



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERIA

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
" ARAGON "

"OPTIMIZACION DE UNA BANDA DE FRECUENCIAS PARA LA DISTRIBUCION
DE CANALES ANALOGICOS EN SISTEMAS DE GRAN CAPACIDAD "

FALLA DE ORIGEN

TESIS PROFESIONAL
QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
Ingeniero Mecánico Electricista
P R E S E N T A
Juan Carlos Rodríguez Toral



UNAM – Dirección General de Bibliotecas Tesis Digitales Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS © PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

C O N T E N I D O

Introducción 1

Capítulo I. GENERALIDADES SOBRE SISTEMAS DE COMUNICACIÓN 4

- 1 Introducción a los sistemas de comunicación 4
- 1.1 Comunicaciones 4
- 1.2 Sistemas de comunicación 6
 - 1.2.1 Información 7
 - 1.2.3 Transmisor 8
- 1.3 Modulación. Descripción 10
- 1.4 Necesidad de modulación 10
- 1.5 Requerimientos de ancho de banda 13
- 1.6 Espectro en frecuencia de ondas no senoidales 13
- 1.7 Variables y procesos aleatorios 20

Capítulo II. REQUERIMIENTOS PARA EL DISEÑO DE SISTEMAS 22

- 2.1 Características de un sistema de comunicación 25
- 2.2 Criterios de información aceptable 31
- 2.3 Distorsión y ruido 37

Capítulo III. EL CANAL DE COMUNICACION Y SU CAPACIDAD 10

3 Generalidades 40

3.1 Ruido térmico 41

3.2 Líneas telefónicas 47

3.3 Espectro de la voz 48

3.4 Transmisión analógica y digital 50

Capítulo IV. MODULACION EN AMPLITUD 54

4.1 Multiplexaje 54

4.2 Fundamentos 55

4.3 Multiplexaje por división de frecuencia
(F D M) 56

4.4 Modulación en amplitud 57

4.5 Espectro de una señal modulada en amplitud 59

4.6 Relaciones de potencia de la onda de AM 62

4.7 Cálculos de corriente 63

4.8 Modulación por varias ondas senoidales 64

4.9 Comparación de niveles de modulación 66

4.10 Sincronización 70

4.11 Recuperación de la señal de banda base 71

4.12 El demodulador de ley cuadrática 76

4.13 Cargabilidad 78

4.14 Moduladores y moduladores balanceados 79

4.15 Doble banda lateral 81

- 4.16 Banda lateral única con portadora suprimida 82
- 4.17 Métodos de generación de banda lateral
 única (B L U) 89
 - Método de filtros 89
 - Método de fase 92
- 4.18 Modulación por banda lateral residual 95

Capítulo V. MODULACION EN FRECUENCIA 101

- 5.1 Algunas características de las funciones de Bessel 107
- 5.2 Ancho de banda de una señal de FM modulada sinusoidalmente 110
- 5.3 Efecto del índice de modulación B en el ancho de banda 115
- 5.4 Espectro de FM de "ancho de banda constante" 116
- 5.5 Diagrama fasorial para señales de FM 118
- 5.6 Ruido y modulación en frecuencia 122
- 5.7 Efecto de ruido en la portadora. Ruido triangular 123
- 5.8 Pre-énfasis y De-énfasis 129
- 5.9 Otras formas de interferencia 132
 - Interferencia por canales adyacentes 132
 - Interferencia por co-canales/efecto captura 135
- 5.10 Comparación de FM de banda amplia y FM de banda aneosta 134

- 5.11 Sistema multiplex de FM stereo 135
- 5.12 Generación de Frecuencia modulada 137
- 5.13 Métodos de FM 137
- 5.14 Métodos directos 139
 - Modular por reactancia básico 139

Capítulo VI. . Plan de Modulación para sistemas de microondas 141

- 6.1 FDM 141
- 6.2 Mezcla o Heterodinación 142
- 6.3 Plan de Frecuencias 150

- Conclusiones 174
- Bibliografía 176

I N T R O D U C C I O N .

El objetivo de este trabajo es presentar los fundamentos teóricos que sirvan como base para comprender la aplicación práctica que corresponde a los cursos de comunicaciones I y comunicaciones II en el área de Ingeniería de la E.N.E.P. "Aragón" .

Los estudiantes de las carreras de Ingeniero Mecánico Electricista (área de comunicaciones) e Ingeniero en Computación, necesitan asimilar conocimientos por medio de los cuales puedan comprender los fenómenos que involucran los sistemas de comunicación y su extensa aplicación para lo cual esta tesis brinda un fuerte apoyo. La gran mayoría de los textos a los que tiene acceso el alumnado se encuentran en el idioma inglés, lo que origina obstáculos y por consiguiente solo estudian algunos libros en español.

El trabajo surge de la experiencia adquirida como profesor de laboratorio de comunicaciones además de la obtenida en el campo de los sistemas de intercomunicación. Los temas desarrollados se tratan de forma accesible y

contandose con un fundamento matemático aceptable además de la Electrónica fundamental, por parte del lector, el porcentaje de conocimientos adquiridos será mucho mayor.

Al plantear los fenómenos mencionados o elementos involucrados se establecen modelos matemáticos que los representan, es decir, la representación abstracta del problema real en donde se han conservado únicamente los caracteres esenciales de él. Claro que el problema real es el diseño del sistema de comunicación.

La técnica de comunicación electrónica que comprende el envío de información por medio de la división de frecuencia implica información como por ejemplo el habla o la información que maneja un computador. A ésta técnica en el campo de la Ingeniería Electrónica se le conoce como "Multiplexaje de señales por división de frecuencia" (F D M).

Una vez formado el modelo matemático se identifican las variables que intervienen en el mismo, encontrando sus relaciones y funciones matemáticas para salvar posteriormente los impedimentos que representan a los diferentes diseños de sistemas de comunicación.

El título de la tesis señala el concepto optimización que nunca vamos a poder desligar del multiplexado de señales de información que resulta fundamental en los sistemas señalados. De hecho, de alguna forma nos habremos enterado de que los

sistemas multiplex significan un ahorro en el espectro de frecuencias .

La tesis inicia con la ubicación del lector dentro de la materia, exponiendo conceptos como modulación, información, transmiotes , ancho de banda, espectro de frecuencias y procesos aleatorios.

Posteriormente continuamos estudiando los requerimientos para el desarrollo de sistemas de comunicación. En la tercera parte analizamos la importancia de la capacidad de un canal de comunicación y su consecuente finalidad de eficiencia en el espectro descrito.

Los dos siguientes capítulos se ocupan del multiplexado de señales por división de frecuencia (FDM) y sus técnicas , recientes, más aplicables.

Varios fenómenos característicos son ilustrados mediante graficas obtenidas experimentalmente en el labora-torio de comunicaciones del área de Ingeniería de la E.N.E.P. ARAGON.

El último capítulo capta lo significativo de la tesis dado que proporciona la información adecuada para la eficiencia en la distribución de canales telefónicos o telegráficos en el espectro electromagnético; independientemente del número de señales eléctricas que se deseen transmitir, por un medio de transmisión común, en nuestro caso el espacio libre .

I. GENERALIDADES SOBRE SISTEMAS DE COMUNICACION.

1. INTRODUCCION A LOS SISTEMAS DE COMUNICACION.

Este capítulo sirve para introducir el tema "sistemas de comunicación", posteriormente hablaremos de conceptos como información, sistema básico de comunicación, transmisores, receptores y ruido. El concepto modulación también será introducido y se aclarará la absoluta necesidad de transportar información. La sección final describe brevemente los requerimientos de ancho de banda mostrando que la transmisión de un ancho de banda requiere de algunas formas de onda así como de algunas otras no bien definidas.

1.1 COMUNICACIONES.

En un sentido muy básico desde el punto de vista eléctrico, el término comunicaciones se refiere al envío, recepción y procesamiento de información por medios eléctricos. Tal como el objetivo que origino los comienzos del telégrafo alámbrico, el teléfono algunas décadas después y la radio en los comienzos de éste siglo. La radiocomunicación se hizo posible por la invención del triodo, trabajo que fue bastante estimulado durante la segunda guerra mundial. Posteriormente su extensión se hizo más amplia y refinada a través de la creación y uso del transistor, de los circuitos integrados

y otros mecanismos semiconductores.

Un sistema de comunicaciones moderno inicialmente le interesa la recolección, procesamiento y almacenaje de información - antes de la transmisión. Esta transmisión continúa con el procesamiento más remoto y el combate al ruido. Finalmente tenemos la recepción la cual puede incluir etapas de procesamiento tales como decodificación, almacenaje e interpretación. En éste contexto tenemos las formas de comunicación que - incluyen la radiotelefonía, la telégrafía, radioemisión punto a punto y comunicaciones móviles (comerciales y militares) comunicación por computadora, radar, radiotelemetría y ayuda por radio para la navegación.

Así convenimos familiarizarnos con éstos sistemas, haciendose necesario conocer acerca de osciladores y amplificadores, los diagramas a bloques de todos los procesos electrónicos y el - equipo. Con estos conocimientos los conceptos de comunicación ordinaria como ruido, modulación y teoría de la información así como también los variados sistemas pueden ser aprovechados.

Puede ser usado cualquier orden lógico, pero debemos - aceptar inicialmente un sistema básico, circuitos y procesos de comunicación y finalmente sistemas más complejos. Siempre se han considerado los factores humanos que influyen un sistema en particular así como sus efectos en el diseño, - planeación y uso.

1.2 SISTEMAS DE COMUNICACION.

Antes de investigar un sistema individual es necesario definir y discutir términos importantes, tales como información, mensaje o señal, canal, ruido y distorsión, modulación y demodulación, codificación y decodificación. Para relacionar estos conceptos se muestra el sistema general de comunicaciones de la figura 1.1 .

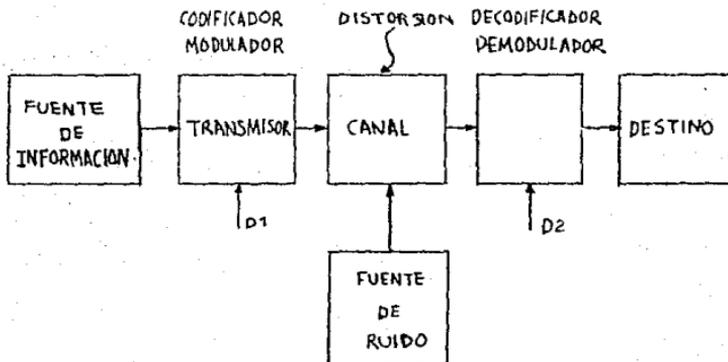


Figura 1.1 Diagrama a bloques de un sistema general de comunicaciones.

1.2.1 INFORMACION.

El sistema de comunicación tiene por objeto comunicar un mensaje que viene desde una fuente de información que le da sentido al mensaje y lo selecciona. Aunque esto se aplica en mayor grado para un telégrafo que para la radiodifusión que se usa como entretenimiento, por ejemplo, puede sin embargo mostrar aplicación para todas las formas de comunicación. La prueba o el número total de mensajes consisten de mensajes individuales que deben ser distinguidos unos de otros. Estos pueden ser palabras, grupos de palabras, - símbolos codificados o cualquier otra unidad arreglada de antemano.

Esta información debe ser transportada. La cantidad de información contenida en cualquier mensaje entregado es - medida en bits y depende del número de selección que se haga. El gran número total de selecciones posibles da la cantidad de información transportada. Por ejemplo, para indicar la posición de una palabra en esta página puede ser suficiente decir en la parte superior o inferior, lado izquierdo o lado derecho, es decir dos selecciones consecutivas para seleccionar una de las dos posibilidades. Si esta palabra apareciera en cualquiera de dos páginas otra selección de naturaleza - similar puede ser indicada y se debe proporcionar más información. El significado de la información es del todo inmateri

al desde este punto de vista, solamente la cantidad es importante. No obstante se debe de realizar que la información irreal sea llevada por un mensaje redundante (es decir totalmente predecible). Las redundancia no es desperdiciada bajo todas las condiciones. Por otro lado es obvio usar un - entretenimiento, mostrando cualquier recurso para las emociones, lo que ayuda al mensaje a permanecer inteligible bajo condiciones de ruido.

1.2.2 TRANSMISOR.

A menos que el mensaje que viene desde la fuente de informaciónsea de naturaleza eléctrica, será inapropiado para envíos inmediatos. Entonces una parte del trabajo debe ser terminado para crear un mensaje conveniente. Esto puede ser demostrado por una modulación de banda lateral única, cuando es necesario convertir las señales de sonido que entran en señales eléctricas para restringir el rango de las frecuencias de audio y entonces comprimir su rango de amplitud. Todo esto se hace antes de cualquier modulación. En un - teléfono glámbrico no se requiere de este proceso real pero en una comunicación de larga distancia es requerido un transmisor para procesar y codificar posiblemente la información de entrada para hacer más conveniente la transmisión y la subsecuente recepción.

Eventualmente en un transmisor, la información modulada

o portadora es una onda senoidal de alta frecuencia. Los sistemas actuales de modulación varían de uno a otro, ya que la modulación puede ser de alto o bajo nivel y el sistema puede ser modulado propiamente en amplitud, en frecuencia, modulado por pulsos, o cualquier variación o combinación de estas, dependiendo de los requerimientos. La figura 1.2 muestra una transmisión de radiodifusión de alto nivel modulada en amplitud de cualquier tipo.

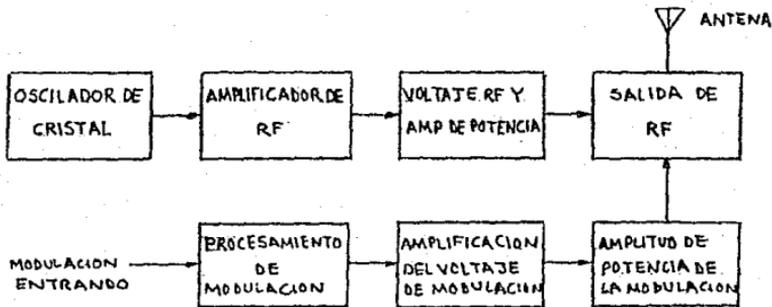


Figura 1.2 Transmisión de radiodifusión.

para una radiación eficiente además de la recepción, las antenas transmisora y receptora deben tener una longitud comparable con la cuarta parte de la longitud de onda de la frecuencia usada. Esto es, 75 m. en 1 MHz en la banda de radiodifusión, pero en 15 KHz se tiene que aumentar a 5,000 m. Una antena vertical de estas dimensiones es irrealizable.

Hay otro argumento importante en la transmisión de señales de frecuencia en forma directa: Todos los sonidos son concentrados dentro del rango 20 Hz a 20 KHz, de manera que todas las señales de las diferentes fuentes serían - inevitablemente mezcladas. En cualquier ciudad las estaciones de radiodifusión sólo conocen su identificación en el aire completamente y ello sólo representa una muy pequeña proporción del número total de transmisores en uso.

En este orden para separar las variadas señales, se hace necesario trasladar todas sus porciones diferentes en el espectro electromagnético; separar cada una en su propia casilla. Lo que también acarrea las dificultades de - "radiación pobre" en bajas frecuencias.

Una vez que la señal ha sido trasladada, se emplea un circuito de tono en el frente final del receptor para - tener la seguridad de que la recepción contenga la sección deseada del espectro y todas las señales no buscadas se -

desprecien. El tono de cada circuito es normalmente -
variable de forma conveniente a modo de que el transmisor
pueda seleccionar cualquier información deseada dentro del
rango predeterminado.

Aunque esta separación de señales ha dado solución
a un número de dificultades encontradas en la ausencia de
modulación, el factor no apreciable permanece en la onda
no modulada lo que no se puede en varias frecuencias, -
usado por ellas mismas en la transmisión de información.
Una portadora no modulada tiene una amplitud máxima constan
te, una frecuencia constante y una relación de fase constan
te, con respecto a una referencia; en efecto todos estos -
parámetros son constantes. Un mensaje consiste sin embargo
de cantidades que siempre están variando: La voz por ejemplo
que está hecha con muchas variaciones rápidas impredecibles
en amplitud (volumen) y frecuencia. Desde aquí podemos -
apreciar que es imposible representar estas dos variables
por una prueba de tres parámetros constantes, una portadora
no modulada no puede usarse para llevar información. En un
sistema de modulación de onda continua, uno de los parámetros
de la portadora es obligado a variar. Así en cualquier ins-
tante la desviación del valor no modulado es proporcional
al valor instantáneo del voltaje modulador y el porcentaje en
el cual esta desviación toma su lugar es igual a la frecuencia

moduladora.

1.5 REQUERIMIENTOS DE ANCHO DE BANDA.

Los rangos de frecuencia requeridos para una transmisión específica son gobernados por el método de modulación. Sin embargo, solamente se espera que este ancho de banda deba también depender del ancho de banda ocupado por la misma señal moduladora. Si las posteriores son senoidales, el ancho de banda que ellas ocupan es siempre igual que la diferencia de frecuencias entre valores altos y bajos. Si la señal moduladora es no senoidal, la situación es más complicada. Ondas semejantes se manejan frecuentemente en comunicaciones, sus requerimientos de frecuencia deben ser ahora investigados.

1.6 ESPECTRO EN FRECUENCIA DE ONDAS NO SENOIDALES.

Si cualquier onda no senoidal tal como una onda cuadrada tiene que ser transmitida por un sistema de comunicación, entonces es importante que algunas ondas manejadas por debajo de las ondas senoidales que la constituyen, esto es el ancho de banda requerido será considerablemente grande tal como el que es esperado si solamente los porcentajes repetidos de ondas semejantes se han tenido en cuenta. Una exposición más formal sigue ahora.

Puede ser demostrado que cualquier onda no senoidal con forma de onda repetitiva y valor único consiste de ondas -

senoidales y/o cosenoidales. La frecuencia baja o fundamental de una onda senoidal, por ejemplo, es igual para el porcentaje de repetición de la onda no senoidal y todas las demas son armonicas de la fundamental. Hay un número infinito de semejantes armonicas. Asi una onda no senoidal se repite en un porcentaje de 200 veces por segundo, consistiendo de una onda senoidal de 200 Hz fundamental, armonicas en 400, 600, 800 Hz, etc. Otras frecuencias no pueden ser presentadas - pero algunas veces sólo las armonicas se consideran o se presentan. Como una regla general podemos añadir que las - armonicas altas y las bajas de amplitud relativa se relacionan de modo que el ancho de banda calculado en armonicas - altas sea muchas veces ignorado.

La verificación del procedimiento expuesto puede adoptar cualquiera de tres diferentes formas. Puede ser explicado - por un proceso llamado Análisis de Fourier. También puede ser usada una síntesis grafica, en la que la suma de las ondas senoidales como componentes apropiadas, se toman de una fórmula derivada del análisis de Fourier, demostrando la veracidad de la exposición. Una ventaja que se suma a - este método es que se hace posible ver el efecto sobre toda la forma de onda contando con la ausencia de algunas de las componentes (por ejemplo las armonicas altas). Finalmente la presencia de las componentes de onda senoidal

les en proporciones correctas puede ser demostrado con un análisis de onda, el cual se presenta básicamente en la - alta ganancia de un amplificador con un pasabanda estrecho habilitando el tono para cada componente de onda senoidal y midiendo su amplitud. Algunas fórmulas para encontrar - frecuentemente ondas no senoidales son dadas ahora. Si la amplitud de la onda no senoidal es A y el porcentaje de repetición es de $\omega/2\pi$ por segundo entonces se puede representar como sigue:

Onda cuadrada:

$$e = \frac{4A}{\pi} \left(\cos \omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \frac{1}{7} \cos 7\omega t \right)$$

Onda triangular:

$$e = \frac{4A}{\pi^2} \left(\cos \omega t + \frac{1}{4} \cos 3\omega t + \frac{1}{16} \cos 5\omega t \right) \dots$$

Onda diente de sierra:

$$e = \frac{2A}{\pi} \left(\sin \omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t - \frac{1}{4} \sin 4\omega t \right) \dots$$

Las graficas mostradas en las figuras 1.3, 1.4 y 1.5 - muestran la respuesta en frecuencia de las señales mostradas arriba. Esto se obtuvo solamente con un generador de funciones eléctricas, osciloscopio, analizador espectral y graficador de espectros X-Y. Todo el equipo diseñado por la Compañía Hewlett packard.

Una de las características que debemos considerar en estos

es la cantidad de armónicas característica para cada forma de onda, su amplitud característica espectral y su consecuente aplicación en cuanto a los anchos de banda tan determi - nantes.

Figura 1.3 Espectro en frecuencia de una señal cuadrada.

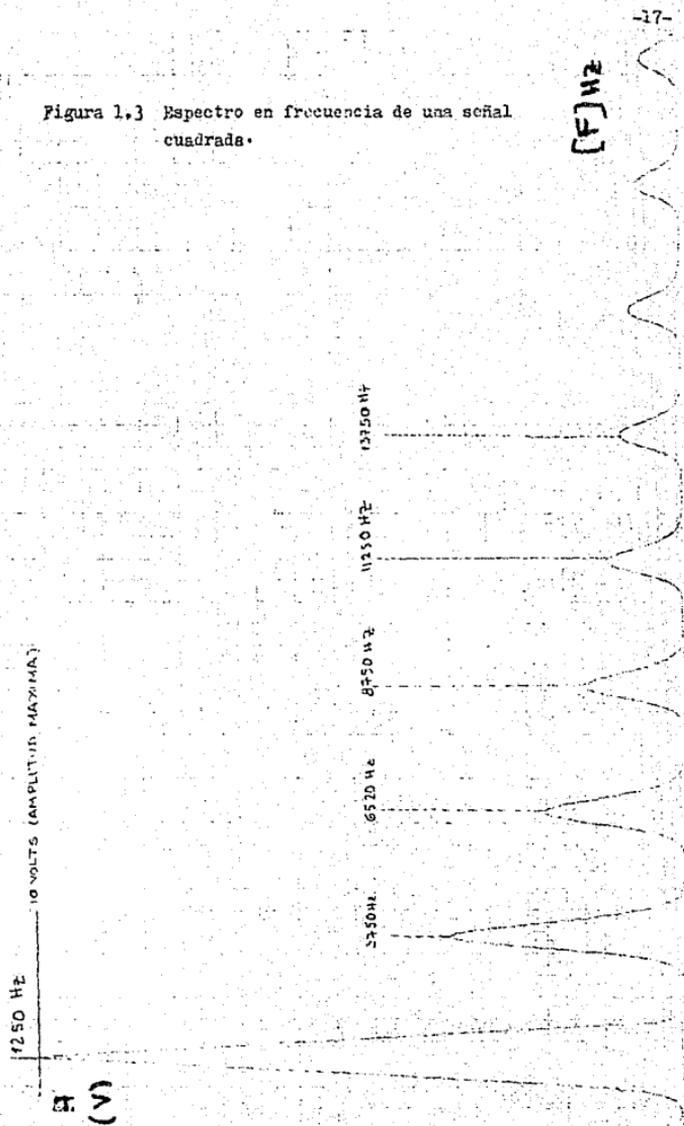


Figura 1.4 Espectro en frecuencia de una señal triangular.

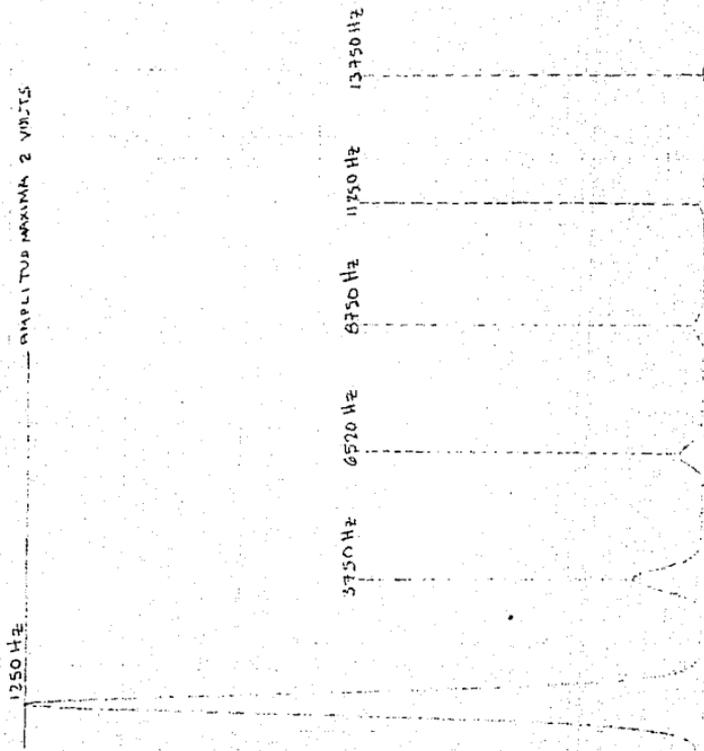
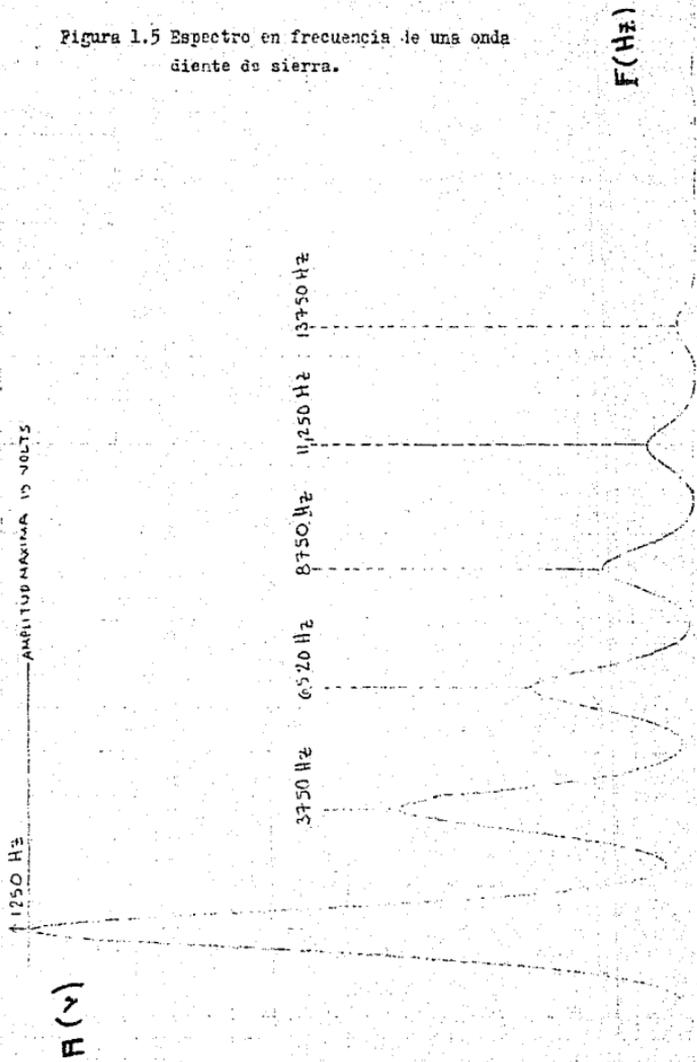


Figura 1.5 Espectro en frecuencia de una onda
diente de sierra.



$F(\text{Hz})$

$F(\gamma)$

AMPLITUD MAXIMA 10 VOLTS

1.7 VARIABLES Y PROCESOS ALEATORIOS.

Una forma de onda la cual puede ser expresada como una función explícita del tiempo $V(t)$ acordamos que se denominará forma de onda determinística. Tal forma de onda estará determinada para todo tiempo, de manera que si determinamos un tiempo arbitrario t_1 , no existirá incertidumbre acerca del valor de t en ese tiempo.

Por otra parte, las formas de onda manejadas en los sistemas de comunicación son en muchas instancias impredecibles. Consideremos una forma de onda apropiada para ser transmitida por un sistema de comunicación. Esta forma de onda que denominaremos señal, debe ser impredecible en una buena parte. Si esta situación no fuera el caso, es decir si la señal fuera predecible, entonces su transmisión, entonces su transmisión sería innecesaria para el propósito del sistema señalado. Además como se dijo anteriormente, las señales transmitidas son invariablemente acompañadas por ruido, el cual resulta de la agitación siempre presente de los niveles atómicos del universo. La forma de onda correspondiente al ruido no es predecible, esta forma de onda es una señal de voltaje $s(t)$ o un voltaje de ruido $n(t)$ son ejemplos de procesos aleatorios (notar que se escribirán los símbolos $n(t)$ y $S(t)$ del mismo modo no implicando que podamos escribirlos explícitamente como función del tiempo).

Un proceso aleatorio se puede considerar como no predecible y podemos afirmar también que ninguno de ellos es completamente impredecible. Por tanto, generalmente es posible predecir el comportamiento futuro de un proceso aleatorio con cierta probabilidad de su corrección con la finalidad de la eficiencia del sistema de comunicación determinado.

Es fundamental conocer algunos de los conceptos mas significativos de la teoría de la Probabilidad para aplicarlos en la teoría de los procesos aleatorios que son característicos de los sistemas citados.

II. REQUERIMIENTOS PARA EL DISEÑO DE SISTEMAS.

Historicamente el campo de las comunicaciones es rico en imaginación comenzando por uno de los primeros sistemas de telégrafo óptico propuesto por Robert Hooke en 1684, un físico inglés de la real sociedad en Londres. Más de un centenar de años tuvieron que transcurrir para que el Ing. - frances Claudio Chappe construyera más de 500 estaciones de semáforo en Francia, la cual fue la primera red de comunicaciones organizada.

Los siguientes 60 años se estudiaron telégrafos eléctricos y electrostáticos por muy diversas personalidades culminando con la primera línea de telégrafo trasatlántico por cable, seguido por el teléfono, el telégrafo inalámbrico, la radioemisión, radar, televisión y la primera transmisión de voz sobre un satélite síncrono en 1963. En 1965 el primer satélite comercial "pájaro madrugador", fue puesto en una órbita síncrona en una posición media entre Europa y Norte América facilitandonos un ancho de banda de 4 MHz para voz y video y todas las formas de comunicación grabadas.

Principio 1. El problema de diseño de sistemas.

El diseño de un sistema de comunicación es tal vez más que un arte que cualquier rama de la Ingeniería cuando consideramos el rango completo de disciplinas implícitas en el - diseño e Ingeniería de un sistema de comunicación efectivo.

Si fuera posible escribir una ecuación general como un punto de partida para el diseño de un sistema de comunicación sería más prometedor, contendría un número ilimitado de términos con muchos de ellos presentando un rango aparentemente satisfactorio de valor y no como un valor preciso único.

Nosotros podemos intentar reducir esta ecuación hipotética para un contenido de elementos más importantes del problema y entonces aplicar la técnica de diagramas de flujo de los programas de computadora, intentando reducir cada factor - para un número finito de trayectorias posibles o ramas de decisión de manera que se pueda alcanzar una solución lógica como conclusión. Mientras este es el proceso intuitivo más usual cuando evaluamos las soluciones posibles para cualquier problema, el aumento de la sofisticación y la complejidad de los sistemas de comunicación modernos requiere de un proceso ordenado para que sea aplicado durante la etapa de definición del problema.

Después de los requerimientos de comunicación tienen que ser definidos delineando las posibles soluciones, la Ingeniería de sistemas es entonces la base para seleccionar una de las varias alternativas en cada segmento del sistema. Ella debe evaluar el comportamiento esperado a través de cada - porción, de cada lazo de comunicación sumando los efectos - nocivos de ruido, distorsión y disminución de la relación

señal a ruido mientras que también consideramos la probabilidad del equipo y las trayectorias equivocadas además de las rutas alternadas de redes complejas aprovechables. Este proceso de registro de las ventajas técnicas y de las desventajas contra los costos pueden requerir algunos postulados de los requerimientos originales total o en alguna parte, las cuales pueden o no ser aceptadas por el usuario.

Sí por ejemplo el servicio demanda alta seguridad en un sistema de largo transporte con varios enlaces, los factores de decrecimiento introducidos por el equipo y la transmisión media de cada enlace debe ser asumida para sumar fortuitamente de manera algebraica para llegar a un cálculo propio del total máximo final de distorsión.

Aplicando este método rigurosamente resultará en un sistema diseñado capaz de comparar sucesivamente el caso de la peor condición obtenida simultáneamente en cada enlace de comunicación. El proceso de comparación y compromiso registra un factor para otro mientras pasan todas las posibilidades efectuando el comportamiento total en el arte de los sistemas de comunicación.

2.1 CARACTERISTICAS DE UN SISTEMA DE COMUNICACION.

La definición más general establece que un sistema de comunicación es aquel que comprende una fuente de información un receptor o usuario de la misma y un lazo o medio de comunicación para transmitir la información entre la fuente y el usuario.

La información se origina desde tres fuentes básicas:

- a) Pensamientos aleatorios formulados en el pensamiento del hombre, por ejemplo el hablaespontánea.
- b) Cambios aleatorios del mundo físico que se pueden predecir como ejemplo: Temperatura, presión, flujo, volúmen, etc.
- c) Información generada por un resultado de los estímulos de un sistema físico en el hombre, como ejemplo la información generada en un computador o procesador de información mecá nismo que resulta de la combinación de datos conocidos y de tos aleatorios del mundo físico que rodea al ser humano.

El problema básico de la transmisión de la información y recuperación de ella con una eficiencia alta viene dada por los disturbios del medio ambiente o ruido que puede ser - expresado en términos de un modelo matemático según los - trabajos en dos escritos clásicos de Claude Shannon: "Una teoría matemática de comunicaciones" y "Comunicaciones en presen cia de ruido".

La moderna teoría de comunicaciones esta basada totalmente,

casi totalmente en estos modelos matemáticos y en particular en el postulado de que la información puede ser presentada con ventajas además de procesada tanto antes como después de la transmisión a través de un canal influenciado por ruido. Este precepto fundamental de manipular información en términos de la probabilidad de alcanzar una recuperación completa y de la misma se establece la moderna "Teoría de la información". La fig. 2.1 muestra un diagrama a bloques de un sistema de comunicación básico; los bloques pueden ser definidos en términos de las funciones que realizan y del equipo o mecanismos usados para portar estos requerimientos funcionales.

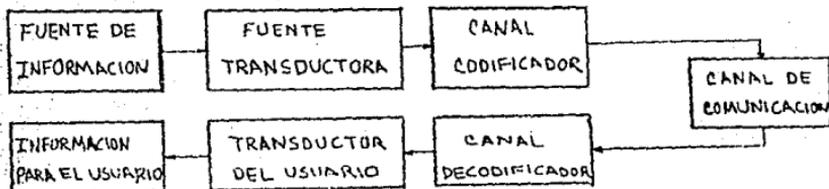


Figura 2.1 Sistema de comunicación básico.

La "fuente de información" representa la persona o mecanismo original que genera la información para transmitirla por el canal de comunicación al usuario. Lo que puede ser voz humana, una escena de TV en un estudio, el mensaje de una

teléimpresora, el sonido de un violín, la información - almacenada en un computador de alta memoria o la fotografía de un satélite que revela las zonas de interés y el estado meteorológico de la tierra mediante un mapa.

La fuente transductora es cualquier mecanismo capaz de ser accionado por ondas o una fuente de energía, esto es ondas abastecedoras o la energía relacionada con la - entrada. La energía u onda que entra al transductor - puede producir una salida de igual o de diferente tipo (ejemplos: eléctrica, acústica, mecánica, etc.) .

Algunos ejemplos de fuentes transductoras son el micrófono en un teléfono manual, una cámara de video, una - cinta magnética, cinta perforada y las celdas fotograficas que rastrean su objetivo.

El canal codificador puede ser definido como un mecanismo que puede aceptar señales eléctricas desde una fuente transductora y condicionar y transformar esta señal en una forma conveniente para la transmisión a través del canal seleccionado de comunicación. El canal codificador puede ser un simple modulador en amplitud o en frecuencia, o un teléfono síncrono multiplexor en tiempo acoplado con un codificador - trasladador. Varias diferencias importantes pueden ser identificadas en este punto entre el transductor y el bloque codificador-decodificador de la fig. 2.1. El transductor depende de las características de la información en la entrada y salida

del sistema mientras que el par codificador-decodificador debe conocer la demanda y características del canal de comunicación. Una diferencia no aparente de la fig. 2.1, es el requerimiento frecuente para que el canal de comunicación, porte o trabaje señales diferentes simultáneamente, cada una generada por separado en una fuente de información y dirigidas separadamente a la información para el usuario. En este caso el canal decodificador debe incluir las facilidades y equipo para aceptar un número de señales diferentes o similares desde un número de fuentes transductoras mientras que el canal decodificador recupera las señales y da las propiedades del transductor del usuario. El canal codificador debe modificar las señales de cada fuente así como también distinguir y detectar diferencias entre las diversas señales en el final del detector del canal de comunicación. Este proceso de codificar el cual significa subcanales dentro del canal completo de comunicación no debe en cualquier forma operar alterando o deteriorando las características informativas originales de cada fuente. Similarmente el canal decodificador, debe diseñarse de forma que incluya una función adicional de selectividad por filtros para cada señal de salida prometiendo para una información difcreta usar una señal transformada en una forma conveniente para el particular transductor del usuario. Este proceso de modulación y demodulación los cubrimos en los dos últimos ca-

pítulos.

Si los puntos de envío y recepción (fuente de información y usuario) son razonablemente cerrados (la distancia dependiendo por encima por el porcentaje de información) el transductor - codificador así como también el transductor decodificador pueden ser operados por un mecanismo único entre la fuente y el canal de comunicación y entre el canal y el usuario.

Por ejemplo un teléfono o un circuito telefónico - transmitiendo sobre alambres metálicos puede operar sin un canal codificador-decodificador si la resistencia de la línea y el potencial de la fuente producen una señal dentro de los límites bajos de sensibilidad del transductor del usuario. En este caso la demanda de la fuente y el usuario se pueden satisfacer sin una demanda elaborada de señales considerando la degradación del canal de comunicación para no entregar una señal extraña.

El canal decodificador debe ser capaz de aceptar la señal-mensaje por el canal de comunicación y transformar o condicionar esta señal de forma aceptable para el transductor del usuario. El canal decodificador puede ser un simple mecanismo repetidor semejante a un relay polar, un canal de voz separador de malla un detector de amplitud, fase o frecuencia o un receptor con terminal multiplex además de un codificador trasladador, - detector de error, lógica correcta y regeneración síncrona.

El transductor del usuario debe transformar la señal del mensaje por el canal decodificador, además de ser hábil para transportar eléctricamente, ópticamente, acústicamente, - mecánicamente o cualquier otra forma aceptable de energía para que sea utilizada por el usuario. El transductor en la recepción podría ser un altavoz, un teléimpresor, un receptor de TV, cinta magnética grabada o una señal analógica para - la entrada de un computador.

Mientras que el transductor receptor usualmente proporciona una réplica física de la información original la información que llega al usuario puede ser intencionalmente convertida a una forma diferente por el transductor del receptor. Por - ejemplo la información contenida en tarjetas perforadas en la fuente puede producir cinta magnética o cinta perforada o puede pasar como una señal eléctrica directamente dentro de la memoria de un computador utilizando un transductor diferente y/o un codificador convertidor con diferencias en el canal - decodificador. Un ejemplo más complejo hace posible la completa utilización de la teoría de la información y la integración de las comunicaciones y programas almacenados en computadora en un sistema de comunicación que tiene como fuente de información - voz humana, una forma codificadora la cual codifica la voz - (digitiza) además de que el computador puede conocer las palabras y trasladarlas a un lenguaje diferente. Las palabras tras

ladadas son nuevamente digitizadas para transmitir las a un lenguaje de comunicación o canal de comunicación y ser procesadas por un equipo similar de reconocimiento de lenguaje en el final del receptor. En el proceso decodificador, las palabras pueden ser convertidas nuevamente a algún otro código digital e ingresar a una máquina de tipos para imprimir palabras en el lenguaje que originalmente ingreso al sistema de comunicación como puede ser nuestra expresión oral.

2.2 CRITERIOS DE INFORMACION ACETTABLE.

Ahora que el sistema básico de comunicación ha sido definido y examinado, se deben conocer algunas consideraciones para que se nos den los factores principales que pueden provocar disturbios, distorsión o de otro modo un típico sistema de comunicación afectado. La fig. 2.2 muestra un sistema de comunicación con disturbios provocados por ruido y distorsión desde todas las posibles fuentes. Antes de examinar los diferentes tipos de fuentes de ruido y distorsión debemos considerar los criterios de funcionamiento esperados de un sistema de comunicación. El "criterio de información aceptable", es el monto mínimo de información que satisface al usuario o la cantidad máxima de información que degrada la información original que puede ser permitida para la satisfacción del usuario. El establecimiento de este criterio depende en gran parte del tipo

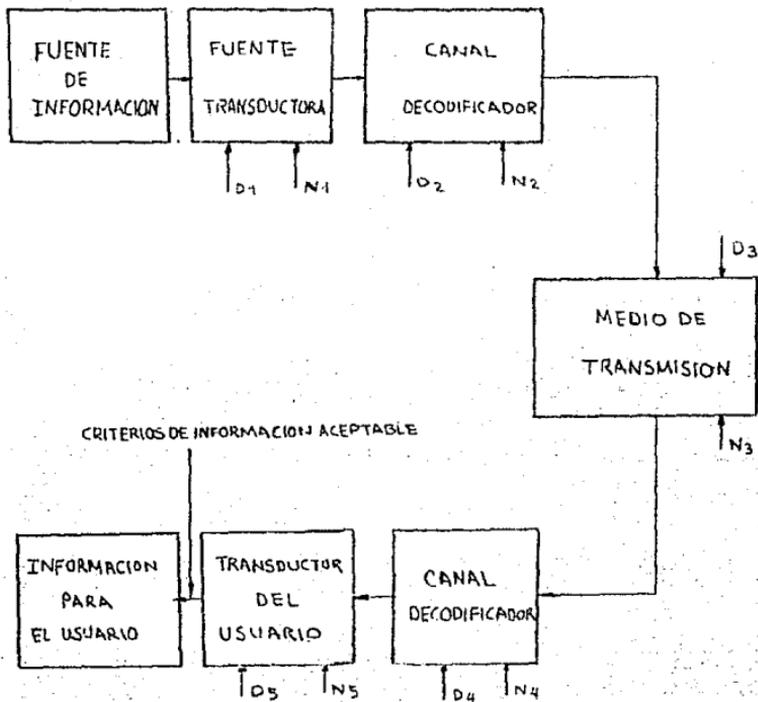


Figura 2.2 Sistema de comunicación con ruido (N) y distorsión (D).

y propósito del sistema de comunicación que se va a ejecutar. Los valores absolutos de aceptabilidad varían ampliamente de un requerimiento de comunicación a otro en torno profundamente a la influencia de la demanda establecida en el equipo terminal y el comportamiento del canal de comunicación. Para el caso de comunicación hablada, el sistema aceptable puede ser juzgado de forma diferente en acuerdo con los propósitos del usuario como lo muestra la tabla 1.

La transmisión característica requerida para satisfacer el criterio de aceptabilidad para los variados servicios de voz - muestran una variación amplia con respecto a los estándares de distorsión, amplitud y frecuencia; aceptable estabilidad en el volumen, experiencia e impulsos con el ruido y la necesidad - para discriminar y suprimir frecuencias. Si consideramos el - rango de capacidad discriminatoria del oído humano como el - estándar para una transmisión de voz aceptable, la tecnología moderna tuviera que ofrecernos equipo para esta fidelidad en un doble del presente costo en el servicio. La tabla 2 indica algunas de las características del oído a menos el cual - podría dificultar técnicamente el sistema o ser impráctico económicamente para proporcionar una amplia gama de líneas telefónicas. La ventaja para la Ingeniería de comunicaciones, es que el porcentaje de distorsión despreciable para el promedio del oyente aumenta un 20% cuando el ancho de banda del canal de

TABLA 1. RANGO DE ACEPTABILIDAD EN COMUNICACION HABLADA.

REQUERIMIENTOS DE VOZ

CRITERIOS DE ACEPTABILIDAD

Teléfonos públicos y privados.

El usuario espera palabras discretas y respuestas inteligibles, incluyendo la preservación del tono de cualidad suficiente que permita el conocimiento de una voz particular y la emoción pasajera del hablante.

Control de comunicación de voz de utilidad pública e industrial, policía, fuego, control de flotas de personal y mantenimiento de canales de comunicación.

Palabras discretas inteligibles son deseables, pero una sentencia discreta inteligible puede ser aceptada. El reconocimiento de una voz particular o de calidad de tono no es esencial.

Radiodifusión (Transmisión de programas).

El canal de voz debe pasar el rango total de articulación de la voz humana también las frecuencias requeridas para reproducir música, lo cual requiere de dos a tres veces el ancho de banda necesario para palabras discretas inteligibles.

TABLA 2. ALGUNAS CARACTERISTICAS DEL OIDO HUMANO.

CARACTERISTICAS	RANGO (POTENCIA DISCRIMINADA)								
VOLUMEN	<p>0-120 dB rango de 10^{12} en potencia de sonido. 0 dB, el zumbido de un mosco a 6 pies(ft).</p> <p>90 dB, el sonido que producen las cataratas del Niágara.</p> <p>115 dB, martillando con un mazo - una placa de acero a 2 pies (ft).</p> <p>120 dB, umbral del dolor.</p>								
VARIACION DE VOLUMEN DETECTADA	<p>En 1000 ciclos y 5 dB por encima - del umbral, el cambio mínimo detectable es 3 dB. En 1000 ciclos y 100 dB por encima del umbral, el menor cambio detectable es 0.25 dB.</p>								
DISCRIMINACION DE FRECUENCIA (TONOS PUROS)	<p>En 20-30 dB por encima del umbral y frecuencias abajo de 1000 ciclos un cambio de 1000 Hz es aceptable.</p>								
PERCEPCION DE DISTORSION	<p>Transmisión de ancho de banda seno de banda en Hertz (Hz) ideal <u>distorsión</u> nada.</p> <p>Perceptible</p> <table border="1"> <tbody> <tr> <td>15,000</td> <td>0.7</td> </tr> <tr> <td>10,000</td> <td>1.0</td> </tr> <tr> <td>5,000</td> <td>1.2</td> </tr> <tr> <td>3,000</td> <td>1.4</td> </tr> </tbody> </table>	15,000	0.7	10,000	1.0	5,000	1.2	3,000	1.4
15,000	0.7								
10,000	1.0								
5,000	1.2								
3,000	1.4								

habla es reducido a 300 Hz. Esta anomalía en el oído humano junto con muchas otras descubiertas por personalidades físico-acústicas, nos ha llevado a la conclusión de que: "Nosotros escuchamos lo que esperamos oír".

Los sistemas de transmisión de voz y sus estándares se establecen posteriormente.

Rangos similares del criterio de error e información - aceptable pueden ser establecidos para cada tipo básico de comunicación. En la transmisión de información grabada por técnicas telefónicas el criterio de porcentaje de error aceptable depende del tipo de demanda, la finalidad del mensaje y su grado de redundancia.

Un mensaje social llevando saludos de aniversario en un lenguaje claro, contiene suficientes redundancias dentro de las palabras y oraciones para permitir un error porcentual de un carácter lo que permite que no se pierda el sentido del mensaje.

Por otra parte un mensaje de negocios requiere de una seguridad de venta o una transferencia de fondos de un porcentaje de error de tres caracteres por cada 100,000. La aceptabilidad de un medio tono transmitido por fotografía mediante un sistema de comunicación complica el objeto del juicio, el cual puede variar de una situación a otra. La aceptabilidad de las variaciones de

tiempo en tonalidades blancas y negras en un mapa, sin embargo, pueden ser medidas precisamente en términos de la legibilidad de las líneas.

2.3 DISTORSION Y RUIDO.

Refiriendonos nuevamente a la fig. 2.2 podemos examinar con algún detalle la naturaleza de los varios tipos y fuentes de distorsión, ruido y sus efectos probables en el comportamiento de todo el sistema de comunicación.

La palabra ruido en el campo de las comunicaciones tenía semejanza a una base amplia y variada de manifestaciones que dificultan una definición fija generalizada. Una de las muchas definiciones estándares establece que "Ruido es cualquier disturbio no deseado dentro de una banda de frecuencia útil, tal como una onda eléctrica no deseada en un mecanismo o canal de transmisión". La distorsión puede ser definida ampliamente como: "cualquier cambio indeseable en una forma de onda". La fig. 2.2 indica un factor de ruido entrando en cada porción del sistema, podemos proceder de bloque en bloque, lo mismo sucede con el factor de distorsión asociado, indicados ambos con N_1 hasta N_5 y D_1 hasta D_5 , respectivamente. Si consideramos todos los factores de ruido y distorsión dentro de cada porción del sistema, podemos proceder de bloque en bloque y determinar la probabilidad de la reunion del criterio de información acep

table establecido por el usuario.

Si el sistema se encuentra sin cualquier forma de amplificación selectiva, regeneración o mecanismos de restauración de señal, los factores de distorsión pueden ser sumados algebraicamente y el factor de ruido será combinado de acuerdo con su ocurrencia periódica. Esta suma determinará la probabilidad de recuperación de información aceptable cuando se describe el ruido y la señal de potencia en el final del sistema o receptor. Desde la amplificación selectiva y técnicas de regeneración ampliamente empleadas en todo, pero más en sistemas elementales, consideramos un sistema en el cual se incluye amplificación sucesiva, técnicas de regeneración y formas de ondas.

La fuente de información de la fig. 2.2 está asumida para inyectar distorsiones y ruido en la información dentro de la fuente transductora aunque en algunos casos, un mecanismo de fuente de información puede proporcionar datos distorsionados por la vía de circuitos ruidosos de entrada. Desde la fuente de información es totalmente usual tener bajo control el diseño del sistema, siempre atendiendo al envío de una señal completa o perfecta para la entrada del transductor, como resultado subsecuente causa más dificultades y es más costoso.

La determinación de ruido y distorsión es usualmente una imposición de la calidad del medio de transmisión y la distorsión probable además sumada al ruido contribuirá al modo seleccionado de transmisión. La diferencia entre la distorsión

y el ruido afectan el canal de transmisión y el nivel máximo aceptable de ellos en la entrada del canal decodificador es igual que para el valor máximo de distorsión y ruido, el cual puede medirse en el canal codificador y a la entrada del medio de transmisión. Desde la fuente transductora los factores N_1 y D_1 son usualmente determinados por los requerimientos de la información en la fuente y las características de los mecanismos en la entrada; la calidad de la señal ingresando al canal es sustancialmente conocida. Si el equipo del canal codificador no puede aceptar la señal de salida de la fuente transductora entonces la amplificación y la regeneración deben ser empleadas en la entrada del canal codificador.

III. EL CANAL DE COMUNICACION Y SU CAPACIDAD.

3. GENERALIDADES.

Una línea de comunicación tiene propiedades eléctricas llamadas capacitancia, resistencia e inductancia que provocan que se distorcionen los datos transmitidos.

Un impulso de datos limpio y cuadrado se distorciona - debido a estos factores a medida que se mueve a través de la línea de comunicación. Una cadena de impulsos como se ve en la figura 3, termina como se ve en la figura 3.1 y todas las características del voltaje *varían según se nota.*

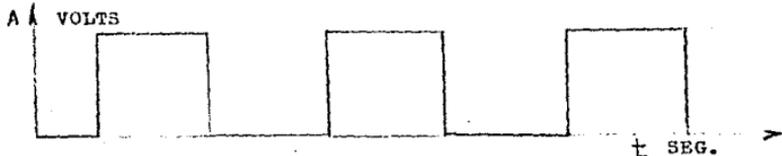


Figura 3. Impulso de datos limpio y cuadrado.

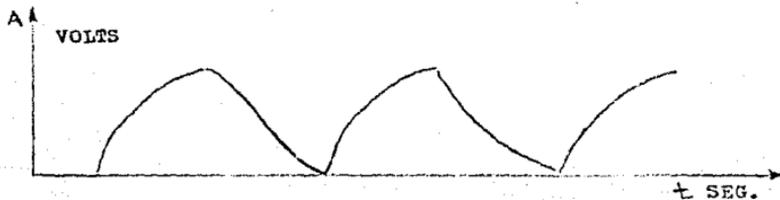


Figura 3.1 Las distorsiones sufridas en el impulso de la figura 3.

Si tratamos de transmitir información a una velocidad bastante lenta por ejemplo, un pulso cada 5 segundos, el receptor duplicaría fielmente cada pulso con una fidelidad suficiente para reconocer cada uno. Sin embargo a medida que aumente la velocidad de transmisión, la distorsión de la señal es mucho mayor; los impulsos se debilitan a medida que avanzan por la línea. También la longitud de la línea de transmisión es determinante en este aspecto.

3.1 RUIDO TERMICO.

Además debemos considerar el ruido en la línea de transmisión. En todos los circuitos electrónicos hay un fondo constante de ruidos aleatorios, que a veces se llama ruido térmico. Los átomos y las moléculas de todas las sustancias vibran constantemente con un diminuto movimiento que produce una sensación de calor. Mientras más alta sea la temperatura mayor será la vibración. A medida que vibran los átomos difunden ondas electromagnéticas y como hay muchos átomos tenemos un conjunto caótico de ondas electromagnéticas de todas las frecuencias que producen un fondo inevitable de ruido en todo proceso electrónico. Tenemos que enviar las señales de datos juntamente con dicho fondo de una incesante pero y persistente variación aleatoria de la fuerza de las señales.

Quando podemos oirlas se asemejan a un zumbido. Si el

control de voltaje de un receptor de radiofrecuencia modulada se aumenta lo máximo cuando no se recibe ningún programa - podemos identificar dicho zumbido.

Si la fuerza de la señal baja mucho entonces se mezcla irreparablemente con el ruido térmico y cuando esto ocurre nunca podrán separarse. Si se amplifica la señal el ruido se amplificará con ella. Algunos procesos naturales son irreversibles y este es uno de ellos.

Entonces si transmitimos con demasiada rapidez como se ve en la figura 3.2 o si transmitimos demasiado lejos como en la figura 3.3 entonces la señal se ahogará en el ruido de la figura 3.4. Mientras mayor sea la distancia de transmisión mayor será la restricción de la velocidad permitida.

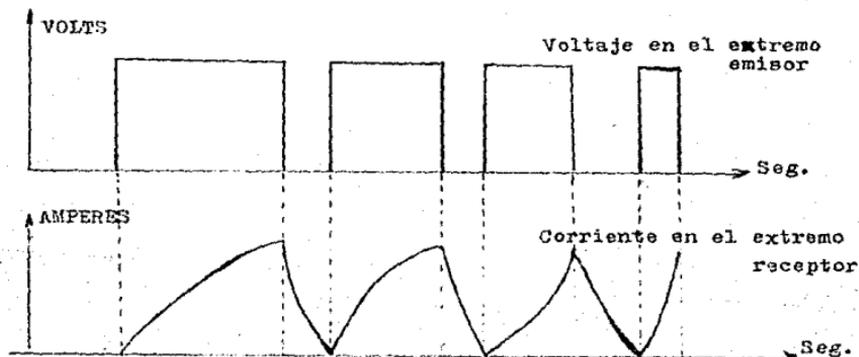


Figura 3.2 Efectos de la rapidez en la transmisión de datos.

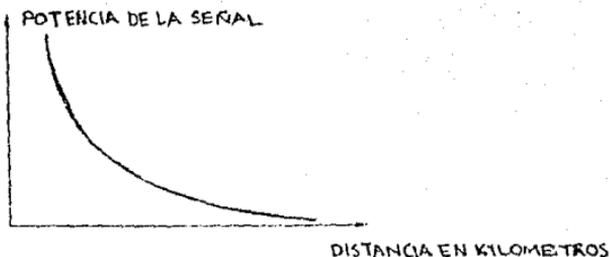


Figura 3.3 Transmisión de la potencia de una señal en función de la distancia.

Este ruido aleatorio obtenido experimentalmente mediante un generador de ruido y un graficador⁺ cuenta con un ancho de banda de 20 KHz (línea roja o la más clara) y la otra señal de ruido cuenta con 2 KHz de ancho de banda (línea azul o la de tono obscuro).

Con respecto a la fig. 3.5 mostramos el fenómeno anterior - pero esta vez con anchos de banda más pequeños: línea azul u obscura 500 Hz y la línea roja o más clara cuenta con - 50 Hz de ancho de banda.

Efectos de la capacitancia y la inductancia en una línea de comunicación provocan las situaciones expuestas. Mientras sea más rápida la proporción de los impulsos, será más - difícil interpretar las señales recibidas.

Para contrarrestar el efecto citado se construyen repeti-
dores regenerativos mecanismos activados con cierta clase de
+Además del generador de ruido y el graficador es importante
también señalar el analizador espectral.

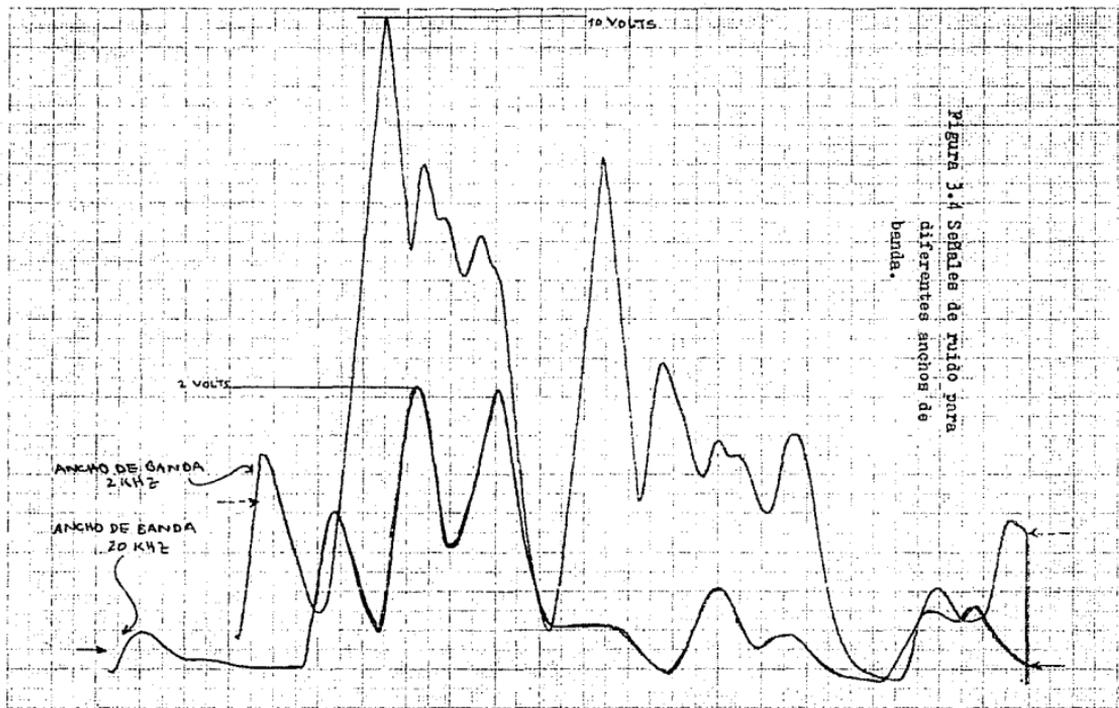


FIGURA 3.4 Señales de ruido para diferentes anchos de banda.

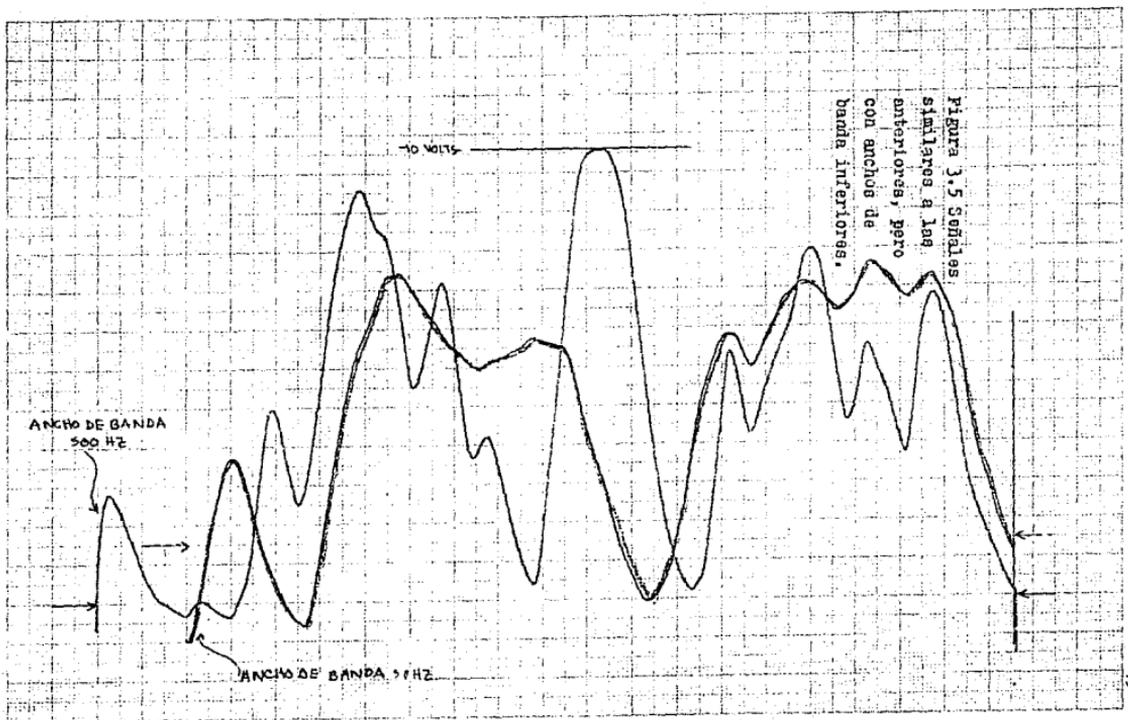


Figura 3.5 Señales similares a las anteriores, pero con anchos de banda inferiores.

energía que detectan la información que se envía y luego la retransmiten con su fuerza y agudez originales. -
Funcionan porque pueden detectar el patrón original de información y crearlo de nuevo. Captura la suficiente corriente con la correspondiente rapidez para que no la ahogue el ruido y luego la separa del mismo creandola de nuevo.

Podría transmitirse una proporción muy elevada de información siempre que los repetidores esten lo suficientemente cercanos unos de otros para capturarla antes de - que se pierda en el ruido. Practicamente en una línea de comunicación los repetidores pueden ser mecanismos - pequeños de estado sólido que no son demasiado costosos si se producen en cantidad acorde con la tecnología más avanzada y en número suficiente.

3.2 LINEAS TELEFONICAS.

Para transmitir la voz humana tenemos que enviar una gamma continúa de frecuencias. Cuando alguien se expresa escuchamos esa gamma continúa en el aire.

La luz, el sonido, las ondas de radio y las señales que pasan por los alambres del teléfono se describen en términos de frecuencia. En todos estos medios de transmisión la amplitud instantánea de la señal en cualquier punto dado oscila rápidamente, del mismo modo que oscila una cuerda de violín cuando la hacemos vibrar con los dedos. La proporción de oscilación es la frecuencia (ciclos por segundo) c.p.s.

En la luz vemos las diferentes frecuencias como los diferentes colores. La luz violeta tiene una frecuencia más alta que la verde y esta tiene una frecuencia más alta que la roja. En el sonido las frecuencias más altas se oyen como tonos más agudos. Una flauta produce frecuencias más altas que un trombón. Normalmente la luz y el sonido que llegan a nuestros sentidos no consisten de una sola frecuencia sino de muchas, o sea de una banda continúa de frecuencias que se mueven todas juntas. La nota de un violín tiene muchas armónicas más altas que la frecuencia básica que hace vibrar a la frecuencia del violín. La voz humana se compone de una serie de frecuencias diferentes.

Cuando vemos una luz roja no vemos una sólo frecuencia sino un conjunto de ellas que se conjuntan para dar un tono - especial de rojo lo que también resulta cierto dentro de las señales eléctricas y las de Telécomunicación.

Ordinariamente no hablamos de una sólo frecuencia sino de un ancho de banda o frecuencias.

3.3 ESPECTRO DE LA VOZ.

El oído humano puede recibir sonidos en una gamma de frecuencias o puede oír sonidos de diferentes tonos. Un oído sensible puede percibir sonidos con frecuencias que varían aproximadamente desde 30 Hz hasta 20 KHz, aunque casi toda la gente cuenta con una gamma inferior a esta. Cuando hablamos de un sonido con una frecuencia dada, queremos - decir que el aire vibra con ese mismo número de oscilaciones por segundo. Para que el microfono de un teléfono pueda - transmitir ese sonido lo convierte en una cantidad - equivalente de señales eléctricas por segundo. Los canales telefónicos en los cuales deseamos enviar datos se diseñan entonces para transmitir señales eléctricas con una gamma equivalente a las frecuencias de la voz humana, aunque a menudo se cambian esas frecuencias para fines de transmisión.

De hecho los circuitos telefónicos no transmiten la - gamma de frecuencias completa de la voz humana por que se

demostró que no era necesario para entender al que habla y para reconocer al mismo. La fig. 3.6 muestra las características de la voz humana, mostrando que su fuerza es distinta a diferentes frecuencias. La mayor parte de la energía se concentra entre las frecuencias de 300-3400 Hz y como a las empresas telefónicas les interesa lo económico sólo transmiten esa gamma de frecuencias que es suficiente para hacer inteligible la voz humana y reconocer al que habla. Cuando las señales de las empresas telefónicas recorren canales - muy largos, muchas de ellas pueden comprimirse electrónicamente para que un canal pueda llevar tantas como sea posible. Pueden comprimirse más conversaciones telefónicas si se recortan las frecuencias superiores que se ven en la fig. 3.6 .

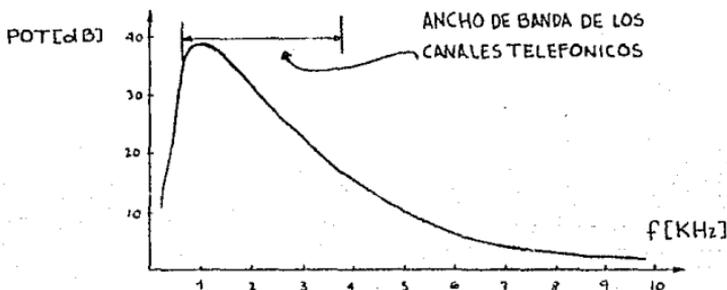


Figura 3.6 Ancho de banda de los canales telefónicos.

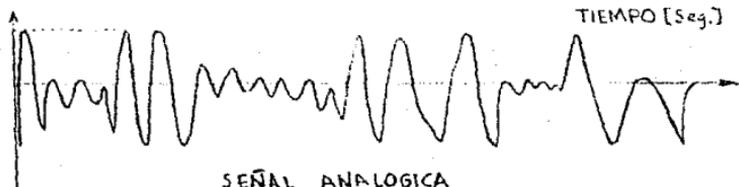
3.4 TRANSMISION ANALOGICA Y DIGITAL.

Asi pues hay dos formas básicamente distintas para transmitir información de cualquier clase con los medios de comunicación. La transmisión puede ser analógica o digital. Analógica significa que se transmite una gamma continúa de frecuencias. La luz y el sonido comprenden una rama de esa índole continúa, de 30-15,000 Hz o para los que tienen buen oído hasta de 20,000 Hz. Es probable que las frecuencias cercanas a 20,000 Hz sólo las perciban los murciélagos que pasen. Si quisieramos transmitir música de alta fidelidad por los alambres del teléfono a nuestros hogares (lo que técnicamente es posible) enviaríamos una gamma continúa de frecuencias de 30-20,000 Hz. La corriente en los alambres variará continuamente del mismo modo que los sonidos que escuchamos.

La transmisión digital por otra parte significa que se envia una corriente de impulsos de conexión y desconexión del mismo modo que se mueven los datos en los circuitos de las computadoras. Los impulsos se denominan bits. Actualmente es posible transmitir a una elevada proporción de bits.

La fig. 3.7 muestra una señal analógica y una señal digital. Puede diseñarse una ruta de transmisión para llevar cualquiera de ellas lo que es aplicable a todos los tipos de

AMPLITUD [VOLTS]



AMPLITUD [volts]

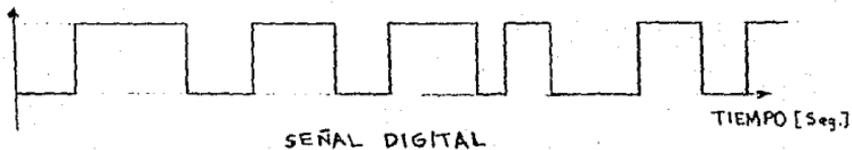


Figura 3.7 Diferencias entre una señal analógica y una señal digital .

rutas de transmisión, pares de alambres, cables coaxiales de gran capacidad, enlaces de microondas, satélites y los nuevos medios de transmisión, tales como guiondas, lasers y fibras ópticas. Si la ruta es diseñada como analógica usará amplificadores más o menos semejantes a los de una unidad de alta fidelidad para aumentar la fuerza de la señal. Si es digital empleará repetidores regenerativos para reconstruir bits y enviarlos más adelante.

Muchas de las líneas de comunicación por las que se pretende enviar datos, se diseñan para transmisión analógica y no digital. El canal telefónico que llega a los hogares es analógico y puede transmitir una determinada gamma de frecuencias. Si enviamos datos de computadora por el mismo, tendremos que convertir esa corriente de bits digitales en una señal analógica, usando un mecanismo especial llamado M O D E M (modulador-demodulador).

Un MODEM sirve por tanto, para convertir la corriente de bits cuadrados que nos entrega la máquina de procesamiento de datos, en una gamma de frecuencias apropiada para que pueda moverse en la línea analógica de comunicaciones.

Luego en el otro extremo de la línea otro MODEM vuelve a convertir esa gamma de frecuencias en una corriente de bits igual a la original. El MODEM ajusta la señal lo mejor que

puede dentro de la gamma de frecuencias que maneja la línea de comunicación, sin que sufra distorsiones indebidas.

Algunas veces también se le llama al MODEM, "Teléfono de datos" .

IV. MODULACION EN AMPLITUD.

4.1. MULTIPLEXAJE.

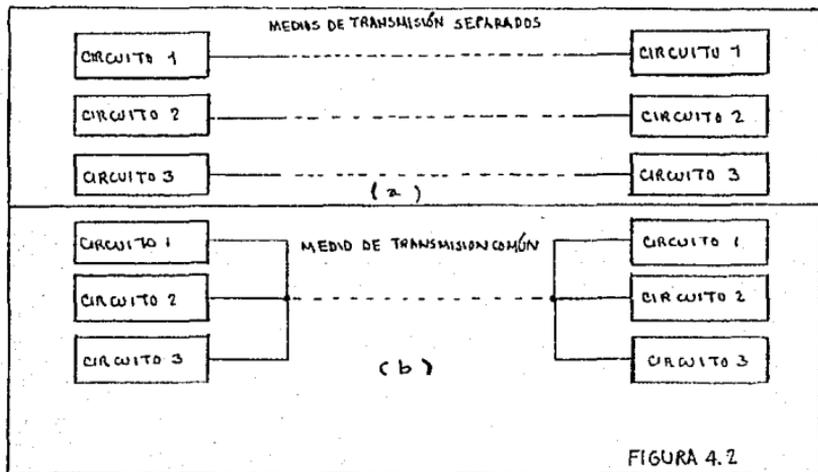
En los días remotos de la telefonía era requerida una línea de transmisión separada para cada canal de comunicación de voz. Con el rápido desarrollo y aumento en el número de teléfonos surge la forma de utilizar de una manera más eficiente las plantas telefónicas existentes. La necesidad fue particularmente notable en grandes áreas urbanas y líneas de larga distancia, donde el enorme número de alambres y cables que debían ser instalados para proveer suficientes canales de voz representaba un problema.

Estas condiciones guían el desarrollo de una técnica por la cual un número de señales de frecuencia de voz serían arregladas dentro de una señal compuesta y transmitidas sobre un canal de comunicación único. Esta técnica primeramente fue llamada portadora de telefonía, pero más recientemente se le conoce con el nombre de multiplexaje.

El primer sistema llamado portador, con una capacidad para cuatro canales, operaba en los Estados Unidos en 1918 sobre una línea de transmisión de alambre abierto. Hoy, los modernos sistemas portadores por multiplexaje manejan 2700 o más canales de voz usando cables coaxiales y las facilidades de la radio transmisión por microondas.

4.2 FUNDAMENTOS.

Las frecuencias de voz transmitidas sobre sistemas de telefonía abarcan un rango de cerca de 300-3400 cps. Para transmitir un número de señales simultáneamente sobre el mismo medio de transmisión, las señales deben mantenerse separadas de modo que no haya interferencia con alguna otra además de que tendrán que separarse en el final del receptor. Esto se logra a través de la separación de las señales ya sea en la frecuencia o en el tiempo. Este proceso de separar señales en la frecuencia es llamado multiplexaje por división de frecuencia (MDF), mientras que el proceso de separación de señales en el tiempo es llamado multiplexaje por división de tiempo (MDT). El concepto se muestra en la figura 4.2.



4.3. MULTIPLEXAJE POR DIVISION DE FRECUENCIA (PFM).

La división de frecuencia es un método de multiplexaje en el cual dos o más señales de frecuencia de voz son trasladadas para ocupar bandas de frecuencia por procesos de modulación de modo que ellas puedan entonces ser combinadas y transmitidas sobre un medio único. Cualquiera de los variados métodos de modulación puede ser usado para este propósito. Los dos tipos de modulación usados en multiplexaje por división de frecuencia son modulación en amplitud (AM) y modulación en frecuencia (FM). El concepto de multiplexaje por división de frecuencia se ilustra en la Figura 3.1.

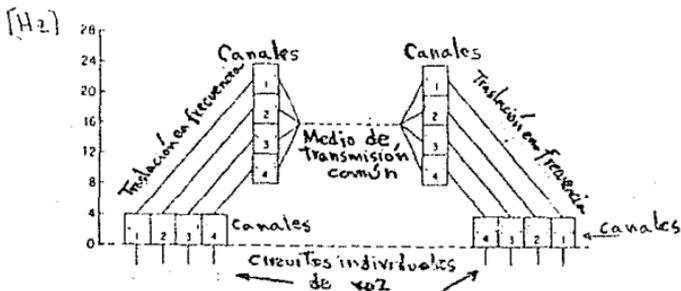


FIGURA 3.1 En el multiplexaje por división de frecuencia, cada circuito es trasladado a una posición separada en el espectro de frecuencia antes de ser aplicado a un medio de transmisión común.

4.4. MODULACION EN AMPLITUD.

En la modulación en amplitud la amplitud de la portadora es controlada por la onda modulante. Como se muestra en la figura 3.2, la onda modulada resultante tiene la misma frecuencia que la portadora, pero la amplitud de la onda portadora varía en relación directa con la onda moduladora. Las curvas de los picos positivos y negativos de la onda modulada son idénticas con la variación de la onda moduladora y es llamada la onda envolvente. El factor de modulación m es una medida del grado de modulación. Para una variación senoidal como se muestra en la figura 3.2 el factor de modulación normalmente llamado índice de modulación y algunas veces grado de modulación es igual a la amplitud pico de la cubierta menos la amplitud de la portadora no modulada dividida por la amplitud de la portadora no modulada. Para señales más complejas, es más difícil determinar el índice de modulación, puesto que es variable de un instante a otro. El índice de modulación es el grado de fracción por el cual la modulación varía la amplitud de la portadora y puede ser expresado como un porcentaje si es multiplicado por 100.

La máxima cantidad que la amplitud de la portadora puede ser variada sin pérdida de señal es igual a su amplitud. Cuando esto ocurre se obtiene un 100% de modulación.

La onda modulada consiste esencialmente de la onda portadora y las frecuencias por arriba y por abajo de esta onda. Estas frecuencias laterales son separadas de la portadora por una frecuencia igual a la de la onda moduladora.

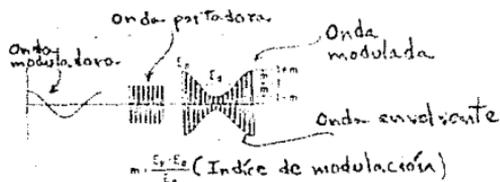


FIGURA 3.2 Modulación en amplitud. La amplitud de la portadora es variada por la onda moduladora. La frecuencia de la onda modulada envolvente es la misma que la de la onda moduladora.

Cuando una onda moduladora compleja, semejante a la voz, es usada, las frecuencias laterales por arriba y por abajo de la portadora ambas consisten de una banda (banda lateral) de frecuencias. Una banda lateral incluye todas las componentes de frecuencia de la onda moduladora.

Tres factores importantes en el uso de la modulación en amplitud son derivados del análisis de una onda modulada:

- (1) Las bandas laterales obtenidas de una onda compleja tienen cada una el mismo ancho de banda que la onda moduladora original,
- (2) la misma información está contenida en cada banda lateral, y
- (3) las frecuencias en las bandas laterales superiores tienen la misma relación relativa que la onda moduladora pero estas en las bandas laterales inferiores tienen una relación inversa. La distribución de potencia en las bandas laterales está directamente relacionada con la distribución de potencia de la onda moduladora.

4.5 ESPECTRO DE UNA SEÑAL MODULADA EN AMPLITUD.

El espectro de una señal modulada en amplitud es similar al espectro de una señal resultante de una multiplicación exacto, por supuesto, que en el primer caso una portadora de frecuencia se presenta f_p . Si en la ec. $v(t) = A_p [1+m(t)] \cos \omega_p t$, $m(t)$ es la superposición de las tres componentes senoideas $m(t) = m_1 \cos \omega_1 t + m_2 \cos \omega_2 t + m_3 \cos \omega_3 t$, entonces el espectro de esta señal de banda base aparece como en la parte izquierda de la fig. 3.1.1a. El espectro de la portadora modulada se muestra en la parte derecha. Las líneas espectrales en la suma de frecuencias $f_p + f_1$, $f_p + f_2$, y $f_p + f_3$ constituyen las frecuencias de 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 son mostrados en la fig. 3.1.1b para el caso de una señal de banda limitada, no periódica y de energía finita. En esta figura la ordenada es la densidad espectral, es decir, la magnitud de la transformada de Fourier más bien que la amplitud espectral y consecuentemente la portadora está representada por un impulso. La figura 3.1.1.2 representa el espectro de una señal modulada en amplitud obtenido en laboratorios de la E.M.E.P. PARAGUAY.

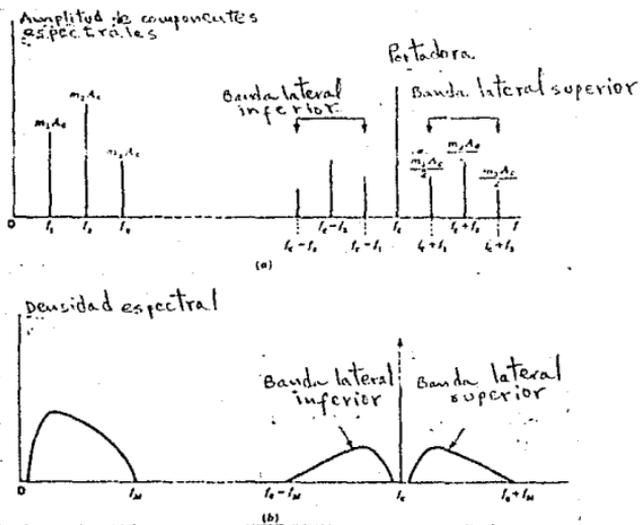


FIGURA 3.1.1 (a) En la parte izquierda una sección del espectro de $m(t)$, donde $m(t)$ tiene tres componentes espectrales. En la derecha el espectro de $A_p [1 + m(t) \cos 2\pi f_p t]$. (b) La misma situación de (a) excepto por que $m(t)$ es una señal no periódica y el eje vertical es una densidad espectral más bien que una amplitud espectral.

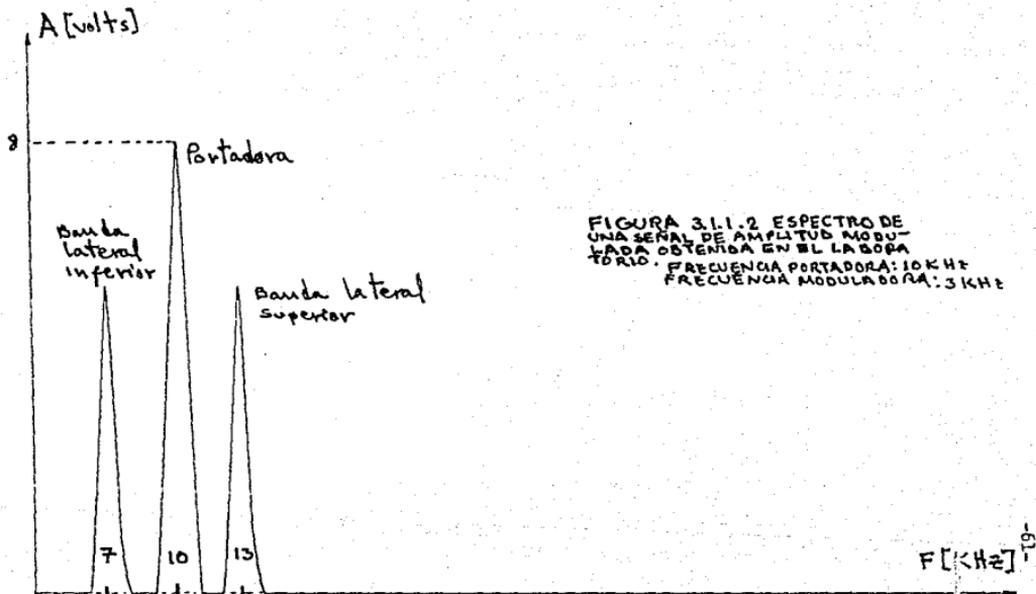


FIGURA 3.1.1.2 ESPECTRO DE UNA SEÑAL DE AMPLITUD MODULADA OBTENIDA EN EL LABORATORIO. FRECUENCIA PORTADORA: 10 KHz FRECUENCIA MODULADORA: 3 KHz

4.6 RELACIONES DE POTENCIA EN LA ONDA DE AM.

Hemos apreciado que la componente portadora de la onda modulada tiene la misma amplitud que la de la portadora no modulada. Sin embargo, la onda modulada, por supuesto, contiene las dos bandas laterales. Es obvio, por tanto, que la onda modulada contenga más potencia que la portadora antes de haber sido modulada. Además puesto que la amplitud de las bandas laterales depende del índice de modulación, anticipamos que la potencia total de la onda modulada dependerá también del índice de modulación. Esta relación -- puede ahora ser derivada. La potencia total de la onda modulada será

$$P_t = \frac{E_{port}^2}{R} + \frac{E_{oL}^2}{R} + \frac{E_{oI}^2}{R} \quad (3.1)$$

donde los tres voltajes son valores rms, y R es la resistencia -- (por ejemplo la resistencia de la antena) en la cual la potencia es disipada. El primer término de la ec. (3.1) es la potencia de la portadora no modulada y esta dada por

$$P_p = \frac{E_{port}^2}{R} = \frac{(E_p/\sqrt{2})^2}{R} = \frac{E_p^2}{2R} \quad (3.2)$$

Similarmenete

$$P_{oL} = P_{oI} = \frac{E_{oL}^2}{R} = \frac{(\omega E_p/2)^2}{(\sqrt{2})^2} \div R = \frac{\omega^2 E_p^2}{8R} = \frac{\omega^2}{4} \frac{E_p^2}{2R} \quad (3.3)$$

Sustituyendo las ecs. (3.2) y (3.3) en la ec. (3.1) tendremos

$$P_t = \frac{E_p^2}{2R} + \frac{\omega^2}{4} \frac{E_p^2}{2R} + \frac{\omega^2}{4} \frac{E_p^2}{2R} = P_p + \frac{\omega^2}{4} P_p + \frac{\omega^2}{4} P_p = \frac{P_t}{P_p} = 1 + \frac{\omega^2}{2} \quad (3.4)$$

La ec.(3.4) relaciona la potencia total de la onda modulada en amplitud con la potencia de la portadora no modulada. Esta --

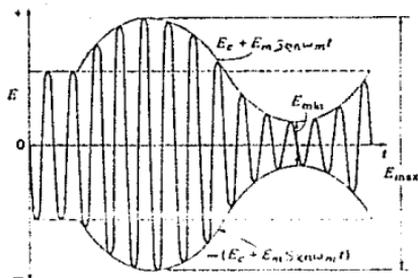


FIGURA 3.1.2 Señal modulada en amplitud

ecuación debe ser usada para determinar entre otras cantidades el índice de modulación en instancias no cubiertas por la ec.

$$m = \frac{E_{max} - E_{min}}{E_{max} + E_{min}}$$

donde E_{max} y E_{min} se muestran en la figura 3.1.2.

Es interesante notar en la ec. (3.4) que la potencia máxima en una onda de AM es $P_t = 1.5P_p$ cuando $m=1$. Esto es importante -- debido a que la potencia máxima que manejan los amplificadores debe ser lograda sin distorsión.

4.7 CALCULOS DE CORRIENTE. La situación que surge muchas veces en AM es que la corriente no modulada y modulada es fácilmente medible y entonces es necesario calcular el índice de modulación en función de la corriente. Esto ocurre cuando la corriente de antena del -- transmisor es medida y el problema puede ser resuelto como sigue. Sea I_p la corriente no modulada e I_t la total, o modulada, corrientes de un transmisor de AM, ambas teniendo valores rms. Si R es la resistencia en la cual estas corrientes fluyen, entonces

$$\frac{P_t}{P_p} = \frac{I_t^2 R}{I_p^2 R} = \left(\frac{I_t}{I_p}\right)^2 = 1 + \frac{m^2}{2} ; \quad \frac{I_t}{I_p} = \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}} \quad \text{ó} \quad I_t = I_p \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}} \quad (3.5)$$

$$\text{y el índice de modulac. } m = \sqrt{2 \left[\left(\frac{I_t}{I_p}\right)^2 - 1 \right]} \quad (3.6)$$

4.8 MODULACION POR VARIAS ONDAS SENOIDALES. En la practica la modulación de una portadora por varias ondas senoidales simultáneamente es una regla más que una excepción. Como tal, fundaremos una forma para calcular las condiciones de potencia resultantes. El procedimiento consiste en calcular el índice de modulación total y sustituirlo en la ec.(3.4), de la cual la potencia total puede ser calculada anteriormente. Existen dos métodos de cálculo del índice de modulación total.

1. Sea E_1, E_2, E_3 , etc., los voltajes moduladores simultáneos. Entonces el voltaje modulador total E_t deberá ser igual a la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los voltajes individuales; esto es

$$E_t = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + \dots}$$

Dividiendo ambos lados por E_p queda

$$\frac{E_t}{E_p} = \frac{\sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + \dots}}{E_p} = \sqrt{\frac{E_1^2}{E_p^2} + \frac{E_2^2}{E_p^2} + \frac{E_3^2}{E_p^2}}$$

esto es,

$$m_t = \sqrt{m_1^2 + m_2^2 + m_3^2 + \dots} \quad (3.7)$$

2. La ec. 3.4 puede ser reescrita para dar énfasis a la potencia total de la onda de AM consistiendo de la potencia de la portadora y la de las bandas laterales. Esto produce

$$P_t = P_p \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) = P_p + \frac{P_p m^2}{2} = P_p + P_{BL}$$

donde P_{BL} es la potencia total de las bandas laterales y esta dada por

$$P_{BL} = \frac{P_p m^2}{2} \quad (3.6)$$

En un sistema de modulación en amplitud, si la potencia de la portadora, la potencia de la portadora no será afectada, pero la potencia total de las bandas laterales será el doble de la potencia individual de las bandas laterales. Así tenemos

$$P_{BLT} = P_{BL1} + P_{BL2} + P_{BL3} + \dots$$

la sustitución da:

$$\begin{aligned} \frac{P_{BLT}}{2} &= \frac{P_p m_1^2}{2} + \frac{P_p m_2^2}{2} + \frac{P_p m_3^2}{2} + \dots \\ m^2 &= m_1^2 + m_2^2 + m_3^2 + \dots \end{aligned}$$

Si se aplica en ambos lados la raíz cuadrada, la ec. (3.7) será nuevamente el resultado.

Vemos que ambas aproximaciones producen el mismo resultado: Para calcular el índice de modulación total, tomamos la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los índices de modulación individuales. Notar también que este índice de modulación total no debe exceder a la unidad debido a que resulta una distorsión como la sobremodulación por una onda senoidal única. Ya sea que la modulación sea por una o varias ondas senoidales, la salida del amplificador modulador deberá ser cero durante la parte del voltaje negativo pico modulante.

4.9: COMPARACION DE NIVELES DE MODULACION. Para generar la onda de AM de la figura 3.2b, es necesario únicamente aplicar la serie de corriente de pulsos de la figura 3.2a a un circuito sintonizado. Cada pulso, si fuera solamente uno, indicaría una oscilación amortiguada en el circuito sintonizado. La oscilación tendría una amplitud inicial proporcional a la dimensión de la corriente de pulsos y un decaimiento proporcional dependiente de la constante de tiempo del circuito. Puesto que aquí un tren de pulsos es aplicado al circuito tanque cada pulso provocará una onda senoidal completa proporcional en amplitud a la dimensión de este pulso. Esto será seguido por la siguiente onda senoidal proporcional a la dimensión del siguiente pulso aplicado, y así sucesivamente. Consideremos que en menos de diez veces como tantos pulsos por ciclos de audio sean alimentados el circuito práctico como se muestra en la fig. 3.2, ¡venos que una aproximación extremadamente buena de una onda de AM resultará si la corriente original de pulsos es hecha proporcional al voltaje modulante. El proceso es conocido como el efecto flywheel del circuito sintonizado.

Es posible hacer la corriente de salida de un amplificador clase C proporcional al voltaje modulador aplicando este voltaje en series con cualquiera de las fuentes de voltaje de dc para este amplificador. Así que la modulación por un amplificador clase C, con emisor, base y colector es posible.

En un transmisor de AM, la modulación en amplitud puede ser generada en cualquier punto posterior al oscilador de cristal.

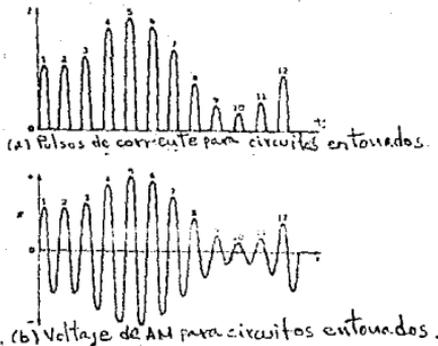


FIGURA 3.2.1 Requerimientos de corriente para AM.

Un oscilador de cristal podría ser modulado en amplitud, excepto que esto produciría una interferencia innecesaria con la estabilidad de la frecuencia. Si la etapa de salida de un transmisor es de placa-modulada (o colector-modulado en un transmisor de baja potencia), el sistema es llamado modulador de alto nivel. Si la modulación es aplicada en cualquier otro punto, incluyendo algún otro electrodo de la salida del amplificador, entonces es producido un modulador llamado de bajo nivel.

Naturalmente el producto final de ambos sistemas es el mismo, pero la colocación de los circuitos transmisores es diferente. No es practicable usar modulación por anodo en la etapa de salida de un transmisor de TV, debido a la dificultad en la generación de la alta potencia de video en el gran ancho de banda requerido. Por consiguiente, una modulación por base de la etapa de salida es el nivel alto de modulación empleada en los transmisores de TV. Esto es llamado "nivel alto" de modulación en la radiodifusión de TV y cualquier otro es entonces llamado "nivel bajo" de modulación.

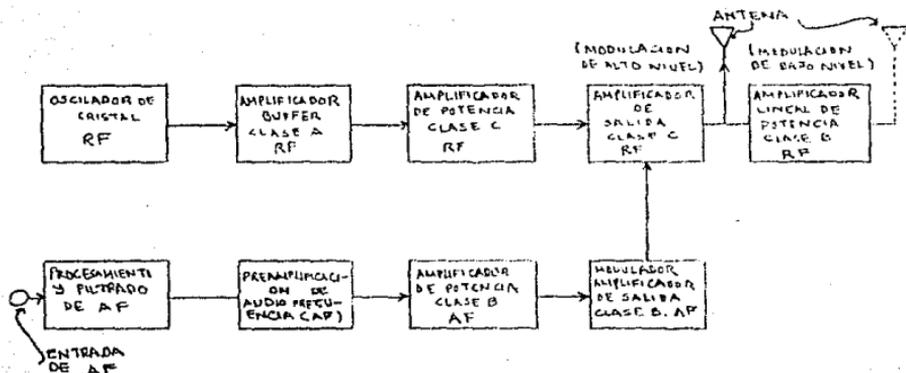


FIGURA 3.31 Diagrama a bloques de un transmisor de AM.

La fig. 3.31 muestra un diagrama a bloques típico de un transmisor de AM, el cual puede ser modulado en nivel alto o en nivel bajo. Vemos que hay una parte de rasgos distintivos co munes. Ambos tienen un oscilador de cristal, amplificadores buffer y los subsiguientes amplificadores de potencia de RF. En ambos tipos de transmisor el voltaje de audio es procesado, esto es, filtrado para ocupar el ancho de banda correcto (generalmente 10 KHz) y se comprime un poco para reducir la relación máxima a mínima de amplitud. En ambos sistemas de modulación los amplificadores de potencia para audio se presentan (AF), culminando con el amplificador modulador, el cual amplifica el audio en alta potencia. En efecto la única diferencia es el punto en el cual la modulación se efectúa. Para exagerar la diferencia se muestra un amplificador siguiendo la etapa amplificadora modulada

de RF para modulación en bajo nivel y observamos que este amplificador debe ser lineal de RF clase B.

En general, el nivel alto de modulación, la amplia potencia de audio requerida para producir la modulación, representan definitivamente una desventaja en un sistema de nivel alto. Por otra parte, si cualquier etapa excepto la etapa de salida es modulada cada etapa siguiente debe ser capaz de manejar potencia de banda lateral tanto como de portadora. Además, todos estos amplificadores subsecuentes deben tener un ancho de banda suficiente para las - frecuencias de las bandas laterales. También, como en la fig. 3.3 todas estas etapas deben tener capacidad de manejo de las variaciones causadas en la amplitud por la modulación. Semejantes -- etapas no pueden ser por tanto de clase C, y son en consecuencia menos eficientes que los amplificadores de esta clase.

La gran ventaja que se debe considerar en cada uno de los - sistemas es: En un caso el requerimiento de baja potencia de modulación, y una mucho más eficiente amplificación de RF con el diseño de circuitos simples en el otro. Finalmente, prácticamente establecemos que un amplificador clase C modulador-colector busca tener una mejor eficiencia, baja distorsión y mucho mejor capacidad de manejo de potencia que un amplificador modulador-base. Debido a estas consideraciones, los transmisores de radiodifusión de AM actuales casi invariablemente usan una modulación de nivel alto y los transmisores de TV usan una modulación por base en la etapa final. Los otros métodos son usados en baja potencia y variadas aplicaciones, como generadores de AM e instrumentos de prueba.

4.10 SINCRONIZACION .

La relación de frecuencia propia entre el transmisor y el receptor depende de la portadora la cual es modulada por el mensaje señal. En la modulación en amplitud ordinaria, la portadora es transmitida con las bandas laterales y no ocurren problemas. Cuando la portadora es eliminada, sin embargo, alguna referencia de frecuencia es requerida entre el transmisor y el receptor para asegurar que la frecuencia de la portadora reinsertada sea bien conservada dentro de los límites de error establecidos anteriormente.

Los métodos básicos son comúnmente usados para mantener esta relación de frecuencia. Ambos requieren de una frecuencia piloto para ser transmitida con la señal saliente. Esta frecuencia piloto padece cualquier traslación de frecuencia o desviación de fase que le sea impuesta en los variados canales de información.

En el primer método de control de frecuencia, este piloto transmitido es usado para modular un oscilador local en el receptor para obtener la frecuencia portadora usada en los canales de información demodulados. Si las señales transmitidas incluyendo el piloto tienen que sufrir etapas de modulación adicional u otros cambios de frecuencia durante la transmisión, este método cancela estos errores, dejando solamente la posibilidad de un error fijo entre el transmisor y el receptor de los osciladores locales. Este error, por supuesto, puede ser eliminado ajustando simplemente la frecuencia del oscilador local.

En el segundo método de control de frecuencia se requiere nuevamente del uso de una frecuencia piloto transmitida. Este piloto es usado como una frecuencia absoluta y referencia de fase. En cada receptor, un oscilador "maestro" único puede ser usado, y todos los canales portadores y una frecuencia piloto local son derivados de él. Ambos, el piloto transmitido y la frecuencia piloto generada localmente son comparados en un circuito discriminador de fase. Cualquier diferencia de fase o frecuencia entre los dos resulta en un voltaje de error que es generado en la salida del discriminador. Este voltaje de error es aplicado entonces al oscilador maestro para "arrancar" la frecuencia del oscilador, corrigiendo así la frecuencia piloto local. Puesto que todas las portadoras locales son derivadas desde este oscilador, los cambios en su frecuencia comprenden diferencias las cuales se corrigen entre la entrada y el piloto local también remueven cualquier error de frecuencia o fase entre las frecuencias transmitidas y la portadora local.

4.11 RECUPERACION DE LA SEÑAL DE BANDA BASE.

El rango espectral ocupado por la señal de información original es llamado el rango de frecuencias de banda base o simplemente la banda base. En esta base la señal original propia es referida como la señal de banda base.

Suponga una señal $m(t)$ que ha sido trasladada fuera de la banda base a través de su multiplicación con $\cos \omega_c t$. Cómo se

podrá recuperar la señal? El recobro puede ser llevado a cabo por una traslación en reversa, la cual es consumada simplemente multiplicando la señal trasladada por $\cos \omega_c t$. Semejante situación puede ser vista al trazar los diagramas espectrales como en las figuras 3.2.1 y 3.2.2 donde notamos que la señal de frecuencia obtenida al multiplicar $m(t)\cos \omega_c t$ por $\cos \omega_c t$ es una señal cuyo rango espectral es retornado a banda base. Alternativamente podemos notar simplemente que

$$[m(t)\cos \omega_p t] \cos \omega_p t = m(t)\cos^2 \omega_p t = m(t) \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_p t \right) \quad (3.2.1a)$$

$$= \frac{m(t)}{2} + \frac{m(t)}{2} \cos 2\omega_p t \quad (3.2.1b)$$

Así, la señal de banda base $m(t)$ reaparece. Notamos, por supuesto que en suma al recobro de la señal de banda base hay una señal - cuyo rango espectral se extiende desde $2f_p - f_m$ a $2f_p + f_m$. Prácticamente esta última señal no causa dificultades. Muy comúnmente $f_p \gg f_m$, y consecuentemente el rango espectral de esta señal de doble frecuencia y la señal de banda base son ampliamente separadas. Por lo que la señal de doble frecuencia es fácilmente eliminada mediante un filtro paso bajas.

Este método de recobro de señal es simple y no es afectado por inconveniencias importantes cuando se aplica a sistemas de comunicación físicos. Suponer que la señal auxiliar usada para el recobro difiere en fase de la señal usada para auxiliar la traslación inicial. Si este ángulo de fase es θ , entonces, como puede ser verificado, la forma de onda de la banda base recobrada será proporcional a $m(t)\cos\theta$. Por lo tanto, a menos que la posibilidad se mantenga en $\theta=0$, la potencia de la señal en el

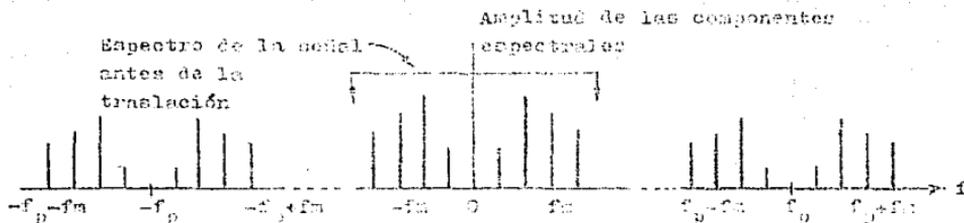


FIG. 3.2.1 Una señal original que consiste de cuatro senoides de frecuencias diferentes es trasladada a través de una multiplicación y queda una señal que contiene ocho frecuencias arregladas simétricamente con respecto a f_p .

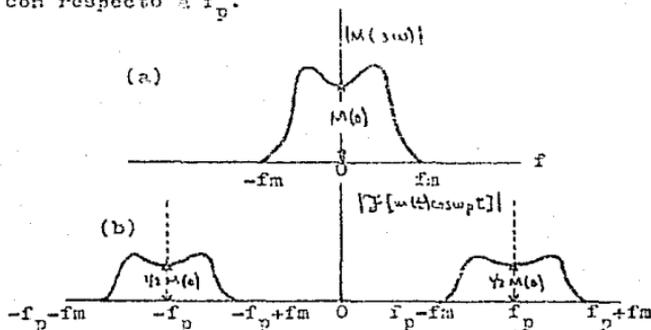


FIG. 3.2.2 (a) La densidad espectral $|M(j\omega)|$ de una señal no periódica $m(t)$. (b) La densidad espectral de $m(t)\cos 2\pi f_p t$.

recobro será afectada. Si nos encontramos un ángulo $\theta = \pi/2$, la señal se perderá completamente. O consideremos, por ejemplo, que θ tiende a regresar e ir hacia adelante con respecto al tiempo; entonces en este caso la fuerza de la señal disminuirá y crecerá, en suma, -- posiblemente desaparecerá de un tiempo a otro.

Alternativamente, supongamos que la señal auxiliar recuperada no es precisamente de frecuencia f_p , sino de frecuencia $f_p + \Delta f$. En este caso podemos verificar que la señal de banda base -- recuperada sera proporcional a $\cos(2\pi f_p t)$, resultando una señal la cual disminuye y aumenta o permanece enteramente inaceptable si Δf es comparable, o mucho mayor que las frecuencias presentadas en la señal de banda base. Esta última contingencia es una posibilidad diferente en varias instancias, puesto que usualmente $f_p \gg f_m$ de modo que un pequeño cambio en el porcentaje de f_p causará un Δf el cual puede ser comparable o mayor que f_m . En los sistemas de teléfono o radio, una compensación de $\Delta f \leq 30$ Hz es considerada aceptable.

Notamos, por tanto, que la señal recuperada usualmente requiere de una segunda multiplicación que este disponible en el punto de -- recobro de la señal la cual es precisamente sincronizada con la -- correspondiente señal auxiliar en el punto de la primera multipli -- cación. En tal sincronización una discrepancia inicial de fase fija no es de consecuencia puesto que una simple desviación de fase -- corregiría el problema. Similarmente no es esencial que la señal auxiliar recobrada sea sinusoidal. Lo que es esencial es que en -- cualquier intervalo de tiempo, el número de ciclos ejecutados por las dos fuentes de señal auxiliares sean los mismos. Por supuesto, en un sistema físico, donde alguna señal de distorsión se tolera, alguna falla de sincronización es permitida, como se ha señalado más anteriormente.

Cuando el uso de una señal auxiliar común no es factible, es -- necesario acudir a un medio un poco complicado que proporcione una

señal auxiliar de sincronización en el lugar del receptor. Un ejemplo más concretamente analizado se indica en la figura 3.2.3

Para ilustrar la operación de sincronía asumamos que la señal de banda base es sinusoidal $\cos \omega_m t$. La señal recibida es $s_1(t) = A \cos \omega_m t \cos \omega_p t$, con A como una amplitud constante. Esta señal $s_1(t)$ no tiene una componente espectral en la frecuencia angular ω_p . La salida del circuito cuadrático es

$$s_1^2(t) = A^2 \cos^2 \omega_m t \cos^2 \omega_p t \quad (3.2.2 a)$$

$$= A^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_m t \right) \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_p t \right) \quad (3.2.2 b)$$

$$= A^2/4 \left[1 + \frac{1}{2} \cos 2(\omega_p + \omega_m)t + \frac{1}{2} \cos 2(\omega_p - \omega_m)t + \cos 2\omega_m t + \cos 2\omega_p t \right] \quad (3.2.2 c)$$

El filtro selecciona la componente espectral $(A^2/4)\cos 2\omega_p t$, la cual es entonces aplicada a un circuito que divide la frecuencia por un factor de 2. Esta división de frecuencia puede ser consumada usando, por ejemplo, un multivibrador biestable. La salida del divisor es usada para demodular la señal de entrada y de ese modo recuperar la señal de banda base $\cos \omega_m t$.

Señal recibida

de DBL-PS
 $s_1(t) = A \cos \omega_m t \cos \omega_p t$

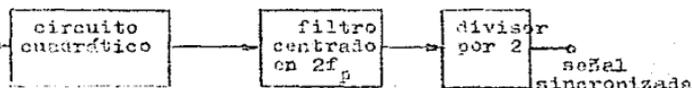


FIG. 3.2.3 Un sincronizador cuadrático simple.

4.12 EL DEMODULADOR DE LEY CUADRÁTICA.

Un método como alternativa en el recobro de la señal de banda base la cual ha sido codificada como una modulación en amplitud en una portadora es hacer pasar la señal de AM a través de un mecanismo no lineal. Desejante demodulación se ilustra en la fig. 3.4. Asumimos aquí por simplicidad que el mecanismo tiene una relación de ley cuadrática entre la señal de entrada x (corriente o voltaje) y la señal de salida y (corriente o voltaje). Así $y = kx^2$, donde k es una constante. Debido a la no linealidad de la característica de transferencia del mecanismo la respuesta en la salida es diferente para excursiones positivas y negativas de la portadora lejos del punto de operación "0" del mecanismo. Como resultado, como lo muestra la fig. 3.4c, la salida, cuando se promedia sobre un tiempo el cual abarca varios ciclos de la portadora pero solamente una muy pequeña parte del ciclo de modulación, tiene la forma de onda de la envolvente.

$$\text{La señal aplicada es } x = A_0 + A_p [1 + m(t)] \cos \omega_p t \quad (3.4-1)$$

Así la salida del circuito cuadrático es

$$y = k \{ A_0 + A_p [1 + m(t)] \cos \omega_p t \}^2 \quad (3.4-2)$$

Elevando al cuadrado y bajando los términos de \cos así como también los términos cuyas componentes espectrales son localizadas cerca de ω_p y $2\omega_p$, encontramos que la señal de salida $S_o(t)$, que es, la señal de salida de un filtro paso bajas localizado después del circuito cuadrático, es

$$S_o(t) = k A_p^2 [m(t) + \frac{1}{2} m^2(t)] \quad (3.4-3)$$

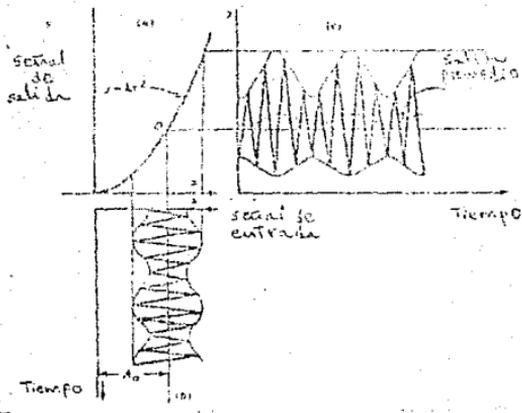


FIGURA 3.4 Ilustración de la operación de un demodulador de ley cuadrática. La salida es el valor promedio de y sobre muchos ciclos de la portadora.

Observe que la modulación $m(t)$ es realmente recuperada pero $m^2(t)$ también aparece. Así la señal total recuperada es una versión distorsionada de la modulación original. La distorsión es pequeña, no obstante, si $1/2 m^2(t) \ll |m(t)|$ o si $|m(t)| \ll 1$.

Hay dos puntos de interés para ser notados en conexión con el tipo de modulación descrito aquí; el primero es que la demodulación no depende de la existencia de la no linealidad en la ley cuadrática. Cualquier tipo de no linealidad la cual no tenga funciones simétricas singulares con respecto al punto de operación inicial igualmente lo hará la demodulación. El segundo punto es que aún cuando la demodulación no se intenta, puede aparecer incidentalmente cuando la señal modulada es pasada a través de un sistema, digamos, un amplificador el cual exhibe algunas no linealidades.

4.13 CARGABILIDAD .

Una consideración importante de Ingeniería, dentro del diseño de un sistema multiplex, particularmente primaria para ser usada sobre largas distancias es la cargabilidad. Cuando un número grande de canales son multiplexados, la potencia promedio total de la señal puede ser considerable. Si los canales son usados para transmitir conversaciones de voz, el rango de potencia puede ser extremadamente grande -tanto como 70 db.

En este orden para obtener el mejor comportamiento de la señal al ruido, en ambos, el sistema multiplex y el medio de transmisión, es deseable operar el sistema en un nivel de señal alto que pueda ser manejado por el equipo sin distorsión excesiva. Si el rango de potencia de la señal es grande debido a demasiados hablantes ruidosos que están usando el sistema simultáneamente, por ejemplo, el sistema estará sobrecargado durante los periodos de uso pico, con el resultado de que la distorsión de intermodulación y el ruido serán excesivos. Si los niveles de modulación son reducidos para prevenir esto, habrá varios periodos en los que el nivel de señal estarán bajos y lejanos y el fondo del ruido será predominante.

Una manera de solucionar esta dificultad es restringir el rango de nivel de señal aplicado al sistema. Esto puede ser realizado por algún tipo de limitador de pico o por un control automático de ganancia en el transmisor. Esto permite que el nivel de señal transmitido sea relativamente constante prescindiendo del rango de los niveles de la señal en la entrada.

4.14 MODULADORES Y MODULADORES BALANCEADOS.

Un multiplicador es descrito como un mecanismo que produce una señal de salida la cual es el producto de dos señales de entrada. Realmente no hay un mecanismo físico que produzca dicha salida. Por el contrario semejantes mecanismos producen en un mínimo, no solamente el producto sino también la entrada de las mismas señales. Suponer entonces que tal mecanismo tiene una portadora de entrada con $w_p t$ y una señal de banda base moduladora $m(t)$. El mecanismo en la salida entonces contendrá el producto $m(t)\cos w_p t$ y también las señales $m(t)$ y con $w_p t$. Ordinariamente la señal de banda base será limitada en banda para un rango de frecuencias mucho muy pequeño tanto como $f_p = w_p/2\pi$. Suponer por ejemplo que la señal de banda base se extiende desde la frecuencia cero hasta 1 KHz, mientras que $f_p = 1$ MHz. En este caso las bandas laterales y la portadora se extienden desde 999,000 a 1,001,000 Hz, y la señal de banda base es fácilmente removida por un filtro.

El resultado final es que el mecanismo disponible para la multiplicación produce una portadora de salida así como también las señales de BLS y BLI. La salida es por tanto una señal de amplitud modulada. Si requerimos la señal única como producto, debemos agregar etapas para cancelar o suprimir la portadora. Semejante supresión puede ser lograda sumando a la señal de amplitud modulada una señal igual en amplitud a la frecuencia portadora pero opuesta en fase con respecto a la misma portadora la señal modulada en amplitud. Bajo estas circunstancias solamente las -- señales de banda lateral permanecerán. Por esta razón una señal producto es muy comúnmente referida como señal de banda

ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

lateral con portadora suprimida, abreviado DSB-SSB.

Una alternativa disponible para suprimir la portadora es mostrada en la fig. 4.1. Aquí dos multiplicadores físicos son usados los cuales son marcados en el diagrama como moduladores en amplitud. La portadora de entrada de los dos moduladores son de polaridad invertida, así como también las señales moduladoras. Las salidas del modulador son sumadas con la consecuente supresión de la portadora. Observemos una cancelación no solamente de la portadora sino también de la señal de banda base $m(t)$. Este último rasgo no es de gran importancia, puesto que, como se hizo notar previamente la señal de banda base es fácilmente recuperable por un filtro. Notamos que los términos producto de los moduladores se refuerzan. El arreglo de la fig. 4.1 es llamado modulador balanceado.

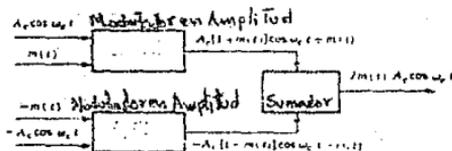


FIGURA 4.1 Muestra de como las salidas de dos moduladores en amplitud son combinadas para producir una señal de banda lateral con portadora suprimida.

4.15 DOBLE BANDA LATERAL . Como un resultado de la modulación en amplitud, la banda de frecuencia de la onda moduladora es trasladada a una posición diferente dentro del espectro de frecuencias. Seméjante traslación es utilizada en circuitos combinacionales para el multiplexaje por división de frecuencia. Si ambas bandas laterales y la portadora son usadas, la técnica es llamada modulación por doble banda lateral y portadora transmitida (MDSBPT). Si la portadora no es transmitida, la técnica es llamada modulación por doble banda lateral y portadora suprimida (MDSBPS). Hay una desventaja en el uso de la modulación MDSBPT debido a la cantidad de potencia en la portadora en relación con la potencia de la banda lateral (información). De la misma forma con un 100% de modulación, la potencia de cada banda lateral es solamente una cuarta parte comparada con la de la portadora. Puesto que la potencia de las bandas laterales es proporcional al cuadrado del índice de modulación, para niveles de modulación bajo, la potencia de la banda lateral llega a ser solamente una fracción de la potencia de la portadora.

En los sistemas multiplex, esto es bastante importante debido al número de canales que son implicados. Los elementos variados del sistema común para más de un canal deben ser capaces de manejar una gran cantidad de potencia que no es utilizada toda en la transmisión de la información. En suma, la banda lateral para la relación de potencia de ruido es

relativamente baja.

Por estas razones, es más común la modulación con portadora suprimida (MSBPS) o en otro caso transmitir la portadora con un nivel relativamente bajo. Cuando la portadora es suprimida, es necesario derivar una frecuencia portadora en la terminal receptora. Esto puede ser hecho al generar separadamente la frecuencia portadora en la terminal receptora derivando la frecuencia portadora de las bandas laterales transmitidas, o transmitiendo un tono separado desde el cual las frecuencias demoduladoras puedan ser derivadas.

Después de que la portadora es suprimida, es posible aumentar la potencia de la banda lateral y sin embargo retener la capacidad de potencia manejada por el equipo común en un nivel bajo, la que tendrá que ser requerida si la portadora fuera transmitida.

- 4.16 BANDA LATERAL ÚNICA CON PORTADORA SUPRIMIDA . La técnica de modulación más ampliamente usada en el multiplexaje por división de frecuencia es la de banda lateral única con portadora suprimida. Como previamente establecimos, cuando una señal portadora es modulada en amplitud, son producidas dos bandas laterales, ambas conteniendo la información. Por lo tanto, ambas bandas laterales no son requeridas para transmitir algún mensaje. Un modulador balanceado es usado para suprimir la portadora, dejando solamente las dos bandas laterales. Esto reduce la potencia de la señal a la mitad pero no suprime una

de las dos bandas laterales. La supresión de la banda lateral es realizada aplicando la señal a un filtro el cual deja pasar únicamente una de las dos bandas laterales mientras que atenúa efectivamente la otra. El ancho de banda de la señal es ahora aproximadamente igual a la señal de frecuencia de voz original que es, de cerca de 3,100 cps. Adicionalmente el ancho de banda reducido, por tanto, no es posible sin la consiguiente baja en la calidad de la señal. La figura 3.3 ilustra dos etapas típicas de modulación BLUPS usadas para trasladar una señal v-f para un canal de frecuencia portador.



FIGURA 3.3 En la modulación BLUPS, la portadora y una de las bandas laterales son removidas durante cada etapa de modulación.

Desde un punto de vista práctico, hay fácilmente una cantidad despreciable de ancho de banda usado debido a las imperfectas características del filtrado del canal (ver figura 3.4). Un filtro perfecto tendrá lados verticales en su característica de frecuencia-amplitud, entonces pasaran perfectamente todas las frecuencias que correspondan a su banda de paso mientras que atenuará completamente todas las frecuencias que estén fuera de esta banda de paso. La interferencia que pudiera ser causada por el comportamiento imperfecto de los filtros es evitada al espaciar los canales de voz ligeramente aparte de que la energía de la señal de los canales adyacentes es atenuada 60 db o más. Puesto que el ancho de banda efectivo de las señales de voz es de aproximadamente 3.1 kc, un espaciado estándar de canales de ELUPS estará definido por 4 kc.

Debido a que el multiplexaje ELUPS es ampliamente usado en radiocomunicaciones de alta densidad y en sistemas de transmisión por cable coaxial, una frecuencia estándar de reserva y un plan de modulación ha sido adaptado el cual ha tenido aceptación en el mundo entero. En este plan, arriba de 12 canales de voz son ensamblados dentro de un grupo banda con un rango de frecuencias de 60-108 kc. El procesamiento de las señales en cada uno de estos canales aparece como las bandas laterales inferiores de 12 canales de frecuencias portadoras las cuales son separadamente espaciadas 4 kc. Cinco semejantes grupos banda pueden ser combinados para formar un sistema de 60 canales mediante dos etapas de modulación adicional. En la primera etapa

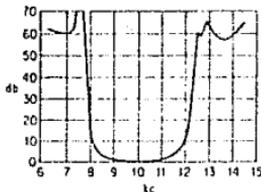


FIGURA 3.4 Característica típica de frecuencia-atenuación de un canal de voz dentro de un sistema multiplex.

cada uno de los cinco grupos banda modula por separado grupos portadores para formar una banda de supergrupo con un rango de frecuencias de 312-552 kc. En la etapa final de modulación las señales en la banda del supergrupo modulan una portadora conveniente para formar una banda de línea de frecuencia.

Usando el grupo básico de 12 canales, el presente esquema de modulación estándar puede ser extendido para multiplexar - 2,700 o más canales de voz. Una típica reserva de frecuencia y un plan de modulación para un sistema multiplex por división de frecuencia para 960 canales son mostrados en la figura 3.5.

Aunque la modulación BLEPS permite economizar en ancho de banda y potencia transmitida, se complica el problema de la transmisión. Una señal ordinaria modulada en amplitud en la cual una portadora y los bandos laterales son presentados requiere de los simples transmisores y receptores. La portadora y los dos bandos laterales establecen una relación armónica definida entre ellas misma la cual es mantenida a través de la modulación subsiguiente o procesos de demodulación. Esta relación armónica es esencial para evitar la distorsión.

fase necesaria que debe existir entre la información portada por la banda lateral única y la portadora es más simple que en el caso cuando la portadora y las bandas laterales deben mantener una relación exacta.

En SSBPS, la portadora reinsertada debe ser tan cercana como sea posible con la frecuencia de la portadora original. Si la frecuencia no es idéntica, resulta una distorsión ligera. El error de la frecuencia portadora es suceso o retardado a un número de ciclos fijo de todas las frecuencias en el canal, cambiando así su relación armónica. Esto ha provocado el efecto de tener la fidelidad de la transmisión siendo una calidad extraña a la voz. Si la suma es excesiva hará una posibilidad de error en la transmisión de datos o en telégrafos.

A diferencia de SSBPS, cuando errores de 2° o 3° de desviación de fase, los cuales son menor que 1/100 de ciclo, no pueden ser tolerados, errores tan grandes como 10-20 ciclos son tolerados para una transmisión de voz en sistemas SSBPS. En el caso de transmisión de palabras de baja velocidad como en el caso de un teléfono automático o un telégrafo manual, un error de 10 cps no es tolerado cuando los errores en la transmisión aumentan proporcionalmente.

En el caso de la desviación de fase de los teletipos (20 palabras por minuto) los errores en la frecuencia abarcan un rango de 5-15 ciclos en el que pueden ser tolerados. En 100 palabras por minuto, los rangos de límite de error son de 3-10

ciclos. La tolerancia de error es establecida aquí como un ancho, en lugar de un límite fijo, para permitir a los sistemas tener el número de secciones de transmisión. La figura superior es el error máximo tolerable en cualquier sistema, aún cuando varias secciones de transmisión se concatenaran consecutivamente. La figura inferior es el error de frecuencia que no debe ser excedido en una sección, para que el error de frecuencia no se acumule en una sección pero no en otra.

La tolerancia de frecuencia para transmisión de datos en alta velocidad queda tan variable como el aumento en el porcentaje de transmisión. Como el porcentaje de transmisión de datos aumenta, el ancho de banda requerido por el canal de datos aumenta similarmente y el monto absoluto de la tolerancia de error será un porcentaje de este ancho de banda más bien que el especificar un cierto número de ciclos. Las diferentes tolerancias establecidas anteriormente para las velocidades diferentes de la vecindad de frecuencia en tres tipos se rón basadas en el ancho de los canales de teléfono están más o menos estandarizados, y el porcentaje de error proporcionó un idéntico ancho de banda de compensación.

4.17 SISTEMAS DE REPRODUCCIÓN DE LA LENGUA NATURAL HUMANA (S. I. U.).
MÉTODO DE VIBROS.

Un método de generación de una señal de ECU está ilustrado en la fig. 3.6. Aquí la señal de banda base y la portadora son aplicadas a un modulador balanceado. La salida del modulador - balanceado, lleva las señales de banda lateral superior e inferior. Una de estas señales es entonces seleccionada por un filtro. El filtro es un paso banda cuyo límite superior restringe el rango de frecuencias de la banda lateral seleccionada. El filtro debe tener un corte suave lo bastante separado entre la banda lateral seleccionada y la banda lateral. En el primer caso la frecuencia de las bandas laterales es dos veces la frecuencia de las componentes espectrales de baja frecuencia de la señal de banda base. El habla humano contiene componentes espectrales tan bajas como 70 Hz. Sin embargo, por motivos de selectividad de filtración de la banda lateral se requiere de un sistema de ECU que elimine los componentes espectrales de f_p el habla hasta cerca de 300 Hz. De aquí se deduce que cuando se usa material nuevo se afecta la inteligibilidad del habla. Simplemente, establezcamos un nivel de distorsión aceptable si el límite superior del espectro del habla se corta en una frecuencia de 300 Hz. La inteligibilidad puede ser mejorada si se consigue eliminar f_p de la banda base. Entonces, un filtro de banda lateral de 300 Hz y una banda de paso de f_p se puede utilizar en f_p , dependiente entre 300-300 Hz, en un caso el cual tiene una respuesta de f_p de 300 Hz. Como resultado de esto la respuesta se puede mejorar hasta de cerca de 40-50 en 40-50 Hz y mejorando la

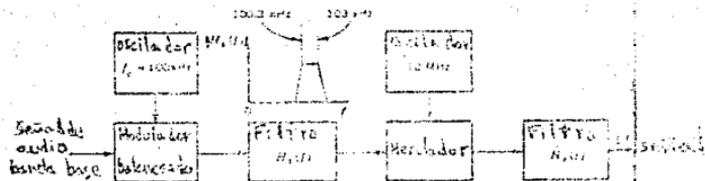


Figura 2.5 Diagrama de bloques del filtro de paso banda de 100 kHz. Este filtro de paso banda se puede utilizar para eliminar la señal de ruido de fondo.

En el caso de un modulador balanceado, el ruido de fondo del filtro puede ser eliminado, adicionalmente, un ruido de fondo puede ser eliminado en la salida del modulador. Por su parte, en principio, la portadora no debe aparecer en la salida de un modulador balanceado. En la práctica sin embargo, el modulador puede no ser balanceado exactamente y la presencia del ruido puede estar sujeta a algunas variaciones con el tiempo. Por tanto, de la misma manera si un portador existe en la salida puede bien ser sustruido en la salida del modulador y además a la salida en un punto posterior de manera controlable.

Ahora es necesario que se pueda generar una señal de 100 kHz una parte de la frecuencia de la portadora requerida un filtro de paso banda de alta selectividad que proporcione 40 dB de atenuación fuera de banda en una frecuencia de 100 kHz y un cambio en el porcentaje de atenuación de 1,000 por ciento. Los filtros con una alta selectividad son muy sencillos y sencillos de construir. Una alta selectividad puede ser obtenida con un filtro de paso banda de la salida de un modulador balanceado. Los moduladores con una selectividad de 40 dB pueden ser obtenidos con un filtro de paso banda de la salida de un modulador balanceado. Los moduladores con una selectividad de 40 dB pueden ser obtenidos con un filtro de paso banda de la salida de un modulador balanceado.

portadora para que tenga una frecuencia de 100 MHz. La banda lateral superior, siempre, es la salida del modulador balanceado tiene un rango de 100.3 a 103 MHz. El siguiente filtro del modulador balanceado el cual selecciona la banda lateral superior ahora necesariamente exhibe una selectividad de solamente un centésimo de la selectividad requerida en el caso de una portadora de 10 MHz. Ahora siendo el filtro de salida aplicado al segundo modulador balanceado, suministramos esta vez una portadora de 10 MHz; seleccionándose nuevamente la banda lateral superior. Entonces el segundo filtro debe proveer 40 db de atenuación en un rango de frecuencia de 200.5 MHz, el cual es no más que 2 por ciento de la frecuencia portadora.

Como se notado ya que el sistema mecánico físico de traslación de frecuencia es un multiplicador o un mezclador, mientras que un modulador balanceado es un arreglo balanceado de los mezcladores. Un mezclador, sin embargo, tiene una desventaja que su producto en su salida no solamente las frecuencias suma y diferencia sino también las frecuencias de entrada. No obstante, cuando es factible discriminar nuevamente estas señales de entrada hay un ahorro de simplicidad al usar un mezclador un tanto más que un modulador balanceado. En el presente caso, si el segundo mecanismo de traslación de frecuencia de la fig. 3.6 fuese un mezclador más bien que un multiplicador es usado, así en relación con las bandas laterales superior e inferior, la salida contendría un componente que abarca el rango 100.3 a 103 MHz así como una portadora de 10 MHz. El rango 100.3 a 103 MHz está fuera del rango que caracteriza el segundo filtro para cubrir el rango 10,100.

300 a 10,103,000 Hz. Y es realista diseñar un filtro el cual sustruya la portadora de 10 MHz, puesto que la frecuencia portadora está situada del borde inferior de la banda lateral superior (10,100,300) nominalmente por un cambio de frecuencia del 1 % .

En conjunto, entonces, notamos que cuando una señal de banda lateral única es generada y la cual tiene una portadora en el rango de 10 MHz, la translación de frecuencia se efectúa en más de una etapa -frecuentemente dos y raramente en tres. Si la señal de banda base tiene componentes espectrales en el orden de cientos de Hertz o menor (como una señal de audio), la primera etapa -- empleará invariablemente un modulador balanceado, y después en etapas subsecuentes puede usar mezcladores.

M E T O D O D E F A S E .

Una alternativa para generar una señal de banda lateral única es mostrada en el esquema de la fig. 3-7. Aquí se utilizan dos moduladores balanceados. Las señales portadoras de frecuencia angular ω_c son aplicadas al modulador con una diferencia de fase de 90° . Similarmenete la señal de banda base, antes de aplicarse a los moduladores, es pasada a través de una red de desviación de fase de 90° de modo que existe una desviación de fase de 90° entre cualquier componente espectral de la señal de banda base aplicada a un modulador y del mismo modo que la componente de frecuencia aplicada al otro modulador.

Para ver más simplemente como opera el arreglo de la Fig. 3-7, asumamos que la señal de banda base es sinusoidal y aparece

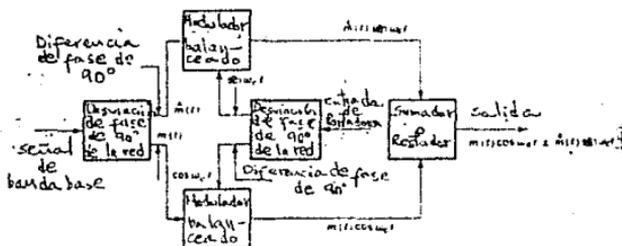


FIGURA 3.7 Un método de generación de una señal de banda lateral única usando moduladores balanceados y desviadores de fase.

en la entrada de un modulador como $\cos \omega_m t$ y de la misma forma $\sin \omega_m t$ en el otro. También, siendo la portadora $\cos \omega_p t$ en un modulador y $\sin \omega_p t$ en el otro. Entonces las salidas de los moduladores balanceados quedan

$$\cos \omega_m t \cos \omega_p t = \frac{1}{2} [\cos (\omega_p - \omega_m) t + \cos (\omega_p + \omega_m) t] \quad (3.7-1)$$

$$\sin \omega_m t \sin \omega_p t = \frac{1}{2} [\cos (\omega_p - \omega_m) t - \cos (\omega_p + \omega_m) t] \quad (3.7-2)$$

Si estas formas de onda son sumadas, resulta la banda lateral inferior; si son restadas aparece la banda lateral superior en la salida. En general si la moduladora $m(t)$ está dada por

$$m(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cos (\omega_i t + \theta_i) \quad (3.7-3)$$

entonces usando la fig. 3.7, vemos que la salida del modulador de BIL es en general

$$m(t) \cos \omega_p t \pm \hat{m}(t) \sin \omega_p t \quad (3.7-4)$$

entonces

$$\hat{m}(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin (\omega_i t + \theta_i) \quad (3.7-5)$$

El sistema de generación de banda lateral única de la fig. 3.7 generalmente goza de menos popularidad que el método de filtros. La razón de esta carencia de favor es que el presente método de fase requiere, para satisfacer la operación, un número fijo de - que debe ser precisamente hallado en la portadora y una banda lateral con adecuadamente suprimidas. Esto requiere que cada - modulator sea balanceado cuidadosamente para suprimir la portadora. Lo que requiere también que la señal de banda base proporcione una red de desviación de fase para las señales moduladoras en las - cuales las componentes espectrales de igual frecuencia son exactamente de igual amplitud y diferentes en fase por precisamente 90° . Semejante red es difícil de construir para una señal de banda base la cual se extiende sobre varios octavos. También se - requiere que cada modulator manifieste igual sensibilidad a la señal de banda base. Finalmente, la red de desviación de fase de portadora debe proporcionar exactamente 90° de desviación de fase. Si cualquiera de estos caracteres no se satisface la supresión de la banda lateral y la portadora no ocurrirá. Por supuesto, en - cualquier sistema físico en cierto nivel de supresión de banda lateral y portadora es deseable. No obstante parece existir una inclinación general para realizar una técnica de banda lateral única por el uso de filtros activos más bien que un método el cual requiere varios balances exactos de componentes en circuitos activos y pasivos. Hay una alternativa de generación de banda lateral única, la cual evita la necesidad de una red de amplia banda de desviación de fase y no la cual utiliza cuatro moduladores balanceados.

4.18 MODULACION POR BANDA LATERAL RESIDUAL .

Preliminarmente a la discusión de la modulación por banda lateral residual, consideremos la situación cuando una señal de banda lateral única es acompañada por su portadora. Suponga una portadora de frecuencia angular ω_c modulada en amplitud por una senoide de frecuencia angular ω_m , entendida para que la señal resultante muestre un porcentaje de modulación m . Entonces la forma de onda es

$$f_1(t) = A(1 + m \cos \omega_m t) \cos \omega_c t \quad (3.8-1)$$

$$= A \cos \omega_c t + \frac{mA}{2} [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t] \quad (3.8-2)$$

Si una de las bandas laterales es removida, dejando sin embargo, la portadora, tenemos

$$f_2(t) = A \cos \omega_c t + \frac{mA}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t \quad (3.8-3)$$

Para calcular la respuesta de un diodo demodulador para $f_2(t)$ necesitamos contar con la forma de la envolvente de $f_2(t)$.

Tenemos
$$f_2(t) = A \cos \omega_c t + \frac{mA}{2} \cos \omega_c t \cos \omega_m t - \frac{mA}{2} \sin \omega_c t \sin \omega_m t$$

$$= A \left(1 + \frac{m}{2} \cos \omega_m t\right) \cos \omega_c t - \frac{mA}{2} \sin \omega_c t \sin \omega_m t \quad (3.8-4)$$

La amplitud $A(t)$ de $f_2(t)$ es

$$A(t) = \sqrt{A^2 \left(1 + \frac{m^2}{2} \cos \omega_m t\right)^2 + \left(\frac{mA}{2} \sin \omega_m t\right)^2}$$

$$= \sqrt{A^2 \left(1 + \frac{m^2}{4}\right) + A^2 m \cos \omega_m t} \quad (3.8-5)$$

y para $m \ll 1$,

$$A(t) \cong A \left(1 + \frac{m}{2} \cos \omega_m t\right) \quad (3.8-6)$$

Notamos que si m es pequeño, el diodo demodulador, demodulará una señal la cual es carente de una banda lateral. Comparando la amplitud $A(t)$ dada en la ec. (3.8-6) con el factor del paréntesis en la ec. (3.8-1), observamos que la señal de banda base de salida con una de las bandas laterales suprimidas son la mitad del largo como serían si ambas bandas laterales fueran presentadas, - resultado que ha sido anticipado.

El método del diodo demodulador para aplicación en BLU es de interés puesto que permite recuperar la señal de banda base con un sistema receptor destinado para señales moduladas en amplitud con doble banda lateral. Muchas comunicaciones moduladas en amplitud tipo receptoras son equipadas con un oscilador ajustable en frecuencia para servir como portador local y sumarse a la señal de banda lateral única. Semejantes receptores de AM pueden demodular señales BLU con sin embargo, alguna distorsión.

Esta técnica debe ser comparada con el uso de los demoduladores síncronos. Aunque el demodulador síncrono no produce distorsión cuando la fase de la portadora es perfectamente ajustada, el diodo demodulador puede introducir alguna distorsión. Sin embargo, para demodulación síncrona necesitamos en el receptor, información acerca de la frecuencia y fase de la portadora. Con el diodo demodulador sólo necesitamos conocer la frecuencia.

Volviendo ahora a la modulación por banda lateral residual debemos dar por hecho lo que la aplicación principal de este tipo de modulación está fundada en la radiodifusión de la televisión comercial. Por lo que a manera de ilustración, nos referimos -

especificamente a esta aplicación.

La señal de imagen de televisión, es decir, la señal de video en acuerdo con la práctica que prevalece en México, ocupa nominalmente un ancho de banda de 4.5 MHz. Una portadora modulada en amplitud con semejante señal, debe incrementarse a una señal extendida sobre 9 MHz. Puesto que este ancho de banda es cerca de 9 veces el rango de frecuencia al cual aparecen todas las estaciones radiodifusoras de AM, algunos medios para conservar el ancho de banda son seguramente necesarios. La banda lateral única no es factible debido a la complejidad que se debe introducir en cada uno de los millones de receptores. Un compromiso practicable entre las características de conservación de espectro de la modulación de banda lateral única y la demodulación simple de la modulación de doble banda lateral esta fundada en el sistema de banda lateral residual el cual esta estandarizado en la radiodifusión de TV.

En el sistema de banda lateral residual, una señal modulada en amplitud, portadora, más doble banda lateral son pasadas a través de un filtro antes de la transmisión para el final del receptor. La respuesta del filtro esta indicada en la fig. 3.8a como una función de la desviación Δf de la frecuencia con respecto a la de la portadora. (El sonido que acompaña a la señal de video es transmitido por modulación en frecuencia, discutida en el capítulo siguiente, en una portadora localizada en 4.5 MHz por arriba de la portadora de video. Un rango de frecuencias de 10 MHz es permitido en cada lado de la portadora de sonido para las bandas laterales de sonido). La banda lateral superior de la portadora de video es transmitida sin atenuación sobre 4 MHz.

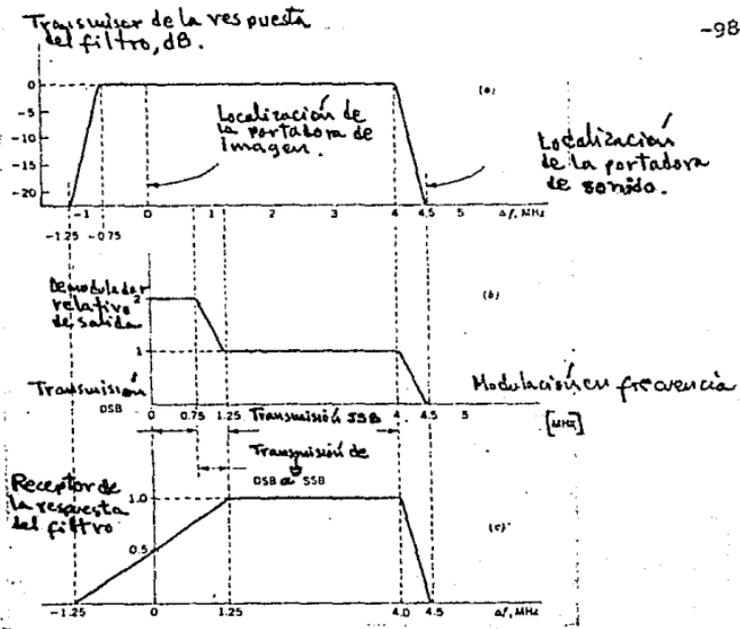


FIGURA 3.6 Transmisión de banda lateral residual. (a) Respuesta del filtro transmisor. (b) Salida relativa del diodo demodulador. (c) Respuesta del filtro receptor.

De aquí en adelante la banda lateral es atenuada de modo que no interfiera con la banda lateral inferior de la portadora de sonido. La banda lateral inferior de la portadora de imagen se transmite sin atenuación hasta el rango de 0.75 MHz y es completamente atenuada en 1.25 MHz. Entonces la señal de imagen se transmite en doble banda lateral sobre el rango de 0 a 0.75 MHz, banda lateral única sobre el rango de 1.25 MHz y por arriba, mientras en el

rango intermedio, 0.75 a 1.25 MHz, la transmisión es hecha de una a la otra. En conjunto, sin embargo, la transmisión completa está confinada en un rango de cerca de 6 MHz, economizando un tercio del ancho de banda que debe ser requerido para la transmisión completa de doble banda lateral.

Anteriormente notamos que cuando solamente se presenta la banda lateral única la salida del diodo demodulador es la mitad de la salida producida cuando ambas bandas laterales se presentan. Por tanto, con una señal en banda lateral residual la salida relativa del demodulador, en función de la frecuencia para un porcentaje de modulación fijo, tiene la forma mostrada en la fig. 3.8b. Esta falta de uniformidad es corregida en el receptor, al pasar la señal recibida a través de un filtro antes de la demodulación. La respuesta relativa de este filtro se muestra en la fig. 3.8c. Sobre el rango de 1.25 MHz en uno u otro lados de la portadora de imagen la respuesta, como se muestra, varía linealmente. Como un resultado, para frecuencias moduladoras sobre 1.25 MHz la suma de las amplitudes de las dos bandas laterales y por consiguiente de la salida del demodulador, es la misma que la producida por la banda lateral única por arriba de 1.25 MHz. Este resultado se verifica fácilmente. Por ejemplo, la componente de frecuencia de señal recibida en $\Delta f=0$ es atenuada por un factor de 2. Refiriéndonos a la fig. 3.8b, vemos que esto reduce la modulación a 1 cuando $\Delta f=0$. Como una segunda ilustración, siendo $\Delta f = \pm 0.75$, la amplitud de la banda lateral debida a $\Delta f = -0.75$ es 0.2, mientras la amplitud de la banda lateral debida a $\Delta f = +0.75$ es 0.5. La suma como se esperaba es nuevamente

unitaria.

Por supuesto, anticipamos que el sistema de banda lateral residual introducirá alguna distorsión en la señal demodulada especialmente en un porcentaje de modulación alto. De hecho la distorsión en la transmisión de la información de video puede ser guardada dentro de niveles tolerables. Podemos aún asombrarnos por que la frecuencia de corte de los filtros los cuales recuperen la banda lateral inferior no se ajustan a una frecuencia cerrada de portadora, conservando de ese modo un ancho de banda adicional. Esta fundado generalmente, que en filtros reales las componentes espectrales que están situadas dentro de la banda de paso pero cerradas a la frecuencia de corte, sufren distorsión producida por desviación de fase, aún cuando la respuesta de amplitud del filtro sea uniformemente mantenida. La naturaleza de la señal de video es tal que su forma de onda sufre distorsión sustancial desde - relativamente pequeñas desviaciones de fase de las componentes de bajo frecuencia. Así la decisión para dejar un residuo de la - banda lateral no solamente suprime esta distorsión sino que es un compromiso de Ingeniería entre la economía en ancho de banda y la - fidelidad en la reproducción de la imagen.

X. MODULACION EN FRECUENCIA .

Aunque el multiplexaje por división de frecuencia es más frecuentemente usado por la modulación en amplitud, varios tipos de modulación angular pueden también ser utilizados. Modulación angular es el término general usado para describir cualquier forma de modulación en la cual la frecuencia o fase de una onda portadora senoidal es controlada por la onda moduladora. La modulación en frecuencia y en fase son los dos tipos de modulación angular más comúnmente usados. Aunque estos tipos de modulación angular son un tanto diferentes, ellos son aproximadamente interrelacionados y ambos son frecuentemente usados dentro de un sistema de modulación único. Debido a que las consideraciones básicas son similares, las discusiones siguientes se restringen a la modulación en frecuencia.

La modulación en frecuencia (FM) es el proceso en el cual los cambios en la amplitud de la onda moduladora son utilizados para variar la frecuencia instantánea de la onda portadora desde su valor no modulado. Un ejemplo de la acción de la onda moduladora en la onda portadora para producir una salida de una onda de frecuencia modulada es mostrado en la figura 1 .

La magnitud del cambio de frecuencia para una amplitud dada de la señal moduladora es llamada desviación de frecuencia, o oscilación de frecuencia. La oscilación de frecuencia denota normalmente la desviación máxima de frecuencia que ocurre cuando una onda senoidal moduladora es empleada. La desviación de frecuencia es el valor máximo de

transferencia de frecuencia permitido por el diseño del equipo y es también llamada desviación pico. El término desviación de frecuencia es también frecuentemente usado para denotar la diferencia instantánea entre la frecuencia instantánea de la onda modulada y la frecuencia portadora.

Mientras la desviación de frecuencia es controlada por la amplitud de la onda moduladora, el porcentaje en el cual la frecuencia portadora es desviada, se le conoce como porcentaje de desviación y es controlado por la frecuencia de la onda moduladora. Si una portadora de 1 Mc es modulada por una señal de 1000 cps, la oscilación de la frecuencia dependerá de la amplitud de la señal de 1000 cps. Si una señal con una frecuencia diferente pero con la misma amplitud es usada, la oscilación de frecuencia será la misma pero el porcentaje de desviación será igual para la frecuencia de la onda moduladora. Esto se muestra en la figura 1.

Los ciclos individuales de la onda modulada no son senoidales debido a las variaciones instantáneas en la frecuencia las cuales ocurren durante la modulación. Esta onda compleja contiene un número grande de bandas laterales, comparando con las dos normalmente asociadas con la modulación en amplitud.

Cuando una onda moduladora senoidal única es usada, el espectro de la onda modulada es simétrico con respecto a la frecuencia portadora. En este caso, las frecuencias de las

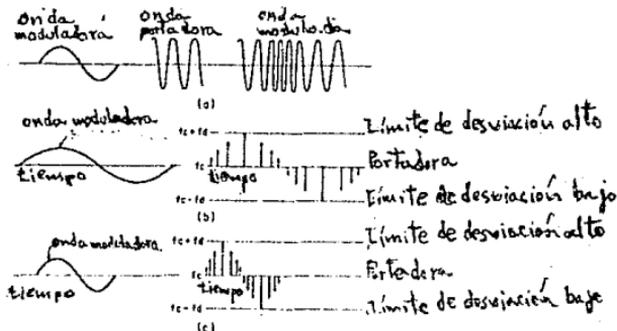


FIGURA 1 Modulación en frecuencia. Los diagramas (a) y (b) - muestran como la frecuencia portadora varia con la amplitud de la onda moduladora. Una comparasion de (b) y (c) muestra como el porcentaje de desviación es controlado por la frecuencia de la onda moduladora.

bandas laterales son desplazadas de la portadora por integrales multiples de la frecuencia de la moduladora.

Si una onda moduladora más compleja semejante a la voz, es usada, el espectro de frecuencia de la onda modulada viene siendo aún más complicado. Las frecuencias de las bandas laterales presentes no incluyen solamente aquellas que podrían ser obtenidas con cada frecuencia modulada actuando separadamente sino también una combinación de varias frecuencias.

Aunque el ancho de banda total de una onda modulada en frecuencia es bastante grande, el alto orden de bandas laterales frecuentemente contienen solamente una porción pequeña del total de la energía de la onda. El ancho de banda real puede, por lo -

tanto, ser reducido considerablemente sin la introducción de distorsión excesiva. La distribución de energía depende de la amplitud de las componentes de diferentes frecuencias. La amplitud de las componentes señaladas están relacionadas con el índice de modulación y puede ser calculado con la ayuda de una tabla de funciones de Bessel. El resultado de un número de semejantes cálculos son mostrados gráficamente en la figura 2, desde la cual el ancho de banda de una variedad de condiciones puede ser determinado. Los anchos de banda determinados en la figura 2 contendrán cerca del 1% de la energía dentro de la onda modulada. La pérdida del 1% de la energía causará distorsión. Aunque la distorsión introducida puede ser tolerada en algunas aplicaciones, en otras los requerimientos de distorsión son más severos y una gran porción de la energía debe ser incluida. Para estos casos, un análisis detallado debe ser hecho y la figura 2 no puede ser usada.

Cuando el índice de modulación es mayor que 1, el ancho de banda es aproximadamente igual a dos veces la suma de la desviación de frecuencia más la frecuencia de la moduladora. Como el índice de modulación disminuye para valores de 0.5 y menores, el ancho de banda queda esencialmente igual a dos veces la frecuencia de la moduladora. En este caso, el ancho de banda es el mismo que para una onda modulada en amplitud.

Debido a que ambos métodos son usados en el multiplexaje por división de frecuencia, las ventajas y desventajas de la

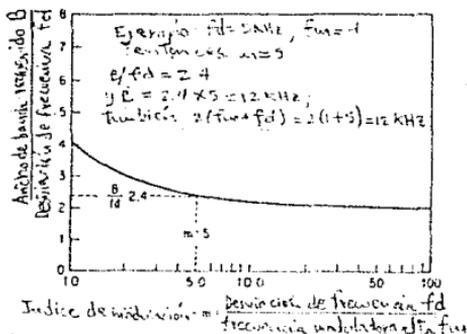


FIGURA 2 Anchos de banda requeridos para diferentes índices de modulación en un sistema FM. Se consideran todas las bandas laterales componentes excepto aquellas que son menores del 1% de la energía de la onda.

modulación en frecuencia son normalmente expresadas en términos de características similares a la modulación en amplitud. En esta base, la principal ventaja de FM está en su habilidad para variar su ancho de banda ocupado dentro del medio de transmisión para mejorar el comportamiento del ruido.

La reducción de potencia del ruido como una ventaja de FM sobre AM para ruido aleatorio está muchas veces dada como $R = 3 f d^2 / B^2$, donde $f d$, es la desviación de frecuencia y B es el ancho de banda de salida en el receptor (B es el mismo que el usado con respecto a la frecuencia moduladora). Esta ventaja está expresada también en términos de ventaja FM y puede ser escrita como $\text{db} = 10 \log 3 f d^2 / B^2$.

En una potencia base pico, la ventaja de ruido de FM compa-

rada con BLUPS es $R = 3 f_m^2 / 2B^2$.

En suma para la ventaja de ruido, la FM exhibe frecuentemente una característica llamada efecto captura. Cuando dos señales en la misma banda de frecuencia llegan al receptor, la primera aparece en un nivel alto y es aceptada mientras que la señal débil es casi enteramente desechada.

La ventaja de ruido de FM es obtenida para el nivel de ruido en la señal normal en la entrada del receptor. Esta ventaja aumenta tanto como la desviación de frecuencia (índice de modulación) es acrecentada. Sin embargo, como el nivel de señal pico es disminuido por el nivel pico del ruido hay un poco de transición bien marcada entre una relación señal a ruido buena y pobre. El punto en el cual esta transición ocurre es llamado el umbral de mejora de FM (algunas veces se abrevia solamente como umbral).

Aunque la ventaja del ruido aumenta en proporción directa con el índice de modulación, el aumento correspondiente en ancho de banda aumenta el ruido. Para anchos de banda grandes, el umbral queda más crítico y es alcanzado en niveles de señal altos. El valor óptimo del índice de modulación es entonces un compromiso entre el rango de nivel de señal y la ventaja de ruido.

Otras características de FM hacen que su aplicación en el multiplexaje por división de frecuencia sea atractivo cuando el ancho de banda no es un factor críticamente limitante. Estas características son: (1) La limitación separada no es necesaria, puesto que en un receptor de FM diseñado propiamente, el nivel

de señal en la salida es insensible a las variaciones del nivel de señal en la entrada por arriba del nivel del umbral, y (2) la sincronización no es problema debido a su método de detección.

5.1 ALGUNAS CARACTERÍSTICAS DE LAS FUNCIONES DE BESSEL.

Varias funciones de Bessel las cuales determinan la amplitud de las componentes espectrales en las series de Fourier son graficadas en la fig. 3. Notamos que en $\beta=0$, $J_0(0)=1$, mientras todas otras J_n 's son cero. Así como era esperado, cuando no hay modulación, sólo la portadora, de amplitud unitariamente normalizada, se presenta, mientras todas las bandas laterales tienen una amplitud cero. Cuando β parte ligeramente desde cero, $J_1(\beta)$ adquiere una magnitud la cual es significativa en comparación con la unidad, mientras todas las J 's de orden alto son despreciables en su comparación. Tal caso puede ser visto de dos formas, de la fig. 3 o de las aproximaciones que son aplicables cuando $\beta \ll 1$, esto es

$$J_0(\beta) \cong 1 - \left(\frac{\beta}{2}\right)^2 \quad (1.1)$$

$$J_n(\beta) \cong \frac{1}{n!} \left(\frac{\beta}{2}\right)^n \quad n \neq 0 \quad (1.2)$$

Por lo que para β muy pequeñas, la señal de FM está compuesta de una portadora y un par único de bandas laterales con frecuencias $\omega_c \pm \omega_m$. Una señal de FM donde β es pequeña de manera que solamente contiene un par único de bandas laterales de magnitud significativa es llamada una señal de FM de banda angosta. Adicionalmente ve es en la fig. 3 como β va aumentando, cuando la amplitud J_1

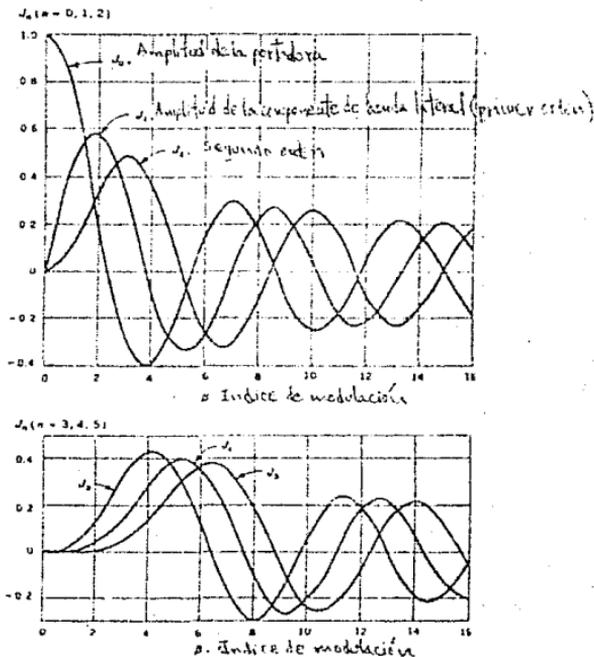


FIGURA 3. Las funciones de Bessel $J_n(\beta)$ graficadas como una función de β para $n=0, 1, 2, \dots, 5$.

del primer par de bandas laterales aumenta además de que la amplitud J_0 del componente de banda lateral queda significativo. Ahora cuando β continúa aumentando, J_3 , J_4 , etc. comienzan a adquirir magnitud significativa, hasta cubren a los pares de bandas lateral en las frecuencias $\omega_c \pm 3\omega_m$, $\omega_c \pm 4\omega_m$, etc.

Otra consideración diferente de ω_m es que la amplitud de las componentes espectrales de la señal en la frecuencia portadora no son constantes independientes de β . La envolvente de una señal

La ω tiene una amplitud constante. Por lo que la potencia de la fuente es igual a una constante independiente de la modulación. Puesto que la potencia de una onda de onda periódica depende solamente de su amplitud y no de su frecuencia, la potencia de la onda modulada debería ser como en la ec.

$$v(t) = \cos(\omega_c t + \beta \cos \omega_m t) \text{ es } P_{\text{av}} = I_0/2, \text{ es independiente de } \beta.$$

Como la potencia es igual a una potencia que sobre la P_0 , la potencia de la onda modulada debería ser la potencia de la onda original de la portadora. Para obtener una idea de la misma conclusión, vamos a usar una de las identidades $J_0^2 + 2J_1^2 + J_2^2 + J_3^2 + \dots = 1$. Calculamos la potencia P_{av} elevando al cuadrado $v(t)$ en la ec.

$$\begin{aligned} v(t) = & J_0(\beta) \cos \omega_c t - J_1(\beta) [\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t] \\ & + J_2(\beta) [\cos(\omega_c - 2\omega_m)t + \cos(\omega_c + 2\omega_m)t] \\ & - J_3(\beta) [\cos(\omega_c - 3\omega_m)t - \cos(\omega_c + 3\omega_m)t] \\ & + \dots \end{aligned} \quad (1.3)$$

procediendo análogamente a $v(t)$, obtenemos en donde los términos parciales se elevan al cuadrado, en suma, obtenemos independientemente

$$P_{\text{av}} = \frac{1}{2} (J_0^2 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2) = \frac{1}{2} \quad (1.4)$$

como se esperaba. Podemos en la fig. 2 que, en ciertos valores de β $J_0(\beta)$ es la portadora y $J_1(\beta)$ es la potencia de las bandas laterales y $J_n(\beta)$ es la potencia de las

β	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	3452	2293	2061	3021	1776	1506	3091	1717	1502	3452
1	4401	3767	3161	66901	3276	2787	69187	3766	3156	64347
2	1119	3525	4821	3611	04677	2489	3014	1129	4417	2540
3	01236	1289	3021	4302	3615	1143	1676	2711	1899	05628
4	09277	03406	1370	2811	2911	2576	1578	1059	2655	2169
5	00760	04505	1321	2611	2611	3171	3179	1835	2791	7111
6	001202	01171	0409	1319	2458	3392	3376	2915	2915	01419
7		002547	01518	02356	1229	2736	3256	3525	2167	2167
8			001029	01511	02624	1280	2719	3021	3179	3179
9				035529	02117	05802	1261	2149	2919	2919
10				001458	09564	02344	06071	1257	2975	2975
11					002918	06205	06591	06122	1231	1231
12						00256	09621	02149	0607	0607
13							03071	01981	0287	0287
14							00079	06185	0196	0196
15								00126	004505	004505
16										001267

En la Tabla 1 se dan las funciones de densidad $J_i(\beta)$ para varios valores de β y para los valores de β .

Al hacer de cada una de las curvas de esta manera requerido, si es necesario, en cada caso de la tabla 1 se puede haber sido -
 la curva de densidad que se ve en el caso de una cantidad más pequeña que el 50% de la muestra. Para ilustrar este punto -
 consideremos $\beta = 1$. En esta curva la cantidad de datos en el intervalo

$$P = \frac{1}{2} J_0^2(1) + J_1^2(1) + J_2^2(1) \quad (1.5)$$

$$= 0.249 + 0.193 + 0.013 = 0.455$$

Es decir, el 45.5% de los datos caen en el intervalo de la densidad de la curva de $\beta = 1$ en el intervalo $(0, 1)$.

En la Tabla 2 se dan las curvas de densidad para $\beta = 1$ y para los valores de β que se dan en la Tabla 1. En cada caso de la tabla 2 se dan los valores de β y de la densidad de la curva de densidad para $\beta = 1$. Así como en la Tabla 1 se dan los valores de β y de la densidad de la curva de densidad para $\beta = 1$.

$$G = 2(\beta + 1) f_{\beta} \quad (1.6)$$

La ecuación (1.6) puede escribirse en la forma

$$\Delta \beta = \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \dots$$
 donde $\Delta \beta$ es la variación de β en un paso de integración. La ecuación (1.6) puede escribirse en la forma

$$\Delta \beta = \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \dots$$
 donde $\Delta \beta$ es la variación de β en un paso de integración. La ecuación (1.6) puede escribirse en la forma

$$\Delta \beta = \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \dots$$
 donde $\Delta \beta$ es la variación de β en un paso de integración.

La ecuación (1.6) puede escribirse en la forma

$$\Delta \beta = \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \dots$$
 donde $\Delta \beta$ es la variación de β en un paso de integración. La ecuación (1.6) puede escribirse en la forma

$$\Delta \beta = \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \dots$$
 donde $\Delta \beta$ es la variación de β en un paso de integración.

$$\beta = 1(\Delta \beta + \beta \Delta \beta) \quad (1.7)$$

En consecuencia, el valor de β en un paso de integración es

$$\beta = 1(\Delta \beta + \beta \Delta \beta)$$
 donde $\Delta \beta$ es la variación de β en un paso de integración. La ecuación (1.6) puede escribirse en la forma

$$\Delta \beta = \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \dots$$
 donde $\Delta \beta$ es la variación de β en un paso de integración.

De la ecuación (1.6) se puede deducir que la ecuación (1.6) puede escribirse en la forma

$$\Delta \beta = \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \dots$$
 donde $\Delta \beta$ es la variación de β en un paso de integración. La ecuación (1.6) puede escribirse en la forma

$$\Delta \beta = \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \dots$$
 donde $\Delta \beta$ es la variación de β en un paso de integración.

Si se toma en cuenta la ecuación (1.6) se puede deducir que la ecuación (1.6) puede escribirse en la forma

$$\Delta \beta = \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \dots$$
 donde $\Delta \beta$ es la variación de β en un paso de integración. La ecuación (1.6) puede escribirse en la forma

$$\Delta \beta = \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \beta \Delta \beta + \dots$$
 donde $\Delta \beta$ es la variación de β en un paso de integración.

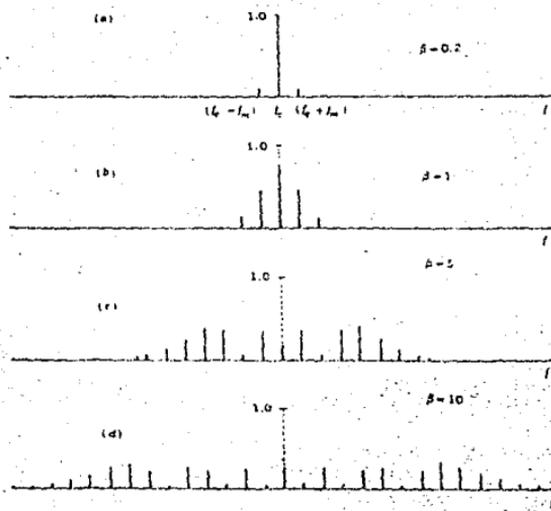


FIGURA 4 Los espectros de señales de FM moduladas sinusoidalmente para varios valores de β .

dos. Las líneas espectrales han sido trazadas para arriba, en todos los casos, más cuando los registros correspondientes sean negativos. Así las líneas representan solamente las magnitudes de los componentes espectrales. No todas las componentes espectrales son sólo trazadas. Aquellas más lejanas de la portadora más débiles, debido a su muy pequeño valor, son trazadas en una escala conveniente, con signo positivo.

La figura 4.1 muestra el espectro obtenido para un índice de modulación de 10 y una frecuencia de modulación de 100 Hz. La frecuencia de la portadora es de 1000 Hz.

"SINUSOIDAL"

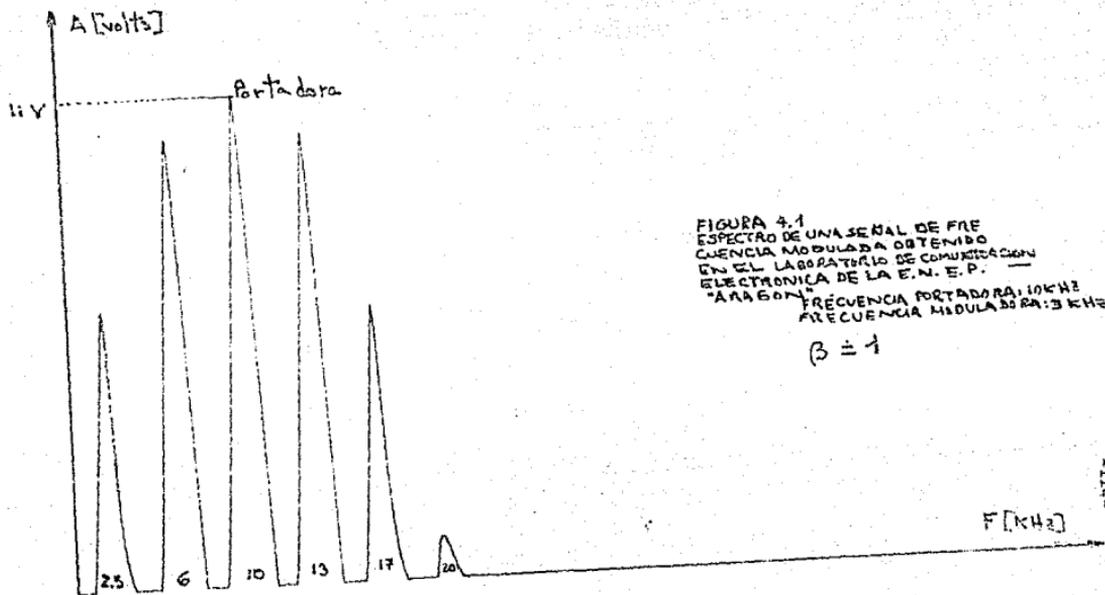


FIGURA 4.1
 ESPECTRO DE UNA SEÑAL DE FRE
 CUENCIA MODULADA OBTENIDO
 EN EL LABORATORIO DE COMUNICACION
 ELECTRONICA DE LA E.N.E.P. —
 "ANABON" FRECUENCIA PORTADORA: 10 KHz
 FRECUENCIA MODULADORA: 3 KHz
 $\beta = 1$

5.3. PUNTO DEL TIPO DE MODULACIÓN DE EL ANCHO DE BANDA.

El índice de modulación β muestra una regla en FM la cual no es distinta de la regla controlada por el parámetro β en AM. En el caso de AM y para modulación sinusoidal se estableció un β para evitar distorsión de la señal en el caso de un β superior; es muy factible plantear a la unidad esta es, en un 100 por ciento de modulación para conservar la integridad de la señal de banda base en un β de 1. Este mismo caso excepto que la señal consiste en dejar a β tan grande como sea posible, tan grande como sea β será la señal más fuerte para ser recuperada. Mientras en AM el obligar a que $\beta \leq 1$ esta limitado por la necesidad de evitar distorsión, no hay obligación similar absoluta con β .

Hay sin embargo, una obligación la cual necesita ser impuesta en β por una razón diferente. De la ec. (3.6) con $\beta \gg 1$ tenemos $B \approx 2\beta f_m$. Por lo que el valor máximo que podemos permitir para β está determinado, por el mismo valor escrito de ancho de banda y de frecuencia moduladora. Comparando AM con FM, tenemos entonces notar, en el caso, que en AM la señal moduladora recobra su forma sin haber prácticamente ningún grado visible al primer instante de interacción en una manera en la cual conserva el ancho de banda cuando de forma constante. En FM no hay limitante similar de la modulación, por aumentando la magnitud de la señal necesaria se conserva en el gusto de ancho de banda o a expensas de esta.

5.4. SEÑALERO DE FM DE "BANDA CONSTANTE".

Considerar una estación emisoras con una señal de voltaje modulador $V_m \cos 2\pi f_m t$ con V_m como voltaje de pico. En un sistema de modulación en fase el ángulo de fase $\phi(t)$ debe ser proporcional a esta señal moduladora de modo que $\phi(t) = k' V_m \cos 2\pi f_m t$, donde k' es una constante. La derivación de fase es $\beta = k' V_m$ y, en un V_m constante, el ancho de banda ocupado aumenta linealmente con la frecuencia moduladora de modo que $B \cong 2\beta f_m = 2k' V_m f_m$. Podemos evitar esta variabilidad de ancho de banda al ordenar una frecuencia moduladora como $\phi(t) = (k/2\pi f_m) V_m \sin 2\pi f_m t$ (k una cta.). Para este caso

$$\beta = \frac{k V_m}{2\pi f_m} \quad (1.8)$$

y el ancho de banda es $B \cong (2k/2\pi) V_m$, independiente de f_m . En este último caso, sin embargo, la frecuencia instantánea es $\omega = \omega_p + k V_m \cos 2\pi f_m t$. Debido que la frecuencia instantánea es proporcional a la señal moduladora, la señal de modulación angular inicial al suceso como una señal modulada en frecuencia. Así una señal restringida a ocupar un ancho de banda aproximadamente constante es una modulación en frecuencia de una señal con modulación angular.

De la fig. 5.4 se ve que el espectro para tres valores de β para la modulación que βf_m se le conserva constante. El ancho de banda ocupado $B \cong 2\Delta f = 2\beta f_m$ es aproximadamente constante. La extensión de la señalera de modulación de f_m es mostrada por líneas interrumpidas. Nota que la extensión del ancho de banda ocupado depende más del ancho de banda de modulación siendo más independiente β pequeñas y f_m grande y más dependiente para β grande

y el espectro.

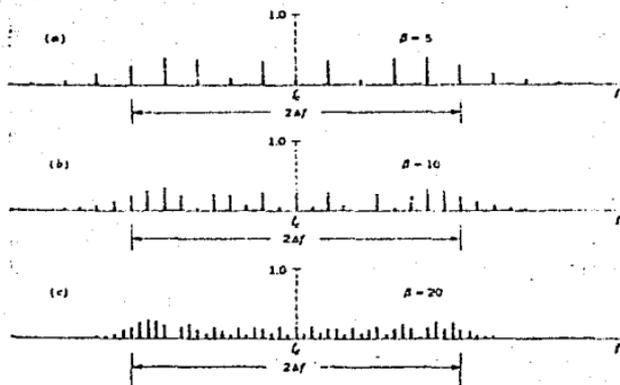


FIGURA 5 Espectros de señales de FM moduladas sinusoidalmente. El ancho de banda nominal $B \doteq 2\beta \Delta f = 2\Delta f$ es conservado fijo.

En la radiodifusión comercial de FM, la Comisión Federal de Comunicaciones permite una desviación de frecuencia $\Delta f = 75$ KHz. Si la señal es que la frecuencia de audio más alta transmitida es de 15 KHz, entonces la desviación $\beta = \Delta f / f_m = 75/15 = 5$. Para esta desviación de frecuencia β se han encontrado como 5. Cuando $\beta = 5$, hay $\beta + 1 = 6$ bandas laterales (β res) significativamente de manera que en $f_c \pm 15$ KHz el ancho de banda requerido es $B = 2 \times 5 \times 15 = 150$ KHz, lo cual puede ser comparado con $2\Delta f = 150$ KHz. Cuando $\beta = 20$, hay 21 bandas laterales significativas y $B = 2 \times 21 \times 15/4 = 157.5$ KHz. En este caso

límite, de β muy grande y correspondientemente f_{m1} muy pequeña, el ancho de banda real queda igual al nominal $2\Delta f$.

5.5. DIAGRAMA PASAJAL PARA SEÑALES DE F.M.

Los elementos de un diagrama pasajal serían hábiles para elevar un entendimiento físico más intuitivo de como una - variación extrema de las amplitudes como en la ec.(1.3) producen un ancho de banda de amplitud constante. El diagrama también esclarecerá la diferencia entre AM y FM de banda angosta (PABA). En estos casos sólo hay un par de bandas laterales componentes.

Consideremos primero el caso de FM de banda angosta. De las ecs. $v(t) = A \cos(\omega_p t + \beta \sin \omega_m t)$ y la ec.(1.1) y (1.2) tenemos para

$$\beta \ll 1 \text{ que } v(t) = \cos(\omega_p t + \beta \sin \omega_m t) \quad (1.9a)$$

$$\approx \cos \omega_p t - \frac{\beta}{2} \cos(\omega_p - \omega_m)t + \frac{\beta}{2} \cos(\omega_p + \omega_m)t \quad (1.9b)$$

Refiriéndonos a la fig. 6a. Arrojemos un sistema de coordenadas cartesianas sobre un círculo unitario en una velocidad angular ω_p , el vector para el término de frecuencia de portadora en la ec.(1.9a) se fija y orientado en la dirección horizontal.

En el mismo sistema de coordenadas, el vector para el término $(\beta/2) \cos(\omega_p + \omega_m)t$, gira en una dirección antihoraria en una velocidad angular ω_p , mientras que el vector para el término $-(\beta/2) \cos(\omega_p - \omega_m)t$, gira en la dirección horaria, también en una velocidad angular ω_p . En el tiempo $t=0$ y t muy pequeño, las curvas

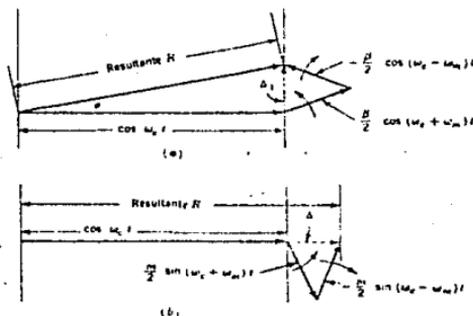


FIGURA 6 (a) Diagrama fasorial para una señal de FM de banda angosta. (b) Diagrama fasorial de una señal de AM.

representan las componentes de banda lateral tienen proyecciones máximas en la dirección horizontal. en este tiempo uno es paralelo y el otro es antiparalelo al fasor representado por la portadora de modo que los dos se cancelan. La situación descrita en la fig. 6a corresponde a un tiempo t_0 y después después de $t=0$. En este tiempo la rotación de los fasores de la banda lateral los cuales están en direcciones opuestas como está indicado por las flechas curvas, han sido subido al fasor como Δ_1 . En el sistema coordinado en el cual el fasor portador es estático, el fasor Δ_1 permanece siempre perpendicular al fasor portador y tiene la siguiente:

$$\Delta_1 = \beta \sin \omega_m t \quad (1-10)$$

La portadora, tiene la gran amplitud en amplitud y Δ_1 se combina para ser sujeta a una resultante R . La posición angular de R desde el fasor portador es φ . Es fácilmente visto de la eq.(1.10) que cuando $\beta \ll 1$, el ángulo valor de φ es $\approx \tan \varphi = \beta$, como uno se esperaría. La segunda variación en la amplitud de la

resultante la cual aparece en la fig. 6a es solamente el resultado que se había constatado en bandas laterales de orden alto.

Ahora consideremos el diagrama fasorial para AM. La señal de AM es

$$(1 + m \sin \omega_m t) \cos \omega_c t = \cos \omega_c t + \frac{m}{2} \sin(\omega_c + \omega_m) t - \frac{m}{2} \sin(\omega_c - \omega_m) t \quad (1.11)$$

y los términos individuales se representan como fasores en la fig. 6b. Comparando las eqs. (1.9) y (1.11) observamos que existe una desviación de fase de 90° entre las fases de las bandas laterales de los casos de FM y AM. En la fig. 6b la suma Δ de los fasores de banda lateral está dada por

$$\Delta = m \sin \omega_m t \quad (1.12)$$

La diferencia importante entre los casos de FM y AM es que el primero tiene una suma Δ , siempre perpendicular al fasor portador, mientras que en el segundo la suma es siempre paralela al fasor portador, por lo que en el caso AM, el resultante R no rota con respecto al fasor portador pero su longitud varía en proporción entre $1+m$ y $1-m$.

Para tener una idea de la diferencia entre AM y FMA se notará que en FMA cuando $\beta \ll 1$

$$r(t) = \cos \omega_c t - \beta \sin \omega_m t \sin \omega_c t \quad (1.13)$$

entonces en AM

$$r(t) = \cos \omega_c t + m \sin \omega_m t \cos \omega_c t \quad (1.14)$$

entonces en FMA el primer término es $\cos \omega_c t$ mientras que el segundo término, por lo tanto, una relación de cuadratura.

de las bandas laterales primarias y segundas indicadas con $w_{\pm 1}$, una -
 desviación de fase.

Determinando el caso, ahora, de Δ_1 y a la fig. 30 los puntos
 siguientes por el método. Basado en el ángulo φ con el eje de ciclo
 completo, esto es, Δ_1 varía desde $+\beta$ hasta $-\beta$ en un ciclo
 nuevamente hasta $+\beta$, la magnitud de la resultante R variará
 efectivamente de ciclo en ciclo. Para R comprende un máximo en
 $\Delta_1 = \beta$, un mínimo en $\Delta_1 = 0$, nuevamente un máximo cuando $\Delta_1 = -\beta$ y
 así sucesivamente. Sobre esta base podemos esperar que si un par
 adicional de bandas laterales es añadido en primer lugar para
 hacer a R más aproximadamente constante, este nuevo par debe dar
 origen a una resultante Δ_1 la cual varía en la frecuencia $2w_m$.
 Así, no nos sorprende encontrarnos con el hecho de que si la -
 desviación de fase β aumenta, un par de bandas laterales seguirán
 en existencia en las frecuencias $w_0 \pm 2w_m$.

Como el tiempo dependiente del par de bandas laterales de -
 primer orden solamente, valores de la fig. 30 que φ no puede exceder
 90° . Una desviación de fase de esta magnitud se alcanza fácilmente.
 Consideremos, como anteriormente que, $\Delta_1 = 75$ mil μ que $f_m = 50$ Mc.
 entonces $\varphi = 75,000/50 = 1500$ rad, y la resultante R debe, en
 este caso, dar vuelta completa en cada ciclo de 1500/2000 en cerca
 de 40 veces. Sin embargo, es hecho posible a través del efecto
 de las bandas laterales de alto orden. Como notamos el par de -
 bandas laterales de primer orden dar origen al factor $\Delta_1 = \Delta_1(\beta) \sin$
 $w_m t$, el cual es perpendicular al factor perturbador. Podemos establecer
 también por inspección de la ec. (1.3) que los pares de banda
 lateral de segundo orden dar origen a un factor $\Delta_2 = J_2(\beta) \cos 2w_m t$,

siendo paralelo al fasor portador. Continuada, establecemos fácilmente que todos los fasores de banda lateral generados como resultado del origen de los fasores

$$\Delta_n = J_n(\beta) \sin n\omega t \quad n \text{ impar} \quad (1.15)$$

los cuales son perpendiculares al fasor portador. Mientras que todos los fasores de banda lateral en fasores como fasores con origen en los fasores

$$\Delta_n = J_n(\beta) \cos n\omega t \quad n \text{ par} \quad (1.16)$$

los cuales son paralelos al fasor portador. Así los fasores $\Delta_1, \Delta_2, \Delta_3$, etc., alternativamente son perpendiculares y paralelos al fasor portador son sumados para portar el punto final del fasor resultante R completado en alrededor tantas veces como pueda ser requerido y siempre manteniendo una magnitud constante.

5.6. RUIDO Y MODULACION EN FRECUENCIA.

Se ha señalado que la modulación en frecuencia es ruidosa - sólo cuando el ruido que la modulación en amplitud y signifi- cativamente así incluye que la modulación en fase. En este caso, para establecer estas cosas y determinar la extensión de las mejoras es necesario estudiar el efecto del ruido en una portadora.

5.7 EFECTO DEL RUIDO EN LA MODULADORA. RUIDO BRUNSHIAN.

Con la presencia de ruido blanco afectará la salida de un receptor si éste está dentro de la banda de paso; la portadora y el voltaje de ruido se combinarán y su diferencia es susceptible, especialmente que interferirá con la recepción de la señal deseada. Si semejante voltaje de ruido blanco, es considerado un vector, éste se combinará con el vector de ruido de manera que en la salida se obtiene como una velocidad efectiva $\omega_{\text{ef}} = \omega_{\text{p}} - \omega_{\text{r}}$. Este se muestra en la Fig. 5.1. La desviación máxima en la amplitud desde el vector promedio será β_{a} , mientras que la desviación de fase máxima $\beta = \text{sen}^{-1}(E_{\text{r}}/E_{\text{p}})$.

Siendo la amplitud del voltaje de ruido un cuarto de la amplitud del voltaje de la portadora; entonces el índice de modulación para esta modulación en amplitud por ruido será $m = E_{\text{r}}/E_{\text{p}} = 0.25/1 = 0.25$ y la desviación máxima de fase $\beta = \text{sen}^{-1}(0.25/1) = 14.5^\circ$. Lo que puede ser considerado como parámetro que en el receptor de AM no será afectada esencial por el cambio de fase. Sin embargo, el receptor de FM, será afectado por el cambio en la amplitud, el cual puede ser eliminado con un limitador de amplitud. Ahora, para recibir por causa del cambio de fase, directamente en el receptor de FM, por los cambios en la amplitud, se requiere el uso de un AM.

La desviación en la frecuencia, consecuencia que se relacionarán con el ruido, será β_{f} . Desde que por la banda de paso para la FM, $\beta_{\text{f}} = 15$, $\beta_{\text{f}} = 15$, donde se relaciona el índice de modulación para ondas AM y FM en amplitud. Bajo estas condiciones la desviación en la frecuencia relativa en el receptor de AM será $0.25/1 = 0.25$. Para FM,



FIGURA 5.1 Efecto del vector de ruido en la portadora.

inicialmente convertimos el índice de modulación unitario de radianes a grados (1 radián = 57.3°) y entonces calculamos la relación señal a ruido. Así la relación es $14.5^\circ/57.3^\circ = 0.253$ aproximadamente peor que en el caso de AM.

Los efectos del cambio en la frecuencia del ruido deben ahora ser considerados. En AM no hay diferencia en el ruido relativo, la amplitud de voltaje de la portadora y la moduladora, cualquiera la diferencia de ruido y la frecuencia moduladora es reducida desde 15 KHz, hasta la frecuencia mínima normal de audio 30 Hz (en sistemas de radiodifusión de alta calidad). Y decimos que los cambios en el ruido y la señal moduladora no afectan la relación señal a ruido en AM. En FM, sin embargo, la imagen es completamente diferente. Como la relación del ruido al voltaje de portadora permanece constante, también el valor del índice de modulación (en decir la máxima desviación de fase) debido al ruido. Así vemos que el voltaje de ruido debido en fase a la portadora, mientras que el índice de modulación debido al ruido permanece constante el índice de modulación cruzado por la señal en un punto de modulación sea la relación de frecuencia, como ya se explicó. La relación señal a ruido en FM va reduciéndose con la frecuencia, por lo que, (est) muestra un buen efecto cuando tanto la señal y el ruido tienen una

frecuencia de audio de salida de 30 Hz. En este punto la relación señal a ruido es $0.853 \times 30 / 15,000 \times 0.000605$, una reducción de 25.3 dB en 15 Hz y 0.05 dB en 30 Hz.

Alcanzando que las frecuencias de ruido se extiendan igualmente a través de la banda de audio del receptor, podemos ver que la salida de ruido del receptor disminuye uniformemente con la frecuencia. El ancho lateral de ruido para FM es constante; la situación se ilustra en la Fig. 5.2. a. La distribución triangular de ruido para FM denominada ruido triangular - la correspondiente distribución en AM, también se muestra siendo por supuesto un rectángulo. Por lo tanto se sugiere de la figura que el voltaje promedio se mejora para FM bajo estas condiciones pudiera ser 2:1. Tal suposición puede ser hecha al considerar la frecuencia promedio de audio, en la cual el ruido de FM parece ser relativamente la mitad de la magnitud de ruido en AM. Sin embargo, la imagen es más compleja, y es un hecho que la mejora de FM es solamente $\sqrt{3} : 1$ como una relación de voltaje. Esto es, por supuesto, una mejora que vale la pena - lo que representa un aumento de 4.8 dB en la (potencia) relación señal a ruido para FM comparada con AM. Finalmente mejora de 4.8 dB es el resultado de un ruido.

Debemos notar que esta situación comienza con el voltaje de ruido que fue reducido en un nivel más bajo que el voltaje de la señal. Esto fue hecho a propósito. El nivel de ruido - que es esencialmente un mecanismo actuado por la fuerza de la señal y tiende a borrar la señal útil, en el caso de que se reciben los audios simultáneamente. Siendo el caso, si el vol-

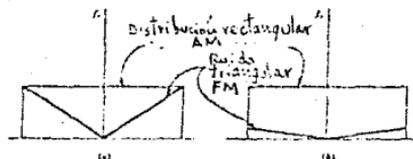


FIGURA 6.2 Distribución de ruido de banda lateral (ruido triangular). (a) máximo $m_f = 1$; (b) máximo $m_f = 5$.

taje pico del ruido exceda el voltaje de la señal, la señal será excluida por el limitador. Bajo condiciones de señal a ruido muy bajas, es decir relaciones deficientes, el sistema de AM es por tanto, superior. El valor preciso de la relación señal a ruido en la cual esto queda aparentemente dependiendo del valor del índice de modulación de FM, debe quedar bien definido. Como una guía general podemos decir que FM queda superior a AM en el nivel de relación señal a ruido usado en el ejemplo (relación de voltaje = 1, relación de potencia = 16 = 12 db) en la entrada limitadora de amplitud.

Un número de otras consideraciones deben ahora ser tomadas en cuenta. La primera de estas es que mal es el índice de modulación máximo permisible para AM, mientras que en FM no hay semejante limitación. La desviación de frecuencia máxima que es limitada en FM es de 75 kHz, en un servicio de radiodifusión de banda ancha VHF. Así, sólo en la frecuencia de audio más alta de 15 KHz, el índice de modulación de FM es permitido tan alto como 5. Puede ser visto que esto es mucho más alto que las frecuencias de audio más bajas: por ejemplo 75, cuando la frecuencia modula-

Gora es de 1 KHz. Si se es una relación de voltaje de señal a voltaje de ruido en la salida del limitador de amplitud de FM cuando $m = 1$, esta relación será reducida en proporción con el aumento del índice de modulación. Así cuando m es hecha igual a 2, la relación de voltaje de señal a voltaje de ruido en la salida del limitador del receptor será reducida por la mitad; así también cuando $m=3$ y así sucesivamente. Esta relación es entonces proporcional al índice de modulación y también a la relación señal a ruido (potencia) en la salida del receptor de FM siendo proporcional al cuadrado del índice de modulación. Así, cuando $m=5$ (el más alto permitido cuando $f_m = 15$ KHz), habrá una mejora de 25:1 (14 db) para FM, mientras tal mejora no es posible en AM. Asumiendo una relación inicial de señal a ruido adecuada en la entrada del receptor, una mejora de 13.75 db es hasta aquí mostrada por FM en la salida del receptor de banda amplia al compararse con AM. La fig. 9.2b muestra la relación cuando $m=5$ es usado.

Esto nos lleva a la segunda consideración, que FM tiene como propiedad la cual permite el cambio de ancho de banda para la relación señal a ruido, lo cual no puede ser hecho en AM. En conexión con esto, un error debe ser señalado. Tradicionalmente debido a las restricciones (consecuentemente el ancho de banda del sistema) es aumentada en un sistema de FM, esto no es necesariamente más significativo que el ruido aleatorio que será admitido. Este ruido aleatorio extra no tiene efecto si las frecuencias de banda lateral de ruido se sitúan fuera de la

banda de paso del receptor. Desde este punto de vista particular la desviación máxima puede ser aumentada con impunidad.

La modulación en fase también tiene esta propiedad y - en efecto, todas las propiedades de inmunidad al ruido de FM excepto la de ruido triángular. Puesto que el ruido en la portadora modulada en fase, naturalmente no sufre mejoras en la modulación y las frecuencias de banda lateral de ruido son bajadas de toda que bajo condiciones idénticas FM siempre es 4.7 db - mejor que la modulación en fase para ruido. Esto explica la - preferencia de la modulación en frecuencia en transmisores - prácticos.

Por desgracia, el ancho de banda y desviación máxima no pueden ser aumentados indefinidamente, aún para FM; cuando un pulso se aplica a un circuito sintonizado, su amplitud pico es proporcional a la raíz cuadrada del ancho de banda del circuito. Si un impulso de ruido es similarmente aplicado en el circuito sintonizado de la sección de frecuencia intermedia (FI) de un receptor de FM (cuyo ancho de banda es indobidamente grande a través del uso de una muy alta desviación) resultará un gran pulso de ruido. Cuando un pulso de ruido excede cerca de un medio la amplitud de la portadora en el limitador de amplitud, el limitador falla; y cuando la amplitud del pulso de ruido excede la amplitud de la portadora, el limitador mejora y limita la señal "retransmítela" por ruido. La máxima desviación normal permitida, 75 KHz, es un compromiso entre los dos efectos - descritos.

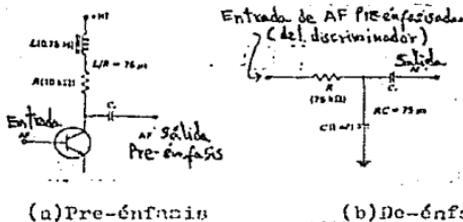
Podría probarse que bajo circunstancias prácticas (esto es

2 E₁, E₂) los impulsos de ruido son reducidos en PM en el mismo grado como el ruido aleatorio. El limitador de amplitud fundado en los receptores de comunicación de AM no limitan en todo el ruido aleatorio, y limitan los impulsos de ruido en algo así como 15 db; así que al considerar este FM también es mejor.

5.8 PRE-ENFASIS Y DE-ENFASIS.

El ruido triangular mostró que el ruido tiene un gran efecto en las frecuencias moduladoras altas más que en las bajas. Así, si las frecuencias altas fueran artificialmente alzadas en el transmisor y correspondientemente reducidas en el receptor, mejoraríamos la inaudibilidad al ruido como se podría esperar. Este aumento de las frecuencias moduladoras altas en acuerdo con una curva predispuesta de antemano, es llamado pre-enfasis, y la compensación en el receptor es llamada de-enfasis. Un ejemplo de un circuito usado para cada función es mostrado en la fig. 6.3.

Si los canales moduladores tienen la misma amplitud inicial y una de ellas es pre-enfasiada (por decir las veces esta amplitud, mientras la otra no es afectada (quedando en una frecuencia moduladora baja), entonces el receptor natural (esto tendrá que de-enfasiar la señal recibida por un factor de 3, para garantizar que estas señales tengan la misma amplitud en la salida del receptor. Debido a la modulación, es decir, mientras es susceptible la interferencia por ruido, la señal recibida tendrá dos veces la amplitud, cuando fuera del pre-enfasis, y así sería más audible el ruido. Alternativamente, vemos que cuando la señal



(a) Pre-énfasis

(b) De-énfasis

FIGURA 5.4 Circuitos de énfasis para 75 microsegundos.

es de-énfasisada, cualquier voltaje de banda lateral de ruido es de-énfasisado y por tanto tiene una correspondiente baja amplitud que deberá estar fuera del énfasis; nuevamente sus efectos en la salida son reducidos.

La cantidad de pre-énfasis en la radiodifusión de FM en México, y en la transmisión de sonido que acompaña a una señal de TV, ha sido estandarizada en 75 μ s, mientras un número de otros servicios, tales como el CCIR y la transmisión del sonido en la TV australiana, usan 50 μ s. El uso de los microsegundos para la definición del énfasis es estándar. Una red de de-énfasis de 75 μ s corresponde a una curva de respuesta en frecuencia por abajo de 3 db cuya constante de tiempo RC es 75 μ s. Esta frecuencia está dada por $f = 1 / 2\pi RC$ y por tanto es de 2120 Hz; con 50 μ s de de-énfasis se tendrían 3180 Hz. La fig. 6.4 muestra las curvas de pre-énfasis y de-énfasis para una red de énfasis de 75 μ s como es usada en el país.

Una dificultad más pequeña para estimar los beneficios de las redes de énfasis representa el evaluarlas como otras ventajas para FM, pero subjetivamente las pruebas BBC con 50 μ s dan una figura de cerca de 4.5 db; las pruebas americanas muestran

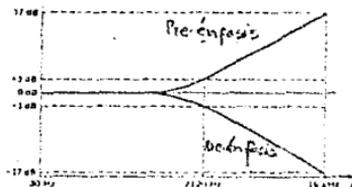


FIGURA 5. B Curvas de ganancia para 75 microsegundos.

figuras são mais altas com 75 μ s. No entanto, há um perigo que deve ser considerado, as frequências moduladoras altas não podem ser sobreênfaseadas. As curvas de la fig. 5.4 - mostram que uma sinal de 15 kHz es pre-ênfaseada em cerca de 17 db; con 50 μ s este nível lo estaria en 12.6 db. Debe ser un hecho cierto que cuando semejante aumento es aplicado la señal resultante no puede sobremodular la portadora por exceder la frecuencia de 75 kHz, o la distorsión será introducida. Así vemos que existe un límite para el pre-énfasis y cualquier valor práctico usado es siempre un compromiso entre la protección para las frecuencias moduladoras altas y por otra parte el riesgo de la sobremodulación.

Si el énfasis es aplicado en la modulación en amplitud requerirá también alguna mejora, pero no es tan grande como en FM debido a que las frecuencias moduladoras altas en AM no son muy afectadas por el ruido como cualquier otras. Aparte de que sería problemático introducir pre-énfasis y de-énfasis en los servicios existentes de AM, cuenta que las modificaciones extensas necesarias, particularmente en vista del enorme número de receptores en uso complicarían el asunto.

5.9 LAS PALABAS DE REFERENCIA .

En una, al mismo se sugiere otras formas de interferencia en las radio-receptores incluyendo la frecuencia imagen, la operación de transmisores en una canal adyacente y aquellos que usan un mismo canal.

INTERFERENCIA POR CANALES ADYACENTES.- La modulación en frecuencia no ofrece solamente una mejora en la relación señal a ruido (S/N), sino también mejora la discriminación en otras señales de interferencia, que no provengan de su fuente. Se ha visto que la FM tiene una desviación máxima de 75 KHz y que su pre-énfasis de 75 us es un rechazo al ruido mínimo de 24 db mejor que AM. Así si un receptor de AM requiere una relación S/N de 12 db para detectar una recepción casi perfecta, el receptor de FM será un equivalente similar en una relación de no más de 36 db. Esto sin hacer caso de la señal ya sea de interferencia debida al ruido o de las señales aditadas desde un canal adyacente. El mecanismo con el cual el limitador de FM reduce la interferencia es precisamente el mismo que el usado con el trato de ruido estocástico.

Un lector más debe ser incluido en esta discusión de interferencia por canal adyacente. Cuando los sistemas de radio-difusión de FM se empezaron a desarrollar en la segunda guerra mundial, los sistemas de AM habían sido usados ya por cerca de 30 años, una gran cantidad de la experiencia con sistemas de radio-difusión había ahora disponible y pudieron ser de gran utilidad los errores tempranos. Así, como ya mencionamos,

cada canal de radiodifusión de banda amplia ocupa 200 KHz - (de los cuales solamente 150 KHz son usados) y los restantes 50 KHz de guarda-banda garantizan la reducción de interferencia por canales adyacentes, más de adicionales.

1. INTERFERENCIA POR CO-CANALES/FAZCERO CAPTURA.- El limitador de amplitud trabaja en el principio de la entrada de la señal - fuerte eliminando las débiles. Esta fue la razón de mencionar anteriormente que la reducción de ruido es obtenida al proporcionar al menos dos veces la amplitud pico del ruido a la señal. En ésta forma, una señal débil de interferencia relativa desde otro transmisor será atenuada tanto como cualquier otra forma de interferencia. Aplicable sólo si el otro transmisor opera en la misma frecuencia que la del transmisor deseado.

En receptores débiles, viajando de un transmisor hacia otro (co-canales), ocurre el interesante fenómeno de captura. Sin embargo, debemos primero mencionar que el efecto será muy directo con los transmisores de FM. El transmisor más cercano siempre prevalecerá y el otro será escuchado con bastante - interferencia si bien significante aunque pudiera estar muy distante.

La situación es más interesante con AM. Hasta que la señal del segundo transmisor es menor por cerca de la mitad de la - primera, el segundo transmisor es virtualmente inaudible, cayendo prácticamente la no interferencia. Después de este punto el transmisor débil el cual el receptor es sintonizado lo bastante audible como un ruido y eventualmente prevalece, finalmente

excluye el primer transmisor. El receptor móvil ha sido capturado por el segundo transmisor. Si un receptor se encuentra entre los dos transmisores (aproximadamente en su zona central) y cambiando sus condiciones prevalecientes, primero una señal y luego la otra, se aprovechará la más fuerte. Como un resultado el receptor será capturado alternativamente por un transmisor y posteriormente el otro. Este fenómeno de un canal a otro es muy perturbado, por supuesto (puesto que la novedad inicial ha sido rota) y no sucede en los sistemas de AM.

5.10 COMPARACION DE FM DE BANDA ANCHA Y FM DE BANDA ANGOSTA .

Por convención FM de banda ancha ha sido definida como aquella en la cual el índice de modulación excede normalmente a la unidad. Puesto que la desviación máxima permisible es de 75 KHz y el rango de frecuencias moduladoras es desde 30 Hz hasta 15 KHz, el rango máximo del índice de modulación es de 5 a 2500. El índice de modulación en FM de banda angosta es normalmente cercano a la unidad, puesto que la máxima frecuencia moduladora es usualmente de 2 KHz, y 5 KHz típicos de máxima desviación.

La propiedad del ancho de banda a usar en un sistema de FM depende de su aplicación. Con una desviación grande, el ruido será mejor suprimido (así como otras interferencias), teniendo cuidado de que los niveles altos de ruido no se presenten en forma excesiva. Por otro lado el sistema de banda ancha ocupará trece a 15 veces el ancho de banda de un sistema de banda angosta. Estas consideraciones han resultado en que los sistemas

de banda ancha sean usadas en la radiodifusión para entretener al oyente, siempre que los sistemas de banda ancha son empleados para comunicaciones con menor inteligibilidad.

Así la FM de banda ancha es usada por los ilustres servicios de comunicaciones móviles de E. U. Estos incluyen policía, taxistas, radio control en servicios de mantenimiento y en oficinas como Australia para el servicio de "sonido instantáneo", por mencionar unos pocos. Los frecuencias altas de audio de estas ondas, así como en algunos sistemas particulares para telefónica (larga distancia), siendo la voz resultante clara e inteligible. Las emisiones móviles de 5-10 MHz son recibidas y el espacio dentro del canal se es mucho mayor que el de la radiodifusión AM, es decir, del 100 a 200 kHz. Los sistemas de banda ancha se caracterizan por tener una amplitud más baja. Las redes de preéufasia y de eufasia también son usadas debido a que están en relación con todos los transistores modulados en frecuencia.

5.11 SISTEMA UTILIZADO DE FM ESTEREO.

La transmisión de FM stereo es un sistema de modulación en el cual la información a ser enviada es enviada al receptor para facilitar la reproducción del material stereo original. Quedo disponible comercialmente en 1961, varias años después de las transmisiones de canales convencionales. Del sistema de la televisión a color (la cual se inventó en 1928) después de la televisión a color (sistema) indica la necesidad de tener que ser más complicado pero resultando compatible con los sistemas existentes.

Así en FM stereo, no es posible tener un sistema de los canales con un canal izquierdo y un canal derecho los muestros simultáneamente e independientemente debido a que un sistema de canal no recibir la información de manera completa.

De esta forma se envió la suma de los dos canales como una de las señales y la diferencia como la otra señal. La suma es usada como la señal moduladora de la portadora de FM, y es enviada en forma usual. La que es recibida y reproducida por el mono-receptor como si se tratara del envío de la señal completa. La diferencia sirve como moduladora para una subportadora en 30 KHz, manteniendo en amplitud esta subportadora, la cual es entonces su misma. Las ondas laterales de la subportadora se extienden desde 15 KHz a 45 KHz y otra lado de 30 KHz (puesto que 15 KHz es la frecuencia moduladora más alta) y así ocupa el rango de 23 a 50 KHz. Este canal es usado para modular en frecuencia la portadora principal, junto con la señal suma, la cual ocupa naturalmente el rango de 30 KHz a 15 MHz. No habiendo así la interferencia entre las señales de los canales suma y diferencia. En un receptor usual, las frecuencias de radio corren coligadas al canal de 50 KHz a 15 MHz, así que atenuamos mediante filtros y por tanto ignoramos. En un receptor de FM stereo, la señal diferencia es transmitida en radio. Debido a que la extracción y el proceso de demodulación es un asunto complicado, una parte muy vital es transmitida en 30 KHz, la señal de la frecuencia subportadora en 30 KHz, para ayudar a la demodulación en el receptor. Las

señales suma y diferencia son entonces agregadas a una red combi-
nacional y sustraídas en otra para producir los canales izquier-
do y derecho. Estos son alimentados separadamente en una cadena
de amplificadores de audio y reproducidos como los dos canales
del sistema.

5.12 GENERACION DE FRECUENCIA MODULADA.

El primer requerimiento de un modulador de frecuencia modulada
es una frecuencia de salida variable y proporcional a la variación
correspondiente a la amplitud instantánea del voltaje modulante.
Los siguientes requerimientos son que la frecuencia no modulada
debe ser constante y la desviación independiente de la frecuencia
moduladora. Sin embargo si el sistema no produce propiamente estos
caracteres, ellos pueden ser introducidos como correcciones
durante el proceso de modulación.

5.13 ESTADOS DE FM.

Un método de generación de FM indica inmediatamente por sí
sólo que la capacitancia o la inductancia de un oscilador tanque
LC sea variada, resultando de alguna forma la frecuencia modulada.
Si esta variación puede ser hecha directamente proporcional a la
amplitud del voltaje suministrado por los circuitos moduladores
entonces será obtenida la FM.

Existen varios fenómenos eléctricos y electrónicos -
controlables los cuales proporcionan una variación de capacitancia
como un resultado del cambio de voltaje; hay algunos en los cuales

una inductancia puede ser similar a esta variada. Generalmente si semejante sistema, es usado, una reactancia de voltaje variable es dispuesta a través del circuito tanque y el circuito es -
entonces de modo que (en ausencia de la modulación) la frecuencia oscilante sea igual a la frecuencia portadora deseada. La -
capacitancia (o inductancia) de los elementos variables es -
cambiada directamente con el voltaje modulador, aumentando (o disminuyendo) cuando el voltaje modulador aumenta positivamente y reduciendo de la otra forma cuando el voltaje modulador es negativo. La gran desviación del voltaje modulante desde cero y la gran variación de reactancia implican por lo tanto la variación de frecuencia. Cuando el voltaje modulante es cero, la frecuencia variable tendrá un valor promedio. Así, en la frecuencia portadora la inductancia del oscilador es sintonizada por su propia capacitancia (fija) en paralelo con la reactancia promedio del elemento variable.

Existe un buen número de mecanismos cuyas reactancias pueden ser variadas por la aplicación de voltaje. Los tres tipos de reactancia útiles incluyen, por ejemplo el transistor de efecto de campo (FET) y el transistor bipolar. Cada uno de ellos es un mecanismo normal el cual ha sido predispuesto de modo que exhiba las propiedades deseadas. Con mucho el mecanismo más común de dos terminales es el diodo varactor. Cada uno de ellos debe ser -
considerado. Los métodos de generación de FM que no dependen de la variación en la frecuencia de un oscilador se discuten bajo el término de método indirecto.

3.14 METODOS DIRECTOS .

Bajo estas condiciones son conocidos varios métodos de suministro de una reactancia de voltaje variable, la cual es entonces conectada a través del circuito tanque de un oscilador. El más común es el modulador por reactancia y el diodo varactor el cual no se describirá.

MODULADOR POR REACTANCIA BASICO .

Con tal de que ciertas condiciones sigales sean conocidas, la impedancia Z , como se ve en las terminales de entrada A-A de la fig. 6.5, es casi enteramente reactiva. La figura muestra el circuito básico de un modulador por reactancia VET, el cual se comporta como una reactancia de tres terminales (la reactancia aparece entre las terminales A-A, esto es entre el Drain y la Fuente, mientras que su valor puede ser controlado por una señal en la tercer terminal, es decir el Gate) que puede ser conectado a través del circuito tanque del oscilador de frecuencia modulada. Lo que puede ser hecho al cambiar un simple componente inductivo o capacitivo, y (más importante) el valor de esta reactancia es proporcional a la transconductancia del mecanismo. Notar que un transistor de efecto de campo es usado en esta explicación simplemente por facilidad. Con razonamientos semejantes nos podemos aplicar a transistores bipolares o a cualquier otro mecanismo de amplificación.

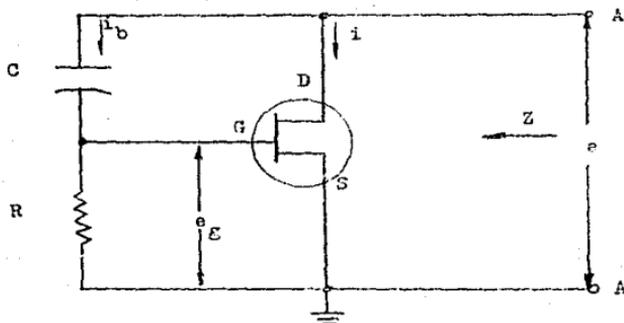


FIGURA 5.70 Modulador por reactancia b4sico.

6. Plan de Modulación para sistemas de microondas, analógicos con multi-canalización por distribución de frecuencia (FDM).

* Sistemas por línea de vista.

La mayoría de los sistemas de comunicación por radio, en la región microondas, se pueden clasificar en dos categorías principales.

- a) Sistemas por línea de vista (LOS).
- b) Sistemas sobre el horizonte.

Los sistemas por línea de vista (LOS) emplean relativamente potencia - de transmisión para enlazar dos pto. o estaciones adyacentes. Teóricamente de un sistema por línea de vista puede extenderse sobre terreno favorable y sin barreras naturales sobre una gran distancia por ejemplo 4500 - 6000 kms, empleando puntos de repetición. Empero, la distancia que debe cubrir por cada salto esta limitada a distancias cortas tales como 35 y 75 kms, para sistemas de comunicación instalados en tierra ya que los -- sistemas LOS, también se emplean en la comunicación Vía Satélite.

Los sistemas sobre el horizonte, emplean altas potencias de transmisión (del orden de los 50 kms o más) para trayectorias de 75-1000 kms de longitud por enlace y se han venido a sustituir por enlaces satélites.

Debido a las necesidades de acomodar un gran no. de C.T. ya los requisitos para la transmisión de TV, ha sido necesario emplear frecuencias cada vez más altas (SHF).

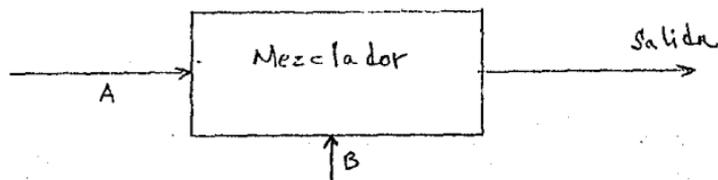
En sistemas de microondas por línea de vista y en repetidores, se pueden colocar hasta 2700 canales telefónicos. Actualmente existen dos métodos para colocarles los canales telefónicos: El multiplexaje por división de frecuencias y el multiplexaje por división de tiempo. Nuestro trabajo es el primer método.

6.1 Multiplexaje por división de Frecuencia.

El multiplexaje por división de frecuencia para propósitos de transmisión - recepción se lleva a cabo mediante un proceso sucesivo de modulación en amplitud con doble banda lateral y portadora suprimida. Este proceso se lleva a cabo en los equipos terminales de multicanalización (Multiplex), los cuales reciben los canales de voz y entregan una señal compuesta que lleva la información de todos los canales de voz, acomodados en frecuencia y reconocidos comúnmente como banda base.

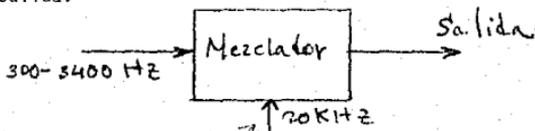
6.2 Mezcla o Heterodinación.

La heterodinación de frecuencias de señales A y B se muestra abajo. ¿Qué frecuencia podemos encontrar en la salida de la mezcla?



Ambas, la señal original se presentará, así como también las señales representada por su suma y su diferencia en el dominio de la frecuencia. Por lo que tendremos presente en la salida del mezclador, sobre todo, -- las señales de frecuencias: A, B, $A + B$ y $A - B$; proceso de mezcla que es repetido varias veces en los equipos FDM.

Sabemos que los canales, de voz abarcan un ancho de banda de 4 KHZ, - esto es 300 y 3400 (HZ). Además consideramos éstas frecuencias como simples tomos de 300 y 3400 (HZ). Ahora examinemos la mezcla de abajo y observemos las posibilidades en la salida.



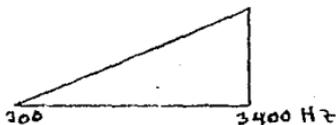
Inicialmente la salida puede ser la suma,

$$\begin{array}{r} 20,000 \text{ Hz} \\ + 300 \text{ Hz} \\ \hline 20,300 \text{ Hz} \end{array}$$

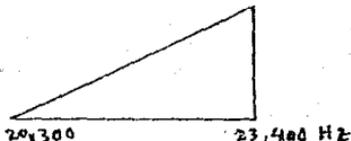
$$\begin{array}{r} 20,000 \text{ Hz} \\ + 3,400 \text{ Hz} \\ \hline 23,400 \text{ Hz} \end{array}$$

Un filtro paso bajas filtrará en la salida todas las frecuencias por abajo de 20,300 Hz.

Consideremos que en un instante las dos frecuencias tienen un aspecto continuo entre 300 - 3400 Hz. (es decir, el canal de voz). Representamos el espectro como un triángulo.



Como un resultado del proceso de mezcla (traslación) tenemos otro triángulo como el siguiente:



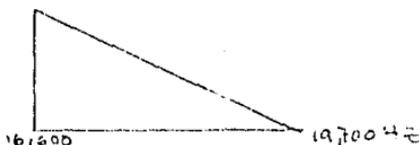
Cuando tomamos la suma y filtramos todas las otras frecuencias en la salida, decimos que tenemos seleccionada la banda lateral superior. Entonces tendremos un triángulo hacia la derecha y lo llamaremos triángulo vertical o banda lateral vertical.

Consideremos también la diferencia como sigue:

$$\begin{array}{r} 20,000 \text{ Hz} \\ - 300 \text{ Hz} \\ \hline 19,700 \text{ Hz} \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 20,000 \text{ Hz} \\ - 3,400 \text{ Hz} \\ \hline 16,600 \text{ Hz} \end{array}$$

Representamos esto por un triángulo a la derecha viendo en la otra - dirección, a la dirección izquierda:



Esta es llamada una banda lateral invertida.

Cuando es llevada a cabo la suma, tenemos una banda lateral vertical. Cuando tomamos la diferencia, las frecuencias se invierten y tenemos una banda lateral invertida representada por el triángulo de arriba.

Ahora complicaremos el proceso, por medio de la traslación de tres - canales de voz dentro del espectro radio - eléctrico para la transmisión simultánea mediante un medio adecuado, un par de líneas de alambres, por ejemplo. El oscilador local (en el mezclador) cuenta con una frecuencia - en cada caso de 20, 16, y 12 HZ. El proceso de mezcla se muestra en la figura. (6.1)

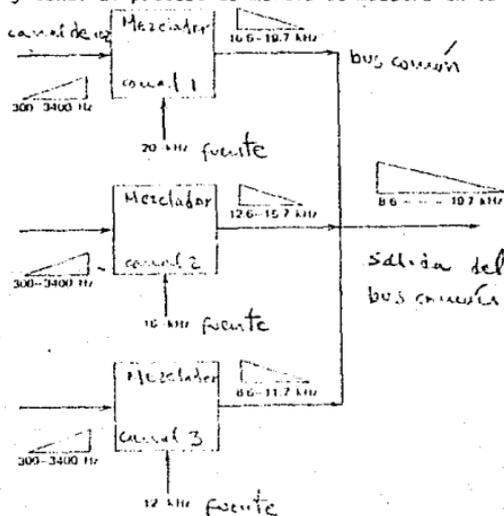


Figure 6.1 Simple FDM

En la figura 6.1 la diferencia de frecuencias es seleccionada en cada caso como sigue:

Para el canal 1,

$$\begin{array}{r} 20,000 \text{ Hz} \\ - 300 \text{ Hz} \\ \hline 19,700 \text{ Hz} \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 20,000 \text{ Hz} \\ - 3,400 \text{ Hz} \\ \hline 16,600 \text{ Hz} \end{array}$$

Para el canal 2,

$$\begin{array}{r} 16,000 \text{ Hz} \\ - 300 \text{ Hz} \\ \hline 15,700 \text{ Hz} \end{array}$$

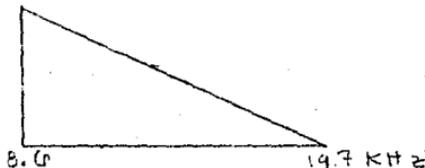
$$\begin{array}{r} 16,000 \text{ Hz} \\ - 3,400 \text{ Hz} \\ \hline 12,600 \text{ Hz} \end{array}$$

Para el canal 3,

$$\begin{array}{r} 12,000 \text{ Hz} \\ - 300 \text{ Hz} \\ \hline 11,700 \text{ Hz} \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 12,000 \text{ Hz} \\ - 3,400 \text{ Hz} \\ \hline 8,600 \text{ Hz} \end{array}$$

En cada caso las bandas laterales inferiores han sido seleccionadas - como se menciona arriba y todas las frecuencias por encima de la, 700 HZ- han sido filtradas, así como también se filtrarán en la salida y en el oscilador local sus mismas portadoras. Las salidas de 1 terminal del modulador viajan sobre un transporte común. La salida común aparece en este - transporte en una banda de frecuencias entre 8.6 y 19.7 KHZ, contando los 3 canales de voz, los que han sido trasladados en frecuencia. Ello puede ser representado por un triángulo único invertido.



Por tanto el plan de modulación es un diagrama que muestra la mezcla

necesaria, los osciladores locales de la mezcla de frecuencias, y la banda lateral selecciona por medio del triángulo descrito previamente en un proceso etapa por etapa de canales de voz en la salida de la línea de frecuencias. El Comité Consultivo Internacional Telegráfico y Telefónico --- (CCITT), ha recomendado una modulación estandarizada o plan con una terminología común; lo que permite que un gran número de redes telefónicas en sistemas nacionales y multinacionales sean conectados.

En la fig. 6.2 se muestra un pregrupo (agrupación de 3 canales de voz). En éste primer proceso de distribución, cada uno de los canales de voz modula en amplitud con doble banda lateral y portadora suprimida a una portadora individual, 12, 16 y 20 KHZ. Para este caso se observa que la frecuencia de los osciladores locales debe ser igual a la frecuencia inicial de los canales colocados en la banda asignada que va de 12-24KHZ.

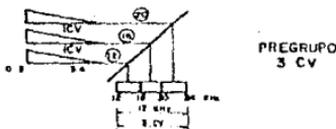


FIG. (6.2) FORMACION DE UN PREGRUPO.

Después de la modulación, se pasa la señal a través de un filtro pasabanda de 4KHZ de ancho de banda, seleccionando la banda lateral superior como se ven en la fig. 6.3.

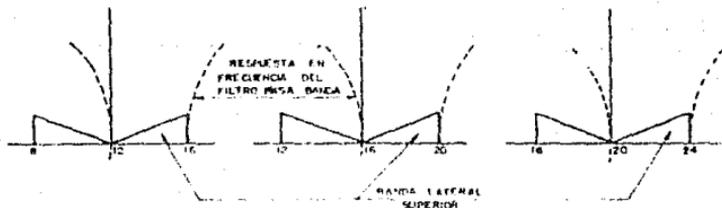


FIG. (6.3) ESPECTRO EN FRECUENCIA DE TRES CANALES DE VOZ, MODULADOS EN AMPLITUD CON DOBLE BANDA LATERAL Y PORTADORA SUPRIMIDA A PORTADORAS DE 12, 16 Y 20 KHZ. UN FILTRO PASO BANDA SELECCIONA LA BANDA LATERAL SUPERIOR.

En la figura 6.4 mostramos ahora un grupo (agrupación de 4 pregrupos) para una distribución frecuencial de 12 canales telefónicos. El proceso es similar a la formación de un pregrupo tomándose como base el ancho de banda de 3 canales de voz y agrupados, es decir 12-24 KHZ.

Al agrupar 4 pregrupos, cada uno de ellos modulará ahora a una de las portadoras siguientes de 84, 96, 108 y 120 KHZ en A. M. en doble banda lateral y portadora suprimida. El resultado de la modulación de cada portadora, se hace pasar a través de un filtro paso banda, el cual selecciona lateral inferior. El resultado ahora es una banda de frecuencia que va desde los 60 KHZ hasta los 108 KHZ, destinando 4 KHZ para cada uno de los 12 canales de voz distribuidos. A este arreglo se le conoce también como grupo básico de doce canales telefónicos.

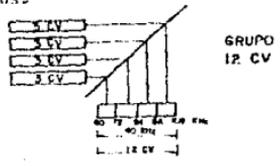


FIG. (6.4) MULTICANALIZACION DE DOCE CANALES DE VOZ CON DISTRIBUCION DE FRECUENCIA.

Resulta interesante revisar con detalle la fig. 6.5.

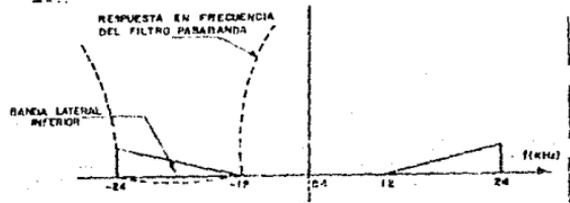


FIG. (6.5) ESPECTRO EN FRECUENCIA DE UN PREGRUPO DE TRES CANALES DE VOZ MODULADOS EN AMPLITUD CON DOBLE BANDA LATERAL Y PORTADORA SUPRIMIDA A UNA PORTADORA DE 84 KHZ. EN LA FIGURA SE MUESTRA LA RESPUESTA DE UN FILTRO PASO BANDA SELECCIONANDO LA BANDA LATERAL INFERIOR.

A partir del grupo hasta el supergrupo, se tiene lo siguiente:

Para obtener la frecuencia del primer oscilador local se suma la frecuencia inicial de la banda otorgada con la frecuencia final de la banda,

a acomodar.

Para la distribución de los canales en la banda otorgada, procedemos como sigue:

Inicios de canal = frec. de 0.1. - frec. mayor de la banda a acomodar.

Final de canal = frec. de 0.1. - frec. menor de la banda a acomodar.

En la fig. 6.6 se muestra el agrupamiento de 5 grupos primarios o supergrupos primarios de 60 canales de voz.

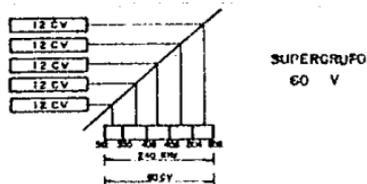


FIG. (6.6) MULTICANALIZACION DE 60 CANALES DE VOZ CON DISTRIBUCION DE FRECUENCIA.

En la fig. 6.7 se muestra el agrupamiento de 10 supergrupos primarios con un ancho de banda de 600 canales de voz; y en la fig. 6.8 mostramos el agrupamiento de 16 supergrupos primarios con una ancho de banda de 960 canales de voz.

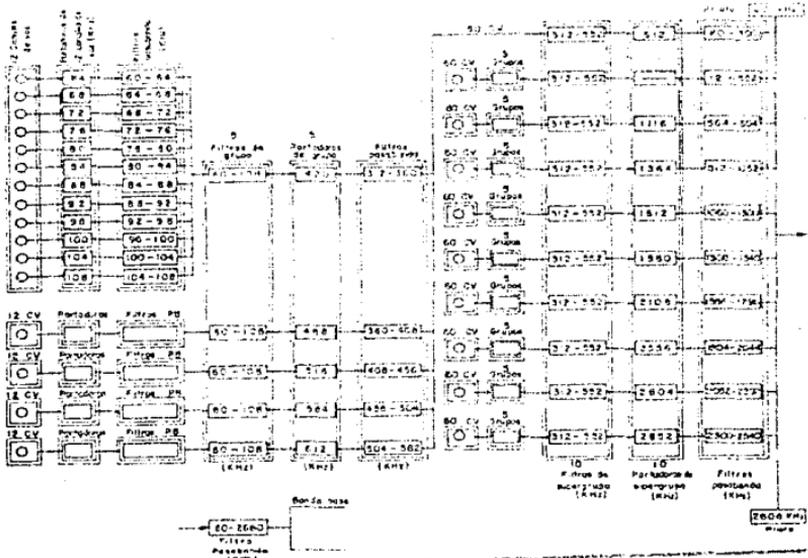


FIG. (5.7) MULTICANALIZACION DE 600 CAHALES DE VOZ CON DISTRIBUCION DE FRECUENCIA.

6.3 Plan de Frecuencias.

En la actualidad todos los sistemas de microondas que utilizan repetidores (relevadores radioeléctricos), se encuentran regidos por las normas o recomendaciones del Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicación (CCIR) organismo que recomienda un plan de frecuencias para realizar enlaces de carácter internacional. El plan de frecuencias está determinado a la capacidad de canales que manejen los sistemas microondas, a usarse en eje norte, con la finalidad de aprovechar al máximo la utilización del espectro radioeléctrico.

Una ventaja que se puede mencionar sobre el plan de frecuencias proporcionado por el CCIR, es que sirve como referencia para los fabricantes de los sistemas de microondas para que sus productos coincidan con las características deseada por los consumidores de cualquier parte del orbe.

Además si los sistemas de microondas utilizados en los enlaces se apegan a lo que recomiendan las normas editadas por el CCIR, garantiza que la comunicación se realizará con gran eficiencia y confiabilidad. En el caso contrario si los sistemas de microondas utilizados no se apegan a las normas, entonces no se puede asegurar que la comunicación sea desarrollada eficientemente.

Todas las normas editadas por el CCIR son resultado de las experiencias de muchos años de estudio sobre el comportamiento de los radioenlaces y son realizados por investigadores, profesionales del área y radioaficionados, de todas partes del mundo, los cuales se reúnen en conferencias cada 5 ó 10 años para llevar los resultados de los estudios, que se publican durante ese lapso de tiempo.

Como ejemplo mencionaremos, "La disposición de canales radioeléctricos para sistemas de relevadores radioeléctricos analógicos con capacidad de 60, 120, 300, ó 900 canales de voz, o sistemas digitales de media y baja-

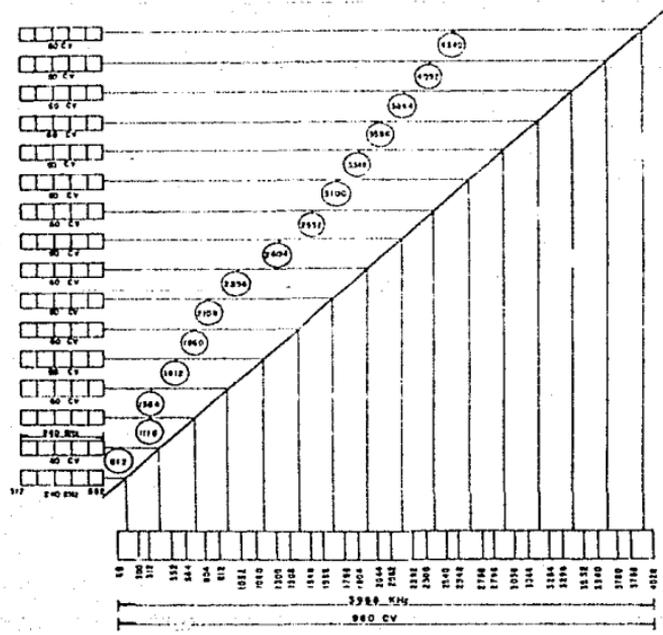


FIG. (6. 8) MULTICANALIZACION DE 960 CANALES DE VOZ CON DISTRIBUCION DE FRECUENCIA.

capacidad con un ancho de banda equivalente, que funcionan en la banda de 2GHz. (Recomendación del CCTP 283-3), aplicándose únicamente a los sistemas con visibilidad directa o casi directa.

Para éste caso se nos indica que el espectro de frecuencias puede ser dividido en 4 bandas de frecuencias.

- a) De 1700 a 1900 MHz
- b) De 1900 a 2100 MHz.
- c) De 2100 a 2300 MHz.
- d) De 2500 a 2700 MHz.

Observamos que el ancho de banda para cada caso es de 200 MHz. Además se recomienda que en una banda de 200 MHz es conveniente acomodar hasta 6 canales radioeléctricos) de ida en una mitad de la banda; y 6 canales radioeléctricos de retorno en la otra mitad de la banda.

La disposición de las frecuencias, de los canales radioeléctricos para 6 canales de ida y 6 de regreso como máximo, cada uno de ellos formado por 60, 120, 300 ó hasta 960 canales telefónicos, sólo para la banda de 2500 a 2700 MHz, ó para sistemas digitales de ancho de banda RF equivalente y que funcionen en las 4 bandas de frecuencias indicadas arriba, lo que indica en la fig. 6.9 y se obtiene como sigue:

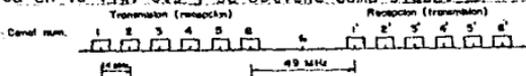


FIG. (6.9) DISPOSICION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS EN LA BANDA DE 2GHz. EN CASO DE INTERCONEXIONES INTERNACIONALES.

Donde: f_0 : Frecuencia central de la banda de frecuencias ocupada por 200 MHz.

f_n : Frecuencia central del canal "n" radioeléctrico en la mitad inferior de la banda, en MHz.

$n = 1, 2, 3, 4, 5, 6$.

Ahora observemos la figura (6.10). Los canales intercalados deben hallarse 7 MHz por debajo de los canales principales correspondientes.

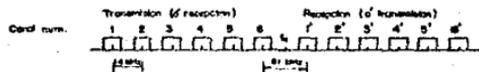


FIG. 6.10) DISPOSICION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS REFERIDOS EN LA NOTA 3.

2%673%_2_#3%_&+&_+&SSSSSSSSSSSS33++ፙ%&++++...

Si conectamos 3 canales de ida y 3 de regreso como mínimo, se obtendría economía, en sistemas de relevadores radioeléctricos donde cada uno utiliza antenas comunes transmisión-recepción; además de que si se utilizan estas antenas y se transmiten tres canales radioeléctricos por una sola antena se recomienda que las frecuencias de los canales se elijan utilizando la combinación n=1,3,5 en las dos mitades de la banda, o la combinación n=2,4,6 en las mismas mitades.

De ser necesario emplear canales radioeléctricos adicionales intercalados con los canales de la disposición principal, donde los valores de las frecuencias centrales de estos canales radioeléctricos deben ser de 7MHZ, superiores a los de las frecuencias correspondientes de los canales principales. En sistemas para 960 canales telefónicos la banda de 2500 a 2700 MHZ ó en sistemas digitales de anchura de banda de RF equivalentes, es posible que no sea práctico utilizar frecuencias intercaladas debido a la anchura de banda ocupada por la portadora modulada.

Se recomienda que las frecuencias centrales para cada banda sean las mencionadas abajo.

- F₀ = 1808 MHz, para la banda 1700 - 1900 MHz
- F₀ = 2000 MHz 33 33 33 1900 - 2100 MHz
- F₀ = 2202 MHz 44 44 44 2100 - 2300 MHz
- F₀ = 2404 MHz 55 55 55 2300 - 2500 MHz

Con respecto a los canales radioeléctricos adyacentes en la misma mitad de la banda, convendrá utilizar, con referencia polarizaciones diferentes de modo alternativo; para los sistemas digitales de baja capacidad

puede utilizarse también la misma polarización de canales adyacentes. Se señala que la banda de 2690 - 2700 MHz, esta destinada exclusivamente a la radioastronomía y que la frecuencia del canal principal inferior se sitúa por debajo de 2500 HZ.

NOTA 1 : Si se utilizan las bandas 1900-2300 MHz ó 1700 - 2100 MHz para sistemas de elevadores radioteletrónicos de gran capacidad y en el mismo trayecto, para sistemas de R.R.F. de 60, 120 o 300 canales que emplean la disposición de canales R.F. anteriormente indicada, se reducirán considerablemente las posibilidades de interferencia mutua siempre que se utilicen antenas distintas para los dos sistemas.

NOTA 2: En los sistemas de hasta 300 canales telefónicos, podrán plantearse dificultades de explotación, en un trayecto determinado, - debido a la perturbación introducida por las señales de otras estaciones del sistema (sobreenclace) ó por fenómenos analógicos. En estos casos podrán utilizarse frecuencias suplementarias situadas a 3.5 MHz a los valores anteriormente indicados: como frecuencias desplazadas.

NOTA 3: En ciertos países particularmente en la región 2 (hemisferio Oeste) por ejemplo Europa al este y los límites entre Asia y Europa es preferible expresar las frecuencias de los canales en MHz. - mediante las relaciones siguientes:

$$fn = fo - 94.5 + 14n \quad \text{Mitad inferior de la banda}$$

$$fn' = fo - 3.5 + 14n \quad \text{mitad superior de la banda}$$

Donde $n = 1, 2, 3, 4, 5, 6$. Ahora observe la figura 6.10 Los canales intercalados deben hallarse 7 MHz por debajo de los canales principales correspondiente.

NOTA 4 : Si se utiliza un sistema de 960 canales telefónicos, de conformidad con esta recomendación, utilizandose de preferencia los valores siguientes:

- Valor eficaz de la excursión por canal: 140 KHZ.
- Frecuencia de la señal piloto de continuidad: 4715 KHZ.
- Valor eficaz de la excursión para la señal piloto de continuidad 100 KHZ.

En la figura 6.11 se muestran los valores correspondientes de frecuencia según las normas establecidas de C.C.I.R. de cada canal de radiofrecuencia para 3 segmentos de la banda de 2 GHz con capacidades de: 60, 300, 1800 canales telefónicos.

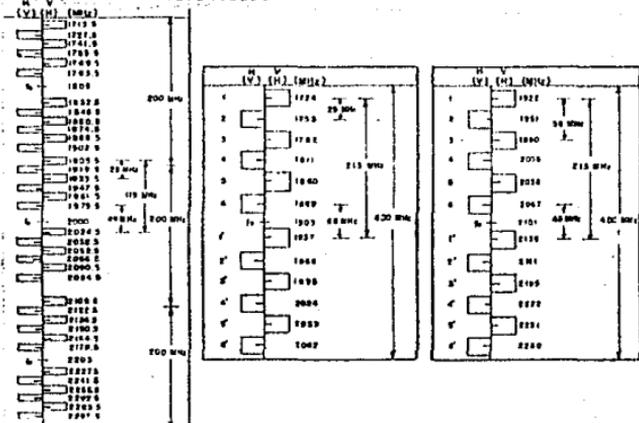


FIG. 6.11) DISTRIBUCION DE CANALES DE RF EN LA BANDA DE 2GHZ CON CAP. DE 60, 300 Y 1800 CANALES TELEFONICOS.

6.4 Disposición de frecuencias de canales de radiofrecuencia para sistemas de microondas analógicos con capacidad de 600 y 1800 canales telefónicos y televisión o su equivalente operando en la banda de 2 y 4 GHz (recomendación 382 - 2, para la banda 2500 - 2700 MHz y el número de canales de voz).

Haciendo las siguientes consideraciones:

1. Que en ciertos casos conviene intercalar, en las frecuencias radioeléctricas los sistemas de R.R.E. de los circuitos internacionales que trabajan en las bandas de 2 y 4 GHZ.
2. Que en una banda de frecuencias de 400 MHZ de ancho de banda pueda ser conveniente interconectar hasta 6 canales radioeléctricos de retorno e ida.
3. Que se realizarían economías si pudieran intercalarse 3 canales de ida y 3 de retorno, por lo menos, en sistemas de R.R. E. cada uno de los canales utilizará antenas comunes para la transmisión - recepción.
4. Que pueden reducirse enormemente los efectos perturbadores mediante -- disposición juiciosa de las frecuencias radioeléctricas de los sistemas de R.R.E. que constar de varios canales radioeléctricos.
5. Que en ciertos casos, puede ser conveniente intercalar canales radioeléctricos adicionales con los de la disposición principal. Quedando establecidas las consideraciones adecuadas, podemos determinar las recomendaciones para el óptimo funcionamiento de la disposición de dichos canales.

- Se recomienda lo siguiente:

Que la disposición preferida de los canales R.E. para 6 canales de ida y 6 de retorno, como máximo, que comprendan cada uno de 6-1800 canales telefónicos, ó su equivalente, y utilizan frecuencias de las bandas 2 y 4 GHZ; Sea la que se indica en la figura 6.12.

(ver siguiente hoja)

SEA: f_0 : la frecuencia central de la banda de frec. ocupada en MHZ.
 f_n : la frecuencia central del canal n en la mitad inferior de la banda, en MHZ.

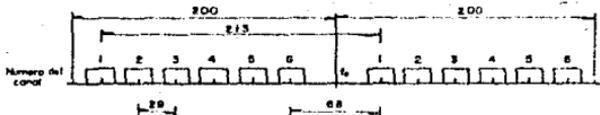


FIG. 6-2) DISPOSICION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS PARA SISTEMAS REPETIDORES CON UNA CAPACIDAD DE 600 A 1800 CANALES TELEFONICOS, O SU EQUIVALENTE QUE TRABAJAN EN LAS BANDAS DE 2 Y 4 GHE.

f_n : la frecuencia central del canal n en la mitad superior de la banda en MHz.

Por lo cual las frecuencias de cada canal estarán dadas por las siguientes relaciones:

$$f_n = f_q + (n-1) \Delta f \quad (\text{MHz})$$

mitad superior de la banda.

$$f_n = f_q - (n-1) \Delta f \quad (\text{MHz})$$

Donde n es igual a 1, 2, 3, 4, 5 y 6.

Se recomienda en el caso de que se haga la interconexión internacional todos los canales de ida estén situados en una mitad de la banda y todos los de retorno en la otra mitad.

En el caso de los canales R.L. adyacentes de una misma mitad de banda se utilice con preferencia y alternativamente, polarizaciones distintas, por ejemplo, como se muestra en la figura 6.13.

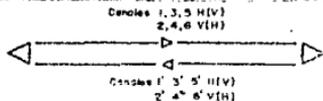


Fig. (6.13)

Particularmente cuando se utilicen antenas de doble polarización podrá adaptarse la disposición representada en la figura (6.14).

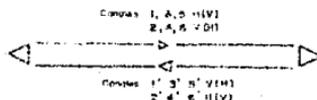


Fig. (6.14)

Para el caso de antenas comunes transmisión recepción donde se transmiten por una sola antena 3 canales radioeléctricos, como máximo, es preferible que las frecuencias de los canales se elijan empleando la combinación $n = 1, 3$ y 5 en las dos mitades de la banda, o la combinación $n = 2, 4$ y 6 , en las dos mitades de la banda.

Si es necesario emplear canales radioeléctricos adicionales intercalados con los de la disposición principal, el valor de la frecuencia central de estos canales radioeléctricos será 145 MHz, inferior al de las frecuencias correspondientes de los canales principales.

Con el objeto de reducir la interferencia en un sistema de repetido--res, los valores de la frecuencia central serán, preferentemente:

$f_0 = 1903$ MHz ó 2107 MHz, en la banda de 2 GHz. (ver nota abajo)

$f_0 = 4003.5$ MHz, en la banda de 4 GHz.

Previo acuerdo entre las administraciones interesadas podrán utilizar se otras frecuencias centrales.

NOTA: En ciertos países puede, convenir utilizar con frecuencia central,

$f_0 = 1932$ MHz en lugar de 1903 MHz

$f_0 = 2086.5$ MHz en lugar de 2101 MHz

Debemos considerar de que ciertos países, para los sistemas que trabajan en la banda de 4 GHz, se utilice la disposición de canales radioeléctricos descrita en el siguiente anexo. Conviene señalar la atención sobre el problema de la interconexión.

ANEXO: En la figura (6.15) se representa la disposición de canales radioeléctricos en una banda de 500 MHz, para 6 canales de ida y 6 de retorno, como máximo (Grupo 1), o para 6 de ida y 6 de retorno con disposición intercalada (Grupo 2), que comprenden cada uno hasta 1260 canales de voz,-

o su equivalente, trabajando en la banda de 4 GHz.

Esta disposición se obtiene como sigue:

Sea:

f_r : La frecuencia límite inferior de la banda de frecuencia ocupada, en MHz.

f_n : La frecuencia central del canal n en la parte de ida -- (vectorial)

f_n' : La frecuencia central del canal n' en la parte de retorno (ida) de esa banda en MHz.

Las frecuencias de cada canal (en MHz), se expresan por ende, mediante,

GRUPO 1

Canal de ida (retorno), $f_n = f_r - 50 + 80 n$ MHz.

Canal de retorno (ida), $f_n' = f_r - 10 + 80 n$ MHz.

donde $n = 1, 2, 3, 4, 5$ y 6 .

GRUPO 2

Canal de ida (retorno), $f_n = f_r - 70 + 80 (n + 6)$

Canal de retorno (ida), $f_n' = f_r - 30 + 80 (n + 6)$

donde $n = 7, 8, 9, 10, 11$ y 12 .

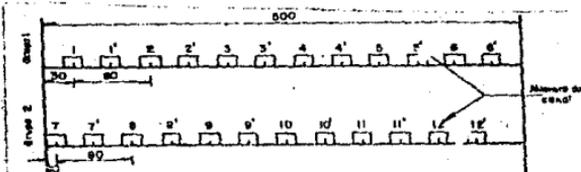


FIG. (615) DISPOSICIÓN DE LOS CANALES RADIOELÉCTRICOS PARA LOS GRUPOS 1 Y 2.

Los canales de ida y retorno de la sección en que se hace la conexión internacional se hallan en el mismo grupo y son canales adyacentes de ese

grupo.

En una sección cualquiera los canales de ida y los de retorno del mismo grupo utilizan la misma polarización.

En una sección dada los canales de cada grupo utilizan polarizaciones diferentes.

El valor de f_r es generalmente 3700 MHz.

NOTA: A reserva de acuerdo entre las administraciones interesadas se puede acomodar 1800 canales telefónicos en cada canal radioeléctrico, mediante el empleo de las frecuencias del grupo 1, o del grupo 2.

BANDA DE 4 GHz.
STANDART OTIC-2
HASTA 1800 CANALES

BANDA DE 4 GHz
REC. 382-2
DE 600 a 1800 CANALES
REC. 389-2
CANAL AUXILIAR.

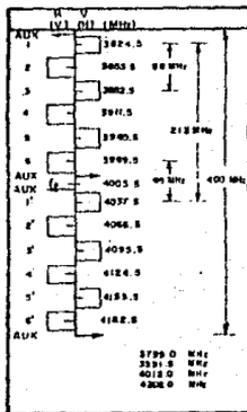
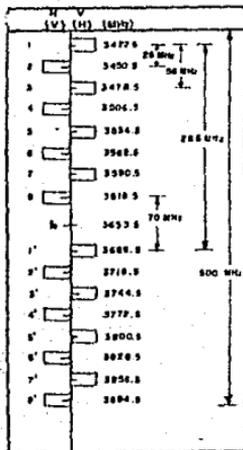


FIG. 16. DISTRIBUCION DE FRECUENCIAS PARA LOS CANALES DE R.F. EN LA BANDA DE 4 GHz.

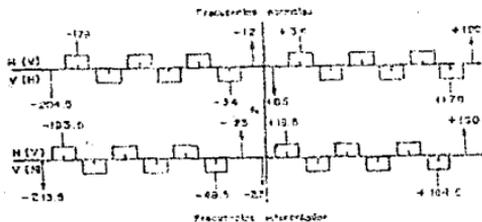


FIG. (6.3) a) DISPOSICION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS PRINCIPALES Y AUXILIARES QUE TRABAJAN EN LAS BANDAS DE 2 Y 4 GHz.

b) DISPOSICION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS PRINCIPALES Y AUXILIARES QUE TRABAJAN EN LA BANDA DE 6 GHz.

(6.5) Disposición de canales radioeléctricos de los sistemas repetidores de los sistemas repetidores para telefonía y televisión con una capacidad de 1800 canales de voz, o su equivalente que trabajan en la banda de 6 GHz. (Recomendación No. 398)

En la figura se muestra la disposición de canales radioeléctricos para la interconexión internacional de sistemas de repetidores radioeléctricos que trabajan en la banda de los 6 GHz.

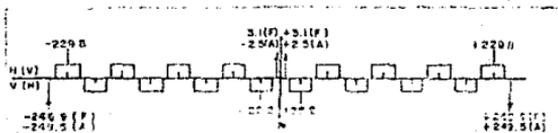


FIG. (6.4) DISPOSICION DE CANALES RADIOELECTRICOS EN LA BANDA DE 6 GHz.

BANDA DE 15 GHz.
 STANDAR DEL JAPON
 CAP. CARTA 2100 CANALES DE VOZ.

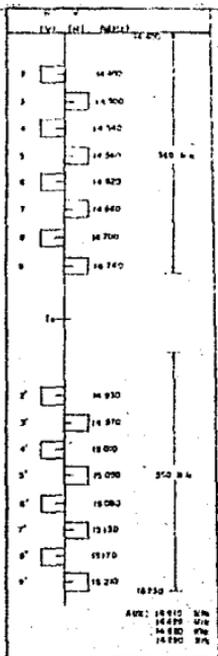


FIG. 1627 DISTRIBUCION DE CANALES
 DE A.F. EN LA BANDA DE
 15 GHz.

BANDA DE 17 CHS.
 REC. 387-2
 CAP. DE 600 A 1800 C.V.
 REC. 389-2
 CANAL AUXILIAR.

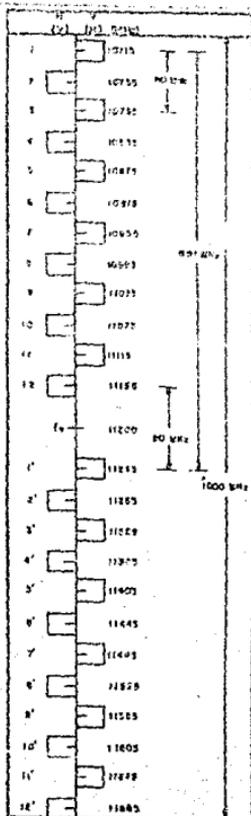


FIG. (6.18) DISTRIBUCION DE CANALES
 DE R.F. EN LA BANDA DE
 17 CHS.

BANDA DE 8 GHz.
 REF. 342-3
 CAR. 1900 CANALES DE VOZ.

BANDA DE 8 GHz.
 REF. 346-3
 CAR. 1900 CANALES DE VOZ.

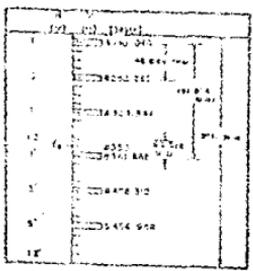
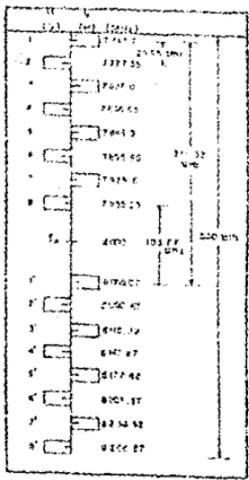


FIG. (342) DISTRIBUCION DE CANALES DE R.F. EN LA BANDA DE 8 GHz.

Que si se utilizan antenas comunes transmisión-recepción de doble polarización y se transmiten por una sola antena 4 canales radioeléctricos, - como máximo, es preferible que las frecuencias de los canales se elijan empleando la combinación $n = 2, 4, 6$ y 8 ; en ambas mitades de la banda (ver - nota 2).

Que debe ser necesario emplear canales radioeléctricos adicionales intercalados con los de la disposición principal, el valor de la frecuencia - central de éstos sea de 14.825 MHz inferior al de las principales frecuencias; en el caso de sistemas de 1800 canales, o su equivalente, es posible - que no puedan utilizarse frecuencias intercaladas debido a la anchura de - banda de la señal modulada.

Que en la misma arteria pueden obtenerse hasta 16 canales radioeléctricos de ida y 16 de retorno, cada uno de capacidad inferior ó igual a 600 canales de voz, si se usan los canales radioeléctricos adicionales al mismo tiempo que los de la disposición principal, en los canales radioeléctricos adyacentes de la misma mitad de la banda debieran utilizarse alternativamente polarizaciones distintas (ver la nota 3).

Que si bien la frecuencia central preferida debiera ser 61,750 MHz, - pueden utilizarse otras frecuencias centrales previo acuerdo entre las admnistraciones interesadas.

NOTA 1:

La disposición de frecuencias radioeléctricas indicadas en la figura - (6.19) es apropiada para una frecuencia intermedia de 70 MHz, así como para una frecuencia intermedia de 74.13 MHz, que permite el empleo, si se desean, de un oscilador común (14.82 MHz) para introducir todas las frecuencias de los osciladores locales del sistema.

NOTA 2:

Si se utilizan antenas comunes transmisión-recepción y se transmite - un máximo de 4 canales radioeléctricos por una sola antena, las frecuencias de los canales pueden escogerse de común acuerdo con las administraciones - interesadas, utilizando la combinación $n = 1, 3, 5$ y 7 en la parte inferior de la banda y $n = 2, 4, 6,$ y 8 en la parte superior. Si se utiliza una antena análoga para otros cuatro canales, pueden escogerse las frecuencias de los canales adoptando la disposición $n = 2, 4, 6$ y 8 en la parte inferior - de la banda y $n = 1, 3, 5$ y 7 en la parte superior, pero si sólo necesitan 3 canales suplementarios las frecuencias de los canales pueden escogerse -- adaptando la combinación $n = 2, 4$ y 6 en la parte de la banda inferior y -- $n = 3, 5$ y 7 en la parte superior, para evitar las dificultades ----- que se vayan presentando a lo largo de todo el proceso del sistema de de comunicación y su consecuente eficiencia en cuanto a todo.

Podemos señalar que esta nota contiene un-a serie de información bien característica en esta parte de nuestro -- desarrollo de frecuencial de este análisis de telecomucación.

De las figuras (6.21) - (6.22) se ilustran las distribuciones de canales ra dioeléctricos para otras bandas de frecuencias con capacidades diferentes - en canales de voz:

BANDA DE 6 GHz
 REC. 104-2
 CAP. 1200 a 2700 M.V.
 REC. 107-2
 CANAL AUXILIAR.

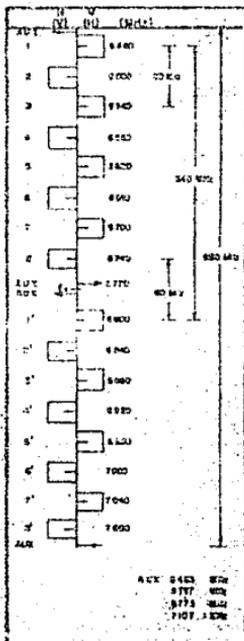


FIG. (622) DISTRIBUCION DE CANALES DE R.V.
 EN LA BANDA DE 6 GHz.



FIG. (623) a) DISPOSICION DE CANALES PARA ANTENAS DE UNA POLARIZACION.
 b) DISPOSICION DE CANALES PARA ANTENAS DE DOS POLARIZACIONES.

BANDA DE 7 CHZ
 REC. 385
 DE 60 A 300 C.V.

BANDA DE 7 CHZ
 REC. 385
 DE 60 A 300 C.V.

BANDA DE 7 CHZ
 STANDARD COMIEL
 PARA 560 CANALES DE VOZ.

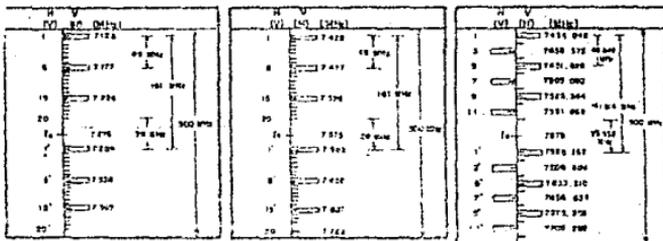


FIG. (624) DISTRIBUCION DE FRECUENCIAS DE R.F. PARA LA Banda DE 7 CHZ.

BANDA DE 5 GHz
 STANDARD DEL JAPON
 CAPACIDAD: 2700 CANALES

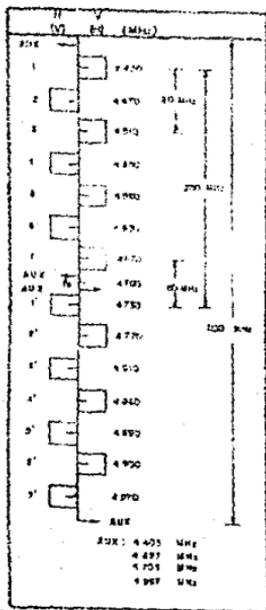


FIG. 16-21) DISTRIBUCION DE CANALES R.F. EN LA BANDA DE 5 GHz.

CONCLUSIONES.

-174-

Al inicio de este trabajo planteamos al objeto de -
conocer conceptos teóricos de comunicaciones, para posterior-
mente aplicarlos en la práctica, obteniendo principios expli-
cativos de esta parte de la Física.

Refiriendonos a las relaciones constantes e invariables de
los fenómenos involucrados, sabemos que la naturaleza está
escrita en lenguaje matemático, entendemos que hay una exi-
gencia rígida en su observación natural; pero resulta que
estas exigencias no siempre son tan rígidas por lo que a lo
largo del trabajo más bien trata una serie de principios -
explicativos de la realidad.

Los fundamentos de los sistemas de comunicación analó-
gica se expusieron de manera actualizada, como ejemplo de
ello tenemos la constante participación de términos de -
comunicación digital y sus grandes lazos con la analógica.

Espero que las generalidades, requerimientos, capacidad
de transmisión y el multiplexado por división de frecuencia
de los sistemas de comunicación analógica hayan quedado
comprendidos.

Los lectores de la tesis deben leerla toda, sugiriéndoles
que al encontrarnos conceptos que desconozcamos, los -
aclaremos de inmediato, ya sea por la bibliografía -

recomendada por vía de los profesores o con los propios compañeros alumnos.

El capitulado esta basado en una serie de experimentos que necesariamente requieren de la teoría correspondiente para lo cual la tesis proporciona una base sólida para la puesta en práctica de los sistemas de comunicación. Por lo que el tema se ha tratado con una amplia orientación práctica, así como por el asesoramiento de los profesores especializados en la materia.

A partir de la exposición teórica de la asignatura comunicaciones I nos dirigimos paulatinamente a la practica con el equipo apropiado para el análisis crítico de los fenómenos preponderantes y así poder comprenderlos, con la finalidad de trabajar con ellos y llegar al diseño de los sistemas multicitados.

La parte medular de la tesis se aclara más específicamente en el último capítulo, ya que ahí es donde podemos visualizar cual es el mecanismo de la Ingeniería en comunicaciones por el cual se pueden enviar hasta 2700 señales telefónicas utilizando optimamente el espectro electromagnético.

También es importante considerar el hecho de que para poder optimizar cualquier sistema de comunicaciones podemos dirigirnos directamente a los organismos que regulan estos sistemas, a nivel internacional: como el COMITE CONSULTIVO INTERNACIONAL DE RADIOCOMUNICACIONES (CCIR), y el COMITE CONSULTIVO INTERNACIONAL DE TELEFONIA Y TELEGRAFIA (CCITT).

Información que tenemos a nuestra disposición, en la biblioteca especializada de la Torre de Telecomunicaciones.

BIBLIOGRAPHY

1. Alber-Vidcotex: "Principles and practices".
Ed. Mc. Graw Hill. USA. 1976.
2. Candy "Signal Processing: The model-based Approach".
Ed. Mc. Graw Hill. USA. 1986.
3. Charin. "An introduction to Optical Fibers for Engineering and Physics".
Ed. Mc. Graw Hill, USA. 1986.
4. Cooper and Mc. Gallen. "Modern Communication and Spread Spectrum".
Ed. Mc. Graw Hill. USA. 1984.
5. Dogan and Tugal Osman. "Data Transmission: Analysis, Design and Applications".
Ed. Mc. Graw Hill, USA. 1985.
6. Bordick- "Understanding Modern Telecommunication".
Ed. Mc. Graw Hill. USA. 1985.
7. Swell. "Radar Transmitter System, Modulator and Sources".
Mc. Graw Hill. USA. 1986.
8. Freeman Roger. "Telecommunication Transmission".
Handbook. Ed. John Wiley and Sons. Inc. USA. 1983.
9. Finenakis Emanuel. "Manual of Satellite Communications".
Ed. Mc. Graw Hill. Maryland. USA. 1986.
10. Gerd E. Keiser: "Optical Fiber Communications".
Ed. M. CH. USA. 1987.
11. Hausher. "Communication System Engineering Handbook".
Ed. MGH. USA. 1986.
12. Herbert Taub. Schilling Donald. "Principles of Communication System".
ENGH. USA. 1984.
13. HOLLIS C. CHEN. "Theory of Electromagnetic Waves": A Coordination free
Approach. Ed. MGH. USA. 1985.

15. Krauss. "Antennas". Ed. M.G.H. USA. 1980.
16. Kennedy "Electronic Communication System". Ed. M.G.H. USA. 1936.
17. Lee Williams C. Y. Lee. "Mobile Communications Engeneering". EMGH. New Jersey. USA. 1986.
18. Lloyd Tenej. "Comunicación Electrónica" Ed. M.G.H. Méx. 1980.
19. Manuales del CCITT y del CCIR. Ginebra, 1986.
20. Mark T. Jeng. "Methods of Discrete Signal and System Analysis". E.M.G.H. USA. 1986.
21. Martin James. "Telecommunication and the Computer". Ed. Prentice Hall. USA. 1980.
22. Mischa Schwartz. "Information, Transmission, Modulation & Noise". EMGH. USA. 1987.
23. Morgan Nelson. "Talking Chips: IC Speear Synthesis". EMGH. USA. 1986.
24. Owen Frank F. E. "PCM and Digital Transmission System" Mc. Graw. USA.
25. Paititz "Telecommunication Digest" (A Byte Book)". EMGH. USA. 1987.
26. Pionus. Applied Electromagnetics. EMGH. USA. 1986.
27. Roab Louisa. "Diccionario para Ingenieros". CECOSA. México. 1987.
28. Smith Jack R. "Modern Communication Circuits". EMGH. USA. 1987.
29. Sharader Robert L. "Electronic Communication". EMGH. USA. 1985.
30. Tremaine M. Howard. "Audy Ciclopedia". Ed. Howard W. Sains & Co. Inc. USA. 1979.
31. Viterby and Olvera. "Principles of Digital Communication & Coding". EMGH. USA. 1986.

TESIS PROFESIONALES CONSULTADAS:

1. Alanis/Valle. "Enlaces de microondas"
UNAM E.N.E.P. ARAGON. México, 1986.
2. Pérez Baez José Luis. "Recepción de señales de satélites artificiales mediante TV". UNAM E.N.E.P. ARAGON, México. 1984.
3. Zaragoza/Martinez. "Consideraciones para el diseño de un sistema de comunicaciones de alta frecuencia". UNAM. E.N.E.P. ARAGON, México, 1986.