



Universidad de San Carlos de Guatemala
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica

CONSIDERACIONES PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE UNA RADIODIFUSORA DIGITAL EN GUATEMALA

Carlos Alberto Hernández Pineda

Asesorado por la Inga. Ingrid Rodríguez de Loukota

Guatemala, junio de 2013

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA



FACULTAD DE INGENIERÍA

**CONSIDERACIONES PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE UNA
RADIODIFUSORA DIGITAL EN GUATEMALA**

TRABAJO DE GRADUACIÓN

PRESENTADO A LA JUNTA DIRECTIVA DE LA
FACULTAD DE INGENIERÍA

POR

CARLOS ALBERTO HERNÁNDEZ PINEDA

ASESORADO POR LA INGA. INGRID RODRÍGUEZ DE LOUKOTA

AL CONFERÍRSELE EL TÍTULO DE

INGENIERO ELECTRÓNICO

GUATEMALA, JUNIO DE 2013

UNIVERSIDAD DE SAN CARLOS DE GUATEMALA
FACULTAD DE INGENIERÍA



NÓMINA DE JUNTA DIRECTIVA

DECANO	Ing. Murphy Olympto Paiz Recinos
VOCAL I	Ing. Alfredo Enrique Beber Aceituno
VOCAL II	Ing. Pedro Antonio Aguilar Polanco
VOCAL III	Inga. Elvia Miriam Ruballos Samayoa
VOCAL IV	Br. Walter Rafael Véliz Muñoz
VOCAL V	Br. Sergio Alejandro Donis Soto
SECRETARIO	Ing. Hugo Humberto Rivera Pérez

TRIBUNAL QUE PRACTICÓ EL EXAMEN GENERAL PRIVADO

DECANO	Ing. Murphy Olympto Paiz Recinos
EXAMINADOR	Ing. Armando Alonso Rivera Carrillo
EXAMINADOR	Ing. Julio Rolando Barrios Archila
EXAMINADOR	Ing. Carlos Eduardo Guzmán Salazar
SECRETARIA	Inga. Marcia Ivónne Véliz Vargas

HONORABLE TRIBUNAL EXAMINADOR

En cumplimiento con los preceptos que establece la ley de la Universidad de San Carlos de Guatemala, presento a su consideración mi trabajo de graduación titulado:

CONSIDERACIONES PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE UNA RADIODIFUSORA DIGITAL EN GUATEMALA

Tema que me fuera asignado por la Dirección de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, con fecha noviembre de 2010.



Carlos Alberto Hernández Pineda

Guatemala 21 de febrero del 2013

Ingeniero
Carlos Eduardo Guzmán Salazar
Coordinador del Área de Electrónica
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica
Facultad de Ingeniería, USAC.

Estimado Ingeniero Guzmán.

Me permito dar aprobación al trabajo de graduación titulado: "**CONSIDERACIONES PARA LA IMPLEMENTACION DE UNA RADIODIFUSORA DIGITAL EN GUATEMALA**", del señor **Carlos Alberto Hernández Pineda**, por considerar que cumple con los requisitos establecidos.

Por tanto, el autor de este trabajo de graduación y, yo, como su asesora, nos hacemos responsables por el contenido y conclusiones del mismo.

Sin otro particular, me es grato saludarle

Atentamente,



Inga. Ingrid Rodríguez de Loukota
Colegiada 5,356
Asesora

Ingrid Rodríguez de Loukota

Ingeniera en Electrónica

Colegiado 5356



Ref. EIME 14. 2013.
Guatemala, 25 de FEBRERO 2013.

Señor Director

Ing. Guillermo Antonio Puente Romero
Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica
Facultad de Ingeniería, USAC.

Señor Director:

**Me permito dar aprobación al trabajo de Graduación titulado:
“CONSIDERACIONES PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE UNA
RADIODIFUSORA DIGITAL EN GUATEMALA” del estudiante
Carlos Alberto Hernández Pineda, que cumple con los requisitos
establecidos para tal fin.**

Sin otro particular, aprovecho la oportunidad para saludarle.

Atentamente,
ID Y ENSEÑAD A TODOS

Ing. Carlos Eduardo Guzmán Salazar
Coordinador Área Electrónica



S/O



REF. EIME 15. 2013.

3

El Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, después de conocer el dictamen del Asesor, con el Visto Bueno del Coordinador de Área, al trabajo de Graduación del estudiante; CARLOS ALBERTO HERNÁNDEZ PINEDA titulado: “CONSIDERACIONES PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE UNA RADIODIFUSORA DIGITAL EN GUATEMALA” procede a la autorización del mismo.


Ing. Guillermo Antonio Puente Romero



GUATEMALA, 11 DE ABRIL 2013.



El Decano de la Facultad de Ingeniería de la Universidad de San Carlos de Guatemala, luego de conocer la aprobación por parte del Director de la Escuela de Ingeniería Mecánica Eléctrica, al trabajo de graduación titulado: **CONSIDERACIONES PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE UNA RADIODIFUSORA DIGITAL EN GUATEMALA**, presentado por el estudiante universitario **Carlos Alberto Hernández Pineda**, autoriza la impresión del mismo.

IMPRÍMASE.

Ing. Murphy Olympo Paiz Recinos
Decano



Guatemala, junio de 2013

/cc

ACTO QUE DEDICO A:

Mis padres

Rolando Hernández y Sandra de Hernández. Hoy soy ingeniero electrónico y lo debo a las fuerzas de su juventud dedicadas a mí, lo debo al desgaste de sus ojos, lo debo a la forma tan especial en que me han encomendado a Dios; que esto sea una mínima recompensa de sus sacrificios.

Mis hermanos

Hugo Rolando y Mario Fernando. Por su amor y apoyo incondicional desde el inicio de mi carrera hasta el culmen de ella.

AGRADECIMIENTOS A:

- Dios** Por la vida, por el amor y el fortalecimiento en los momentos de angustia y tribulación; porque ahí estuviste siempre dándome sabiduría durante toda mi carrera.
- Mis padres** Rolando Hernández y Sandra de Hernández. Por el apoyo incondicional y su gran amor que recibí desde siempre y la confianza de creer en mí para llegar a cumplir un sueño que ellos empezaron un día, dándome la oportunidad de estudio.
- Mis hermanos** Hugo Rolando y Mario Fernando Hernández Pineda, por su cariño y aprecio, por su comprensión y apoyo en todo momento.
- Mario Pineda Granados** Por sus sabios consejos y apoyo incondicional.
- Mi abuelita María Muñoz** Por sus oraciones, porque han sido de fortalecimiento en mi vida.

**La Universidad de San
Carlos de Guatemala**

Por ser la casa de estudio donde se inició mi
formación profesional.

**Mis amigos de la
facultad**

Por su apoyo incondicional.

2.1.5.	Relación entre modulación de fase y de frecuencia	25
2.1.6.	Espectro de una señal FM: modulación sinusoidal	26
2.1.7.	Ancho de banda de una señal FM modulada sinusoidalmente	28
2.1.8.	Multiplicación de frecuencias aplicadas a señales FM	31
2.1.9.	Demoduladores de FM	33
2.2.	Modulación digital	35
2.2.1.	Modulación QPSK	36
2.2.1.1.	Transmisor QPSK	36
2.2.1.2.	Receptor QPSK.....	40
2.3.	Modulación OFDM	42
3.	SISTEMA DE RADIODIFUSIÓN ANÁLOGA.....	45
3.1.	Radiodifusión en AM y FM	45
3.1.1.	Radiodifusión de FM estereofónica	46
3.1.1.1.	Compresores de sonido	47
3.1.1.2.	Transmisión de señal	48
3.1.1.3.	Operación de recepción	50
3.1.1.4.	Intercalación	51
3.1.1.5.	Efecto de la portadora piloto.....	52
3.2.	Ventajas de la radiodifusión FM sobre la AM comercial.....	53
4.	ESTÁNDAR DE CODIFICACIÓN DE AUDIO	55
4.1.	Audio MPEG	55
4.1.1.	MPEG-1.....	56
4.1.2.	MPEG-2.....	58

4.2.	Proceso de codificación.....	58
5.	SISTEMA DE RADIODIFUSIÓN DE AUDIO DIGITAL (DAB)	61
5.1.	DAB beneficios de Eureka 147	61
5.2.	Características principales.....	62
5.3.	Conceptos básicos del sistema DAB.....	63
5.3.1.	Sistemas de transmisión DAB	64
5.3.1.1.	Modulación multiportadora.....	64
5.3.1.2.	Estructura de trama DAB	66
5.3.1.3.	Canal de codificación.....	69
5.4.	Codificación de datos	70
5.5.	Multiplexación DAB	72
5.5.1.	MPEG-1 audio <i>layer</i> II	72
5.5.2.	Modo independiente	72
5.5.3.	Canal principal de servicios (MSC).....	74
5.5.4.	Mecanismo de transporte	75
5.5.4.1.	Modo <i>stream</i>	76
5.5.4.2.	Programa de datos asociados (PAD) ..	77
5.5.4.3.	Modo paquete.....	78
5.6.	Servicios de audio y aplicaciones.....	80
5.6.1.	Aplicaciones avanzadas de audio MPEG-2.....	80
5.6.1.1.	Codificación de audio multicanal	81
5.7.	Generación de la señal DAB	84
5.8.	Recepción de la señal DAB	85
5.9.	Relación con otros sistemas de radiodifusión digital	86
5.9.1.	Sistema IBOC.....	86
5.9.2.	Sistema ISD.....	87

CONCLUSIONES.....89
RECOMENDACIONES91
BIBLIOGRAFÍA.....93
ANEXOS.....95

ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

FIGURAS

1.	Amplitud espectral.....	2
2.	Amplitud espectral exponencial $ V_n $	4
3.	Amplitud espectral exponencial C_n	4
4.	Potencia espectral	5
5.	Suma $S(f)$ de la potencia normalizada	6
6.	Señal portadora.....	10
7.	Señal banda base	10
8.	Señal modulada	11
9.	Demodulador AM	12
10.	Señal demodulada	13
11.	Portadora modulada $m < 1$	15
12.	Portadora modulada $m > 1$	15
13.	Componentes espectrales de amplitud	17
14.	Densidad espectral de la señal y portadora modulada.....	17
15.	Modulador balanceado.....	19
16.	Multiplexado en la frecuencia.....	21
17.	Señal modulada en frecuencia.....	24
18.	Modulador de frecuencia y fase	25
19.	Espectro de la señal FM modulada con varios valores B	31
20.	Multiplicador de frecuencia.....	33
21.	Limitador.....	34
22.	Demodulador FM balanceado	35
23.	Transmisor QPSK	37

24.	Representación fasorial QPSK	40
25.	Receptor QPSK	41
26.	Transmisor OFDM	43
27.	Transmisor FM estereofónico	49
28.	Receptor FM estereofónico.....	51
29.	Enmascaramiento psicoacústico.....	56
30.	Implementación FFT de OFDM.....	66
31.	Estructura de la trama de transmisión	67
32.	Generación de multiplexado DAB	73
33.	Generación tramas de intercalación comunes (CIF).....	74
34.	Configuración de multiplexación	75
35.	Transmisión de multiplexación modo paquete	80
36.	Trama multicanal audio MPG-2	83
37.	Generación de la señal DAB.....	84
38.	Recepción de la señal DAB	85

TABLAS

I.	Transformadas de funciones básicas	8
II.	Funciones de valores de Bessel $J_n(B)$ para varios valores n y B	29
III.	Parámetros de 4 modos de transmisión DAB.	67

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Significado
dB	Decibels
dBm	Decibeles en relación de un mili vatio
Kbps	Kilo bit por segundo
Khz	Kilohercio
kW	Kilovatios
Mbps	Mega bit por segundo
ms	Milisegundos
mW	Milivatios
CUS	Servicio de Unidad de capacidad
CIF	Trama entrelazado común
W	Vatios

GLOSARIO

Ancho de banda	Es la longitud, medida en hercios (Hz), del rango de frecuencias en que se concentra la mayor parte de la potencia de la señal.
Bit	Es la unidad mínima de información empleada en informática en cualquier dispositivo digital, o en la teoría de la información. Con él se pueden representar dos valores cualesquiera, como verdadero o falso, abierto o cerrado, blanco o negro, norte o sur, masculino o femenino, rojo o azul, etc. Basta con asignar uno de esos valores al estado de “apagado” (0), y el otro de “encendido” (1).
Dibit	Utilización de 2 bit.
Espectro	Serie de frecuencias que resultan de la dispersión de un fenómeno formado por ondas.
Frecuencia	Es una magnitud que mide el número de repeticiones por unidad de tiempo de cualquier fenómeno o suceso periódico.

Modulación	Conjunto de técnicas que se usan para transportar información sobre una onda portadora, típicamente una onda sinusoidal. Estas técnicas permiten un mejor aprovechamiento del canal de comunicación, lo que posibilita transmitir más información en forma simultánea, además de mejorar la resistencia contra posibles ruidos e interferencias.
MPEG	Es el nombre de un grupo de estándares de codificación de audio y video (<i>Moving Pictures Experts Group</i>).
Multiplexación	Es la combinación de dos o más canales de información en un solo medio de transmisión, usando un dispositivo llamado multiplexor.
Sinusoidal	Es la curva que representa gráficamente la función seno y también a dicha función en sí.

RESUMEN

Todo tipo de señal perteneciente a un sistema convencional de radio, debe ser combinada por alguna otra señal de mayor frecuencia y potencia para su confiable transmisión, para eso se realiza un análisis espectral de la señal a través de herramientas matemáticas.

Tanto las series de Fourier como su transformada muestran la distribución espectral de las frecuencias a través de una onda periódica. Es importante conocer matemáticamente cómo se distribuye el espectro de la señal para tener una mejor visualización del comportamiento de la señal, ya que los demás capítulos tratan principalmente sobre la distribución de la señal espectral a través de la modulación.

En el presente trabajo de graduación se consideran los diferentes sistemas de modulación, los sistemas de radiodifusión análoga y digital, así como el estándar de codificación de audio.

En los sistemas de radiodifusión análoga se encuentra la FM donde la transmisión de la señal se inscribe en el marco de VHF del espectro radioeléctrico entre las bandas 87.5 MHz a 108 MHz, que son asignadas a la estación por la Superintendencia de Comunicaciones, SIT.

Se presentan las ventajas de la señal análoga frente a la señal digital, siendo claramente significativo se obtendrán con la señal digital, donde se ofrece variedad de servicios y aplicaciones que son de mucha conveniencia, tanto para los emisores de radio como para los usuarios.

OBJETIVOS

General

Presentar las consideraciones y especificaciones que deben tenerse en cuenta al momento de implementar una radiodifusora digital.

Específicos

1. Proporcionar herramientas matemáticas para el análisis espectral.
2. Definir los conceptos de los diferentes sistemas de modulación análogos y digitales.
3. Proponer que este trabajo de graduación sirva como referencia para la implementación de una radio digital terrestre.
4. Describir las normas que se necesitan para la transmisión de radiofrecuencias que exige la Superintendencia de Telecomunicaciones (SIT) en Guatemala.

INTRODUCCIÓN

La transmisión digital da uso más eficiente del espectro radiofónico, al reducir a una sola frecuencia la cobertura nacional por cadena.

En la actualidad, en Guatemala, las radiodifusoras todavía transmiten con señales analógicas, que se conocen como AM y FM; estas pueden sufrir alteraciones en el transcurso de su ruta hasta el receptor. Sin embargo, en la radiodifusión digital tienen la capacidad de eludir estas interferencias.

La necesidad de digitalizar la señal es para aprovechar mejor el espectro y el ancho de banda y consumir menos energía en la transmisión. La clave de la radio digital radica en el modo de transmitir la señal, al ser comprimida en el espacio; donde antes cabía una sola frecuencia, ahora puede ofrecerse hasta un total de seis.

Las ventajas de una nueva radio ya digitalizada es dar mayor calidad de sonido, un mejor uso de las ondas radiofónicas (lo que implica la posibilidad de añadir más servicios y programas), y la desaparición de las interferencias en la transmisión; estas son algunas de las mejores técnicas incluidas por la radio digital.

Las radiodifusoras, para lograr la transición a la radio digital, deben instalar equipos nuevos. Estos usarán señales analógicas y digitales en un mismo canal de AM o FM, lo que conlleva que retransmitirá en dos formatos una misma programación.

La radio digital es la transmisión y recepción de sonido, que han sido procesadas, utilizando para ello la tecnología en los reproductores de CD; es decir cuando la información sonora se traduce al lenguaje binario de unos y ceros.

1. ANÁLISIS ESPECTRALES Y HERRAMIENTAS MATEMÁTICAS

1.1. Series de Fourier

Una función periódica en el tiempo $v(t)$, que tiene un periodo fundamental T_0 , se puede representar como una suma infinita de una onda sinusoidal. A esta suma se le llama series de Fourier; se pueden escribir de varias formas, una de estas es la siguiente:

$$v(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos \frac{2\pi n t}{T_0} + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin \frac{2\pi n t}{T_0}$$

La constante A_0 es un valor promedio de $V(t)$ dado por:

$$A_0 = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} v(t) dt$$

Mientras que los coeficientes A_n y B_n están dados por:

$$A_n = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} v(t) \cos \frac{2\pi n t}{T_0} dt$$
$$B_n = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} v(t) \sin \frac{2\pi n t}{T_0} dt$$

Una forma alternativa para las series de Fourier es:

$$x(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T_0} - \phi_n\right)$$

Donde C_0 ; C_n y ϕ_n están relacionados con A_0 , A_n , B_n por la ecuación:

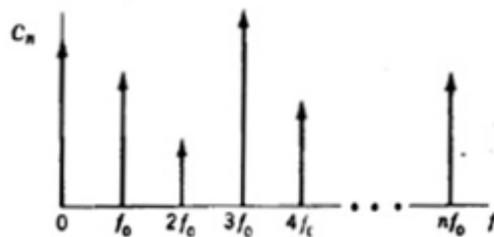
$$C_0 = A_0$$

$$C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$$

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{B_n}{A_n}$$

Las series de Fourier de una función periódica consisten en una sumatoria de armónicas de una frecuencia fundamental $f_0 = 1/T_0$. Los coeficientes C_n son llamados amplitudes espectrales; es decir C_n es la amplitud de la componente espectral $C_n \cos(2\pi n f_0 t - \phi_n)$ en frecuencia $n f_0$.

Figura 1. **Amplitud espectral**



Fuente: TAUB, Herbert; SHILLING. Donald. Principles of communication system. p.3.

1.2. Forma exponencial de las series de Fourier

La forma exponencial de las series de Fourier se encuentra una amplia aplicación en la teoría de la comunicación. Esta forma se da por:

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_n e^{j2\pi n t / T_0}$$

Donde V_n está dada por:

$$V_n = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} v(t) e^{-j2\pi n t / T_0} dt$$

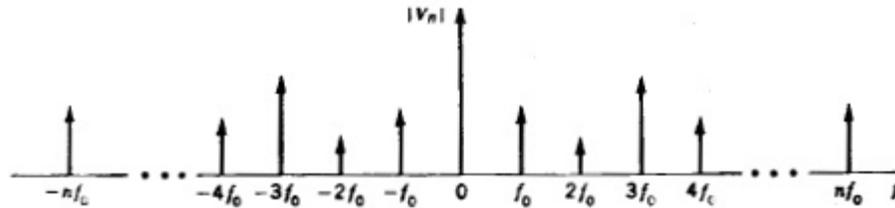
El coeficiente V_n tiene la propiedad de que V_n y V_{-n} son complejos conjugados el uno del otro, que es $V_n = V_{-n}^*$; estos coeficientes están relacionados con la C_n de la siguiente manera:

$$V_0 = C_0$$
$$V_n = \frac{C_n}{2} e^{-j\phi_n}$$

Las V_n 's son las amplitudes espectrales de una componente espectral:

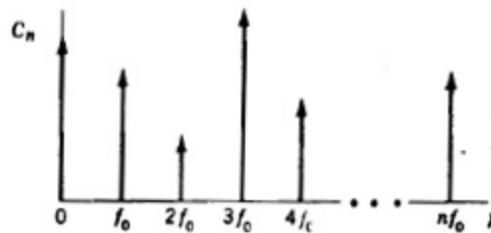
$$V_n e^{j2\pi n f_0 t}$$

Figura 2. **Amplitud espectral exponencial $|V_n|$**



Fuente: TAUB, Herbert; SHILLING, Donald. Principles of communication system. p.3.

Figura 3. **Amplitud espectral exponencial C_n**



Fuente: TAUB, Herbert; SHILLING, Donald. Principles of communication system. p.3.

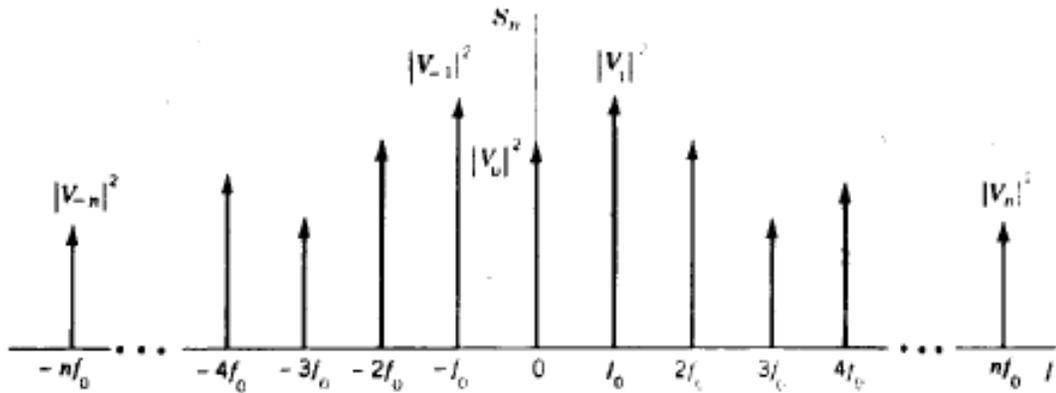
La amplitud espectral de la V_n 's se muestra en la figura 2, que corresponde a las amplitudes espectrales C_n 's, como se muestra en la figura 3; de otra manera, cada línea espectral en la figura 3, en la frecuencia f , es remplazada por 2 líneas espectrales, cada una de media amplitud, una a una frecuencia f y la otra a la frecuencia $-f$.

La amplitud espectral de la figura 3 es llamada *single side spectrum* (espectro de un solo lado) mientras que el espectro de la figura 2 es llamado *two side spectrum* (espectro de dos lados).

1.3. Densidad espectral de potencia

En matemáticas y en física, la densidad espectral de potencia de una señal es una función que informa cómo está distribuida la potencia o la energía de dicha señal, sobre las distintas frecuencias de las que está formado, es decir su espectro.

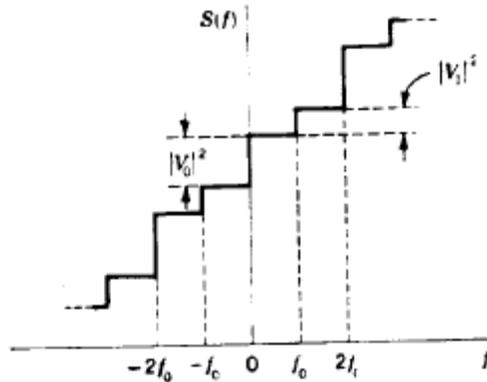
Figura 4. Potencia espectral



Fuente: TAUB, Herbert; SHILLING, Donald. Principles of communication system. p.13.

Suponiendo que en la figura 4, donde S_n es dada por cada componente espectral, empezando en $f = -\infty$ y luego, avanzando en la dirección de frecuencias positivas, sumando las potencias normalizadas, aportadas por cada línea espectral de potencia a la frecuencia f , esta suma es $S(f)$, una función de frecuencia.

Figura 5. **Suma S(f) de la potencia normalizada**



Fuente: TAUB, Herbert; SHILLING, Donald. Principles of communication system. p.14.

$S(f)$ suele tener la apariencia como se muestra en la figura 5; esto no cambia en la frecuencia, pasa de una línea espectral a otra, pero salta abruptamente como la potencia normalizada añadida en cada línea espectral. La cantidad del diferencial $dS(f)/df$ es llamada densidad espectral de potencia $G(f)$, por tanto:

$$G(f) \equiv \frac{dS(f)}{df}$$

La potencia en el rango df en f es $G(f) df$. La potencia en el rango de frecuencia positiva de f_1 a f_2 es:

$$S(f_1 \leq f \leq f_2) = \int_{f_1}^{f_2} G(f) df$$

La potencia en los rangos de frecuencia negativa $-f_2$ a $-f_1$ es:

$$S(-f_2 \leq f \leq -f_1) = \int_{-f_2}^{-f_1} G(f) df$$

Las cantidades de las ecuaciones anteriores no tienen significado físico; sin embargo, la potencia total en el rango de frecuencia real de f_1 a f_2 tiene un significado físico, y esta potencia $S(f_1 < |f| < f_2)$ está dada por:

$$S(f_1 \leq |f| \leq f_2) = \int_{-f_2}^{-f_1} G(f) df + \int_{f_1}^{f_2} G(f) df$$

$$G(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |V_n|^2 \delta(f - nf_0)$$

1.4. Transformada de Fourier

La transformada de Fourier es básicamente el espectro de frecuencias de una onda periódica que puede ser expresada como una suma de componentes espectrales. Estas componentes tienen amplitudes finitas y están separadas por intervalos de frecuencia finitas $F_0=1/T_0$.

Las amplitudes espectrales finitas V_n son análogas a las amplitudes espectrales infinitesimales $V(f)df$. La cantidad $V(f)$ es llamada densidad espectral de amplitud o de manera más general la transformada de Fourier.

La transformada de Fourier está dada por:

$$V(f) = \int_{-\infty}^{\infty} v(t)e^{-j2\pi ft} dt$$

Tabla I. Transformadas de funciones básicas

Función	Transformada
$\delta(t)$	1
$u(t)$ (Función unitaria de Heaviside)	$1/2(\delta(f) + 1/(i\pi f))$
$\sin(w_0 t)$	$\frac{\pi}{i}[\delta(w - w_0) - \delta(w + w_0)]$
$\cos(w_0 t)$	$\pi[\delta(w - w_0) + \delta(w + w_0)]$
1	$2\pi\delta(f) = \delta(w)$
$e^{-at}u(t), \text{Re}(a) > 0$	$\frac{1}{a + iw}$
$e^{-a t },$	$\frac{2a}{a^2 + w^2}$
$te^{-at}u(t), \text{Re}(a) > 0$	$\frac{1}{(a + iw)^2}$
$\begin{cases} \cos w_0 x & x \leq A \\ 0 & x > A \end{cases}$	$\frac{\sin A(w - w_0)}{2\pi(w - w_0)} + \frac{\sin A(w + w_0)}{2\pi(w + w_0)}$
$x(t) = \begin{cases} 1, & \text{si } t < T_1 \\ 0, & \text{si } t > T_1 \end{cases}$	$\text{sinc}\left(\frac{wT_1}{\pi}\right) = 2\frac{\sin(wT_1)}{w}$
$x(t) = \text{tri}\left(\frac{t}{2T_1}\right) = \begin{cases} 1 - \frac{ t }{T_1}, & \text{si } t < T_1 \\ 0, & \text{si } t > T_1 \end{cases}$	$\text{sinc}^2\left(\frac{wT_1}{\pi}\right)$
$x(t) = e^{-x^2/a^2}, \text{Im}(a) = 0$	$a\sqrt{\pi}e^{-a^2w^2/4}$

Fuente: HAYKIN, Simon. Sistemas de comunicación, apéndice 6, Tabla A6.3. p. 764.

2. SISTEMA DE MODULACIÓN

2.1. Modulación análoga

La modulación análoga es una señal de una onda continua que contiene información a través de un canal de comunicación que separa el transmisor del receptor. Las señales que llevan información también se conocen como señales de banda base. El término banda base se utiliza para designar la banda de frecuencias que representa la señal original como la entrega de la fuente de información.

El uso apropiado del canal de comunicación requiere un traslado de las frecuencias de banda base a otros intervalos de frecuencia adecuados para la transmisión; un traslado de frecuencias en una señal se logra utilizando modulación, la cual se define como el proceso de mediante el que alguna característica de la portadora se varía, de acuerdo con una onda (señal) moduladora. Una forma común de portadora es una onda senoidal en cuyo caso se refiere a un proceso de de modulación análoga o de onda continua.

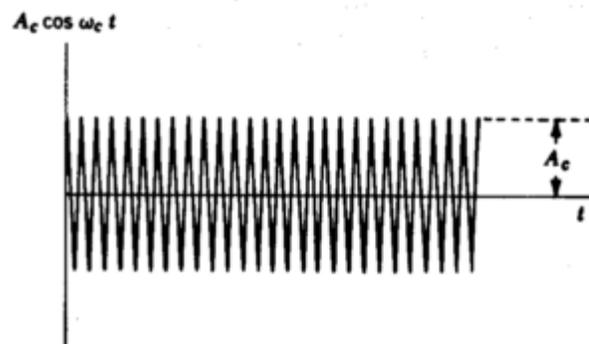
2.1.1. Amplitud modulada AM

De una señal trasladada en frecuencia, la banda base es fácilmente recuperable sumando el producto de la misma con la frecuencia portadora. En la figura 6, se muestra la señal portadora con amplitud A_c y en la figura 7 puede usarse la señal de banda base.

La señal trasladada (figura 8) está dada por:

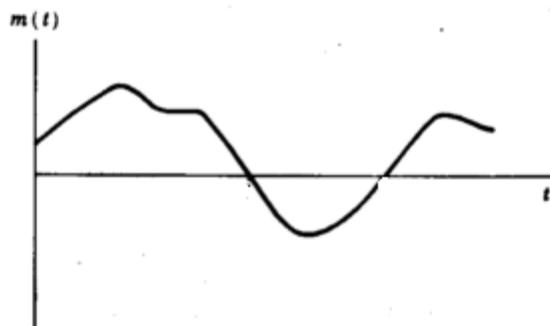
$$v(t) = A_c[1 + m(t)] \cos \omega_c t$$

Figura 6. **Señal portadora**



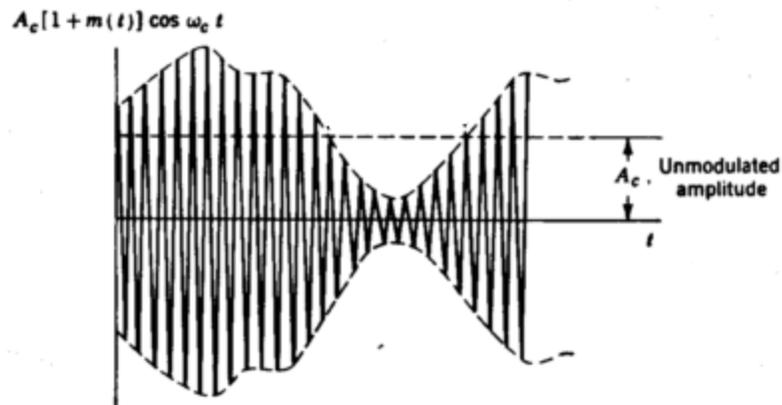
Fuente: HAYKIN, Simon. Sistemas de comunicación. p. 89.

Figura 7. **Señal banda base**



Fuente: HAYKIN, Simon. Sistemas de comunicación. p. 89.

Figura 8. **Señal modulada**



Fuente: TAUB, Herbert; SHILLING, Donald. Principles of communication system. p. 121.

Se observa que de la ecuación $V(t)$, la forma de onda corresponde al momento en que la portadora $A_c \cos(\omega_c t)$ está siendo modulada en amplitud. El proceso mediante el cual se genera tal forma de onda recibe el nombre de amplitud modulada y el sistema de comunicación que emplea este método de traslación de frecuencia se denomina sistema de comunicación de amplitud modulada, o simplemente AM. La designación de portadora para la señal auxiliar $A_c \cos(\omega_c t)$, parece especialmente apropiada en el presente contexto, ya que esta señal ahora "porta" (o "carga con") la señal de banda base como su envolvente.

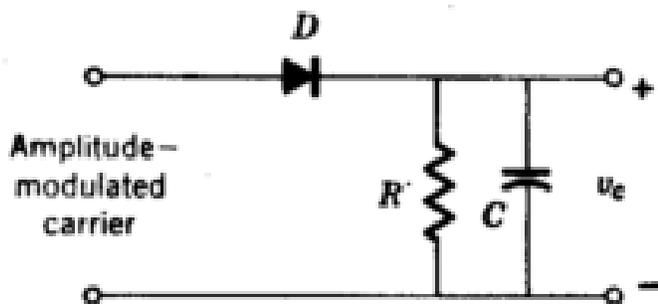
El gran mérito de la señal portadora modulada en amplitud, estriba en la facilidad con la que puede recuperarse la señal de banda base.

La recuperación de la señal de banda base, un proceso que es referido como la demodulación o la detección, se logra mediante un circuito sencillo de la figura 9, que consiste de un diodo D y de una combinación RC, resistencia y condensador.

Si se supone que la entrada es de amplitud fija y que la resistencia R no está presente. En este caso, el condensador C se carga hasta alcanzar el voltaje pico positivo de la portadora. El condensador mantiene este voltaje y el diodo no volverá a conducir. Si se incrementa la amplitud de la portadora de entrada, el diodo conducirá de nuevo y el condensador se cargará hasta el nuevo y más alto valor del pico positivo de la portadora.

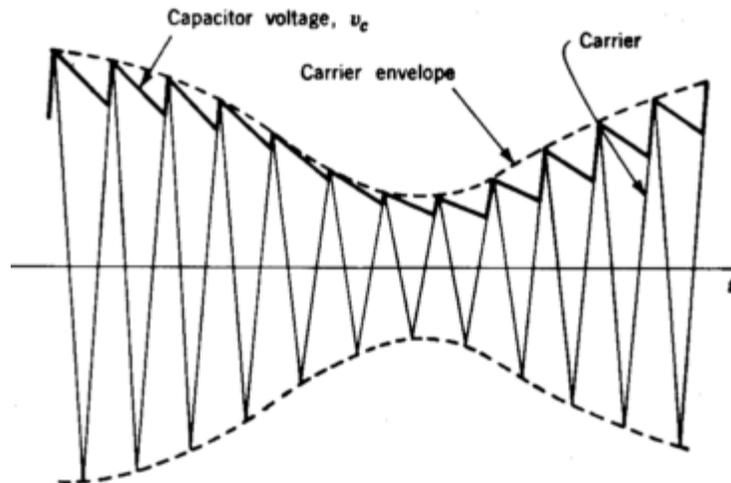
Con el objeto de permitir que el voltaje del condensador pueda seguir los valores psicopositivos de la portadora, cuando la amplitud de la misma está decreciendo, es necesario incluir la resistencia R , de manera que el condensador pueda descargarse. En este caso, el voltaje V_c del condensador tiene la forma que se muestra en la figura 10. El condensador se carga al valor pico de cada ciclo de la portadora y se descarga ligeramente entre ciclos. La constante de tiempo RC se selecciona de manera que el cambio en V_c entre ciclos equipara el decremento en la amplitud de la portadora entre ciclos.

Figura 9. **Demodulador AM**



Fuente: TAUB, Herbert; SHILLING, Donald. Principles of communication system. p.122.

Figura 10. **Señal demodulada**



Fuente: TAUB, Herbert; SHILLING, Donald. Principles of communication system. p.122.

Se observa que el voltaje V_c sigue a la envolvente de la portadora, excepto que V_c también tiene, superpuesta, una forma de onda de diente de sierra a la frecuencia de la portadora.

En la figura 10, la discrepancia entre V_c y la envolvente está grandemente exagerada. En la práctica, la situación normal es una en la que el intervalo de tiempo entre ciclos de la portadora es extremadamente pequeño, en comparación con el tiempo requerido para que la envolvente experimente un cambio apreciable. Luego, V_c sigue a la envolvente de una manera mucho más cercana de lo que sugiere la figura 10. Más aún, ya que la frecuencia de la portadora es usualmente mucho más alta que la frecuencia más alta en la señal moduladora, la distorsión de la forma de onda en diente de sierra puede ser fácilmente removida por un filtro.

2.1.1.1. Máxima modulación permisible

Se permite la conveniencia de demodular por medio del uso del circuito de diodo de la figura 9; se debe limitar la modulación de la portadora de tal caso que pueda verse; en la figura 11, se muestra a una portadora modulada por una señal sinusoidal. Es notorio que la envolvente de la portadora tiene forma de la señal moduladora. La señal moduladora es sinusoidal:

$$m(t) = m \cos \omega_m t.$$

Donde m es una constante de la ecuación (AM) y se convierte en:

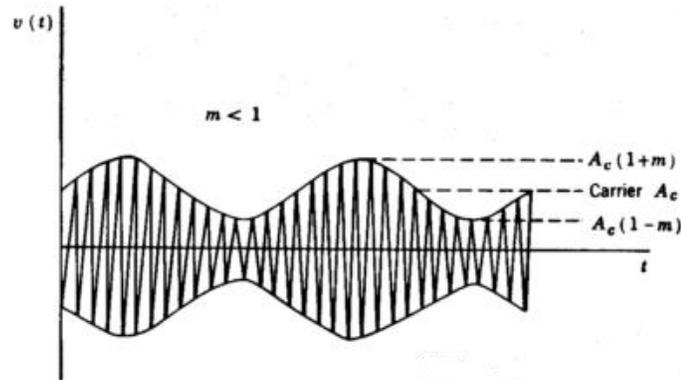
$$v(t) = A_c(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t$$

En la figura 12 se ha presentado la situación que resulta cuando se ajusta a $m > 1$. Puede notarse que el demodulador de diodo que produce en su salida la envolvente positiva (una envolvente negativa polariza al diodo en inversa) no reproducirá correctamente la señal sinusoidal moduladora. En este último caso, con $m > 1$, se podría recuperar a la señal moduladora, pero no empleando el demodulador de diodo. El proceso de recuperación de la señal requeriría un esquema de demodulación coherente tal como el utilizado en el caso de una señal suministrada por un multiplicador.

Se hace entonces necesario reducir las excursiones de la señal moduladora en el sentido de amplitudes decrecientes de la portadora, hasta el punto donde su amplitud queda reducida justamente a cero. No existe tal tipo de restricción cuando la señal moduladora tiende a incrementar la amplitud de la portadora. Con modulación sinusoidal, se requiere que $|m| < 1$.

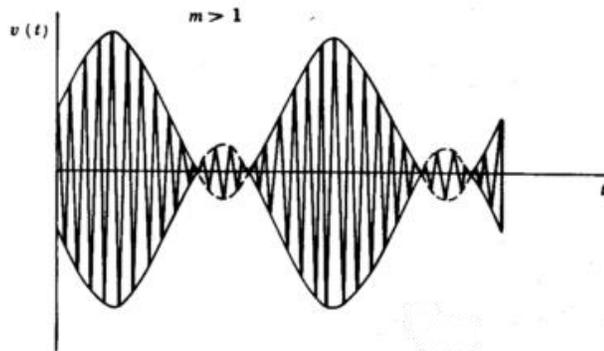
De manera más general, es necesario que el valor más negativo que pueda tener $m(t)$ sea -1 .

Figura 11. **Portadora modulada $m < 1$**



Fuente: TAUB, Herbert; SHILLING Donald. Principles of communication system. p.123.

Figura 12. **Portadora modulada $m > 1$**



Fuente: TAUB, Herbert; SHILLING, Donald. Principles of communication system. p.123.

La medida en la que una portadora ha sido modulada en amplitud, se expresa en términos del porcentaje de modulación. A_c , $A_c(\max)$ y $A_c(\min)$ sean, respectivamente, la amplitud de la portadora sinusoidal sin modular y los niveles altos y más bajos que presenta la envolvente de la portadora modulada.

Entonces, si la modulación es simétrica, el porcentaje de modulación se define como P dado por:

$$\frac{P}{100\%} = \frac{A_c(\max) - A_c}{A_c} = \frac{A_c - A_c(\min)}{A_c} = \frac{A_c(\max) - A_c(\min)}{2A_c}$$

En el caso de modulación sinusoidal, dado por:

$$v(t) = A_c(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t$$

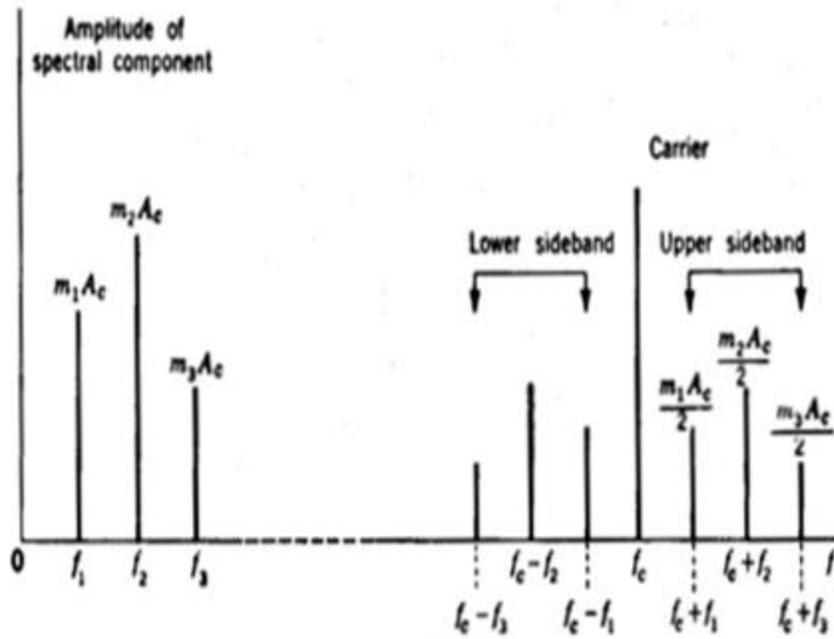
Y mostrando en la figura 11, $P = m \times 100\%$

2.1.1.2. Espectro de una señal modulada en amplitud

Este espectro es similar al de una señal que resulta de una multiplicación (entre moduladora y portadora) excepto que, por supuesto, en el primer caso hay una portadora presente en la frecuencia f_c . Si $m(t)$ es la superposición de tres componentes sinusoidales, $m(t) = m_1 \cos \omega_1 t + m_2 \cos \omega_2 t + m_3 \cos \omega_3 t$, entonces el espectro (unilateral) de esta señal de banda base es como el mostrado a la izquierda de la figura 13. El espectro de la portadora modulada se muestra a la derecha. Las líneas espectrales en la suma $f_c + f_1$, $f_c + f_2$, $f_c + f_3$, constituyen las frecuencias de la banda lateral superior. Las líneas espectrales en la diferencia de frecuencias constituyen la banda lateral inferior

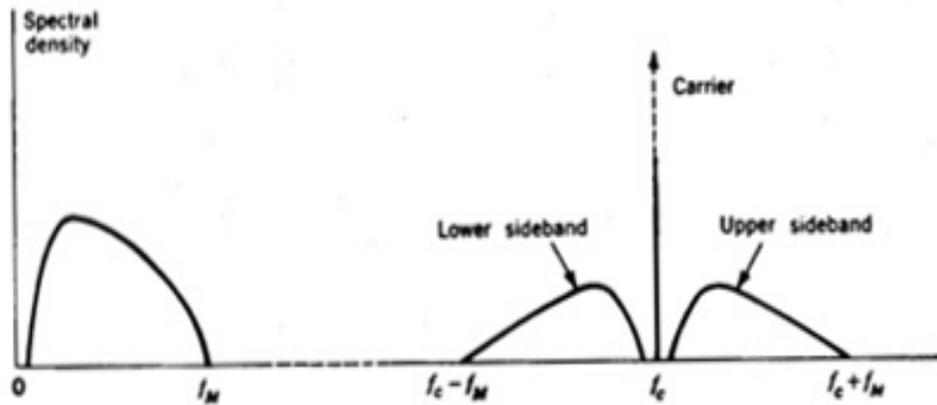
El espectro de la señal de banda base y la portadora modulada se muestran en la figura 14, para el caso de una señal no periódica limitada en frecuencias de energía finita.

Figura 13. Componentes espectrales de amplitud



Fuente: TAUB, Herbert; SHILLING, Donald. Principles of communication system. p.127.

Figura 14. Densidad espectral de la señal y portadora modulada



Fuente: TAUB, Herbert; SHILLING, Donald. Principles of communication system. p.127.

2.1.1.3. Moduladores y moduladores balanceados

Se ha descrito un multiplicador como un dispositivo que produce como salida, una señal que es el producto de dos señales de entrada. De hecho, no existe en el presente ningún dispositivo físico sencillo que produzca únicamente el producto deseado. Por el contrario, todos estos dispositivos producen, como mínimo, no solo el producto sino las señales de entrada mismas. Suponiendo entonces que tal dispositivo tiene por entradas una portadora $\cos \omega_c t$ y una señal moduladora $m(t)$, la salida del dispositivo contendrá el producto $m(t) \cos \omega_c t$ y también las señales $m(t)$ y $\cos \omega_c t$.

Comúnmente, la señal de banda base estará limitada en frecuencia a un rango mucho menor que f_c . Por ejemplo, si la señal de banda base se extiende de 0 a 1000 Hz, mientras $f_c = 1$ Mhz, en este caso, la portadora y sus bandas laterales se extienden de 999 000 a 1 001,00 Hz y la señal de banda base es fácilmente removida con un filtro.

El resultado neto es que los dispositivos disponibles para la multiplicación producen portadoras de salida, así como también las señales correspondientes a las bandas laterales superiores e inferiores. La salida es, por tanto, una señal modulada en amplitud.

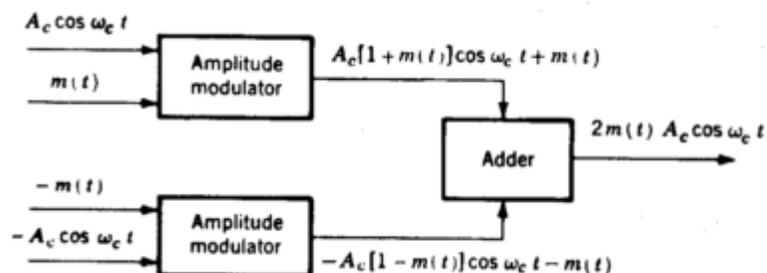
Si se desea únicamente la señal producto se debe tomar medidas para cancelar o suprimir la portadora. Esa supresión puede obtenerse a través de la adición, a la señal modulada en amplitud, una señal de la frecuencia de la portadora e igual amplitud, pero de fase opuesta a la de la señal de la portadora modulada en amplitud. Bajo estas circunstancias, solo permanecerán las señales correspondientes a las bandas laterales.

Por esta razón, una señal producto es generalmente referida como una señal de doble banda lateral con portadora suprimida DSB-SC (*double side band, suppressed carrier*). Un arreglo alternativo para la supresión de la portadora se muestra en la figura 15, aquí dos multiplicadores físicos (reales) se utilizarán, los cuales se etiquetan en el diagrama, como moduladores de amplitud.

Las entradas de la portadora hacia los dos circuitos son de polaridad inversa, así como lo son las señales moduladoras. Las salidas de los moduladores son sumadas con la consecuente supresión de la portadora. Se observa no solo la cancelación de la portadora, sino también la de la señal de banda base $m(t)$.

Esta última característica no es de gran importancia, puesto que, se dijo con anterioridad, que señal de banda base es fácilmente eliminada con un filtro. Puede verse que los términos producto de los dos moduladores se refuerzan. El arreglo de la figura 15 recibe el nombre de modulador balanceado.

Figura 15. **Modulador balanceado**



Fuente: TAUB, Herbert; SHILLING, Donald. Principles of communication system. p.128.

2.1.2. Multiplexado

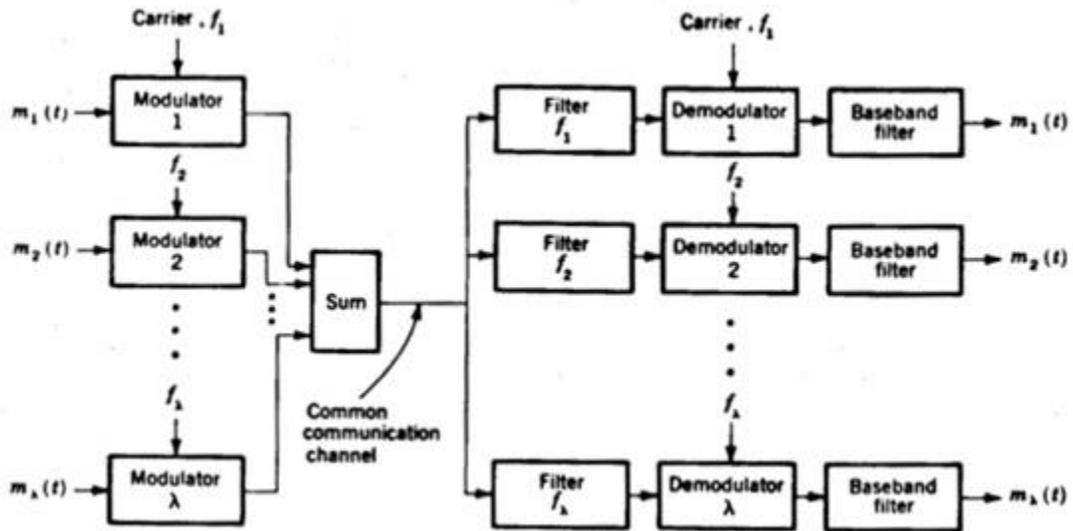
Se han explorado los principios de operación de un número de *módems* (sistema de modulación y demodulación) de modulación de amplitud. La manera que estos sistemas son empleados para lograr el multiplexado de señales (por ejemplo, la transmisión de muchas señales de banda base sobre el mismo canal de comunicaciones) se muestra en la figura 16.

Las señales de banda base individuales $m_1(t)$, $m_2(t)$..., $m_n(t)$, cada una limitada en banda hasta f_m , se aplican a moduladores individuales, suministrándosele también a cada modulador, una forma de onda portadora de frecuencia f_1, f_2 ..., f_n .

Las señales de salida de los moduladores individuales se extienden sobre un rango limitado de frecuencias, en la vecindad de las frecuencias portadoras individuales. Más aún, las frecuencias de las portadoras se seleccionan de manera que los rangos espectrales de las salidas de los moduladores no se traslapen.

Esta separación en frecuencia es justamente la característica que permite la eventual recuperación de las señales (de banda base) individuales, y por esta razón, a este tipo de sistema de multiplexado se le domina multiplexado en la frecuencia.

Figura 16. Multiplexado en la frecuencia



Fuente: TAUB, Herbert; SHILLING, Donald. Principles of communication system. p.138.

De hecho, para facilitar la separación (o selección) de las señales individuales de frecuencias portadoras, se escoge la manera de dejar un margen cómodo (banda guarda) entre el límite del rango espectral de una señal y el principio del rango espectral de la siguiente

La salida combinada de todos los moduladores, por ejemplo la señal compuesta, se aplica a un canal de comunicaciones común. En el caso de transmisiones de radio, el canal común es el espacio libre y el acoplamiento al canal se logra a través de una antena.

En otros casos, se emplean conductores en el extremo del receptor, la señal compuesta se aplica a cada uno de los filtros de una serie pasabanda, cuyas bandas de paso están en las vecindades de f_1, f_2, \dots, f_n .

El filtro f_t es un filtro pasabanda que deja pasar solo el rango espectral correspondiente a la salida del modulador 1 y así, de manera similar con los otros filtros pasabanda. De esta manera, las señales resultan separadas. Ahora se aplican a demoduladores individuales, cuya tarea es recuperar la señal de banda base de la portadora.

2.1.3. Modulación de ángulo

Si se hace un enfoque a un nuevo tipo de modulación que no está caracterizado por las propiedades expuestas anteriormente, las componentes espectrales de la forma de onda modulada dependen tanto de la amplitud como de la frecuencia de las componentes espectrales de la señal en banda base. Existe otro modo de modular en la cual se varía el ángulo de la onda portadora de acuerdo con la señal de banda base:

$$v(t) = A \cos [\omega_c t + \phi(t)]$$

En esta, A y ω_c son constantes, pero la fase $\phi(t)$ es una función de la señal de banda base. Este tipo de modulación recibe el nombre de modulación de ángulo por razones obvias. También se le denomina modulación de fase, ya que $\phi(t)$ es el ángulo de fase del argumento de la función coseno.

2.1.4. Modulación de fase y de frecuencia

Para revisar algunas ideas fundamentales relacionadas con las formas de onda sinusoidales, recordando que la función $A \cos \omega_c t$, pueden escribirse como:

$$A \cos \omega_c t = \text{real part } (Ae^{j\omega_c t})$$

La función $Ae^{j\theta}$ se representa en el plano complejo por un fasor de longitud A y un ángulo θ medido en sentido contrario a las agujas del reloj a partir del eje real. Si $\theta = \omega_c t$, entonces el fasor rota en el sentido antihorario con una velocidad angular ω_c . El fasor permanecerá estacionario. Si en la ecuación $v(t) = A \cos [\omega_c t + \phi(t)]$ ϕ no fuera dependiente del tiempo sino una constante, entonces $v(t)$ debería estar representando de la forma recién descrita. Pero suponiendo que $\phi = \phi(t)$ sí cambia en el tiempo y realiza excursiones, tanto positivas como negativas, entonces $v(t)$ estaría representando por un fasor de longitud A que se adelanta y se retrasa respecto del fasor que representa $A \cos \omega_c t$.

Se podría por lo tanto considerar que el ángulo $\omega_c t + \phi(t)$ de $v(t)$ está siendo modulado alrededor del ángulo $\theta = \omega_c t$. La forma de onda $v(t)$ es, por lo tanto, la representación de una señal modulada en fase.

Si el fasor con ángulo $\theta + \phi(t) = \omega_c t + \phi(t)$, alternativamente se adelanta y retrasa respecto del fasor $\theta = \omega_c t$, entonces el primer fasor debe necesariamente estar rotando a veces más rápidamente y otras más lentamente que el segundo fasor. Luego, se puede considerar que la velocidad angular del fasor de $v(t)$ experimenta una modulación alrededor de la velocidad angular nominal ω_c . La señal $v(t)$ es por lo tanto una forma de onda modulada en velocidad angular.

La velocidad angular asociada con el argumento de una función sinusoidal es igual a la razón de cambio del argumento de la función. Se tiene que la frecuencia radial instantánea $\omega = d(\theta + \phi)/dt$ y la frecuencia correspondiente $f = \omega/2\pi$ es:

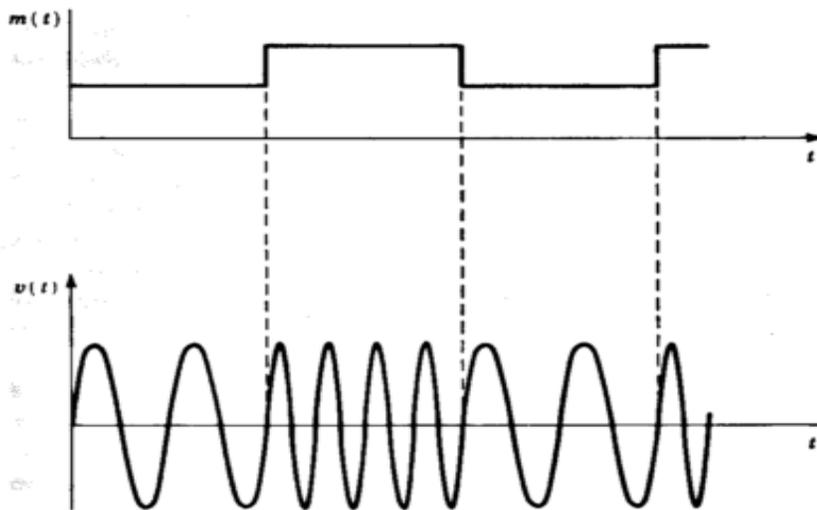
$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} [\omega_c t + \phi(t)] = \frac{\omega_c}{2\pi} + \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \phi(t)$$

La forma de onda $v(t)$ está por lo tanto, modulada en frecuencia. Si f es la frecuencia instantánea y ϕ la fase instantánea, la proporcionalidad se da entre la señal moduladora y la desviación de la frecuencia instantánea respecto de la frecuencia de la portadora.

Usando terminología estándar, se puede hacer referencia al primer tipo de modulación de fase y el término modulación de frecuencia se refiere únicamente al segundo tipo de modulación.

Sobre la base de estas definiciones, no es posible, por supuesto, determinar qué tipo de modulación está en juego, simplemente a partir de una inspección visual de la forma de onda, o de una expresión analítica para la misma, como se ve en la figura 17.

Figura 17. **Señal modulada en frecuencia**



Fuente: HAYKIN, Simon. Sistemas de comunicación. p.89.

2.1.5. Relación entre modulación de fase y de frecuencia

La relación entre modulación de fase y de frecuencia puede visualizarse aún más, considerando los diagramas de la figura 18; el bloque del modulador de fase presenta un dispositivo que produce una salida $v(t)$, consistente en una portadora modulada en fase por una señal de entrada $m(t)$, siendo:

$$v(t) = A \cos [\omega_c t + k' m_i(t)]$$

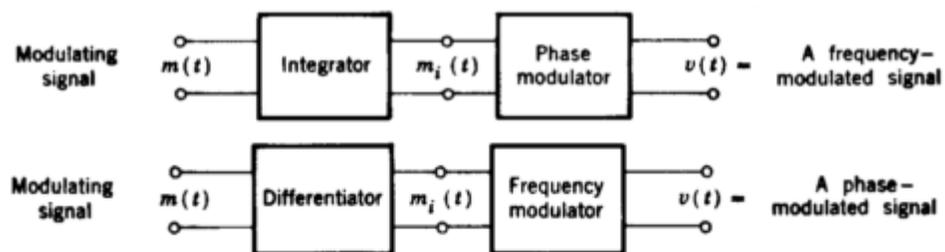
Donde k' es una constante. Si se deja que la forma de onda $m_i(t)$ se obtenga a través de la integral de la señal moduladora $m(t)$ de manera que:

$$m_i(t) = k'' \int_{-\infty}^t m(t) dt$$

En la que k'' es también una constante, entonces $k=k'k''$ se tiene:

$$v(t) = A \cos [\omega_c t + k \int_{-\infty}^t m(t) dt]$$

Figura 18. **Modulador de frecuencia y fase**



Fuente: HAYKIN, Simon. Sistemas de comunicación. p.111.

La frecuencia angular instantánea es:

$$\omega = \frac{d}{dt} \left[\omega_c t + k \int_{-\infty}^t m(t) dt \right] = \omega_c + km(t)$$

La desviación de la frecuencia respecto de la frecuencia de la portadora $\omega_c/2\pi$ es:

$$v \equiv f - f_c = \frac{k}{2\pi} m(t)$$

Ya que la desviación instantánea de frecuencia es directamente proporcional a la señal moduladora, la combinación de integrador, un modulador de fase, un diferenciador y modulador de frecuencia de la figura 18, la constituyen dispositivos para producir tanto una salida modulada en frecuencia, como una salida modulada en fase.

2.1.6. Espectro de una señal FM: modulación sinusoidal

Se analizará el espectro de frecuencias de la señal para un valor arbitrario β en la unidad :

$$v(t) = A \cos (\omega_c t + \beta \sin \omega_m t)$$

Donde β es la amplitud pico de ϕ . En este caso a β , que es la máxima desviación de fase, se le refiere como al índice de modulación. La máxima desviación de frecuencia está definida por: $\Delta f = \beta f_m$. En general, una señal de FM es producida por una señal moduladora sinusoidal como:

$$v(t) = A \cos (\omega_c t + \beta \sin \omega_m t)$$

Es en sí misma no periódica, a menos que la frecuencia de la portadora f_c sea un múltiplo integral de la frecuencia de modulación f_m . Sin embargo, es posible simplificar por razones de conveniencia:

$$\begin{aligned} \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t) &= \cos \omega_c t \cos(\beta \sin \omega_m t) \\ &\quad - \sin \omega_c t \sin(\beta \sin \omega_m t) \end{aligned}$$

Si se considera la expresión $\cos(\beta \sin \omega_m t)$ que aparece como factor a la derecha de la ecuación, puede determinar que es una función periódica, teniendo una frecuencia angular ω_m . Por lo tanto, es posible expandir esta expresión en una serie de Fourier con frecuencias fundamentales $\omega_m/2\pi$. No se intenta evaluar los coeficientes de Fourier de la expansión de $\cos(\beta \sin \omega_m t)$ aquí, simplemente se inscribirá el resultado. Los coeficientes son, por supuesto, funciones de β ; ya que es una función par, los coeficientes de armónicas impares son nulos.

El resultado es:

$$\begin{aligned} \cos(\beta \sin \omega_m t) &= J_0(\beta) + 2J_2(\beta) \cos 2\omega_m t + 2J_4(\beta) \cos 4\omega_m t \\ &\quad + \dots + 2J_{2n}(\beta) \cos 2n\omega_m t + \dots \end{aligned}$$

Mientras que para:

$$\sin(\beta \sin \omega_m t)$$

Siendo una función impar, puede verse que la expansión contiene solo armónicos impares y está dada por:

$$\begin{aligned} \sin(\beta \sin \omega_m t) &= 2J_1(\beta) \sin \omega_m t + 2J_3(\beta) \sin 3\omega_m t \\ &\quad + \dots + 2J_{2n-1}(\beta) \sin (2n-1)\omega_m t + \dots \end{aligned}$$

Las funciones $J_n(\beta)$ ocurren frecuentemente en la solución de problemas, se conocen como funciones de Bessel del primer tipo, de orden n. Reemplazando los resultados dados y haciendo uso de algunas identidades trigonométricas:

$$\begin{aligned}\cos A \cos B &= \frac{1}{2} \cos (A - B) + \frac{1}{2} \cos (A + B) \\ \sin A \sin B &= \frac{1}{2} \cos (A - B) - \frac{1}{2} \cos (A + B)\end{aligned}$$

Se determina que $v(t)$ se convierte en:

$$\begin{aligned}v(t) &= J_0(\beta) \cos \omega_c t - J_1(\beta)[\cos (\omega_c - \omega_m)t - \cos (\omega_c + \omega_m)t] \\ &\quad + J_2(\beta)[\cos (\omega_c - 2\omega_m)t + \cos (\omega_c + 2\omega_m)t] \\ &\quad - J_3(\beta)[\cos (\omega_c - 3\omega_m)t - \cos (\omega_c + 3\omega_m)t] \\ &\quad + \dots\end{aligned}$$

Puede observarse cómo el espectro está compuesto por una portadora de amplitud $J_0(\beta)$ y una serie de bandas laterales espaciadas simétricamente a cada lado de la portadora con separaciones de frecuencias de ω_m , $2 \omega_m$, $3 \omega_m$, etc. Respecto de los resultados, difiere de lo que prevalece en sistemas de amplitud modulada discutidos con anterioridad, ya que en AM, una señal moduladora sinusoidal da origen a una o un par de bandas laterales únicamente.

2.1.7. Ancho de banda de una señal FM modulada sinusoidalmente

Cuando una señal de FM es modulada, el número de bandas laterales es infinito y así también es infinito el ancho de banda necesario para acomodar tal señal en toda su extensión.

En la práctica, resulta que para cualquier β , una fracción tan grande de la potencia está contenida entre bandas laterales que ocupan algún ancho de banda finito, no tendría ninguna distorsión seria de la señal resultante, si se descartan las bandas laterales fuera de este ancho de banda finito. Puede verse en la figura 19 que excepto por $J_0(\beta)$, cada $J_n(\beta)$ está inicialmente en las proximidades del eje cero y a medida que n aumenta, el valor correspondiente de $J_n(\beta)$ permanece cercano a cero, hasta un valor elevado de β ; solo vale la pena considerar a aquellos J_n que se alejen significativamente del eje cero.

Tabla II. **Funciones de valores de Bessel $J_n(\beta)$ para varios valores n y β**

Values of the Bessel functions $J_n(\beta)$ for various orders n and integral values of β								
$n \backslash \beta$	1	2	3	4	5	6	7	8
0	0.7652	0.2239	-0.2601	-0.3971	-0.1776	0.1506	0.3001	0.1717
1	0.4401	0.5767	0.3391	-0.06604	-0.3276	-0.2767	-0.004683	0.2346
2	0.1149	0.3528	0.4861	0.3641	0.04657	-0.2429	-0.3014	-0.1130
3	0.01956	0.1289	0.3091	0.4302	0.3648	0.1148	-0.1676	-0.2911
4	0.002477	0.03400	0.1320	0.2811	0.3912	0.3576	0.1578	-0.1054
5		0.007040	0.04303	0.1321	0.2611	0.3621	0.3479	0.1858
6		0.001202	0.01139	0.04909	0.1310	0.2458	0.3392	0.3376
7			0.002547	0.01518	0.05338	0.1296	0.2336	0.3206
8				0.004029	0.01841	0.05653	0.1280	0.2235
9					0.005520	0.02117	0.05892	0.1263
10					0.001468	0.006964	0.02354	0.06077
11						0.002048	0.008335	0.02560
12							0.002656	0.009624
13								0.003275
14								0.001019
15								
16								

Fuente: TAUB, Herbert; SHILLING, Donald. Principles of communication system. p. 151.

Se ha encontrado experimentalmente que la distorsión resultante de limitar el ancho de banda de una señal FM es tolerable, siempre que cuando al menos el 98% de la potencia atravesase el filtro limitador (de ancho de banda).

Si se considera que $\beta = 1$; entonces $n = 0, 1$ y 2 ; con los valores de Bessel se encuentra la potencia de la señal de FM:

$$P_s = \frac{1}{2} \left(J_0^2 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2 \right) = \frac{1}{2}$$

Entonces:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{2} J_0^2(1) + J_1^2(1) + J_2^2(1) \\ &= 0.289 + 0.193 + 0.013 = 0.495 \end{aligned}$$

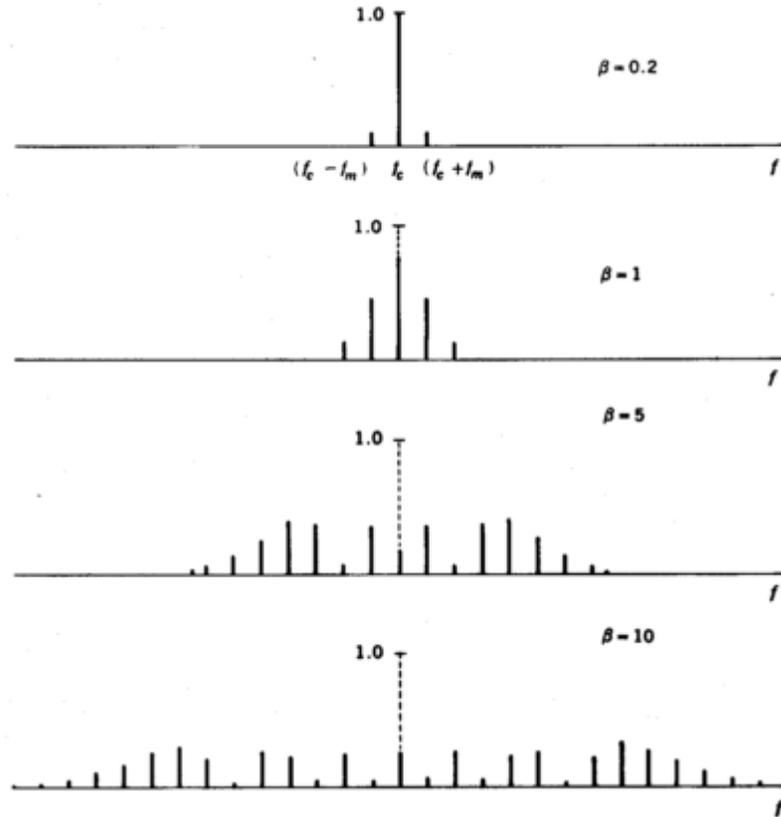
La suma es 0.49 es el 99% de la potencia de la señal FM que es 1/2.

Puede observarse en la tabla II que las líneas horizontales que indican el valor de n para el 98% de la transmisión de potencia, siempre ocurren después de $n = \beta + 1$; por ende, para una modulación sinusoidal, el ancho de banda requerido para transmitir o recibir la señal FM es:

$$B = 2(\beta + 1)f_m$$

Si $\beta < 1$ entonces el ancho de banda sería $B = 2f_m$ en la figura 20 se observa que las bandas laterales van expandiéndose al infinito y la potencia de transmisión disminuye conforme va aumentando β .

Figura 19. **Espectro de la señal FM modulada con varios valores β**



Fuente: TAUB, Herbert; SHILLING, Donald. Principles of communication system. p.152.

2.1.8. Multiplicación de frecuencias aplicadas a señales FM

Un multiplicador de frecuencia es una combinación de un elemento no lineal, un filtro pasabanda. Una de las tales combinaciones posibles se muestra en la figura 21.

Puede considerarse la operación de este circuito, cualitativamente, con el propósito de dilucidar la relevancia del proceso al presente interés por aumentar la desviación de frecuencia de una señal FM.

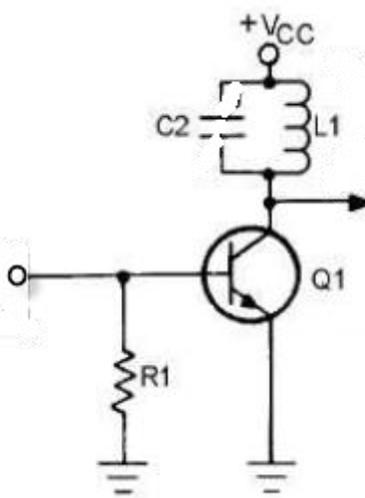
Suponiendo que la señal de entrada al transistor es una señal periódica, posiblemente sinusoidal (aunque no necesariamente), la amplitud de la señal de entrada es lo suficientemente grande y la polarización es tal, que el transistor opera en la región no lineal. Típicamente, el transistor estará operando en polarización clase C; en este modo de operación el transistor estará en la región de corte por más de la mitad de un periodo de la señal de entrada.

Durante los intervalos en la vecindad del voltaje pico positivo de la señal de entrada, el transistor será llevado a las regiones activas, incluso quizá a saturación. La corriente del colector fluye, no de manera continua sino por intervalos, formando pulsos; un pulso por cada ciclo de la señal de entrada.

La forma de onda de la corriente del colector tiene el mismo periodo que la señal excitadora de entrada. El circuito LC resonante en paralelo se sintoniza para resonar con el n -ésimo armónico de la frecuencia f de la señal de entrada. La selectividad de la respuesta es tal, que la impedancia que presenta el circuito resonante es muy pequeña para todas, menos la n -ésima armónica. Todas las componentes de la corriente del colector, a excepción de la componente en la frecuencia nf , pasan a esta n -ésima componente de la corriente; aparece una forma de onda de voltaje casi sinusoidal y de frecuencia nf a través del circuito resonante.

El circuito resonante funciona como un filtro pasabanda que selectivamente escoge y aparta la n -ésima armónica de la forma de onda excitadora. El proceso de multiplicación de frecuencia es llevado a cabo por el multiplicador bajo consideración, en el cual una señal periódica de frecuencia f sirve para generar una segunda señal periódica de frecuencia nf , con n como un número entero.

Figura 20. **Multiplicador de frecuencia**



Fuente: http://electriciantraining.tpub.com/14181/css/14181_95.htm. Consulta: febrero de 2011.

2.1.9. Demoduladores de FM

La demodulación de frecuencia es el proceso que permite recuperar la señal moduladora original a partir de una señal modulada de frecuencia. El objetivo es producir una característica de transferencia que sea la inversa de la del modulador de frecuencia; se utiliza el método directo de demodulación en frecuencia, cuya amplitud de salida instantánea es directamente proporcional a la frecuencia instantánea de la señal de FM de entrada.

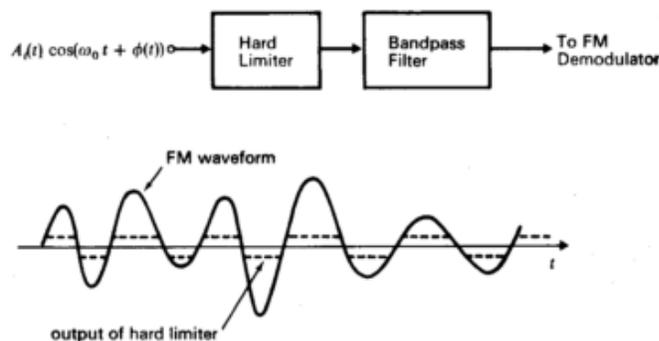
En pocas palabras, una señal de entrada de amplitud constante modulada en frecuencia, generará, a la salida de la red selectiva en frecuencia, una forma de onda que no solo está modulada en frecuencia, sino también en amplitud. Si la amplitud A_1 de la señal de entrada no fuera constante, entonces la salida del demodulador respondería tanto a las variaciones de la amplitud entrada como las variaciones en su frecuencia.

Generalmente en un sistema de comunicación de frecuencia modulada no se modula la amplitud de la señal transmitida adrede; luego, cualquier desviación de amplitud que aparezca debe ser producto del ruido. Por tanto, es una ventaja con el propósito de suprimir el ruido, el reducir la dependencia de A_0 con A_1 de:

$$A_0 = R_0 A_1 + \alpha A_1 (f - f_0)$$

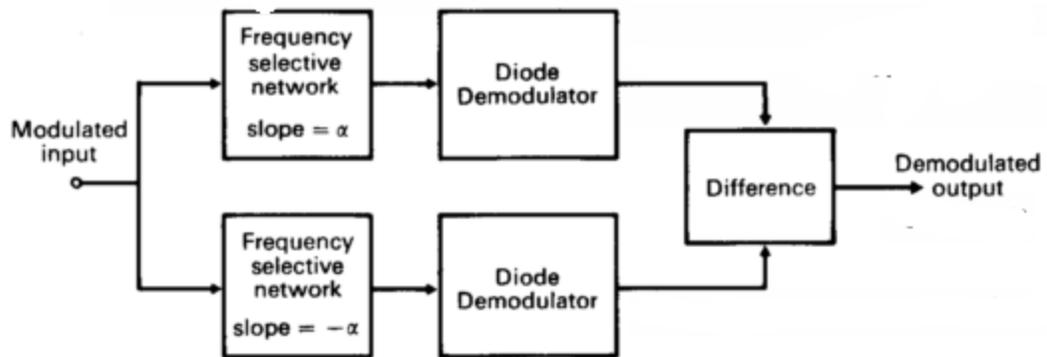
Esto se logra pasando la señal recibida a través de un limitador o recortador. El objetivo del limitador o recortador es asegurar que sean removidas las variaciones $A_1(t)$, como se muestra en la figura 21; en la forma de onda FM original con variaciones en amplitud, a la salida del limitador o recortador, ya que la forma de onda ha sido reducida a una “onda cuadrada” modulada en frecuencia, se debe insertar un filtro pasabanda para recuperar su primera armónica f_0 . La forma de onda resultante FM ahora se aplica al demodulador FM.

Figura 21. **Limitador**



Fuente: HAYKIN, Simon, Sistemas de comunicación. p.121.

Figura 22. Demodulador FM balanceado



Fuente: HAYKIN, Simon. Sistemas de comunicación. p.121.

2.2. Modulación digital

Tradicionalmente, se tienen modificados los esquemas analógicos anteriores para poder transmitir información en forma digital; ahora, en lugar de tener una señal sinusoidal modulante, es una señal digital la que hace la modulación de la portadora analógica. Transmitir información en forma digital amplía el espectro que solo hubiera pertenecido al de la señal análoga; sin embargo se prefiere por su mayor inmunidad al ruido, incluyendo la posibilidad de utilizar un código para corrección de errores.

También para diferenciar más fácilmente a las formas digitales, se les ha cambiado de nombre. En el caso de la FM se le ha cambiado a FSK (*frequency shift keying*), aunque simplemente es una senoidal que oscila a dos frecuencias diferentes. Para la PM es PSK (*phase shift keying*), donde solo dos cambios de fase son permitidos y la AM digital es simple, ya que se transmite la onda senoidal o ninguna (nivel cero), conocida como ASK (*amplitude shift keying*).

2.2.1. Modulación QPSK

QPSK o cuadratura PSK es una forma de modulación angular o constante; QPSK es una técnica de modulación donde $M=4$; lo que indica 4 fases de salida para una sola frecuencia portadora.

Debido a que hay 4 fases de salida diferentes, tiene que haber cuatro condiciones de entradas diferentes.

Se necesitan 2 bits en la entrada del demodulador para producir 4 posibles condiciones 00 01 10 y 11 a la salida; los datos de entrada se combinan en grupos de 2 bits llamados dibits; cada código dibit genera cuatro fases de entrada.

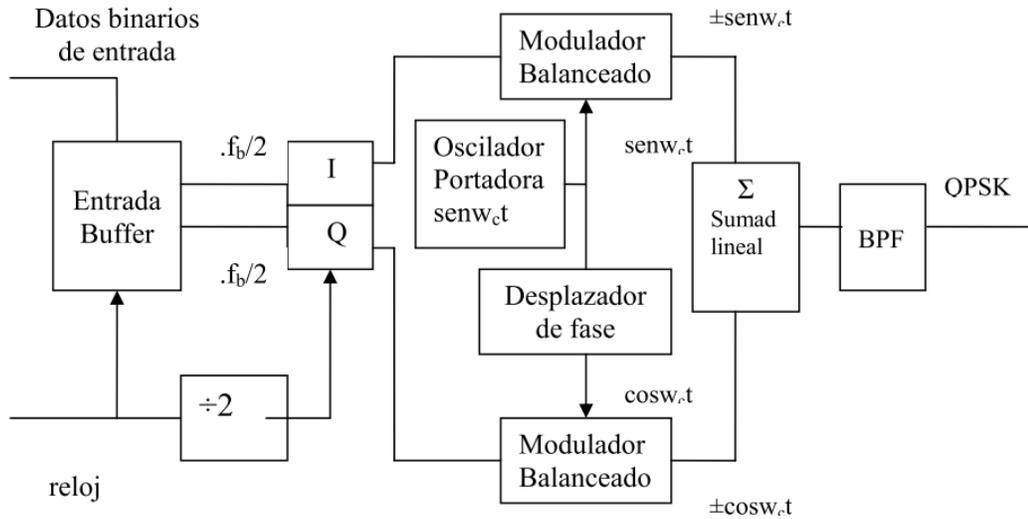
Cada dibit introducido al modulador ocasiona un solo cambio de salida; así que la razón de cambio de salida (razón de baudio) es la mitad de la razón de entrada.

2.2.1.1. Transmisor QPSK

Un dibit se introduce a un derivador de bits; los bits que se han introducido en forma de señal salen simultáneamente en forma paralela; un bit se dirige al canal I y el otro por el canal Q, modula un portador en cuadratura. Una vez que el dibit ha sido derivado en los canales I y Q, la operación es igual a un modulador BPSK.

Un modulador QPSK son 2 moduladores BPSK combinados en paralelo.

Figura 23. Transmisor QPSK



Fuente: <http://200.69.103.48/comunidad/profesores/jruiz/jairocd/texto/usm/cd/modulacion.pdf>.

Consulta: marzo de 2011.

Para un "1" +V y "0" -V, existen dos fases posibles en el modulador I $\text{sen}w_c t$ y $-\text{sen}w_c t$ y para el modulador Q hay también dos fases posibles: $\text{cos}w_c t$ y $-\text{cos}w_c t$. Cuando el sumador lineal combina las dos señales de cuadratura, hay fases resultantes mostradas en las expresiones:

$$+\text{sen}w_c t + \text{cos}w_c t; +\text{sen}w_c t - \text{cos}w_c t, -\text{sen}w_c t + \text{cos}w_c t \text{ y } -\text{sen}w_c t - \text{cos}w_c t.$$

Q	I	
1	1	$\text{cos}w_c t + \text{sen}w_c t$
1	0	$\text{cos}w_c t - \text{sen}w_c t$
0	1	$-\text{cos}w_c t + \text{sen}w_c t$
0	0	$-\text{cos}w_c t - \text{sen}w_c t$

Analizando las 4 situaciones se tiene:

Para:

$$\begin{array}{cc} Q & I \\ 1 & 1 \end{array}$$

$$-\cos wct + \sin wct = \sin (wct - 90^\circ) + \sin wct$$

$$A + B = wct - 90^\circ \quad wct = A - B$$

$$2A = 2wct - 90^\circ \quad 2B = -90^\circ$$

$$A = wct - 45^\circ \quad B = -45^\circ$$

$$-\cos wct + \sin wct = 2\sin (wct - 45^\circ) \cos(-45^\circ)$$

$$\cos wct + \sin wct = 2\sin(wct+45^\circ) \cos(-45^\circ)$$

Para:

$$\begin{array}{cc} Q & I \\ 1 & 0 \end{array}$$

$$\cos wct - \sin wct = \sin(wct+90^\circ) + \sin(wct + 180^\circ)$$

$$A + B = wct + 90^\circ \quad A - B = wct + 180^\circ$$

$$2A = 2wct + 270^\circ \quad 2B = 90^\circ - 180^\circ$$

$$A = wct + 135^\circ \quad B = -45^\circ$$

$$\cos wct - \sin wct = 2\sin(wct + 135^\circ) \cos(-45^\circ)$$

Para:

$$\begin{array}{cc} Q & I \\ 0 & 1 \end{array}$$

$$-\cos wct + \sin wct = \sin (wct - 90^\circ) + \sin wct$$

$$A + B = \cos(\omega t - 90^\circ) \quad \cos(\omega t) = A - B$$

$$2A = \cos(\omega t - 90^\circ) \quad 2B = -\cos(\omega t)$$

$$A = \cos(\omega t - 45^\circ) \quad B = -\cos(\omega t + 45^\circ)$$

$$-\cos(\omega t) + \sin(\omega t) = 2 \sin(\omega t - 45^\circ) \cdot \cos(-45^\circ)$$

Para:

$$\begin{matrix} Q & I \\ 0 & 0 \end{matrix}$$

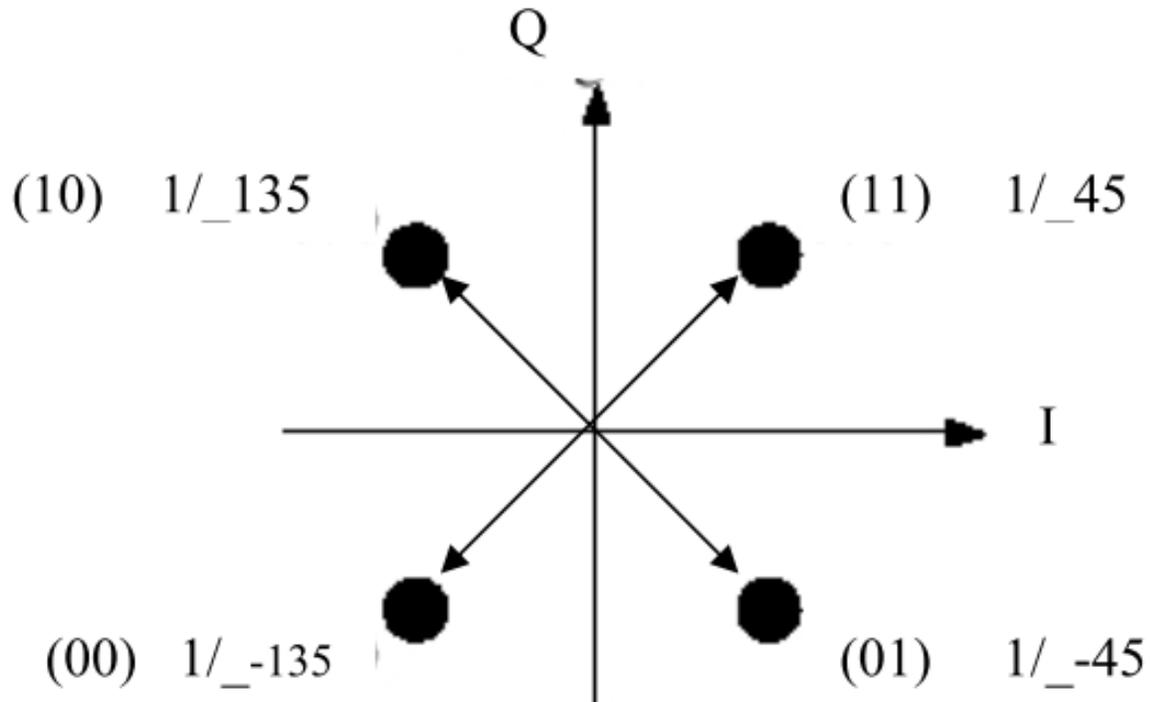
$$-\cos(\omega t) - \sin(\omega t) = \sin(\omega t - 90^\circ) + \sin(\omega t - 180^\circ)$$

$$A + B = \cos(\omega t - 90^\circ) \quad 2A = \cos(\omega t - 270^\circ) \quad 2B = \cos(\omega t)$$

$$A - B = \cos(\omega t - 180^\circ) \quad A = \cos(\omega t - 135^\circ) \quad B = \cos(\omega t + 45^\circ)$$

Q	I	Salida de Fase QPSK
0	0	-135°
0	1	-45°
1	0	135°
1	1	45°

Figura 24. **Representación fasorial QPSK**



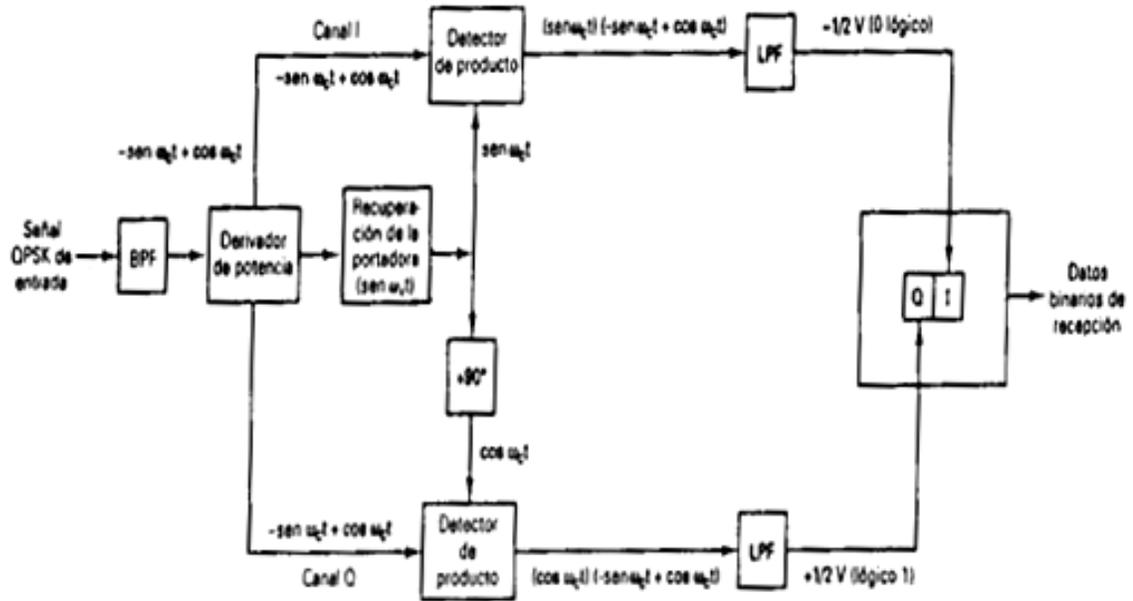
Fuente: <http://200.69.103.48/comunidad/profesores/jruiz/jairocd/texto/usm/cd/modulacion.pdf>.

Consulta: marzo de 2011.

2.2.1.2. **Receptor QPSK**

En la figura 25 se observa el derivador de potencia que dirige la señal al circuito de detección de portadora que reproduce la señal original de oscilador; la portadora debe ser coherente en fase y en frecuencia de la portadora de referencia.

Figura 25. Receptor QPSK



Fuente: <http://200.69.103.48/comunidad/profesores/jruiz/jairocd/texto/usm/cd/modulacion.pdf>.

Consulta: marzo de 2011.

La señal QPSK se demodula en los detectores de producto I y Q que generan los bits de datos I y Q originales. Las salidas de los detectores de productos alimentan al circuito para combinar los bits.

La señal de entrada $-\text{sen}w_c t + \text{cos}w_c t$ es una de las entradas al detector de productos I, la otra es la portadora recuperada $\text{sen}w_c t$

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

La cual da $-1/2$ V.

Por el canal Q se tiene

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

La cual da 1/2 V.

2.3. Modulación OFDM

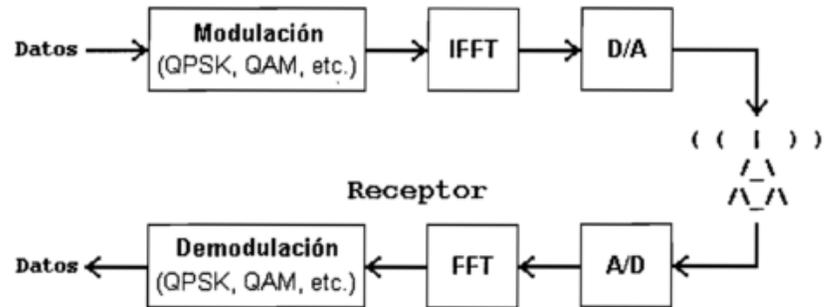
La modulación OFDM (*orthogonal frequency division multiplexing*) es una multiplexación que consiste en enviar un conjunto de ondas portadoras de diferentes frecuencias, donde cada una transporta información.

OFDM es generada escogiendo primeramente el espectro requerido, basándose en los datos de entrada y el esquema de modulación a usar; típicamente QPSK o QAM.

A cada portadora le es asignado algún dato que transmitir. La amplitud requerida y fase de la portadora son calculadas con base en el esquema de modulación.

El espectro requerido es convertido al dominio del tiempo usando la transformada inversa de Fourier o de hecho por el algoritmo de la IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*). La conversión es una manera simple de garantizar que las señales producidas sean ortogonales.

Figura 26. Transmisor OFDM



Fuente: elaboración propia.

La FFT (*Fast Fourier Transform*) es un algoritmo que transforma una señal periódica del dominio del tiempo a su equivalente frecuencial (necesariamente un proceso discreto) utilizando la simetría en la localización de ceros en el plano complejo (la mayoría de los puntos serán cero, o un valor muy cercano a este). Las portadoras ortogonales requeridas pueden ser generadas al ajustar la amplitud y fase de los puntos muestrales.

Como la interferencia intersimbólica se hace menor al aumentar el periodo de la señal, tiene sentido adicionar un periodo de guarda extra entre los símbolos a transmitir.

Este intervalo de guarda da el tiempo necesario para que las señales multitrayectorias desaparezcan (si es mayor que el retardo de propagación). El más efectivo es una extensión cíclica del símbolo; esto significa que si una imagen del final de la señal del símbolo es rotada 180 grados (imagen de espejo), y puesta al principio del símbolo como periodo de guarda, se extenderá el largo del símbolo mientras se mantiene la ortogonalidad de la señal.

Utilizando este esquema, las muestras requeridas para la FFT pueden ser tomadas en cualquier parte sobre el intervalo del símbolo. Esto provee además de la protección multicamino, tolerancia para el tiempo de sincronización del símbolo.

Así que siempre que los ecos multitrayectoria retardados permanezcan dentro de la duración del intervalo de guarda, no hay interferencia, ni limitación a la amplitud que puedan alcanzar los ecos. Las energías de las señales provenientes de los ecos simplemente se suman a la entrada del receptor; como la FFT conserva la energía, toda la potencia disponible alimenta al decodificador. En este sentido se puede decir que la interferencia multicamino es hasta deseable; incluso, aunque el retardo de propagación sea mayor que el intervalo de guarda, produciendo interferencia intersimbólica, ya no será ahora un gran problema.

3. SISTEMAS DE RADIODIFUSIÓN ANÁLOGA

3.1. Radiodifusión en AM y FM

El sistema AM es demasiado obsoleto (en el contexto de un audio sistema convencional) como para analizarlo muy a fondo. El resto del capítulo trata principalmente del sistema FM.

En el espaciado de la FM se dejó una mayor holgura para evitar problemas de interferencia como los que se tenía con la AM; además, ese espacio adicional permitió extender el estándar monoaural a un segundo canal, para suscripción privada o subsidiaria de 7 kHz, multiplexado en frecuencia sobre una portadora de 67 kHz. Poco después siguió la expansión de sonido monofónico a estéreo, usando un sistema de modulación AM conocido como DSBSC (*double side band suppressed carrier*).

Así que la FM comercial en realidad no es FM sino más bien una combinación de AM y FM. Y lo que es más, la modulación angular comercial de FM es modificada por un proceso de preacentuación y desacentuación, convirtiéndola en una forma híbrida que es superior a la PM o FM puras para sonido convencional.

El proceso de acentuación consiste en que las componentes de alta frecuencia se transmiten a una mayor amplitud; es decir, de un filtro que distribuye la densidad espectral de potencia de la señal, a un intervalo de mayor inmunidad al ruido.

Al receptor se le aplica el filtro inverso o complementario, la desacentuación, o reducción de la amplitud al recibir las componentes de alta frecuencia, con el objeto de regresar la señal a su estado original. Utilizando una aproximación menos conservadora del ancho de banda:

$$B = 2(\beta + 1)f_m$$

El hecho de que la FCC (*Federal Communications Commission*) fija la derivación de frecuencia pico (amplitud de variación) a 75 kHz (es decir a 15 kHz en sonido, le corresponde 75 kHz de señal), se puede estimar un ancho de banda más práctico para la señal modulada $2(75+15) = 180$ kHz.

Así que no tiene tanto espacio libre como aparenta; lo que sucede es que generalmente las componentes de alta frecuencia de la señal principal FM casi no se dan a transmitir.

3.1.1. Radiodifusión de FM estereofónica

En la radiodifusión monofónica de sonido, una señal de audio de banda base es transmitida desde el estudio de radiodifusión hasta el receptor casero. En el receptor, la señal es eventualmente aplicada a una bocina o altavoz que entonces reproduce sonido original.

La fuente original de la forma de onda de banda base es un único micrófono en el estudio de radiodifusión (si se emplea más de un micrófono, estos se combinan para producir una única de audio en banda base).

En contraste, en la radiodifusión estereofónica se emplean dos micrófonos (o dos grupos de micrófonos); entonces dos señales de banda base se transmiten al receptor, en donde son aplicadas a dos bocinas individuales.

En el estudio de radiodifusión, los micrófonos se localizan con ciertas separaciones entre ellas y en el receptor, las bocinas también separadas físicamente.

La ventaja de tal esquema de transmisión estereofónica, es que rinde un sonido más natural en el receptor.

El sonido que se escucha en el receptor semeja más el sonido que escucharía el oyente si estuviera él mismo en el estudio de radiodifusión, en donde sus oídos recibirán sonidos distintos en alguna medida.

3.1.1.1. Compresores de sonido

El compresor de sonido se usa para reducir el rango dinámico de la señal de audio en una determinada proporción o ratio. Esto quiere decir que por cada dB de incremento de la señal de entrada, incrementará $(1/\text{ratio})$ dB la señal de salida. Por debajo del umbral del compresor, el nivel de entrada no es afectado.

Un compresor actúa de forma que atenúa la señal eléctrica en una determinada cantidad (medida en dB) a partir de un determinado nivel de entrada.

El objetivo es conseguir que la excursión dinámica resultante sea inferior a la original, proteger ciertos equipos frente a los posibles picos de señal o si se trata de un sonido saturado, intentar disimular el error.

3.1.1.2. Transmisión de señal

La banda de emisión se inscribe en el marco de VHF del espectro radioeléctrico, por lo general entre 87.5 MHz a 108 MHz; la frecuencia de una emisora de FM suele ser un múltiplo exacto de 100 kHz. En la mayoría de las Américas y el Caribe solo se utilizan múltiplos impares.

Para agregar la radio FM estéreo, es importante que las emisiones estéreo sean compatibles con los monorreceptores. Por esta razón, la izquierda (L) y derecha (R) son algebraicamente canales codificados en suma ($L + R$) y la diferencia ($L - R$) de señales. Un receptor mono utilizará la señal de $L + R$ para que el oyente escuche los dos canales en el único altavoz. Un receptor estéreo deberá añadir la señal de diferencia respecto de la señal suma para recuperar el canal izquierdo; y se resta la señal de diferencia de la suma para recuperar el canal derecho.

El ($L + R$) de la señal principal del canal se transmite en el audio de la banda base, en el rango de 30 Hz a 15 kHz. El ($L - R$) subcanal está modulado en un portador de 38 kHz, suprimido en doble banda lateral con portadora suprimida (DSBSC), que ocupa el rango de la señal de banda base de 23 a 53 kHz.

Un tono de 19 Khz piloto, a exactamente la mitad de los 38 kHz de frecuencia de subportadora, y con una relación de fase, precisa que, según lo definido por la siguiente función $M(t)$, también se genera. Esto se transmite a un 8-10% del nivel de modulación general, utilizando un receptor para generar una subportadora de los 38 kHz con la fase correcta.

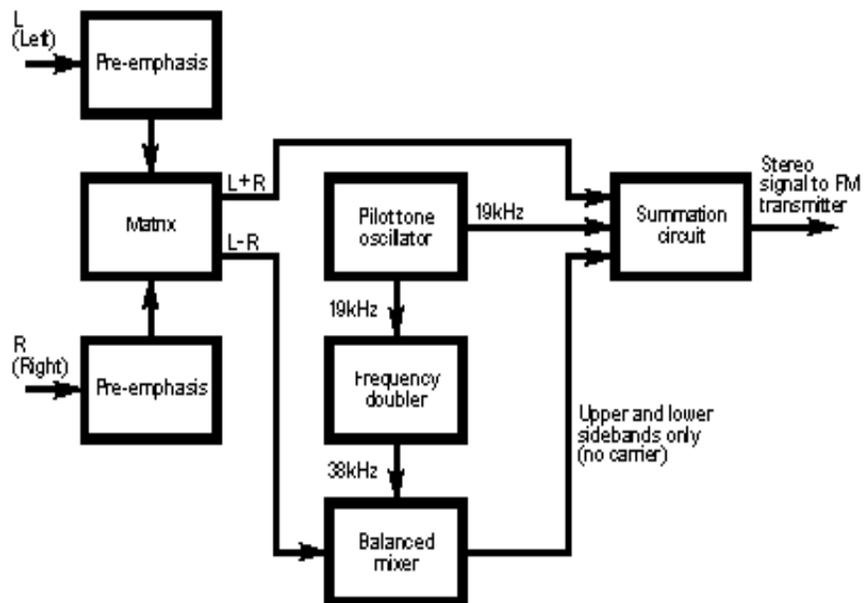
La señal multiplexada al final del generador estéreo contiene el canal principal (L + R), el tono piloto, y el subcanal (L - R). Esta señal compuesta, junto con los otros subportadores, modula el transmisor de FM.

La desviación instantánea de la frecuencia portadora del transmisor, al audio estéreo y al tono piloto (el 10% de la modulación) es:

$$M(t) = [L(t) + R(t)] + [L(t) - R(t)] \cos \omega_c t + K \cos \omega_p t$$

Donde K es una constante que determina los niveles de la portadora piloto.

Figura 27. Transmisor FM estereofónico



Fuente: <http://com52g4.blogspot.com/>. Consulta: marzo de 2012.

3.1.1.3. Operación de recepción

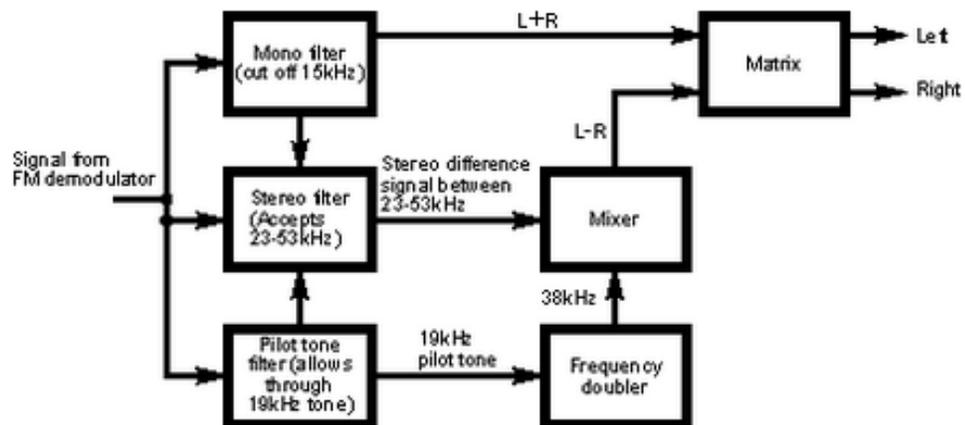
En un receptor estéreo, la señal compuesta $M(t)$ es recuperada por la portadora modulada en frecuencia. Una manera de ordenar $M(t)$ entre sus componentes se muestra en la figura 28; aquí las componentes individuales de la señal compuesta son separadas por los filtros. La portadora piloto, aplicada a un duplicador de frecuencia, regenera la subportadora. La disponibilidad de esta subportadora permite la demodulación síncrona de la doble banda lateral, con portadora suprimida de la forma de onda.

La salida del demodulador síncrono es proporcional a la diferencia de forma de onda $L(t)-R(t)$, mientras que la salida del filtro de banda base es proporcional a $L(t)+R(t)$.

La transmisión de la portadora piloto permite regenerar en el receptor la forma de onda subportadora requerida. En la figura 27 se observa la razón por la cual la portadora de 38 kHz no es, en sí transmitida directamente. Tal subportadora no es separada por un intervalo de frecuencia apreciable a partir de los componentes espectrales de las bandas laterales que se acompañan. Por lo tanto, para extraer una subportadora requeriría un filtro muy estrecho y ajustado. Por otra parte, la portadora piloto ocupa un lugar aislado en el espectro, no existiendo otro componente espectral presente en el intervalo de 4 kHz a cada lado.

Ahora que tiene disponible la suma de la señal $L(t) + R(t)$, y la señal de diferencia de $L(t) - R(t)$, indica que las señales individuales $L(t)$ y $R(t)$ respectivamente, se recuperan mediante la adición y substracción.

Figura 28. Receptor FM estereofónico



Fuente: Fuente: <http://com52g4.blogspot.com/>. Consulta: marzo de 2012

3.1.1.4. Intercalación

Un receptor monofónico hace uso únicamente de la señal $L+R$ en la transmisión de estéreo, a fin de que la salida del receptor monofónico pueda ser tan alta y sin perturbaciones como sea posible; es necesario que la señal de suma $V_s = L+R$, la cual modula la portadora FM, sea tan grande como sea posible.

El único componente de la forma de onda de modulación son las señales V_s , que estarían en libertad para aumentar la excursión pico V_s , hasta el punto pico correspondiente a la desviación de frecuencia instantánea de la portadora sería $\pm 75\text{kHz}$. Sin embargo, con el fin de acomodar al requisito del receptor estéreo, los compuestos de modulación de la forma de onda deben incluir DSB-SC con la señal $V_d = (L - R) \cos \omega_{sc}t$. Ahora se requiere que la excursión pico V_s+V_d no sea mayor que la excursión previamente autorizada a V_s ; es decir, el pico debe corresponder a una desviación de frecuencia no mayor a $\pm 75\text{kHz}$.

Estas consideraciones sugieren que, cuando se añade V_d a V_s , el nivel de V_s es necesario reducirlo; como consecuencia, la recepción monofónica de una transmisión estéreo sería inferior a la recepción monofónica de una transmisión monofónica.

Se puede mostrar que, como una cuestión de práctica, este no es tal caso. Se va a demostrar que V_s se ajustó para producir una desviación de frecuencia pico admisible; V_d se puede añadir sin exceder la desviación de frecuencia permitida. Esta característica del sistema estéreo es conocida como intercalación.

3.1.1.5. Efectos de la portadora piloto

A diferencia de la señal DSB-SC, la portadora piloto, cuando se añade a los otros componentes de la señal de modulación compuesta, no produce un aumento de la excursión pico. Por tanto, la adición de la portadora piloto requiere una reducción en el nivel de la señal de modulación de sonido.

Una portadora piloto de bajo nivel permite una mayor modulación de la señal de sonido, mientras que una portadora piloto de alto nivel facilita la carga de la extracción de la portadora piloto del receptor.

Las normas FCC (*Federal Communications Commission*) exigen una portadora piloto de tal nivel, que el pico del sonido de la amplitud modulada tiene que ser reducido a aproximadamente al 90% de lo que estaría permitido en la ausencia de una portadora. Esta reducción del 10% corresponde a una pérdida en los niveles de señal de menos 1 dB.

3.2. Ventajas de la radiodifusión FM sobre la AM comercial

- Mayor inmunidad a los ruidos atmosféricos o descargas estáticas
- Mayor espacio entre las estaciones
- Mayor frecuencia de sonido
- Capacidad para sonido estéreo

4. ESTÁNDAR DE CODIFICACIÓN DE AUDIO

4.1. Audio MPEG

El comité ejecutivo de ISO/IEC, debido a la gran variedad de formatos, optó por crear un estándar internacional MPEG (*Moving Picture Expert Group*) para la codificación de audio y vídeo. En particular, se define una trama de bit comprimida, la cual implícitamente define un descomprimidor.

Factores de compresión de 24 o más, debidos a técnicas de “codificación porcentual” siguen manteniendo virtualmente la misma calidad en el sonido; esto es significativamente mejor que reducir la razón de muestreo y la resolución de muestreos.

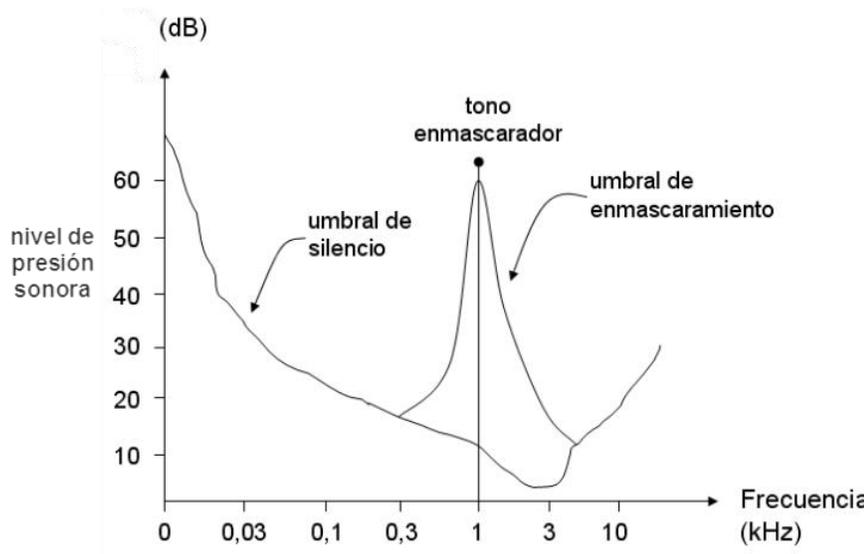
Se estandarizan tres esquemas o capas (*layer*) llamadas I, II y III, para codificación de sonido digital; junto con la información que un codificador tiene que producir y mandar como flujo de bits válido, así como la manera que puede decodificar y analizar el flujo para producir el sonido.

Utiliza una codificación con pérdida de información, es decir la onda original no se vuelve a reproducir exactamente; más bien trata de que suene como la original para una persona; transformando a esta en sus componentes de frecuencia y eliminando las que están enmascaradas por una más fuerte, empaquetando esta información en un flujo de bits.

4.1.1. MPEG-1

MPEG-1 trata con canales mono y estéreo a frecuencias de alta calidad de audio (48, 44.1, y 32 kHz). La eficiencia y complejidad del codificador y decodificador se incrementa conforme se avance de capa (*layer*). Para el decodificador entre cada esquema, un número mayor indica que puede decodificar no solo las corrientes de bits de su capa, sino todas la precedentes.

Figura 29. **Enmascaramiento psicoacústico**



Fuente: http://es.wikipedia.org/wiki/Umbral_de_enmascaramiento. Consulta: enero de 2013.

La figura 30 muestra un componente fuerte de la señal, en aproximadamente 1 kHz, que se distorsiona a nivel de enmascaramiento (encubriendo u ocultación) el cual define el nivel que un segundo componente de señal debe exceder para ser audible. Si existe un segundo componente, al mismo tiempo y cercano a la frecuencia del primero, entonces para ser audible debe de estar a un nivel de intensidad superior al primero. Lo que implica que si es menor, puede ser descartado de la información de audio.

Layer I tiene la más baja complejidad y es adecuada para el tipo de aplicaciones, donde la poca complejidad del codificador juega un papel importante. *Layer II* es un poco más compleja ya que puede eliminar mayor redundancia, aplicar el nivel de saturación psicoacústico más eficiente, y ser dirigida hacia aplicaciones donde un decodificador sirve a varios decodificadores. *Layer III* es aún más compleja y dirigida a aplicaciones que requieran una baja tasa de bits, debido a la extracción de información adicional redundante por medio de su resolución de frecuencias mejoradas.

La codificación específica MPEG consiste en que la señal de sonido digitalizada sea dividida en bloques de 384 muestras para *layer I* y 1152 para *II* y *III*. Cada uno de estos bloques es codificado dentro de un cuadro MPEG-1. Un flujo de audio MPEG se construye a partir de estos cuadros en sucesión.

Un cuadro consiste consta de un encabezado y una parte de datos. Un cuadro del *layer II* puede distribuir sus datos sobre cuadros consecutivos, si estos no requieren del uso de todos sus bits. El encabezado contiene información acerca del tipo de *layer*, la frecuencia de muestreo, el número de canales, CRC (*cycle redundancy check*) y demás. Aunque la mayoría de esta información es la misma para casi todos los cuadros, el grupo MPEG decidió que sería mejor asignar a cada cuadro su encabezado, para simplificar la edición y la sincronización.

Para poder aplicar al mayor número de aplicaciones posibles, MPEG-1 provee una amplia gama de tasas de bits desde 32 a 320 kbits/s; el cambiar tasa entre cuadros está explícitamente permitido para que las aplicaciones puedan adaptarse a sus condiciones ambientales.

4.1.2. MPEG-2

MPEG-2 es solo un estándar revisado y mejorado del MPEG-1, y se diferencia de este en tres formas:

- La extensión LSF (*low sampling frequency*) para MPEG-1 le permite bajar el rango inicial de la velocidad de la trama a 8 kbits/s y bajas frecuencias de muestreo (16, 22.05 y 24 kHz), dando una mejor calidad de audio a bajas tasas de bits (más 64 kbits/s por canal).
- Compatibilidad para el sonido multicanal del MPEG-1 o MPEG-2 BC (*Back Ward Compatible*): esto quiere decir que una corriente MPEG-2 BC se adhiere a la estructura del MPEG-1; de manera que esta pueda ser interpretada por un decodificador MPEG-1, con soporte hasta para cinco canales de ancho de banda máximo.
- Un nuevo algoritmo de codificación llamado AAC (*advanced audio coding*). Un flujo AAC ya no puede ser interpretado por un decodificador de audio MPEG-1. Este provee capacidad de hasta 48 canales principales de audio, 16 para efectos de baja frecuencia, 16 para traducción multilinguaje, y 16 para datos.

4.2. Proceso de codificación

Para mantener los filtros sencillos a estos se les aúna un proceso de FFT en paralelo con el filtraje y se usan las componentes espectrales de la FFT como información adicional al codificador. De esta forma se logra compensar por la menor resolución, a bajas frecuencias del banco de filtros subbanda, obteniendo una mayor resolución donde el oído es más sensible.

Un filtro de análisis banda debe ser usado para dividir la señal en 32 subbandas igualmente espaciadas; es decir se divide el espectro de frecuencias (20 Hz a 20 kHz) en 32 subbandas. El codificador calcula el efecto de ocultación de un tono en alguna subbanda y encuentra si existe un nivel de umbral de ocultación para toda la subbanda; si no la hay, entonces existe una razón aceptable de señal de ruido (el cociente entre la potencia de la señal recibida a la del ruido en el receptor).

Si hay efecto de ocultación en las bandas aledañas, su efecto decrecerá con la distancia de la banda codificada. El codificador considera que se tenga al pico en el máximo de su sensibilidad, alrededor de los 2 a 4 kHz (la misma región que la voz humana ocupa).

El codificador calcula los efectos de ocultación por un proceso iterativo, hasta que se agote el tiempo preestablecido, ya sea que se implemente o que se emplee más bits en el cambio menos inoportuno. En ciertos casos, el tiempo de ventana de algunos codificadores puede no ser suficiente, ya que el efecto de ocultación ocurre temporalmente antes y después de un sonido fuerte. Esto se presenta normalmente en una situación con transitorios donde existen grandes diferencias en el nivel de sonido por arriba del cuadro codificado.

Como la ocultación es calcular a partir del sonido más fuerte y las partes débiles serán despreciadas como ruido de cuantificación, esto se percibe como ruido de eco en el oído.

5. SISTEMA DE RADIODIFUSIÓN DE AUDIO DIGITAL (DAB)

5.1. DAB beneficios de Eureka 147

El sistema EUREKA 147 DAB ofrece gran cantidad de ventajas sobre los sistemas convencionales de difusión de audio como analógica FM o AM radio.

DAB utiliza todas las posibilidades de las tecnologías modernas de comunicación digital y por lo tanto puede proporcionar un nivel mucho más alto de calidad de servicios:

- Calidad superior de sonido donde los usuarios pueden disfrutar puro sonido de CD sin distorsiones.
- Facilidad de uso en lugar de buscar bandas de frecuencia: los usuarios pueden seleccionar todas las emisoras disponibles o formatos disponibles de un menú de texto simple.
- Perfectas condiciones de recepción con solo una simple antena no direccional; DAB elimina la interferencia y el problema de la multitrayectoria en un automóvil. Cubre amplias áreas geográficas con una señal, aun sin interrupciones. El conductor podrá cruzar el país y estar atento a la misma estación, sin desvanecimientos de la señal y sin alterar la frecuencia.

- Reducir los costos de transmisión para radiodifusión DAB permite a las emisoras proporcionar una amplia gama de material de programa de forma simultánea en la misma frecuencia. Esto da cabida a un número mucho mayor de programas para aumentar la elección de los usuarios.
- Reducción de los costos de transmisión de los proveedores de red de transmisor: para la transmisión digital de un transmisor DAB; se necesita solamente una fracción de la energía eléctrica comparada con un transmisor convencional AM o FM.
- Eficiencia de la frecuencia: las redes de transmisores DAB pueden ser diseñadas como red de frecuencia única (SFN); lo que ahorra una gran cantidad de frecuencias de transmisión y por lo tanto la capacidad de transmisión en el aire.

5.2. Características principales

- Tasas de audio desde 384 hasta 800 kbits/s, aplicando la técnica de codificación a media frecuencia de muestreo de MPEG-2. Esto permite configuraciones típicas de 6 canales estéreo de alta calidad, usando audio MPEG-1 con frecuencia de muestreo completa, o hasta 63 canales monofónicos, usando MPEG-2 con media frecuencia.
- Program Associated Data (PAD), incrustado dentro del flujo de bits de audio, para datos directamente asociados con el programa de audio; ajustable a expensas de la calidad en la señal de audio, dentro de la tasa de audio escogida.

- Servicio de datos, por medio del cual cada servicio puede ser flujo definido o ser dividido aún más por una estructura de paquete (por ejemplo y en particular, internet y multimedia).
- Conditional Access (CA), aplicable a cada servicio individual y a cada paquete para restricción de acceso a los usuarios.
- Service Information (SI), para información textual auxiliar en el conjunto DAB y programas selectos, y también establecer vínculos entre diferentes servicios en el multiplexado o transmisión AM/FM (pantalla de presentación).

5.3. Conceptos básicos del sistema DAB

El sistema DAB EUREKA utiliza tecnología digital avanzada para remover la redundancia e información perceptualmente irrelevante en la señal de la fuente de audio; luego aplica redundancia controlada a la señal, para proveer protección contra los errores.

La utilización eficiente del espectro es lograda al entremezclar múltiples señales y un reuso frecuencial, el cual permite extender la red de transmisión con solo agregar más multiplexores sobre la misma frecuencia de transmisión o la capacidad de transmisión con más ancho de banda.

La señal lleva un multiplexado de varios servicios digitales simultáneamente; una capacidad de transporte de un poco más de 2.4 Mbits/s, con un ancho de banda de aproximadamente 1.5 MHz, dentro de un rango de 30 MHz a 3GHz, sobre una red terrestre, satelital, o ambas.

La calidad de protección de errores puede ser ajustada para cada servicio independiente, así como la velocidad de transmisión. Los servicios pueden ser programas de audio, u otro tipo de datos con o sin relación entre sí.

5.3.1. Sistemas de transmisión DAB

El sistema de transmisión DAB actual es un estándar de emisión de radio digital desarrollado por EUREKA; es capaz de proporcionar de manera eficiente la radiodifusión digital multiservicios de gran calidad, para receptores móviles, portátiles y fijos, usando únicamente una antena no direccional. Puede funcionar en cualquier frecuencia de 30 MHz y 3 GHz.

5.3.1.1. Modulación multiportadora

Para hacer frente al problema de la interferencia entre símbolos causada por ecos largos, DAB utiliza un tipo de modulación multiportadora OFDM. La simple idea detrás de modulación multiportadora es dividir la tasa de flujo de datos paralelos K de bajo volumen de datos a modular; cada uno de ellos separados en su propia subportadora. Esto conduce a un aumento de la duración T_s por un factor K . Para K suficientemente alta, es posible mantener T_s significativamente más largo que la duración del eco, para hacer al sistema menos sensible a la interferencia de símbolos.

OFDM es un tipo espectralmente eficiente de modulación multiportadora, porque reduce al mínimo la separación de frecuencia entre las portadoras individuales, al permitir cierto control de solapamiento espectral entre las portadoras, sin causar interferencia al canal adyacente.

Es fácil de entender una señal $S(t)$ OFDM por una serie finita de Fourier definida por:

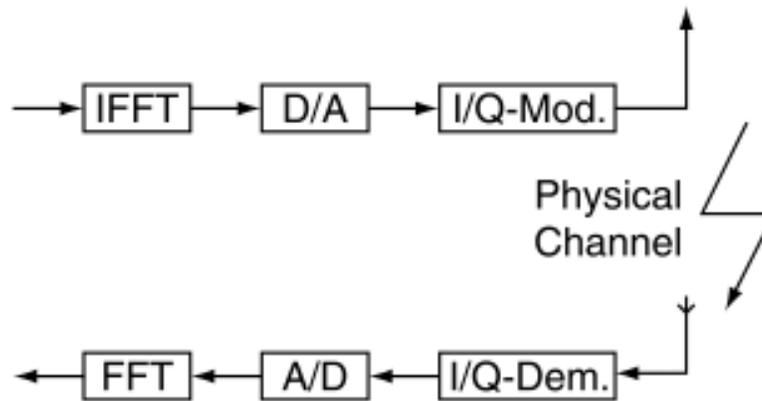
$$s(t) = \sum_{k=-K/2}^{K/2} z_k \cdot e^{j2\pi kt/T}.$$

Esto se define en un intervalo (periodo de Fourier) de longitud T el complejo del coeficiente de Fourier Z_k , que lleva la información codificada digitalmente, para cada intervalo de longitud T . La síntesis de Fourier se puede interpretar como una modulación para cada símbolo Z_k de modulación compleja en una portadora de onda compleja $\exp(j2\pi kt/T)$ con una frecuencia k/T ($k = +/- 1, +/-2, \dots, +/- K/2$). La señal $S(t)$ es la señal de banda base compleja que tiene que ser convertida a una señal RF por medio de un modulador de cuadratura. En el lado del receptor, el análisis de Fourier de banda base convertido en complejo, producirá símbolos complejos utilizando:

$$z_k = \frac{1}{T} \int_0^T e^{-j2\pi kt/T} s(t) dt,$$

Esto resulta de la ortogonalidad de las ondas portadoras. Ambos análisis de Fourier y síntesis, serán implementados digitalmente por algoritmos FFT (*fast Fourier transform*) y IFFT (*inverse FFT*). La cadena de transmisión se muestra en la figura 30. La parte que transmite el complejo K de la señal OFDM del coeficiente Z_k es llamada símbolo OFDM.

Figura 30. **Implementación FFT de OFDM**



Fuente: HOEG, Wolfgang. Digital audio broadcasting. p. 31.

5.3.1.2. Estructura de trama DAB

Para cada modo de transmisión, una trama define en la señal los niveles físicos como una estructura periódica de repetición de símbolos OFDM que cumplen ciertas tareas para el flujo de datos. Es una característica importante del sistema DAB que los periodos de tiempo en el nivel físico y en los niveles lógicos (datos) coincidan.

El periodo T_f de la transmisión de la trama es el mismo que el de la longitud de la trama de audio de 24 ms o un múltiplo entero de la misma. Como consecuencia, el flujo de datos de audio no necesita su propia sincronización. Esto asegura una estabilidad de mejor sincronización, especialmente para la recepción móvil.

Los parámetros de los modos de transmisión pueden verse en la tabla III.

La señal se establece en cero (o casi cero), durante este tiempo, para indicar en el nivel físico el comienzo de la trama.

El segundo símbolo OFDM de la SC se llama TFPR (*Time Frequency Phase Reference*). El complejo de coeficiente de Fourier Z_k se ha elegido de manera sofisticada para que este símbolo sirva como una referencia de frecuencia, así como para la estimación de canal para el ajuste fino de la sincronización de tiempo. Los 3 símbolos OFDM del FIC llevan 2304 bits. Debido a que son altamente protegidos con una velocidad 1/3 del código, solo 768 bits de datos permanecen. Los datos FIC de cada trama de transmisión pueden ser codificados inmediatamente, sin hacer referencia a los datos de otras tramas de transmisión.

Para TM III, la duración de la trama $T_f = 24$ ms. Se sabe que 8 símbolos OFDM llevan la FIC, y 144 símbolos OFDM llevan el MSC. La velocidad de datos de la FIC es mayor en un factor de 4/3, en comparación con los otros modos. El MSC tiene siempre la misma velocidad de datos.

Para los cuatro modos de transmisión, el MSC transporta 864 CU en 24 ms. Hay una trama de 864 CUs = 55 296 bits comunes para toda las modalidades de transmisión que se llama trama entrelazado común (CIF). Para TM II y TM III, hay exactamente un CIF en el lado de la trama de transmisión. Para TM I hay cuatro CIFs en el lado de la trama de transmisión de 96 ms. Cada uno de ellos ocupa 18 símbolos OFDM posteriores del MSC. Para TM IV hay dos CIFs en el lado de la trama de transmisión de 48 ms. Cada uno ocupa 36 símbolos OFDM posteriores de la MSC.

5.3.1.3. Canal de codificación

Los datos que se representan en cada uno de los servicios están sujetos a mezclas de dispersión de energía, codificación convolucional y entremezclado en el tiempo; el proceso de codificación convolucional se refiere a agregar redundancia a los datos por medio de un código con un largo restringido (de 7). El entremezclado en el tiempo mejora la robustez de la transmisión en un ambiente en movimiento, con un retardo de 384 ms.

En el caso particular del audio, aún mayor protección es agregada a la codificación convolucional siguiendo un patrón UEP (*Unequal Error Protection*), y solamente EEP (*Equal Error Protection*) para las tasas de 8, 16, 24, 40 y 144 kbits/s del MPEG-2, a media frecuencia.

Son definidos cuatro perfiles para EEP y cinco para UEP. Codificación con media frecuencia de muestreo mejora significativamente la calidad de audio a bajas tasas de bits (< 64 kbits/s por canal). La baja frecuencia de muestreo implica que el rango de frecuencia está limitado a cerca de 11.5 kHz. Por lo tanto esta codificación está adecuada para la voz.

La tasa de codificación promedio, definida como el ratio entre el número de bits codificados en la fuente y el número de bits codificados después de la codificación convolucional, puede tomar un valor de 0.35 hasta 0.75; e indica el nivel de protección desde lo más alto a lo más bajo, respectivamente.

Diferentes tasas promedios pueden ser aplicadas a diferentes fuente de audio, sujetas al nivel de protección requerido y a la tasa de datos dada.

Servicios de datos generales son codificados convolucionalmente, usando una de la selección de tasas uniformes, mientras que los datos en el FIC son codificados a una tasa constante de 1/3. Un canal particular del modo paquete está reservado para AIC (*Auxiliar Information Channel*).

5.4. Codificación de datos

La mayoría de los datos son llevados por el MSC que provee la mejor protección de errores. Existen dos mecanismos posibles de transporte dentro de este; estos a su vez, son referidos como modo de paquete y corriente de flujo.

Programación asociada de datos puede ser enviada con la de audio; datos generales pueden ser considerados como un servicio separado. Este puede tomar la forma de una corriente continua de bits, segmentada en cuadros lógicos de 24 ms o como paquete.

En el modo de flujo, los datos están divididos en ráfagas de 24 ms. Dentro de las restricciones de estas ráfagas, el modo también puede ser usado para cualquier componente general de datos. El MSC está dividido en subcanales; hasta 64 de estos están disponibles, cada uno de los cuales está tratado individualmente, en lo que la codificación del canal corresponde.

En modo paquete, la capacidad total de un subcanal puede estar dividida en hasta 1023 componentes de servicio, organizados como paquetes direccionables. Esta división puede incrementar la eficiencia cuando los componentes tienen una velocidad menor que la mínima del subcanal de 8 kbits/s.

Los recursos asignados a los datos son manejados en el multiplexado a una tasa de 8 kbits/s, a pesar de que los paquetes individuales pueden tener capacidades mucho menores, y estar compresos en paquetes submultiplexados.

Muestra de elementos que se pueden desplegar en la pantalla del receptor son:

- Etiquetas de nombre con la programación del servicio
- La fecha y hora
- Etiqueta de programación dinámica:
 - Título de la canción
 - Letra
 - Nombre del artista
- Lenguaje

Si alguna nueva característica va a ser implementada, el método apropiado de transporte debe ser identificado. Esta adición puede ser un componente de servicio, ya sea datos en general, audio o PAD.

La elección del mecanismo está inicialmente determinada por si es o no un componente de servicio.

5.5. Multiplexación DAB

La multiplexación de la radio digital está formada por 23 000 000 bits, los cuales son utilizados para transportar audio, datos y un sistema de protección contra errores de transmisión. De estos, alrededor 1 200 000 bits se utilizan para el servicio de audio y datos.

Cada multiplexado puede transportar una mezcla de estéreo o mono, así como servicios de datos. El número de programas depende de la calidad exigida para cada uno de ellos.

5.5.1. MPEG-1 audio *layer* II

La codificación de MPEG-1 audio *layer* II llamado también MP2, se deriva de la MUSICAM (*Masking Pattern Adapted Universal Subband Integrate Coding and Multiplexed*).

MUSICAM es capaz de reducir la cantidad de datos requeridos por factores típicos de entre 6:1 a 12:1. Sin embargo, aún es capaz de dar alta calidad de audio, subjetivamente percibida por el oyente como la de un CD. Emplea la misma técnica que la definida por el MPEG audio *layer* II, si usando un modelo del sistema auditivo humano puede eliminar las componentes que no deberían ser escuchadas por el oído.

5.5.2. Modo independiente

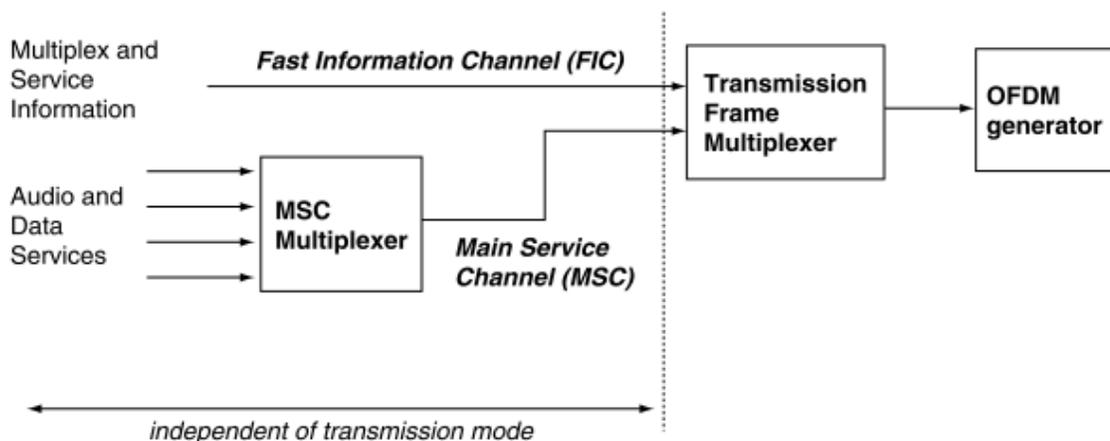
El sistema DAB está diseñado para transmitir en la banda de frecuencia de 30 MHz a 3 GHz.

El multiplexado de DAB, puede ser descrito del modo independiente de transmisión. Para lograr esto, los contenedores de la información están definidos; los cuales se utilizan para transmitir los datos de las aplicaciones (servicios de audio y datos, información de servicios etc.) a los receptores. La figura 32 muestra la generación de multiplexado DAB.

Los datos de los componentes de audio y otras aplicaciones se realizan en lo que se llama el canal principal de servicios (MSC). Cada 24 ms, los datos de todas las aplicaciones están reunidos en secuencias, llamadas tramas de intercalación comunes (CIFs). La información multiplexada y relacionada con los servicios, se realiza principalmente en el canal de información rápida (FIC), similar a la MSC; los datos de FIC se combinan en bloques de información rápida (FIB).

Dependiendo del modo de transmisión, un número de CIF y otro FIBs se agrupan en trama de transmisión de una que es la asignada a un número de OFDM símbolos.

Figura 32. **Generación de multiplexado DAB**

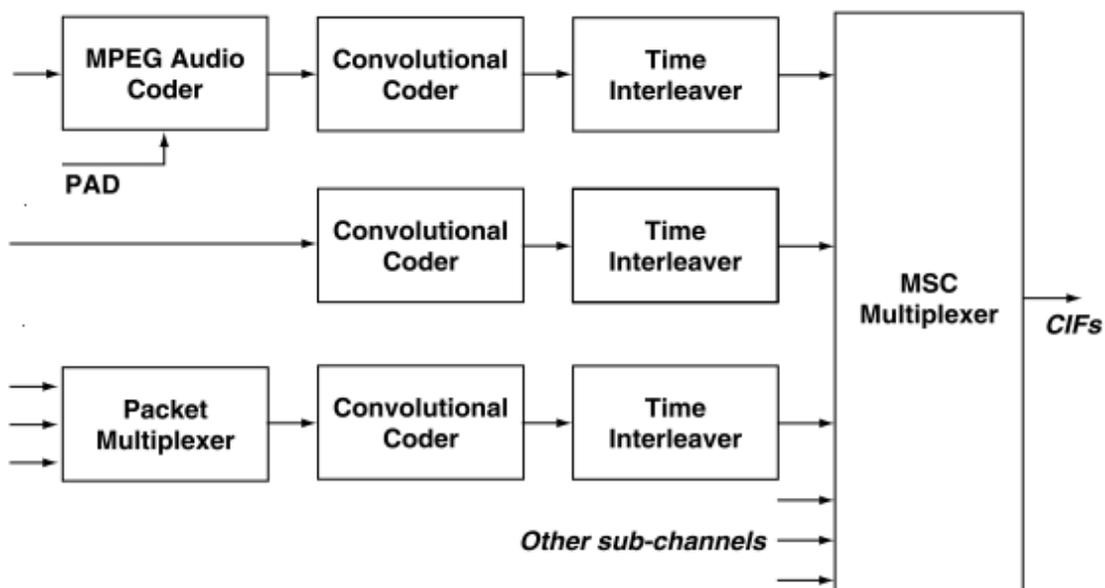


Fuente: HOEG, Wolfgang. Digital audio broadcasting. p. 40.

5.5.3. Canal principal de servicios (MSC)

El MSC del sistema DAB tiene una capacidad bruta de 2.304 Mbits/s. Dependiendo de la tasa de código convolucional, la tasa de bits neta varía de aproximadamente 0.6 a 0.8 Mbits/s. Las aplicaciones individuales no suelen consumir esta capacidad global. El MSC está por tanto dividido en subcanales. Los datos transportados en un subcanal están codificados por convolución y entrelazados con el tiempo. La figura 33 muestra el esquema conceptual de la multiplexación del sistema DAB.

Figura 33. **Generación tramas de intercalación comunes (CIF)**

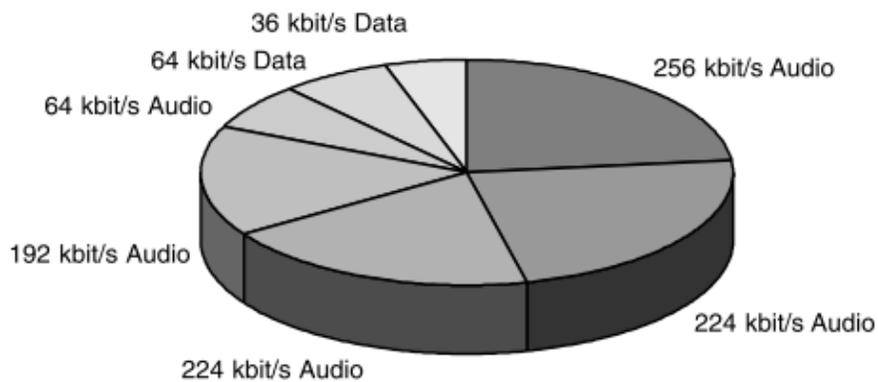


Fuente: HOEG, Wolfgang. Digital audio broadcasting. p. 41.

La tasa de códigos puede diferir de una aplicación a otra. Los tipos de datos disponibles para los subcanales individuales están dados por múltiplos enteros de 8 kbits/s (de 32 kbps para algunos esquemas de protección). La figura 35 muestra un ejemplo de la configuración de multiplexación.

Cada canal secundario puede ser organizado en el modo de flujo o de paquetes. La división del MSC en subcanales y sus perfiles individuales de codificación se conoce como la configuración de multiplexación. La configuración no es fija sino que puede ser diferente para diferentes transmisiones DAB o variar de vez en cuando para la transmisión. Por tanto, la configuración de la señal debe llegar al receptor multiplexada; esto se hace a través del FICs.

Figura 34. **Configuración de multiplexación**



Fuente: HOEG, Wolfgang. Digital audio broadcasting. p. 42.

5.5.4. Mecanismo de transporte

El sistema DAB proporciona varios mecanismos para el transporte de datos a los receptores, que son adoptados cada uno con propósitos específicos. El modo *stream* está diseñado para flujos de datos continuos y sincrónicos, tales como el audio codificado. En este caso, cada 24 ms, el mismo número de bits se transmite de forma transparente, es decir, no hay mecanismo en el interior del sistema DAB para proporcionar sincronización o direccionamiento, excepto por la estructura de la trama.

Toda la señalización tiene que ser proporcionada por la propia aplicación. La modalidad de los subcanales puede contener audio codificado de acuerdo con la norma ISO 1117323 en capa II, o datos generales a la tasa de bits fija.

Para los datos asíncronos no hay modo de paquetes, que proporcione un protocolo para el transporte de grupo de datos individuales a través de un canal empaquetado. El protocolo de paquetes permite la repetición de datos para ser manipulados y la creación de un multiplexor de varias aplicaciones paralelas, a la que la capacidad se puede asignar con flexibilidad.

Una forma especial de transporte se proporciona para los programas de datos asociados (PAD), que se insertan en el flujo de audio de datos MPEG *Layer II*, definiendo una estructura del campo de datos auxiliares de la trama de audio MPEG, específicos para DAB. Se proporciona una serie de funciones relacionadas con el contenido del programa de audio y se puede insertar en el lugar donde se produce el audio. Por lo tanto PAD se considera que es una parte del audio y realmente no un mecanismo de transporte independiente para los datos.

5.5.4.1. Modo *stream*

El modo *stream* se usa para aplicaciones que pueden ofrecer una tasa de datos constante de un múltiplo de 8 Kbits/s. Por ejemplo, a una velocidad de muestreo de 48 Kbits/s, audio MPEG *Layer II*, el codificador genera una trama de datos de 24 ms, que cumple exactamente el requisito. Cuando ocurre la transmisión de datos generales, el flujo de datos, se puede dividir en las tramas lógicas que contiene los datos correspondientes a un intervalo de tiempo de 2 ms. Estas tramas lógicas pueden ser transmitidas una tras otra, de la misma manera como trama MPEG.

Cuando el modo *stream* se utiliza, hay dos opciones para la protección de errores: protección de error desigual (UEP) se utiliza con audio MPEG y ofrece capacidades de correcciones de errores que se adaptan a la sensibilidad de la trama de audio a los errores de bits, y para los datos generales, la protección contra errores (EEP), que se utiliza, en donde los bits están protegidos de la misma manera.

5.5.4.2. Programa de datos asociados (PAD)

Aunque DAB proporciona mecanismos para llevar datos generales en modo *stream* o de paquetes, hay una necesidad de un método adicional para la transmisión de datos que está estrechamente relacionada con un servicio de audio. Esto se conoce como PAD.

El sistema DAB es transparente para la PAD. Esto significa que el PAD puede ser producido e insertado en el momento en que la señal de audio se codifica; normalmente en el estudio se recuperarán solo cuando se decodifica la señal de audio en el receptor.

El PAD tiene dos partes: una fija F-PAD y la otra extendida y opcional X-PAD. La tasa de datos máxima de F-PAD es de 0.667 kbits/s a 48 kHz y 0.333 kbits a 24 kHz, y para X-PAD es de 0 a 65 kbits/s. Todo F-PAD y algunas partes de X-PAD están protegidas por el UEP.

Algunas de las funciones de F-PAD son:

- **DRC (*Dynamic Range Control*)**: con su ayuda el receptor puede comprimir el rango dinámico de la señal de audio en orden de mejorar la audibilidad de la señal en un ambiente ruidoso.

- Indicación música/voz: de manera que con esta información el receptor pueda procesar mejor la señal.
- Texto relacionado del programa: es decir títulos de canciones y descripciones de programas. Este texto puede ser dado por el proveedor del servicio o ser extraído directamente de un software o una combinación de ambos.

Existen dos ventajas principales en la utilización de PAD. Primero, está totalmente sincronizado al audio a través de la línea de transmisión. Segundo, permanece como la prerrogativa del proveedor el sopesar la capacidad de PAD con la calidad de audio. Independiente de otras multiplexaciones.

Una desventaja es que no puede ser identificada como una identidad separada. Ha de ser considerada como parte del servicio de audio y ninguna parte de este puede ser señalizada separadamente.

5.5.4.3. Modo paquete

El mecanismo de transporte DAB más general es la estructura de modo de paquete.

Para la transmisión en modo paquete, los datos se organizan en grupos que constan de cabeceras y un campo de datos de hasta 8191 bytes y comprobación de redundancia cíclica (CRC) para la detección de errores. El encabezado de grupos de datos permite la identificación de tipos de datos de grupo, de tal manera que por ejemplo, los datos codificados y los parámetros de acceso a ellos se pueden llevar en el mismo flujo de paquetes.

También hay muchos contadores que indican que sí y con qué frecuencia el grupo de datos se repartirá. Un campo de extensión ofrece la posibilidad de abordar terminales de usuario final o grupos de usuarios. Los grupos de usuario se transmiten en uno o varios paquetes.

Los propios paquetes constituyen las tramas lógicas en modo de paquete similar al de las tramas de audio en el modo *stream*.

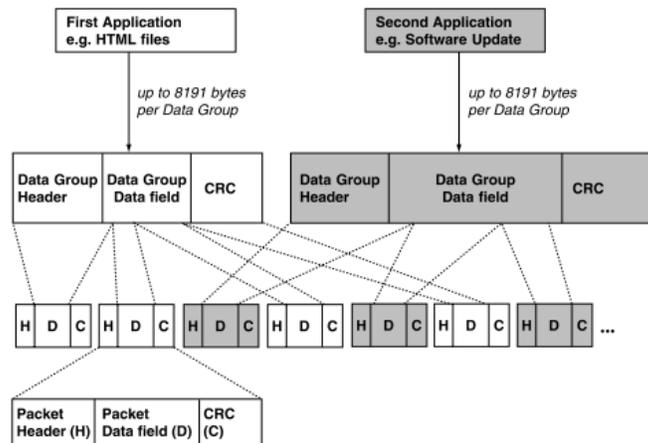
Para encajar en la estructura de DAB que requiere un múltiplo de 8 kbit/s, que es un múltiplo de 24 bytes por cada 24 ms, longitudes de los paquetes de 24, 48, 72 y 96, bytes están definidos en el estándar DAB.

Los paquetes constan de una cabecera de 5 bytes, un campo de datos, el relleno, si es necesario, y un CRC para detección de errores.

Los paquetes se pueden organizar en cualquier orden en la transmisión. Una característica importante es que el modo de paquetes de relleno se puede introducir si hay datos útiles que estén disponibles para llenar la capacidad de datos.

El modo de paquetes, por lo tanto, es adecuado para llevar datos asíncronos. Hasta 1023 aplicaciones pueden ser multiplexadas en una transmisión de modo de paquete.

Figura 35. Transmisión de multiplexación modo paquete



Fuente: HOEG, Wolfgang. Digital audio broadcasting. p. 45.

5.6. Servicios de audio y aplicaciones

DAB ofrece es la posibilidad de aumentar los servicios de audio que se puede transmitir utilizando el mismo ancho de banda que las transmisiones analógicas; sin embargo, es posible dividir este ancho de banda entre servicios de audio y servicios de datos.

5.6.1. Aplicaciones avanzadas de audio MPEG-2

La introducción de las funciones de codificaciones MPEG-2 en el estándar DAB, ofrece posibilidades adicionales que se distinguen una vez más en el sistema DAB de los sistemas de radios convencionales. Se trata, en particular, de la codificación multicanal y medio de muestreo de la tasa de codificación del audio.

5.6.1.1. Codificación de audio multicanal

El uso de audio multicanal discreto (3/2 o en formato 5,1, respectivamente) en el hogar es cada vez adoptada con la introducción del nuevo medio de almacenamiento de DVD y el advenimiento de la televisión digital terrestre. Una de las características básicas de la norma MPEG-2 Audio, es la compatibilidad con versiones anteriores a MPEG-1, codificada. Esto significa que un decodificador de audio MPEG-1 es capaz de decodificar correctamente la información básica de un programa estéreo multicanal.

La información estéreo básica se mantiene en los canales izquierdo y derecho, que constituyen un mix adecuado de la información de audio en todos los canales. Esta mezcla descendente se produce en el codificador automáticamente.

La compatibilidad con versiones en estéreo de dos canales es un requisito importante para muchos proveedores de servicios que deseen ofrecer una alta calidad de sonido envolvente digital en el futuro, porque ya existe una amplia gama de MPEG-1 *Layer I* y chips de decodificadores de capa II que apoyan mono y sonido estéreo.

Un género del sistema digital de sonido multicanal, debe cumplir varios requisitos básicos y proporcionar una serie de técnicas operativas características.

Debido al hecho de que durante los próximos años la representación estéreo normal todavía tendrá un papel dominante para la mayoría de las aplicaciones de consumo de dos canales de compatibilidad, es uno de los requisitos básicos.

Otros requisitos importantes son la interoperabilidad entre diferentes medios de comunicación, la compatibilidad descendente con formatos de sonido que consisten en un número menor de canales de audio y por lo tanto proporcionan un reducido rendimiento de sonido envolvente. La intención es proporcionar la más amplia gama de aplicaciones y servicios posibles, incluidos los servicios multilingües, diálogo limpio y compresión de rango dinámico.

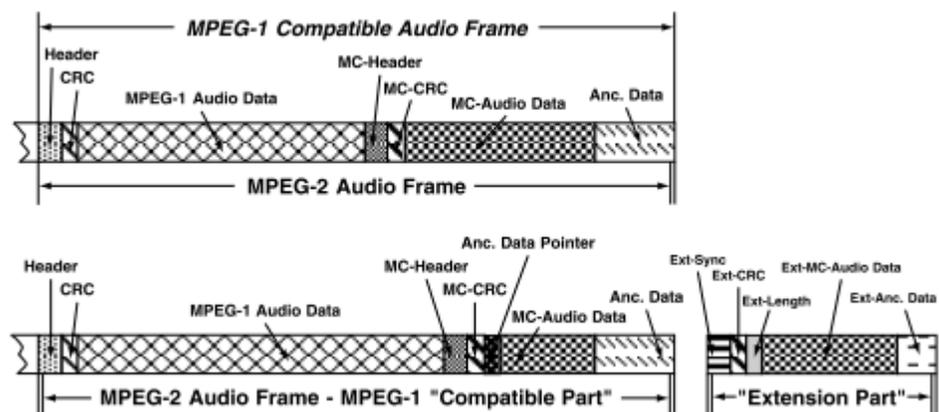
Audio MPEG-2 permite una amplia gama de velocidades de bits, de 32 kbit/s hasta 1066 kbit/s. Este amplio rango puede ser realizado por la división de la trama audio MPEG-2 en esas dos partes, a continuación:

- El principal flujo de bits que transporta el equipo de música compatible con MPEG-1 en la formación de máxima 384 kbit /s.
- La extensión de flujo de bits que transporta la totalidad o una parte de la información MPEG-2 específica, que es la información multicanal y multilingüe; lo que no es relevante para un decodificador MPEG-1 Audio.

En la figura 36 se muestra una trama multicanal audio MPEG-2 que consiste en la compatibilidad de MPEG-1.

La longitud variable de campo de datos auxiliares en la trama de audio MPEG-1 compatible de la trama de MPEG-2, ofrece la posibilidad de realizar una cierta información de extensión multicanal. Sin embargo, para la alta calidad de la capa II, la velocidad de bits de codificación para la señal de audio multicanal puede exceder 384 kbit/s; lo que requiere una parte de extensión que se añade a la parte MPEG-1 compatible.

Figura 36. Trama multicanal audio MPG-2



Fuente: HOEG, Wolfgang. Digital audio broadcasting. p.93.

Toda la información acerca de la señal estéreo compatible tiene que ser mantenida en la parte compatible MPEG-1. En este caso, la trama de audio MPEG-2 consiste en la compatibilidad de MPEG-1 y la parte de la extensión (no compatible).

El estándar MPEG-1 contiene un máximo de 448 kbit/s para la capa I y 384 kbit/s para la capa II. Si en el caso de la capa II, se selecciona un total de 3 kbit/s, la extensión del flujo de bits puede ser omitida.

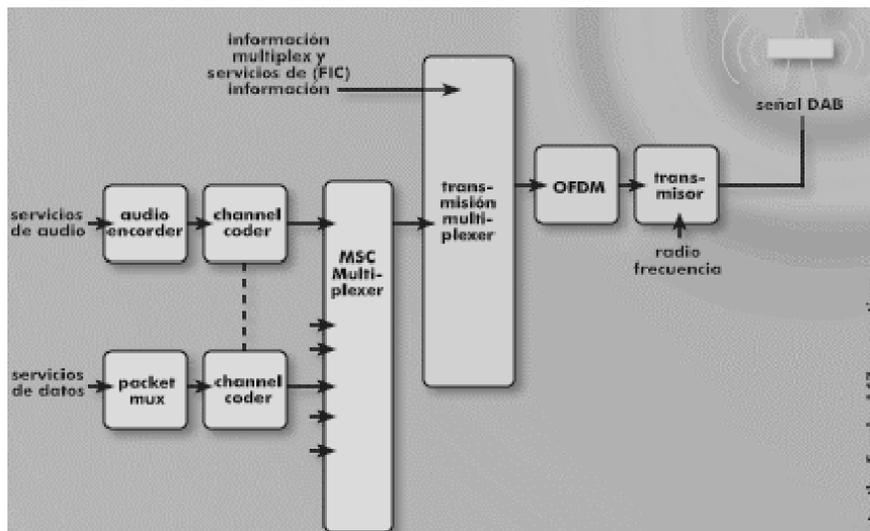
La velocidad de bits aproximadamente 512 a 640 kbit/s es suficiente para proporcionar una calidad de audio razonable para la transmisión de audio multicanal, utilizando el formato de codificación de audio MPEG-2 *Layer II* (la transmisión de cinco señales no comprimidas necesita hasta una tasa neta de $5 \times 768 = 3.840$ Kbit/s).

5.7. Generación de la señal DAB

En la figura 37 se puede observar cómo se genera la señal DAB; cada señal de servicio se codifica de forma individual en la fuente, a continuación los servicios son multiplexados en el canal de servicios principal (MSC) de acuerdo con un canal predeterminado, pero la configuración es ajustable.

La salida del multiplexor se combina con el multiplex de control de información de servicios (FIC), que viajan en el canal de información rápida para formar los cuadros en la transmisión del multiplexor. Por último el OFDM se aplica a la forma de la señal DAB que consiste en un gran número de portadores. La señal es entonces incorporada a la banda de radio frecuencia que corresponda, y los portadores son amplificados y transmitidos.

Figura 37. Generación de la señal DAB



Fuente: <http://dspace.epoch.edu.ec/bitstream/123456789/2058/1/98T00018.pdf>.

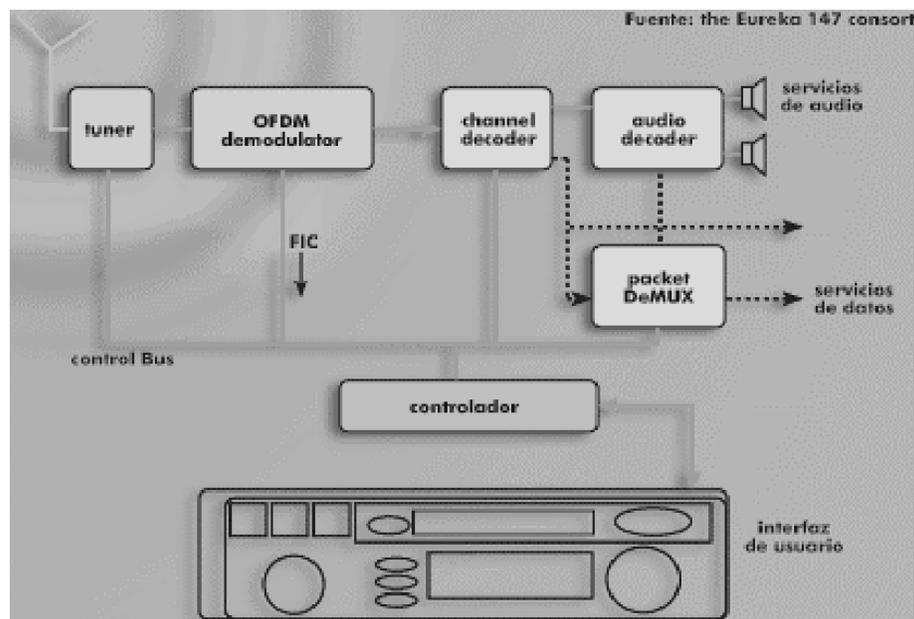
Consulta: febrero de 2013.

5.8. Recepción de la señal DAB

En la figura 37 se muestra un receptor DAB conceptual. El conjunto DAB está seleccionado en el sintonizador analógico. La salida digitalizada se introduce en demodulador OFDM y un decodificador de canales para eliminar los errores de transmisión.

La información contenida en el FIC se pasa a la interfaz de usuario para la selección de servicios y se utiliza para configurar el receptor adecuado. Los datos MSC son procesados en un decodificador de audio para producir las señales de audio izquierdo y derecho o en un decodificador de paquetes de datos según corresponda.

Figura 38. Recepción de la señal DAB



Fuente: <http://dSPACE.espace.edu.ec/bitstream/123456789/2058/1/98T00018.pdf>.

Consulta: febrero de 2013.

5.9. Relación con otros sistemas de radiodifusión digital

La relación entre otros sistemas digitales IBAC (*In band adjacent channel*) transmiten la señal dentro del espectro adyacente sin utilizar las señales convencionales; la cual ningún país ha implementado; otras relaciones se encuentran el sistema IBOC e ISD.

5.9.1. Sistema IBOC

La tecnología IBOC (*In-band-on-channel*) está diseñada para usarse principalmente en el espacio 9/10 kHz de la radio convencional en modo multiplexado o totalmente digital. Utiliza SBR (*spectral band replication*) como su forma principal de codificación de audio.

A diferencia de DAB, IBOC lleva en la transmisión las componentes análogas y digitales simultáneamente, y se denomina emisión híbrida; una vez que se consolide la operación del sistema IBOC y cumplida la etapa de transición, desaparecerán las emisiones análogas quedando solo las digitales.

El diseño del sistema IBOC permite que el receptor cambie a la señal análoga cuando no puede recuperar la señal numérica.

Este sistema se ha comercializado bajo el nombre HD radio y se puede emplear tanto en bandas de AM como en FM. Por otro lado, este sistema permite adaptar los equipos analógicos usados en la actualidad, para que reciban la nueva señal digital tan solo añadiendo un sintonizador HD; lo cual permitirá al usuario de la radio digital, verse atraído a este nuevo servicio a un costo no muy elevado.

Dado que HD Radio usa las mismas frecuencias de radio AM y FM que se ocupan en la actualidad, el proceso de transición para este sistema se vuelve mucho más fácil, considerando además que permite su funcionamiento en modo híbrido.

5.9.2. Sistema ISD

ISDB-TsB es parte del conjunto de normas ISDB-T, la cual es empleada también para televisión digital terrestre. A diferencia de los otros sistemas, no ha sido concebida con la idea de reemplazar a la radio analógica, sino más bien ser utilizada como un servicio complementario. Utiliza 1 o 3 segmentos, por lo que es compatible con el servicio.

En el país desarrollador de este sistema se realizan pruebas desde el 2003, patrocinadas por Digital Radio Promotion Association (DRP). Dado que Japón no busca competir con los otros sistemas en cuanto a radio digital se refiere, el sistema no ha sido difundido en otros países para este propósito.

CONCLUSIONES

1. La radiodifusión digital tiene la capacidad de eludir interferencias, ya que la radiodifusión análoga sufre alteraciones en el transcurso de la ruta al receptor.
2. La digitalización a la radio es para dar mayor calidad del sonido, y un mejor uso a las ondas radiofónicas, que implica añadir más servicios y programas.
3. Para que una estación de radio digital funcione, es necesaria la implementación de equipos específicos (transmisores digitales).
4. Cuando se seleccione el estándar (IBOC, DAB), se debe tomar en cuenta los equipos de transmisión para tener una buena audiencia en el mercado local.

RECOMENDACIONES

1. Al adoptar un nuevo formato digital para la radio en Guatemala, se debe cumplir con todas las especificaciones descritas técnicamente, de tal forma que los beneficios que el sistema ofrece se cumplan en su máximo potencial y se justifique la inversión que deben realizar tanto los radiodifusores como radioescuchas.
2. El Gobierno de Guatemala debe optar al proceso, mediante convenios con dueños de radiodifusoras y fabricantes de equipos, facilitándose por medio de créditos, entre otros, para que la radio digital en Guatemala se pueda desarrollar exitosamente.
3. Realizar foros entre grupos de investigaciones que aporten elementos acerca de la radio digital en Guatemala y el mundo, ya que es un tema nuevo en el país y de manera general en toda Latinoamérica. Dichos foros ayudarán a difundir los beneficios que ofrece este nuevo servicio entre radiodifusores y oyentes.
4. Hacer pruebas en Guatemala según su sistema geográfico (patrón de radiación) para obtener datos reales de la eficiencia de la transmisión y estar dentro de los estándares DAB.

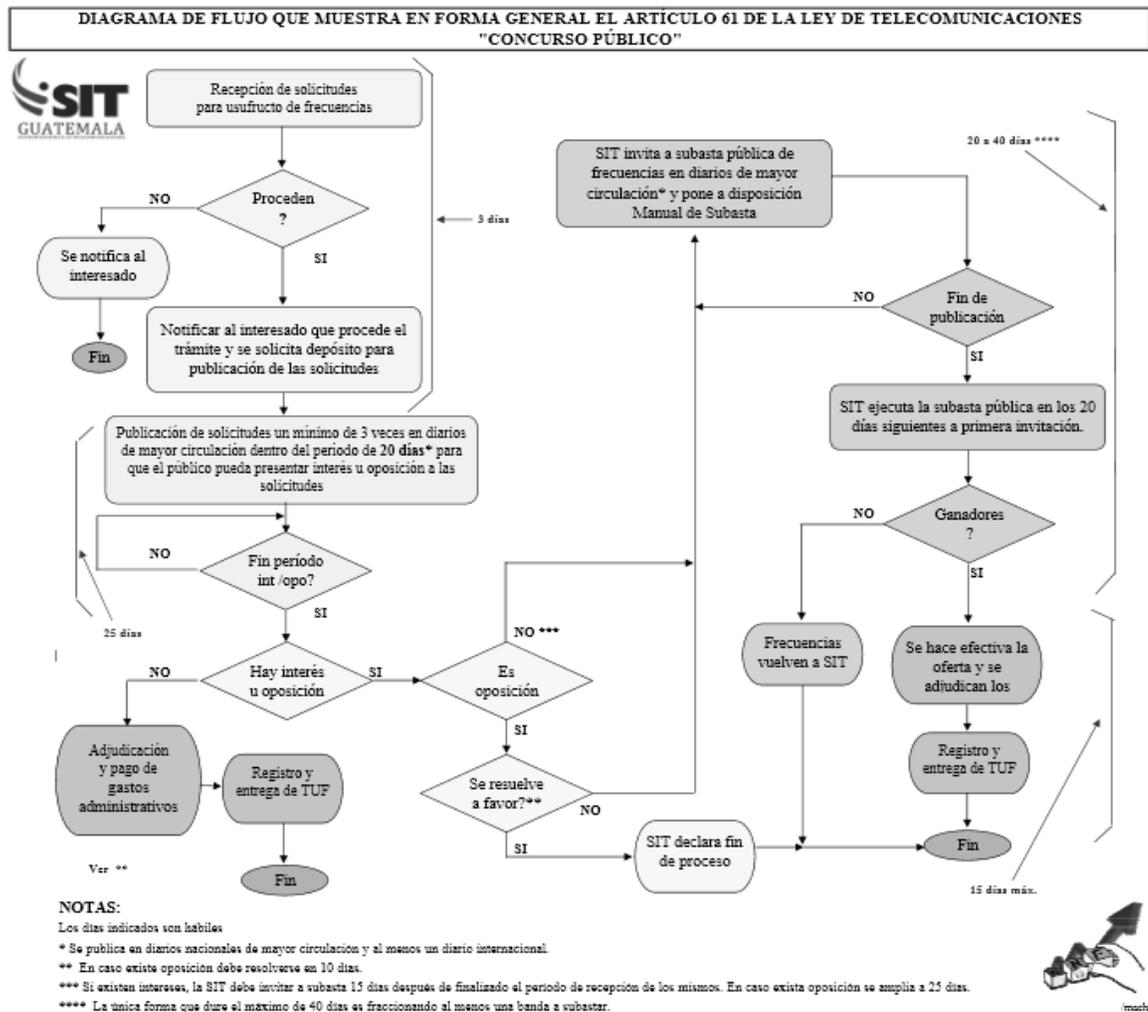
BIBLIOGRAFÍA

1. FITTON, Mike. *Principles of digital modulation* [en línea]. <http://www.berk.tc/combas/digital_mod.pdf> [Consulta: 8 de febrero de 2010].
2. HAYKIN, Simon. *Sistemas de comunicación*. 4a ed. México: Limusa Wiley, 2006. 836 p.
3. HOEG, Wolfgan; LAUTERBACH, Thomas. *Principles and applications of digital radio*. 2a ed. Inglaterra: John Wiley, 2003. 331 p.
4. LONDOÑO, Camilo. *Multiplexación por división de frecuencia ortogonal* [en línea]. Departamento de ingeniería eléctrica y electrónica septiembre de 2004 [Consulta: 5 de enero de 2013]. <http://www.lisi.uniandes.edu.co/seminario/OFDM.pdf>.
5. MARTÍNEZ, Manuel. *La norma ISDB en funcionamiento 2010*. [en línea]. <<http://www.manuelemartinez.com.ar/norma-japonesa-isdbt-television-digital-argentina>> [Consulta: 5 de enero de 2013].
6. SEDRA Adel. *Circuitos microelectrónicos*. 4a ed. México: Oxford University Press, 1999. 1237 p.
7. TAUB, Herbert; SCHILLING, Donald. *Principles of communication system* 3a ed. New York: McGraw-Hill, 2007. 400 p.

8. SIT. *Gerencia de frecuencias*. [en línea]. <<http://www.sit.gob.gt/>> [Consulta: 3 de febrero de 2013].
9. Wikipedia *DAB* 2012. [en línea]. <<http://es.wikipedia.org/wiki/DAB>> [Consulta: 3 de febrero de 2013].
10. Worlddab. *Digital multimedia broadcasting*. [en línea]. 2010 <<http://www.worlddab.org/>> [Consulta: 20 de septiembre de 2012].
11. _____. *Digital radio*. [en línea]. 2010 <<http://www.worlddab.org/dab>>. [Consulta: 20 de septiembre de 2012].
12. _____. *Regulation of frequency spectrum*. [en línea]. 2010 <<http://www.worlddab.org/introduction>> [Consulta: 20 de septiembre de 2012].

ANEXOS

Anexo 1. Pasos para el trámite de solicitud de usufructo de frecuencia



Fuente: <http://www.sit.gob.gt>. Consulta: abril de 2013.

Anexo 2. Rango de frecuencias



FRECUENCIAS CENTRALES DE CANALES ASIGNADOS AL SERVICIOS DE RADIODIFUSIÓN SONORA EN FM

GRUPO A

GRUPO B

FREC	No. DE CANAL	FREC	No. DE CANAL
88.1	1	88.3	51
88.5	2	88.7	52
88.9	3	89.1	53
89.3	4	89.5	54
89.7	5	89.9	55
90.1	6	90.3	56
90.5	7	90.7	57
90.9	8	91.1	58
91.3	9	91.5	59
91.7	10	91.9	60
92.1	11	92.3	61
92.5	12	92.7	62
92.9	13	93.1	63
93.3	14	93.5	64
93.7	15	93.9	65
94.1	16	94.3	66
94.5	17	94.7	67
94.9	18	95.1	68
95.3	19	95.5	69
95.7	20	95.9	70
96.1	21	96.3	71
96.5	22	96.7	72
96.9	23	97.1	73
97.3	24	97.5	74
97.7	25	97.9	75

Continuación de anexo 2.

98.1	26	98.3	76
98.5	27	98.7	77
98.9	28	99.1	78
99.3	29	99.5	79
99.7	30	99.9	80
100.1	31	100.3	81
100.5	32	100.7	82
100.9	33	101.1	83
101.3	34	101.5	84
101.7	35	101.9	85
102.1	36	102.3	86
102.5	37	102.7	87
102.9	38	103.1	88
103.3	39	103.5	89
103.7	40	103.9	90
104.1	41	104.3	91
104.5	42	104.7	92
104.9	43	105.1	93
105.3	44	105.5	94
105.7	45	105.9	95
106.1	46	106.3	96
106.5	47	106.7	97
106.9	48	107.1	98
107.3	49	107.5	99
107.7	50	107.9	100



NOTA:

- 1 Todas las frecuencias en MHz
- 2 El valor de frecuencia indicado es la frecuencia central del canal
- 3 Un canal tiene 200 kHz de ancho de banda
- 4 Cada grupo de frecuencias se reutilizan en diferentes regiones del país

Fuente: <http://www.sit.gob.gt>. Consulta: febrero de 2013

- Horario de operación: el horario de operación lo define el solicitante en un periodo de tiempo durante un día (24 hrs) en que sus equipos estarán transmitiendo.
- Potencia máxima radiada efectiva de radiación (PER) dBm: es la potencia en dBm (decibeles referidos a un miliwatt), con la que el equipo operará para cubrir el área geográfica de influencia.

Para calcular, se debe tomar en cuenta la potencia de salida de su equipo, la ganancia de su antena y la pérdida que pueda existir en la línea de transmisión a la antena. Ejemplo: si la potencia radiada por un equipo es de 3.0 kWatts (3000 watts), su equivalente en dBm sería

$$x(\text{dBm}) = 10 \times \log_{10} \left(\frac{3000 \text{ W}}{0.001 \text{ W}} \right) = 64.77 \text{ dBm}$$