica. El desvanecimiento de la señal (fading), la estática, el camino múltiple (multipath), el siseo y los chasquidos son anulados una vez implementada la tecnología de emisión digital.

Del lado del transmisor el audio es comprimido y transmitido por un transmisor especialmente diseñado para la tecnología HD Radio. El audio también es transmitido en su forma analógica convencional. La estación de radio transmite las señales

* Comisión federal de Comunicaciones de Los Estados Unidos.

analógica y digital en la misma frecuencia de transmisión juntamente con la señal de datos de texto.

Del lado del oyente, un receptor de HD Radio recibe las tres señales, la analógica, la digital y la de datos de texto, en donde son decodificadas. Los viejos receptores analógicos de radio siguen recibiendo las señales analógicas convencionales sin ninguna interferencia. Los oyentes pueden seguir recibiendo sus estaciones favoritas en los receptores analógicos convencionales así como también en los nuevos receptores analógico-digitales de HD Radio.

Los servicios de datos que aparecen en la pantalla de la radio, como por ejemplo, el nombre del artista, la duración de la música, información del clima, del tránsito local y otros, estarán disponibles.

Al presente las estaciones que están transmitiendo las señales de HD Radio, lo hacen en el llamado Modo-Híbrido, transmitiendo las señales analógica y digital, para que ambas sean recibidas por los dos tipos de receptores (analógicos y analógico-digitales de HD Radio). A medida que los receptores analógicos sean reemplazados por receptores digitales de HD Radio, los radiodifusores podrán apagar sus transmisiones analógicas y transmitir en el modo todo Digital con un mayor aprovechamiento del espectro radioeléctrico, transmitiendo más cantidad de canales de audio digital y de datos.

La tecnología HD Radio™ permite que las estaciones transmitan una versión digital de más alta calidad de sus transmisiones de AM/FM regulares. Con HD Radio, se obtiene:

1. Mejor calidad de sonido: La FM se acerca al sonido de calidad de CD, y la AM suena tan bien como la FM regular.
2. Recepción sin estática: Sin crujidos ni silbidos.

3. Más opciones de escucha: Un receptor de HD Radio compatible con multidifusión le permite captar canales adicionales que los radios regulares no pueden captar.
4. Programación gratis: Sin cargos mensuales.

3.4.8.1 La Tecnología HD Radio™ En Latino América



Figura 3.35



Figura 3.36

Centro de transmisión de Radio Record Brasil

La Radio Record de San Pablo Brasil inició oficialmente sus transmisiones digitales en AM el 2 de Abril del 2007. En las fotos se puede apreciar su transmisor de AM de 200KW figura 3.36 y la placa conmemorativa de inicio de transmisiones digitales figura 3.35.

Motivados por la capacidad de transmitir señales de audio con calidad digital y servicios adicionales, manteniendo las transmisiones analógicas actuales, la tecnología HD Radio es probada y adoptada en muchos países. Estos desarrollos siguen las recomendaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) sobre la implementación mundial del sistema digital de transmisión de radio digital de

iBiquity tecnología HD Radio de AM y FM, recomendaciones BS.1514 (Abril 2001) e ITU-R Recomendación BS.1114.

Los radiodifusores internacionales no tienen necesidad de establecer acuerdos directamente con iBiquity por equipos de transmisión de HD Radio. Los derechos de uso de los programas (software) de iBiquity son provistos a través de los fabricantes de equipamiento de HD Radio.

3.4.9 Fabricantes y Precios de Receptores HD Radio.

 <p>Modelo: XDR-S3HD Costo: \$189.71</p>	 <p>Modelo: RECHDSTP Costo: \$299.99</p>	 <p>Modelo: CD KD-HDR1 Costo: \$200</p>
Fabricante: Sony	Fabricante: Boston Acoustics	Fabricante: JVC
Características:	Características:	Características:
-Control Digital (Tuning)	-Control Digital (Tuning)	-Sintonizador de radio HD incorporado, recibe contenido multidifusión (donde esté disponible)
-AM y FM (HD Radio)	-AM y FM (HD Radio)	-Compatible con el adaptador para iPod JVC, radio satelital y cambiador de CD.
-40 memorias para canal	-Radio transmisión de datos soportado.	-Ecuador iEQ con doce preconfiguraciones y un ecualizador de 7 bandas.
-Control remoto	-Control remoto	
-pantalla LCD	-pantalla LCD	
-Multiprograma solo FM	-Multiprograma solo FM	



3.5 SISTEMA Y ESTÁNDAR DRM

El Consorcio de Digital Radio Mondiale TM fue fundado en 1998. DRM tiene una gama muy variada de miembros de 29 países tan diversos como Ecuador, Túnez, Alemania, China, Los Estados Unidos de América, Nigeria , Finlandia, India, el Reino Unido, Japón, España y Australia.

Moviéndose rápidamente hacia la estandarización universal, el sistema de FRM ha sido respaldado por el Comité Electrotécnico Internacional (IEC), el que publicó su especificación para DRM disponible públicamente (PAS 62272-1). La aprobación del IEC junto con las ya existentes certificaciones de DRM de la Unión Internacional de Comunicaciones (ITU) y el Instituto de Estándares en Telecomunicaciones Europeo (ETSI) ponen a DRM un paso más cerca de su lanzamiento en 2003. Podrán encontrar muestras de audio DRM en línea en (www.drm.org).

Es un sistema de radio digital para SW, MW y LW. La calidad del audio con DRM es excelente y, respecto de la actual emisión analógica, se nota inmediatamente la mejoría. DRM puede ser usado en el rango de contenido de audio, incluyendo relatos de voz y música. Produce una calidad de audio cercana a la de la FM actual. El sistema DRM tiene la capacidad de integrar datos y textos. Estos contenidos adicionales pueden ser mostrados en el panel del receptor de radio y, de esta forma, mejorar la experiencia del oyente.

A diferencia de los sistemas que requieren una nueva frecuencia (sistema DAB), DRM usa las frecuencias de Broadcasting para AM ya asignadas. La señal de DRM fue proyectada de manera que quepa dentro del plan de frecuencias existente, basado en anchos de banda de 9 y 10 KHz. Posee modos de operación que requieren solamente 4,5 o 5 KHz de ancho de banda y otros que pueden operar con anchos de banda mayores, como 18 y 20 KHz, con sus respectivas ventajas (ver figura 3.49).

Casi todo el mundo emplea radio analógica en AM (2000 millones de receptores). Pero debido a los avances tecnológicos se ha generado un traspaso de oyentes a otros sistemas de radiodifusión que ofrecen más prestaciones. Estos sistemas, por mencionar algunos, son Satélite, Internet, DAB, HD radio, etc.

Es de mencionar que AM debe también cambiar para obtener características que llamen la atención de los radiodifusores; así como también los radioescuchas, para que en AM vean una nueva alternativa donde poder invertir.

Las propiedades actuales de AM son únicas y se mencionan a continuación:

- Grandes Áreas de Cobertura.
- Receptores Económicos.
- Tecnología Fiable y estable.

Ahora bien, contando con las propiedades anteriores, es necesario un sistema que proporcione:

- Mejora en la calidad de Audio.
- Mejore la Fiabilidad y facilite la recepción.
- Reutilice la infraestructura existente.
- Ofrezca Nuevos Servicios.

De ahí que surge un nuevo reto, el sistema DRM que es la Radio Digital Mundial con las siguientes características:

- Sistema de Radio Digital Mundial apropiado para bandas con difusión en AM: OL, OM, OC (150 kHz. – 30 MHz).
- Mejorar la calidad de Audio y fiabilidad de la recepción.
- Nuevos servicios de valor añadido (Datos).
- Mejorar y facilitar las funcionalidades del receptor.
- Compatible con las bandas actuales (y futuras).
- Asegurar la migración A/D a los radiodifusores.

- Sistema no propietario y abierto.
- Máxima reutilización de la infraestructura existente.

3.5.1 Estado actual de la radio DRM

- En 1998 se formo un consorcio (www.drm.org) 2004: 80 empresas (radiodifusores, fabricantes, reguladores, operadores de Telecom, centros de investigación, etc.)
- 2002: ITU aprueba el DRM para onda media y onda larga en regiones 1 y 3.
- Enero 2003: IEC Adopta DRM (IEC 62272-1)
- Mayo 2003 : ETSI ES 201 980 v1.2.2 (2003 – 4)
ETSI TS 101 968 v1.1.1 (2003 – 4)
- Junio 2003: ITU CWRC – 03 aprueba DRM en 5.9 y 26 MHz.
- Más de 65 radiodifusores emiten en pruebas. Generalmente en onda larga y corta.

Aplicaciones Típicas

- Local OM y OL: onda de superficie.
 1. Ruido Eléctrico.
 2. Interferencias (Multitrayecto, Doppler, Co-canal, adyacente (noche))
- Larga Distancia OM y OL: Ionosférica.
 1. Interferencias (Dispersión de retardo, Doppler).
- Larga distancia onda corta: Ionosférica.
 1. Interferencias (Dispersión de retardo, Doppler).
- Local onda corta: Ionosférica.
 1. NVIS: Incidencia Vertical (Trópicos)
 2. Extremo HF (26 MHz)

- Redes de frecuencia Única.
- Cambio Automático de frecuencia (AFS).

El sistema AFS proporciona al receptor DRM de un medio automático para conmutar la frecuencia de recepción entre programas similares radiados por el mismo radiodifusor.

- Varios programas simultáneos.

- Servicio de datos.

Asociados al programa.

No asociados al programa.

3.5.2 Generación de una señal DRM

Modelo conceptual

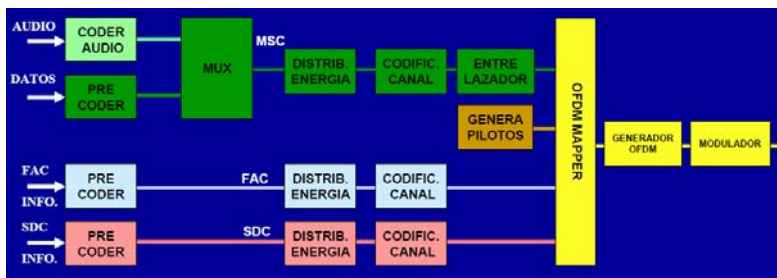


Figura 3.37 Diagrama de bloques del sistema básico DRM.

3.5.2.1 Canales MSC, FAC y SDC del sistema DRM

MSC: Master Service Channel

- Contiene los datos de todos los servicios incluidos en el múltiplex DRM.
- Puede contener entre 1 y 4 servicios.
- Cada servicio puede ser audio o datos.

- Un stream de audio contiene audio comprimido y, opcionalmente, mensajes de texto.
- Un stream de datos puede estar formado hasta por 4 sub-streams.
- Un servicio de audio esta formado por un stream de audio y opcionalmente por un sub-stream de datos (o un stream completo).
- Un servicio de datos está formado por un sub-stream de datos o por un stream completo de datos.
- Los mensajes de textos se insertan en el extrema de audio (ocupan 80 bits)

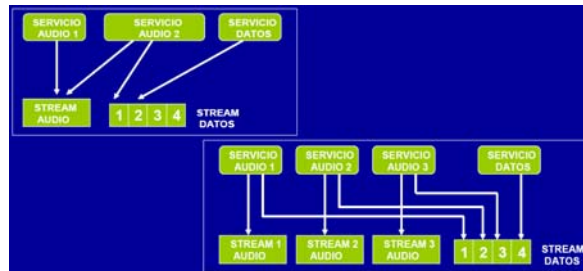


Figura 3.38 Organización de las tramas de datos DRM.

FAC: Fast Acces Channel

- Proporciona información de los servicios en el múltiplex MSC, para facilitar al receptor la búsqueda rápida de servicios por el Dial de frecuencias.
- Suministra la información de canal necesaria para comenzar a decodificar el múltiplex.



Figura 3.39 Organización de los bits dentro de la trama en el canal FAC.

SDC: Service description channel

- Proporciona información para decodificar el MSC, los atributos de los servicios y como encontrar fuentes alternativas de los mismos.

- Su longitud varia dependiendo de ancho de banda ocupado y otros parámetros.
- Están definidas 13 identidades de datos.



Figura 3.40 Organización de los bits dentro de la trama en el canal SDC.

Tabla 3.4 Identidades de Datos.

Nº ENTITY	DESCRIPCION	ESTATUS
0	DESC. MULTIPLEX MSC	OBLIGATORIO
1	IDENTIFICACION BREVE DE SERVICIO	OPCIONAL
2	ACCESO CONDICIONAL	OBLIGATORIO *
3	FREQ. ALTERNATIVAS (DRM, AM, FM, DAB)	OPCIONAL
4	INFORMA DE LA PLANIFICACION FREQ.	OPCIONAL
5	DATOS ASOCIADOS O NO AL AUDIO	OBLIGATORIO
6	TIPOS DE ANUNCIO EN MULTIPLEX	OPCIONAL
7	DEFINICION DE LA REGION	OPCIONAL
8	HORA Y FECHA (UTC)	OPCIONAL
9	PARAMETROS PARA DECODER AUDIO	OBLIGATORIO
10	DESC. FAC CUANDO RECONFIG.	OBLIGATORIO *
11	DATOS ENLACE PARA FUENTES ALTERN.	OPCIONAL
12	IDIOMA Y PAIS	OPCIONAL

3.5.2.2 Codec de Audio

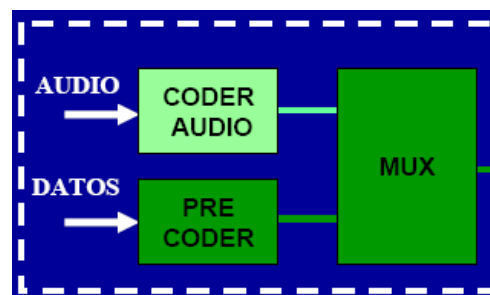


Figura 3.41 Diagrama de bloques del codec de Audio en el sistema DRM.

Datos

Los servicios de datos generalmente consisten en flujos de información, de forma síncrona o asíncrona o archivos.

DRM utiliza un sistema de empaquetamiento que permite compartir entre varios servicios el transporte de flujos asíncronos, archivos y la tasa de bit necesario para los sincronos.

El pre-coder prepara los datos según el nivel de protección (Alto o Bajo).

Audio

Se emplean algoritmos de codificación y compresión de audio para conseguir la mejor calidad posible, ya que la capacidad de transmisión en bits/s esta muy limitada.

Los requerimientos del DRM implican que la tasa de bits disponible para el audio pueda variar entre 8 Kbps (4.5 KHz) y 72 Kbps (20 KHz). Para la voz se pueden utilizar tasas de bits menores.

El requisito fundamental: la robustez frente a errores, implica la utilización de diferentes tipos de codificadores y niveles de protección.

3.5.2.3 Codecs AAC, CELP, HVX y SBR en el sistema DRM

AAC (Audio, Mono y Estereo, General).

Utiliza un subconjunto del MPEG-4 AAC, es razonablemente bueno a 20 Kbps y trabaja de forma similar al MPEG-1 Layer 2 y MP3.

CELP (Voz, Mono, Muy Robusto).

Este codec ofrece una razonable calidad de voz a velocidades bajas (8Kbps), empleado para aplicaciones que requieran gran robustez frente a errores de canal. Permite incluir 3 servicios de voz en 1 servicio de audio.

HVX (Voz, Mono, Muy robusto, baja tasa de bits).

Ofrece una razonable calidad de voz a velocidades muy bajas (2 Kbps). Es empleado para aplicaciones que requieran el mayor grado de robustez frente a errores de canal. Permite incluir varios servicios de voz en 1 servicio de audio incluyendo aplicaciones multilingües.

Reproducción externa, múltiples programas desde disco duro (4.5 horas en 4 MB).

SBR (Mejora los codificadores AAC y CELP).

Complementa a la codificación AAC y CELP que limitan la banda de audio (6 KHz) para codificar a baja velocidad. Mejora la percepción del audio.

Permite recrear en el receptor la banda alta de frecuencias de audio (6 - 20Khz).

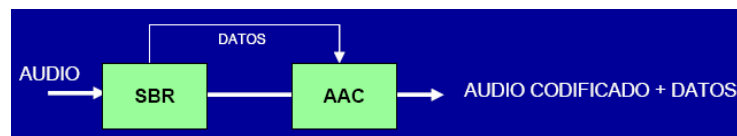


Figura 3.42 Como SBR complementa al codec AAC.

3.5.2.4 Modulación COFDM en el sistema DRM

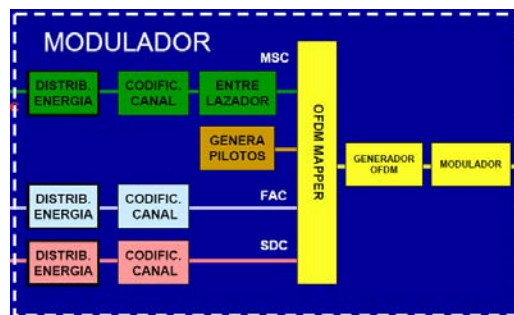


Figura 3.43 Diagrama de bloques del sistema de modulación COFDM en el sistema DRM.

La modulación COFDM surge para resolver el problema de las interferencias ocasionadas por la propagación multitrayecto.

Los efectos del multitrayecto son selectivos en frecuencia, unas frecuencias son atenuadas y otras reforzadas.

Para solucionar este tipo de interferencia, COFDM transmite la información digital distribuyéndola en paralelo sobre un conjunto de portadoras (tonos) consecutivas con modulación QPSK o QAM ubicadas de modo ortogonal. La información distribuida entre dichas portadoras previamente se codifica con códigos de protección para recuperar los datos que se pierden al no recibirse alguna de las portadoras, tal proceso se describe a continuación en la figura:



Figura 3.44

Cada portadora está modulada por símbolos de datos de duración T_u , igual a su periodo, y distancia de su adyacente $1/T_u$.

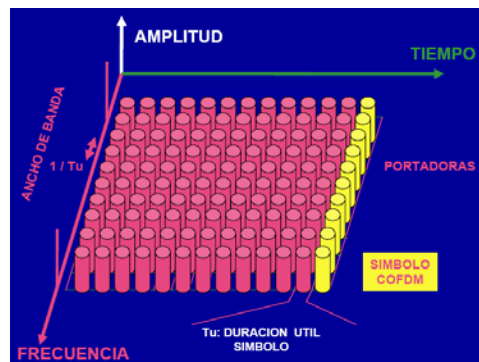


Figura 3.45 Representación grafica de los símbolos OFDM en el tiempo y la frecuencia.

Esta condición da lugar a la denominada ortogonalidad, en la que se cumple que el valor central de una coincide con el paso por cero de las adyacentes. La figura 3.46 muestra esta situación.

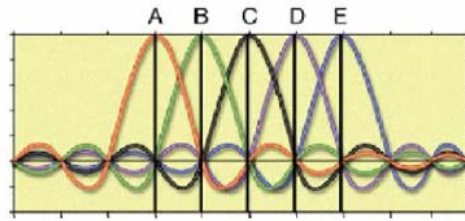


Figura 3.46 Modulación Ortogonal.

Otro problema a resolver es la **interferencia entre símbolos**, producida en el receptor al recibir ecos del anterior símbolo OFDM sobre el último transmitido.

Este problema se resuelve introduciendo un **retardo** en la transmisión de los símbolos nuevos en el transmisor. Este retardo se llama tiempo de guarda.

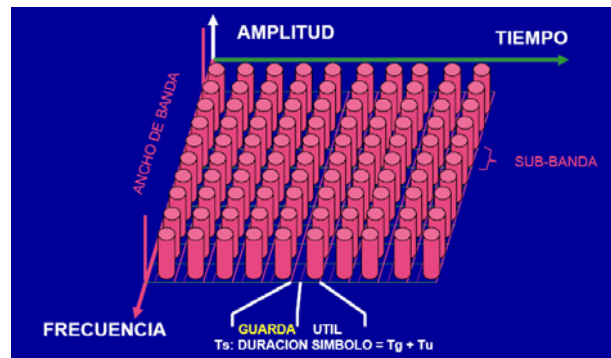


Figura 3.47 Tiempo de guarda entre símbolos.

El uso de múltiples portadoras, sus razones

El sistema OFDM utilizado en DRM combina la modulación digital con el multiplexado. En FDM varios usuarios multiplexan sus anchos de banda que no necesitan ser uniformes. En OFDM las señales provienen de la misma fuente constituyendo un subconjunto (partición) del ancho de banda total de un único usuario; las diversas partes (subconjunto) son multiplexadas con subportadoras ortogonales entre si. Para introducir este tema voy a adoptar una idea original utilizada por varios autores que considero muy intuitiva y didáctica.

Supóngase que quiere transportar una carga que se puede fraccionar en tres sectores; se tiene dos opciones: 1) se contrata la empresa AM que transportará el total de la carga en un único camión de gran tonelaje o, 2) se utilizan los servicios de la empresa OFDM que fracciona la carga en tres sectores y los transportan en tres camiones medianos.

Ambas empresas transportan la misma carga, sin embargo si se analiza con más detalle surge inmediatamente que frente a un accidente en la ruta la empresa OFDM sólo perdería 1/3 de la carga, en cambio con AM se perdería toda la carga.

Esta analogía en términos de señales sería válida para el OFDM, sistema que combina múltiples portadoras, ortogonales entre si, pertenecientes a un único usuario. En el canal de transmisión (la ruta) un accidente equivale a un desvanecimiento profundo que con OFDM afectaría sólo a parte de la señal.

Distribuidor de energía

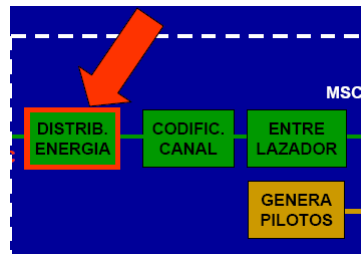


Figura 3.48

En la transmisión digital, las repeticiones prolongadas de ceros y unos afectan tanto el procesamiento de los datos y su transmisión. Por lo tanto, para evitar este tipo de problema es necesario agregar a la trama de datos de información bits redundantes que distribuyan la información y así eliminar secuencias indeseadas.

11111111111111111111111111110011101001 → 11101110011110111110011101001

Figura 3.49 Bits redundantes agregados a las tramas.

Codificador de canal

El codificador de canal añade información redundante para obtener una transmisión casi libre de errores.

Emplea esquemas de codificación multinivel para optimizar la codificación y modulación.

Utiliza diferentes niveles de protección como el UEP (Unequal Error Protection):MSC, el EEP(Equal Error Protection): FAC y SDC y el entrelazado de bits.

Las portadoras de la modulación COFDM se codifican digitalmente como se muestra en la figura 3.50:

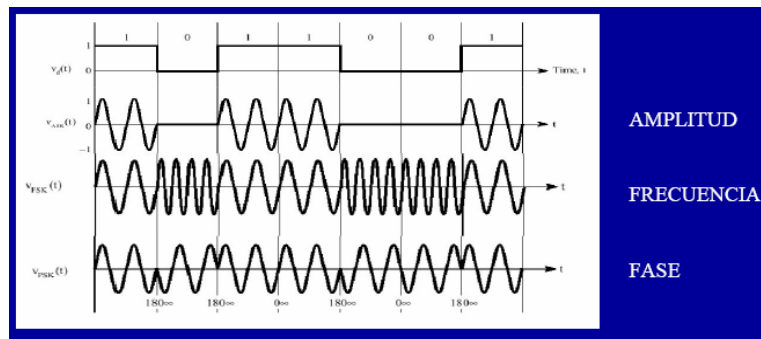


Figura 3.50 Modulaciones digitales.

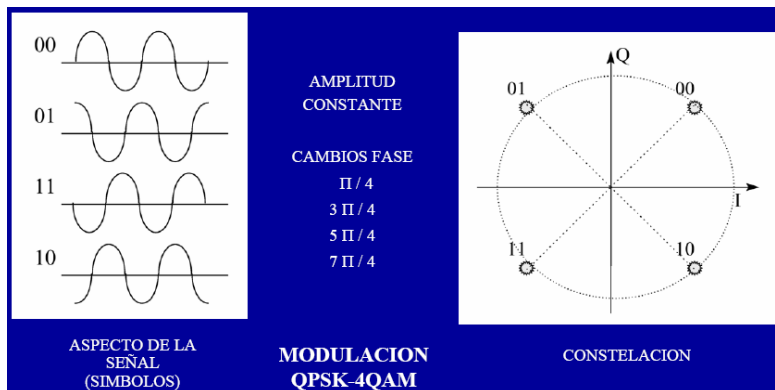


Figura 3.51 Representación grafica de los datos digitales a símbolos analógicos.

Lo que se pretende lograr es que con la combinación de amplitudes, frecuencias y fases, se obtengan múltiples símbolos en las señales portadoras, transmitiendo así un mayor número de bits, esto se ejemplifica en la figura 3.52:

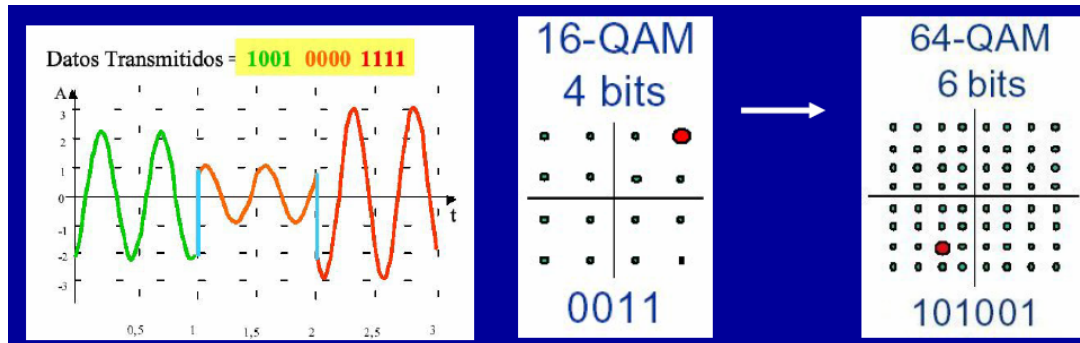


Figura 3.52

La modulación QAM utilizada en COFDM puede ser configurada en algunos modos, como ejemplo característico a la modulación se citan algunos datos:

64 QAM: 64 símbolos diferentes.

6 bits de información por símbolo, cada uno definido por 1 (de 4 posibles) valor de amplitud y 1 (de 16 posibles) valor de fase.

16 QAM: 16 símbolos diferentes.

4 bits de información por símbolo. Cada uno definido por 1 (de 2 posibles) valor de amplitud y 1 (de 8 posibles) valor de fase.

4 QAM: 4 símbolos diferentes.

2 bits de información por símbolo.

El flujo de bits se agrupa en bloques de 6 bits (64 QAM), 16 bits (16 QAM) ó 2 bits (4PSK – QPSK) para formar un símbolo o célula QAM como se muestra en la figura 3.53.



Figura 3.53 Agrupación de bits para formar los símbolos.

Cada portadora COFDM transporta 1 símbolo QAM (A, B, C...). Cada símbolo puede contener: 6 bits, 4 bits ó 2 bits dependiendo del esquema de codificación elegido en el canal.

Codificación de los canales:

MSC: 64 QAM ó 16 QAM; diferentes tasas de bits.

SDC: 16 QAM ó 4 QAM; tasa de bits fijo.

FAC: 4 QAM (QPSK); tasa de bits fijo.

La elección de un esquema de codificación y tasa de bits se realiza en función de la protección que se requiera.

El esquema 4 QAM es mas robusto que 16 QAM, 16 QAM es mas robusto que 64 QAM.

ENTRELAZADOR

Distribuye las células QAM del canal MSC en portadoras COFDM no consecutivas en el tiempo y la frecuencia.

Esta técnica proporciona más robustez en la transmisión por canales con dispersión en el tiempo y la frecuencia. La figura 3.54 muestra la dispersión.

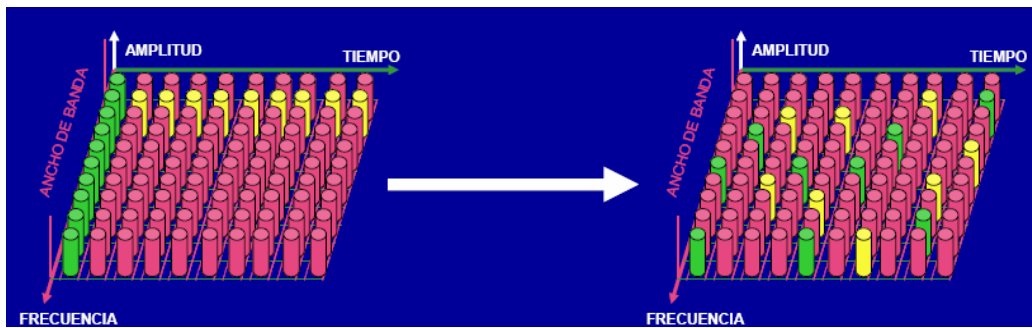


Figura 3.54 Dispersión de los símbolos OFDM.

Protege frente a errores de ráfaga en el tiempo y la frecuencia.

El sistema cuenta con dos opciones de entrelazado mostrados en la figura 3.55:

Corto: en la misma trama de 400 ms.

Largo: distribuido en 3 tramas consecutivas.

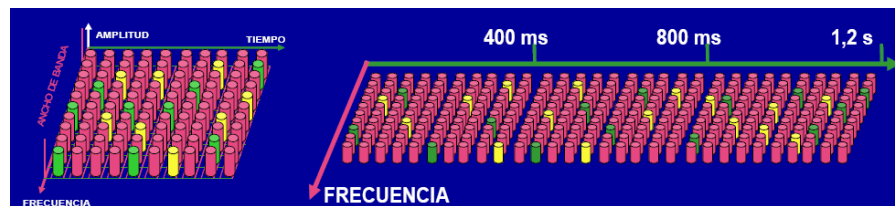


Figura 3.55 Distribución de tres tramas de datos consecutivas

Genera Pilotos

Inserta portadoras codificadas con símbolos QAM determinadas para facilitar la sincronización y recepción.

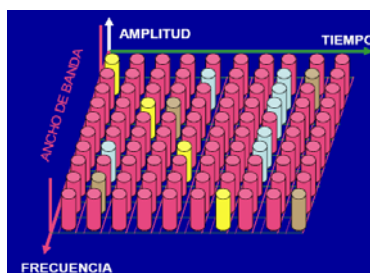


Figura 3.56 Genera Pilotos

Son de 3 tipos:

- a. Referencia de frecuencia.
- b. Referencia del tiempo.
- c. Ganancia.

OFDM Mapper

En este bloque se colocan los símbolos QAM de los canales (MSC, SDC, FAC) en las portadoras, en el dominio Tiempo – Frecuencia. Se coloca un símbolo QAM por cada portadora.

La distribución de los símbolos QAM de cada canal entre las portadoras esta ordenado en el estándar DRM. Unas portadoras llevan información del MSC, otras del SDC, otras del FAC y otras los pilotos.

Los símbolos se estructuran en tramas de 400 ms. (1 súper trama = 3 tramas)

El número de símbolos COFDM por trama de 400 ms y el número de portadoras por símbolos esta determinado por el modo de transmisión (A, B, C, D).

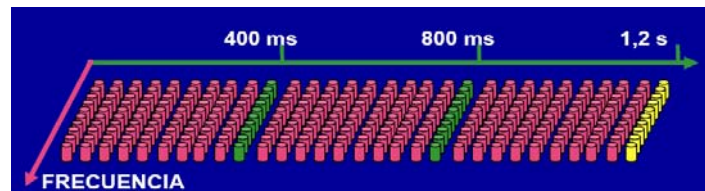


Figura 3.57

Generador OFDM

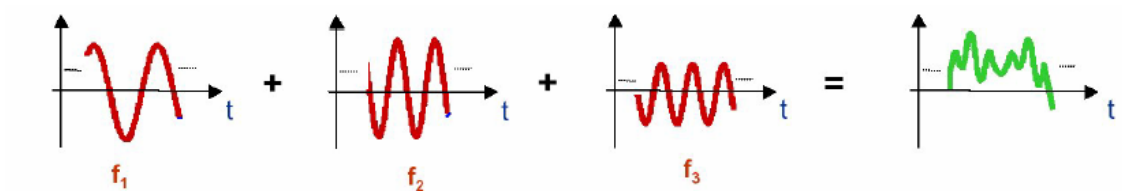
Convierte un símbolo COFDM en su expresión en el dominio del tiempo, e inserta el intervalo de guarda como una repetición de parte de la señal. Esto se logra de la siguiente manera:

Fourier demostró que cualquier señal en el dominio del tiempo puede representarse como una suma de señales senoidales (tonos) con diferentes frecuencias y amplitudes.

Un símbolo COFDM es un conjunto de tonos de diferentes frecuencias, amplitudes y fases.

En el generador del transmisor se realiza la transformada inversa:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega$$



En el receptor se realiza la transformada directa:

$$x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} dt$$

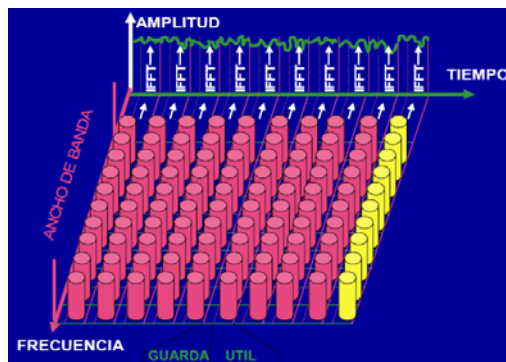
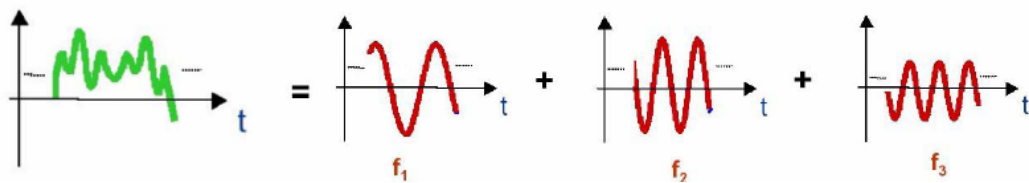


Figura 3.58 Transformada Inversa de Fourier

Modulador:

La IFFT es el resultado de un proceso digital, por tanto la señal es digital.

El modulador realiza un filtrado para cumplir con la máscara del espectro de frecuencias requerido por DRM y convierte la señal digital en analógica.

La señal puede ser entregada en formato RFA – RFP (IQ) para ser utilizada por amplificadores no lineales, o en formato compuesto si se emplean amplificadores lineales.

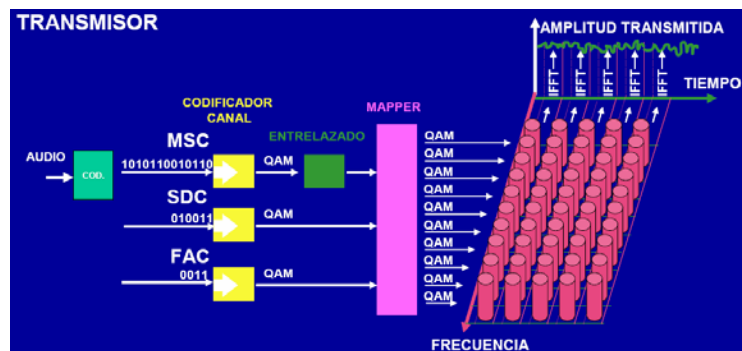


Figura 3.59 Generación de la señal DRM en el transmisor.

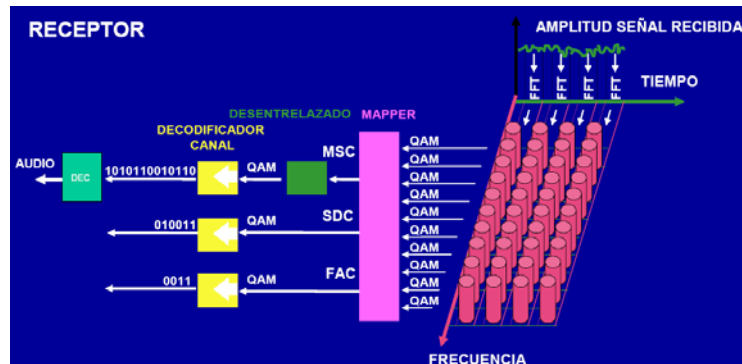


Figura 3.60 Demodulación en el receptor DRM.

Parámetros de Transmisión

DRM ha caracterizado 4 tipos de protección en función del comportamiento del canal de transmisión.

MODO		BANDAS
A	CANAL GAUSSIANO, POCO FADING.	OM – OL
B	CANAL SELECTIVO EN TIEMPO Y FREQ. LARGA DISPERSION DEL RETARDO	OM – OC
C	SIMILAR AL B PERO CON DOPPLER	OC
D	SIMILAR AL B PERO CON RETARDOS SEVEROS Y DOPPLER	OC

Figura 3.61 Parámetros de transmisión

Parámetros COFDM para 9 KHz

MODO	Tu (ms)	DIST. (Hz) ENTRE PORTADORAS	Ts (ms)	SIMBOLOS COFDM	Nº PORTADORAS
A	24	41,6	26,6	15	204
B	21,3	46,9	26,6	15	182
C	14,6	68,5	20	20	138
D	9,3	107,5	16,6	24	88

Nº PORTADORAS PARA UN ANCHO DE BANDA DE 9 kHz
Nº SIMBOLOS COFDM POR TRAMA DE 400 ms
EL Nº DE PORTADORAS VARIA CON EL ANCHO DE BANDA

Figura 3.62 Número de portadoras en función del ancho de banda.

3.5.2.5 Capacidad Útil/ Capacidad Total en el canal MSC

Los bits de diferencia entre la capacidad total y la útil son los bits de protección contra errores añadidos por el codificador de canal.

MODO	COD. MSC	PROTECC	CAPACIDAD UTIL		CAPACIDAD TOTAL	
			4,5 kHz	9 kHz	4,5 kHz	9 kHz
A	64 QAM	MAX: 0,5	9,4	19,7	18,89	39,48
		MIN: 0,78	14,7	30,9		
B	16 QAM	MAX: 0,5	6,3	13,1	12,59	26,32
		MIN: 0,62	7,8	16,4		
B	64 QAM	MAX: 0,5	7,2	15,3	14,49	30,77
		MIN: 0,78	11,3	24,1		
B	16 QAM	MAX: 0,5	4,8	10,2	9,66	20,51
		MIN: 0,62	6	12,8		

PROTECCION: CODE RATE; EEP, ESTÁNDAR MAPPING; CAPACIDAD EN kbps

Figura 3.63 Capacidad en kbps del canal MSC

3.5.2.6 Infraestructura para Radiodifusión

Se están desarrollando las especificaciones de las interfaces para unir diversos componentes del modelo conceptual.

Estas interfases pretenden flexibilizar el emplazamiento de los codificadores de audio/ datos donde se originan para minimizar las degradaciones producidas por su transporte.

SDI / DCP: (Service Distribution Interface) Distribution & Communications Protocol
Conecta los codificadores de audio/ datos con el multiplexador DRM.

MDI: Multiplex Distribution Interface

Conecta el multiplexor DRM con el modulador o moduladores en el centro emisor.

Para realizar el transporte del SDI o MDI es suficiente un enlace de 64 Kbps (para 9 KHz; modo A; 64 QAM; 0.78).

Distribución:

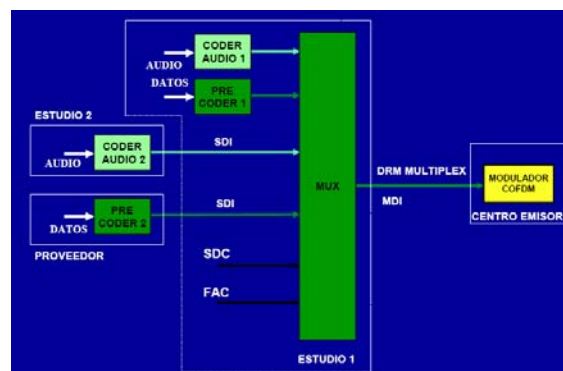


Figura 3.64 Distribución de canales en DRM.

Transmisión:

Uno de los objetivos del DRM es la utilización de los transmisores existentes, aunque haya que adaptarlos.

Requisitos básicos del transmisor:

- a. Comportamiento Lineal

- b. Puede entregar potencias de pico de 10 dB

Se pueden utilizar amplificadores:

- a. No lineales (válvulas o estado sólido).
- b. Lineales.

Amplificadores no lineales

Se utiliza la técnica RF P – RF A

Se consigue que tenga un comportamiento lineal, aunque funcione de forma no lineal.

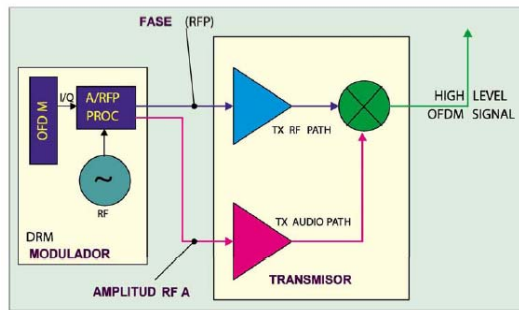


Figura 3.65 Uso de amplificadores no lineales en DRM

El propósito del amplificador no lineal es que el modulador se acople directamente, y que el ancho de banda de los circuitos por donde pasa la señal de amplitud (audio) sea 3 veces el ancho de la señal DRM.

Y también, que el retardo de grupo sea constante.

Espectro:

Aunque no está completamente definido, es más restrictiva que la ITU-R SA 328 para transmisiones AM.

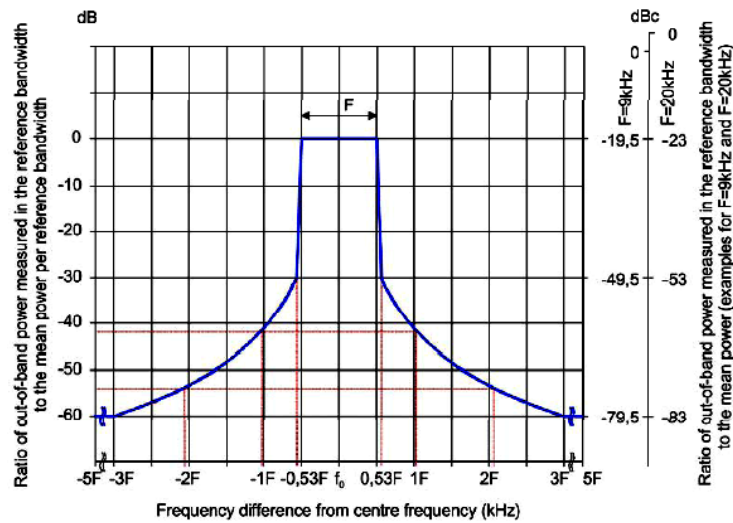


Figura 3.66 Espectro DRM.

3.5.3 Transmisiones DRM

En Europa:

- Francia está transmitiendo diariamente desde Issoudun con 500kw diversas transmisiones DRM en 864 kHz (60 kw) y en onda corta en 6175 kHz (kw).
- Alemania, emite en onda corta en 15.440 kHz y 7.265 desde Alemania, Portugal y Sri Lanka y en onda media DWL emite en 729 kHz en Rügen y en 855 kHz en Berlín.
- Luxemburgo mantiene también dos emisiones diarias en onda corta en 2.990 y 6.092 kHz; y en Reino Unido, la VT y BBC transmiten en onda corta desde Rampissham y en onda media en 1.296 kHz.
- Italia donde hasta la propia Radio Vaticana ya emite en DRM onda media en 1.611 kHz.

3.5.4 Fabricantes y Precios de Receptores DRM Radio.

 <p>Costo: \$220.</p>	 <p>Costo: \$199</p>	 <p>Costo \$400</p>
Fabricante: Morph Richards	Fabricante: Mayah	Fabricante: Starwaves
Características:	Características:	Características:
-DRM (Digital Radio Mondiale) Radio.	-DRM (Digital Radio Mondiale) Radio.	-DRM y DAB recepción.
-3 bandas de Radio DAB & banda L	-(0,15 a 30) Mhz	-Puerto USB para servicio de datos y actualizaciones
-Servicio de Vinculación	-Puerto USB para servicio de datos y actualizaciones	
-Slot para tarjetas SD		
-Conexión para MP3/iPod		
-Display Grafico de dos colores		

3.6 SISTEMA Y ESTANDAR DAB

El sistema DAB (Digital Audio Broadcasting) es un nuevo medio de radiodifusión basado en las tecnologías digitales que integra voz y servicios telemáticos, estos últimos para presentar en la pantalla del receptor información de índole general o específica relativa a sus servicios para el usuario.

Se inicio su desarrollo en Europa bajo el programa de innovación tecnológica Eureka 147, en el que participaron múltiples radiodifusores, empresas fabricantes de equipos de electrónica de consumo e institutos tecnológicos y universidades. En 1995, el organismo ETSI (European Telecommunications Standard Institute) aceptó las bases

tecnológicas del sistema y con ello comenzó su desarrollo e implantación como una alternativa con considerables ventajas en cuanto a la calidad del sonido reproducido y servicios añadidos a la radiodifusión clásica basada en la modulación de FM.

El ancho de banda del sonido que presenta el nuevo sistema de radio es similar al de CD (20 KHz), puede contener seis canales, por ejemplo, para reproducir espacios musicales codificados en Dolby 5.1.

3.6.1 Funciones Adicionales

En cuanto a funciones adicionales que puede prestar en forma de datos telemáticos destinados al visualizador del receptor, los más notables son los siguientes:

3.6.1.1 Canal de Información

Función destinada a los servicios de información general, como la fecha, hora, nombre de la emisora, etc.

3.6.1.2 Datos asociados al programa

Datos con información sobre el programa en emisión seleccionado: título, autor, idiomas disponibles, etc.

3.6.1.3 Servicios adicionales

Espacio destinado a servicios como la información meteorológica, estado de las carreteras y rutas alternativas, oferta hotelera, periódico electrónico, etc.

3.6.2 Especificaciones del sistema

El sistema DAB está basado en las cuatro condiciones indicadas a continuación.

3.6.2.1 Múltiples Programas

A diferencia de las emisoras de transmisión analógica (AM o FM), un canal del sistema DAB, puede contener hasta seis programas y sus datos adicionales

correspondientes. Es el denominado "multiplex", que corresponde a una portadora de RF de condición multiprograma, cuyo contenido está debidamente señalizado para dar oportunidad al usuario de ver el menú y elegir un programa. Este procedimiento es similar al de la televisión digital. La figura muestra la disposición básica del indicado "multiplex" del sistema DAB.



Figura 3.67 Configuración de la radio digital DAB.

FIC = INFORMACIÓN RÁPIDA DE CANAL

MCI = INFORMACIÓN DE LA CONFIGURACIÓN DEL "MULTIPLEX"

SI = INFORMACIÓN DE SERVICIO

Los datos están organizados en tramas, de tal modo que cada una contiene los tres campos siguientes:

Sincronismo

Campo que contiene dos símbolos en las siguientes condiciones:

- Símbolo nulo como inicio de trama, con mayor duración que el resto símbolos.
- Símbolos de referencia de fase, con la misma duración que el resto de los símbolos de la trama. Este símbolo traslada al receptor la referencia de fase.

FIC

Campo de información rápida (Fast Information Channel).

Contiene información de los servicios del canal principal y puede incluir canales de datos. Esta información no se entrelaza.

Este campo está estructurado en forma de bloques de información rápida FIB (Fast Information Block), cuyo número depende del modo de transmisión elegido por el radiodifusor.

Cada bloque tiene una longitud de 256 bits, que corresponde a 240 de datos 16 de código de redundancia (CRC) para la detección y corrección de los errores en el receptor.

En este bloque está incluida la información MCI (Multiplex Configuration Information) para dar información de las condiciones del "multiplex".

Por razones obvias, la información de este bloque tiene una importancia extrema, motivo por el cual sus datos se codifican mediante un código convolucional de razón 1/3, lo que hace que cada bloque tenga finalmente una longitud de 768 bits (256 x 3).

MCS

Este bloque MCS (Main Service Channel) corresponde al canal principal de todos los servicios. Está formado por bloques CIF (Common Interleaved Trame) con 6.912 octetos, de los que se insertan cuatro en el modo de transmisión I, uno en los modos II y III y dos en el modo IV.

Los bloques CIF se forman con unidades de capacidad (CU o Capacity Unit) de 64 bits, lo que supone que cada bloque CIF contiene 864 CU (6.912 octetos).

3.6.2.2 Composición de los datos

La composición principal para poder ubicar un "multiplex" de programas en una portadora de RF de una canal comercial, y por tanto con ancho de banda limitado y definido con anterioridad a la implantación del nuevo servicio, es que sus datos digitales estén comprimidos.

En el DAB sus datos están comprimidos con el procedimiento de MPEG-1, también denominado MUSICAM (Masking Pattern Adapter Universal Sub-band Integrated Coding And Multiplexing), sistema éste que consigue reducir hasta por el factor siete el flujo de datos digitales originales.

El sistema de compresión del sonido está basado en la codificación perceptual, en la cual se han tenido en cuenta las propiedades fisiológicas del oído humano, y también, de modo muy importante, la supresión de las componentes del sonido que quedan enmascaradas entre sí por su coincidencia en el tiempo.

Así, el espectro de audio a transmitir es dividido en el dominio de la frecuencia en 32 sub-bandas de 750 Hz para comprimir su flujo de datos correspondiente mediante anulación de redundancia y de los segmentos del audio que, por tiempo, amplitud o enmascaramiento, no puede captar el oído humano.

Al audio analógico se le aplica un proceso de acentuación de 50 μ s antes de convertirlo a digital para la compresión MPEG.

3.6.2.3 Ubicación en el espectro radioeléctrico

En el documento ETS 300401 que especifica el sistema DAB, se indica el rango de frecuencias de 300MHz a 3 GHz para ubicar los denominados "multiplex" o canales multiprogramas que pueden emitir las emisoras de radio digital. Sin embargo, se han elegido dos segmentos limitados para transmisión por tierra y por satélite, cuyos valores de frecuencia son los indicados a continuación:

- (174 – 240 MHz) segmento correspondiente a la banda III de VHF para las emisoras con enlace por tierra, al modo de las convencionales con modulación de AM y FM.
- (1.452 – 1.492 MHz) segmento correspondiente a la banda L para las emisoras que transmiten vía satélite, con enlace descendente situado en ese margen.

Se han especificado cuatro modos de transmisión para permitir el transporte de las señales por enlaces de RF de tierra y satélite y distribución por cable.

Sin embargo, el de más incidencia para la radio comercial es el denominado Modo I, que corresponde al situado en la banda III de VHF.

3.6.2.4 Modulación de la portadora

El sistema de modulación elegido para el DAB es el COFDM, ya descrito anteriormente, con el que se consigue una gran eficacia espectral y con ellos el empleo de emisoras de menor potencia que las de FM para la misma cobertura.

En el modo I situado en la banda III de VHF, el espectro de modulación COFDM radiado contiene 1536 subportadoras separadas 1 KHz, tal como se indica en el siguiente cuadro general de especificaciones del sistema DAB.

Tabla 3.5

CARACTERÍSTICAS DE LOS MODOS DE TRANSMISIÓN				
PARÁMETRO	MODO			
	I	II	III	IV
Rango de frecuencia	300 MHz	1.56 GHz	3 GHz	1.56 GHz
Número de portadoras	1536	384	192	768
Espacio entre portadoras	1 KHz	4 KHz	8 KHz	2 KHz
Duración del símbolo	1246 μ s	132 μ s	156 μ s	623 μ s
Duración del intervalo de protección	246 μ s	62 μ s	31 μ s	123 μ s
Duración de la trama	96 ms	24 ms	24 ms	48 ms
Símbolos de la trama	76	76	153	76
Símbolos nulos para determinar el modo de transmisión	1297 μ s	324.2 μ s	168 μ s	648.4 μ s

3.6.3 Arquitectura del transmisor

La configuración electrónica del transmisor para la radiodifusión con el sistema DAB depende del número de servicios que deba prestar y de la gama de frecuencias a la

que esté destinado. El diagrama de bloques básico representativo del sistema es el que muestra la siguiente figura.

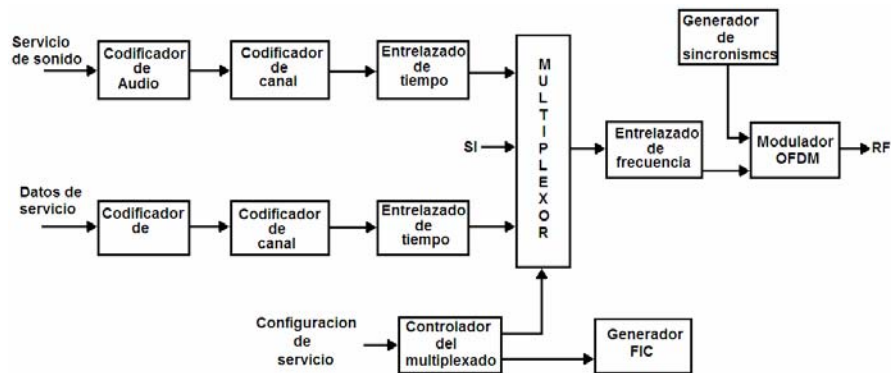


Figura 3.68 Diagrama de bloques del transmisor DAB.

3.6.3.1 Servicio de sonido

Corresponde a las diferentes entradas de señales de audio destinadas a los programas a transmitir.

Su formato es digital PCM (Pulse Code Modulation) de 16 bits de longitud por muestra, con muestreo a 48 KHz y multiplexado posterior de los seis posibles canales en estéreo que admite el sistema DAB.

Cada servicio de audio contiene, también multiplexado con el conjunto, un paquete de datos PAD (Programme Associated Data) con información asociada al programa, lo que permite a los usuarios de los receptores DAB elegir el espacio radiofónico deseado del "multiplex" recibido, entre otras posibilidades.

3.6.3.2 Datos de Servicio

La otra entrada del sistema corresponde a la introducción de los datos de servicio, como el canal de mensaje de tráfico (TMC), etiquetas básicas de los programas, idiomas disponibles, etc. Su velocidad es de 8 Kbit/s.

Cada servicio corresponde a un paquete SI (Service Information) y el conjunto se multiplexa en el tiempo y alcanza la velocidad indicada anteriormente.

3.6.3.3 Codificación de canal y entrelazado

Los datos digitales de las dos entradas indicadas anteriormente son aleatorizados para conseguir el efecto de la dispersión de energía que limita el ancho de banda, codificados mediante procedimientos convolucionales para facilitar la protección ante errores, entrelazados en el tiempo para aumentar la eficacia (robustez) en la detección y corrección de los errores en la recepción y comprimidos con procedimientos MPEG.

La salida de cada codificador corresponde a una organización de paquetes, los cuales se multiplexan para conseguir una salida única a partir de la cual se forman las denominadas tramas, cuya duración depende del modo de transmisión utilizado, tal como se ha indicado.

3.6.3.4 Entrelazado de frecuencia

El flujo de datos del bloque codificador, cuya velocidad puede alcanzar 1.5 Mbit/s, se divide en 1536, 384, 192 y 768 espacios de frecuencia para los modos de transmisión I a IV, respectivamente, y cada uno se ubica en una portadora de RF durante su tiempo correspondiente para, finalmente, modularlo en QPSK. Se consigue así con este sistema denominado COFDM, una mayor inmunidad a los ecos de la señal durante la recepción.

3.6.4 Modulación COFDM

Este tipo de modulación, es el empleado en el sistema de radiodifusión DAB por su robustez frente a los ecos en la recepción.

Cada una de sus portadoras temporales se encuentra modulada en QPSK por un conjunto definido de datos digitales.

Así, para los modos de transmisión I a IV, el número de portadoras moduladas mediante el procedimiento QPSK y su separación en el dominio de la frecuencia son los siguientes:

El modulador COFDM recibe, junto con los datos, símbolos de sincronismo, los cuales se sitúan al principio de cada trama, tal como se ha indicado en la introducción al sistema.

Tabla 3.6

MODO	I	II	III	IV
PORTADORAS	1536	384	192	768
SEPARACIÓN	1 KHz	4 KHz	8 KHz	2 KHz

3.6.5 Arquitectura del receptor

Como en el paso del emisor, el receptor DAB adopta una configuración que depende de los diferentes modos de transmisión definidos para este sistema de radiodifusión y, naturalmente, de las funciones que preste en sus versiones de equipo estacionario, para el hogar, y móvil, para los vehículos o similar. Una arquitectura básica es la que se muestra en la figura 3.69.

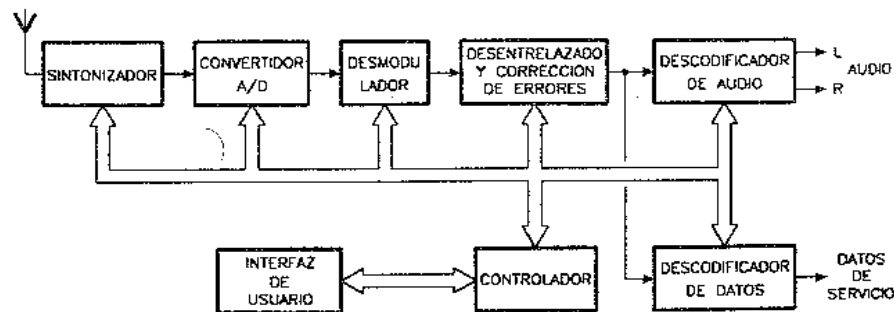


Figura 3.69 Diagrama de bloques del receptor DAB.

La configuración del receptor DAB de la figura esta dividida en la práctica en cinco bloques funcionales, que son los descritos a continuación.

3.6.5.1 Sintonizador

Es la unidad de sintonía de RF que proporciona, conforme al principio tradicional de los mismos componentes empleados en radio y televisión, el canal sintonizado en la forma de FI, cuya frecuencia para el DAB está situada entre 2 y 3 MHz.

Su salida de FI puede ser analógica (parece un contrasentido, ya que la portadora recibida es denominada digital; lo que indica es que mantiene su forma original) o bien en forma digital de 8 bits de longitud, para lo que precisa incorporar el correspondiente convertidor A/D. Así, la salida del sintonizador es analógica y se procede a la conversión a digital mediante componentes externos.

3.6.5.2 Decodificador de canal

El bloque denominado decodificador de canal, independientemente de si es un circuito integrado específico o parte de un LSI (Circuito integrada de larga escala de integración), es el que recibe la señal de FI en formato analógico o digital y efectúa los procesos de DFT (Transformada Discreta del Coseno), desmodulación diferencial (es de tener en cuenta que cada portadora COFDM está modulada en QPSK), desentrelazado de los datos mediante el complemento de una memoria RAM interna o externa al bloque y decodificación Viterbi para detectar y corregir los errores. El resultado final de la acción de estos circuitos es la salida de un flujo de datos en formato serie destinado a las posteriores operaciones de demultiplexado y descompresión MPEG. También proporciona un bus bidireccional de comunicación con el microcontrolador de gestión del receptor para dar información del número de programas que contiene el "múltiplex" y para que el usuario pueda elegir el deseado.

3.6.5.3 Decodificador de audio

El flujo de datos recibido del descodificador de canal está comprimido con los procedimientos de MPEG. Su contenido corresponde a los datos de audio de las 32 sub-bandas características de este sistema, lo que supone la necesidad de descompresión y unión de todos los segmentos del espectro de audio del programa

seleccionado para obtener finalmente su formato original en banda base, esto es el flujo de datos en PCM.

Con anterioridad a la indicada descompresión, el flujo de datos recibido es demultiplexado para separar los datos procedentes del audio (los dos posibles canales para sonido estéreo) de los correspondientes al servicio, cuyo destino de estos últimos es el microcontrolador de gestión del receptor para dar información al usuario de las condiciones del "múltiplex" a través del visualizador LCD o similar.

3.6.5.4 Decodificador de datos

Los datos de servicio y otros similares insertados en las tramas del sistema DAB deben ser demultiplexados del conjunto de datos digitales y después descodificados para poder interpretar su contenido y presentar la información correspondiente en el visualizador del receptor, tal como se ha indicado.

Con dicha información, el usuario puede seleccionar espacio musical, idioma o bien los servicios complementarios añadidos (información meteorológica, rutas alternativas por la red viaria, noticias, etc.).

Los diferentes paquetes de datos desmultiplexados como medio de separación de contenidos constituyen en la práctica buses en formato serie que se aplican al microcontrolador de gestión para ser decodificados mediante un programa específico que reside en su memoria ROM o EPROM asociada.

Este sistema de descodificación es el clásico empleado, por ejemplo, para descodificar las órdenes procedentes del módulo de control remoto o las tramas de datos del servicio RDS de la radio con modulación en FM.

3.6.5.5 Convertidores

Los datos digitales correspondientes al programa radiofónico seleccionado, que proceden del decodificador descrito, están generalmente en formato serie y sus dos canales para sonido estéreo multiplexados, lo que supone la presencia de las tres líneas descritas abajo.

SD: Datos de 16 bits de longitud en serie con sus canales derecho e izquierdo multiplexado. Su formato digital es PCM.

SCK: Línea de reloj de los datos, que es imprescindible para interpretar el contenido en PCM de la primera.

WS: Línea de identificación mediante condición de estado lógico (alto o bajo) de los canales derecho e izquierdo contenidos en la línea de datos.

Las tres líneas citadas se aplican a circuitos convertidores de formato digital a analógico para devolver a las señales su condición original y permitir con ello la reproducción.

Dos circuitos están comúnmente asociados a los convertidores de digital a analógico: el de sobremuestreo, dispuesto entre los datos de entrada y los convertidores específicos, y el filtro entre éstos y los terminales de salida de audio.

Con el primero se eleva la frecuencia de muestreo para que el segundo pueda reconstruir con facilidad las muestras discretas en el tiempo que salen de los convertidores.

3.6.6 Circuitos integrados comerciales para DAB

Como complemento a lo indicado, la figura muestra una arquitectura del receptor DAB, de las muchas comercializadas disponibles, basada en circuitos integrados específicos para esta aplicación. Está basada en los siguientes bloques funcionales:

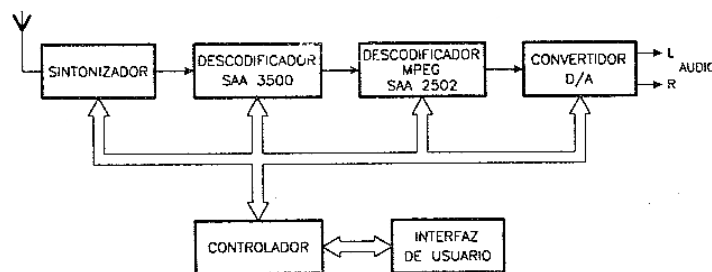


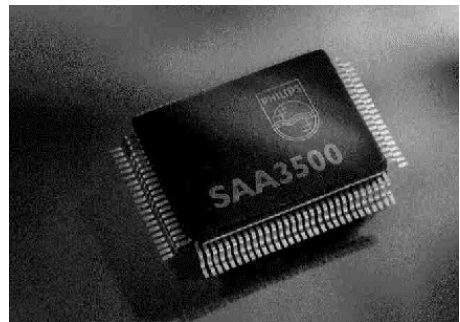
Figura 3.70 Arquitectura de Circuitos para DAB. (Philips)

3.6.6.1 Sintonizador

Unidad que responde al funcionamiento descrito. Proporciona la salida de FI correspondiente al "múltiplex" sintonizado en formato analógico o en digital de 8 bits. Incorporan todos los sintonizadores comerciales para esta aplicación un circuito PLL para la función de sintonía automática del modo a síntesis de frecuencia, circuito éste que se controla mediante un bus serie del tipo I²C o similar desde el microcontrolador de gestión del equipo.

3.6.6.2 Descodificador de canal SAA3500

Circuito integrado de la empresa Philips, de aplicación específica para receptores de radio digital de la norma DAB con transmisión en los modos I o IV, que efectúa las siguientes funciones con los datos recibidos del sintonizador:



- Detección de los símbolos nulos para identificar el modo de transmisión de la portadora sintonizada.
La detección se lleva a cabo mediante mediación del tiempo de los citados símbolos, el cual es distinto en cada modo de transmisión (1297 μ s en el modo I, 324.4 μ s en el II, 168 μ s en el modo 111 y 684.4 μ s en el modo IV).
- FFT (Fast Fourier Transformation) para efectuar a los datos la Transformada Rápida de Fourier.
- Demodulación diferencial para convertir a formato PCM los datos de las sucesivas portadoras de la señal COFDM.
- Desentrelazado de los datos, operación que requiere una memoria RAM o similar externa.

- Decodificación Viterbi para detectar y corregir los errores ocasionados en la recepción de la portadora.
- Adaptación de los datos a formato serie y generación de su reloj.
- Comunicación con el microcontrolador del equipo a través de un bus tipo I²C.

La figura 3.71 muestra el diagrama de bloques del citado circuito integrado, en la que se puede observar que dispone de entrada diferencial de FI en formato analógico para los sintonizadores de ese tipo y entrada digital de 8 bits para los de la versión con convertidor A/D interno.

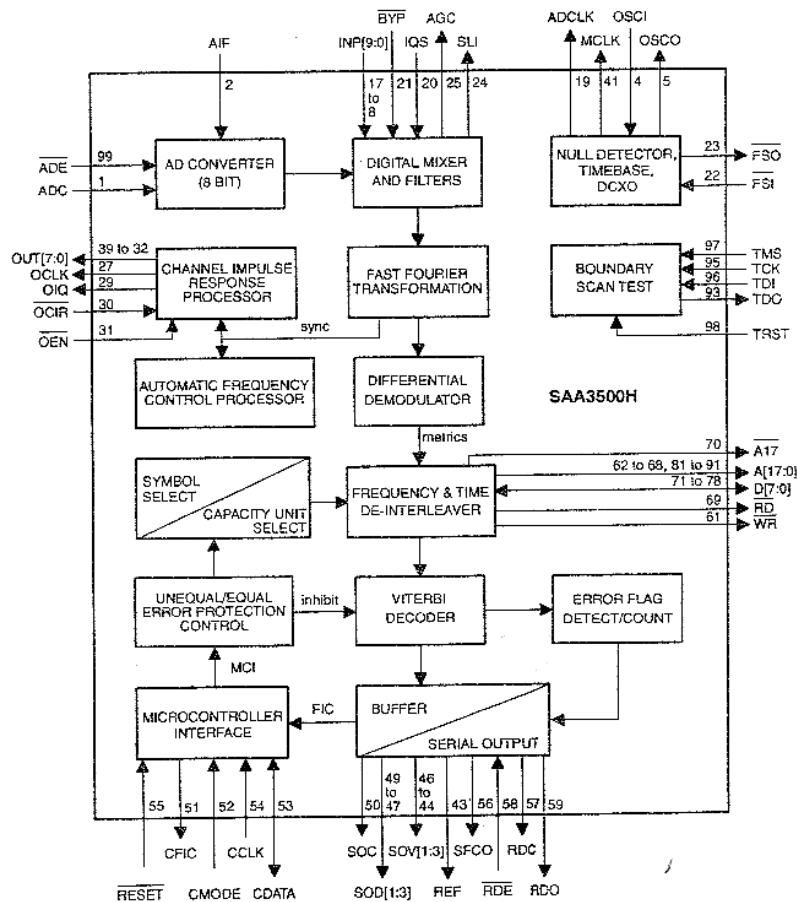


Figura 3.71 Diagrama de Bloques del circuito integrado SAA3500. (Philips).

Sus conexiones principales son las indicadas a continuación:

Entradas

ADE/ADC. Entrada diferencial de FI en formato analógico. El convertidor A/D interno de 8 bits adecua la señal del "múltiplex" sintonizado para su tratamiento en formato digital.

INP. Entrada de FI en formato digital, con los datos de 8 bits en paralelo. El sincronismo inicial de cada trama pone a cero un contador dispuesto en el procesador para poder organizar todo su contenido, condición imprescindible para identificar y localizar cada paquete o segmento. De este modo, la comunicación entre el sintonizador y los procesadores de datos puede tener condición asíncrona.

La información digital del canal, independientemente de la entrada de FI utilizada, es filtrada interiormente antes de aplicarla al FFT como primera etapa del proceso de descodificación.

Salidas

FSO Salida del detector de los símbolos nulos empleados para identificar el modo de transmisión del "múltiplex" sintonizado y del sincronismo de trama. Con la primera información se hacen en el receptor los cambios necesarios para adaptar sus circuitos al modo de transmisión de la señal recibida, y con la segunda se proporciona la necesaria referencia de fase.

AGC Salida de tensión para el control automático de ganancia (CAG) de los circuitos del sintonizador. Con esta tensión de control se reduce la ganancia de los circuitos de RF del sintonizador cuando el nivel de la portadora de RF recibida es lo suficientemente grande para saturarlos, lo que provocaría distorsión en la

sucesión de ondas senoidales de cada portadora de RF moduladas en el modo QPSK.

SOD Salida de datos multiplexados.

SOC Línea de reloj de los datos.

RDO Salida de datos auxiliares o de servicio multiplexados.

3.6.6.3 Decodificador MPEG SAA2502

Este circuito integrado, también desarrollado por Philips, es un decodificador enteramente dedicado a soportar datos en MPEG-1 y MPEG-2 de las capas I y II. La figura muestra su diagrama de bloques.

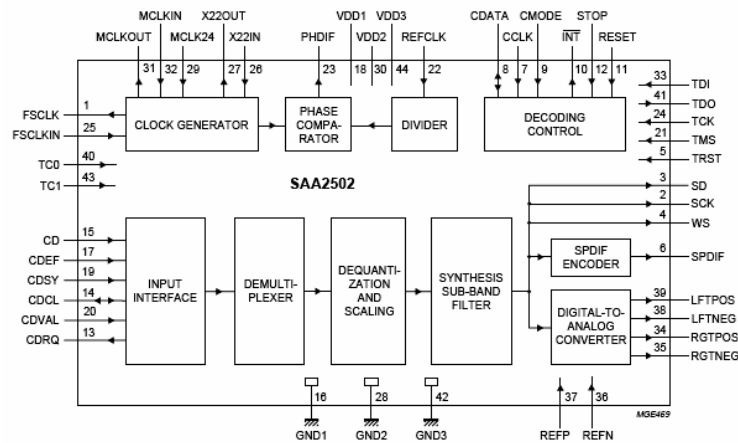


Figura 3.72 Diagrama de bloques del circuito integrado SAA2502. (Philips)

Según la arquitectura presentada, este procesador recibe el flujo de datos del anterior demodulador de canal y lleva a cabo las siguientes acciones específicas del sistema DAB:

- Adaptación de los datos de entrada en formato serie a paralelo de 8 bits.
- Demultiplexado de los datos.

- Descuantificación y escalado de los datos.
- Filtrado de sub-banda (las 32 sub-bandas de este sistema) para la descompresión MPEG.
- Conversión de digital a analógico de dos canales.
- Temporizador para todos los procesos.

El circuito SAA2502 proporciona finalmente el audio de dos canales en formato analógico.

Sus conexiones principales son las siguientes:

Entradas

CD Entrada de datos codificados con los procedimientos MPEG.

CDEF Entrada de información de error en los datos recibidos para invalidarlos si no se han podido corregir.

Si el decodificador de canal en el que están dispuestos los circuitos de detección y corrección de los errores de recepción informa de la condición de imposibilidad en la recuperación porque exceden su capacidad, este procesador no tiene en cuenta los datos recibidos y provoca el mute de salida del audio.

Un circuito auxiliar de interpolación asociado podría introducir en las líneas de salida de audio un valor intermedio estadístico como solución al enmudecimiento, siempre que éste tenga un tiempo muy corto que evite la percepción por parte del oído.

CDSY Entrada del sincronismo de trama para la referencia de fase y medida del tiempo de los símbolos nulos.

CDCL Entrada o salida del reloj de los datos, dependiendo del modo de funcionamiento seleccionado.

CDVAL Entrada de validación de los datos.

Salidas

CDRQ Salida de petición de datos como consecuencia de la captura anterior.

SD Salida de datos en serie con formato I²C.

SCL Línea de reloj de los datos en serie.

WS Línea de identificación de palabra (canales derecho e izquierdo) de los datos en serie.

LFT Salida de audio en formato analógico del canal izquierdo.

RGT Salida de audio en formato analógico del canal derecho.

Como complemento a las funciones descritas anteriormente, el circuito integrado específico SAA2502 incorpora un generador de reloj y un comparador de fase para formar un PLL con el que sincronizar el reloj común de los dos procesadores principales que intervienen.

Se gobierna este procesador mediante un bus serie del tipo I²C procedente del microcontrolador del equipo, en el que reside el programa informático de gestión.

3.7 ANALISIS COMPARATIVO DE CADA SISTEMA DE RADIO DIGITAL PARA LA SELECCIÓN DEL SISTEMA MÁS ADECUADO PARA RADIO DON BOSCO.

A continuación se presentan una serie de tablas, para mostrar los datos que caracterizan con mayor detalle los tres sistemas de radio digital descritos anteriormente.

Tabla 3.7 Tablas A, B y C que muestran los Característicos de los Sistemas IBOC, DRM y DAB.

Tecnología	Eliminación de efecto Multitrayecto	Formas de modulación	Número de Sub-portadoras.
IBOC	Si, cada símbolo COFDM posee un tiempo de guarda mayor que el tiempo de procesamiento del símbolo a transmitir.	<p>Modulación COFDM para señal banda base Digital de 15 kHz en modo Híbrido y 10 kHz en modo Todo Digital.</p> <ul style="list-style-type: none"> • BPSK • QAM <p>Señal de audio análogo con banda base de 4.5 kHz traslapado con banda base digital.</p> <p>Modulación en Amplitud (AM) para señal RF.</p>	<ul style="list-style-type: none"> • 162 • Un solo modo.
DRM	Si, cada símbolo COFDM posee un tiempo de guarda mayor que el tiempo de procesamiento del símbolo a transmitir.	<p>Señal banda base con Modulación COFDM de 4.9 kHz.</p> <ul style="list-style-type: none"> • BPSK • QAM <p>Modulación en Amplitud (AM) para señal RF.</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Modo A: 204 • Modo B: 182 • Modo C: 138 • Modo D: 88
DAB	Si, cada símbolo COFDM posee un tiempo de guarda mayor que el tiempo de procesamiento del símbolo a transmitir.	<p>Modulación COFDM</p> <ul style="list-style-type: none"> • BPSK • QAM <p>Modulación en Amplitud (AM) para señal RF.</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Modo I: 1536 • Modo II: 384 • Modo III: 192 • Modo IV: 768

Tabla 3.8 Datos B

Tecnología	Codecs de Compresión	Cantidad de Canales y Servicios	Banda de Trabajo
IBOC	<ul style="list-style-type: none"> • AAC + SBR • PAC 	<ul style="list-style-type: none"> • 1 canal multi-emisión para servicio de audio y datos. 	<ul style="list-style-type: none"> • AM y FM
DRM	<ul style="list-style-type: none"> • AAC + SBR • CELP • HVX 	<ul style="list-style-type: none"> • 1 canal multiprograma para 3 servicios de audio y datos. 	<ul style="list-style-type: none"> • AM
DAB	<ul style="list-style-type: none"> • MPEG- 1 (MUSICAM) 	<ul style="list-style-type: none"> • 1 canal multiprograma para 6 servicios de audio y datos. 	<ul style="list-style-type: none"> • Banda L • Banda III VHF

Tabla 3.9 Datos C

Tecnología	Compatibilidad con AM analógico	Aprovechamiento de Infraestructura de TX	Costo equipo de recepción
IBOC	<ul style="list-style-type: none"> • El sistema soporta la transmisión del programa principal en formato análogo y digital (Transmisión híbrida). 	<p>Los sistemas IBOC operan en la banda de frecuencias AM en dos modos:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Modo Híbrido: Utilizando un ancho de banda base de 15 kHz; y 30 kHz de ancho de banda RF. • Modo todo Digital: 10 kHz de ancho de banda base; y 20 kHz de ancho de banda RF. 	<ul style="list-style-type: none"> • (200 – 300)\$
DRM	<ul style="list-style-type: none"> • Transmisión solo digital utilizando el espectro de frecuencias AM. 	<ul style="list-style-type: none"> • Los sistemas DRM operan en la banda de frecuencias AM, utilizando un ancho de banda base de 4.5 kHz y 9 kHz de ancho de banda RF. 	<ul style="list-style-type: none"> • (200-300)\$
DAB	<ul style="list-style-type: none"> • Transmisión solo digital y requiere nuevas asignaciones del espectro Radioeléctrico. • No hay sistema DAB para radiodifusión en la banda AM. 	<ul style="list-style-type: none"> • El sistema DAB opera en un nuevo espacio radioeléctrico. Por lo tanto, no es compatible con las bandas AM y FM (1.536 MHz). 	<ul style="list-style-type: none"> • (300-700)\$

3.7.1 Comparación del Cuadro Nacional de Distribución de Frecuencias con los requerimientos técnicos que exigen los estándares de radio digital IBOC, DRM y DAB en cuanto al uso del espectro

Tomando como punto de partida el uso adecuado en la banda AM que la Superintendencia General de Electricidad y telecomunicaciones (SIGET) ha establecido a nivel nacional, se puede mencionar de acuerdo al artículo 118 de la ley de Telecomunicaciones, que la separación mínima entre canales adyacentes debe ser de 30 kHz.

Ahora bien, por motivos que se desconocen y según el Cuadro Nacional de Distribución de Frecuencias en ciertas regiones de la banda AM la separación entre canales adyacentes es inferior a los 30 kHz de separación que exige la ley de telecomunicaciones en el artículo 118, llegando al caso mas critico de 10 kHz de separación.

TX	1.08000	0.00000	YSIM	0.0300	3000.000	0.000	CENTRAL	IGLESIA MINISTERIO EVANGELISTICO CRISTO REFUGIO EN LA TEMPESTAD	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.10000	0.00000	YSAF	0.0300	5000.000	0.000	CENTRAL	UNIVERSIDAD DON BOSCO	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.12000	0.00000	YSLR	0.0300	1000.000	0.000	CENTRAL	YSLR, LA ROMANTICA, S.A.	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.14000	0.00000	YST	0.0300	10000.000	0.000	CENTRAL	ALBERTINA MARIA SUAREZ DE TEAGUE	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA

 : Estaciones de Radio que no cumplen la separación entre portadoras que exige la Ley de Telecomunicaciones.

Figura 3.73 Problemática actual entre estaciones de Radio en la banda AM

3.7.1.1 Problemática generada con respecto a la adopción del estándar IBOC para Radio Don Bosco

Como dato técnico, el estándar IBOC exige un ancho de banda de 30 kHz; ahora bien, debido a que en la actualidad la separación entre portadoras de canales adyacentes es inferior a 30 kHz se anula el intervalo de guarda de frecuencia.

A pesar de que las medidas tendientes a anular la interferencia con el canal adyacente son muy rigurosas, en las transmisiones que actualmente se realizan en EUA se ha reportado interferencia entre canales adyacentes en las transmisiones nocturnas. Tales interferencias se muestran a continuación.

Traslape de canales adyacentes

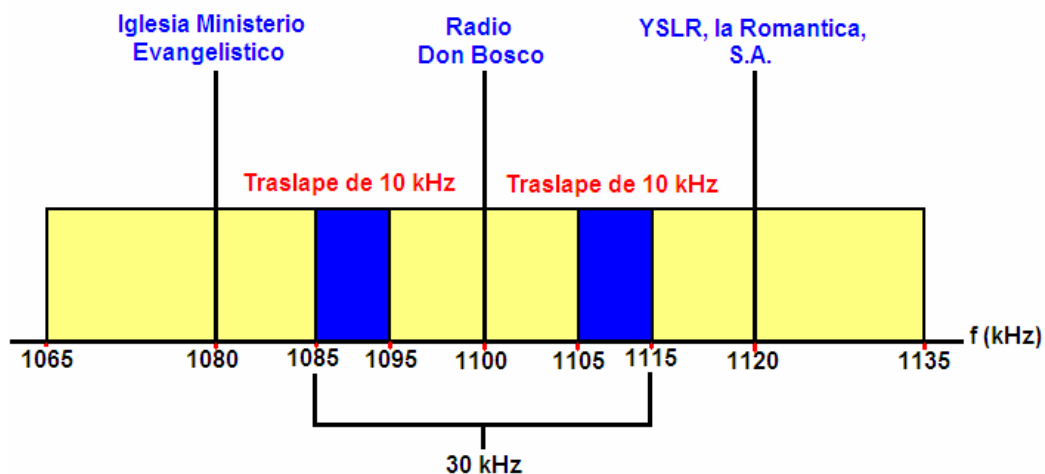


Figura 3.74 Traslape entre canales adyacentes.

Debido a la problemática de traslape de canales adyacentes mostrada, si es adoptado el sistema IBOC HD Radio, será obligatorio mover algunos radiodifusores de sus frecuencias en uso asignadas actualmente a otros espacios, y así separar cada canal 30kHz que es lo que exige el estándar y la ley; de lo contrario el estándar IBOC HD Radio no podría ser implementado en el país. Ahora bien, mover a algunos radiodifusores de sus frecuencias asignadas no es trabajo fácil, debido a que esto

requiere un reordenamiento del espectro radioeléctrico lo cual causaría una inversión tanto a nivel legislativo y empresarial.

Otro detalle es que después del reordenamiento un número de radiodifusores quedarían fuera de la banda AM, y esto no es un problema fácil de resolver.

IBOC HD Radio: “Sistema Propietario”

Se requiere compra de licencia para el uso del estándar. Desde otro punto de vista, cuando un sistema es propietario el radiodifusor está obligado en adquirir, en un tiempo determinado por el fabricante del sistema, una nueva actualización de licencia para mantener la compatibilidad con los futuros receptores.

3.7.1.2 Problemáticas ante la adopción del estándar DAB para Radio Don Bosco.

Según el análisis sobre el sistema DAB, podemos afirmar que es el sistema de radio digital que proporciona mayor número de beneficios al radio-escucha comparado con los otros sistemas analizados, a tal grado que el sistema DAB ofrece mayor interactividad entre el usuario y el Radiodifusor que es lo que los usuarios exigen a las nuevas tecnologías.

Pero aunque el sistema proporcione prestaciones muy llamativas a los usuarios, antes de su adopción en una determinada región, es importante analizar algunos parámetros (Técnicos y económicos) muy importantes que en su grado de análisis permitirá o impedirá adoptar dicha tecnología.

Análisis de las bandas de trabajo que el sistema DAB exige para su funcionamiento.

El sistema DAB opera en la banda conocida como “L” (1452-1492Mhz) y la banda VHF (174-240 Mhz).

Según el cuadro de distribución de frecuencias de la banda VHF proporcionado por la SIGET, los únicos espacios libres en los que podría operar el sistema DAB son los siguientes:

Tabla 3.10 Bandas de trabajo que el sistema DAB

Rango VHF (Mhz)	Ancho de Banda Total (Mhz)	Separación entre Canales adyacentes (Mhz)	Número de canales
(176-182)	6	2	2
(184-194)	10	2	4
(196-206)	10	2	4

El mayor inconveniente que resulta es la falta de frecuencias libres que la banda VHF ofrece para el uso del sistema DAB.

El estándar exige una reestructuración del espectro, y mover algunos propietarios de frecuencias asignadas a dicha banda, lo cual implica una inversión millonaria a nivel administrativo como en equipamiento.

EL Sistema DAB exige cambio total en la Infraestructura de los radiodifusores en la Banda AM

Debido a que el sistema DAB no posee ninguna compatibilidad con el transmisor AM en general, por detalles técnicos como ancho de banda de señal RF, potencia de transmisión por ejemplo, será necesaria una gran inversión por parte del radiodifusor para adquirir nuevamente todos los dispositivos eléctricos y electrónicos que el estándar DAB requiere para su buen funcionamiento, como también la compra de un nuevo espacio de frecuencia para su transmisión.

Por el lado de la recepción de la señal del sistema DAB, cada usuario deberá adquirir un nuevo dispositivo receptor, en el que los precios actuales oscilan entre los 300 y 700 dólares, dependiendo de las características que ofrezca el dispositivo. Lo anterior

se traduce como una gran inversión por el mercado de usuarios a nivel Nacional, asumiendo que cada familia cuente con la capacidad de adquirir un nuevo receptor, dato que debe ser bien analizado.

3.7.1.3 DRM, el sistema más apropiado para ser adoptado como sistema de Radio Digital en Radio Don Bosco

Ventajas del sistema DRM:

- No es un sistema propietario (IBOC si lo es).
- Permite reutilizar la infraestructura actual de Radio Don Bosco al igual que IBOC.
- Debido al ancho de banda que exige el sistema, no será necesario mover a ningún radiodifusor de su frecuencia asignada.
- Transmisión Multiprograma (IBOC aun no).
- Transmisión de datos para cada programa.
- Bajo consumo de potencia al igual que el sistema IBOC.

Desventajas:

- Permite únicamente la transmisión digital.
- Alto costo en los Excitadores y receptores por ser una tecnología reciente.

CAPÍTULO 4

Proceso para Implementar la Radio Digital DRM en las instalaciones de Radio Don Bosco

4.1 ESTRUCTURA ACTUAL DE RADIO DON BOSCO (RDB*)

Sala de Control

Todas las fuentes de audio como la voz humana y música pasan por un mezclador localizado en la sala de control, en donde la señal es procesada y adquiere las características necesarias para su transmisión fig. 4.1.

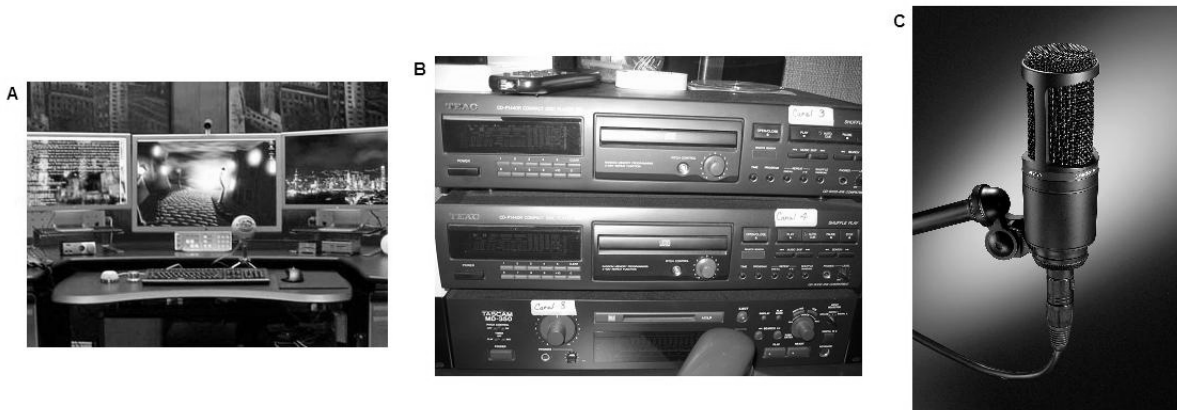


Figura 4.1 Fuentes de Audio RDB: A) CPU; B) Player para CD; C) Micrófono.

En el caso de RDB, que es una estación que opera en la banda AM, la señal de audio se filtra para transmitir únicamente 4.5 kHz que es lo que el estándar permite transmitir.

* RDB: Radio Don Bosco

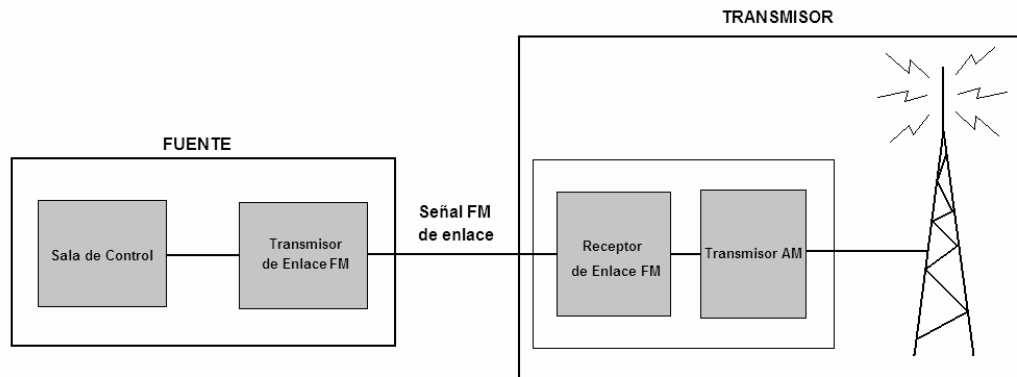


Figura 4.2 Diagrama de bloques de Radio Don Bosco

Debido a la ubicación de los estudios de RDB, no fue posible situar la antena en el mismo lugar, por lo tanto es necesario un radio enlace FM que haga posible transportar la información de la fuente al transmisor AM, para que este a su vez lo transmita a su zona de servicio (Fig. 4.2).

Radioenlace

Una vez la señal de audio o de baja frecuencia sale del mezclador de la sala de control de la emisora comienzan a actuar los equipos de alta frecuencia. Cuando la potencia a radiar es relativamente baja o cuando la situación de la emisora es adecuada para la transmisión, los equipos de alta frecuencia están situados próximos a los equipos productores de la baja frecuencia, pero no siempre es posible que así ocurra.

En efecto, cuando se trata de radiar potencias elevadas, es aconsejable separar físicamente la alta frecuencia de los equipos de baja frecuencia al objeto de que no se produzcan interferencias y realimentaciones que distorsionarían la señal entregada por el mezclador. También, a veces, la situación de la emisora no es la idónea para la ubicación de la antena. Los estudios de radio están situados, por regla general, en el centro de las ciudades. El enclavamiento de la antena en el casco urbano podría producir interferencias en otras instalaciones próximas, así como también los costos del terreno son muy elevados dentro del mismo (ver Fig. 4.3). En todos estos casos

debe preverse algún medio de unión de la señal entre los estudios (baja frecuencia) y el transmisor (alta frecuencia).

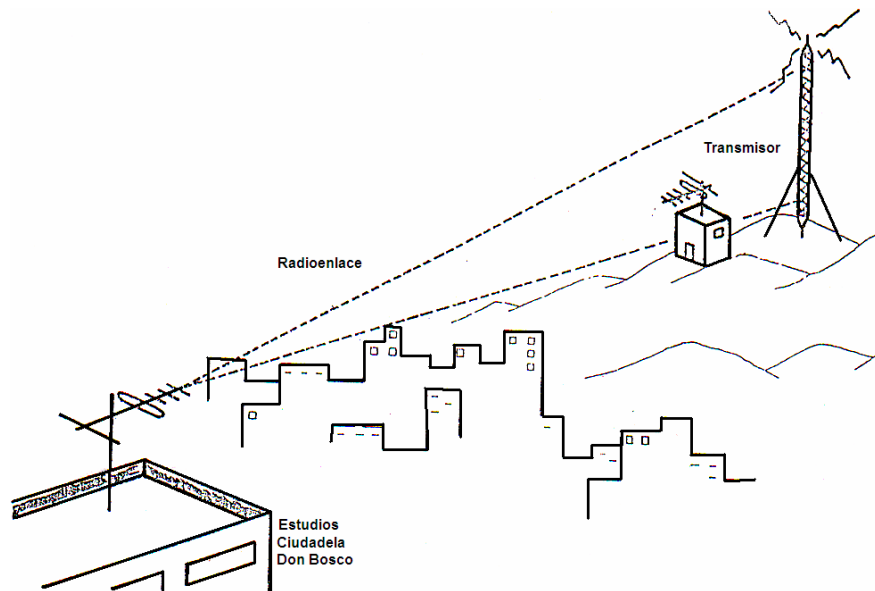


Figura 4.3 Radioenlace Radio Don Bosco

En el caso de RDB se hace uso del radioenlace (ver figura 4.4), que es la unión inalámbrica entre dos puntos. El haz de transmisión entre estudios y receptor en la emisora se hace muy estrecho. Se irradia en frecuencias que sean captadas únicamente por el equipo presente en la emisora y con la potencia que asegure la calidad deseada. Se recurre al empleo de antenas muy directivas para reducir interferencias. Se modula siempre en frecuencia garantizando, así, una elevada calidad en la transmisión independientemente de que el transmisor principal lo haga en AM o en FM. En el extremo de la emisora, el receptor extrae la señal de audio que es la misma que existía en la salida del mezclador y que modulará en amplitud o en frecuencia a la portadora.



Figura 4.4 Transmisor R.V.R. Mod. PTRL-LCD usado en el Radioenlace de RDB

Tabla 4.1 Datos Característicos

Potencia de salida	0 – 10 W
Conector de RF salida	Tipo "N"
Impedancia	50 Ohm
Rango de Frecuencia	220-240 Mhz
Fuente de poder AC	80 V – 260 V rango completo
Dimensiones	19" x26.5" x3.5"
Peso	27 LBS

Transmisor AM Continental Lensa K6-A6



Figura 4.5 Transmisor AM Continental Lensa K6-A6

Tabla 4.2 Datos Característicos.

Potencia de salida	6000 watts
Conector de RF salida	"N"
Impedancia	50 Ohms desbalanceados
Rango de Frecuencia	531-1705 KHz
Fuente de poder AC	Monofásica 110/220 VAC, 50/60 Hertz.
Dimensiones	Altura: 870 mm. Ancho: 560 mm. Profundidad: 830 mm.
Peso	168 Kg.

Potencia nominal 6.000W (seis módulos de potencia PM6000). Cuatro niveles de potencia. Compatible con HD Radio (IBOC) y DRM, índice de modulación máximo 150%.

Antena de Transmisión

La antena que actualmente posee RDB es de tipo monopolo plegado con plano de tierra de 120 radiales, cada uno de 60 mtrs de longitud en promedio, y un acoplador con impedancia de entrada de 50 Ohm.

Todo el sistema esta diseñado para un ancho de banda de 15 kHz.

El procesador de datos DRM esta diseñado para operar con un ancho de banda de 10 ó 15 kHz, por lo tanto, la antena es adecuada para su funcionamiento y no requiere ningún cambio.

4.2 COMPONENTES ADICIONALES PARA DIGITALIZAR LA RDB.

Dado que se trata de migrar a la transmisión de datos digitales es necesario añadir y/o sustituir algunos componentes en la estructura actual de RDB.

Los componentes necesarios se listan a continuación:

- Servidor de Contenidos

- Enlace Digital (Sustituirá al enlace actual)
- Excitador DRM

Servidor de contenidos DRM* Fraunhofer

Es un dispositivo que muestra la técnica DRM en un mismo estado. Es un sistema de radiodifusión fiable y robusto, que proporciona al locutor toda la funcionalidad que ofrece DRM, y todas las interfases para una integración sin problemas en el actual entorno de servicios de radiodifusión (conexiones, puertos, etc).

Su función principal es multiplexar la señal digital de audio, proveniente de un mezclador, con la señal que posee los datos que forman parte de los servicios adicionales que proporcionará el sistema DRM a cada usuario como se muestra en la figura 4.6.

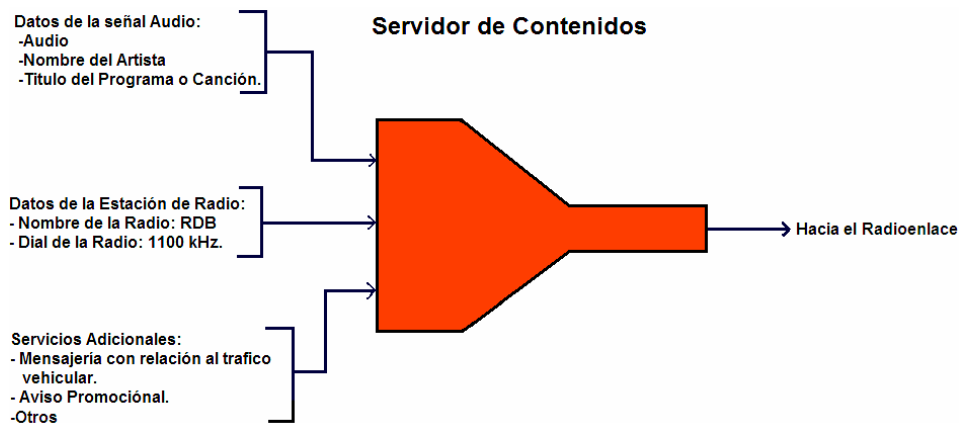


Figura 4.6 Función de forma grafica del Servidor de Contenidos

Funciones principales del sistema:

- DRM servidor de audio

Con codificación de audio multi-stream en tiempo real.

- DRM servidor de datos multimedia

* DRM: Digital Radio Mondial

Ofrece de forma estandarizada todos los mecanismos propietarios para la importación, la preparación, la codificación y la difusión de los datos.

- DRM generador de multiplexaje

Permite un manejo óptimo de todas las señales multiplexadas en una única vía a través del estándar MDI/DCP.

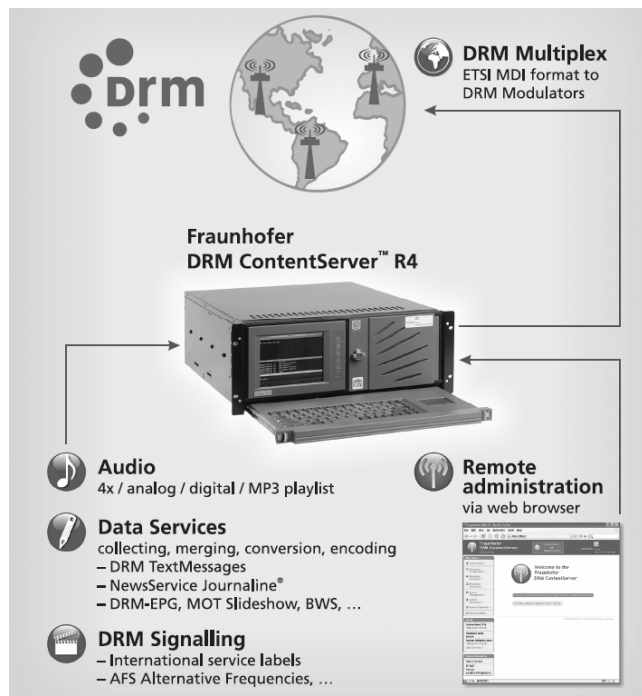


Figura 4.7 Múltiples funciones del Servidor de Contenidos

El sistema puede ampliarse fácilmente para satisfacer las necesidades individuales y de propiedad apoyando las aplicaciones de datos.

El sistema puede estar localizado en el estudio, en un centro de reproducción o en el sitio del transmisor con el pleno control remoto para la administración y el suministro de datos.

Contactos:

E-Mail: cs-support@iis.fraunhofer.de

Sitio Web: www.iis.fraunhofer.de

Enlace Digital STL PLUS de Harris

El sistema STL Link proporciona un programa bi-direccional transportando audio combinado con otro tipo de trafico como datos, en este caso los datos corresponden a las características opcionales que el sistema DRM posee para beneficio del usuario.



Figura 4.8 Enlace Digital Harris

Datos Tecnicos:

RENDIMIENTO DE AUDIO (LINEAL)	
Modos de operacion	Monoral Dual Monoral Estereo
Rango Dinamico	Mas de 90 dB
Procesamiento de Retardo	Retardo total (Codificación y Decodificación) 3 ms operando a 15 kHz
ENTRADAS Y SALIDAS ANALOGAS (LINEALES)	
Velocidad de muestreo	32 kHz, 16 kHz
Codificación	16-bit lineales delta sigma con codificación 64x sobremuestreo
Respuesta de frecuencia	0.2 Hz a 15.6 kHz, +0.5/-3.0 dB 20 Hz a 15 kHz, ±0.5 dB

Impedancia de entrada	Balanceada 600 ohms o mayor de 10K ohms
Impedancia de salida	Balanceada, menos de 30 ohms
Conectores	XLR entrada Female y XLR salida Male.
ENTRADAS Y SALIDAS DIGITALES (LINEALES)	
Tasas de muestreo permitidas	32, 44.1 y 48 kHz
Codificación	16 bit lineales, sin compresión
Impedancia de entrada y salida	110 ohms \pm 20%
Conectores	XLR entrada Female y XLR salida Male
FÍSICO AMBIENTAL	
Requerimientos Energéticos	Estándar AC universal -48 VDC o +24 VDC opcional Hot-Standby redundante de suministro opcional
Consumo de potencia nominal	Menos de 25 Watts, cada Shelf
Temperatura	0° -50° C operación
Dimensiones	5.25" x 14.75" x 19"
Peso	12 lb
Cumplimiento de las normas	CE Aprobado FCC Part 15, FCC Part 68 UL 1950 Industria canadiense CS-03

Contactos:

www.harris.com

e-mail: sales@intraplex.com

Generador DRM

La función del generador DRM es convertir la señal digital producida por el servidor de contenidos, que posee de forma multiplexada el audio como también los servicios

adicionales, a la señal COFDM la cual posteriormente se modulara en amplitud en el transmisor con otra señal de mayor frecuencia.

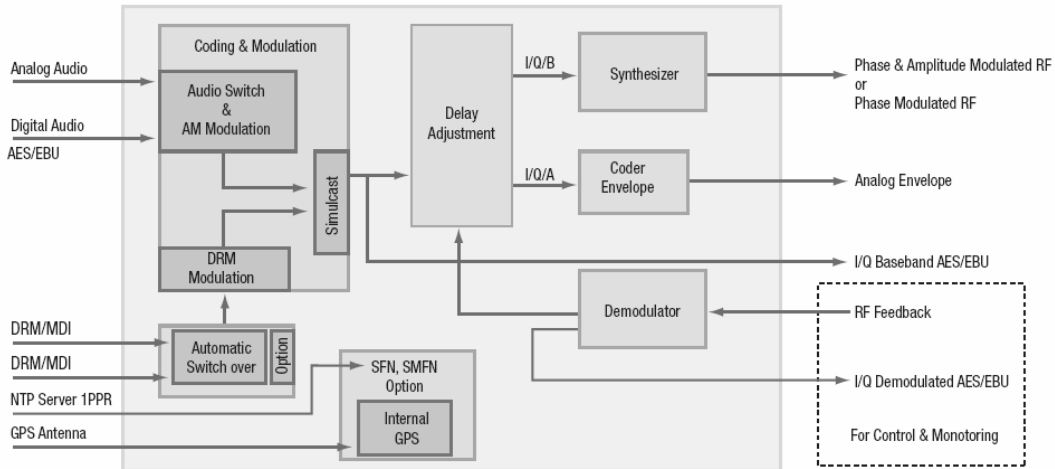


Figura 4.9 Diagrama de Bloques funcional

Como se muestra en la figura 4.9 el dispositivo posee una entrada para audio análogo y una para audio digital.

También posee entradas para todos los servicios adicionales DRM, conocidas como DRM/MDI*.

El sistema puede ser configurado vía Internet, lo que permite la manipulación desde cualquier lugar donde se tenga acceso al Internet.



Figura 4.10 Generador DRM marca Thomson

* MDI: Multiplex Distribution Interface

Potencia de la Señal DRM

Del diagrama espectral del sistema DRM se observa que para obtener la misma cobertura de un sistema analógico no se necesita mas que una potencia de -30 dB por debajo de la portadora analógica, esto significaría que para una portadora de 6 KW no se necesitaría mas que 1 W para la señal digital. Sin embargo, debido a la existencia de otras señales potentes que se propagan en el mismo espacio físico y a la interferencia industrial en la práctica se muestra que para el área de cobertura que actualmente se tiene es suficiente una potencia de 200 W esta cifra se obtiene de forma experimental* .

El generador DRM consume una potencia de 150 W. Esta potencia sumada con los 200 W que consume el transmisor, da como resultado un consumo energético promedio de 350 W. Este dato es muy significativo a tal grado que se estaría facturando un cobro energético aproximado entre los 60 y 70\$ que, comparados con los 700\$ que se pagan a la fecha resulta un ahorro considerable.

* Ver comunicado en: http://www.drm.org/pdfs/press_release_7.pdf

Estudios de RADIO DON BOSCO

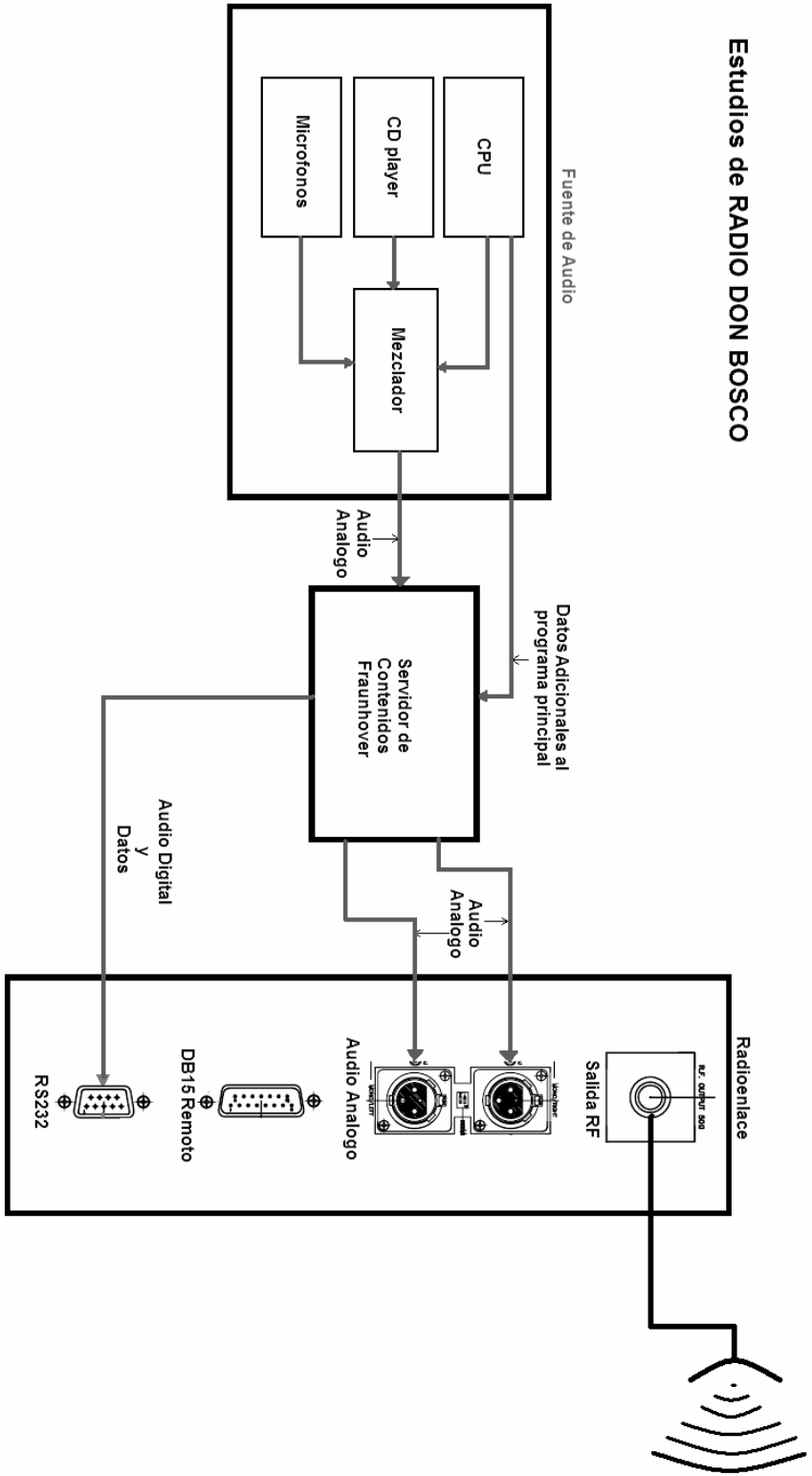


Figura 4.11 Diagrama de Bloques de los Estudios de RDB Digital

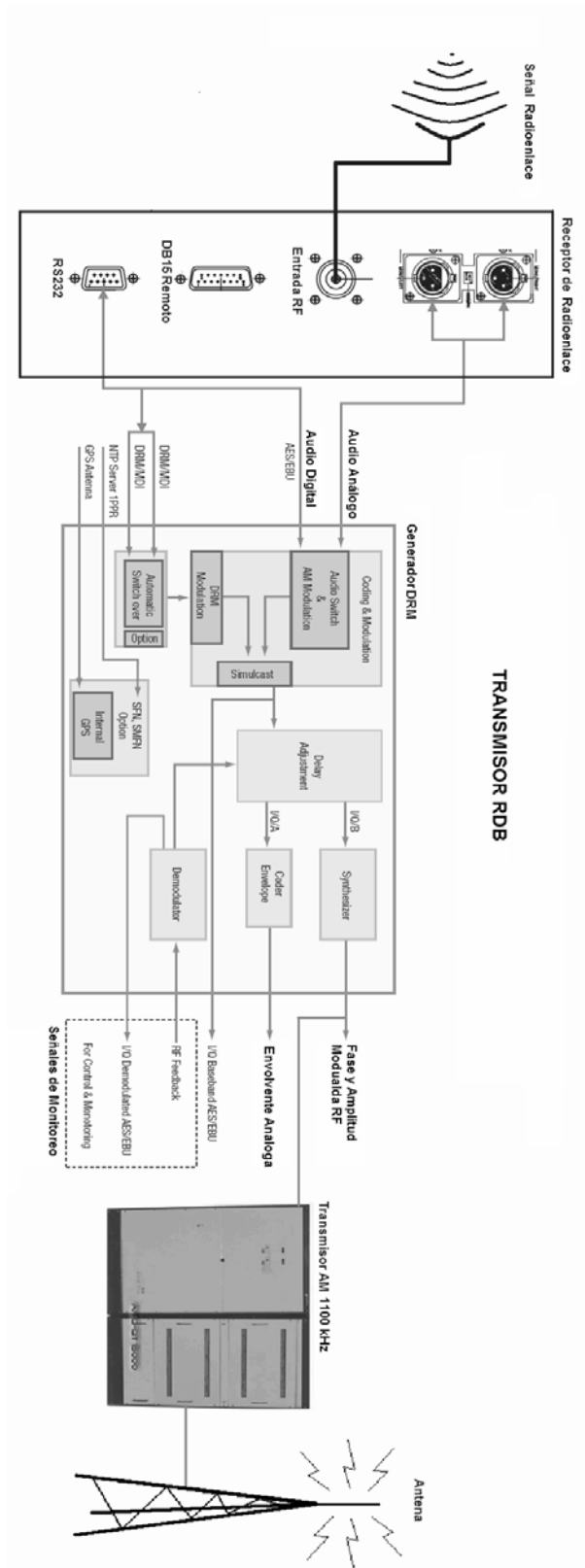


Figura 4.12 Transmisor Digitalizado Para RDB

4.3 COSTO DEL EQUIPO ADICIONAL

Tabla 4.3 Costos de los dispositivos indispensables para el sistema DRM

Dispositivos	Costo(\$)
Servidor de Contenidos	20000
Enlace Digital	6000
Generador de señales DRM	20000

4.4 POSIBLES USOS DEL SISTEMA DRM DENTRO DE RADIO DON BOSCO

El sistema posee la característica de multidifusión, es decir, gracias al multiplexaje, en un solo canal hay otros canales que corresponden a más de un programa perteneciente a la misma estación radial.

Como dato de estándar, el sistema DRM permite tres canales en el mismo dial, por ej. RDB ubicado a 1100 kHz tendría los canales A, B y C.

Un posible uso de la multidifusión es utilizar el canal A para uso exclusivo de RDB, el canal B para música ambiental en las instalaciones de la CDB y el transporte, y el canal C para usos varios.

4.5 ANÁLISIS COSTO-BENEFICIO PARA LA UNIVERSIDAD DON BOSCO, TIEMPO DE RECUPERACIÓN DE LA INVERSIÓN TOMANDO COMO PARÁMETRO EL CONSUMO ENERGÉTICO.

Este análisis del tiempo de recuperación de la inversión por simplicidad se toma como parámetro únicamente el ahorro en el consumo energético. Se asume que en el paso de los años las tarifas se mantendrían y si aumenta el periodo se hace mas corto.

Para Un análisis mas integral deberían tomarse en cuenta los efectos de la migración de la tecnología sobre la radio, como por ejemplo el aumento de la calidad de audio y servicios adicionales debería incidir en la cantidad de oyentes y este a su vez en la facturación de la radio. Mas sin embargo el análisis de este aspecto no está dentro de los alcances de este trabajo y mas bien debería ser tema de investigación del área de comunicaciones de la radio o la universidad.

En la siguiente tabla se muestran los costos de los dispositivos necesarios para la implementación del estándar DRM en RDB:

Dispositivos	Costo(\$)
Servidor de Contenidos	20000
Enlace Digital	6000
Generador de señales DRM	20000

Nota: Como ejemplo tomamos el año 2008 como punto de partida para la implementación del sistema.

Costo Total necesario para la implementación en el año 2008: \$46,000

En la figura 4.13 se observa el año y la inversión total necesaria para migrar al sistema DRM.

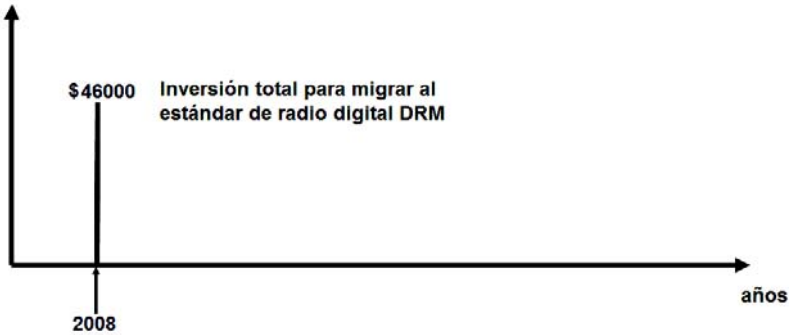


Figura 4.13 Inversión inicial para la implementación del estándar DRM en RDB

Con el estándar actual análogo, que genera un costo energético anual de \$8400 se calcula que en seis años se ha gastado mas de la inversión necesaria para adquirir los dispositivos del estándar DRM lo cual se muestra en la figura 4.14

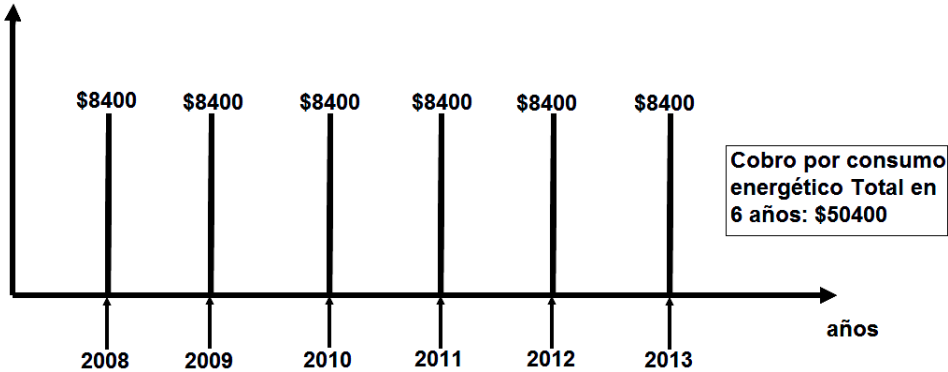


Figura 4.14 Costo total de consumo energético en 6 años utilizando el estándar análogo

Ahora bien, con el estándar DRM, el consumo anual se reduce a \$780*, generando un ahorro anual de \$7620. Esto indica que en seis años se recuperaría el 95% de la de la inversión total.

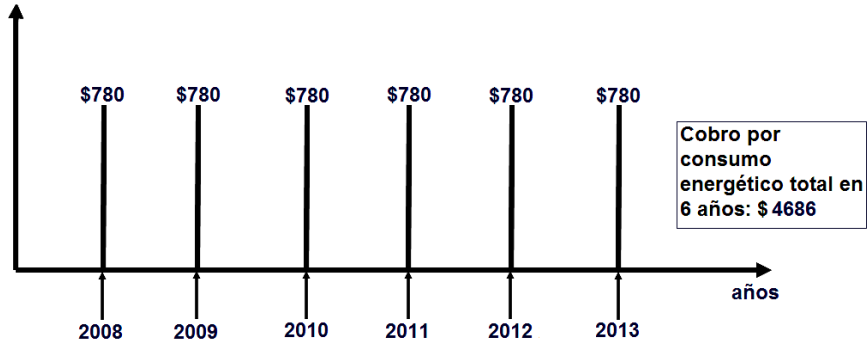


Figura 4.15 Costo total de consumo energético en 6 años utilizando el estándar Digital DRM

* Ver "Potencia de la señal DRM", Tema 4.2, Pág. 190

Conclusiones

Punto de partida

* En nuestro país la Ley de Telecomunicaciones en su artículo No 118 dice que "Con el objeto de evitar problemas de interferencia perjudicial y fomentar una mejor utilización del Espectro Radioeléctrico, atribuido al servicio de difusión de libre recepción en la radiodifusión sonora, la separación mínima entre canales adyacentes deberá ser de 30 KHz en Amplitud Modulada, AM, 525 - 1705 KHz", sin embargo estas regulaciones no se cumplen en todo su rigor según se muestra de un extracto del Cuadro Nacional de Distribución de Frecuencias proporcionado por la SIGET, en el anexo.

Se observan estaciones de radio funcionando a separaciones de apenas 10 KHz cuando la ley manda 30 KHz. Las características de las señales emitidas hacen que en la práctica esto sea posible a pesar de que se estipulen separaciones mayores.

Esto es una gran ventaja del DRM, ya que se adapta a la distribución actual de frecuencias en El Salvador, ya que dependiendo del modo de transmisión puede llegar a requerir en algunos casos apenas 9 KHz de ancho de banda. Usando este formato no sería necesario redistribuir las frecuencias asignadas.

* En la actualidad la mayoría de estaciones radiales en la banda AM no son competitivas en términos económicos. En la mayoría de los casos no son capaces de facturar ni siquiera para solventar sus costos de operación y subsisten no como empresa radial sino como una extensión de alguna otra organización que la mantiene, generalmente educativa o religiosa.

Esta situación se ha dado debido a causas que tienen carácter no solo técnico sino también económico y cultural. En el negocio de la radio lo que genera más ingresos es el entretenimiento y estadísticamente es demostrable que la gente escucha más los programas de entretenimiento. Para esta clase de programas es imprescindible una buena calidad de audio en los receptores, estereo, sin distorsiones y homogéneo a lo largo de toda su área de cobertura. Estas son justamente las características que

no posee el AM analógico y las características que le puede dar un sistema digital, obviamente sin implicar esto que las radios deban dirigir su programación hacia el entretenimiento para mejorar su rating.

Los modelos de transición y regulación

Aunque pareciera que lo único importante es el estándar o patrón tecnológico a adoptar como norma, existen otros aspectos a considerar que se desarrollan y concretan en función de otras decisiones, tales como la adopción del marco regulatorio y el modelo y las políticas públicas adoptadas de transición desde lo analógico a lo digital, y su relación con los aspectos industriales y comerciales.

No es sencillo ubicar en el tiempo el momento en que deba darse el “Apagón Analógico”, debido a que antes se debe llegar a un consenso entre las entidades involucradas.

Pueden hacerse muchas especulaciones al respecto, que dependan talvez del mayor o menor grado de entusiasmo respecto al tema, sin embargo la toma de una decisión tan controversial debe por lo menos incluir los aspectos que a continuación se proponen. En la figura 1.5 se muestra segmentados en periodos de tiempo los eventos necesarios de desarrollarse antes del traspaso total de un sistema a otro.

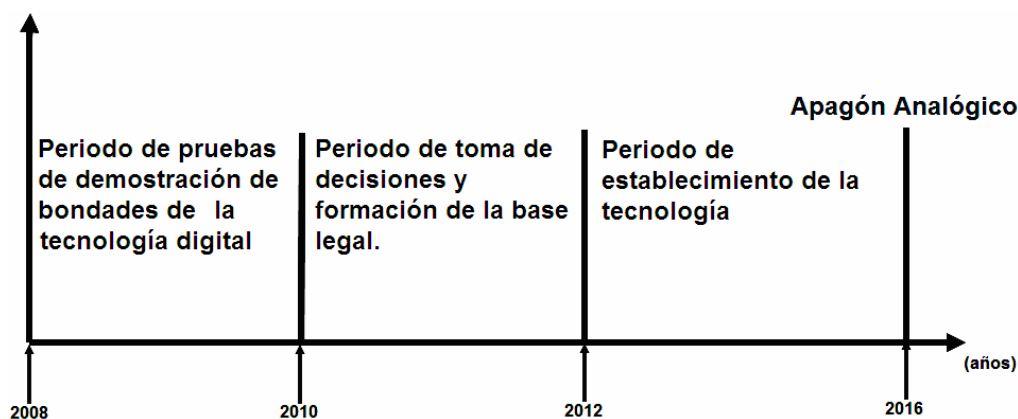


Figura 4.16 Eventos necesarios de desarrollarse antes del traspaso total de un sistema a otro.

Periodo de pruebas de demostración de bondades de la tecnología digital

- Elección de los modos de transmisión que presentan un uso más efectivo del espectro, y la reutilización de la infraestructura y la permanencia de cada radiodifusor en su frecuencia asignada.
- Conocer los posibles problemas técnicos que la implementación de la tecnología pueda presentar y definir sus formas de solución.
- Comparación del consumo energético.
- Mediciones de campo a efectos de determinar potencias a utilizar para las áreas de cobertura asignada.
- Mediciones de parámetros de sistemas radiantes necesarios.
- Obtención de parámetros de calidad de la señal de audio obtenida en los receptores digitales.
- Obtención de un panorama de costos de la tecnología con distintas marcas y proveedores de equipos de transmisión.

Periodo de toma de decisiones y formación de la base legal.

a. Parámetros para la toma de decisiones:

- Análisis de objetivos que tendrá para nuestro país la digitalización. En la actualidad se considera que para los radiodifusores ya instalados, el objetivo principal es mejorar el modelo de negocios de los medios de comunicación y para los empresarios vinculados a la producción de tecnología, vender más equipos transmisores y receptores, así como facilitar la convergencia entre diversos estándares. Para la sociedad interesa también preguntarse si la adopción de una

nueva tecnología permitirá una más amplia democratización de las comunicaciones, con más pluralidad y diversidad de informaciones, voces y opiniones o consolidará los procesos de conglomeración actuales, es decir, saber si un posible ahorro de espacio en el espectro servirá para la aparición de nuevas instituciones radiales, talvez con carácter distinto a los actuales, o estos nuevos espacios seguirán perteneciendo a los mismos operadores.

- Otro punto a analizar será la permanencia o no de los operadores actuales en su misma frecuencia, ya que la migración de frecuencia implica la introducción de un nuevo producto o de un nuevo "nombre" al mercado, con sus costos asociados.
 - Es sabido también que en la elección de un nuevo estándar, sobre todo si en esta elección intervienen amplios sectores de la sociedad, priman no solamente los factores puramente técnicos, si no quizás, sobretodo económicos y hasta las relaciones internacionales con los países que impulsan un determinado estándar. Desde este punto de vista el demostrar que un formato es técnicamente más viable no siempre significará que este sea el formato escogido.
 - La selección del uso de un estándar en la banda AM requiere de un consenso de todos los sectores involucrados y dependerá entonces de un amplio análisis de estas y otras cuestiones.
- b. Formación de la base legal
- Se requerirá un reglamento que exija un uso eficiente del espectro radioeléctrico, elaborado por el ente regulador, en este caso SIGET. En este periodo se formará el marco regulatorio y las políticas públicas para la transición al nuevo formato, teniendo como insumo los aspectos industriales y comerciales.

Periodo de establecimiento de la tecnología

- Conocer los fabricantes de transmisores y receptores del estándar recomendado para el país.
- Análisis de costos tanto de equipo de transmisión como el de recepción.
- Finalmente, implementación de la tecnología.

BIBLIOGRAFIA

- 1. iBiquity Digital Corporation.** IBOC AM Transmisión Specification. iBiquity, 2001.
- 2. Lathi, B. P.** Modern digital and analog communication system. New York: Oxford University Press. 1998.
- 3. Luis del Amo.** La onda media digital sistema IBOC AM. Reportaje, 2006.
- 4. David P. Maxson.** The IBOC handbook. Elsevier, 2007.
- 5. Sigfredo Pagel.** La radiodifusión en las bandas sub 30 Mhz, el sistema DRM. Universidad de Vigo, 2006.
- 6. Video Medios.** Introducción sistemas DRM. Telefunken, 2005.
- 7. John Watkinson.** El arte del audio digital. IORTV, 2002.
- 8. Siemens.** Telecomunicación digital. Marcombo Bolxareu Editores, 1988.
- 9. Wayne Tomasi.** Sistemas de comunicaciones electrónicas. Prentice Hall, 2003.
- 10. Tomás Perales Benito.** Radio y Televisión Digitales. Limusa, 2006.
- 11. Thomas/ Finney.** Calculus and analytic geometry. Addison Wesley, 1988.
- 12. Halliday/ Resnick/ Krane.** Física. CECSA, 1996.

- 13. Herrera.** Comunicaciones II comunicación digital y ruido. Limusa, 2005.

- 14. Steven A. Johnson.** The structure and generation of robust waveforms for AM in band on channel digital broadcasting. iBiquity Digital Corporation, 2007.

- 15. Jose Manuel Huidobro.** Tecnologías avanzadas de telecomunicaciones. Thomson, 2003.

GLOSARIO

ALIASING

En todo sonido complejo, como el que produce un instrumento de cuerda, las frecuencias que se generan pueden ir más allá de los 20.000 Hz en forma de armónicos que, aunque no nos son audibles, están presentes. Cuando se digitaliza un sonido que contiene frecuencias superiores a las que puede codificar, según Nyquist, se produce el fenómeno del aliasing, que convierte esas frecuencias no cuantizables en otras que sí lo son, pero que no están presentes en el sonido original, lo que introduce unos artefactos indeseables.

La imagen más clara para entender el aliasing es recordar lo que ocurre cuando vemos la rueda de un carro en un película del oeste; aunque el carro va hacia delante vemos la rueda girar en sentido inverso. No hay concordancia entre el periodo de rotación de la rueda y la frecuencia de "muestreo" del cine (24 imágenes por segundo). Para evitar este problema hay que añadir un filtro paso-bajo que corte por encima de la frecuencia que se corresponda con la mitad de la frecuencia de muestreo. Este filtro es conocido como filtro anti-aliasing. Como un filtro paso-bajo teórico con una pendiente infinita no existe y, además, generan problemas de desplazamiento de fase en las frecuencias cercanas al corte (igualmente indeseables), se estandarizó que la frecuencia de muestreo fuese de 44.100 Hz para poder usar unos filtros con una pendiente menos acusada desde los 22.050 Hz.

AM: Cuando la amplitud de la portadora es variada proporcionalmente a la información de la fuente.

Canal: Banda específica de frecuencias distribuidas, para un servicio en particular o transmisión.

¡Importante!: un canal estándar de banda de frecuencia para voz ocupa un ancho de banda de 3 kHz y se utiliza para la transmisión de señales de voz de calidad. Un canal de RF se refiere a una banda de frecuencias usadas para propagar señales de

radiofrecuencia, tal como un canal sencillo y comercial de emisión FM que ocupa, aproximadamente, una banda de frecuencias de 200kHz dentro de la banda total de 88 a 108 MHz asignada para la transmisión comercial de FM.

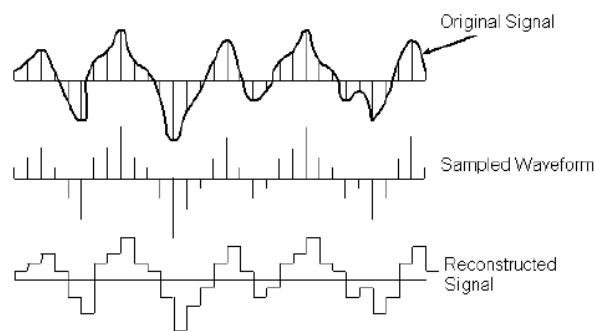
Comunicaciones Electrónicas: Es la transmisión, recepción y procesamiento de información usando circuitos electrónicos.

¡Importante! Toda la información debe convertirse a energía electromagnética, antes de que pueda propagarse por un sistema de comunicaciones electrónicas.

La energía electromagnética puede propagarse en varios modos: como un voltaje o una corriente a través de un cable metálico, como ondas de radio emitidas por el espacio libre o como ondas de luz por una fibra óptica.

Conversión de Análogo a Digital

El procedimiento consiste en tomar muestras de una señal análoga para producir una serie de números que es la representación digital de la misma señal. La frecuencia del muestreo debe ser por lo menos dos veces la frecuencia más alta, presente en la señal, para evitar la generación de alias.



Demodulación: Proceso de convertir los cambios en la portadora analógica a la información original de la fuente.

Desmulticanalización: Proceso de separar la información.

El Transmisor: Convierte la información original de la fuente a una forma mas adecuada para la transmisión.

Espectro de frecuencias electromagnéticas: Indica las muchas clases diferentes de radiación electromagnética, clasificadas de acuerdo con su frecuencia o longitud de onda en una escala de pequeña a grande. Muestra las localizaciones aproximadas de varios servicios dentro de la banda (abarca una amplia gama de diferentes clases de radiaciones provenientes de una variedad de fuentes). Ciertas regiones del espectro están asignadas por la ley para usos comerciales u otros, tales como la transmisión por TV, AM o FM.

FM: Cuando la frecuencia de la portadora varia proporcionalmente a la información de la fuente.

¡Importante! Razones importantes del porque es necesaria la modulación en un sistema de comunicaciones electrónicas: La primera es el hecho de que es extremada difícil radiar señales a frecuencias bajas por la atmósfera de la tierra en forma de energía electromagnética. Segundo, las señales de información frecuentemente ocupan la misma banda de frecuencia y, si son transmitidas en su forma original, interferirán. Un ejemplo de esto es la banda radiodifusora de FM comercial. Todas las estaciones FM emiten información de voz y música que ocupa la banda de frecuencias de audio de 0 a 15 kHz.

Cada estación traslada su información a una banda de frecuencia diferente (canal), para que sus transmisiones no interfieran con las transmisiones de las demás.

Información Original: Puede ser en forma analógica, tal como la voz humana, información sobre una imagen de video, o música, o en forma digital, tales como números codificados en binario, códigos alfanuméricos, símbolos gráficos, códigos operacionales del microprocesador o información de base de datos.

Esta información puede originarse de una variedad de fuentes diferentes y ser de forma analógica o digital.

¡Importante!: Cuando se transmite información a partir de muchas fuentes sobre un medio de transmisión común, la información debe combinarse en una señal de información compuesta sencilla.

Longitud de onda: es la longitud que un ciclo de una onda electromagnética ocupa en el espacio (es decir, la distancia entre los puntos semejantes en una onda repetida).

Medio de transmisión: Proporciona un medio de conexión entre el transmisor y el receptor (tal como un conductor metálico una fibra óptica o espacio libre).

Modulación: Proceso de variar o cambiar alguna propiedad de una portadora analógica de acuerdo con la información original de la fuente.

Modulación de amplitud: proceso de cambiar la amplitud de una portadora de frecuencia relativamente alta de acuerdo con la amplitud de la señal modulante (información). Es una forma de modulación relativamente barata y de baja calidad de modulación que se utiliza en la radiodifusión de señales de audio y video.

La banda de Radiodifusión comercial AM abarca desde 535 a 1605 kHz.

Modulador AM: Aparato no lineal con dos señales de entrada de información: una señal portadora de amplitud constante y de frecuencia sencilla, y la señal de información.

Modular: Variar, cambiar o regular.

Multicanalización: Proceso de combinar la información en una señal de información compuesta.

Ondas de radio: tienen longitudes de onda mayores de 1 m. se producen a partir de fuentes terrestres mediante electrones que oscilan en conductores de circuitos eléctricos. Mediante una elección cuidadosa de la geometría de estos circuitos, como en una antena, podemos controlar la distribución en el espacio de la radiación emitida (si la antena actúa como transmisor) o sensibilidad del detector (si la antena actúa como receptor).

Portadora: Señal de frecuencia relativamente alta, sobre la cual se actúa (modulada).

¡Importante!: En esencia, la información de la fuente se transporta a través del sistema sobre la portadora.

Radiaciones electromagnéticas: Difieren en gran manera en cuanto a sus propiedades, sus medios de producción, y las maneras en que las observamos, comparten otras características en común: todas pueden describirse en términos de campos eléctricos y magnéticos, y todas viajan a través del vacío con la misma velocidad (la velocidad de la luz). De hecho, desde el punto de vista fundamental, difieren sólo en la longitud de onda o en la frecuencia.

Radio Digital: Las señales de modulación y demodulación son pulsos digitales, en lugar de formas de ondas analógicas. El radio digital utiliza portadoras analógicas, al igual que los sistemas convencionales.

Radio frecuencias (RF): frecuencias que son lo suficientemente altas para radiarse de manera eficiente por una antena y propagarse por el espacio libre.

Receptor: Convierte la información recibida a su forma original y la transfiere a su destino.

Redundancia: la redundancia implica la transmisión de un carácter dos veces. Si no se recibe el mismo carácter dos veces seguidas, se ha presentado un error de transmisión. Se puede usar el mismo concepto para los mensajes. Si no se recibe la misma sucesión de caracteres dos veces seguidas, exactamente en el mismo orden, ha sucedido un error de transmisión.

Señal de modulación: Es la información de la fuente de frecuencia relativamente baja.

Sistema de comunicación analógico: Es un sistema en el cual la energía electromagnética se transmite y recibe en forma analógica (una señal variando continuamente tal como una onda senoidal). Los sistemas de radios comerciales emiten señales analógicas.

Sistema de comunicación digital: Sistema en el cual la energía electromagnética se transmite y recibe en forma digital (niveles discretos tal como +5V y tierra). Los sistemas binarios utilizan señales digitales que solo tienen dos niveles discretos (bi significa dos).

Sistema de comunicaciones electrónicas: Su propósito es comunicar información entre dos o más ubicaciones (generalmente llamadas estaciones). Consiste de tres secciones primarias, un transmisor, un medio de transmisión y un receptor.

Técnicas de modulación digital: transmisión (modulación) por desplazamiento de frecuencia (FSK), transmisión (modulación) por desplazamiento de fase (PSK), y modulación de amplitud en cuadratura (QAM).

Frecuentemente la información de la fuente original esta en una forma que no es adecuada para la transmisión y debe convertirse en una forma más adecuada antes de la transmisión.

Por algunas razones no es práctico propagar energía electromagnética de baja frecuencia por la atmósfera de la tierra. Por lo tanto, con las comunicaciones de radio, es necesario superponer una señal de inteligencia de frecuencia relativamente baja a una señal de frecuencia relativamente alta para la transmisión.

TEOREMA DE NYQUIST: Ya sabemos que nuestro sistema digital convierte el sonido analógico (continuo) en una representación discreta de él (discontinua) basada en la toma de muestras. Pero ¿cuántas muestras tomar? ¿A qué resolución? El teorema de Nyquist nos dice que para poder muestrear una señal analógica la frecuencia de muestreo tiene que ser, al menos, el doble que la frecuencia máxima que contiene el sonido que se quiere reproducir.

Atendiendo al margen audible de los humanos, que va desde los 20 Hz a los 20 kHz, es necesario, como mínimo, que la frecuencia de muestreo fuese de 40.000 muestras por segundo. Por otro lado, cada bit de una muestra añade 6 dB de margen dinámico, por lo que con 8 bits obtendríamos 48 dB, con 16 bits 96 dB y con 24 bits 144 dB. Como el margen dinámico útil (sin llegar al umbral de dolor) es de unos 110 dB y el de los sistemas analógicos de cinta de unos 72 dB, pareció en principio que cuantizar a 16 bits era una buena solución. Además, hay que tener en cuenta que a mayor número de bits por palabra y mayor resolución, aumenta considerablemente el espacio requerido para almacenar la información. Y ese espacio cuesta dinero.

Todos estos datos teóricos son, sin embargo, menores en la realidad, debido a fenómenos físicos que se producen en el proceso de digitalización y de los que no nos avisó el señor Nyquist.

ANEXOS

Anexo 1: Carta de la SIGET para extender la Certificación Extractada



EN EL REGISTRO DE ELECTRICIDAD Y TELECOMUNICACIONES, adscrito a la SIGET, San Salvador, a las quince horas y veinticuatro minutos del día seis de noviembre de dos mil siete.

Vista la solicitud presentada el día 5 de noviembre del año dos mil siete, firmada por el señor Kilmer A. Funes Rosa, en su carácter personal, relativa a que se extienda certificación extractada del Cuadro de Distribución de Frecuencias de las Bandas de Frecuencias: VHF (174-240Mhz), Banda L (1452-1492Mhz), Banda AM(530-1700Khz), y teniendo en cuenta que dicha solicitud reúne los requisitos de Ley, extiéndase la Certificación solicitada, previo pago de los derechos que menciona el Art. 25 de la Ley de Creación de la SIGET.



The image shows the official seal of the Superintendencia General de Electricidad y Telecomunicaciones (SIGET) of El Salvador. The seal is circular and contains the text "REPUBLICA DE EL SALVADOR EN LA AMERICA CENTRAL" at the top, "SUPERINTENDENCIA GENERAL DE ELECTRICIDAD Y TELECOMUNICACIONES" around the perimeter, and "SIGET" at the bottom. In the center of the seal is the national coat of arms. Overlaid on the seal is a handwritten signature in black ink. Below the signature, the name "Rebeca Amaya de Pimentel" and the title "Registradora" are printed in a black sans-serif font.

Sexta Décima Calle Poniente y 37 Av. Sur, N° 2001, Col. Flor Blanca, San Salvador, El Salvador, C.A.
PBX: (503) 2257-4438 ó 225 SIGET Fax: (503) 2257-4499 www.siget.gob.sv

Anexo 2: Certificación Extractada del Cuadro de Distribución de Frecuencias Central y Nacional de la Banda AM 530-1700 Khz (por SIGET)

TX	0.54000	0.00000	YSHV	0.0300	5000.000	0.000	CENTRAL	MISION CRISTIANA ELIM	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	0.57000	0.00000	YSXP	0.0300	10000.000	0.000	NACIONAL	JOSE TOBIAS ALBERTO GUARDADO	NACIONAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	0.60000	0.00000	YSNK	0.0300	5000.000	0.000	CENTRAL	RADIO EXITOS, S.A.	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	0.63000	0.00000	YSLN	0.0300	5000.000	0.000	CENTRAL	YSLN, LA MONUMENTAL, S.A. DE C.V.	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	0.66000	0.00000	YS	0.0300	10000.000	0.000	NACIONAL	AAAAAAAAA	NACIONAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	0.70000	0.00000	YSJW	0.0300	5000.000	0.000	NACIONAL	CHAMAGUA MORATAYA, S.A. DE C.V.	NACIONAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	0.72000	0.00000	YSRA	0.0300	1000.000	0.000	NACIONAL	CIRCUITO Y.S.R., S.A.	NACIONAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	0.77000	0.00000	YSKL	0.0300	5000.000	0.000	NACIONAL	RADIOCADENA YSKL, S.A. DE C.V.	NACIONAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	0.80000	0.00000	YSAX	0.0300	10000.000	0.000	CENTRAL	IGLESIA CATOLICA APOSTOLICA Y ROMANA EN EL SALVADOR (ARZOBISPADO DE S.S.)	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	0.81000	0.00000	YSFA	0.0300	1000.000	0.000	CENTRAL	MANUEL GONZALEZ RIVAS/MARIA DEL TRANSITO LOZA GOMEZ	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	0.84000	0.00000	YSFB	0.0300	10000.000	0.000	NACIONAL	MARIA ORBELINA PIMENTEL DE SALAZAR	NACIONAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	0.87000	0.00000	YSAR	0.0300	10000.000	0.000	CENTRAL	JOSE TOBIAS ALBERTO GUARDADO	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	0.90000	0.00000	YSQJ	0.0300	1000.000	0.000	CENTRAL	GRUPO CASTILLO MAYNES, S.A. DE C.V.	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	0.93000	0.00000	YSTG	0.0300	1000.000	0.000	NACIONAL	RADIODIFUSORAS ASOCIADAS, S.A. DE C.V.	NACIONAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	0.97000	0.00000	YSMS	0.0300	5000.000	0.000	CENTRAL	INSTITUTO TECNOLOGICO DE COMERCIO Y ADMINISTRACION DE EMPRESAS - ITCAE	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	0.99000	0.00000	YSAT	0.0300	1000.000	0.000	CENTRAL	ELIZABETH TRABANINO SUAREZ	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.02000	0.00000	YSCA	0.0300	5000.000	0.000	CENTRAL	IGLESIA PENTECOSTAL "DIOS ES AMOR"	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.05000	0.00000	YSQR	0.0300	1000.000	0.000	CENTRAL	YSU RADIO CADENA, S.A. DE C.V.	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.08000	0.00000	YSIM	0.0300	3000.000	0.000	CENTRAL	IGLESIA MINISTERIO EVANGELISTICO CRISTO REFUGIO EN LA TEMPESTAD	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA

TX	1.10000	0.00000	YSAF	0.0300	5000.000	0.000	CENTRAL	UNIVERSIDAD DON BOSCO	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.12000	0.00000	YSLR	0.0300	1000.000	0.000	CENTRAL	YSLR, LA ROMANTICA, S.A.	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.14000	0.00000	YST	0.0300	10000.000	0.000	CENTRAL	ALBERTINA MARIA SUAREZ DE TEAGUE	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.16000	0.00000	YSCL	0.0300	1000.000	0.000	CENTRAL	COMUNICACIONES DIVERSAS, S.A. DE C.V.	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.18000	0.00000	YSVE	0.0300	10000.000	0.000	CENTRAL	CORPORACION LA VOZ EVANGELICA DE AMERICA	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.20000	0.00000	YSMM	0.0300	5000.000	0.000	CENTRAL	MAURICIO REGINO NAVAS	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.23000	0.00000	YSNB	0.0300	5000.000	0.000	CENTRAL	JOSE TOBIAS ALBERTO GUARDADO	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.26000	0.00000	YSAA	0.0300	5000.000	0.000	CENTRAL	IGLESIA DE DIOS	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.28000	0.00000	YSMQ	0.0300	1000.000	0.000	CENTRAL	JOSE OSCAR BARAHONA CASTILLO	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.29000	0.00000	YSMA	0.0300	2000.000	0.000	CENTRAL	RADIO CHALATENANGO, S.A. DE C.V.	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.30000	0.00000	YSLV	0.0300	5000.000	0.000	CENTRAL	JOSE RODOLFO CASTELLANOS	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.33000	0.00000	YSHQ	0.0300	1000.000	0.000	CENTRAL	INMER DANIEL QUINTANILLA SANCHEZ	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.36000	0.00000	YSFM	0.0300	3000.000	0.000	CENTRAL	FRANCIS ADALBERTO MELARA LOPEZ	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.39000	0.00000	YSJS	0.0300	1000.000	0.000	CENTRAL	JOSE ROBERTO RUBIO CERNA	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.47000	0.00000	YSIC	0.0300	1000.000	0.000	CENTRAL	MISION CRISTIANA MARANATHA-ELIM DE EL SALVADOR	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.55000	0.00000	YSCZ	0.0300	5000.000	0.000	CENTRAL	MINISTERIO DE LA DEFENSA NACIONAL	CENTRAL	RADIODIFUSION SONORA
TX	1.60000	0.00000	YSFL	0.0300	1000.000	0.000	NACIONAL	GRUPO VISION, S.A. DE C.V.	NACIONAL	RADIODIFUSION SONORA

En el Registro de Electricidad y Telecomunicaciones, adscrito a la SIGET.

