



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

Escuela Nacional de Estudios Profesionales "Aragón"

I N G E N I E R I A

**INTERFERENCIA ELECTROMAGNETICA EN
LOS SISTEMAS DE RADIOCOMUNICACION
QUE OPERAN EN LAS BANDAS DE
V H F Y U H F**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A N :

MOISES GILDARDO RAMIREZ RODRIGUEZ

FELIX BENITEZ CARREÑO

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



**ENEP
ARAGON**

DIRECTOR DE TESIS : INGENIERO BENITO ZUÑIGA VILLEGAS

México, D. F.

1993



Universidad Nacional
Autónoma de México



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.

FALTAN

PAGINAS

32-60-88-111

112-155-156

207-208

I N D I C E

Prefacio	1
--------------------	---

C A P I T U L O I G E N E R A L I D A D E S

I.1.- Radiación (Radioeléctrica)	3
I.2.- Emisión	3
I.2.1.- Emisión fuera de banda	3
I.2.2.- Emisión no esencial	3
I.2.3.- Emisión no deseada	3
I.2.4.- Clase de emisión	4
I.3.- Anchura de banda necesaria	4
I.3.1.- Anchura de banda ocupada	4
I.3.2.- Anchura de banda a "26-dB"	5
I.4.- Interferencia	6
I.4.1.- Interferencia admisible	6
I.4.2.- Interferencia aceptada	6
I.4.3.- Interferencia perjudicial	7
I.5.- Condiciones normales de operación	7
I.6.- SINAD	7
I.7.- Efecto de captura	8
I.8.- Potencia radiada efectiva (ERP)	9
I.9.- Atenuación requerida (AR)	10
I.10.- Rechazo fuera de canal	10
I.11.- Decibel	11
I.11.1.- Niveles de referencia y conversión	12
I.12.- Selectividad	13
I.13.- Sensibilidad	14
I.14.- Polarización	15

I.15.- Ganancia de antena	16
I.16.- Ondas radioeléctricas u ondas hertzianas	16
I.17.- Telecomunicación	16
I.18.- Radiocomunicación	16
I.19.- Compatibilidad electromagnética	16
I.20.- Filtros	17
I.20.1.- Formas de respuesta	17
I.20.2.- Definiciones de parámetros básicos	17
I.21.- Efectos del medio ambiente en la propagación	20
I.21.1.- Reflexión de las ondas	20
I.21.2.- Refracción de las ondas	21
I.21.3.- Difracción de las ondas	24
I.21.4.- Interferencia de las ondas	25
I.22.- Ruido	26
I.23.- Clasificación de los sistemas de comunicación	27
I.23.1.- Sistema simplex	27
I.23.2.- Sistema duplex	29
I.23.3.- Sistema con repetidor	29

C A P I T U L O I I
PROPAGACION DE LAS ONDAS ELECTROMAGNETICAS

II.1.- Introducción	33
II.2.- Métodos de propagación	33
II.3.- La ionósfera	38
II.3.1.- Propagación en la ionósfera	40
II.3.2.- Transmisión por saltos sucesivos	44
II.3.3.- Predicción ionosférica	44
II.3.4.- Disturbios en la propagación ionosférica	44
II.4.- Propagación en VHF y UHF	46
II.4.1.- Atmósfera estándar	47
II.4.2.- Atmósfera no estándar	49
II.5.- Dispersión troposférica	52
II.6.- Consideraciones de transmisión para las bandas de VHF y UHF	53
II.7.- Atenuación en el espacio libre	56

C A P I T U L O I I I
MODULACION EN AMPLITUD Y MODULACION ANGULAR

III.1.- Introducción	61
III.2.- Modulación en amplitud	62
III.2.1.- Modulación de doble banda lateral con portadora suprimida	62
III.2.2.- Modulación en amplitud clásica	64
III.2.3.- Potencia de banda lateral y de portadora	65
III.2.4.- Modulación de banda lateral única	67
III.2.5.- Generadores de señales de AM y DBLPS	68
III.3.- Modulación angular	72
III.3.1.- FM de banda angosta	76
III.3.2.- FM de banda ancha	77
III.3.3.- Potencia de la portadora y las bandas laterales de la modulación angular	83
III.3.4.- Generación de señales de FM	84

C A P I T U L O I V
TRANSMISOR Y RECEPTOR

IV.1.- Transmisor	89
IV.2.- Receptor superheterodino	95
IV.2.1.- Ventajas del receptor superheterodino	96
IV.2.2.- Elección de la frecuencia intermedia	96
IV.2.3.- Amplificador de RF	98
IV.2.4.- Mezclador	99
IV.2.5.- Amplificador de FI	99
IV.2.6.- Detector de envolvente	100
IV.2.7.- Control automático de ganancia	102
IV.2.8.- Amplificador de audio	103
IV.3.- Receptor de FM	104
IV.3.1.- Circuitos comunes	104
IV.3.2.- Amplificador de RF	104
IV.3.3.- Frecuencia intermedia y amplificador de FI	104
IV.3.4.- Limitador de amplitud	106
IV.3.5.- Demodulador	106
IV.3.6.- Desacentuación	108

C A P I T U L O V
INTERFERENCIA ELECTROMAGNETICA

V.1.- Introducción	113
V.2.- Elementos básicos de EMI	114
V.3.- Interferencia electromagnética intra-sistema e inter-sistema	115
V.3.1.- EMI intra-sistema	115
V.3.2.- EMI inter-sistema	117
V.4.- Fuentes de interferencia electromagnética	118
V.4.1.- Fuentes artificiales de EMI	118
V.4.2.- Emisores electromagnéticos incidentales	124
V.5.- Tipos de Interferencia electromagnética	126
V.5.1.- Interferencia de co-canal	126
V.5.2.- Interferencia de canal adyacente	128
V.5.2.1.- Intermodulación	128
V.5.2.2.- Desensibilización	131
V.5.3.- Interferencia fuera de canal	133
V.6.- Ruido de transmisor	136
V.7.- Frecuencia imagen	137
V.8.- Análisis de las interferencias	138
V.8.1.- Análisis de co-canal	138
V.8.2.- Análisis de canal adyacente	140
V.8.2.1.- Análisis de intermodulación por receptor	141
V.8.2.2.- Análisis de intermodulación por transmisor	146
V.8.2.3.- Análisis de la desensibilización	151

C A P I T U L O VI
DUPLEXERS Y COMBINADORES

VI.1.- Introducción	157
VI.2.- Necesidades de aislamiento	158
VI.3.- Aislamiento entre transmisor y receptor	161
VI.3.1.- Separación horizontal entre antenas	162
VI.3.2.- Separación vertical entre antenas	163
VI.3.3.- Empleo de un duplexer	164
VI.3.3.1.- Ventajas del uso del duplexer	164

VI.3.3.2.- Pérdidas a través del duplexer	166
VI.4.- Cavidad pasabanda	166
VI.4.1.- Factor Q de la cavidad	167
VI.4.2.- Duplexer pasabanda	169
VI.5.- Filtro rechazo de banda	172
VI.5.1.- Duplexer rechazo de banda	174
VI.6.- Otros tipos de duplexer	182
VI.6.1.- Combinador tipo cavidad	183
VI.6.2.- Combinador tipo pasabanda	183
VI.6.3.- Combinador tipo notch	185
VI.6.4.- Combinador tipo pasabanda/notch	187
VI.6.5.- Combinador de transmisor de baja pérdida	189
VI.6.5.1.- Combinador de transmisor de baja pérdida para intervalos de frecuencia pequeños	189
VI.7.- Circulador de ferrita	191
VI.8.- Desacoplador de ferrita	192
VI.9.- Acoplador híbrido	193
VI.9.1.- Combinador híbrido	194

C A P I T U L O V I I
C O N C L U S I O N E S Y S U G E R E N C I A S

VII.1.- Conclusiones	209
VII.2.- Sugerencias	210
VII.2.1.- Predicción de los efectos producidos por los sistemas	211
VII.2.2.- Elección del sitio	212
VII.2.3.- Administración del espectro	212
VII.2.4.- Efectos de la alta potencia	213

BIBLIOGRAFIA

P R E F A C I O

En la actualidad, existe un extenso empleo de los sistemas de comunicación de dos vías, los cuales son utilizados en todo el mundo, particularmente en áreas urbanas muy grandes, como la Ciudad de México, D. F., New York, Tokio, etc. Debido a esto, tienen el efecto de causar problemas de interferencia electromagnética (EMI). Dicha interferencia normalmente, causa degradación en la operación de los sistemas de comunicación y que a veces podría hacerlos inservibles. Cualquier forma de energía de radiofrecuencia (RF), no importa que sea natural o artificial y que afecte la operación normal del sistema, se considera como EMI. Tales interferencias pueden ser la intermodulación, la desensibilización del receptor, el ruido de transmisor, etc. La supresión de estos tipos de interferencia, es necesaria si deseamos darle un uso eficiente al espectro electromagnético.

La interferencia electromagnética es generada por diferentes fuentes; sin embargo, el presente trabajo esta enfocado en aquellos tipos que podemos encontrar en los sistemas de radiocomunicación que operan en las bandas de VHF y UHF. Algunos procedimientos prácticos serán ilustrados para su análisis y solución de estos problemas, para los sistemas ya existentes e incluso podemos considerarlo para sistemas que operarán a futuro.

La habilidad de un receptor para detectar señales de información débiles, esta determinada por su sensibilidad, la cual esta definida en términos de la intensidad de la señal de RF, requerida a la entrada para obtener un nivel de señal de audio estándar a la salida.

Los equipos receptores actuales son capaces de detectar niveles de señal tan débiles como, 0.25 μ V (-149 dBw). Esto por consiguiente, no es extraño que el sistema sea el medio por el cual la interferencia electromagnética es detectada. Por otro lado, estos sistemas de radiocomunicación están diseñados de tal forma que presenten menos problemas de interferencia.

Aunque el estudio de estos problemas de interferencia fueron realizados directamente a los sistemas de radiocomunicación móvil terrestre, la aplicación de esta teoría es universal; esto es, los conceptos presentados son aplicables a cualquier frecuencia utilizada en los sistemas de radiocomunicación.

Dicha interferencia es un tipo de contaminación ambiental que afecta al espectro de radiofrecuencia, el cual es un recurso natural disponible en forma limitada; ya que puede usarse una y otra vez por cualquier persona, pero su valor se va degradando debido a la contaminación. Así pues, se requiere la administración óptima de este recurso en beneficio de todos los usuarios; por lo que, son necesarios reglamentos técnicos y operacionales que limiten su uso; la Coordinación Nacional e Internacional que asegure una utilización libre de interferencias.

La expansión constante de radiocomunicaciones esperada en todos los países industrializados, hacen necesario tomar medidas para facilitar o posibilitar un uso adicional. Una estricta Administración Nacional de frecuencias que también sea capaz de tomar decisiones poco populares e imponerlas, es una ayuda indispensable, tanto más si los requerimientos del espectro aumentan.

Por lo anterior, principios generales de organización siempre son necesarios para permitir que las instalaciones de radio en todos los países puedan operar sin interferencias. Así, existen regulaciones especiales de radiocomunicación que han sido adoptadas al progreso técnico, mediante conferencias internacionales de administración de radio y en las cuales han considerado necesario utilizar racionalmente el espectro de radiofrecuencia mediante la limitación de la cantidad de frecuencias utilizadas y de los respectivos anchos de banda, principalmente. Además, todas las instalaciones radioeléctricas deben estar equipadas y ser operadas de modo que no produzcan interferencia perjudicial sobre otras radiocomunicaciones.

Las mencionadas conferencias son organizadas por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) con sede central en Ginebra, Suiza, la cual en términos generales se ocupa de todos los aspectos de telecomunicaciones internacionales, principalmente en cuanto a la planificación y coordinación de normas.

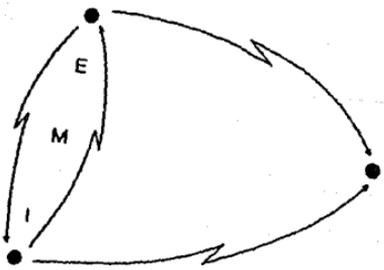
La tarea principal de la UIT es establecer reglas sobre procedimientos para todas las categorías de telecomunicaciones: conducción, emisión o recepción de señales, imágenes, caracteres o mensajes de cualquier naturaleza mediante alambre, radio, medios ópticos u otros medios electromagnéticos.

La UIT es un miembro de la Organización de las Naciones Unidas (ONU) y sus órganos permanentes en Ginebra, Suiza, comprenden el Comité Consultivo Internacional para Telegrafía y Telefonía (CCITT), la Junta Internacional de Registro de Frecuencias (IFRB) y el Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicaciones (CCIR).

En México, la encargada de regular la utilización del espectro electromagnético, es la Secretaría de Comunicaciones y Transportes (SCT), ella se encarga de asignar las frecuencias de operación, así como, determinar los parámetros técnicos y características necesarias para evitar con esto los problemas de EMI entre los sistemas adyacentes que operan en la misma banda o en lugares comunes.

Por otro lado, esperamos que este trabajo o información conduzca a una menor contaminación del espectro radioeléctrico y por lo tanto a un medio ambiente limpio.

CAPITULO I



GENERALIDADES

C A P Í T U L O I

GENERALIDADES

I.1.- Radiación (Radioeléctrica)

Flujo saliente de energía de una fuente cualquiera en forma de ondas electromagnéticas, o esta misma energía.

I.2.- Emisión

Radiación producida o producción de radiación por una estación transmisora radioeléctrica.

Por ejemplo, la energía radiada por el oscilador local de un receptor radioeléctrico no es una emisión, sino una radiación.

I.2.1.- Emisión fuera de banda

Emisión en una o varias frecuencias situadas inmediatamente fuera de la anchura de la banda necesaria, resultante del proceso de modulación, excluyendo las emisiones no esenciales.

I.2.2.- Emisión no esencial

Emisión en una o varias frecuencias situadas fuera de la anchura de banda necesaria, cuyo nivel puede reducirse sin influir en la transmisión de la información correspondiente. Las emisiones armónicas, parásitas, productos de intermodulación y productos de la conversión de frecuencia están comprendidos en las emisiones no esenciales, pero están excluidas las emisiones fuera de banda.

I.2.3.- Emisiones no deseadas

Conjunto de las emisiones fuera de banda y de las no esenciales.

1.2.4.- Clase de emisión

Conjunto de características de una emisión, a saber: tipo de modulación de la portadora principal, naturaleza de la señal moduladora, tipo de información que se va a transmitir, así como también, en su caso, cualesquiera otras características; cada clase se designa mediante un conjunto de símbolos normalizados. Por ejemplo, para las estaciones de radiodifusión comercial de AM, la clase de emisión es 8K00A3E, mientras que para la radiodifusión de FM, específicamente telefonía comercial es 12K5F3E ó 16K0F3E.

Donde los primeros cuatro símbolos representan el ancho de banda necesaria, el quinto símbolo representa el tipo de modulación (A= Doble banda lateral de Amplitud Modulada y F= Frecuencia Modulada), el sexto significa la naturaleza de la señal moduladora (3= Un sólo canal con información analógica) y el séptimo indica el tipo de información que se va a transmitir (E= Telefonía incluyendo la radiodifusión sonora).

1.3.- Anchura de banda necesaria

Para una clase de emisión dada, la anchura de la banda de frecuencias estrictamente suficiente para asegurar la transmisión de la información a la velocidad y con la calidad requerida en condiciones especificadas.

1.3.1.- Anchura de banda ocupada

Anchura de banda de frecuencias tal que, por debajo de su frecuencia límite inferior y por encima de su frecuencia límite superior, se emitan potencias medias iguales cada una a un porcentaje especificado $0/2$ de la potencia media total de una emisión dada.

En ausencia de especificaciones del Comité Consultivo Internacional de Radio (CCIR) para la clase de emisión considerada, se tomará un valor de $0/2$ igual a 0.5% (véase la figura I-1).

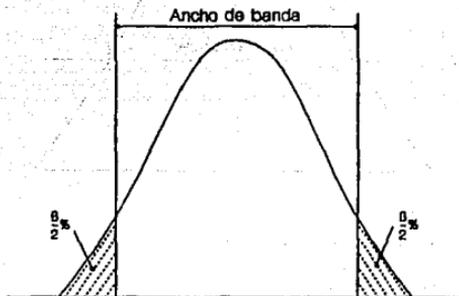


Figura I-1 Ancho de banda ocupada

I.3.2.- Anchura de banda a "26-dB"

Las aproximaciones del ancho de banda son a menudo utilizadas en las técnicas de medición. Para estas aproximaciones el ancho de banda es el ancho de la emisión en el cual se toma a 26 dB con referencia al pico máximo de la emisión, como se ilustra en la figura I-2. Esta figura, del ancho de banda podría no llevar una simple relación del "ancho de banda ocupado" real pero será eficaz para distinguir aquellas emisiones que como un resultado de su excesivo ancho de banda, son probables de interferir a aquellos canales adyacentes.

E N I

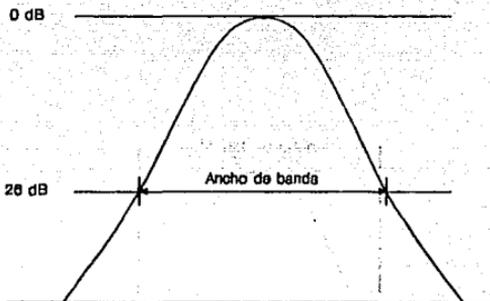


Figura I-2 Ancho de banda a "26-dB"

I.4.- Interferencia

Efecto de una energía no deseada debido a una o varias emisiones, radiaciones, inducciones o sus combinaciones sobre la recepción en un sistema de radiocomunicación, que se manifiesta como degradación de la calidad, falseamiento o pérdida de la información que se podría obtener en ausencia de esta energía no deseada.

I.4.1.- Interferencia admisible

Interferencia observada o prevista que satisface los criterios cuantitativos de interferencia y de compartición que figuran en las recomendaciones del CCIR o en acuerdos especiales, según lo previsto en el reglamento de radiocomunicación.

I.4.2.- Interferencia aceptada

Interferencia de nivel más elevado que el definido como interferencia admisible, que a sido acordado entre dos o más administraciones sin perjuicio para otras administraciones.

I.4.3.- Interferencia perjudicial

Interferencia que compromete el funcionamiento de un servicio de radionavegación o de otros servicios de seguridad, o que degrada gravemente, interrumpe repetidamente o impide el funcionamiento de un servicio de radiocomunicación.

I.5.- Condiciones normales de operación

Las condiciones normales de operación prevalecen cuando un receptor proporciona al menos 12 dB de SINAD a la salida en presencia del ruido ambiental de su entorno de operación. Para propósitos de estandarización, un receptor se define en funcionamiento bajo condiciones normales de operación cuando recibe, como mínimo, una señal deseada mínima (PMIN), en dBW, que es derivada del ruido ambiental del entorno en que el sistema operará. En la tabla I-1 se muestran los niveles de señal de ruido que deben ser considerados.

I.6.- SINAD

La sensibilidad se refiere a la habilidad de respuesta a las señales de nivel bajo. Sin embargo, se presenta un problema en la definición del término "respuesta". El nivel al cual el silenciador se libera no es aceptado, ya que el audio normalmente no es entendible a ese nivel. Por esta razón se ha adoptado la medición de 12 dB de SINAD como una forma estándar de determinar la sensibilidad del receptor. Varias pruebas subjetivas, han mostrado que una señal de audio de salida aceptable, se logra a un nivel de SINAD de 12 dB.

La medición de SINAD está determinada por la siguiente ecuación,

$$SINAD(dB) = 10 \log \frac{\text{señal} + \text{ruido} + \text{distorsión}}{\text{ruido} + \text{distorsión}}$$

Una prueba que se tenía previamente, fue la del método de "20 dB de silenciamiento", que determina el nivel de señal requerida para producir un nivel de audio/ruido de 20 dB. Este método, sin embargo, no toma en cuenta todos los ruidos y distorsiones del receptor generados internamente, y es por lo tanto, un cálculo inexacto que no refleja su funcionamiento.

Nivel de señal necesaria para obtener 12 dB de SINAD			
Banda de frec. (MHz.)	Area Rural Ruido Bajo	Area Suburbana Ruido Medio	Area Urbana Ruido Alto
25 - 138	-143 dBw (0.5 μ V)	-139 dBw (0.8 μ V)	-131 dBw (2.0 μ V)
138 - 406	-148 dBw (0.28 μ V)	-141 dBw (0.63 μ V)	-132 dBw (1.8 μ V)
406 - 806	-146 dBw (0.35 μ V)	-145 dBw (0.4 μ V)	-138 dBw (0.2 μ V)
806 - 3 000	-146 dBw (0.35 μ V)	-146 dBw (0.35 μ V)	-142 dBw (0.56 μ V)

Tabla I-1 Niveles de señal necesarios para las condiciones normales de operación

1.7.- Efecto de captura

El efecto de captura en el receptor FM, normalmente ayuda a prevenir la interferencia para evitar que las señales interferentes débiles de co-canal sean escuchadas, mientras la señal deseada esta siendo recibida. Sin embargo, próximo al área de servicio del receptor se puede presentar una fuerte señal proveniente de otro sistema que comparta el canal, la cual puede sobreponerse a la señal deseada.

El efecto de captura es el resultado de una señal que es 6 dB o mayor que otra señal de la misma frecuencia y así "captura" el receptor. Esta señal capturada puede ser la señal deseada, una señal radiada por un transmisor co-canal o aún por un transmisor fuera de canal que radia componentes de ruido en la frecuencia deseada.

Un receptor estándar de AM, por otro lado, requiere un margen de 40 dB para obtener el mismo efecto.

1.8.- Potencia radiada efectiva (ERP)

Producto de la potencia suministrada a la antena por su ganancia con relación a un dipolo de media onda en una dirección dada, ver figura I-3.

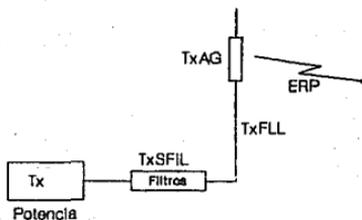


Figura I-3 Potencia radiada efectiva

$$ERP = 10 \log(Potencia) - TxSFIL - TxFLL + TxAG \dots \dots \dots (I.1)$$

E M I

Donde,

ERP.- Potencia radiada efectiva, dBw.

Potencia.- Potencia del transmisor, dBw.

TxSFIL.- Pérdidas totales por inserción en el transmisor, dB.

TxFLL.- Pérdidas de la línea de alimentación del transmisor, dB.

TxAAG.- Ganancia de la antena transmisora, dB.

I.9.- Atenuación requerida (AR)

La atenuación requerida es el valor a la cual la señal interferente debe ser atenuada para eliminarla. La siguiente fórmula es utilizada para su cálculo,

$$AR = PIN - PMIN + 6 \text{ dB} \dots \dots \dots (I.2)$$

Si $AR > 0$ condición de interferencia.

Donde,

AR.- Atenuación requerida, dB.

PIN.- Potencia interferente, dBw.

PMIN.- Señal mínima deseada en el receptor víctima, dB.

La atenuación adicional de 6 dB se toma en cuenta en el resultado final. Estos 6 dB ofrecen al receptor víctima, protección a un nivel de 6 dB de SINAD, que es un valor estándar para la interferencia perjudicial.

I.10.- Rechazo fuera de canal

El rechazo fuera de canal (OCR) es el valor de atenuación aplicado debido a la selectividad del receptor. La atenuación depende del valor absoluto de la diferencia de frecuencia (DFREC) entre la señal deseada y la interferente.

Estos valores se obtienen de acuerdo a la tabla I-2, siguiente:

Banda de Frec. (MHz)	Fórmula	DFREC. (MHz)
25 - 138	OCR= 0	0.0000- 0.0125
	OCR= 451.0 + 221.0 log DFREC	0.0125- 0.0200
	OCR= 81.1 + 3.9 log DFREC	0.0200- 0.5500
	OCR= 92.2 + 40.7 log DFREC	0.5500-10.0000
	OCR= 132.9	más de 10.0000
138 - 406	OCR= 0	0.0000- 0.0125
	OCR= 451.0 + 221.0 log DFREC	0.0125- 0.0200
	OCR= 85.5 + 6.3 log DFREC	0.0200- 0.4000
	OCR= 96.1 + 32.9 log DFREC	0.4000-10.0000
	OCR= 129.0	más de 10.0000
406 - 3 000	OCR= 0	0.0000- 0.0125
	OCR= 446.0 + 221.0 log DFREC	0.0125- 0.0200
	OCR= 73.6 + 1.4 log DFREC	0.0200- 0.4000
	OCR= 89.2 + 40.8 log DFREC	0.4000-10.0000
	OCR= 130.0	más de 10.0000

Tabla I-2 Cálculo del OCR en función de la banda de frecuencia

1.11.- Decibel

Una de las herramientas matemáticas importantes en comunicaciones es el decibel (dB). El decibel, es una medida de la razón entre dos potencias, por lo que es una unidad relativa a la potencia, un cambio de un decibel en el nivel de potencia es sólo detectable como un cambio del sonido bajo condiciones ideales. El número de decibelios correspondiente a una relación de potencias esta dada por la fórmula I.3.

El nomograma de potencia de la figura I-4 puede ser utilizado para la conversión de watts a dB,

$$dB = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \quad \dots \dots \dots (I.3)$$

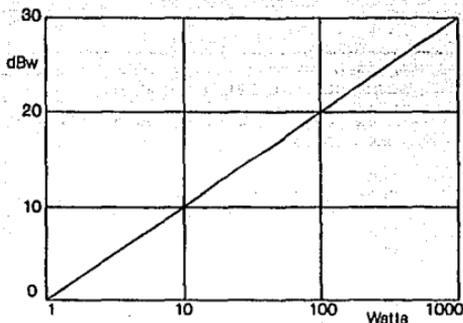


Figura I-4 Nomograma de potencia

1.11.1.- Niveles de referencia y conversión

Puesto que el decibel es una razón de dos cantidades, tiene que ser referido a un nivel en particular para que se obtenga un significado absoluto.

Algunos de los términos más comunes y de referencia que podemos encontrar en el campo de las comunicaciones son,

- dBW (Referido a 1.0 watt)
- dBm (Referido a 1.0 milliwatt)
- dBμV (Referido a 1.0 microvolt)
- dBμV/m (Referido a 1.0 microvolt por metro)

La figura I-5 es un diagrama a bloques conveniente para la conversión de los diferentes términos de dB,

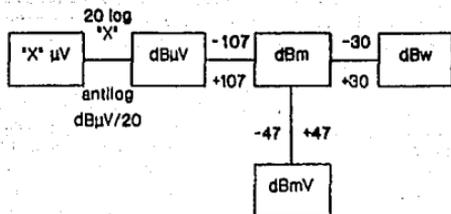


Figura I-5 Conversión de decibeles

I.12 Selectividad

La selectividad de un receptor es la capacidad de rechazar las señales indeseadas (adyacentes). Esta expresada como una curva, tal como la que se muestra en la figura I-6, que virtualmente exhibe la atenuación que el receptor ofrece a las señales de frecuencias adyacentes a aquella que es sintonizada.

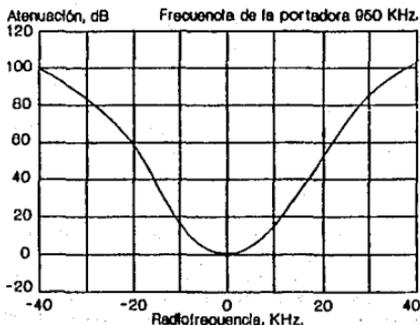


Figura I-6 curva característica de selectividad

De la gráfica podemos observar, que por ejemplo, a 20 KHz. abajo de la frecuencia sintonizada, una señal interferente tendría que ser 60 dB mayor que la señal deseada para mostrar la misma amplitud.

La selectividad varía con la frecuencia de recepción y comienza a disminuir cuando la frecuencia de recepción aumenta. En general, está determinada por la respuesta de la sección de FI, con los circuitos de entrada, mezclador y amplificador, que tienen una parte muy pequeña pero significativa. Debe observarse que es la selectividad la que determina el rechazo del canal adyacente del receptor.

I.13.- Sensibilidad

La sensibilidad de un receptor de radio es su capacidad de amplificar las señales débiles. A menudo se define en términos del voltaje que debe ser aplicado en las terminales de entrada del receptor para obtener una potencia de salida estándar, medida en las terminales de salida. Para los receptores de radiodifusión AM varias de las cantidades relevantes han sido normalizadas. Así, una onda senoidal de 400 Hz. modulada al 30% es utilizada y es aplicada al receptor a través de un circuito de acoplamiento patrón conocido como "Antena ficticia". La potencia de salida es de 50 mW y para todos los tipos de receptores el altavoz es sustituido por una carga resistiva de igual valor.

A menudo la sensibilidad se expresa en microvolt o en decibelios referidos a un volt, y medida entre el rango de frecuencia de sintonización del receptor. La figura I-7 muestra la curva de sensibilidad que varía sobre la banda de sintonización. A la frecuencia de 1 000 KHz., este receptor en particular tiene una sensibilidad de 12.7 μ V, o -98 dBV.

Los factores más importantes que determinan la sensibilidad del receptor superheterodino son la ganancia del amplificador de FI y del amplificador de RF. Desde luego, el factor de ruido también juega un papel muy importante. Los receptores portátiles pequeños y otros utilizados para la banda de radiodifusión únicamente podrían tener una sensibilidad alrededor de 150 μ V, mientras que la sensibilidad de los receptores de comunicación profesionales de buena calidad pueden ser menores a 1 μ V en la banda de HF.

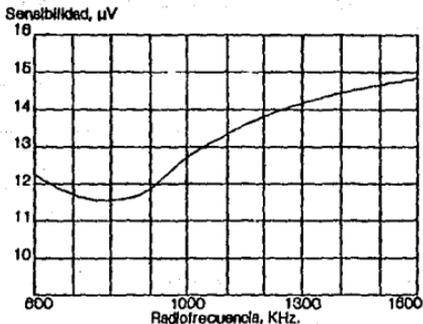


Figura I-7 Curva de sensibilidad de un receptor doméstico

I.14.- Polarización

La polarización se refiere a la orientación física de la onda radiada en el espacio. Las ondas se dice que están polarizadas (polarización lineal) si todas ellas tienen el mismo alineamiento en el espacio. En realidad, es una característica de la mayoría de las antenas, que la radiación que emiten es polarización lineal. Por ejemplo, una antena vertical radiará ondas cuyos vectores eléctricos sean verticales y permanecerán así en el espacio libre. Por otro lado, la luz emitida por fuentes incoherentes tal como la luz del sol o de un foco, tienen un arreglo casual del vector de campo eléctrico y se dice que están polarizados sin alguna proyección o fortuitamente.

La decisión de obtener la polarización según la posición del campo eléctrico no es tan arbitraria como podríamos pensar; esto hace que la dirección de la polarización sea la misma a la posición de la antena. Así, la antena vertical radiará ondas polarizadas verticalmente y similarmente la antena horizontal producirá ondas cuya polarización es horizontal.

También es posible que la radiación de la antena sea polarización circular o aún elíptica, lo cual significa que la polarización de la onda gira continuamente de manera similar como lo hace un sacacorchos.

1.15.- Ganancia de antena

La ganancia de la antena, es una comparación de la salida en una dirección dada de la antena en cuestión y una antena de referencia. A menos que se especifique otra cosa, la antena de referencia puede ser omnidireccional (irradia por igual en todas direcciones) o un dipolo. La mayor potencia irradiada en una dirección determinada, se obtiene a expensas de las otras direcciones.

1.16.- Ondas radioeléctricas u ondas hertzianas

Las ondas radioeléctricas u ondas hertzianas, son también denominadas ondas electromagnéticas, cuya frecuencia se fija convencionalmente por debajo de 3 000 GHz., que se propagan por el espacio sin guía artificial.

1.17.- Telecomunicación

Toda transmisión, emisión o recepción de signos, señales, escritos, imágenes, sonidos o informaciones de cualquier naturaleza por hilos, radioelectricidad, medios ópticos u otros sistemas electromagnéticos.

1.18.- Radiocomunicación

Toda telecomunicación transmitida por medio de las ondas radioeléctricas

1.19.- Compatibilidad electromagnética (EMC)

La compatibilidad electromagnética, es la condición que prevalece cuando un sistema de comunicación esta operando de acuerdo a su función de diseño, en un medio electromagnético común, sin causar o sufrir degradación inaceptable debido a la interferencia electromagnética inintencional o proveniente de otros sistemas localizados en el mismo entorno.

I.20.- Filtros

Un filtro se puede definir como un dispositivo que se coloca entre las terminales de un circuito eléctrico para modificar los componentes de frecuencia de una señal. Los filtros se pueden diseñar para que funcionen a partir de corriente continua hasta más allá de 10 GHz. Se clasifican según la respuesta en frecuencia, el tipo de filtro y la gama de frecuencias.

I.20.1.- Formas de respuesta

Los filtros se pueden clasificar en las cuatro categorías que siguen, sobre la base de la respuesta en frecuencia:

1. Los filtros pasabaja permiten el paso a los componentes de baja frecuencia (por lo común, a partir de la corriente continua) hasta una frecuencia de corte especificada y presentan una alta atenuación por encima de ese punto de corte.

2. Los filtros pasaalta rechazan las frecuencias que van desde la corriente continua hasta una frecuencia de corte y dejan pasar los componentes por encima de ese punto de corte.

3. Los filtros pasabanda dejan pasar las frecuencias que están dentro de una banda dada y rechazan los componentes fuera de esa banda.

4. Los filtros de rechazo de banda suprimen las frecuencias que están dentro de una banda dada y dejan pasar los componentes de fuera de dicha banda.

Hasta cierto punto, estas descripciones son ideales puesto que en los filtros reales hay una región de transición entre el pasabanda y la región de alta atenuación (supresión de banda). En la figura I-8 se muestran curvas típicas de filtros para cada una de las cuatro categorías.

I.20.2.- Definiciones de parámetros básicos

Además de las formas básicas de los filtros se debe familiarizar con la terminología que sigue y que se usa para describir o designar filtros,

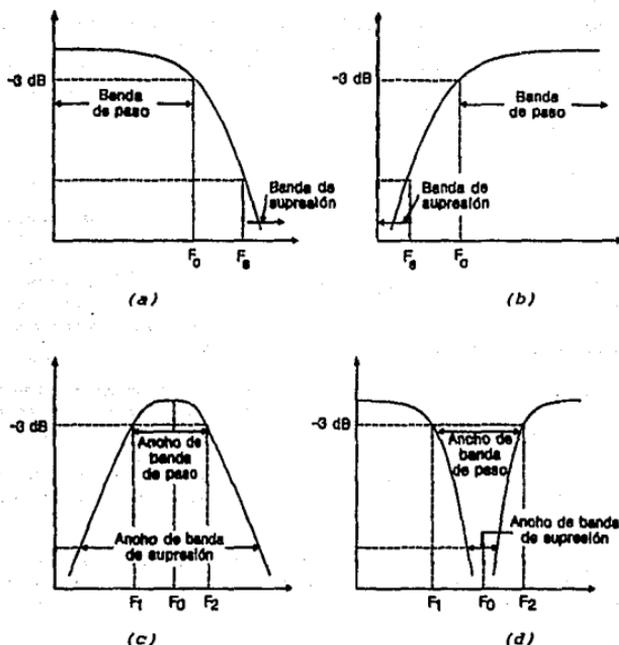


Figura I-8 Formas de respuesta de filtros. a) Pasabaja; b) Pasa banda alto; c) Pasabanda; d) Rechazo de banda

a) Frecuencia de corte (F_c). - La frecuencia de corte define el límite de pasabanda y por lo común corresponde a 3 dB de atenuación. Mientras que los filtros pasabaja y pasaalta tienen sólo una frecuencia de corte, los filtros de pasabanda y rechazo de banda tienen dos frecuencias de corte.

b) Frecuencia central (F_0).- Los filtros de pasabanda son geoméricamente simétricos, o sea, simétricos entorno a una frecuencia central cuando se traza en papel para gráficas lineales logarítmicas con la frecuencia en el eje logarítmico. La frecuencia central se puede calcular por medio de,

$$F_0 = \sqrt{F_1 F_2}$$

Donde,

F_1 .- Frecuencia de corte inferior.

F_2 .- Frecuencia de corte superior.

c) Frecuencia de corte de rechazo de banda (F_R).- El pasa banda y el filtro de rechazo de banda están separados por una banda de transición. F_R , es la frecuencia a la que se especifica la atenuación mínima que se requiere.

d) Factor de selectividad (Q).- El factor de selectividad es la razón de la frecuencia central de un filtro de pasabanda al ancho de banda de 3 dB. Si F_1 y F_2 corresponden al punto superior e inferior de 3 dB, el factor de selectividad se podrá expresar como sigue,

$$Q_0 = \frac{F}{F_2 - F_1}$$

e) Factor de forma (SF).- El factor de forma es la razón del ancho de banda de supresión al ancho de banda de paso de los filtros pasabanda. El ancho de banda de paso se suele medir en los puntos de 3 dB y el ancho de banda de supresión se mide en puntos dados de atenuación, tales como 40 dB.

f) Pérdidas por inserción (IL).- Las pérdidas por inserción es la reducción (medida en dB) a la salida de un filtro, en comparación con el nivel medido en las mismas terminales, antes de la inserción del filtro.

I.21.- Efectos del medio ambiente en la propagación

Cuando la propagación de las ondas electromagnéticas se consideran cercanas a la superficie terrestre, varios fenómenos deben ser tomados en cuenta, los cuales no se presentan en el espacio libre. Así, las ondas serán reflejadas por la superficie terrestre, montañas y edificios. Serán refractadas a medida que pasan a través de las capas atmosféricas, las cuales tienen diferentes densidades o diferentes grados de ionización.

También, las ondas electromagnéticas podrían ser difractadas entorno a objetos altos y masivos. Podrían aún interferirse unas a otras, cuando dos ondas de la misma fuente conocida y después de viajar por diferentes trayectorias. Finalmente las ondas podrían ser atenuadas a diferentes grados.

I.21.1.- Reflexión de las ondas

Existe mucha similitud entre la reflexión de la luz producida por un espejo y la reflexión de las ondas electromagnéticas por un medio conductor. En ambos casos, el ángulo de reflexión es igual al de incidencia, como se ilustra en la figura I-9.

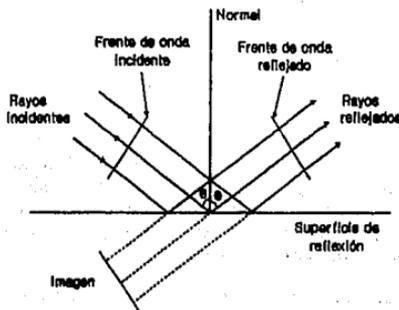


Figura I-9 Reflexión de las ondas

La comprobación de la igualdad de los ángulos de reflexión y de incidencia resulta de la correspondiente "segunda ley de la reflexión" de la luz. Ambas están basadas en el hecho de que las ondas incidente y reflejada viajan a la misma velocidad. Existe todavía otra similitud de la reflexión de la luz por un espejo. Alguien, quien haya estado en una barbería en la cual esta presente un espejo detrás, así como un segundo enfrente, ha observado no solamente un enorme número de imágenes, sino que también presenta una reducción en su nitidez- progresivamente. Como podría haber sido esperado, esto es debido a alguna absorción en cada reflexión; esta situación es idéntica en las ondas de radio. El coeficiente de reflexión " η " está definido como la relación de la intensidad del campo eléctrico de la onda reflejada y la onda incidente. Es unitaria para un conductor perfecto y menor a la unidad para una superficie conductora práctica. La diferencia es el resultado de la absorción de la energía (y así como por su propagación) de la onda producida por el conductor imperfecto.

1.21.2.- Refracción de las ondas

Como con la luz, la refracción tiene lugar cuando las ondas electromagnéticas pasan de un medio de propagación a otro, los cuales tienen diferentes densidades. Esta situación causa que el frente de onda adquiere una nueva dirección en el segundo medio, y es provocado por la diferencia de velocidad de la onda en el segundo medio. El caso más simple de la refracción, respecto a dos medios fuertemente definidos, se muestra en la figura I-10.

Considere el caso de la figura I-10 en donde la onda se propaga desde el medio A al medio B denso y los rayos incidentes chocan con la frontera a algún ángulo diferente de 90° . El frente de onda P-Q muestra el instante cuando llega al límite entre los dos medios y el frente de onda P'-Q' exhibe el instante justamente cuando finaliza el recorrido y se encuentra en el medio denso. Mientras tanto, el rayo b ha recorrido el medio raro totalmente y ha cubierto la distancia Q-Q', proporcional a su velocidad en ese medio. En el mismo tiempo el rayo a, el cual se propaga en el medio denso ha recorrido la distancia P-P'. Esta es más pequeña que Q-Q' a causa de que la velocidad es más pequeña en el medio denso. Mientras que los rayos han recorrido en cada medio estas distancias, como se muestra en la figura I-10; el frente de onda ha sufrido una desviación en su propagación.

EN I

La relación entre el ángulo de incidencia y el ángulo de refracción θ' podría ser calculado con la ayuda de la trigonometría y la geometría simple. Considere los dos triángulos de ángulos rectos PQO' y $PP'Q'$, tenemos que,

$$OQO' = \theta \quad \text{y} \quad P'Q'P = \theta' \quad \dots \dots \dots (I-4)$$

Por lo tanto,

$$\frac{\sin \theta'}{\sin \theta} = \frac{P'Q'/PQ'}{OQ'/PQ'} = \frac{P'P'}{OQ'} = \frac{v_B}{v_A} \quad \dots \dots \dots (I-5)$$

Donde,

- v_A .- Velocidad de la onda en el medio A
- v_B .- Velocidad de la onda en el medio B

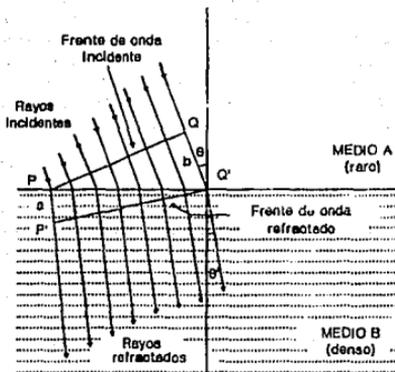


Figura I-10 Refracción en un plano definido entre dos medios

El factor de velocidad de una sustancia dieléctrica es $v_e = \sqrt{1/K}$. Sustituyendo ésta, en la ecuación (1-5) tenemos,

$$\frac{\sin \theta'}{\sin \theta} = \sqrt{\frac{K}{K'}} = \frac{1}{\mu}$$

Donde,

- K .- Constante dieléctrica del medio A
- K' .- Constante dieléctrica en el medio B
- μ .- Índice refractivo.

Observe, una vez más, que la constante dieléctrica es exactamente 1 para el vacío y muy cercana a la unidad para la atmósfera.

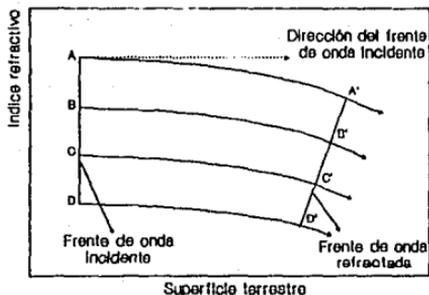


Figura 1-11 Refracción en un medio que presenta una densidad linealmente decreciente

E N I

Si el cambio de la densidad es gradual, la situación es más compleja todavía, pero la refracción aún tiene lugar, tal como lo ilustra la figura I-10 en donde las ondas electromagnéticas viajan desde un medio raro a uno denso y así son refractadas hacia la normal. Sin embargo, si se presenta un cambio lineal en la densidad (en lugar de un cambio repentino) los rayos serán desviados más allá de la normal, como se muestra en la figura I-11.

Este fenómeno aumenta en la atmósfera, en donde la densidad atmosférica cambia (muy ligeramente y lineal) con la altura. Resultado de la poca refracción que tiene lugar aquí, las ondas presentan una pequeña curvatura en lugar de viajar en línea recta estrictamente y el horizonte radioeléctrico es de tal forma incrementado.

I.21.3.- Difracción de las ondas

Cuando un rayo de luz incide sobre un cuerpo opaco se produce una zona de sombra, cuya área transversal decrece con la distancia al cuerpo. Este fenómeno, que se conoce como difracción, también se manifiesta en la propagación de las ondas electromagnéticas, cuando inciden sobre cuerpos o superficies dieléctricas de dimensiones limitadas, como montañas, construcciones, árboles o la superficie terrestre. Cuando una onda incide sobre un obstáculo de este tipo, la dirección de propagación sufre flexiones en los límites del cuerpo, dando origen a dos zonas características, la zona de difracción y la zona de sombra.

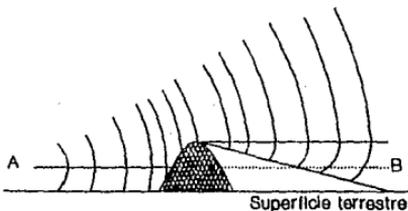


Figura I-12 Difracción en un obstáculo

Entonces es fácil apreciar que en la zona de difracción puede detectarse energía de una onda emitida, en un punto que no guarda línea de vista con el de detección. La figura I-12 muestra éste fenómeno. Aunque los puntos A y B no establecen línea de vista, basta que el punto B se encuentre en la zona de difracción, para que en él pueda detectarse energía de la onda emitida en A. Este fenómeno es aprovechable cuando hay que establecer enlaces entre puntos obstaculizados, o bien entre puntos transhorizonte.

El fenómeno de difracción es función de la frecuencia de la onda emitida, acentuándose en las frecuencias bajas y disminuyendo paulatinamente a medida que se aumenta la misma.

I.21.4.- Interferencia de las ondas

Esto ocurre cuando dos ondas que provienen de la misma fuente y que viajan por diferentes trayectorias para arribar al mismo punto, esto se presenta muy a menudo en la propagación de las ondas de alta frecuencia por onda de cielo y en microondas en la propagación por onda de espacio. Esto se incrementa cuando la antena de microonda esta localizada cerca de la superficie terrestre y las ondas alcanzan en punto de recepción no sólo por la onda directa, sino también por la onda reflejada por la superficie terrestre. La figura I-13 muestra este fenómeno.

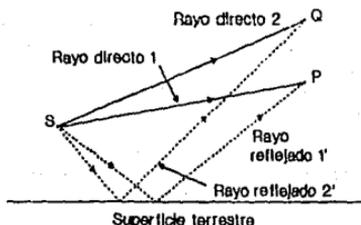


Figura I-13 Interferencia entre los rayos directo y reflejado

Es obvio que la trayectoria de la onda directa es más pequeña que la trayectoria de la onda reflejada. A una determinada frecuencia y a una altura de antena con respecto a la superficie terrestre podría ser que la diferencia entre las trayectorias 1 y 1' sea exactamente media longitud de onda. Esto producirá entonces, una cancelación total en el punto de recepción P si la tierra es un conductor perfecto y una cancelación parcial para un conductor imperfecto.

I.22. - Ruido

En el proceso de transmisión las señales siempre se van mezclando con otras ajenas. En realidad, cualquier proceso impuesto sobre alguna señal tiende a introducir perturbaciones indeseables que se conocen como ruido; por lo tanto, el ruido es una señal indeseada (interferencia), sin relación alguna con la señal deseada.

Existen varias fuentes de ruido, que en general pueden clasificarse como:

- a) Ruido producido por el hombre.
- b) Perturbaciones naturales y erráticas que ocurren irregularmente.
- c) Ruido de fluctuación, que se presenta dentro de los sistemas físicos.

El ruido producido por el hombre ó ruido artificial, se debe a la recepción de las señales indeseadas provenientes de otras fuentes tales como contactos defectuosos, artefactos eléctricos, radiación por ignición y alumbrado fluorescente; tal ruido siempre puede evitarse eliminando la fuente que lo produce. Las dos últimas fuentes de ruido no tienen origen humano.

El ruido natural errático puede proceder de relámpagos, tormentas eléctricas en la atmósfera, ruido intergaláctico ó disturbios atmosféricos en general.

El ruido de fluctuación tampoco es humano y aparece dentro de sistemas físicos debido a fluctuaciones espontáneas como: el movimiento térmico ó movimiento Browniano de los electrones libres

dentro de un resistor; la emisión (aleatoria) de electrones en válvulas al vacío; la generación aleatoria, recombinación y difusión de portadores (huecos y electrones) en semiconductores. Básicamente, existen dos tipos importantes de ruido de fluctuación, que son: el ruido de disparo (shot noise) y el ruido térmico, los cuales son las interferencias de ruido más comunes en los sistemas de radiocomunicación.

El ruido de disparo se produce en dispositivos con tubos al vacío y con semiconductores. En los tubos al vacío este tipo de ruido se debe a la emisión aleatoria del cátodo. En dispositivos con semiconductores su causa está en la difusión aleatoria de portadores minoritarios y la generación aleatoria y recombinación de los portadores huecos-electrones.

El ruido térmico es un fenómeno asociado con el movimiento errático de los electrones libres en los conductores. Debido a su energía térmica cada electrón libre dentro de un conductor está en movimiento; la trayectoria del movimiento de un electrón es aleatoria debido a sus colisiones con la estructura del conductor. Cada uno de estos electrones es, en sí, una pequeñísima corriente eléctrica y la suma de todas ellas da por resultado una señal cuya componente continua es cero (evidentemente, pues de otra manera las cargas polarizarían en forma espontánea al conductor), y la componente alterna depende de la temperatura del conductor, pues la velocidad promedio de los electrones es proporcional a la temperatura absoluta. Esta componente alterna fue observada, por primera vez, en los laboratorios Bell por J. B. Johnson en 1927; por esto, al ruido térmico también se le ha llamado ruido de Johnson.

I.23.- Clasificación de los sistemas de comunicación

Los sistemas se pueden clasificar de acuerdo a su modo de operación.

I.23.1.- Sistema simplex

Simplex se refiere al tipo de operación en donde la comunicación puede tener lugar en una sola dirección.

B H I

Normalmente, una sola frecuencia es utilizada. Este tipo de sistema se ilustra en la figura I-14.

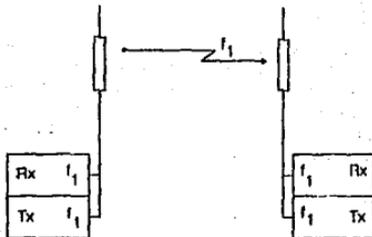


Figura I-14 Sistema simplex

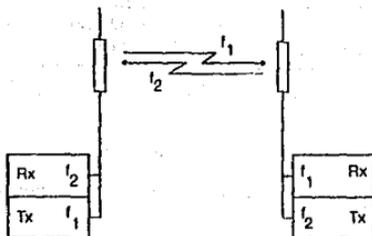


Figura I-15 Sistema simplex con dos frecuencias

La operación simplex con dos frecuencias, emplea dos diferentes frecuencias una de las cuales es de transmisión y la otra de recepción, pero nuevamente la comunicación ocurre en una sola dirección. Esto se ilustra en la figura I-15.

I.23.2.- Sistema duplex

Un sistema duplex emplea dos diferentes frecuencias y puede transmitir y recibir simultáneamente. La operación duplex se muestra en la figura I-16.

En un sistema semiduplex, una estación es equipada para operar en duplex, y la otra opera en simplex con dos frecuencias representándose de la misma forma como el sistema duplex.

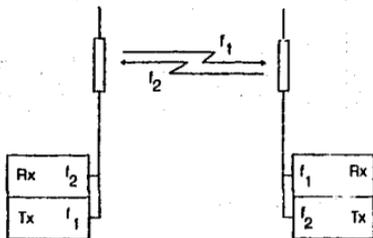


Figura I-16 Sistemas duplex y semiduplex

I.23.3.- Sistema con repetidor

Un sistema repetidor es similar en concepto a un sistema de dos líneas y se emplea para proporcionar una mejor cobertura que la que puede ser lograda con una estación base normal. La estación repetidora utiliza dos frecuencias una de recepción y la otra de transmisión.

E. M. I

Cuando el repetidor es activado por una base o móvil remota, la señal recibida es retransmitida simultáneamente o repetida por el transmisor. Las estaciones remotas usan el mismo par de frecuencias como el repetidor pero sus funciones de transmisión y recepción son inversas. Aunque el modo de operar es duplex, el sistema es, sin embargo, simplex, puesto que la base y móvil normalmente no pueden transmitir ni recibir simultáneamente. Esto se ilustra en la figura I-17.

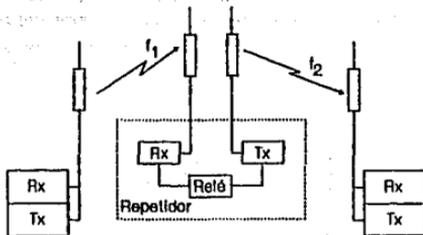
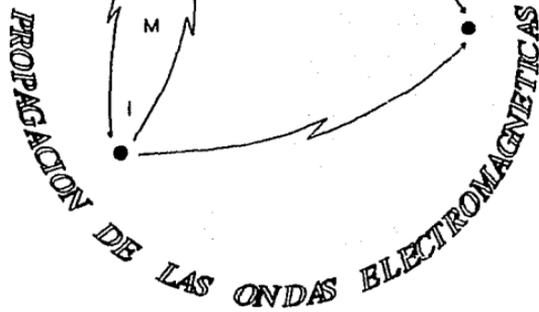


Figura I-17 Sistema con repetidor

CAPITULO II



C A P I T U L O I I

PROPAGACION DE LAS ONDAS ELECTROMAGNETICAS

11.1. - Introducción

Este capítulo tratará sobre el efecto que provoca la tierra y su atmósfera circundante, en la propagación de las ondas electromagnéticas para la radiocomunicación (ondas de radio).

Los factores que afectan dicha propagación son numerosos y diversos en naturaleza y, dependen tanto de los fenómenos meteorológicos como extraterrestres, del cual no se tiene una teoría de propagación exacta. La ingeniería práctica depende mucho de los efectos observados en los sistemas previos y de la información detallada proporcionada por las fuentes meteorológicas. La teoría es así formada en un alto grado por cartas y de procedimientos rutinarios basados sobre experiencias prácticas.

La principal consideración en esto es el efecto del medio ambiente en el cual la propagación tiene lugar en una forma bastantemente física, no matemática. Los diferentes modos de propagación pueden ser divididos fácilmente en función de los acuerdos internacionales de las bandas de frecuencia, como se muestra en la tabla II-1. Debe ser notado que esta es una separación de frecuencias arbitraria.

11.2.- Métodos de Propagación

La forma más simple de la propagación es aquella que se presenta en el espacio libre, la cual no puede ser posible en la práctica debido a la presencia de la tierra y las imperfecciones de la atmósfera, pero que nos da una referencia útil para las condiciones reales de la propagación. La atenuación en el espacio libre entre dos radiadores isotrópicos separados en una distancia d y radiando energía a una longitud de onda λ , esta dada por la siguiente ecuación,

$$\text{Atenuación} = 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right) \dots \dots \dots (11.1)$$

Frecuencia MHz.	Banda	Mecanismo de Propagación	Sistemas
0.003 - 0.03	VLF	Tierra-Ionosfera como guía de onda	Mundial, Militar Navegación
0.03 - 0.3	LF	Onda de Superficie	Transmisión estable, distancias superiores a 1500 Km
0.3 - 3	MF	Onda de Superficie y Onda de Cielo	Radiodifusión, banda de onda media sujeta a desvanecimiento.
3 - 30	HF	Onda de Cielo	Onda Corta. 3-6 Mhz continental; 6-30 Mhz intercontinental, en distancias de salto. Móvil Terrestre. Mar-Tierra.
30 - 300	VHF	Onda de Dispersión y Onda de Cielo.	Línea de vista a distancias cortas. 50 Mhz Onda de Cielo
300 - 3000	UHF	Onda de Dispersión y Onda de Cielo.	Línea de vista a distancias cortas. 500 Mhz Dispersión troposférica.
3000 - 30000	SHF	Microondas	Comunicación de vehículo espacial. Enlaces de Satélites retransmisores.
30000-300000	EHF	Ondas Milimétricas	Enlaces por línea de vista milimétricas de los satélites.

Tabla II-1 Espectro radioeléctrico y regiones de propagación

En general, esta atenuación será modificada por las propiedades de la atmósfera a través de la cual, o la tierra sobre la cual las ondas de radio son transmitidas, y ésta normalmente toma la forma de un factor de corrección el cual es sumado a la ecuación II.1. Las ondas de radio son transmitidas en el espacio libre de modo que sus frentes de onda son esféricos y sus radios se expanden continuamente. En tales ondas se puede asumir que viajan en línea recta como se indica en la figura II-1. El principio del rayo óptico puede entonces ser aplicado para determinar su trayectoria de propagación, pero no debemos perder de vista la forma esférica natural de las ondas (la atenuación en el espacio libre es debido a la expansión del frente de onda y la distribución de potencia en grandes áreas).

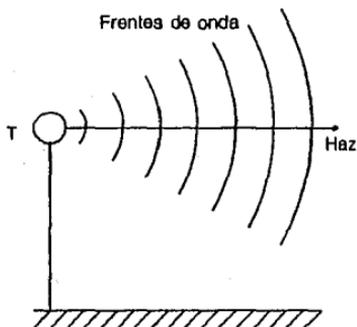
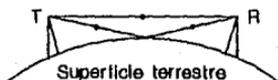


Figura II-1 Rayo óptico teórico

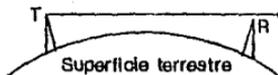
Si ahora consideramos el caso práctico de la propagación terrestre, será obvio de la figura II-2, que un transmisor y un receptor ubicados en la superficie terrestre y que si pudiéramos dibujar esa línea directa entre ellos, la señal sería recibida. Además, de esta onda directa puede existir otra onda reflejada que

llega al receptor después de la reflexión que sufre debido a la superficie terrestre. Estas componen la onda de espacio, es decir,

Onda de espacio= Onda directa + Onda reflejada por la tierra



(a)



(b)

Figura 11-2 Trayectoria sobre la curvatura terrestre, (a) horizonte óptico, (b) más allá del horizonte óptico

Si a pesar de esto, la separación entre el transmisor y el receptor es tal que la curvatura de la tierra imposibilita la línea de vista, entonces la onda de espacio no se puede recibir. Sin embargo, la propagación es posible todavía más allá del horizonte debido a las dos formas importantes que son la onda de superficie y la onda de cielo. La onda de superficie está producida por la energía que viaja cercana a la tierra y guiada por la curvatura terrestre parecido a una onda electromagnética que es conducida por una línea de transmisión. Este es el fenómeno de difracción.

Las ondas directa, reflejada y de superficie (ó difractada) podrían presentarse al mismo tiempo, y no es necesario considerarlas por separado. La combinación es conocida como la onda de tierra ó troposférica. La troposfera se encuentra dentro de la región de 10 Km. de la superficie terrestre como se muestra en la figura II-3.

Onda de tierra= Onda de superficie + Onda de espacio

La onda de cielo (ionosférica), como puede ser observada en la figura II-3, depende de la propagación de las ondas en una dirección ascendente, siendo dirigidas hacia una capa eléctricamente cargada en el interior de la atmósfera llamada ionosfera, y reflejada hacia la tierra. La ionósfera se extiende de 100 a 400 Km. sobre la superficie terrestre aproximadamente.

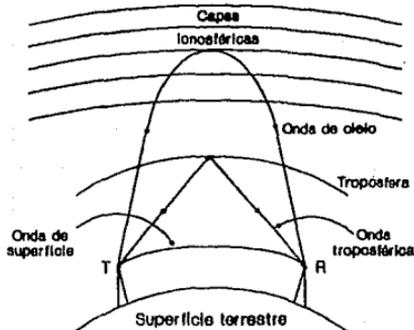


Figura II-3 Propagación más allá del horizonte

Hay todavía otra forma de propagación más allá del horizonte que comienza a ser tan importante comparable a la onda de cielo en algunos enlaces de comunicación. Esta es la llamada onda de dispersión y resulta de la reflexión de las ondas debido a los cambios turbulentos en la constante efectiva de la troposfera o ionosfera.

II.3.- La Ionosfera

La ionosfera es formada por la radiación de rayos X y ultravioleta provenientes del sol, los cuales ionizan las moléculas de la atmósfera. Aunque los iones y electrones están indudablemente presentes a lo largo de toda la región la cual está situada entre los 250 - 350 Km. de la superficie terrestre, se ha encontrado que existen diferentes capas en las cuales la densidad de ionización alcanza un máximo. Estas capas están designadas por las letras D, E y F de acuerdo a la altura, como se puede observar en la figura II-4. A veces la capa F se divide en dos capas llamadas F_1 y F_2 . La distribución real de la densidad de ionización varía de acuerdo a las condiciones del día, mes, año y la localización geográfica.

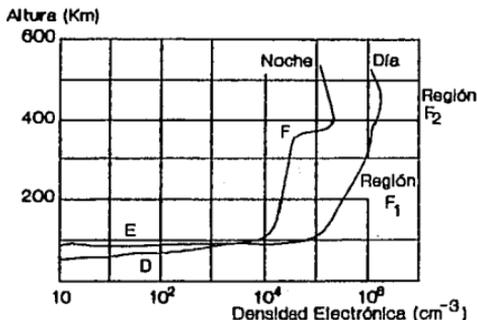


Figura II-4 Densidad electrónica/lón de la ionósfera

En general, se presentan dos efectos en las ondas de radio que se propagan en la ionosfera:

a) **Doblez de refracción.**- Debido al cambio del índice de refracción con el grado de ionización a frecuencias menores al valor crítico de la onda, estas pueden ser desviadas o retornadas hacia la tierra, (ver figura II-5). Este fenómeno es asociado a las capas E y F.

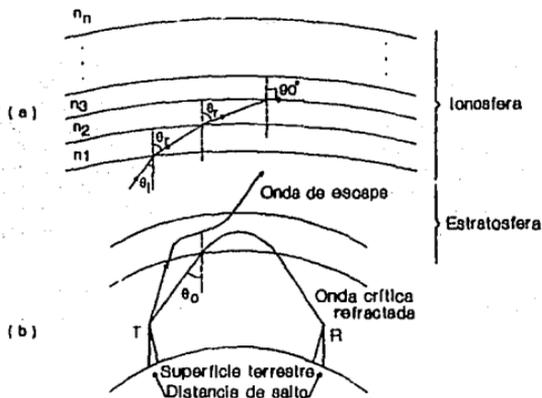


Figura II-5 Mecanismo de reflexión en la ionosfera, (a) capa refractiva, (b) condiciones críticas para la reflexión

b) **Absorción.**- Los electrones libres son puestos en movimiento por la energía del campo eléctrico de las ondas de radio, lo cual da origen a un intercambio de energía de las ondas cuando un electrón choca con una molécula. La absorción es así mayor en la región de densidad molecular más alta, por ejemplo, en la capa D y

E M I

muy bajas en las capas E y F. Las ondas son atenuadas en proporción a $1/f^2$; por lo tanto, a mayor frecuencia menor es la atenuación. La atenuación más alta se presenta durante el día debido a la existencia de la capa D, la cual desaparece en la noche a causa de la recombinación molecular.

Las propiedades de refracción o de flexión aumentan con la densidad de ionización y por lo tanto con la altura, por ejemplo, la comunicación a gran distancia es producida por la capa F, y esto es particularmente cierto para la capa F_2 que las refleja durante las horas del día.

II.3.1.- Propagación en la ionósfera

Como sabemos, para las ondas VLF la ionósfera aparece como una superficie conductora, pero, para la banda HF en donde la longitud de onda es pequeña y que a una distancia de una longitud de onda la densidad de ionización cambia ligeramente, la ionósfera podría ser considerada como un dieléctrico con un índice de refracción variable continuamente (η). Una onda que incide en la ionósfera, colocará a los electrones en movimiento y puede ser demostrado que la presencia de estos electrones ocasionará que la ionósfera tenga un índice refractivo efectivo menor que la unidad, es decir,

$$\eta = \left[1 - 81 \frac{N}{f^2} \right]^{\frac{1}{2}} \dots \dots \dots (II.2)$$

Donde,

N. - Es la densidad del electrón libre por m^3 .

La supuesta estratificación natural de la ionósfera, se muestra en la figura II-5a; en donde para un caso crítico, la reflexión interna total se presenta de tal forma que la onda de cielo aparece; por ejemplo cuando,

$$\text{sen } \theta_c = \left[1 - 81 \frac{N}{f^2} \right]^{\frac{1}{2}} \dots \dots \dots (II.3)$$

Para una incidencia vertical ($\text{sen } \theta_i = 0$) y una penetración máxima, estará formada por las m capas tal que,

$$f_c = 9\sqrt{N_m} \dots \dots \dots (II.4)$$

donde, f_c es llamada frecuencia crítica de la capa, y es un parámetro importante en los sistemas que operan en la banda HF, la cual puede ser determinada por las técnicas de sondeo ionosférico.

La frecuencia crítica es la frecuencia máxima reflejada a una incidencia vertical, pero a frecuencias mayores puede ser reflejada a otro ángulo de incidencia. Para un ángulo de incidencia dado, la frecuencia máxima a la cual la reflexión tiene lugar es llamada frecuencia máxima utilizable (muf) y esta relacionada con la frecuencia crítica, determinada por la siguiente ecuación,

$$muf = f_c \text{ sec } \theta_i \dots \dots \dots (II.5)$$

Esta es la frecuencia máxima de comunicación por reflexión para una capa en particular de frecuencia crítica f_c . La trayectoria de la onda muf , es aquella trayectoria crítica (ver figura II-5b); y la distancia entre el transmisor y el punto más cercano a donde una onda reflejada es retornada a la tierra es llamada distancia de salto.

La distancia máxima de transmisión del ángulo de elevación de la onda dirigida se muestra en la figura II-6 para las capas E y F de alturas estándar. Para ángulos prácticos muy cercanos a cero, estos tienen que ser evitados ya que la onda sufre considerables pérdidas debido a la superficie terrestre. El ángulo utilizable más bajo es, 5° normalmente. El ángulo de incidencia más alto que se obtiene con la reflexión de la capa F es del orden de 74° , y donde la $muf = 3.6f_c$.

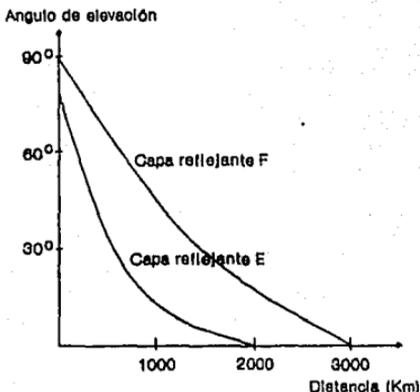


Figura II-6 Distancia de transmisión por medio de la ionosfera en función del ángulo de elevación de la antena

Como la atenuación es proporcional a $1/f^2$, las señales de onda de cielo más intensas en la recepción, tienen frecuencias de trabajo lo más alto posible, y por lo tanto, es necesario una frecuencia de trabajo tan cercana a la muf como sea posible.

La figura II-7 muestra un conjunto de muf , de predicciones realizadas para un día típico. Tales cartas son publicadas por varias organizaciones ofreciéndolas para predicciones promedio mensuales de muf . Las variaciones de la muf ocurren diariamente y estos cambios se presentan en los días del mes. El valor medio es confiable en un 50% del día; esto no es aceptable en la práctica ya que podría producir una desviación del 15% en el valor promedio.

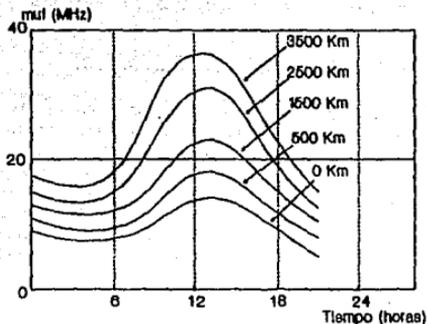


Figura II-7 Variaciones de muf durante el día

Por lo que normalmente se emplea un valor menor que la muf predicha (normalmente 15% menor). La cual se llama frecuencia óptima de trabajo (owf),

$$owf = 0.85muf \dots \dots \dots (II.6)$$

de tal forma que es menor a la muf por un 85% de veces y las variaciones tienen una distribución normal (desviación estándar) de 0.117 veces la muf .

Para frecuencias menores a la muf , se tiene la desventaja de introducir más atenuación debido a las pérdidas de extraabsorción. Para un enlace de comunicación dado, si se conoce la potencia de transmisión, la ganancia total de antena y el ruido de fondo en el receptor, es posible predecir la frecuencia utilizable más baja

(f_{uf}) para sobrepasar la relación señal a ruido mínima aceptable en el receptor. Sin embargo, todos estos métodos emplean constantes determinadas empíricamente y están bajo estudio por el CCIR, continuamente.

11.3.2 - Transmisión por saltos sucesivos

Para distancia mayores a 400 Km., que es aproximadamente la distancia máxima de transmisión por reflexión de la capa F_2 , la transmisión puede tener lugar por multisaltos, por ejemplo, por reflexiones sucesivas en la ionosfera y la superficie terrestre. Estas formas de transmisión no es un caso de salto único, sino continuo, así se presenta la difusión de las ondas en viajes sucesivos a través de la ionosfera. Las ondas arriban al receptor vía varias y diferentes trayectorias, por lo cual aparece el problema de elegir algún ángulo de elevación para la antena receptora en particular. La diversidad de sistemas son a menudo empleados en tales casos, donde dos o más antenas están espaciadas a una cierta distancia, en este caso es diversidad de espacio. La diversidad de frecuencia es también utilizada, especialmente para eliminar el desvanecimiento selectivo de frecuencia; pero en la práctica es más exitoso una combinación de los dos, llamado diversidad cuádruple, utilizando dos o más antenas, cada una conectada a un receptor y a un comparador de amplitud para elegir la señal de salida más adecuada.

11.3.3.- Predicción ionosférica

La determinación de la frecuencia óptima de trabajo para un enlace en particular, a sido reducido a la operación de "pronosticar la ionosfera" las cuales son publicadas varios meses de adelanto. Estos pronósticos son deducidos previamente de valores medidos y publicados en forma de cartas de contorno mundiales para f_oF_2 o muf , por lo que las técnicas gráficas pueden ser utilizadas para determinar la muf entre dos puntos de la carta en particular.

11.3.4.- Disturbios en la propagación ionosférica

a) Disturbios regulares.- Son causados por los cambios continuos de la posición relativa de la tierra con respecto al sol, la cantidad de radiación de los rayos ultra-violeta recibidos en algún punto de la ionosfera es continuamente variable. Esto da

origen a variaciones de la densidad ionosférica y por lo tanto a f_o . Las variaciones de un día típico fue mostrado en la figura II-7, en donde la muf alcanza un máximo al medio día y disminuye durante las primeras horas de la noche. Por razones obvias, los valores en el invierno serán menores que en el verano.

Hay un período de variaciones más grande en la ionosfera, el cual se encontró que corresponde a las variaciones de la actividad solar. La variación solar es el número y el tamaño de las manchas solares visibles para la tierra. El ciclo de las manchas solares tiene un período de 11 años aproximadamente y las radiaciones de rayos ultra-violeta incidentes afectan la ionosfera y por lo tanto, el valor de f_o .

b) *Disturbios irregulares.*- Los disturbios repentinos ionosféricos (SID's) o debilitamiento Dillinger, como son algunas veces llamados, causan una total desaparición de la onda de cielo, desde unos minutos a varias horas. La causa son las erupciones solares repentinas, llamados destellos solares, que emiten grandes cantidades de radiación y por consiguiente un gran incremento de la ionosfera particularmente en la capa D. Los efectos predominan en las máximas manchas solares y están confinados a la cara de la tierra iluminada por el sol y son más intensos a bajas altitudes.

Las tormentas ionosféricas impredecibles causan bajas potencias de recepción anormales por varios días. Las tormentas ocurren debido a los destellos solares, pero son el resultado de la turbulencia causada por la alta energía de flujo de partículas en la ionosfera. Por esta razón ocurren 30 horas después de un SID normalmente, pero los efectos severos son filtrados de 1 a 2 % de las manchas solares, a frecuencias altas tienen un efecto mayor, por lo que la comunicación podría ser mantenida reduciendo la frecuencia de operación.

c) *Desvanecimiento.*- Es cuando una señal recibida varía en intensidad en un corto tiempo, y esto puede ser uno de los mayores problemas encontrados en un sistema de radiocomunicación.

El desvanecimiento se presenta de forma lenta, rápida o de frecuencia selectiva, pero en cada caso es debido a interferencia entre dos ondas que arriban a un mismo punto por diferentes trayectorias; es decir, puede ocurrir en cualquier punto en donde

E N I:

se unan la onda de tierra y el primer regreso de la onda de cielo, arribando a dicho punto fuera de fase y produciendo así una cancelación de la señal utilizable.

Un desvanecimiento bajo, es debido a las variaciones de la troposfera, la cual varía diariamente y de acuerdo a la estación del año. Un desvanecimiento rápido, es debido a las fluctuaciones fortuitas de las capas más altas, causando variaciones en la intensidad de la señal de 30 dB o mayor, en tiempos cortos. Lo anterior da una distribución tipo Rayleigh típica que depende de la longitud del circuito, frecuencia, etc. Por lo que los circuitos deben ser proyectados sobre una base de confiabilidad.

Los efectos del desvanecimiento son más pronunciados en la parte alta de la banda de HF (es muy frecuente que señales a 30 MHz. desaparezcan completamente). Sin embargo, bajo condiciones críticas es posible establecer comunicación satisfactoria por un cambio de la frecuencia a un valor más alto.

El desvanecimiento por frecuencia selectiva, es el resultado de la pequeña desigualdad en la trayectoria de la señal transmitida en las diferentes frecuencias producidas por sus bandas laterales, ocasionando así una distorsión de audio en dichas bandas, resultando intolerable en circuitos importantes de voz.

Uno de los métodos más exitosos de combatir el desvanecimiento es el uso de la diversidad de espacio o de frecuencia. Las señales SSB, por otro lado sufren menos desvanecimientos y pueden permanecer muy inteligibles bajo esas condiciones, esto es debido a que la amplitud relativa de la señal recibida está constantemente cambiando.

II.4.- Propagación en VHF y UHF

El mecanismo de onda de cielo tiene un límite superior de 30 MHz. aproximadamente y, excepto bajo condiciones especiales, las señales en VHF y mayores dependen del mecanismo de onda de espacio.

Por lo general, la onda de tierra será recibida por un receptor terrestre y, debido al hecho que la onda de superficie sufre considerable atenuación a estas frecuencias, es necesario elevar la antena varias longitudes de onda con respecto a la

superficie terrestre, para asegurar la propagación por onda de espacio. Así, la onda de espacio es utilizada para casi todos los tipos de enlace de comunicación por línea de vista, y la región de propagación es la troposfera. La principal influencia en la calidad de la señal de recepción, es la variación en el índice de refracción con la altura del aire, el cual depende de la meteorología.

II.4.1.- *Atmósfera estándar*

La atmósfera estándar es una aproximación empleada en radiocomunicación, la cual asume condiciones estables de gradiente de presión, temperatura y humedad de la tierra hasta el límite superior de la troposfera, por ejemplo, como el gradiente del índice de refracción mostrado en la figura II-8. El CCIR a adoptado la relación del η con la altura (Km. con respecto al nivel del mar) el cual es,

$$\eta = 1 + 289 \times 10^{-6} \sigma^{-0.136h} \dots \dots \dots (II.7)$$

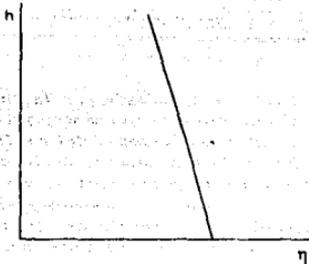


Figura II-8 Índice de refracción de la atmósfera estándar

Este índice de refracción que varía continuamente, significa que la velocidad de propagación de las ondas de radio varían con la altura y de éste modo serán refractadas a medida que viajan a través de la tropósfera. Esto da origen a una trayectoria real que es un poco diferente a la trayectoria por línea de vista, como se puede observar en la figura II-9, y efectivamente la trayectoria de transmisión es mejor; es decir, más allá del horizonte óptico. El análisis de la refracción en la tropósfera muestra que estos efectos pueden ser tomados en cuenta empleando el radio efectivo de la tierra (kR), en donde $k = 4/3$ para la atmósfera estándar y, considerando la propagación de las ondas sobre una tierra plana.

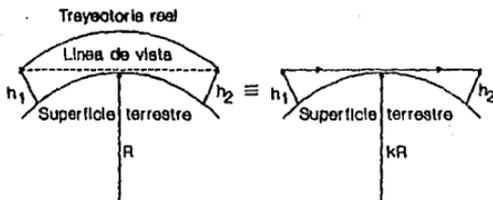


Figura II-9 Refracción en la atmósfera estándar, (a) condiciones reales, (b) equivalente, radio de la tierra modificado kR ($k = 4/3$)

La onda de espacio está formada por la onda directa, la cual sufre refracción como se vio anteriormente, y la onda reflejada por la tierra cuya magnitud y fase depende del coeficiente de reflexión de la superficie, que a la vez depende de la constante del suelo. También depende del tipo de polarización, vertical u horizontal, que sea utilizada. Para distancias grandes y altura de las antenas pequeñas, por ejemplo, se requieren ángulos de incidencia pequeños, como es el caso en la práctica, normalmente para ambas polarizaciones. La señal de recepción también está en función de la aspereza de la tierra reflejante, por ejemplo, el factor de divergencia de la onda reflejada por la superficie de la tierra.

II.4.2.- *Atmósfera no estándar*

En la atmósfera en donde el gradiente del índice de refracción tiene cambios con la altitud, una forma estratificada podrá ser considerada, la propagación sobre una tierra curva o esférica puede ser asumida como una tierra plana empleando el índice de refracción modificado, en lugar de modificar el radio de la tierra. La característica importante es la curvatura del haz con respecto a la tierra, por lo que en este caso se modifica η a η_m para reducirla a una tierra plana, mientras que anteriormente R fue modificado para obtener el mismo resultado de la trayectoria del haz horizontalmente. El índice de refracción modificado es definido por el CCIR como,

$$\eta_m = \left[\eta - 1 + \frac{h}{R} \right] \times 10^6 \dots \dots \dots (II.8)$$

donde, por lo general cambia con el gradiente de temperatura, humedad específica o la presión.

Un perfil de η_m , es una grafica de corte seccional de la atmósfera. El perfil de la trayectoria determinado bajo las condiciones de η_m se asemejará con aquel obtenido con el radio efectivo de la tierra de $(4/3)R$, como se muestra en la figura II-10. También ilustra otras dos condiciones comunes.

a) *Subestándar.* - Propagación de haz con una desviación hacia arriba que es causado debido a las condiciones adversas del tiempo y que pueden causar severos desvanecimientos.

b) *Superestándar.* - Propagación del haz hacia abajo y es debido nuevamente a las condiciones del tiempo y es interceptada por la curvatura de la tierra; y nuevamente el desvanecimiento aparece.

La atmósfera no siempre posee un gradiente uniforme de η_m , especialmente en condiciones de fuertes inversiones de temperatura o una rápida disminución del vapor de agua. Esto da origen a un perfil de η_m como el mostrado en la figura II-11, la cual se

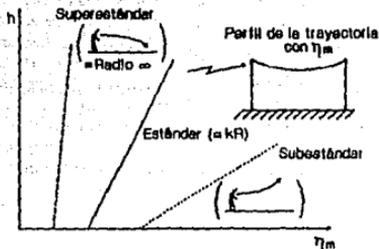


Figura II-10 Perfiles con el índice de refracción modificado, mostrando el perfil de la trayectoria equivalente para el caso de la atmósfera estándar

refiere a las condiciones de superrefracción o conducción. Esto produce un ducto o en la superficie de la tierra o a una altura determinada en la cual la onda queda atrapada (puede ser considerado como reflexiones debido a los cambios de las condiciones subestándar a la superestándar) y viaja como si fuera una guía de onda para distancias grandes alrededor de la superficie terrestre. La longitud de la onda de la señal atrapada depende de la altura del ducto. Este fenómeno ocurre en la región de la microonda normalmente (ductos de 10-20 m. de altura). Tales condiciones no estándar que ocurren en un enlace de transmisión pueden causar severos desvanecimientos e interferencias naturales con otros sistemas. En ciertas partes del mundo en donde un ducto se presenta para la mayoría del tiempo (por ejemplo los desiertos), la propagación puede ser planeada para utilizar este fenómeno. Debido a las raras condiciones del tiempo, los rangos de operación en la comunicación de HF puede ser aumentada por tales ductos inesperadamente.

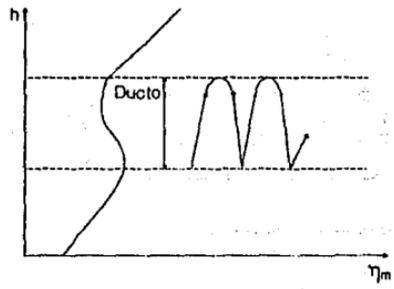
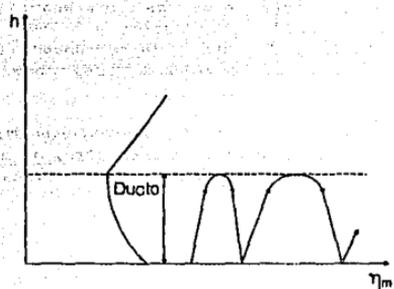


Figura II-11 Índice de refracción modificado, (a) ducto de la superficie, (b) ducto a cierta altura.

II.5.- *Dispersión troposférica*

También conocida como propagación por dispersión hacia adelante (progresiva), éste tipo de propagación extiende grandemente los límites en la comunicación a grandes distancias sobre todo en las bandas VHF y UHF, proporcionando un servicio confiable más allá del rango considerado como normal en estas bandas.

Como se muestra en la figura II-12, dos antenas direccionales que están colocadas sobre la superficie terrestre, de modo que sus emisiones se interceptan equidistantes entre ellas sobre el horizonte.

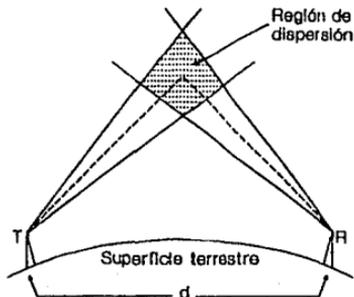


Figura II-12 *Dispersión troposférica*

Si una de estas es una antena transmisora en la banda UHF y la otra una antena receptora en la misma banda, suficiente energía de radio será dirigida hacia la antena receptora para hacer esto un sistema de comunicación. Los fenómenos que producen el dispersamiento no son conocidos con exactitud; sin embargo, hay dos teorías. La primera sugiere que la reflexión proviene de las "gotas

de agua" que se encuentran en la atmósfera, mientras que la segunda supone que la reflexión proviene de las capas atmosféricas. Cualquiera de las dos formas, son un estado permanente, no un fenómeno esporádico. Sin embargo, aún aquí la propagación real de la dispersión hacia adelante de las señales incidentes en el volumen de dispersión es muy pequeña, entre -60 y -90 dB, o de una millonésima a una billonésima parte de la potencia incidente, por lo que se requieren potencias de transmisión altas.

Aunque la dispersión hacia adelante esta sujeta a desvanecimientos, y aunque poca señal es dispersada, es a pesar de esto una comunicación transhorizonte muy confiable. No es afectada por los fenómenos anormales que lastima a la propagación por onda de cielo en la banda HF. Por consiguiente, esta forma de propagación es a menudo utilizado para proporcionar enlaces de comunicación a gran distancia como una alternativa de enlaces de microonda o de cable coaxial sobre terrenos ásperos o inaccesibles. Las longitudes de los enlaces son de 300 a 500 Km., típicamente.

La propagación por dispersión troposférica esta sujeta a dos formas de desvanecimiento. La primera es muy rápida, ocurriendo varias veces por minuto en su peor caso, con variaciones máximas de 20 dB en la intensidad de la señal. Es comúnmente llamado desvanecimiento Rayleigh, y es causado por la propagación multitrayectoria. Como lo muestra la figura II-12, la dispersión es en un volumen, no de un punto, de tal forma que varias trayectorias de propagación existen dentro del volumen de dispersión. La segunda forma de desvanecimiento es demasiado lenta y es causada por las variaciones en las condiciones atmosféricas a lo largo de la trayectoria.

II.6.- Consideraciones de transmisión para las bandas de VHF y UHF

Aquella parte de una onda que viaja a lo largo de la superficie terrestre es llamada onda de tierra. Esta onda es obstaculizada en su propagación por muchos factores debido a su proximidad a la superficie terrestre. Sin embargo, se puede decir que prácticamente no es afectada por los cambios en las condiciones de la atmósfera superior. Por lo tanto, las principales consideraciones para determinar las características de la onda de tierra son: su frecuencia, las diferentes condiciones de la

E N I

superficie sobre la cual viaja y las condiciones de la atmósfera baja.

A frecuencias de VHF y UHF, la onda directa tiende a viajar prácticamente en forma de línea de vista con una menor refracción debido a la atmósfera baja. Sin embargo, una porción del frente de onda choca con la superficie terrestre a cierta distancia de la antena transmisora y es reflejada, obviamente esta onda reflejada se retrasa y va defasada con respecto a la componente de onda directa; al arribar al punto distante 180° fuera de fase nos resulta una cancelación de la señal.

Para mejorar la eficiencia de transmisión es necesario, minimizar el efecto de la cancelación producida por la onda de tierra reflejada. El método más práctico para solucionar este tipo de problemas es incrementar la altura de las antenas. Incrementando la altura de la antena transmisora tiende a decrecer el ángulo de fase entre las ondas directa y reflejada que arriban al punto distante. Se disminuye el ángulo de fase de 180° a un valor mucho más bajo. Esto reduce la cancelación de la señal.

En general, a frecuencias de VHF y UHF la intensidad de campo se incrementa en la misma proporción en que se aumenta las alturas de las antenas, y también a la raíz cuadrada de la potencia de transmisión. La intensidad de campo decrece en proporción al cuadrado de la distancia entre las antenas transmisora y receptora.

Se puede obtener una transmisión en línea de vista a un punto distante sobre el terreno sin tomar en cuenta la refracción de la componente onda directa, si la altura de la antena está de acuerdo con lo que se determine con la fórmula siguiente,

$$h = \frac{d^2}{1.51} \dots \dots \dots (II.9)$$

Donde,

- h.- Altura de la antena transmisora, pies.
- d.- Distancia entre antenas, millas.

Si la altura de la antena es conocida, la distancia de línea de vista que será posible cubrir, todavía ignorando la refracción, estará gobernada por la siguiente fórmula,

$$d = 1.23\sqrt{h} \quad \dots \dots \dots (II.10)$$

En la transmisión de frecuencias en la banda de UHF se ha encontrado que las ondas de radio normalmente van más allá del horizonte geométrico. Este mayor alcance es debido a la flexión de las ondas de radio provocada por la atmósfera baja, resultado del hecho de que el índice de refracción de la atmósfera baja (el cual no es homogéneo), disminuye con la altura debido a los cambios de humedad y temperatura. Para una condición climática media, la trayectoria de una onda de radio puede ser trazada como una línea recta si el radio de la tierra es modificado por un factor de $4/3$. Este factor, conocido como k puede variar desde 1.1 en climas fríos y secos a 1.6 en climas calientes y húmedos. Sin embargo, a menos que se especifique otra cosa, el valor de k será de 1.33. La distancia aproximada al radio horizonte es calculada mediante la siguiente ecuación,

$$D = \sqrt{2HRk} \quad \dots \dots \dots (II.11)$$

Donde,

- D.- Distancia del radio horizonte, pies.
- H.- Altura de la antena sobre el nivel del suelo, pies.
- R.- Radio de la tierra, pies.
- k.- Es de 1.33.

Debido a que el radio de la tierra es aproximadamente 3 960 millas, $4/3$ de este valor da kR , o sea un valor de 5 280 millas o de $(5\ 280)^2$ pies. Convirtiendo D en millas dividimos ambos miembros

E N I

de la ecuación entre 5280; por lo tanto, la ecuación anterior se simplifica a,

$$D = \sqrt{2R} \dots \dots \dots (II.12)$$

Donde,

D.- Distancia al radio horizonte, millas.

H.- Altura de la antena sobre el nivel del suelo, pies.

Los nomogramas son utilizados para determinar el radio máximo de línea de vista que pueden ser obtenidos cuando la altura de las antenas se conocen, o para determinar las alturas de las antenas cuando la distancia es conocida.

II.7.- Atenuación en el espacio libre

En el estudio de los conceptos tocante a los diferentes modos de propagación, es útil conocer el fenómeno de la propagación en el espacio libre entre las antenas isotrópicas sin pérdidas. Una vez que se conocen los principios que gobiernan la propagación bajo estas condiciones, es fácil entender el concepto de propagación entre la antena direccional o la omnidireccional en presencia de la tierra, objetos reflejantes y dispersadores tales como edificios, árboles y montañas.

Si una señal transmitida es radiada por una antena isotrópica en el espacio libre, la señal es propagada uniformemente en todas direcciones. Así, a una distancia d, de la fuente, la densidad de potencia es,

$$P_D = \frac{P_T}{4\pi d^2} \dots \dots \dots (II.13)$$

Donde,

P_D .- Densidad de potencia (por unidad de área)

P_T .- Potencia transmitida

d .- Distancia de la antena al punto de prueba

La potencia en las terminales de la antena isotrópica receptora sin pérdidas, que tiene un área A_R , y ganancia $G=1$, es,

$$P_R = P_D A_R = P_D G \frac{\lambda^2}{4\pi} \\ = P_T \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \dots \dots \dots (II.14)$$

Donde,

λ .- Longitud de onda, metros.

Por lo tanto, la atenuación en el espacio libre en dB entre las antenas isotrópicas sin pérdidas, para las condiciones de campo lejano es,

$$PL_{(f,d)} = 10 \log \left(\frac{P_T}{P_R} \right) \dots \dots \dots (II.15)$$

Por lo tanto tenemos que;

(1) En referencia a una antena isotrópica,

$$PL_{(f,d)} = 32.4 + 20 \log f + 20 \log d \dots \dots \dots (II.16)$$

E N I

(2) En referencia a una antena dipolo,

$$PL_{(f,d)} = 28.2 + 20 \log f + 20 \log d \dots \dots \dots (II.17)$$

Donde,

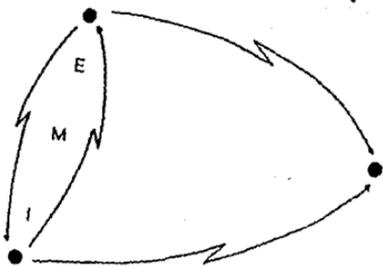
$PL_{(f,d)}$.- Pérdidas en función de la frecuencia y distancia,
dB.

f.- Frecuencia, MKz.

d.- Distancia, Km.

CAPITULO III

MODULACION EN AMPLITUD Y MODULACION ANGULAR



C A P I T U L O I I I

MODULACION EN AMPLITUD Y MODULACION ANGULAR

III.1.- Introducción

Las señales de información, para alcanzar su destino, deben transmitirse a través del medio que separa el receptor del emisor. A veces, el medio es el aire; otras un par de conductores, un cable coaxial, una guía de onda, etc., pero muy raras veces la información se encuentra en forma adecuada para poder transmitirse directamente sobre el medio. Entonces, las señales de información deben procesarse para adecuarlas al medio en que serán transmitidas. Desde luego, las señales sufrirán el proceso inverso en el extremo receptor, que las capacite para que puedan ser utilizadas.

El proceso de adaptación de las señales, para su transmisión, se llama proceso de modulación, y al proceso inverso se conoce como proceso de demodulación.

Entre los procesos de modulación de una portadora continua se pueden distinguir dos tipos principales: los sistemas lineales y los no lineales.

Los sistemas lineales de modulación son aquellos que conducen a una traslación directa de los componentes de la señal moduladora hacia frecuencias más elevadas, sin modificación de la distribución de sus componentes y sin producir nuevas frecuencias. Es decir, se le puede aplicar el principio de superposición.

Entre los procesos lineales más conocidos se encuentran los tres casos de la modulación de amplitud: la banda lateral única con portadora suprimida (BLUPS), la doble banda lateral con portadora suprimida (DBLPS) y la modulación de amplitud clásica (AM).

Los sistemas no lineales de modulación son, desde luego, aquellos que producen componentes espectrales "nuevos", es decir, no existe una correspondencia simple entre un componente del espectro original de la señal moduladora y un componente del espectro transpuesto.

Entre los procesos no lineales más conocidos se encuentran los dos casos de la modulación angular: la modulación de fase (PM) y la modulación de frecuencia (FM).

III.2.- Modulación en Amplitud

III.2.1.- Modulación de doble banda lateral con portadora suprimida

En la modulación en amplitud, la amplitud A_c de la portadora no modulada $A_c \cos(\omega_c t + \theta_c)$ se varía en proporción a la señal de banda base, conocida como señal moduladora. La frecuencia ω_c y la fase θ_c son constantes. Podemos suponer $\theta_c = 0$ sin pérdida de generalidad. Si la amplitud de la portadora se hace directamente proporcional a la señal moduladora $e(t)$, la portadora modulada es $e(t)\cos \omega_c t$, como se muestra en la figura III-1. Este tipo de modulación simplemente corre el espectro de $e(t)$ a la frecuencia portadora; es decir, si,

$$e(t) \sim E(\omega)$$

$$e(t) \cos \omega_c t \sim \frac{1}{2} [E(\omega + \omega_c) + E(\omega - \omega_c)] \quad \dots \dots \dots (III.1)$$

El ancho de banda de la señal modulada es $2B$, o sea el doble del ancho de banda de la señal moduladora $e(t)$. En la figura III-1 observamos que el espectro de la portadora modulada con centro en ω_c se compone de dos partes: una porción que está arriba de ω_c , que se conoce como banda lateral superior (BLS), y una porción que se encuentra abajo de ω_c , conocida como banda lateral inferior (BLI), en forma similar, el espectro con centro en $-\omega_c$ tiene bandas laterales superior e inferior. Por ejemplo, si $e(t) = \cos \omega_m t$, entonces la señal modulada es,

$$e(t) \cos \omega_c t = \cos \omega_m t \cos \omega_c t \\ = \frac{1}{2} [\cos(\omega_c + \omega_m) t + \cos(\omega_c - \omega_m) t] \quad \dots \dots (III.2)$$

la componente de frecuencia $\omega_c + \omega_m$ es la banda superior, y la componente de frecuencia $\omega_c - \omega_m$ es la banda inferior, correspondiente a la señal moduladora de frecuencia ω_m , de este modo, cada componente de la frecuencia ω_m de la señal moduladora se transfiere a dos componentes de frecuencia de la señal modulada.

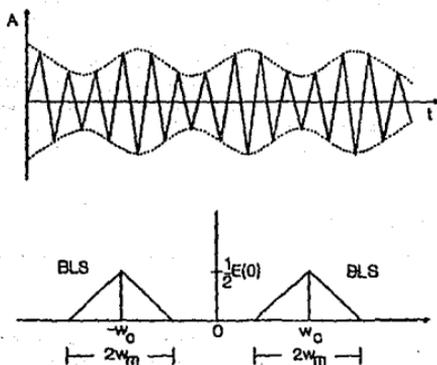


Figura III-1 Modulación de doble banda lateral con portadora suprimida

Observe que la señal modulada $e(t)\cos \omega_c t$ que se muestra en la ecuación III.2, tiene componentes de frecuencia en $\omega_c \pm \omega_m$, pero no tiene una componente de la frecuencia de portadora ω_c . Por esta razón, este sistema se conoce como modulación de doble banda lateral con portadora suprimida.

Para recuperar la señal original $e(t)$ de la señal modulada, es necesario volver a trasladar el espectro a su posición original.

III.2.2.- Modulación en amplitud clásica

Generalmente hablando, los sistemas de portadora suprimida necesitan circuitos complicados en el receptor por la necesidad de generar una portadora local de exactamente la frecuencia y fase correcta, con la del transmisor, para la demodulación sincronizada. Sin embargo, estos sistemas son muy eficientes desde el punto de vista de requerimientos de potencia en el transmisor. Por lo tanto, para algunos sistemas de comunicación no es necesario suprimir la portadora, tal como los sistemas de radiodifusión comercial y los sistemas de control a la navegación aérea. Para estas aplicaciones se transmite una señal portadora junto con la señal modulada con portadora suprimida $e(t)\cos \omega_c t$, eliminando de esta forma la necesidad de generar una señal portadora local en el receptor. Esta es la llamada AM (modulación en amplitud o amplitud modulada), en la cual la señal que se transmite $m_{AM}(t)$ se obtiene mediante,

$$m_{AM}(t) = e(t)\cos \omega_c t + A\cos \omega_c t$$

$$= [A + e(t)]\cos \omega_c t \quad \dots \dots \dots (III.3)$$

El espectro de $m_{AM}(t)$ es el mismo que el de $e(t)\cos \omega_c t$ más dos impulsos adicionales en $\pm\omega_c$, como se muestra en la figura III-2.

$$M_{AM}(f) = \frac{1}{2} [E(\omega + \omega_c) + E(\omega - \omega_c)] +$$

$$+ A\pi [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] \quad \dots \dots \dots (III.4)$$

De la ecuación III.3 podemos considerar a $m_{AM}(t)$ como la señal modulada, y a $\cos \omega_c t$ como la señal portadora, cuya amplitud esta dada por $[A + e(t)]$. La envolvente de la señal modulada es de la forma de onda de $e(t)$ aumentada en una constante A. Por lo tanto, en este caso la recuperación de $e(t)$ se reduce simplemente a la detección de la envolvente. Nótese que la constante A debe ser suficientemente grande para conservar exactamente la forma de onda

envolvente $e(t)$; si A no es suficientemente grande entonces la forma de onda envolvente no es igual a la de $e(t)$, por lo que ésta no se puede recobrar mediante un simple proceso de detección de envolvente. Entonces A debe ser lo suficientemente grande para que $[A + e(t)]$ tenga siempre valor positivo. Esto es posible si,

$$A > |e(t)|_{\max} \dots \dots \dots (III.5)$$

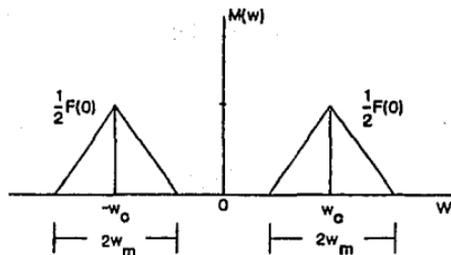


Figura III-2 Espectro de frecuencia de la modulación en AM

III.2.3.- Potencia de banda lateral y de portadora

En las señales de AM, la información no está contenida en la portadora, de modo que la potencia transmitida en dicha señal representa un desperdicio. La señal modulada está dada por,

$$m_{AM}(t) = \underbrace{A \cos \omega_c t}_{\text{Portadora}} + \underbrace{e(t) \cos \omega_c t}_{\text{Banda laterales}}$$

E M I

La potencia de la portadora, P_o , es el valor cuadrático medio de $A \cos \omega_c t$, que es $A^2/2$. Por lo tanto,

$$P_o = \frac{A^2}{2}$$

La potencia de la banda lateral, P_s , es el valor cuadrático medio de $A \cos \omega_c t$, que es igual a la mitad del valor cuadrático medio de $e(t)$, es decir,

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

La potencia total P_c es,

$$P_c = P_o + P_s = \frac{1}{2} [A^2 + \overline{e^2(t)}]$$

El porcentaje de la potencia total que transportan las bandas laterales es η , que se obtiene de,

$$\eta = \frac{P_s}{P_c} \times 100\% = \frac{\overline{e^2(t)}}{A^2 + \overline{e^2(t)}} \times 100\%$$

Para el caso especial de la modulación de tono,

$$e(t) = \mu A \cos \omega_m t \quad , \quad \overline{e^2(t)} = \frac{(\mu A)^2}{2}$$

y

$$\eta = \frac{\mu^2}{2 + \mu^2} \times 100\%$$

con la condición que $\mu \leq 1$. Se puede ver que η_{max} ocurre en $\mu = 1$, y por lo tanto tenemos,

$$\eta_{max} = 33.33\%$$

Así, para la modulación de tono, la eficiencia máxima es de 33.33%. Esto significa que bajo las mejores condiciones, sólo una tercera parte de la potencia transmitida conduce información. Además, esta eficiencia es para la modulación de tono. Con las señales de voz es aún peor (del orden de 25% o menor). Donde μ , es el índice de modulación; y está definido por,

$$\mu = \frac{-e(t)_{mto}}{A}$$

III.2.4.- Modulación de banda lateral única

En el proceso de modulación en amplitud, el espectro original $E(\omega)$ se traslada en $\pm\omega_m$, como se muestra en la figura III-1. La señal modulante ocupa un ancho de banda de ω_m , mientras que la señal modulada ocupa el ancho de banda de $2\omega_m$. Por lo tanto, el precio que se paga por la traslación de frecuencia implica un ancho de banda doble.

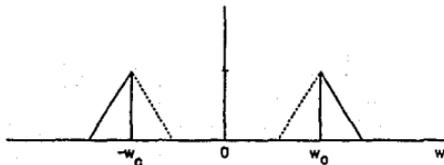


Figura III-3 Espectro de frecuencia de la modulación de banda lateral única

E M I

Al transmitir el espectro completo, se transmite información redundante. El espectro $E(\omega)$ se ha trasladado a ω_m y $-\omega_m$. Estos dos espectros son idénticos, y cada uno de ellos contiene toda la información acerca de $E(\omega)$. En consecuencia, en lugar de transmitir el espectro completo, es suficiente transmitir o bien las bandas laterales superiores o las inferiores, como se ilustra en la figura III-3.

En este caso, para transmitir dichas bandas, necesitamos solamente la mitad del ancho de banda (ω_m). Este modo de transmisión, se conoce como banda lateral única.

III.2.5.- Generadores de señales de AM y DBLPS

La modulación se puede realizar mediante varias formas, una de estas se puede lograr con la utilización de los moduladores multiplicadores.

La modulación se realiza mediante la multiplicación de $e(t)$ por $\cos \omega t$ utilizando un multiplicador analógico cuya salida es proporcional al producto de dos señales de entrada, como se muestra en la figura III-4. En un amplificador de ganancia variable, el parámetro de ganancia (como la θ de un transistor) se controla mediante una de las señales, por ejemplo, $e_1(t)$. La ganancia del amplificador no será constante sino que $ke_1(t)$. La salida es la ganancia multiplicada por la señal de entrada $e_2(t)$, esto es, $ke_1(t)e_2(t)$. Observe que este tipo de modulador es un sistema que varía con el tiempo.

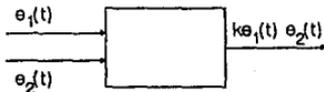


Figura III-4 Multiplicador analógico

Otra forma de generar señales de AM es mediante el uso de elementos no lineales, como un diodo o un transistor. Uno de los generadores de señales AM que emplea estos dispositivos es conocido como modulador de ley cuadrada.

Un modulador de ley cuadrada requiere de tres características: una forma de sumar las ondas portadoras y moduladora, un elemento no lineal y un filtro de pasabanda para la extracción de los productos de modulación que se desean.

Cuando un elemento no lineal, como un diodo es convenientemente polarizado y operado en una porción restringida de su curva característica, o sea, la señal que se aplica al diodo es relativamente débil, se observa que la característica de transferencia de la combinación de diodo y resistor de carga puede representarse con mucha aproximación mediante una ley cuadrada, esto es,

$$v_2(t) = a_1 v_1(t) + a_2 v_1^2(t)$$

Donde:

a_1 y a_2 - son constantes.

El voltaje de entrada $v_1(t)$ consta de una onda portadora más la onda moduladora, es decir,

$$v_1(t) = A_c \cos \omega_c t + e(t)$$

Por lo tanto, al sustituir esta ecuación en $v_2(t)$, tenemos,

$$v_2(t) = a_1 A_c \left[1 + \frac{2a_2}{a_1} e(t) \right] \cos \omega_c t + a_1 e(t) + a_2 e^2(t) + a_2 A_c^2 \cos^2 \omega_c t$$

R M I

El primer término de la ecuación es la señal AM deseada con sensibilidad de amplitud $2a_2/a_1$. Los otros tres términos son indeseables y deben eliminarse por filtración. La figura III-5 es un modulador de ley cuadrada el cual nos muestra este procedimiento y la figura III-6 ilustra las relaciones espectrales de dicho modulador.

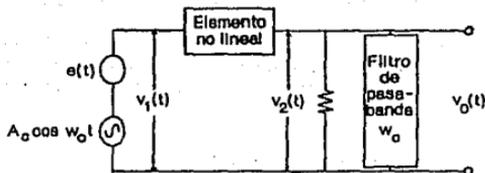


Figura III-5 Modulador de ley cuadrada

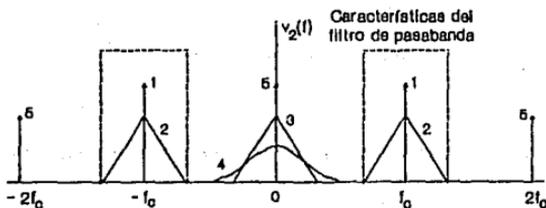


Figura III-6 Espectro de $v_2(t)$ para un modulador de ley cuadrada

Donde, de la figura III-6 tenemos que,

$$\begin{aligned} 1 &= a_1 A_c \cos w_c t \\ 2 &= 2a_2 A_c e(t) \cos w_c t \\ 3 &= a_1 e(t) \\ 4 &= a_2 e^2(t) \\ 5 &= a_2 A_c^2 \cos^2 w_c t \end{aligned}$$

Una onda modulada de doble banda lateral con portadora suprimida consta simplemente del producto de la señal de banda base y la onda portadora, como se muestra en la ecuación III.2. Existen varias formas de modular el producto; sin embargo, solo estudiaremos uno de ellos, el cual se denomina modulador simétrico.

Un posible modelo de generación de una onda DBLPS se tiene mediante el empleo de dos moduladores de AM dispuestos en una configuración balanceada para suprimir la onda portadora, como se ilustra en la figura III-7. Se considera que los moduladores son iguales, excepto por la inversión de signos de una de sus entradas, así, las salidas de los moduladores de AM se pueden expresar como sigue,

$$m_1(t) = A_c [1 + k_a e(t)] \cos w_c t$$

y

$$m_2(t) = A_c [1 - k_a e(t)] \cos w_c t$$

EMI

si restamos $m_2(t)$ de $m_1(t)$ resulta,

$$\begin{aligned} m(t) &= m_1(t) - m_2(t) \\ &= 2k_a A_c \cos \omega_c t \end{aligned}$$

En consecuencia, excepto por el factor de escala $2k_a$, el resultado es igual al producto de la onda moduladora y la portadora, como se requiere.

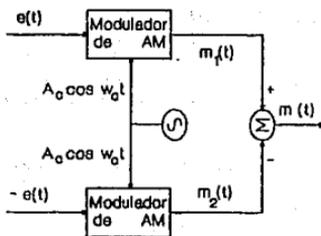


Figura III-7 Modulador simétrico

III.3.- Modulación Angular

En el caso de señales de AM, la amplitud de la portadora se modula con la señal $e(t)$ y, por lo tanto, la información queda contenida en la variación de la amplitud de la portadora. Como una señal sinusoidal se describe mediante tres variables -amplitud, frecuencia y fase-, existe también la posibilidad de llevar esa información cuando varían o bien la frecuencia o la fase.

Sin embargo, por definición, una senoide representa un tren de ondas de amplitud, frecuencia y fase constantes y, un cambio de cualquiera de estas tres variables será contradictorio con la definición. Debemos, por lo tanto, extender el concepto de señal sinusoidal a una función generalizada cuya amplitud, frecuencia y fase puedan variar en función del tiempo.

Considere la función sinusoidal generalizada siguiente,

$$e(t) = A \cos \theta(t) \dots \dots \dots (III.6)$$

Donde θ , es el ángulo de la señal sinusoidal en función de t . Para una función sinusoidal ordinaria de frecuencia fija,

$$\theta(t) = A \cos (\omega_0 t + \theta_0)$$

entonces,

$$\theta(t) = \omega_0 t + \theta_0$$

$$y \quad \omega_0 = \frac{d\theta}{dt} \dots \dots \dots (III.7)$$

En este caso, en donde la frecuencia es fija, la frecuencia angular ω_0 es constante y esta dada por la derivada del ángulo $\theta(t)$; en general no necesita ser constante. Definamos $d\theta/dt$ como la frecuencia instantánea, entonces,

$$\omega_i = \frac{d\theta}{dt}$$

$$y \quad \theta = \int \omega_i dt \dots \dots \dots (III.8)$$

F M I

La modulación en donde se hace variar el ángulo de la portadora en alguna forma con una señal modulante $e(t)$, se conoce como modulación angular. Los dos métodos más comunes son: modulación en fase (PM) y modulación en frecuencia (FM). Si el ángulo $\theta(t)$ varía linealmente con $e(t)$, entonces,

$$\theta(t) = \omega_0 t + \theta_0 + k_p e(t) \quad \dots \dots \dots (III.9)$$

Donde,

k_p = constante

y

$$\omega_i = \frac{d\theta}{dt} = \omega_0 + k_p \frac{de}{dt} \quad \dots \dots \dots (III.10)$$

Por lo tanto, una señal $\text{Acos}[\omega_0 t + \theta_0 + k_p e(t)]$ representa una portadora modulada en fase y, como podemos observar, en este tipo de modulación la frecuencia instantánea varía linealmente con la derivada de la señal modulante. Sin embargo, si dicha frecuencia instantánea varía directamente en función de la señal modulante, se tiene lo que se conoce como frecuencia modulada. De esta forma, para la modulación en frecuencia, tenemos,

$$\omega_i = \omega_0 + k_f e(t) \quad \dots \dots \dots (III.11)$$

y

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \int \omega_i dt \\ &= \omega_0 t + k_f \int e(t) dt + \theta_0 \quad \dots \dots \dots (III.12) \end{aligned}$$

Por lo que, la señal $\text{Acos} [\omega_c t + \theta_0 + k_f \int e(t) dt]$ es una portadora de frecuencia modulada.

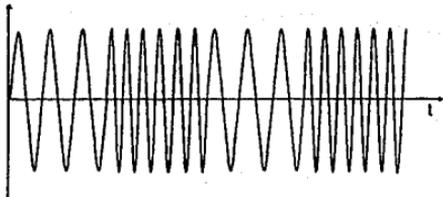


Figura III-8 Modulación en frecuencia

De lo anterior es fácil ver que aún siendo PM y FM formas diferentes de la modulación angular, son similares. En PM el ángulo varía linealmente con la señal modulante mientras que en FM varía linealmente con la integral de la señal modulante. La figura III-8 muestra la señal modulada en frecuencia.

En consecuencia podremos denotar a las señales de PM y FM como sigue,

$$\left[\begin{array}{l} m_{PM}(t) = \text{Acos} [\omega_c t + k_p e(t)] \\ m_{FM}(t) = \text{Acos} [\omega_c t + k_f \int e(t) dt] \end{array} \right] \dots \dots \dots (III.13)$$

En donde se supone, sin pérdida de generalidad, que la fase inicial θ_0 es cero.

En muchas ocasiones es más útil la representación exponencial que la trigonométrica de las funciones periódicas, por lo que, podemos representar las ecuaciones III.13 en su forma exponencial,

$$\left[\begin{aligned} m_{FM}(t) &= \operatorname{Re} \hat{m}_{FM}(t) = A \operatorname{Re} \left[e^{j(\omega_c t + k_f \phi(t))} \right] \\ \hat{m}_{FM}(t) &= \operatorname{Re} \hat{m}_{FM}(t) = A \operatorname{Re} \left[e^{j(\omega_c t + k_f \int \phi(t) dt)} \right] \end{aligned} \right] \dots \dots \dots (III.14)$$

Por conveniencia sea,

$$\int \phi(t) dt = g(t)$$

por lo tanto tenemos que,

$$\hat{m}_{FM}(t) = A \operatorname{Re} \left[e^{j(\omega_c t + k_f g(t))} \right] \dots \dots \dots (III.15)$$

III.3.1 FM de banda angosta

El término $k_f \phi(t)$ representa la desviación de la frecuencia de la portadora de su valor inicial estático, ω_c . Por lo tanto, la constante k_f , controla dicha desviación. Para valores pequeños de k_f , la desviación de frecuencia es reducida y el espectro de la función de FM tendrá un ancho de banda angosto. Tomaremos el caso en donde k_f es tan pequeño que $k_f g(t) \ll 1$, entonces,

$$e^{jk_f g(t)} = 1 + jk_f g(t) \quad ;$$

$$\hat{m}_{FM}(t) = A [1 + jk_f g(t)] e^{j\omega_c t}$$

y

$$m_{FM}(t) = \text{Re}[\hat{m}_{FM}(t)] \\ = \text{ACOS } \omega_c t - Ak_f g(t) \text{sen } \omega_c t \dots \dots \dots (III.16)$$

Portadora Banda lateral

De la misma manera, la señal PM estaría dada por,

$$m_{PM}(t) = \text{ACOS } \omega_c t - Ak_p \theta(t) \text{sen } \omega_c t \dots \dots \dots (III.17)$$

Cada señal tiene un término de portadora y las bandas laterales que están centradas en $\pm \omega_c$. Por otro lado, como el espectro de frecuencia $E(\omega)$ está limitado en banda a ω_m , entonces también $G(\omega)$ estará limitado en banda ω_m . El espectro de frecuencia de $m_{FM}(t)$ de la portadora de FM de la ecuación III.16, es,

$$M_{FM}(\omega) = A\pi [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] + \\ + \frac{jAk_f}{2} [G(\omega - \omega_c) - G(\omega + \omega_c)] \dots \dots \dots (III.18)$$

Así, una señal de FM de banda angosta (o PM de banda angosta) ocupa el mismo ancho de banda ($2\omega_m$) que una señal de AM. Recuérdese, sin embargo, que a pesar de la similitud manifiesta, las señales de AM y FM tienen formas de onda muy diferentes.

III.3.2.- FM de banda ancha

Si las desviaciones de la frecuencia portadora son grandes, es decir, si se considera la constante k_f tan grande que no satisfaga $k_f g(t) \ll 1$, el análisis de señales de FM se complica mucho al considerar una señal modulante general $e(t)$. No es posible determinar una expresión precisa para el ancho de banda, debido a

FM I

que FM es una modulación no lineal. Por lo que para este caso consideremos una señal modulante sinusoidal $e(t)$, de la forma siguiente,

$$e(t) = a \cos \omega_m t$$

consideremos que $e(t)$ se aplica en $t = 0$; entonces,

$$\begin{aligned} g(t) &= \int e(t) dt = a \int_0^t \cos \omega_m t dt \\ &= \frac{a}{\omega_m} \sin \omega_m t \end{aligned} \quad \dots \dots \dots (III.19)$$

como la frecuencia instantánea ω_i está dada por,

$$\begin{aligned} \omega_i &= \omega_c + k_f e(t) \\ &= \omega_c + a k_f \cos \omega_m t \end{aligned} \quad \dots \dots \dots (III.20)$$

la máxima desviación de la frecuencia portadora es $a k_f$ radianes por segundo,

$$\Delta \omega = a k_f \quad \dots \dots \dots (III.21)$$

sustituyendo la ecuación III.19 en III.15, tenemos,

$$\hat{m}_{FM}(t) = A e^{j[\omega_c t + (\frac{\Delta \omega}{\omega_m}) \sin \omega_m t]}$$

La cantidad $\Delta\omega/\omega_m$, se conoce como índice de modulación (m_e), por lo tanto tenemos que,

$$\begin{aligned} \hat{m}_{FM}(t) &= A_0 e^{j(\omega_c t + m_e \sin \omega_m t)} \\ &= A_0 e^{jm_e \sin \omega_m t} e^{j\omega_c t} \dots \dots \dots (III.22) \end{aligned}$$

El primer término exponencial de la ecuación III.22 es obviamente una función periódica de período $2\pi/\omega_m$ que puede desarrollarse en serie de Fourier,

$$e^{jm_e \sin \omega_m t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_m t}$$

Donde,

$$C_n = \frac{\omega_m}{2\pi} \int_{-\pi/\omega_m}^{\pi/\omega_m} e^{jm_e \sin \omega_m t} e^{-jn\omega_m t} dt$$

si consideramos a $\omega_m t = x$, tenemos,

$$C_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(m_e \sin x - nx)} dx$$

La integral del segundo miembro debe integrarse al desarrollar el integrando en una serie infinita. Esta integral ya se encuentra tabulada, y se denota por $J_n(m_e)$: es la función Bessel de primera clase y de orden n . En la figura III-9 se muestra las gráficas de esta función, por lo que tenemos,

$$e^{jm_e \sin \omega_m t} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_e) e^{jn\omega_m t} \dots \dots \dots (III.23)$$

E N I

sustituyendo la ecuación III.23 en III.22 tenemos,

$$\hat{m}_{FM}(t) = A e^{j\omega_c t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) e^{jn\omega_m t}$$

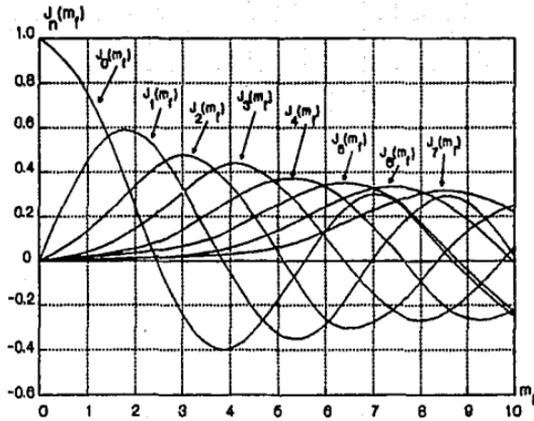
y

$$m_{FM}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f) \cos(\omega_c + n\omega_m) t \dots \dots \dots (III.24)$$

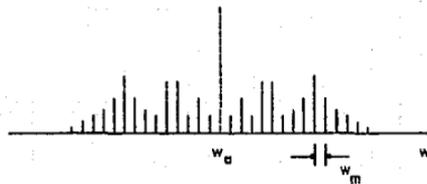
también podemos expresarla de la manera siguiente,

$$m_{FM}(t) = A \left\{ \begin{array}{l} J_0(m_f) \cos \omega_c t + \\ + J_1(m_f) [\cos(\omega_c + \omega_m) t - \cos(\omega_c - \omega_m) t] + \\ + J_2(m_f) [\cos(\omega_c + 2\omega_m) t + \cos(\omega_c - 2\omega_m) t] + \\ + J_3(m_f) [\cos(\omega_c + 3\omega_m) t - \cos(\omega_c - 3\omega_m) t] + \\ + \dots + \dots \end{array} \right\} \quad (III.25)$$

Evidentemente, la señal modulante $e(t)$ de frecuencia ω_m da lugar a bandas laterales $(\omega_c \pm \omega_m)$, $(\omega_c \pm 2\omega_m)$, $(\omega_c \pm 3\omega_m)$, etc., como se ilustra en la figura III-9b. Por lo tanto, una señal de FM contiene un número infinito de componentes y su ancho de banda es infinito también. Sin embargo, en la práctica, las amplitudes de las componentes espectrales de frecuencias superiores son despreciables y la mayor parte de la energía de la señal de FM queda contenida en las componentes espectrales situadas dentro de un ancho de banda finito.



(a)



(b)

Figura III-9 Función de Bessel de primera clase (a),
espectro de FM (b)

mi	J0	J1	J2	J3	J4	J5	J6	J7	J8	J9	J10	J11	J12	J13	J14
0.00	1.00														
1.00	0.77	0.44	0.11	0.02											
2.00	0.22	0.68	0.36	0.13	0.03										
3.00	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.19	0.04	0.01								
4.00	-0.40	-0.07	0.30	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02							
5.00	-0.18	-0.33	0.06	0.36	0.30	0.26	0.13	0.05	0.02						
6.00	0.15	-0.28	-0.24	0.11	0.36	0.30	0.26	0.13	0.06	0.02					
7.00	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.36	0.34	0.23	0.13	0.08	0.02				
8.00	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03			
9.00	-0.09	0.24	0.14	-0.18	-0.27	-0.08	0.20	0.33	0.30	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	
10.00	-0.25	0.04	0.25	0.06	0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.31	0.29	0.20	0.12	0.06	0.03	0.01

Tabla III-1 Funciones Bessel de primera clase

III.3.3.- Potencia de la portadora y las bandas laterales de la modulación angular

En una portadora modulada en ángulo, su amplitud siempre es constante e independiente del índice de modulación m_e . Por lo tanto, es de esperar que la potencia de una portadora modulada en ángulo sea constante e independiente del grado de la modulación. Considérese la ecuación,

$$m_{FM}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_e) \cos(\omega_c + n\omega_m) t$$

Entonces, la señal de FM es función periódica expresada como suma discreta de componentes sinusoidales. La potencia de $m_{FM}(t)$ es igual a la suma de las potencias de las componentes individuales, así,

$$\overline{m_{FM}^2}(t) = \frac{A^2}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(m_e)$$

como,

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(m_e) = 1$$

$$\overline{m_{FM}^2}(t) = \frac{A^2}{2}$$

La potencia de la portadora sin modular $\cos \omega_c t$ es también $A^2/2$; por lo tanto, la potencia de una señal de FM es igual a la correspondiente portadora sin modular; sin embargo, la señal modulada tiene componentes de portadora y de banda lateral, como lo expresa la ecuación III.25. En esta ecuación, $AJ_0(m_e)$ representa la amplitud de la componente portadora y $AJ_n(m_e)$ representa la

amplitud de la banda lateral de orden n . Podemos reducir $J_0(m_e)$ hasta donde sea posible, si elegimos m_e adecuadamente. De hecho, $J_0(m_e) = 0$, para $m_e = 2.405, 5.52, \text{etc.}$; por eso, la potencia en la componente de portadora puede hacerse tan pequeña como se desee. En tal situación, la mayor cantidad de potencia está contenida en las componentes de banda lateral. Así pues, mediante la elección adecuada de m_e , se puede tener una eficiencia de transmisión cercana al 100%. Observe que, a medida que m_e aumenta, crece el número de bandas laterales y $J_0(m_e)$ disminuye, de manera que se incrementa la eficiencia de la transmisión.

III.3.4.- Generación de señales de FM

Existen esencialmente dos métodos básicos de generación de señales moduladas en frecuencia, la FM indirecta y la FM directa. En el método indirecto de la modulación en frecuencia, la onda moduladora se integra primero y luego se utiliza para producir una onda de FM de banda angosta, y se utiliza en seguida la multiplicación de frecuencia para aumentar la desviación de frecuencia al nivel deseado. Por otro lado, en el método directo de la modulación en frecuencia, la frecuencia portadora se varía directamente de acuerdo con la señal de banda base de entrada. Aquí solo estudiaremos el primer método.

En este método, la FM de banda angosta se genera integrando $e(t)$ y utilizándola para modular en fase a una portadora, como se muestra en la figura III-10. La FM de banda angosta se convierte después a FM de banda ancha utilizando multiplicadores de frecuencia (ver figura III-11). Un multiplicador de frecuencia es justamente un dispositivo no lineal. Un simple dispositivo de ley cuadrada, por ejemplo, puede multiplicar la frecuencia por un factor de 2. Para un dispositivo de ley cuadrada, la entrada $v_1(t)$ y la salida $v_0(t)$ están relacionadas por,

$$v_0(t) = [v_1(t)]^2$$

si,

$$v_i(t) = m_{FM}(t) = \cos \left(\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t e(\alpha) d\alpha \right)$$

entonces,

$$\begin{aligned} v_o(t) &= \cos^2 \left[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^t e(\alpha) d\alpha \right] \\ &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \left[2\omega_c t + 2k_f \int_{-\infty}^t e(\alpha) d\alpha \right] \end{aligned}$$

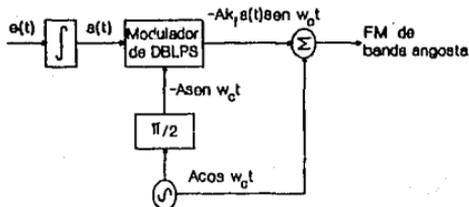


Figura III-10 Modulador de onda PM de banda angosta



Figura III-11 Generador de FM indirecta

E M I

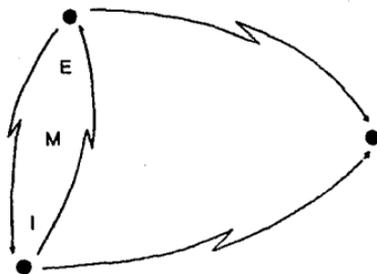
El término de cd se filtra para obtener la salida, cuya frecuencia portadora así como la desviación de frecuencia se multiplican por dos.

Cuando un dispositivo no lineal, como un diodo o un transistor, se puede emplear para este propósito. Estos dispositivos presentan la característica siguiente,

$$v_o(t) = a_0 + a_1 v_i(t) + a_2 v_i^2(t) + \dots + a_n v_i^n(t)$$

en consecuencia, la salida tendrá espectros en ω_c , $2\omega_c$, ..., $n\omega_c$, con desviaciones de frecuencia Δf , $2\Delta f$, ..., $n\Delta f$, respectivamente. Se utiliza después el filtro apropiado para elegir el valor multiplicativo que se desee.

CAPITULO IV



TRANSMISOR Y RECEPTOR

C A P I T U L O I V
T R A N S M I S O R Y R E C E P T O R

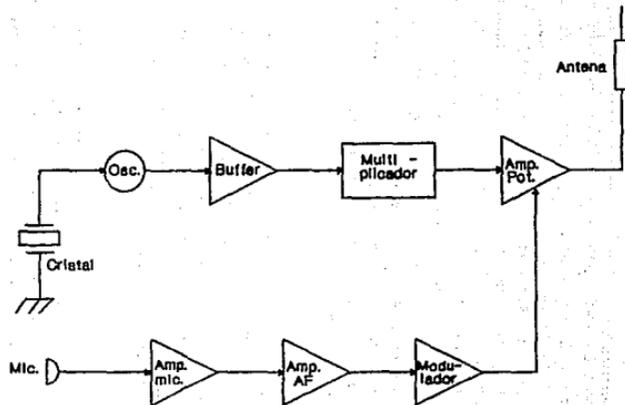
IV.1.- Transmisor

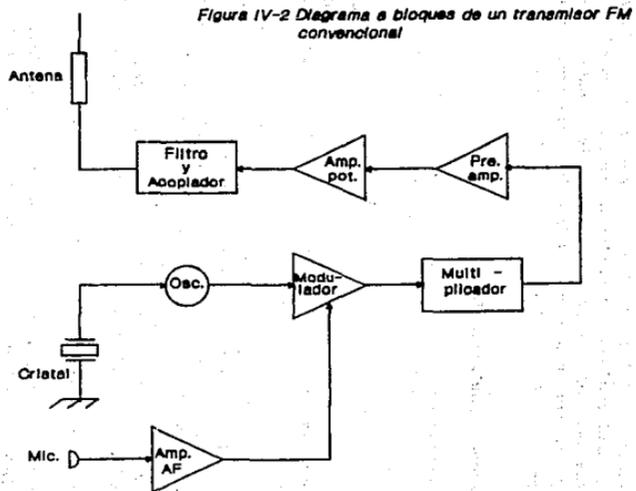
A menos de que el mensaje que proviene de la fuente de información sea eléctrico en naturaleza, será inadecuado para su inmediata transmisión. Aun entonces, varios cambios tienen que ser realizados de tal forma que el mensaje sea el adecuado. Esto sucede en la modulación de la señal, en donde es necesario convertir la señal de audio entrante a variaciones eléctricas, para restringir el rango de frecuencia de audio y luego comprimir su rango de amplitud. Todo esto es realizado, por supuesto, antes del mismo proceso de modulación. En las comunicaciones a gran distancia se requiere un transmisor para procesar y posiblemente codificar la información de entrada para hacerla adecuada a su transmisión y recepción, lo que en telefonía alámbrica posiblemente, un proceso tal como éste no sea necesario.

Finalmente, en un transmisor, la información modula la portadora, y es impresa en una onda sinusoidal de alta frecuencia. El método real de modulación podría ser de alto o bajo nivel y, el sistema mismo podría ser modulación de amplitud, frecuencia, pulsos o alguna otra variación o combinación de éstas dependiendo de las necesidades. Las figuras IV-1 y IV-2 muestran los diagramas a bloques de los transmisores de AM y FM convencionales, respectivamente.

La función principal de un transmisor es generar energía de radiofrecuencia (RF) conteniendo información directa ó latentemente dentro de una banda de frecuencia especificada. Además de la potencia deseada, los transmisores producen numerosas emisiones no deseadas a frecuencias espurias. Una emisión espuria es aquella energía radiada que no es necesaria en la transmisión de la información deseada. La potencia deseada ó indeseada generada por el transmisor puede producir interferencia electromagnética (EMI) en el receptor del sistema o aun en otros receptores. Por consiguiente, es necesario considerar todos los transmisores como fuentes potenciales de interferencia.

Figura IV-1 Diagrama a bloques de un transmisor AM convencional





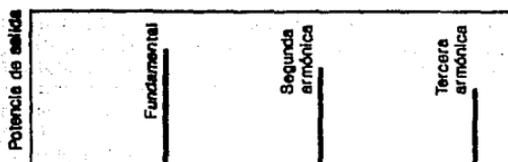
Las emisiones del transmisor están clasificadas en una de las cuatro categorías siguientes: (1)Emisiones fundamentales, (2)Emisiones en relación con las armónicas, (3)Emisiones no armónicas, y (4)Ruido de banda ancha. Ejemplo de emisiones de cada una de estas categorías se ilustran en la figura IV-3. Aunque es conveniente para el estudio de la interferencia considerar las emisiones discretas del transmisor, la potencia asociada con la emisión dada, está realmente distribuida en un rango de frecuencia infinito. Además, el ruido eléctrico de banda ancha esta sobrepuesto en el espectro de la emisión discreta. Así, el espectro total de la emisión podría tener la forma como lo muestra la figura IV-4.

1) Emisiones fundamentales

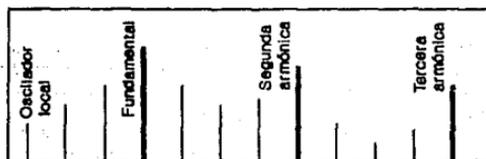
Es necesario especificar la potencia de salida a la frecuencia fundamental. Las fuentes típicas utilizadas para determinar la potencia nominal son el manual técnico del transmisor, mediciones de las características de radiación en el equipo, y las especificaciones del equipo o de diseño. También es necesario especificar las frecuencias asociadas con la emisión fundamental. Esta frecuencia es la nominal de operación o frecuencia portadora. El otro parámetro del transmisor que es necesario y que debe ser especificado en la emisión fundamental, es la potencia relativa en las bandas laterales en uno y otro lado de la portadora, resultantes del proceso de modulación y de los dispositivos alineales que se encuentran en el transmisor. La envolvente de modulación de banda base es utilizada para describir los niveles de la potencia relativa de las bandas laterales con respecto a la portadora. Así también, es importante considerar el tipo de modulación empleada y el tipo de información transmitida.

2) Emisiones en relación con las armónicas

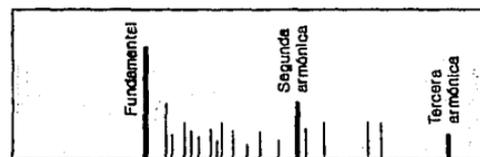
Las emisiones en relación a las armónicas incluyen aquellas emisiones espurias indeseadas que tienen múltiplos enteros de la frecuencia fundamental o de la frecuencia utilizada para generar la fundamental (frecuencia del oscilador local). La especificación de la potencia de una armónica es complicado a causa de las variaciones significativas de cada tipo o nomenclatura de un transmisor en especial.



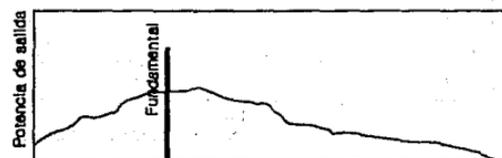
(a) Emisiones fundamental y armónicas



(b) Oscilador local, emisiones fundamental y armónicas



(c) Emisiones fundamental, armónicas y espurias



(d) Emisión de ruido de banda ancha

Figura IV-3 Espectro de emisión típico de un transmisor

Las mediciones de las características de las radiaciones parásitas, proporciona una de las mejores fuentes de datos de los niveles de salida de las emisiones armónicas para los problemas de interferencia. Sin embargo, en caso de que las características de las radiaciones parásitas no estén disponibles para un equipo de transmisión específico, hay otras formas de obtener esta información requerida. Las especificaciones del transmisor son una posible fuente de información tocante a los niveles de las emisiones espurias. Estas especificaciones algunas veces proporcionan indicaciones de los niveles de salida de las emisiones espurias.

Para las emisiones armónicas, como para la emisión fundamental, la potencia se propaga sobre un rango de frecuencia. Así, para estas emisiones, es necesario también definir el contenido relativo de la potencia sobre la banda de frecuencia asociada con la emisión. Las técnicas para representar la envolvente de modulación a la frecuencia fundamental, también es aplicada en las emisiones armónicas.

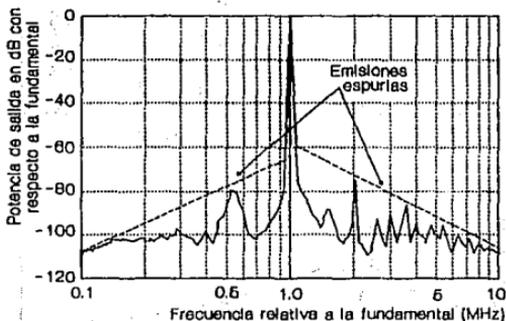


Figura IV-4 Espectro de emisión resultante del transmisor.

3) Emisiones no armónicas

Hay ciertos casos, tal como las fuentes pulsantes de gran amplitud, donde las emisiones espurias se presentan a frecuencias que no están relacionadas con las armónicas de la fundamental o de la frecuencia utilizada para producir la fundamental. Para éstas emisiones, la frecuencia relativa esta sujeta a variaciones fortuitas. Así, es necesario utilizar representaciones estadísticas para definir la probabilidad que una señal de salida ocurrirá en algún intervalo de frecuencia dado.

4) Ruido de transmisor de banda ancha

Con la posible excepción de los transmisores de alta potencia mayores que 1 KW., el nivel de ruido de transmisor es relativamente insignificante en comparación con las otras señales interferentes que están presentes en un medio electromagnético dado. Para aquellos casos en donde es necesario considerar el ruido de transmisor de banda ancha, el nivel de ruido esta especificado en términos de la potencia disponible por Hertz del ancho de banda, como una función de la frecuencia, es decir, dBm/Hz.

5) Otras características del transmisor

Además de las señales de salida del transmisor consideradas anteriormente, hay otra que se toma en cuenta en los problemas de las interferencias; es decir, la intermodulación de transmisor. Para los problemas de interferencia, estas señales que son producidas cuando la señal de salida del transmisor se mezcla con otra en los circuitos alineales del transmisor, son consideradas a ser en una categoría diferente de aquellas identificadas anteriormente.

IV.2.- Receptor Superheterodino

En el receptor superheterodino, la señal de entrada se aplica a la sección de RF, que es un circuito sintonizado (y sintonizable), conectado a las terminales de la antena. Es ahí en donde se selecciona la frecuencia deseada y rechaza algunas de las frecuencias indeseadas. Posteriormente se aplica a un mezclador de una impedancia no lineal, tal como la de un transistor o diodo. La señal se mezcla con otra que es constantemente generada por un

oscilador local resultando una nueva frecuencia que lleva sobre si toda modulación de la señal de entrada, pero dicha señal resultante es de una frecuencia igual a la diferencia entre las frecuencias del oscilador local y la de la señal de entrada. La señal resultante aparece en el circuito de salida del mezclador. Esta salida se aplica a un amplificador de frecuencia intermedia cuyos circuitos son de sintonía fija; en estos pasos se amplifica y detecta de la forma ordinaria y por último pasa a un amplificador de audiofrecuencia; de la salida del detector pasa a un amplificador de audio. La figura IV-5, es un diagrama a bloques de un receptor superheterodino.

IV.2.1.- Ventajas del receptor superheterodino

Las ventajas de la recepción superheterodina son atribuibles directamente al empleo del amplificador de frecuencia intermedia (FI) de sintonía fija. Puesto que todas las señales de entrada se convierten a la frecuencia intermedia, esta sección del receptor puede ser diseñada para que ofrezca la mejor selectividad y amplificación. La amplificación se obtiene fácilmente en el amplificador de frecuencia intermedia ya que funciona a una frecuencia relativamente baja y para la cual se puede presentar una gran ganancia de tensión.

IV.2.2.- Elección de la frecuencia intermedia

La elección de la frecuencia intermedia de un amplificador requiere varias consideraciones. Una de ellas es la referente a la selectividad que se puede obtener; cuanto más baja sea la frecuencia intermedia, mayor será la selectividad. En cambio, conviene que la FI sea alta desde el punto de vista de la eliminación de la frecuencia imagen. La frecuencia imagen es una peculiaridad común a todos los receptores superheterodinios.

Si bien cuando se desea alta selectividad se emplean frecuencias intermedias bastante bajas, tales como del orden de 50 KHz., y por otra parte, en ciertos receptores especiales se emplean frecuencias intermedias del orden de 60 MHz. y aún mayores; sin embargo, la mayor parte de los receptores superheterodinios de uso normal en la actualidad utilizan frecuencias intermedias próximas a 455 KHz. ó a 1 600 KHz.

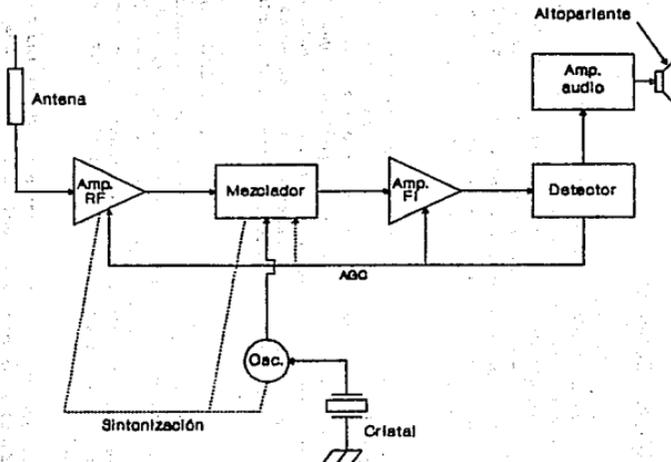


Figura IV-5 Diagrama a bloques de un receptor AM convencional

Los receptores superheterodinos de radiodifusión de uso privado emplean frecuencias intermedias de unos 455 KHz., aunque los receptores de audio utilizan la de 262 KHz. La frecuencia normal para el canal de FI en los receptores de FM es de 10.7 MHz. Los receptores de televisión emplean una FI comprendida entre 21.5 y 27 MHz. aunque comienzan a emplear una nueva comprendida entre 41 y 46 MHz.

IV.2.3.- Amplificador de RF

Puesto que los circuitos sintonizados necesarios entre el mezclador y la antena pueden combinarse con transistores para formar el paso amplificador de RF, la reducción del ruido del mezclador y el incremento de la relación imagen puede obtenerse en una sola sección del receptor. Esta sección del receptor se designa como amplificador RF; cuando constituye una unidad separada con un control de sintonía también separado, se suele llamar preselector. Normalmente se utilizan uno o dos pasos para el preselector o amplificador RF.

Generalmente, en el rango de frecuencia superior a 300 MHz., el ruido atmosférico es tan bajo que, en realidad, el ruido generado dentro del propio receptor es mayor que el ruido recibido por la antena. De aquí que sea de gran importancia que el ruido generado en el receptor se mantenga al mínimo. Para este rango de frecuencia, el factor de ruido del receptor, si éste se halla bien diseñado, viene determinado por las características del primer paso de RF.

La sección de RF es básicamente un filtro sintonizable y un amplificador que capta la señal que se desea, sintonizando el filtro dentro de la banda correcta de frecuencias, sin embargo algunos sistemas de comunicación pueden carecer de este amplificador de RF, el circuito sintonizado (y sintonizable) conectado a las terminales de la antena será el circuito de entrada real del mezclador.

El receptor que presenta una sección de RF es indudablemente superior en funcionamiento a aquel sin ella. Las ventajas resultantes del uso de un amplificador de RF son por ejemplo, mayor ganancia, mejor sensibilidad, mejora el rechazo de las frecuencias imagen, mejora la relación señal a ruido, mejora el rechazo de las

señales indeseadas adyacentes, mejor selectividad y, puede eliminar la radiación del oscilador local a través de la antena del receptor.

IV.2.4.- Mezclador

La sección que sigue, el mezclador o el convertidor de frecuencia, traslada la portadora de ω_c a una frecuencia fija de FI. Para este propósito, utiliza un oscilador local cuya frecuencia f_{LO} se encuentra exactamente al valor de la frecuencia intermedia más la frecuencia portadora entrante f_s ; esto es $f_{LO} = f_s + f_{FI}$. La sintonización del oscilador local y del filtro de RF sintonizable se hace mediante un botón. Al sintonizar capacitores en ambos circuitos se les hace variar al mismo tiempo, y están diseñados de tal forma que la frecuencia de sintonía del oscilador local sea siempre un valor constante (FI) arriba de la frecuencia de sintonía del filtro de RF. Esto significa que cada estación que se sintoniza es trasladada a una frecuencia portadora fija (FI) mediante el convertidor de frecuencia.

El convertidor traslada la frecuencia portadora a FI utilizando un oscilador local de frecuencia más alta que la frecuencia de la portadora entrante (conversión hacia arriba) y, por lo tanto, se le llama receptor superheterodino.

IV.2.5.- Amplificador de FI

Los amplificadores de FI utilizan circuitos de paso de banda ó pasabanda. Estos circuitos, como lo indica su nombre, dejan pasar solamente una banda de frecuencia y pueden ser diseñados para casi todos los grados de selectividad, característica muy importante como se verá a continuación. La razón para trasladar todas las señales a una portadora fija FI es para obtener una selectividad adecuada. Es difícil diseñar filtros de pasabanda fina de ancho de banda angosto (por ejemplo 10 KHz.) si la frecuencia central f_c es muy alta. Esto es particularmente cierto si este filtro es sintonizable. En consecuencia, el filtro de RF no puede proporcionar una selectividad adecuada, y se presentará considerable interferencia entre canales adyacentes. Pero cuando esta señal se traslada a una frecuencia FI mediante un convertidor, ésta se amplifica más por un amplificador de FI (usualmente un

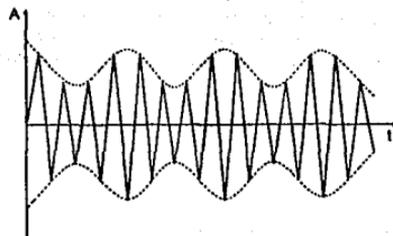
amplificador de tres etapas), que tiene buena selectividad. Esto se debe a que la frecuencia FI es razonablemente baja, y en segundo lugar, su frecuencia central es fija. En consecuencia, aunque la entrada del amplificador de FI contenga numerosas componentes de canales adyacentes, debido a su alta selectividad, la sección de FI suprime en forma satisfactoria toda la interferencia y amplifica la señal lo suficiente para la detección de la envolvente.

IV.2.6.- Detector de envolvente

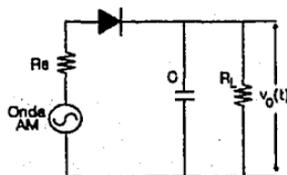
Considere el caso de una onda AM de banda angosta, o sea, una onda en la que la frecuencia de la portadora sea grande en comparación con el ancho de banda del mensaje, y para lo cual el porcentaje de modulación sea menor del 100%. Entonces, la demodulación que se desea, puede llevarse a cabo con el empleo de un dispositivo simple, aunque altamente efectivo que se conoce como detector de envolvente. En forma ideal, un detector de envolvente produce una señal de salida que sigue exactamente la forma de la onda de la envolvente de la señal de entrada. En casi todos los radioreceptores comerciales de AM se utiliza alguna versión de este circuito.

En la figura IV-6 se muestra un detector de envolvente del tipo serie que consta de un diodo y un filtro. La operación de este detector de envolvente es como sigue: durante el semiciclo positivo de la señal de entrada, el diodo tiene polarización directa y el capacitor C se carga rápidamente al valor pico de la señal de entrada. Cuando esta señal de entrada cae por debajo de este valor, el diodo se polariza inversamente y el capacitor se descarga lentamente a través del resistor de carga R_L . El proceso de descarga continúa hasta el siguiente semiciclo positivo. Cuando la señal de entrada se vuelve mayor que el voltaje a través del capacitor, el diodo conduce de nuevo y el proceso se repite. Se supone que el diodo es ideal, que presenta impedancia cero al flujo de corriente en la región de polarización directa e impedancia infinita en la región de polarización inversa. Aún más, se supone que la onda AM que se aplica al detector de envolvente está suministrada por una fuente de voltaje de impedancia interna R_s . La constante de tiempo de carga $R_s C$ debe ser corta en comparación con el periodo de la portadora $1/f_c$, es decir,

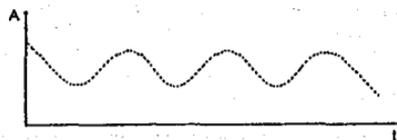
$$R_s C \ll 1/f_c \dots \dots \dots (IV.1)$$



(a) Señal de AM



(b) Circuito detector



(c) Señal envolvente

Figura IV-6 Detector de envolvente

E M I

de manera que el capacitor C se carga rápidamente y, así el voltaje aplicado sigue ascendiendo hasta el pico positivo cuando el diodo conduce. Por otra parte, la constante de tiempo de descarga $R_L C$ debe ser lo suficientemente grande para asegurar que el capacitor se descargue lentamente a través del resistor de carga entre los picos positivos de la onda portadora, pero no tan grande que el voltaje del capacitor no se descargue a la máxima razón de cambio de la onda moduladora, o sea,

$$1/f_m \ll R_L C \ll 1/B \dots \dots \dots (IV.2)$$

Donde:

B .- es el ancho de banda del mensaje.

El resultado es que el voltaje del capacitor o la salida del detector, es con mucha aproximación el mismo de la envolvente AM , como se ilustra en la figura IV-6c.

IV.2.7.- Control automático de ganancia

El control automático de ganancia (AGC) es un circuito por medio del cual la ganancia total del receptor es variada automáticamente con los cambios de la señal entrante. Este mantiene la salida sustancialmente constante. El voltaje de polarización cd , derivada de la sección detectora se aplica a varias etapas de RF, FI y el mezclador. Los dispositivos empleados en estas etapas son aquellos cuya transconductancia y la ganancia dependen del voltaje de polarización o corriente. Puede ser visto, de paso que, para una corriente de operación del AGC, esta relación entre el voltaje de polarización y la transconductancia no necesita ser estrictamente lineal, ya que la transconductancia disminuye significativamente con el incremento del voltaje. El resultado total a la salida del receptor se muestra en la figura IV-7.

Casi todos los receptores modernos son provistos del AGC, que permiten sintonizar a la estación de señal intensa variable sin un apreciable cambio en la amplitud de la señal de salida. Así el AGC "amarra", las variaciones de amplitud de la señal de entrada y el control de ganancia no tiene que ser reajustado cada vez que

el receptor es sintonizado de una estación a otra, excepto cuando la variación de la señal es muy grande.

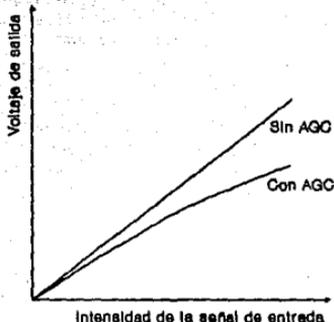


Figura IV-7 Características del AGC

IV.2.8.- Amplificador de audio

Los amplificadores de audiofrecuencia se emplean en casi todos los receptores de audio, su finalidad es amplificar las señales relativamente débiles que se obtienen en la salida del detector, lo suficiente para que puedan excitar al altoparlante o a un par de auriculares.

Los amplificadores de audio deben tener una respuesta relativamente plana si se desea recibir audio de alta fidelidad. Los receptores de comunicaciones pueden limitar la respuesta de audio de todas las frecuencias aproximadamente por encima de 3 000 Hz. para disminuir la respuesta de ruido.

IV.3.- Receptor de FM

El receptor de FM es un receptor superheterodino el cual se muestra en la figura IV-8, como se puede observar es similar, en algunas etapas, a un receptor AM. Las diferencias básicas son las siguientes:

- 1.- Las frecuencias de operación de FM son mucho más altas.
- 2.- La necesidad de un limitador y de un desacentuador.
- 3.- Método de demodulación totalmente diferente.
- 4.- Diferente método para obtener el AGC.

IV.3.1.- Circuitos comunes

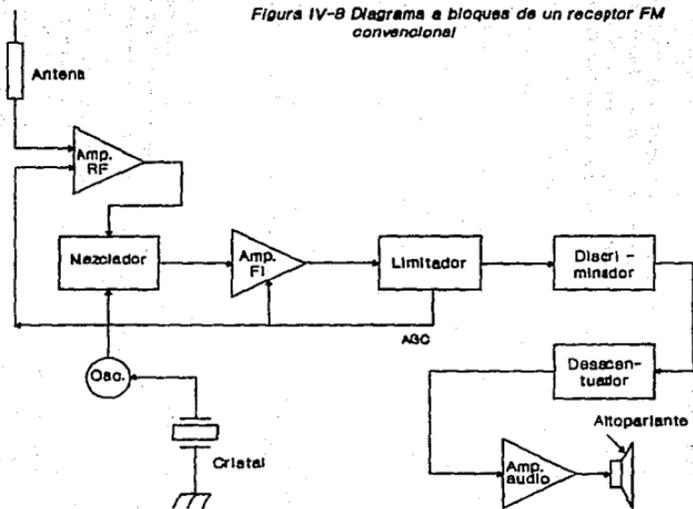
Varias secciones del receptor de FM corresponden exactamente a aquellas del receptor AM ya estudiadas; por ejemplo, el mismo criterio se aplica para la elección de la frecuencia intermedia y, el amplificador de FI es básicamente similar.

IV.3.2.- Amplificador de RF

Un amplificador de RF simple se emplea en el receptor de FM. La razón principal es para reducir el factor de ruido, que podría de otra manera ser un problema a causa del gran ancho de banda necesario en FM. Es también necesario para acoplar la impedancia de entrada del receptor con la de la antena. Para satisfacer el segundo requisito los amplificadores de compuerta a masa, de base o cascode son empleados. Ambos tipos tienen la propiedad de presentar una impedancia de entrada baja, acoplando la antena al receptor.

IV.3.3.- Frecuencia intermedia y amplificador de FI

Nuevamente, el tipo y operación no difiere mucho de nuestro contraparte AM. Por lo que no es necesario estudiarlo, sin embargo, la frecuencia intermedia y el ancho de banda requeridos son más grandes que en los receptores de AM. En el caso de la frecuencia intermedia, se emplea normalmente la de 10.7 MHz., y un ancho de banda de 200 KHz. para radiodifusión comercial, para los receptores que operen en la banda de VHF/UHF, el ancho de banda oscila entre 12.5 y 25 KHz. normalmente. Como consecuencia del gran ancho de banda, la ganancia por etapa puede ser baja. Por consiguiente dos



amplificadores de FI son a menudo necesarios, en cuyo caso la disminución del ancho de banda a medida que las etapas se incrementan deben ser tomados en cuenta.

IV.3.4.- Limitador de amplitud

Para hacer un empleo eficiente de las ventajas que ofrece la modulación de FM y dado que los detectores de FM son inherentemente susceptibles a las variaciones de amplitud y al ruido, es necesario utilizar uno o dos pasos limitadores antes del detector. Estos deben limitar la amplitud de la portadora que se recibe a un valor constante con independencia de la amplitud de la señal. En realidad, son amplificadores de FI de baja ganancia en los que se utilizan la limitación por circuito que contienen un FET, generalmente. Los limitadores pueden tener acoplamiento por impedancia, transformador y por resistencia. Si la señal de entrada aumenta, el circuito es capaz de reducirla presentando una señal de salida casi constante. Cuando las señales son muy débiles, los limitadores actúan como amplificadores de baja ganancia sin producir limitación, por lo que, en la salida del discriminador habrá ruido.

Aunque los receptores de FM que utilicen limitadores pueden no necesitar el AGC, empleándose éste para evitar que las etapas siguientes se sobrecarguen debido a señales locales intensas.

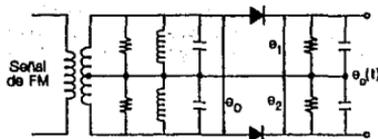
IV.3.5.- Demodulador

Para recuperar la señal modulante $e(t)$ a partir de la señal modulada de FM, deberá disponerse de un circuito detector cuya salida varíe linealmente con la frecuencia de la señal de entrada. Por lo tanto, los detectores de FM son dispositivos sensibles a la frecuencia, los cuales también se llaman discriminadores de frecuencia. En general, un discriminador de frecuencia consiste en un circuito cuya ganancia varíe linealmente en función de la frecuencia. En esta forma, la señal de FM se convierte en una señal de AM por medio de este circuito sensible a la frecuencia. En consecuencia, la señal de AM resultante se demodula con un detector de envolvente usando un diodo y un circuito RC.

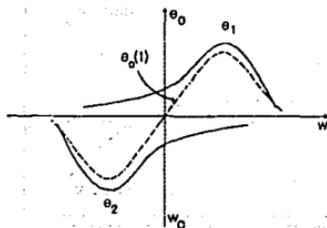
El discriminador balanceado de la figura IV-9a tiene una sensibilidad muy alta, así como buena linealidad; sus circuitos

entonados superior e inferior se han sintonizado respectivamente, en valores arriba y abajo de la frecuencia portadora.

En la figura IV-9b se muestran los voltajes e_1 y e_2 en función de la frecuencia. La salida resultante $e_0(t)$ se muestra mediante la línea punteada. Este discriminador proporciona una linealidad excelente en comparación con el simplemente entonado, debido a que elimina la distorsión causada por las armónicas pares; además, cualquier distorsión procedente de la modulación residual de amplitud, presente en la señal de FM de entrada, también queda eliminada por el balance del circuito.



(a) Discriminador balanceado

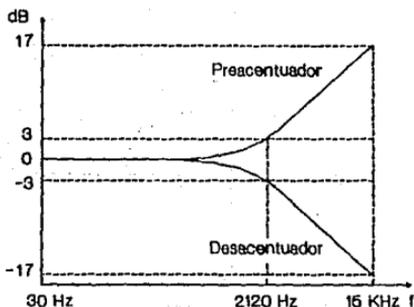


(b) Características de un discriminador

Figura IV-9 Discriminador balanceado

IV.3.6.- Desacentuación

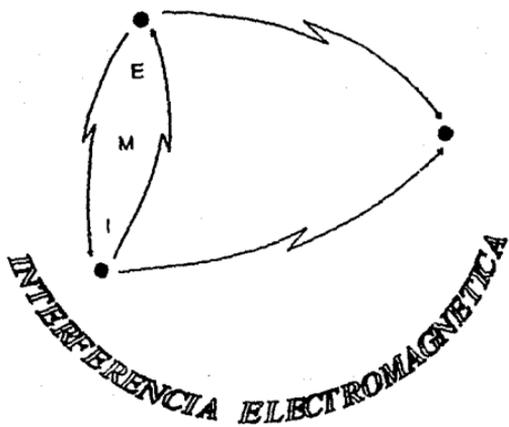
En los circuitos electrónicos, las variaciones no deseadas de amplitud se clasifican como ruido. El movimiento aleatorio de los electrones sea en válvulas, transistores, diodos, alambres, resistencias o capacitores produce algún ruido. Cuanto más se calienten los circuitos mayor es el ruido producido. En el campo de la audiofrecuencia baja, el contenido de ruido térmico es pequeño, pero al aumentar la frecuencia dicho ruido aumenta también. En consecuencia, un amplificador de audio puede producir ruidos audibles en el campo de la alta frecuencia. Tal ruido degrada las señales que llegan a través del amplificador. Para evitar parcialmente esto, se utilizan la preacentuación y la desacentuación. El transmisor de FM amplifica o acentúa las señales del programa con mayor frecuencia de audio más que las de menor frecuencia. Un circuito preacentuador consiste de varios condensadores en serie y una resistencia en derivación como una constante de tiempo de 75 μ s. en algún circuito de audio.

Figura IV-10 Curvas de énfasis a 75 μ s

E M I

La figura IV-10 muestra la curva de énfasis a 75 μ s, en consecuencia, todos los receptores de FM deben tener un circuito desacentuador similar con una constante de tiempo igual al del preacentuador formado por una resistencia en serie y un condensador en derivación ó cualquiera de sus formas.

CAPITULO 4



C A P I T U L O V

INTERFERENCIA ELECTROMAGNETICA

V.1.- Introducción

La interferencia electromagnética (EMI), es uno de los tipos de contaminación ambiental como lo son la contaminación del agua, aire, ruido y otras formas. Sin embargo, probablemente hemos escuchado muy poco acerca de la contaminación del espectro, algunas veces llamada contaminación electromagnética o de ruido radioeléctrico, porque es más esotérico, ya que por ejemplo, no puede ser observada, probada, olerse, ni sentirse directamente. Por consiguiente es la pregunta, como puede ser un problema?; como se explica a continuación, es perjudicial tal como las otras formas de contaminación.

En realidad, los que no conocen el tema pero que de alguna forma están familiarizados con algún tipo de contaminación del espectro, por lo menos alguna de éstas que son molestas. Por ejemplo, es conocido que ciertos tipos de máquinas eléctricas de afeitar pueden perturbar un radio que se encuentre cercano. El zumbido o crujido resultante, disminuye la habilidad del receptor de sintonizar alguna estación mientras que la máquina de afeitar esta en uso. Aquí, el ruido radioeléctrico conducido o radiado perturba a la señal de la estación sintonizada. Otro ejemplo, es el encendido de un automóvil que se esta haciendo fuera de la casa u apartamento, ya que causa interferencia a la imagen del receptor de televisión manifestándose como líneas entrecortadas intermitentes o barras, o aún causar un corte total de la imagen (pérdida de sincronía). Estas situaciones solo son molestas.

Ejemplos más serios de este tipo de contaminación y que son más evidentes, es por ejemplo, una persona que usa marcapasos y que emplea aparatos eléctricos tales como automóvil, u otras fuentes emisoras de energía de RF los cuales causen que el marcapasos opere inadecuadamente. Aquí, el resultado puede manifestarse como un desmayo o causar la muerte. Otro ejemplo de serias consecuencias

EMI

de EMI, involucra pérdidas repentinas de las telecomunicaciones telefónicas por las perturbaciones, debido a los niveles de ruido de fondo interferentes.

El problema de la contaminación del espectro puede ser aún más perjudicial que la pérdida de una vida o una fortuna. Puede involucrar muchas personas y propiedades de valor muy grande. Por ejemplo, si dos aeroplanos chocan durante las inclemencias del tiempo, debido a los errores de navegación aérea resultantes de la EMI, o la pérdida de la memoria de la computadora en el centro de control del tráfico aéreo, debido a los transitorios eléctricos durante la tormenta, la pérdida de vidas y materiales son muy fuertes. Si los radios móviles de la policía son perturbados durante un desorden en las horas pico de tráfico, debido a los efectos de la radiación de ruido del encendido de los diferentes automóviles u emisiones radiadas por los equipos de radiocomunicación, las consecuencias podrían ser enormes; y así podríamos enumerar muchos ejemplos, que debido a la EMI tendrían serias consecuencias tanto de vidas como económicas.

V.2.- Elementos básicos de EMI

La figura V-1 muestra los elementos básicos que se requieren para producir EMI. Consisten de emisores de ruido radioeléctrico, medio de propagación y receptores, como necesarios pero no como una condición suficiente para producir degradación o respuestas inadecuadas en los receptores. La forma de acoplamiento entre los emisores y receptores de ruido radioeléctrico, se ilustra en la figura V-2 y están divididos en radiación (separación de espacio, sin línea de conexión) y conducción, tales como a través de conductores.

Muchos de los equipos listados en la figura V-1 actúan ambos como emisores y receptores de EMI. Esto es muy obvio ya que están compuestos en algunas de sus partes de la misma circuitería. Sin embargo, no podría ser muy evidente para los equipos tal como los computadores. Aquí los periféricos, como los impresores de línea o página, exhiben un gran ancho de ruido transitorio mientras que al mismo tiempo la memoria y amplificadores son muy susceptibles a las emisiones de nivel alto.

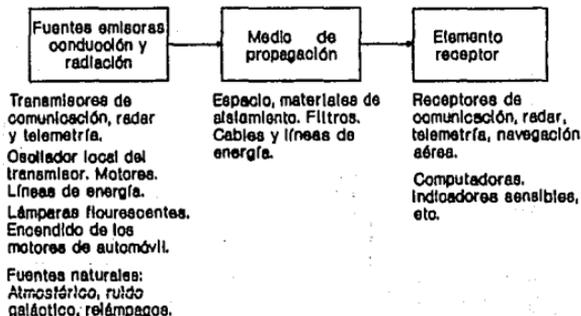


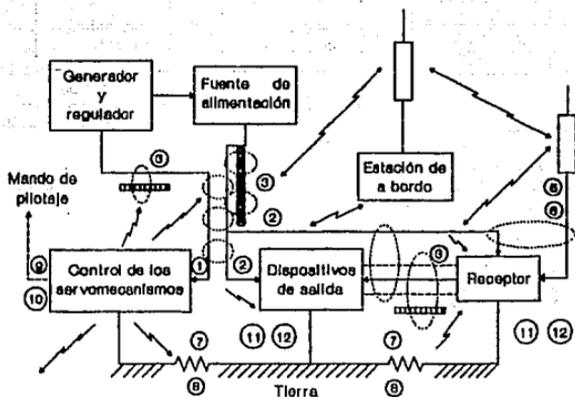
Figura V-1 Elementos básicos de EMI

V.3.- Interferencia electromagnética intra-sistema e inter-sistema

Para un mejor conocimiento entre la diferencia de las formas de EMI de los sistemas, definiremos que es la interferencia en un intra-sistema e inter-sistema.

V.3.1.- EMI intra-sistema

La interferencia electromagnética intra-sistema gira como un resultado de las perturbaciones de ellos mismos o del acoplamiento de las emisiones indeseadas dentro del sistema como se muestra en la figura V-2. En esta ilustración, la interferencia se puede desarrollar por medio del acoplamiento magnético y/o eléctrico o por medio de la radiación directa entre etapa y etapa, etapa a conductor o de conductor a etapa.



- 1.- Emisión conducida por los cables.
- 2.- Susceptibilidad conducida.
- 3.- Emisión conducida por el cable de interconexión.
- 4.- Susceptibilidad conducida por el cable de interconexión.
- 5.- Emisión conducida por la línea de transmisión.
- 6.- Susceptibilidad conducida por la línea de transmisión de la antena.
- 7.- Emisión de acoplamiento en la impedancia a tierra.
- 8.- Susceptibilidad de acoplamiento en impedancia a tierra.
- 9.- Radiación del campo H.
- 10.- Radiación del campo E.
- 11.- Susceptibilidad del campo H.
- 12.- susceptibilidad del campo E.

Figura V-2 Ejemplos de EMI intra-sistema

V.3.2.- EMI inter-sistema

La interferencia electromagnética inter-sistema, se ilustra en la figura V-3 en la que se muestran diferentes sistemas. La mayoría son equipos de comunicación electrónicos que tanto radian como reciben las ondas electromagnéticas. De tal forma que la interferencia es más difícil de detectar ya que la mayoría de los equipos y sistemas no están bajo control de un solo usuario, agencia ó compañía. La figura V-3 muestra algunos equipos emisores que pueden tener rangos de potencia bajos, por ejemplo 3 Watts para los transreceptores portátiles y potencias altas de 10 MWatts para los radares.

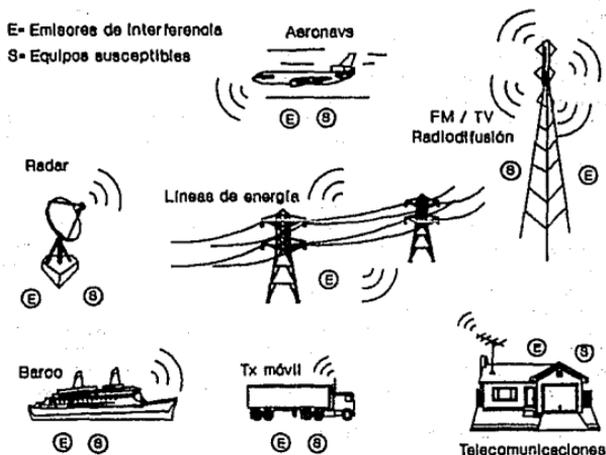


Figura V-3 Ejemplos de EMI inter-sistemas

V.4.- Fuentes de interferencia electromagnética

El funcionamiento de los sistemas de comunicación móvil normalmente están limitados por la presencia del ruido eléctrico en el medio ambiente en el que deben operar. Las fuentes de ruido electromagnético significativas tanto natural como artificial (Man-Made) los cuales deben ser considerados en los sistemas de comunicación móvil, se ilustran en la figura V-4. En general, el ruido natural tiende a limitar el funcionamiento de los sistemas de comunicación móvil que operan a frecuencias menores de 3 MHz.

Las fuentes de interferencia electromagnética incluye tanto las radiaciones intencionales como las no intencionales. Daremos más énfasis, fundamentalmente a aquellas emisiones de los equipos electrónicos de comunicación (C-E), tales como los de radiocomunicación. Las radiaciones no intencionales incluyen a aquellas emisiones a frecuencias fuera de la fundamental de los mismos equipos C-E. También mencionaremos las emisiones incidentales de los sistemas de encendido automotriz, líneas de energía y ciertos productos de consumo. El ruido artificial tiende a limitar el funcionamiento de los sistemas móviles que operan en el rango de frecuencia de 3 MHz. a 1 GHz. Para los usuarios móvil terrestre, en particular, el ruido artificial más serio, normalmente es aquel que resulta de los sistemas de encendido automotor.

La figura V-5 muestra el comportamiento de las diferentes fuentes de interferencia, las cuales están en relación a la frecuencia. Como referencia, la sensibilidad típica de un receptor (señal a ruido) es también ilustrada en la figura, correspondiente a una antena isotrópica ($G=0$ dB). Esto permite convertir el ruido de receptor a la intensidad de campo equivalente. Se puede observar que las emisiones naturales y artificiales mayores que las del ruido de receptor podrían enmascarar la sensibilidad del receptor. Contrariamente, las fuentes extraterrestres que son menores que la sensibilidad no colocarán en problemas de EMI al receptor.

V.4.1.- Fuentes artificiales de EMI

A diferencia de las fuentes naturales de EMI, las artificiales son originadas por los dispositivos, equipos y las máquinas inventadas por el hombre. Estas emisiones pueden provenir de

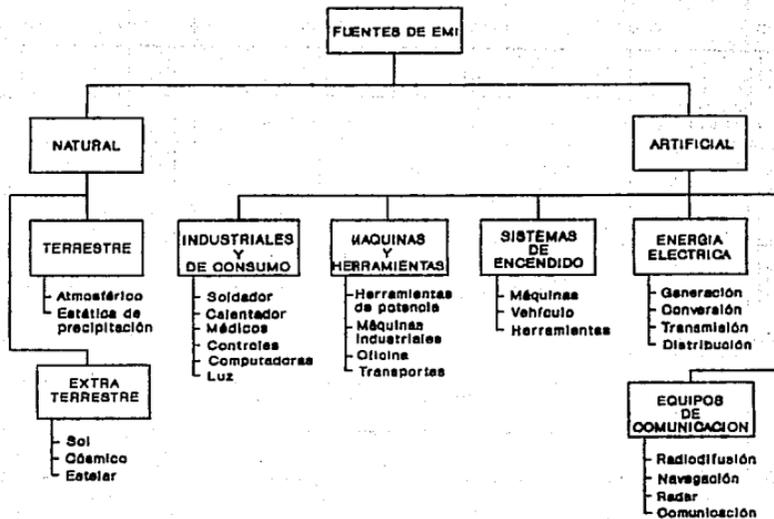
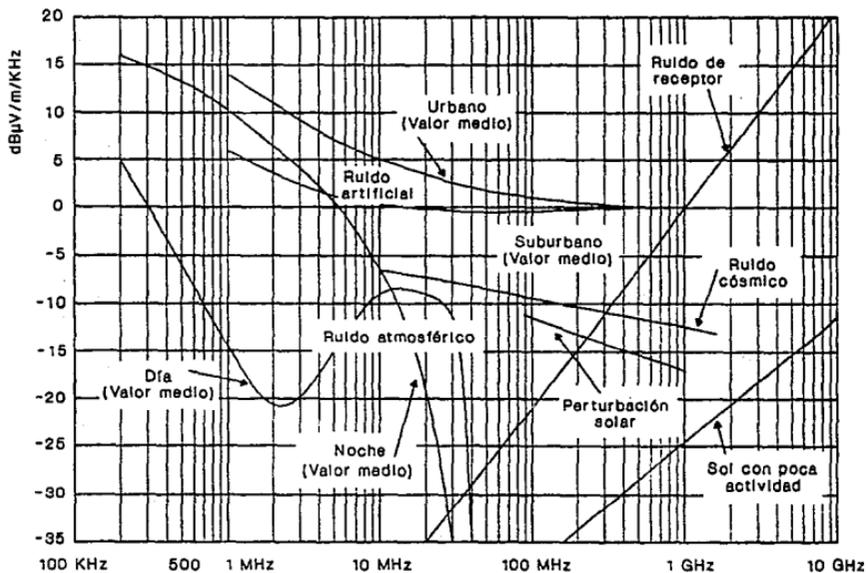


Figura V-4 Fuentes de Interferencia electromagnética

Figura V-5 Comportamiento de las fuentes de interferencia



lugares terrestres o extraterrestres (satélites, naves espaciales). Con excepción, de las fuentes artificiales extraterrestres que son de poco interés en realidad, ya que representan una pequeña fracción de la contaminación de ruido electromagnético total.

Algunas veces las emisiones artificiales son clasificadas como: intencionales y no intencionales como se mencionó anteriormente. Sin embargo, esta división resulta más teórica que útil ya que la mayoría de los emisores radian simultáneamente ambos tipos de emisiones.

El ruido radioeléctrico artificial podría también ser clasificado como: (1) interferencia coherente, tal como las armónicas del transmisor de radar, emisiones de las bandas laterales de los transmisores de comunicación a la navegación o de los transmisores normales. (2) señales aleatorias incoherentes, que son emitidas incidentalmente de la operación normal de algún equipo electrónico.

Lo siguiente es una lista de las fuentes de EMI artificiales más comunes, los cuales son emisores de comunicación (C-E).

a) Transmisores de radiodifusión.- La banda de radiodifusión cubre:

HF Amplitud modulada	(535 - 1605 KHz.)
VHF Frecuencia modulada	(88 - 108 MHz.)
VHF Televisión:	
Banda baja	(54 - 58 MHz.)
Banda alta	(174 - 276 MHz.)
UHF Televisión	(470 - 890 MHz.)
Radiodifusión internacional de AM	

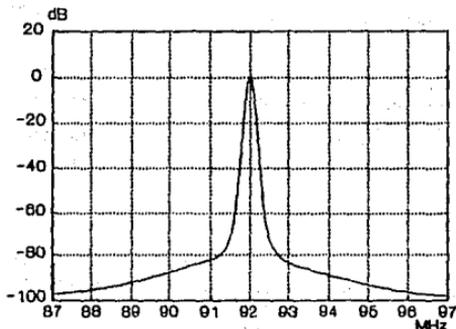
Dos ejemplos de las características de radiación para radiodifusión que sirven para ilustrar el perfil amplitud espectro se muestra en la figura V-6. Así mismo, se observa que la asignación típica para un transmisor de radiodifusión FM es de 200 KHz. entorno a la frecuencia fundamental y los niveles bajos fuera de banda son controlados por las normas y regulaciones internacionales (ver figura V-6a).

E M I

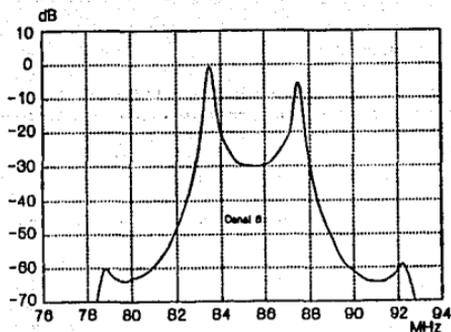
La figura V-6b ilustra las características de radiación de una emisión de televisión, en la banda VHF. Los niveles de ancho de banda de transmisión nominales a 6 MHz, son fácilmente observados. Para estos ejemplos el ancho de banda medido del receptor debe, necesariamente ser mucho menor que el ancho de banda del transmisor.

b) Emisores de comunicación C-E.- Los equipos de comunicación de este tipo son los de mayor número y variedad, ocupan porciones del espectro, intercalados entre 20 KHz. a aproximadamente 1 GHz.

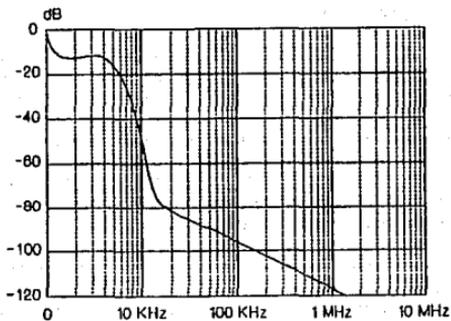
La figura V-6c muestra la característica del espectro de comunicación de voz en VHF (transmisor móvil terrestre). El ancho de banda de transmisión de 25 KHz., es evidente. El espectro muestra que los niveles inferiores a 100 dB se presentan en una frecuencia de 150 KHz., en uno y otro lado de la portadora.



(a) Espectro de emisión de un transmisor de radiodifusión FM



(b) Espectro de emisión de un transmisor de TV en VHF



(c) Espectro de emisión de un transmisor FM en VHF

Figura V-6 Características de radiación para radiodifusión

V.4.2.- Emisores electromagnéticos incidentales

Esta clase de fuentes de ruido radioeléctrico son incidentales pero no son emisores C-E.

El ruido radioeléctrico generado inintencionalmente consiste en radiaciones interferentes emitidas por equipos eléctricos y electromecánicos, incidentalmente a su operación normal. Tales ruidos radiados pueden ser o aleatorios en el tiempo y representados por un proceso estocástico o determinístico y exhibirse como un espectro de líneas. Dentro del área metropolitana existen muchos tipos de generadores de ruido inintencional.

a) Ruido del encendido automotor.- El ruido por el encendido automotriz esta compuesto de la radiación del tráfico vehicular. Cada vehículo radia trenes de pulsos periódicos, pulsos angostos de 1 a 5 ns de duración. La amplitud del pulso de un sólo vehículo varía de acuerdo al tipo de encendido, velocidad y el mecanismo durante su operación. Para grandes períodos de tiempo, la radiación de un solo vehículo, cambia con el envejecimiento y uso.

b) Ruido por líneas de transmisión de energía.- Aunque el ruido por encendido automotriz generalmente es el mayor contribuyente incidental del nivel de ruido radioeléctrico en áreas urbanas a frecuencias superiores a 20 MHz. Otras fuentes de ruido que contribuyen, son los equipos de generación de alto voltaje y las líneas de transmisión que producen ruido de RF perceptible; para las líneas de transmisión alcanzan máximas intensidades durante las condiciones de lluvia, nieve, neblina y alta humedad relativa. Condiciones de grandes turbulencias de aire y radiación solar son también creíbles que estimulen el aumento del ruido en regiones como áridas y desiertos.

Cuando las líneas de energía eléctrica y los componentes se han deteriorado o han sido dañados, emisiones de ruido impulsivo a frecuencias mayores a 50 MHz. son observados que aumentan apreciablemente. Los transitorios de corta duración han sido asociados con las descargas efecto corona, en las líneas y a los elementos de soporte debido a su imperfección, así como, el envejecimiento y uso. El espectro de ruido resultante se encontró que se extiende desde las bandas SLF a VHF.

c) Lámparas fluorescentes.- Diferentes configuraciones de lámparas fluorescentes han sido estudiadas por Clark para determinar la intensidad de ruido radiado. Los valores máximos de ruido radiado en $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}/\text{KHz}$ para los dos tipos de cátodo caliente y frío, se muestran en la figura V-7. Las leyendas indican la longitud y número de bulbos fluorescentes utilizados en cada unidad. Para cada montaje estudiado la antena interceptora fue colocada a 3 pies de la instalación. Las radiaciones a alta frecuencia de la unidad fluorescente de cátodo caliente es evidente en las bandas VHF y UHF.

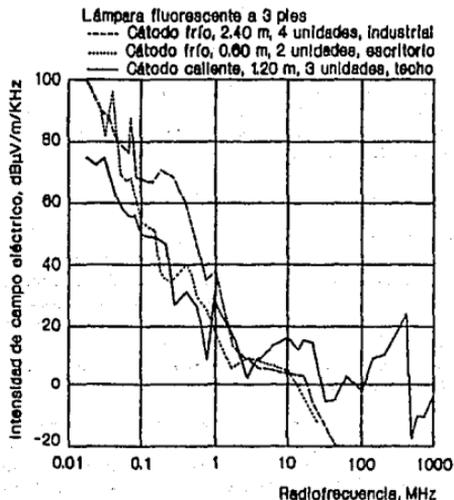


Figura V-7 Ruido radioeléctrico producido por lámparas fluorescentes

EMI

V.5.- Tipos de interferencia electromagnética

Existen diferentes efectos de la interferencia, que una señal indeseada puede producir en el receptor. Para representar la susceptibilidad total del receptor, es necesario considerar estos efectos y determinar cual es el que predomina dentro de una banda de frecuencia dada.

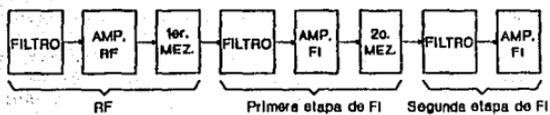
La figura V-8a, es un diagrama a bloques muy útil para el estudio de los diferentes efectos de EMI en el receptor. El receptor superheterodino emplea generalmente etapas de radiofrecuencia (RF) que proveen selectividad y/o amplificación y una o más etapas mezcladoras, las cuales trasladan la señal de RF a una señal de frecuencia intermedia (FI). También contiene etapas de FI que además de proporcionar selectividad de frecuencia, amplifican la señal; un detector que recupera la señal y una etapa posdetectora que procesa la señal enviándola a una o más salidas.

Para propósitos de estudio, las señales interferentes potenciales son consideradas a ser en una de las tres categorías básicas: Co-canal, Canal adyacente y Fuera de banda. Estas pueden ser observadas en la figura V-8b.

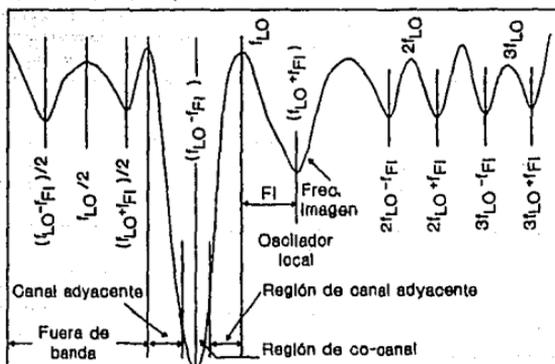
V.5.1.- Interferencia de co-canal

La interferencia de co-canal se refiere a las señales de frecuencia que se encuentran dentro del pasabanda más angosto del receptor. Para el receptor superheterodino, la frecuencia culpable de la interferencia de co-canal debe ser tal que ésta es trasladada al pasabanda de la etapa de FI, de la misma manera como lo es la señal deseada. Esto requiere que la frecuencia de la señal interferente sea igual a la frecuencia sintonizada \pm la mitad del ancho de banda más angosto de la etapa FI.

Debido a que las señales interferentes de co-canal son amplificadas, procesadas y detectadas de la misma manera como lo es la señal deseada, el receptor es vulnerable particularmente a éstas emisiones. Así, las señales de EMI pueden desensibilizar, saturar al receptor o incluso enmascarar la señal deseada. También podría combinarse con la señal deseada para causar serias distorsiones a la salida; o causar que el circuito de control automático de frecuencia se resintonice a la frecuencia interferente.



(a)



(b)

Figura V-8 Características de sensibilidad del receptor superheterodino

ENI

El nivel de ruido del receptor es utilizada para representar el umbral de susceptibilidad de co-canal. Este nivel es elegido, porque representa el nivel mínimo de la señal interferente que debe ser considerado. Así, si una señal indeseada está presente en el sintonizador del receptor, no podrá causar problema de ENI si su nivel a la entrada es menor que la del ruido de receptor.

V.5.2.- Interferencia de canal adyacente

La interferencia de canal adyacente, se refiere a las emisiones componentes de frecuencia que se encuentran dentro o cerca del pasabanda más ancho del receptor. Pueden estar suficientemente separadas de las frecuencias sintonizadas, tal que no caen dentro del pasabanda más estrecho. En el caso del receptor superheterodino, la interferencia de canal adyacente cae en o cerca al pasabanda de RF, pero después de la conversión se encuentra fuera del pasabanda FI.

La región de la interferencia de canal adyacente puede extenderse sobre un número de canales a cada lado de la frecuencia sintonizada. Por ejemplo, para los receptores de comunicación UHF que tienen un canal de guarda de 25 KHz., la región de la interferencia puede incluir hasta 400 canales a cada lado del canal de interés.

La interferencia de canal adyacente puede producir alguno de los diferentes efectos en el receptor. Por ejemplo, la interferencia puede ser conducida a través del receptor junto con la señal deseada y ambas aparecer en la entrada de la etapa de FI. En este caso, la selectividad FI y el espectro de la emisión de canal adyacente, ambas influirán en el nivel relativo de la señal interferente y que se presentará a la entrada del detector. Alternativamente, una o más emisiones interferentes pueden producir efectos no lineales en el amplificador de RF o mezclador. Los principales efectos no lineales son: Intermodulación y Desensibilización.

V.5.2.1.- Intermodulación

Debido a la alinealidad en el receptor superheterodino, dos o más señales interferentes pueden mezclarse; es decir, la intermodulación produce señales a otras frecuencias.

Si estas nuevas frecuencias están lo suficientemente cercanas a la frecuencia sintonizada del receptor, dichas señales pueden ser aplicadas y detectadas por el mismo mecanismo que procesa la señal deseada; así, posible degradación del funcionamiento puede resultar. Las intermodulaciones que son consideradas aquí, son de segundo, tercero y quinto orden. La de séptimo orden no es considerada que tenga una causa significativa de interferencia, generalmente.

Para que un producto de intermodulación cause interferencia, debe ser transformada a una frecuencia contenida en el pasabanda FI para que la detección ocurra. Las intermodulaciones consideradas aquí, son las que se generan en los amplificadores de RF y el primer mezclador, lo cual resulta de una intermodulación de frecuencia en o cerca a la frecuencia sintonizada del receptor (f_{OR}).

Las señales que son capaces de producir interferencia de intermodulación en un receptor, deben satisfacer la siguiente relación:

$$|mf_1 \pm nf_2| = |f_{OR} \pm B_R| \dots \dots \dots (V.1)$$

Donde,

f_1 y f_2 .- Frecuencias de las dos emisiones interferentes.

f_{OR} .- Frecuencia sintonizada.

B_R .- Ancho de banda FI, en la que el producto de intermodulación es significativo.

m y n .- Enteros.

La ecuación V.1 puede ser normalizada a la frecuencia fundamental del receptor, por lo tanto tenemos,

$$\left| m \frac{f_1}{f_{OR}} \pm n \frac{f_2}{f_{OR}} \right| = \left| 1 \pm \frac{B_R}{f_{OR}} \right| \dots \dots \dots (V.2)$$

La figura V-9 resultado de la ecuación V.2, muestra la carta resultante para los productos de intermodulación de segundo y tercer orden. Las combinaciones de señales de interferencia que caen sobre o cercanas a una de las líneas, son capaces de generar un producto de intermodulación en la vecindad de la frecuencia sintonizada del receptor.

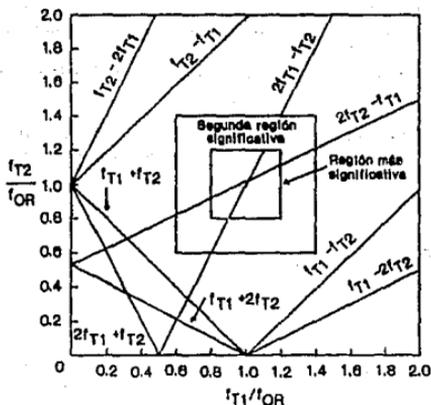


Figura V-9 Productos de intermodulación de segundo y tercer orden

Las señales que son consideradas como fuentes potenciales de interferencia por intermodulación, son aquellas que están cercanas a la frecuencia del receptor y producen productos de intermodulación que caen dentro del ancho de banda total de 60 dB alrededor de f_{OR} .

Las siguientes ecuaciones presentan los criterios de frecuencia que dos señales interferentes deben satisfacer para ofrecer serios problemas de intermodulación:

$$| f_N \pm f_Y - f_{OR} | \leq B_{RSO} \quad (\text{Segundo orden})$$

$$| 2f_N - f_Y - f_{OR} | \leq B_{RSO} \quad (\text{Tercer orden})$$

$$| 3f_N - 2f_Y - f_{OR} | \leq B_{RSO} \quad (\text{Quinto orden})$$

$$| 4f_N - 3f_Y - f_{OR} | \leq B_{RSO} \quad (\text{Séptimo orden})$$

Donde,

f_{OR} .- Frecuencia sintonizada.

f_N .- Frecuencia de la emisión interferente más cercana a f_{OR} .

f_Y .- Frecuencia de la emisión interferente más alejada de f_{OR} .

B_{RSO} .- Ancho de banda total FI a 60 dB.

El área de la carta, marcada como región más significativa, es particularmente importante debido a la proximidad de las señales interferentes a la frecuencia sintonizada. Las señales dentro de esta región experimentan menos selectividad RF (rechazo) que las señales fuera de ella, así, son más probables que generen productos de intermodulación significativos. El grado de la región está en función de la selectividad RF.

V.5.2.2.- Desensibilización

Cuando un receptor está sujeto a una o más señales intensas indeseables de canal adyacente a la frecuencia sintonizada del receptor, efectos alineales resultan en las etapas de entrada provocando una disminución de la ganancia para la señal deseada. Este efecto es llamado desensibilización.

Esto normalmente ocurre cuando el receptor está sujeto a señales indeseadas que están cercanas en frecuencia y/o muy intensas. Cuando esta señal indeseada es bloqueada antes de llegar al circuito discriminador, no produce una señal de salida; sin embargo, causa que uno o más de los circuitos previos operen inadecuadamente. Este funcionamiento inadecuado es normalmente el resultado de que el amplificador de RF, mezclador ó el amplificador de FI sean operados en situaciones alineales, causando así disminución en la ganancia. Si el receptor emplea un circuito de control automático de ganancia (AGC), este podría también ser afectado y causar disminución en la sensibilidad.

En la figura V-10 se muestra una representación visual en donde tiene lugar la desensibilización en el receptor.

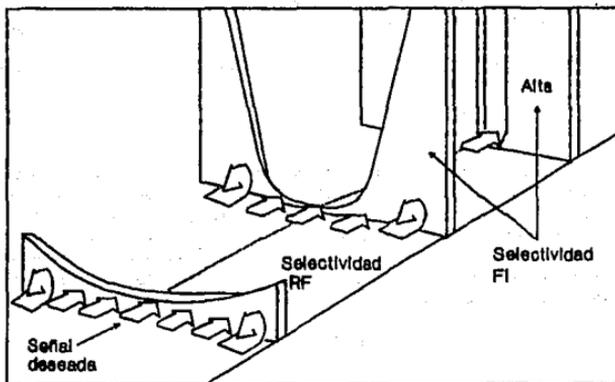


Figura V-10 Desensibilización en el receptor

V.5.3.- Interferencia fuera de banda

La interferencia fuera de banda se refiere a las señales que tienen componentes de frecuencia que están significativamente fuera del pasabanda más ancho del receptor. Estas se identifican arriba y abajo de la región de los canales adyacentes, como lo muestra la figura V-8b.

La interferencia intensa fuera de banda puede producir respuestas espurias en el receptor. El receptor superheterodino es susceptible a estas señales fuera de banda que se mezclan con las armónicas del oscilador local, para producir una señal en la etapa de FI. La respuesta espuria en el receptor normalmente se presenta a frecuencias específicas y a frecuencias fuera de banda, que son atenuadas por la selectividad de la etapa FI del receptor.

Cuando el receptor esta sujeto a un gran número de señales indeseadas fuera de banda. Estas pueden crear interferencia por alguno de los diferentes mecanismos. El receptor superheterodino es generalmente el más susceptible a las señales fuera de banda como se mencionó anteriormente y que pueden producir mezclas y trasladarlas a frecuencias del pasabanda FI, que por lo tanto produce una respuesta espuria.

Existen varias maneras por las que la emisión fuera de banda puede ser trasladada a una frecuencia del pasabanda del superheterodino. La más significativa de éstas, ocurre en la primera etapa mezcladora. Aquí, la señal deseada es heterodinada con la del oscilador local para transformarla a una nueva señal de FI. Además de la señal deseada, emisiones interferentes a diferentes frecuencias son capaces de ser heterodinadas con la señal del oscilador local u otras señales y trasladadas a la etapa de FI del receptor. La amplitud de la respuesta producida de esta manera es directamente proporcional a la intensidad de las señales originales.

Debido a que el nivel de la señal del oscilador local es típicamente del orden de 120 dB mayor que la deseada y las señales interferentes presentes a la entrada de la primera etapa mezcladora, los productos heterodinados que involucran al oscilador local son mucho mayor en amplitud que aquellos productos heterodinados que no son producidos por el oscilador local.

Así, los receptores superheterodinos son más susceptibles a las señales fuera de banda que se heterodinan con la del oscilador local para generar un producto en o cerca del pasabanda FI.

El término respuesta espuria, cuando es aplicado a los receptores se refiere específicamente a aquellas señales que resultan de la mezcla de las señales del oscilador local y la indeseada. Estas frecuencias interferentes las cuales son capaces de presentarse en la etapa de FI como un resultado de la mezcla con la señal del oscilador local, son conocidas como frecuencia respuesta espuria. El nivel de potencia necesario para causar interferencia a una frecuencia respuesta espuria particular está en función de la susceptibilidad del receptor a la respuesta.

Para que una respuesta espuria sea generada en el receptor, es necesario que la señal interferente o una de sus armónicas, sea mezclada con la del oscilador local o una de sus armónicas para producir una señal resultante en el pasabanda FI. Las frecuencias, f_{ER} , que son capaces de producir respuesta espuria para un heterodino de conversión simple, son:

$$f_{ER} = \left| \frac{pf_{LO} \pm f_{FI}}{q} \right| \dots \dots \dots (V.3)$$

ó

$$f_{FI} = \left| pf_{LO} \pm qf_{ER} \right| \dots \dots \dots (V.4)$$

Donde,

- p.- Número de la armónica del oscilador local.
- q.- Número de la armónica de la señal interferente.
- f_{LO} .- Frecuencia del oscilador local.
- f_{ER} .- Frecuencia respuesta espuria.

Las mediciones que se han realizado, mostraron que en los receptores superheterodinos tipo multiconversión, las respuestas espurias generadas por los procesos de segundo y/o mayor orden,

ocurren con mayor frecuencia que aquellos de una sola etapa; pero, no son una fuente de interferencia susceptible.

Los niveles de señal requeridos para producir respuesta espuria, para $q=1$ (respuesta debido a la fundamental de la emisión interferente) generalmente son pequeñas en amplitud comparadas con los niveles requeridos para generar respuesta espuria con q de mayor orden. Aquellas respuestas para la cual $q=2$ son menos significativas que para $q=1$ y las respuestas cuando $q=3$ son aún menos significativas que cuando se presentan para $q=2$, esto por supuesto, desde el punto de vista de la interferencia, pero por otro lado, requieren un nivel de señal mayor para que se puedan generar, como se ilustra en la figura V-11.

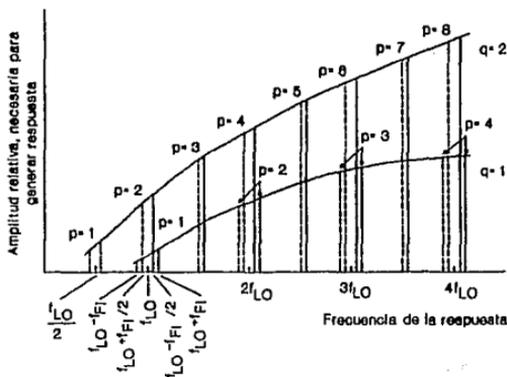


Figura V-11 Característica de la respuesta espuria

Para los valores enteros de p son análogos, es decir, al número de la armónica de la señal del oscilador local.

V.6.- Ruido de transmisor

Idealmente todos los transmisores deberían transmitir energía de RF, únicamente dentro de una banda de frecuencia determinada. Sin embargo, debido a las limitaciones de la tecnología, todos los transmisores radian algún ruido aleatorio fuera de la banda especificada. Este ruido se refiere al ruido de transmisor.

Este ruido normalmente es causado por el nivel bajo de la modulación de la portadora y por el ruido proveniente del oscilador, la fuente de energía, las etapas multiplicadoras, el modulador y el amplificador de potencia.

El ruido disminuye en amplitud, a medida que se aleja de la frecuencia portadora y tiene normalmente un nivel muy bajo a frecuencias mayores a 1 MHz. Es posible sin embargo, que el ruido de transmisor interfiera a un transmisor cercano que este varios MHz. alejado. La figura V-12 ilustra la representación espectral del ruido de transmisor.

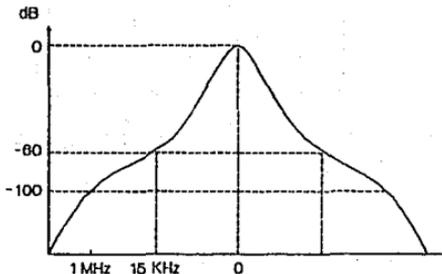


Figura V-12 Ruido de transmisor (ilustrativa)

La interferencia por ruido de transmisor cae directamente en la frecuencia de operación del receptor afectado. A causa de esto, el problema debe ser corregido en el transmisor, normalmente; ya que si se intenta reducirlo en el receptor puede degradar también la señal deseada.

V.7.- Frecuencia imagen

En los receptores de radiocomunicación estándar (en realidad, en la mayoría de los receptores) la frecuencia del oscilador local es más grande que la frecuencia de la señal entrante.

Esto es igual a la frecuencia de la señal más la frecuencia intermedia, es decir,

$$\begin{aligned} f_{LO} &= f_s + f_{FI} \\ \text{ó} \\ f_s &= f_{LO} - f_{FI} \end{aligned}$$

no importa que frecuencia de la señal sea.

Cuando f_{LO} y f_s son mezcladas en el convertidor de frecuencia, la frecuencia diferencia, que es uno de los productos, es igual a f_{FI} . Como tal, es la única que pasa en la etapa de FI, además de ser amplificada.

Si la frecuencia imagen f_i llega al mezclador, tal que,

$$\begin{aligned} f_i &= f_{LO} + f_{FI} \\ \text{esto es,} \\ f_i &= f_s + 2f_{FI} \end{aligned}$$

entonces, esta es la frecuencia que también producirá una señal de FI cuando sea mezclada con f_{LO} . Desafortunadamente, esta señal espuria de frecuencia intermedia será también amplificada por la etapa FI y por lo tanto producirá interferencia. Esto tiene el efecto de dos estaciones que están siendo recibidas simultáneamente y es naturalmente indeseable.

E M I

f_1 , es llamada frecuencia imagen y se puede determinar por la fórmula siguiente, reiterando nuevamente,

$$f_1 = f_s + 2f_{FI} \dots \dots \dots (V.5)$$

El rechazo de la frecuencia imagen depende de la selectividad de las etapas de entrada del receptor y debe ser llevada a cabo antes de la etapa de FI. Una vez que la frecuencia espuria se presenta en el amplificador de FI, será imposible eliminarla de la señal deseada.

El problema de la eliminación de la imagen se ha solucionado utilizando circuitos superheterodinos de conversión doble. La primera FI puede estar en la región de 2.5 MHz. Después de un paso de FI en esta frecuencia, se utiliza un segundo mezclador con un oscilador controlado a cristal para convertirla en una segunda FI mucho más baja, normalmente en la región de 50 a 100 KHz.

Si el oscilador a cristal utilizado en unión del segundo paso de conversión, está adecuadamente apantallado y aislado, las armónicas de esta oscilación pueden producir imágenes o señales en las bandas de las frecuencias más altas. Esto es algo semejante a muchos receptores de radiodifusión con osciladores no apantallados que escuchan las frecuencias más altas de, por ejemplo, la policía o estaciones de aficionados.

En realidad, las estaciones se batan con la segunda o tercer armónica del oscilador local en el receptor y están produciendo señales imagen en el equipo no apantallado adecuadamente.

V.8.- Análisis de las interferencias

V.8.1.- Análisis de co-canal

La interferencia de co-canal es aquella señal indeseada que se presenta dentro del pasabanda más estrecho del receptor, como se mencionó anteriormente. No se considerará interferencia si el canal ha sido compartido intencionalmente. Debido a las características

de los equipos de radio, todas las interferencias transmitidas en un ancho de banda de ± 10 KHz. son clasificadas como interferencias de co-canal, ésta es normalmente causada por transmisores distantes (ver figura V-13).

Para el análisis de la interferencia de co-canal tomaremos en cuenta las condiciones siguientes:

$$d \leq 120 \text{ Km} \quad (240 \text{ Km máximo})$$

$$f_p - 10 \text{ KHz} \leq f \leq f_p + 10 \text{ KHz}$$

Donde,

f .- Frecuencia de transmisor interferente.

f_p .- Frecuencia de receptor víctima.

d .- Distancia.

$$PIN = ERP - TxTFAT - PL + RxAG - RxPLL - RxSFIL - RxTFAT \quad . . \quad (V.6)$$

Donde,

PIN .- Potencia interferente, dBw.

ERP .- Potencia radiada efectiva, dBw.

$TxTFAT$.- Atenuación total del filtro en el transmisor sintonizado a la frecuencia del receptor víctima, dB.

PL .- Pérdidas de trayectoria, dB.

$RxAG$.- Ganancia de la antena receptora, dB.

$RxPLL$.- Pérdidas por línea de alimentación en el receptor víctima, dB.

$RxSFIL$.- Pérdidas totales de inserción debido a los filtros del receptor víctima, dB.

$RxTFAT$.- Atenuación total del filtro en el receptor víctima sintonizado a la frecuencia del transmisor interferente, dB.

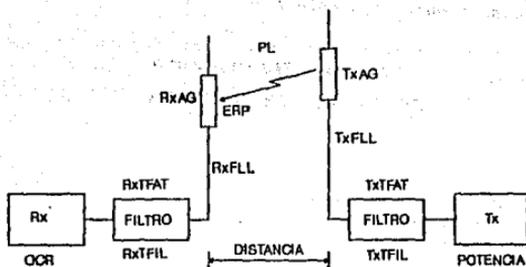


Figura V-13 Análisis de co-canal y canal adyacente

V.8.2.- Análisis de canal adyacente

Para este tipo de análisis, la ecuación utilizada para el cálculo de nivel de potencia interferente (PIN) en el receptor víctima (ver figura V-13) y las condiciones que debe satisfacer son:

$$d \leq 32 \text{ Km} \quad (160 \text{ Km máximo})$$

$$f_p - 35 \text{ KHz} \leq f \leq f_p + 35 \text{ KHz} \quad (100 \text{ KHz máximo})$$

$$|f - f_p| > 10 \text{ KHz}$$

y

$$\begin{aligned}
 \text{PIN} = & \text{ERP} - \text{TxTFAT} - \text{PL} + \text{RxAG} - \text{RxPFL} - \\
 & - \text{RxSFILL} - \text{RxTFAT} - \text{OCR} \quad \dots \dots \dots (V.7)
 \end{aligned}$$

Donde,

OCR.- Rechazo fuera de canal.

V.8.2.1.- Análisis de intermodulación por receptor

Como se mencionó anteriormente, la intermodulación ocurre cuando dos ó más señales son combinadas en las etapas de RF del receptor, produciendo una señal de frecuencia que cae en el pasabanda del receptor, este tipo de intermodulación es la más común, generalmente.

El diagrama de la figura V-14, muestra la interferencia de la intermodulación por receptor.

Para el análisis de interferencia de intermodulación por receptor, tomaremos en cuenta las condiciones siguientes:

(a) Estaciones cercanas en distancia,

$$d \leq 1 \text{ Km} \quad (1.6 \text{ Km máximo})$$

$$f_p - 10 \text{ MHz} \leq f \leq f_p + 10 \text{ MHz} \quad (20 \text{ MHz máximo})$$

(b) Estaciones cercanas en frecuencia,

$$d \leq 8 \text{ Km} \quad (20 \text{ Km máximo})$$

$$f_p - 0.5 \text{ MHz} \leq f \leq f_p + 0.5 \text{ MHz} \quad (2 \text{ MHz máximo})$$

EN I

La ecuación utilizada para el cálculo de la potencia interferente en el receptor víctima es,

$$PIN = 2PIN_1 + PIN_2 + 10 - 60 \log DFR \dots \dots \dots (V.8)$$

Donde,

PIN_1 .- Nivel de la señal de recepción radiada por el transmisor 1.

PIN_2 .- Nivel de la señal de recepción radiada por el transmisor 2.

DFR .- Factor diferencia de frecuencia, y esta dada por,

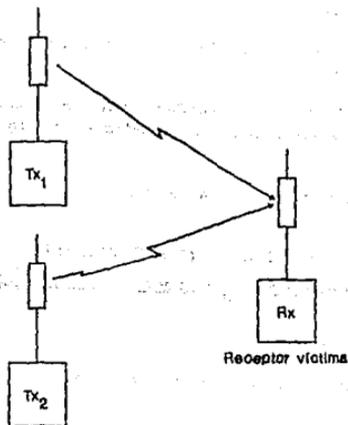


Figura V-14 Análisis de la intermodulación por receptor

$$DFR = \frac{|F_1 - F_2| + |F_3 - F_4|}{2} \dots \dots \dots (V.9)$$

E M I.

Ejemplo Ilustrativo 5.1

Considere el caso en donde dos sistemas de comunicación operan en las frecuencias de 451 y 452 MHz., respectivamente. En la misma área se encuentra instalado un receptor, el cual está sintonizado a la frecuencia de 450 MHz. Determine si el receptor es interferido por los transmisores, asuma un ruido medio.

Los parámetros de operación, tanto de los transmisores como del receptor, son:

Transmisor 1	Transmisor 2	Receptor
$f = 451 \text{ MHz.}$	$f = 452 \text{ MHz.}$	$f = 450 \text{ MHz.}$
$G = 3 \text{ dB}$	$G = 3 \text{ dB}$	$G = 3 \text{ dB}$
$P = 50 \text{ dBm}$	$P = 50 \text{ dBm}$	
$d = 12.2 \text{ m (*)}$	$d = 30 \text{ m (*)}$	

* Las distancias son con respecto al receptor.

Con la ecuación V.8 podemos calcular el nivel total de la señal interferente. Para obtener los valores de PIN de cada uno de los transmisores, utilizamos la ecuación V.6,

$$PIN = ERP - PL \quad (\text{los términos restantes, son cero})$$

Donde PL esta dado por la ecuación II.17. Primeramente calculamos PL y PIN para el transmisor 1:

$$\begin{aligned} PL_1 &= 28.2 + 20 \log (451) + 20 \log (0.0122) \\ &= 43.011 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} PIN_1 &= 23 - 43.011 + 3 \\ &= -17.011 \text{ dB} \end{aligned}$$

Para el transmisor 2, tenemos:

$$\begin{aligned} PL_2 &= 28.2 + 20 \log (452) + 20 \log (0.03) \\ &= 50.845 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{PIN} &= 23 - 50.845 + 3 \\ &= -24.845 \text{ dB} \end{aligned}$$

Calculando DPR de la ecuación V.9, tenemos:

$$\text{DPR} = 3/2$$

Para el PIN total, tendremos:

$$\begin{aligned} \text{PIN} &= 2(-17.011) + (-24.845) + 10 - 60 \log(3/2) \\ &= -59.433 \text{ dB} \end{aligned}$$

que es el nivel total de la señal
interferente a la entrada del receptor.

Para determinar si existe interferencia, nos referimos a la ecuación I.2, por lo tanto tenemos:

$$\begin{aligned} \text{AR} &= \text{PIN} - \text{PMIN} + 6 \\ &= -59.433 - (-145) + 6 \\ &= 91.567 \text{ dB} \end{aligned}$$

Donde, PMIN se obtiene de acuerdo a la tabla I-1.

Como $\text{AR} > 0$, tenemos interferencia.

Para eliminar éste tipo de problemas podemos emplear:

- (1) Una cavidad pasabanda instalada en la entrada del receptor que nos atende al menos 91.567 dB, que es el nivel de la señal interferente. Nada puede ser realizado en el transmisor.
- (2) Un cambio de lugar del receptor, del patrón de radiación o la ganancia de la antena podrían ayudar.
- (3) Como último recurso, podría ser un cambio de frecuencia en el receptor.

V.8.2.2.- Análisis de Intermodulación por transmisor

El diagrama de la figura V-15, muestra la interferencia de intermodulación por transmisor.

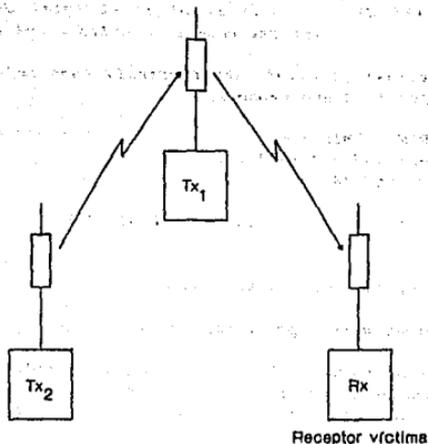


Figura V-15 Análisis de la intermodulación por transmisor

Las condiciones que debe satisfacer este tipo de interferencia, son las mismas que se emplean para la interferencia de intermodulación por receptor. La fórmula utilizada para el cálculo del nivel de potencia recibida en el transmisor víctima, es la siguiente,

$$\begin{aligned}
 \text{PIN} = & \text{PIN}_{2-1} + \text{Tx}_{AG} - \text{Tx}_{FLL} - \text{PL}_{1-Rx} + \\
 & + \text{Rx}_{AG} - \text{Rx}_{FLL} - C \quad \dots \dots \dots (V.10)
 \end{aligned}$$

Donde,

C.- Factor de pérdidas, que cuantifica el efecto que presentan los circuitos de salida del transmisor a la señal entrante fuera de canal y esta dada por la siguiente ecuación,

$$C = 57 \log(1.5 + \text{DFT}) - 9.6 - 9 \log \text{DFT} \quad \dots \dots \dots (V.11)$$

Donde,

DFT.- Valor absoluto de la diferencia de frecuencias entre el transmisor 1 y 2.

Ejemplo ilustrativo 5.2

Considere el caso en que dos transmisores de comunicación, los cuales operan en las frecuencias de 167.910 y 167.280 MHz., respectivamente; que cuando operan simultáneamente generan una señal espuria (intermodulación de tercer orden) que al parecer interfiere a un receptor que está sintonizado a la frecuencia de 168.540 MHz. Determine si la señal de intermodulación por transmisor efectivamente causa problemas al receptor, suponga un ruido medio.

Las características de operación tanto de los transmisores como del receptor son:

Transmisor 1	Transmisor 2	Receptor
$f = 167.910$ MHz.	$f = 167.280$ MHz.	$f = 168.540$ MHz.
$G = 1.5$ dB	ERP = 12.9 dB	$G = 6.0$ dB
$d = 0.2$ Km (*)	$d = 0.15$ Km (*)	$d = 0.15$ Km
$d_{1-2} = 0.83$ Km		Pérdidas de
Pérdidas de línea 1.6 dB		línea 6.0 dB

* Las distancias son con respecto al receptor.

El nivel total de la señal interferente la calculamos de la ecuación V.10,

Donde, PIN_{2-1} , la calculamos de la siguiente manera,

$$PIN_{2-1} = ERP_2 - PL_{2-1} + AG_1 - Tx_1FLL$$

y PL_{2-1} , la calculamos de la ecuación II.17, entonces:

$$\begin{aligned} PL_{2-1} &= 20.2 + 20 \log(167.280) (0.83) \\ &= 71.050 \text{ dB} \end{aligned}$$

Por lo tanto,

$$\begin{aligned} PIN_{2-1} &= 12.9 - 71.050 + 1.5 - 1.6 \\ &= -58.250 \text{ dB} \end{aligned}$$

Para calcular PL_{1-RW} tenemos que,

$$\begin{aligned} PL_{1-RW} &= 28.2 + 20 \log(168.540) (0.15) \\ &= 56.256 \text{ dB} \end{aligned}$$

Para calcular el factor de pérdidas, tenemos que:

$$\begin{aligned} C &= 57 \log(1.5 + 0.63) - 9.6 - 9 \log(0.63) \\ &= 10.924 \text{ dB} \end{aligned}$$

Sustituyendo estos valores en la ecuación V.10, tenemos:

$$\begin{aligned} PIN &= -58.250 - 1.6 + 1.5 - 56.256 + 6.0 - 6.0 - 10.924 \\ &= -125.530 \text{ dB} \end{aligned}$$

Sustituyendo este valor en la ecuación I.2, la cual nos permite determinar si existe interferencia, entonces:

$$\begin{aligned} AR &= -125.530 - (-141) + 6.0 \\ &= 21.470 \text{ dB} \end{aligned}$$

Lo cual nos indica que está presente la interferencia en el receptor.

Para la solución de este problema en particular, primeramente debemos determinar que transmisor fuera de canal es el causante de la radiación. Normalmente es el transmisor con el coeficiente mayor, en la relación.

- (1) Un filtro de cavidad en el transmisor es lo más práctico. La cavidad puede ser un pasabanda, rechazo de banda o ambos. El filtro pasabanda deberá ser sintonizado a la frecuencia del transmisor, éste tipo de filtro ofrece beneficios adicionales para reducir el ruido de transmisor y otras señales espurias, así como a las intermodulaciones en el transmisor. Sin embargo, si el intervalo de frecuencia entre los transmisores y el receptor es demasiado pequeño, el pasabanda no proporcionará suficiente atenuación.

Una cavidad rechazo de banda podría ofrecer un grado de atenuación sustancial a las frecuencias cercanas del transmisor. La cavidad rechazo de banda instalada en el transmisor debe ser sintonizada a la frecuencia del receptor afectado.

La mejor forma de eliminar los problemas en los transmisores es una combinación de los filtros pasabanda y rechazo de banda, de tal manera que de esta forma eliminará o reducirá las intermodulaciones de transmisor.

- (2) El filtro "Stub", esta construido de cable coaxial, actúa como filtro de rechazo de banda no siendo lo suficiente selectivo, por lo que no proporciona una adecuada atenuación como las cavidades. Pero sin embargo, son muy económicos.*
- (3) El cambio de ubicación para el transmisor ofensor podría ayudar.*
- (4) Una disminución en la potencia del transmisor causante del problema, puede ser considerado. Un cambio en el patrón de radiación podría también ayudar.*
- (5) Nuevamente, el cambio de la frecuencia en el transmisor puede considerarse como última alternativa.*

V.8.2.3.- Análisis de la desensibilización

El diagrama de la figura V-16, muestra la interferencia por desensibilización del receptor.

Las condiciones que se deben satisfacer en el análisis de la desensibilización, son:

$$d \leq 3 \text{ Km} \quad (16 \text{ Km máximo})$$

$$f_p - 1 \text{ MHz} \leq f \leq f_p + 1 \text{ MHz} \quad (5 \text{ MHz máximo})$$

La ecuación utilizada para el cálculo del nivel de la señal interferente, en el receptor víctima es,

$$PIN = ERP - PL + R_{xAG} - R_{xPLL} - R_{xSFIL} - OCR \dots \dots \dots (V.12)$$

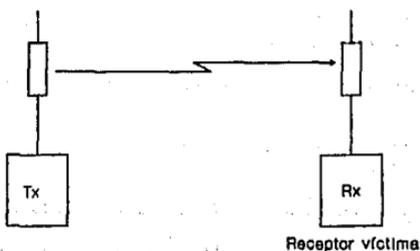


Figura V-16 Análisis de desensibilización.

Ejemplo ilustrativo 5.3

Considere un transmisor el cual opera en la frecuencia de 151.745 MHz., con una ERP de 17.40 dBw. Un receptor se encuentra sintonizado a la frecuencia de 151.955 MHz., con una ganancia de antena de 6 dB, pérdidas de línea de 3.2 dB y ubicado a 2.53 Km del transmisor. Determine si el transmisor interfiere al receptor, suponga que tanto el transmisor como el receptor operan en un medio de ruido medio.

De la ecuación V.12 calculamos el nivel de señal interferente,

Donde,

$$PI = 20.2 + 20 \log(151.745) (2.53) \\ = 79.885 \text{ dB}$$

Para calcular OCR, nos referimos a la tabla I-2, por lo tanto:

- Banda 138 - 406 MHz.
- Diferencia de frecuencia 0.210 MHz.

$$OCR = 85.5 + 6.3 \log(DFREC) \\ = 85.5 + 6.3 \log(0.210) \\ = 81.230 \text{ dB}$$

Por lo tanto, tenemos:

$$PIN = 17.40 - 79.885 + 6.0 - 3.2 - 81.230 \\ = -140.915 \text{ dB}$$

Para determinar si existe interferencia utilizamos la ecuación I.2, entonces:

$$AR = -140.915 - (-141) + 6.0 \\ = 6.083 \text{ dB}$$

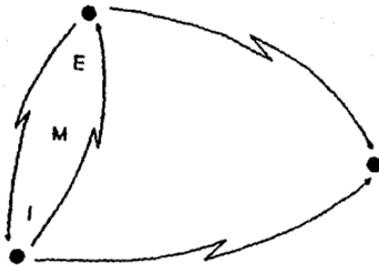
Lo cual nos indica que la interferencia esta presente.

El problema de desensibilización puede ser solucionado o reduciendo el nivel de la señal indeseada o proporcionando una mayor distancia entre los sistemas, instalando filtros en el receptor. Un atenuador variable puede ser empleado a la entrada del

receptor para determinar el valor de la atenuación requerida y así poder eliminarla. Si se emplea un filtro de cavidad, las curvas de respuesta deben ser analizadas cuidadosamente para asegurar que la atenuación necesaria sea la adecuada. Es posible, emplear un filtro pasabanda en lugar de un rechazo de banda. La cavidad pasabanda ofrecerá protección para los transmisores cercanos a éste, mientras que la cavidad de rechazo de banda atenuará una banda de frecuencia angosta. Un filtro a cristal puede también ser utilizado para señales con frecuencia menores que 200 KHz. de la señal deseada, sin embargo, las pérdidas por inserción de 6 dB podrían no ser aceptadas.

CAPITULO

VI



DUPLEXERS Y COMBINADORES

CAPITULO VI

DUPLEXERS Y COMBINADORES

VI.1.- Introducción

En la actualidad más y más sistemas de comunicación terrestre están siendo equipados para operar simultáneamente a diferentes frecuencias desde un sitio común. Un combinador puede eliminar la necesidad del uso de una antena para cada sistema de radiocomunicación. Además de reducir el número de antenas, un mejor funcionamiento puede normalmente ser realizado, si un sitio de mayor altura se selecciona además del combinador adecuado.

Una simple antena "maestra" y su línea de transmisión puede ser compartida para dos o más transmisores, receptores o estaciones base simplex conectándolas a la antena a través de un combinador. El uso común de una antena no se limita a la operación de un sistema único. Cuando una multiplicidad de estaciones base operadas por diferentes usuarios y localizadas en el mismo sitio, a menudo pueden compartir una antena común, dependiendo de la frecuencia de operación.

La mayoría de los sistemas de radiocomunicación emplean sistemas y líneas de transmisión independientes cuando operan en un sitio común, por lo que requieren múltiples dispositivos que los protejan de las interferencias. Estos normalmente son desacopladores de ferrita, los cuales reducen el nivel de la intermodulación por receptor a un valor aceptable, filtros de cavidad pasabanda o rechazo de banda (instalados entre el transmisor y la antena) para reducir el ruido de transmisor, así como, proteger al receptor de la desensibilización causada por las frecuencias portadoras de transmisión. Estos dispositivos, como es de esperar, presentan pérdidas de potencia en la transmisión y en la intensidad de la señal de recepción.

Los combinadores y multiacopladores son dispositivos que permiten operar a dos o más sistemas de radio con la misma antena y línea de transmisión. Estos sistemas pueden ser únicamente transmisores, receptores o una combinación de ellos. El tipo de

E N I

multiacoplador a ser utilizado esta determinado por: el tipo de sistema, el aislamiento requerido, la separación de frecuencia entre los sistemas y la pérdida por inserción máxima que puede ser permitida.

Cuando dos o más transmisores o receptores son utilizados con una sola antena, tres tipos de intermodulación mutua se presentan principalmente: productos de intermodulación, ruido de transmisor y desensibilización del receptor.

Respecto a los multiacopladores son sistemas de transmisión y recepción, los requerimientos de desacoplamiento son analizados idénticamente a aquellos sistemas que emplean duplexers, así como el valor de aislamiento necesario para proteger a los receptores del ruido de transmisor y la desensibilización. Las curvas estándares de los aisladores duplexers que muestran el desacoplamiento requerido en función de la separación de la frecuencia, pueden ser utilizadas para determinar el aislamiento necesario entre sistemas.

VI.2.- Necesidades de aislamiento

La razón del uso de dos antenas (o una antena simplex y duplexer) en un sistema duplex, es la de obtener "aislamiento" entre el transmisor y receptor. Este aislamiento expresado en dB, es una de las consideraciones más importantes en el diseño de cualquier sistema duplex. Debe darse el aislamiento adecuado en cualquier sistema duplex en principio para prevenir que el funcionamiento del receptor sea afectado adversamente por su transmisor asociado. Antes de entrar al estudio de los diferentes dispositivos que se pueden utilizar para disminuir o eliminar los problemas de interferencia, recordaremos las características fundamentales del receptor y transmisor.

Los receptores modernos de comunicación, hoy en día reciben señales de frecuencias ubicadas dentro de las bandas VHF y UHF, los cuales sistemáticamente bajan la frecuencia portadora en pasos conforme la señal atraviesa por las diferentes etapas del receptor. Así, la frecuencia de la señal se convierte en una más baja, más selectiva como se mostró en la figura V-10. Finalmente, la señal recibida es transformada a un punto en donde los circuitos del receptor son capaces de dejar pasar una banda sumamente angosta

de frecuencias deseadas mientras que rechaza todas las demás indeseadas (digamos 100 dB). Esta es la selectividad total del receptor y propiamente, es la característica de funcionamiento descrita en la hoja de especificaciones del receptor. Recordar sin embargo, que toma virtualmente todas las etapas del receptor, para finalmente reducir la banda pasante a una banda angosta. La selectividad del receptor no es y no puede ser de está agudeza a su entrada. Mientras que toda la selectividad del receptor es excelente, las etapas de entrada del receptor tienen una banda de paso relativamente ancha y no pueden rechazar completamente la señal intensa proveniente del transmisor, aunque la frecuencia de transmisión pueda estar a varios megahertz de la frecuencia de recepción.

Para un funcionamiento óptimo, existen niveles críticos de voltaje y corriente en ciertos puntos a través de las etapas de entrada del receptor. Si estos niveles son radicalmente diferentes (mayores), el funcionamiento del receptor se volverá errático y/o degradado en su frecuencia de operación. Estando así expuesto a ser desensibilizado. La desensibilización del receptor resulta de una portadora intensa y fuera de canal proveniente de un transmisor cercano (en frecuencia y en ubicación); y no es necesario que se encuentre tan cerca en frecuencia y ubicación como se podría pensar. Un transmisor puede estar operando a varios megahertz de la frecuencia de recepción y/o estar ubicado a varios miles de metros de la antena receptora y aún causar interferencia al receptor.

El ruido de transmisor aparece como interferencia de ruido sobre el canal del receptor y no puede ser filtrado ni eliminado en el receptor, ver figura VI-1. Este cae exactamente sobre la frecuencia de operación del receptor y compete con la señal deseada. Pero no confundir interferencia de ruido de transmisor con la desensibilización del receptor. El ruido de transmisor aparece como interferencia enmascarando la señal recibida y reduciendo la sensibilidad efectiva. La desensibilización del receptor es el resultado de una portadora del transmisor intensa fuera de canal penetrando en las etapas de entrada, con un ancho de banda amplio, incrementando los niveles críticos de voltaje y corriente, reduciendo así la ganancia del receptor. Ambas formas de interferencia degradan el funcionamiento del receptor, pero ellas son diferentes y deben ser eliminadas por diferentes medios.

E N I

El ruido de transmisión de un sistema de comunicaciones puede ser considerado como un ruido de fondo que afecta a la señal de transmisión. Este ruido puede ser causado por diversas fuentes, como el ruido térmico, el ruido de los componentes electrónicos, el ruido de los cables, etc. El ruido de transmisión puede ser medido en dB y su espectro de frecuencia puede ser representado en un gráfico como el que se muestra en la Figura VI-1.

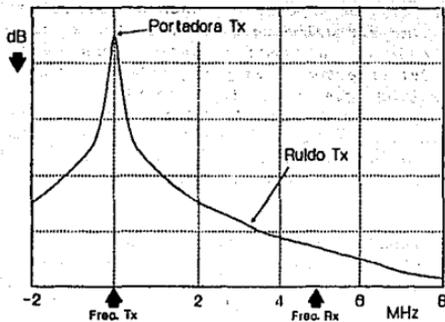


Figura VI-1 Espectro de frecuencia del ruido de transmisor

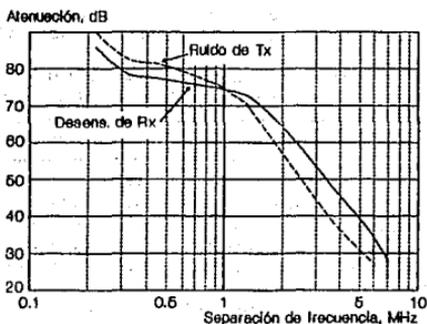


Figura VI-2 Aislamiento necesario

Si la distancia entre las antenas es lo suficientemente grande, el receptor puede ser completamente protegido de su transmisor asociado. Obviamente, el receptor puede ser vulnerable a otros transmisores localizados cerca de él. La figura VI-2 muestra el aislamiento que se debe proporcionar para proteger al receptor de las interferencias por ruido de transmisor y desensibilización, en función de la separación de la frecuencia.

VI.3.- Aislamiento entre transmisor y receptor

En los puntos anteriores, hemos establecido el hecho de que debe existir un cierto aislamiento entre el transmisor y el receptor en un sistema duplex si se desea un funcionamiento normal del receptor. Las preguntas que ahora surgen son:

(1) Cuánto aislamiento es necesario para reducir el ruido de transmisor en la frecuencia de recepción a un nivel donde tendremos poco o ningún efecto sobre el funcionamiento del receptor?

(2) Cuánto aislamiento se requiere para proteger al receptor de ser desensibilizado por la portadora del transmisor?

Las respuestas a estos cuestionamientos, dependen de ciertas consideraciones, como se mencionó anteriormente y que son: que tan cerca estén las frecuencias de transmisión y de recepción una de otra, de la banda de frecuencia, de la potencia de salida del transmisor y por supuesto de las características del equipo de comunicación, las cuales varían con el fabricante y el modelo. Afortunadamente, se cuentan con gráficas que nos permiten estimar el valor de aislamiento necesario para proteger al receptor de estos tipos de interferencias, como la que se muestra en la figura VI-2.

A una separación de frecuencia de transmisión y recepción dada, estas curvas indicarán la cantidad de aislamiento (en dB) que debe proveerse para proteger al receptor de su transmisor asociado. Una curva ilustra el valor de aislamiento requerido para evitar que el receptor sea desensibilizado; la otra muestra la cantidad de aislamiento necesario para reducir el ruido de transmisor a un nivel negligible. Podemos obtener este aislamiento ya sea por: (1) Empleando un duplexer apropiado ó (2) Utilizando dos antenas separadas por una distancia dada. Consideremos primeramente la segunda opción.

VI.3.1.- Separación horizontal entre antenas

Sabemos que la intensidad de una señal de radio disminuye rápidamente conforme viaja a través del espacio. Esto es debido a la resistencia presentada por el espacio a la señal de radio (pérdidas por propagación). Debido a esta atenuación, las antenas transmisora y receptora pueden ser desplazadas horizontalmente una distancia dada para obtener una cantidad de aislamiento, ver figura VI-3.

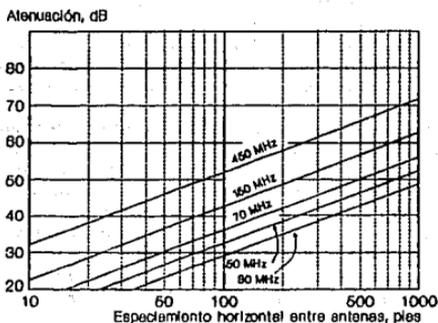


Figura VI-3 Atenuación mediante separación horizontal entre antenas

Las curvas se obtuvieron empleando antenas dipolo de media onda. Las curvas también proporcionan resultados aceptables para antenas de tipo de ganancia si, (1) el aislamiento indicado es reducido por la suma de las ganancias de las antenas y si, (2) el espaciado de las antenas es de al menos 50 pies.

VI.3.2.- Separación vertical entre antenas

Otra forma de aislar al receptor del transmisor y que es más efectiva, conveniente y por lo tanto más empleada comparada con la de separación horizontal es, mediante la separación vertical. La misma torre es usualmente empleada para ambas antenas, una antena es montada a una distancia determinada sobre la otra. En adición al aislamiento proporcionado por la atenuación del espacio, tenemos el aislamiento extra causado por el "cono del silencio" que existe entre la mayoría de las antenas apiladas verticalmente. El cono del silencio es un nulo (carencia de ganancia) en el patrón de radiación por arriba y abajo de la antena polarizada verticalmente, ver figura VI-4.

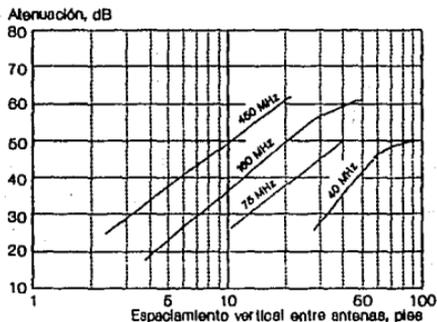


Figura VI-4 Atenuación mediante separación vertical entre antenas

Las curvas se obtuvieron empleando antenas dipolo de media onda. Las curvas proporcionan resultados aceptables para antenas del tipo de ganancia si, (1) el espaciado es medido entre los centros físicos de las antenas y si, (2) una antena es montada directamente sobre la otra, sin desviación horizontal (colineales). No se requiere factor de corrección para las antenas de ganancia.

VI.3.3.- Empleo de un duplexer

Podríamos utilizar un duplexer para lograr el aislamiento necesario entre el transmisor y el receptor. El duplexer puede ser usado para instalar al receptor y al transmisor a la misma antena de tal manera que ambas unidades puedan ser operadas al mismo tiempo. Esto significa que el duplexer reemplaza a una de las dos antenas y a una línea de transmisión en el sistema duplex típico, tal como se muestra en la figura VI-5.

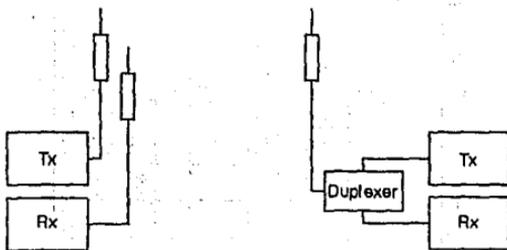


Figura VI-5 Sistemas con y sin duplexer

VI.3.3.1.- Ventajas del uso del duplexer

Generalmente, el ahorro en costo de la segunda antena y el cable de transmisión será mayor que el empleo de un duplexer. Pero la economía es rara vez la razón para el uso del duplexer. Hay otras razones más importantes que son:

- a) Aislamiento.- El duplexer apropiado proporcionará el aislamiento necesario entre el transmisor y el receptor aunque ambas unidades estén conectadas a la misma antena.

b) *Patrón de radiación.* - Sin un duplexer, el sistema duplex debe tener dos antenas. Ambas no pueden ser montadas exactamente en el mismo sitio, en la estructura de soporte de las antenas, de tal modo, que los patrones de radiación de las antenas serán probablemente diferentes. Esto significa que el área de cobertura del transmisor puede ser algo diferente del área de cobertura del receptor. Con el empleo de un duplexer, el sistema utiliza un sistema radiador común, lo cual provee el mismo patrón de radiación para ambos.

c) *Espacio en la torre.* - Un buen lugar para la antena, generalmente, es muy solicitado y normalmente se encuentra congestionado. Obviamente, es más fácil encontrar un lugar para montar una sola antena que dos. Si el espacio en la estructura de antena (torre, edificio, etc.), es rentado, el costo puede ser menor para una simple antena.

Pero no se puede obtener algo por nada, como es de esperarse, el duplexer tiene algunas pérdidas o ineficiencias que deben ser consideradas.

Básicamente, hay dos tipos distintos de duplexers que se emplean en la comunicación de dos vías: el duplexer pasabanda y el de rechazo de banda. Cada clase tiene sus ventajas y desventajas, cual fuere el tipo, el duplexer debe proveer ciertas condiciones si se desea alcanzar un funcionamiento óptimo del sistema, por lo que un duplexer debe:

- a) Ser diseñado para operar en la banda de frecuencia en la cual opera el sistema duplex en particular.
- b) Ser capaz de manejar la potencia de salida del transmisor.
- c) Ser diseñado para operar en/ó menor de la separación de la frecuencia entre el transmisor y el receptor.
- d) Proveer un adecuado rechazo al ruido de transmisor que aparece en la frecuencia de recepción.
- e) Proveer un suficiente aislamiento para prevenir la desensibilización.

Y para una mayor eficiencia, el duplexer debe:

f) Ofrecer poca pérdida como sea posible a la señal deseada de transmisión y recepción. Es decir que se presenten menos pérdidas por inserción.

VI.3.3.2.- Pérdidas a través del duplexer

Las señales de transmisión y recepción son un poco atenuadas debido a las pérdidas en el duplexer. Estas pérdidas (expresadas en dB) son usualmente referidas como "pérdidas de inserción de, Tx a antena y de la antena a Rx". Generalmente, las pérdidas por inserción aumentarán a medida que la separación entre las frecuencias de transmisión y recepción disminuye. Para el transmisor, valores de pérdidas por inserción de 0.5, 1.0 y 2.0 dB, que corresponden a una reducción de la potencia de salida (en watts) de aproximadamente 11%, 20% y 37% respectivamente. Para el receptor, valores de 0.5, 1.0 y 2.0 que significan una reducción del 5%, 11% y 20% en la intensidad (microvolts) de la señal de entrada respectivamente.

VI.4.- Cavidad pasabanda

Una cavidad pasabanda es un dispositivo que sirve como un filtro de radiofrecuencia. Tiene la habilidad de permitir el paso de una banda angosta de frecuencia, mientras que las frecuencias fuera de esta banda son atenuadas considerablemente. La energía es alimentada a la cavidad por medio del lazo de acoplamiento, la cual excita al circuito resonante formado por dos conductores (interno y externo). El segundo lazo recibe la energía conduciéndola a el circuito de salida. Los lazos de acoplamiento están diseñados de tal forma que por medio de ellos podemos determinar la selectividad de la cavidad. La banda angosta de frecuencia que pasa, presenta solamente una ligera pérdida en la frecuencia de resonancia y a medida que se separa de ésta, las pérdidas se incrementan. Si por ejemplo, la salida de señales generadas (ó transmitidas), todas con un nivel igual, fuesen alimentadas a la cavidad pasabanda, la respuesta en frecuencia de la cavidad se vería similar como se ilustra en la figura VI-6.

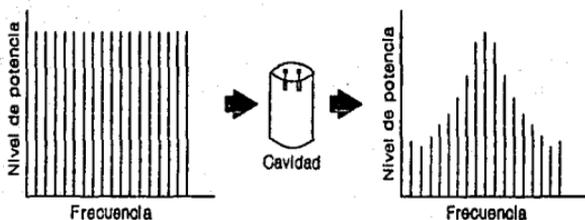


Figura VI-6 Respuesta en frecuencia de la cavidad pasabanda

VI.4.1.- Factor Q de la cavidad

Uno de los parámetros más importantes empleado en el diseño de las cavidades es el factor de calidad Q . Hay dos tipos de Q involucrados en el diseño de la cavidad; el Q sin carga (designado por Q_0) y el Q de carga (designado por Q_L).

El factor Q sin carga de la cavidad esta determinado por la relación volumen a superficie y la resistencia del material. Para una alta selectividad y pérdidas bajas, el factor Q_0 debe ser tan grande como sea posible, esto significa que la cavidad debe tener una relación volumen a superficie alta y debe ser fabricada con material de excelente conductividad.

El factor Q_L de la cavidad esta determinado por la geometría de lazo de acoplamiento y su posición dentro de la cavidad, normalmente esta colocado en un punto en donde el campo magnético es más intenso. Concerniente a la geometría de lazo, el factor Q_L varia inversamente con el cuadrado del área del lazo de acoplamiento.

La relación entre la selectividad (3 dB de ancho de banda) y Q_L puede ser conocida de la siguiente ecuación,

$$Q_L = \frac{f_0}{B_3 \text{ dB}}$$

De la ecuación anterior observamos que a medida que Q_L se incrementa, el ancho de banda disminuye ó la respuesta en frecuencia es más selectiva. Por consiguiente, si se requiere de un filtro que deba aumentar la selectividad, simplemente se hace disminuir el área de lazo de acoplamiento. Esto puede ser realizado reemplazando el lazo por uno más pequeño ó simplemente rotando el plano del lazo, así presentando un área efectiva más pequeña a las líneas de campo magnético.

Cuando Q_L es incrementado para obtener mayor selectividad, sin embargo, las pérdidas por inserción en condiciones de resonancia aumentarán. Esto puede ser visto de la ecuación siguiente,

$$L = 20 \log \left[1 + \frac{Q_L}{Q_0} \right]$$

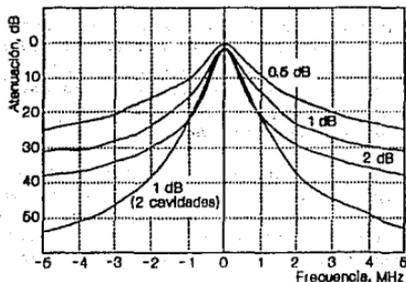


Figura VI-7 Curvas características de la cavidad pasabanda

La selectividad de una cavidad pasabanda es normalmente representada por una curva de respuesta en frecuencia. La curva indica la cantidad de atenuación que la cavidad proporciona a frecuencias adyacentes de la frecuencia de resonancia.

Indica también, el valor de pérdidas por inserción que presenta a la señal deseada o a la frecuencia de resonancia, como se ilustra en la figura VI-7. Si una simple cavidad no provee suficiente rechazo a la señal no deseada, podemos agregar cavidades en serie para mejorar la selectividad. La cavidad adicional incrementará ligeramente las pérdidas a la frecuencia deseada, pero resulta un mejoramiento sustancial en la selectividad, como podemos observar en la figura VI-7, nuevamente.

VI.4.2.- Duplexer pasabanda

Llamado así, porque esta compuesto de dos ó más filtros de cavidad pasabanda, interconectados en una configuración duplexer. Una ó más cavidades son colocadas en la sección del transmisor y entonadas para dejar pasar una banda angosta de frecuencia a la frecuencia de transmisión.

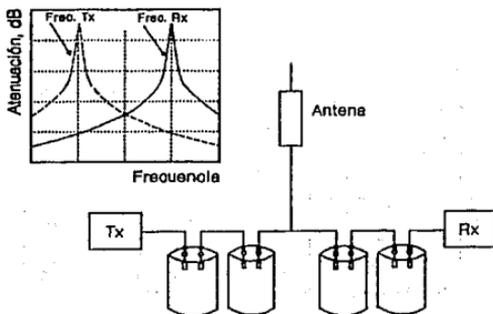


Figura VI-8 Duplexer pasabanda

EMI

De una manera similar, las cavidades pasabanda, en configuración duplexer en la sección del receptor están entonadas para dejar pasar una banda angosta de frecuencia a la frecuencia de recepción, como se ilustra en la figura VI-8.

La señal de salida del transmisor, es aplicada a las cavidades pasabanda de la sección de transmisión del duplexer, y finalmente a la antena. Debido a que las cavidades están sintonizadas a la frecuencia de transmisión, permiten el paso de una banda angosta de frecuencia (la portadora) para que circule con muy poca pérdida. Pero, las señales de frecuencias adyacentes a la portadora son atenuadas considerablemente. La energía del ruido de banda ancha del transmisor, que sería normalmente radiada y que aparecería en la frecuencia de recepción, es atenuada a un nivel negligible. Haciendo "angosta" la señal de salida del transmisor, las cavidades no solo reducen el ruido a la frecuencia de recepción sino que también a otras frecuencias. Esto significa que otros receptores instalados en el área, pueden también ser protegidos debido a las características de reducción de ruido de transmisor en el duplexer pasabanda.

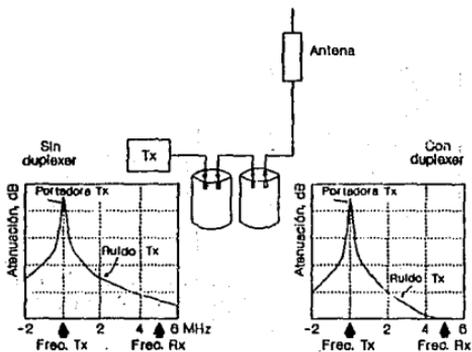


Figura VI-9 Sección de transmisión del duplexer

La figura VI-9, muestra como la señal de salida de transmisor puede presentarse a la entrada y a la salida del duplexer.

La señal de entrada, desde la antena es aplicada a través de las cavidades pasabanda (normalmente dos, pero pueden ser más), en la sección de recepción del duplexer y entonces hacia el receptor.

Estas cavidades están sintonizadas a la frecuencia de recepción de tal forma que la señal deseada pasa a través de estas con poca pérdida. Las señales de frecuencia diferente, en cada lado de la frecuencia de resonancia son atenuadas, como se muestra en la figura VI-10. Esencialmente, la sección de entrada del receptor a sido "afilado", haciéndolo más selectivo. El receptor se ha modificado de tal forma que "ve" una porción del espectro de frecuencia más angosto.

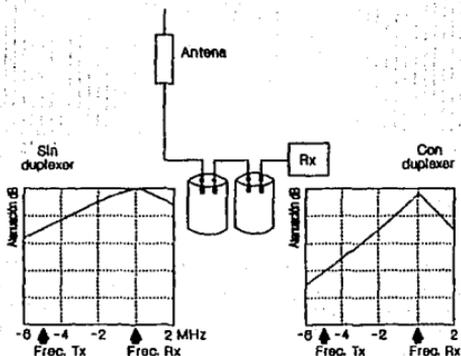


Figura VI-10 Sección de recepción del duplexer

E M I

Como resultado, el receptor no se ve afectado por la presencia de la frecuencia portadora del transmisor y de las señales fuera de banda, así, el receptor está protegido de la desensibilización. Las cavidades pasabanda en la sección de recepción del duplexer no solo protegen al receptor de su transmisor asociado, sino que también lo protegen de ser afectado por otros transmisores cercanos.

VI.5.- Filtro rechazo de banda

Este dispositivo funciona como una especie de trampa de radiofrecuencia. El filtro rechazo de banda tiene la habilidad de atenuar una banda de frecuencia mientras que permite el paso de todas las demás con una ligera pérdida. La energía en la frecuencia de resonancia (frecuencia indeseada) "ve" al filtro como una trampa y es acoplada, consumida en el filtro.

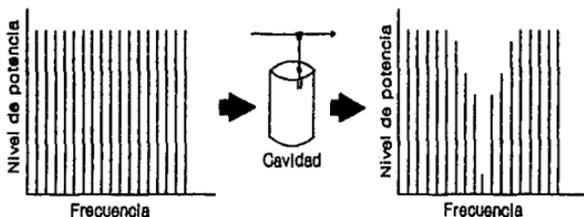


Figura VI-11 Cavidad rechazo de banda

La atenuación máxima ocurre en la frecuencia de resonancia del filtro, mientras que todas las demás frecuencias son atenuadas en un menor grado, dependiendo de la diferencia de frecuencia entre la de resonancia y las de fuera de resonancia, como se puede observar en la figura VI-11.

Contrario a la cavidad pasabanda, el filtro rechazo de banda provee una cantidad dada de atenuación a la frecuencia de

resonancia, independientemente de la separación entre las frecuencias deseada y no deseada. El filtro puede ser sintonizado de tal forma que una banda de frecuencia angosta de rechazo pueda estar a varios megahertz de la frecuencia deseada o muy cercana.

La mínima separación de frecuencia está limitada solamente por la cantidad de pérdidas que pueda ser tolerada en las frecuencias de interés. Con el uso de puntas o cabos, el mismo filtro puede ser modificado para obtener una de las diversas curvas de respuesta en frecuencia como las que se observan en la figura VI-12.

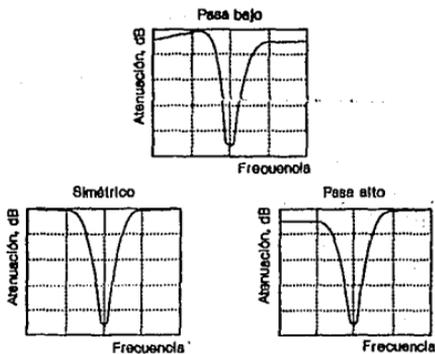


Figura VI-12 Curvas de respuesta en frecuencia de los diferentes filtros rechazo de banda

Pueden ser colocados dos o más filtros rechazo de banda en serie para obtener una atenuación adicional a una frecuencia determinada. Esencialmente, dos filtros proporcionarán cerca del doble de atenuación a la frecuencia de resonancia, que un filtro podría proporcionar.

La característica más importante a notar a cerca del filtro rechazo de banda, es en la pendiente de la curva de respuesta en frecuencia. Esta característica permite al filtro proveer atenuación máxima a una frecuencia indeseada que esta extremadamente cercana a la frecuencia deseada.

VI.5.1.- Duplexer rechazo de banda

Como es de esperarse, los duplexers rechazo de banda consisten de filtros rechazo de banda interconectados en una configuración duplexer. Uno o más filtros son colocados en la sección de transmisión del duplexer y sintonizados para rechazar una banda de frecuencia, de la frecuencia de recepción. Inversamente, los filtros en la sección de recepción del duplexer, están entonados para rechazar una banda de frecuencia a la frecuencia de transmisión, como se muestra en la figura VI-13.

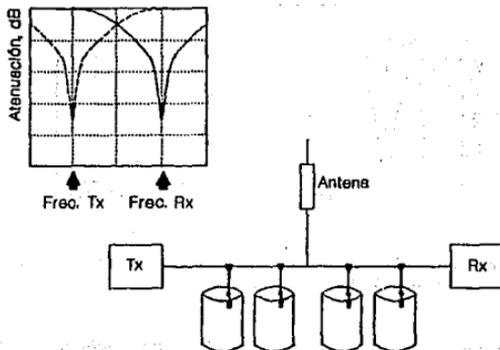


Figura VI-13 Duplexer rechazo de banda

La señal de salida del transmisor es alimentada a través de los filtros rechazo de banda en la sección de transmisión del duplexer y entonces hacia la antena. Debido a que los filtros están sintonizados a la frecuencia de recepción, atenúan la señal de ruido de transmisor que sería radiada y normalmente aparecería en la frecuencia de recepción. La señal en todas las demás frecuencias pasan por los filtros con un grado menor de atenuación, como se puede observar en la figura VI-14.

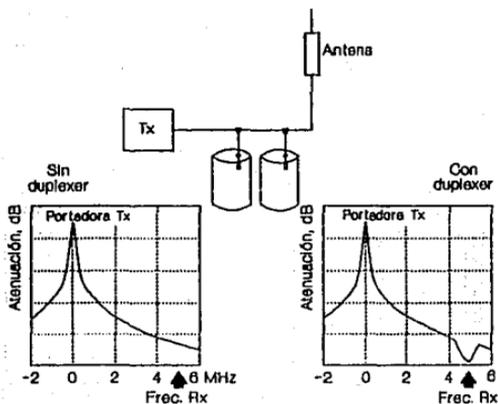


Figura VI-14 Sección de transmisión del duplexer rechazo de banda

El duplexer rechazo de banda tiene un logro más directo en la protección al receptor del ruido que es radiado por su transmisor asociado. En contraste al duplexer pasabanda, el tipo rechazo de banda no altera la salida del ruido de transmisor en su totalidad. En cambio, su selectividad rechaza el ruido de transmisor en la banda crítica de frecuencia y próxima a la frecuencia de recepción.

E M I

La señal de entrada, proveniente de la antena, es alimentada a través de los filtros rechazo de banda en la sección de recepción del duplexer, y por lo tanto aplicada al receptor. Estos filtros son sintonizados a la frecuencia de transmisión, de tal forma que atenúan la señal de transmisión que se encuentra cercana a la frecuencia de recepción y que puede ser recibida. La señal deseada y la energía en todas las demás frecuencias, pasan por los filtros con ligera atenuación.

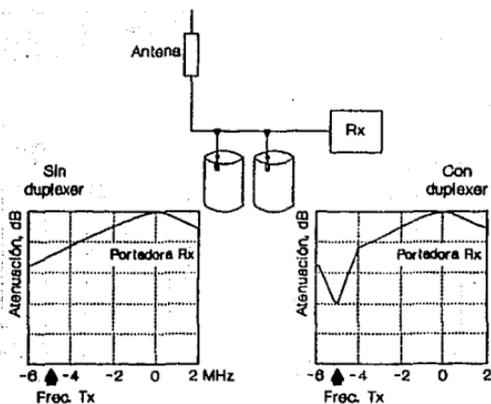


Figura VI-15 Sección de recepción del duplexer rechazo de banda

El efecto de los filtros puede ser enfocado como una "barredora" colocada en la curva de respuesta en frecuencia de los receptores, que bloquea el paso de cualquier señal a una banda de frecuencia en la señal de transmisión, como se ilustra en la figura VI-15.

Realmente, la señal indeseable es rechazada; es decir, atenuada a un nivel donde no pueda afectar grandemente el funcionamiento correcto del receptor. Debido a que el receptor no "ve" una gran señal de transmisión, está es protegido de la desensibilización. Contrariamente al duplexer pasabanda, el tipo de rechazo de banda no cambia la selectividad de las etapas de entrada del receptor en su totalidad. En cambio modifica solamente una porción de la selectividad y hace al receptor insensible a la banda de frecuencia crítica cercana.

El duplexer rechazo de banda es probablemente más empleado que cualquier otro tipo, debido a sus bajas pérdidas por inserción y excelentes características de aislamiento, así como por su tamaño compacto. Se emplea en intervalos de frecuencia grandes, pero es utilizado principalmente en intervalos de frecuencia muy pequeños.

E M I

Ejemplo ilustrativo 6.1

Se tiene un repetidor RT cuya potencia de transmisión es de 60 W. La sensibilidad del receptor es de $0.35 \mu\text{V}$. Las frecuencias de transmisión y recepción son las siguientes:

Tx= 150.575 MHz

Rx= 151.575 MHz

Determinar:

- a) El aislamiento requerido para proteger al receptor de ser desensibilizado por el transmisor.
- b) El aislamiento requerido para proteger al receptor de ser interferido por el ruido de banda lateral radiado por el transmisor.
- c) La separación horizontal entre antenas en caso de emplear dos, una para transmisión y la otra para recepción, y así obtener el aislamiento requerido en los incisos a) y b).
- d) La separación vertical entre antenas en caso de emplear dos de ellas diferentes, y así obtener el aislamiento requerido en los incisos a) y b).
- e) En caso de emplear una sola antena para transmitir y recibir, cual de los siguientes duplexers sería el adecuado?

Modelo	Marca	Descripción
P-201G	Sinclair	Duplexer pasabanda
R-216CR	Sinclair	Duplexer rechaza banda
Q-202C	Sinclair	Duplexer circuito Q

Procedimiento de solución

a) Primeramente debemos de determinar la separación entre las frecuencias de Tx y Rx.

$$\begin{aligned} \text{DFREC} &= f_{\text{Rx}} - f_{\text{Tx}} = 151.575 - 150.575 \\ &= 1 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Para determinar el aislamiento requerido y proteger al receptor de desensibilización, debemos recurrir a las curvas de aislamiento entre Tx y Rx, las cuales se muestran en la figura VI-16. La potencia de Tx debe estar en dBm, por lo tanto,

$$\text{dBm} = \text{dBW} + 30$$

$$\text{dBW} = 10 \log P = 10 \log(60 \text{ W}) = 17.782 \text{ dBW}$$

$$\text{dBm} = 17.782 + 30 = 47.782 \text{ dBm}$$

Con este valor, podemos entrar a la curva de desensibilización del receptor (figura VI-16) y observamos que el nivel de la señal a -1 MHz. de la f_{Tx} es de aproximadamente +8 dBm.

$$\begin{aligned} \text{Desensibilización de Rx} &= 47.782 - (+8) \\ &= 39.782 \text{ dBm} \end{aligned}$$

Esto significa que la señal del transmisor a 1 MHz. de la frecuencia de recepción, debe ser atenuada 39.782 dBm como mínimo para que no produzca desensibilización en las etapas de entrada del receptor.

b) Ruido de transmisor.

$$\text{Sensibilidad} = 0.35 \mu\text{V} = -116.119 \text{ dBm}$$

Con este valor recurrimos a la curva del ruido de transmisor (figura VI-16) y vemos que el nivel de la señal a 1 MHz. de la frecuencia de recepción es de -62 dBm aproximadamente.

$$\begin{aligned} \text{Ruido de transmisor} &= -62 - (-116.119) \\ &= 54.119 \text{ dBm} \end{aligned}$$

Lo que indica que es necesario atenuar el ruido de transmisor que se presenta en la frecuencia de recepción por 54 dBm como mínimo para que no lo "escuche" el receptor. El nivel de ruido quedaría por debajo del nivel de umbral del receptor.

E N I

c) Debido a que el aislamiento al ruido de transmisor es el mayor de los dos, se puede emplear este valor para conocer la separación horizontal entre antenas (figura VI-3).

A + 54.119 dBm tenemos una separación entre antenas de 425 pies (129.54 m).

d) Procedemos de la misma manera como en el inciso anterior, pero ahora se emplea la gráfica de separación vertical (figura VI-4).

A + 54.119 dBm tenemos una separación vertical de 27 pies (8.23 m) aproximadamente.

e) Duplexer pasabanda P-201G.- Este duplexer está especificado para una separación mínima de 3 MHz. Si utilizamos éste a una separación de 1 MHz., no operará satisfactoriamente, es decir el aislamiento es inadecuado. Se observa en las curvas de respuesta del duplexer, que ofrece 35 dB de atenuación para una separación de 1 MHz., lo cual es menor a los 54.119 dBm que requerimos. Por lo tanto éste duplexer no es adecuado para nuestro sistema. (Ver hoja de datos, página 199).

Duplexer rechazo de banda R-216CR.- Este duplexer está especificado para una separación mínima de 2 MHz. A 1 MHz. la señal deseada sufre una atenuación de 7 dBm aproximadamente, además de las pérdidas por inserción del duplexer. Sin embargo, si provee el aislamiento requerido; y si observamos la curva de respuesta de éste duplexer, podemos ver que a 1 MHz. de separación proporciona 66 dBm de atenuación (73 - 7) que es mayor a los 54.119 dBm que necesitamos. Debido a la atenuación que sufre la señal deseada, no es conveniente emplear éste duplexer en el sistema ya que los 7 dB de atenuación equivalen a reducir la portadora del transmisor a un 80 % y el nivel de señal a la entrada del receptor en un 50 %, sin considerar las pérdidas por inserción del duplexer; lo cual resulta excesivo. (Ver hoja de datos, página 200).

Duplexer circuito Q Q-202GC.- Este duplexer está especificado para una separación mínima de 0.5 MHz. y proporciona 80 dB de atenuación tanto para ruido de transmisor como para desensibilización del receptor. La separación en frecuencia del sistema es de 1 MHz. y requerimos de 54.119 dB mínimo de atenuación para proteger al receptor adecuadamente. (Ver hoja de datos, página 201).

Por lo tanto, este duplexer es el más adecuado para ser empleado en el sistema. Las pérdidas por inserción no son significativas (1.5 dB). Este duplexer combina las características del duplexer pasabanda y el duplexer rechazo de banda.

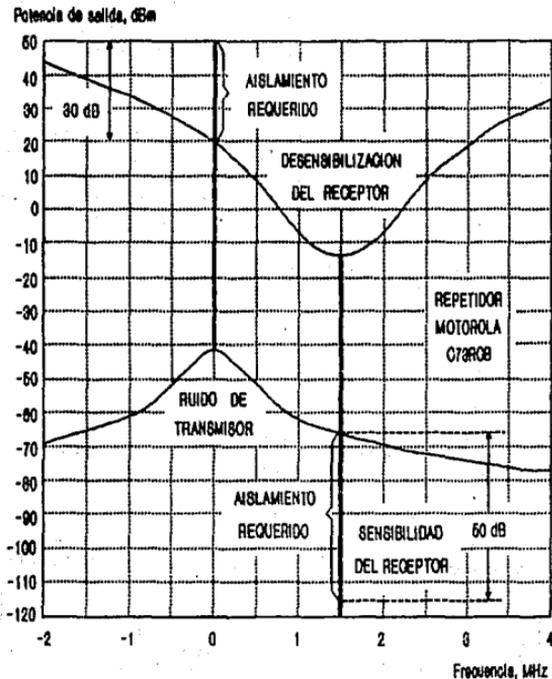


Figura VI-16 Curvas de comportamiento de aislamiento entre Tx y Rx.

VI.6.- Otros tipos de duplexer

Existen otros tipos de duplexers, pero todos ellos funcionan sobre el principio del duplexer pasabanda o del duplexer rechazo de banda. Algunos (del tipo de propósito especial) utilizan bobinas y capacitores en un circuito electrónico. Estos son muy pequeños y están limitados para usarse en las unidades móviles. Otros incluyen el uso de cavidades pasabanda y en una sección del duplexer y filtros rechazo de banda en la otra o una combinación de ambos en cada sección, en principio para lograr una característica de aislamiento específica.

Los duplexers también pueden ser empleados para acoplar dos transmisores, dos receptores o dos estaciones simplex de frecuencia simple, con una antena común. El duplexer puede entonces ser llamado como diplexer o combinador. La figura VI-17, muestra la forma en como podemos emplear al combinador (ya sea el combinador rechazo de banda o el pasabanda), que sea adecuado para éste propósito y la elección de dicho combinador debe estar basado esencialmente bajo las mismas condiciones que se consideraron al combinar un transmisor y un receptor.

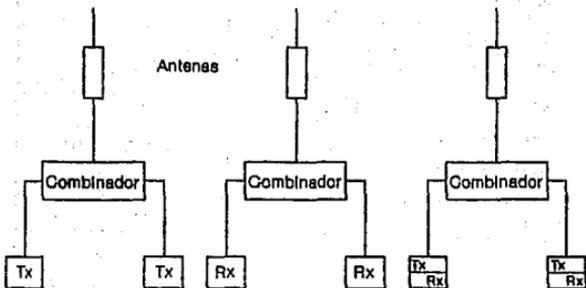


Figura VI-17 Otros tipos de duplexers

Un combinador provee un aislamiento determinado entre las dos unidades instaladas a sus entradas, sin importar que tipo de sistemas o equipos sean. Por supuesto, un combinador está diseñado para manejar una cantidad dada de potencia, tal que debe considerarse la salida combinada de los dos transmisores instalados a él.

VI.6.1.- Combinador tipo cavidad

El combinador tipo cavidad, es uno de los más comúnmente utilizados para acoplar transmisores y/o receptores en una sola antena. Este tipo de combinador es generalmente el más económico y presenta menos pérdidas que los combinadores de ferrita/híbridos y se emplean normalmente cuando la separación de frecuencia entre los sistemas a ser acoplados es de al menos 150 KHz. en la banda baja, 500 KHz. en la banda de 150 MHz. y 1 MHz. en la banda de 450 MHz. También, como se mencionó anteriormente, si existen receptores en el sistema a ser combinado, deben usarse cavidades debido a que los combinadores de ferrita/híbridos tienen dispositivos unidireccionales (desacopladores) como componentes.

Los combinadores tipo cavidad pueden estar compuestos de cavidades pasabanda cavidades notch o una combinación de ambos.

VI.6.2.- Combinadores tipo pasabanda

Este tipo de combinadores se emplean cuando varias estaciones fijas, las cuales tienen un intervalo de frecuencia relativamente ancho y que son combinados en una sola antena.

La figura VI-18, muestra un diagrama a bloques de los combinadores tipo pasabanda. Dos transmisores y dos receptores son combinados en una sola antena a través del uso de cavidades pasabanda y un conector de 5 vías. Las cavidades pasabanda en las líneas de transmisión protegen a los receptores de las radiaciones del ruido del transmisor, atenuando las señales del transmisor a frecuencias del receptor. Estos en la línea del transmisor, naturalmente también aíslan a los transmisores reduciendo la posibilidad de generación de productos de intermodulación. Las cavidades pasabanda en las líneas de recepción protege a los receptores de desensibilización atenuando las señales del transmisor antes de alcanzar al receptor.

La longitud del cable coaxial entre las cavidades pasabanda y el conector de 5 vías son diseñadas de tal forma que reducen la impedancia de acoplamiento de la unión, así permitiendo pérdidas por inserción mínimas, para cada uno de los sistemas a el puerto de la antena.

El número de cavidades en cada sistema depende del intervalo de frecuencia entre los sistemas. En la figura VI-18, si las frecuencias fueran muy cercanas, 4 ó posiblemente 5 filtros de cavidad pasabanda serían necesarios para aislar mutuamente al sistema.

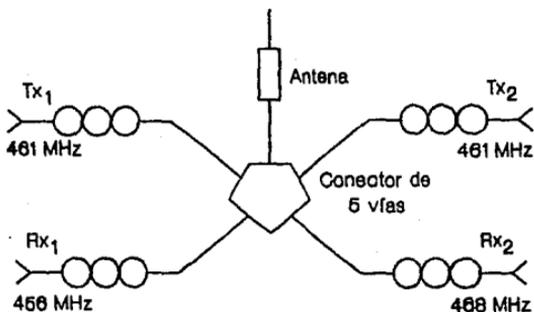


Figura VI-18 Combinador tipo pasabanda

El número de sistemas para este tipo de combinador no se limita a 4. La limitación en cuanto al número de sistemas depende de la separación en frecuencia entre los sistemas, el ancho de banda de la antena, la máxima pérdida de inserción que puede ser tolerada. El combinador tipo pasabanda puede ser utilizado cuando la separación de frecuencia entre los sistemas sea por lo menos de 500 KHz. en la banda baja, 1 MHz. en la banda de 150 MHz. y 2 MHz. en la banda de frecuencia de 450 MHz.

La principal ventaja del combinador de cavidad pasabanda, es la protección adicional que presenta a los receptores de las portadoras de otros transmisores ubicados en el área, así como a estos en el combinador. Así mismo, las cavidades pasabanda en la sección del combinador de transmisión proporciona protección adicional contra el ruido de transmisor hacia otros receptores en el área, así como a estos en el combinador.

Comparado con el combinador tipo ferrita, el pasabanda generalmente tiene bajas pérdidas por inserción por cada canal.

La desventaja, incluyendo su gran tamaño relativo, es su ineficiencia de funcionamiento a intervalos de frecuencia pequeños, y el hecho de que el combinador no se le pueden adicionar otros sistemas fácilmente.

VI.6.3.- Combinador tipo notch

El combinador tipo notch normalmente se emplea, cuando la separación de frecuencia es más pequeña que para los filtros pasabanda, y aún es lo suficientemente ancho que los filtros de ferrita, por lo que no es necesario utilizar estos últimos. Este tipo de combinador es uno de los más extensamente utilizados, especialmente cuando dos sistemas son combinados únicamente. Cuando dos sistemas en un espacio muy reducido deben ser combinados, el dispositivo más simple a emplear, es un duplexer tipo banda de rechazo estándar, que puede combinar dos transmisores o dos sistemas simplex, así como el transmisor y receptor duplex en una antena común.

En el diagrama a bloques de la figura VI-19, observamos tres sistemas acoplados a una antena común por el uso de un combinador tipo notch. Note que los intervalos de frecuencias son 450 y 651 KHz., respectivamente. Cada sistema esta mutuamente protegido por una serie de dos filtros de cavidad notch que proporcionan casi 50 dB de aislamiento. Las pérdidas por inserción, para cada sistema, medido a la salida de la antena es de 2.5 dB, aproximadamente.

La adición de otro sistema al original es posible pero económicamente impráctico ya que el número de cavidades casi sería el doble. La razón de esto, es que cada sistema tiene que ser protegido del nuevo sistema, mientras que el sistema reciente

EMI

necesita protegerse de los ya existentes. Esto sumaria 8 cavidades más.

Por lo anterior, el combinador tipo notch se acostumbra a emplear en sistemas de dos o tres, y raramente en sistemas de cuatro.

La ventaja del combinador tipo notch se emplea en combinaciones de sistemas con intervalos de frecuencia pequeños. Estas separaciones mínimas son de aproximadamente 150 KHz. en la banda baja, 500 KHz. en la banda de 150 MHz. y 1 Mhz. en la banda de 450 MHz.

Una desventaja importante es su ineficiencia a la protección de interferencias de otros sistemas localizados geográficamente cercanos.

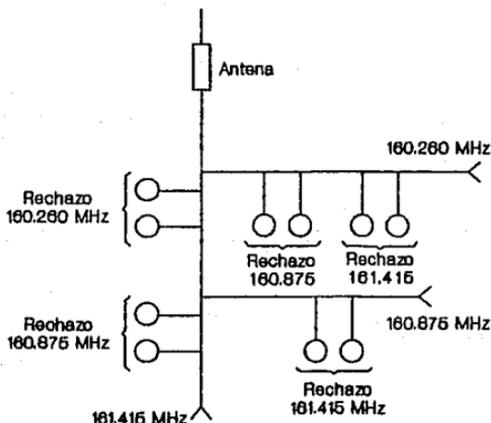


Figura VI-19 Combinador tipo notch

VI.6.4.- Combinador tipo pasabanda/notch

Esta clase de combinador tipo cavidad emplea una combinación de filtros pasabanda y notch para permitir que varios transmisores y/o receptores sean utilizados con una sola antena. Este tipo, es un sistema modular en que cada canal consiste de un filtro pasabanda y un filtro notch, como se muestra en la figura VI-20.

La función del filtro pasabanda es la de aislar al sistema de los demás en el multiacoplador. El filtro notch es utilizado, principalmente, para acoplar la terminal de entrada con la salida.

El número de cavidades en el filtro pasabanda estará en función del intervalo de frecuencia y la máxima pérdida por inserción que pueda ser tolerada.

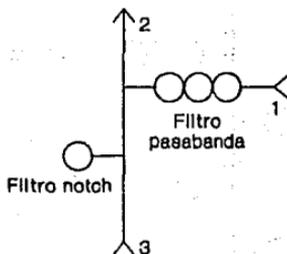


Figura VI-20 Combinador pasabanda/notch

La figura VI-21, muestra como estos "módulos" se instalan para formar un combinador de cuatro sistemas. El último sistema no necesita un filtro notch para el acoplamiento ya que es el sistema terminal. Sin embargo, si otro sistema fuera a ser instalado, un filtro notch para el sistema número cuatro, sería necesario.

EMI

Los combinadores pasabanda/notch deben ser empleados cuando sea necesario un sistema fácilmente expandible y el intervalo de frecuencia sea de aproximadamente 500 KHz. en la banda baja, 1 MHz. en la banda de 150 MHz. y 2 MHz. en la banda de frecuencia de 450 MHz.

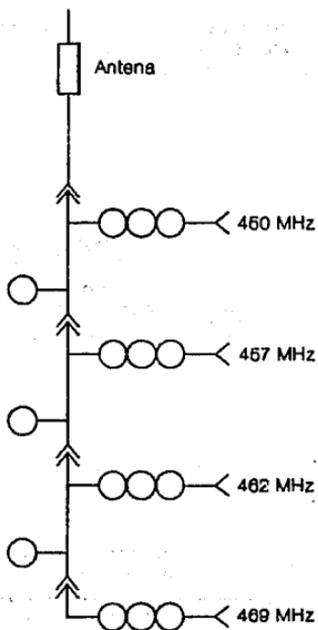


Figura VI-21 Combinador pasabanda/notch de cuatro sistemas

Como los combinadores pasabanda, el combinador pasabanda notch tiene la ventaja de ofrecer protección a las interferencias de otros sistemas ubicados en el área inmediata. Su desventaja, incluyendo su gran tamaño relativo, es su ineficiencia de funcionamiento satisfactorio a intervalo de frecuencia pequeño.

VI.6.5.- Combinador de transmisor de baja pérdida

Para prevenir la radiación de los productos de intermodulación por transmisor del combinador de cavidad pasabanda de la figura VI-18, podemos agregar un par de desacopladores de ferrita a cada transmisor. La pérdida de acoplamiento se incrementa en 60 dB, y con estas pérdidas de inserción adicional, la potencia radiada en la frecuencia de intermodulación (de tercer orden), es de 0.28 μ W.

VI.6.5.1.- Combinador de transmisor de baja pérdida para intervalos de frecuencia pequeños

Utilizando cavidades pasabanda de Q extremadamente alto y desacopladores de ferrita, el combinador pasabanda de la figura VI-18 puede ser utilizado para intervalos de frecuencia de transmisión extremadamente cercanos. Un combinador para transmisores de baja pérdida y para cuatro canales se muestra en la figura VI-22.

La función principal de la cavidad de alto Q, es acoplar la impedancia en la unión, tal que la señal de cada transmisor circule a través de la unión hacia la antena con un mínimo de pérdidas. A mayor Q de la cavidad (o mayor selectividad), un intervalo de frecuencia más pequeño entre canales puede permitirse y aún mantener las pérdidas por inserción, para cada canal, bajas.

En una cavidad coaxial de Q extremadamente alto, la impedancia de entrada rápidamente alcanza un valor bajo a medida que la frecuencia sale de resonancia. En la banda de frecuencia de 150 MHz., la impedancia a 60 KHz. fuera de resonancia, es bastante baja, tal que empleando la longitud apropiada del cable, entre la cavidad y la unión tipo "N" (un cuarto de longitud de onda menos la longitud eléctrica del lazo de acoplamiento) una alta impedancia se presentará en la unión, permitiendo que las señales de los otros transmisores pasen a través de la unión con un mínimo de pérdida.

E M I

Una de las ventajas que ofrece el combinador de transmisor de baja pérdida, de la figura VI-22, es el filtraje adicional de las cavidades de alto Q en la línea.

A 5 MHz. de las frecuencias de transmisión (donde normalmente caen las frecuencias de recepción), el ruido de transmisor y las respuestas a espurias, son normalmente atenuadas al menos 50 dB con respecto de la portadora de transmisión.

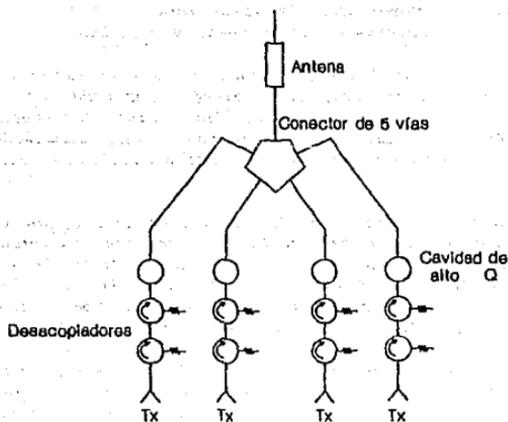


Figura VI-22 Combinador de transmisor de baja pérdida

El combinador de baja pérdida de la figura VI-22 es fácilmente expandible en sistemas de cinco, seis, siete u ocho canales. La pérdida a través del combinador no aumenta a menos que el intervalo de frecuencia entre canales se haga más estrecha.

VI.8.- Desacoplador de ferrita

La adecuada combinación de la energía de RF y el campo magnético de cd, causan lo que es llamado "resonancia giromagnética". Para una dirección, existe dispersión y resonancia de absorción, mientras que la respuesta en la dirección opuesta es plana, es por estos efectos que se permite el aislamiento entre los puertos del circulator.

El desacoplador de ferrita es un circulator, el cual tiene una resistencia de carga (fantasma), conectada interna o externamente, en el puerto 3. La forma más efectiva de eliminar los problemas de intermodulación por transmisor, es instalando un desacoplador entre el transmisor y la antena. Cuando la separación (espacios pequeños entre transmisores) de frecuencia entre las señales deseada e indeseada son extremadamente pequeños.

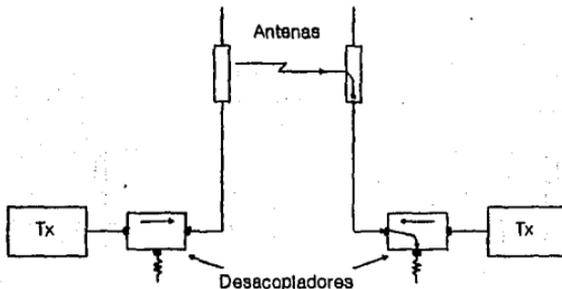


Figura VI-24 Desacoplador de ferrita

A causa de sus extraordinarias características y su gran ancho de banda, el desacoplador es igualmente adecuado para utilizarse, cuando la separación en frecuencia se considere hasta 4 MHz.

TESIS CON
FALLA DE ORIGEN

NO SE PUEDE
REPRODUCIR EN ALIAT

Cuando se instala entre la antena y transmisor, el desacoplador actúa como un diodo de RF; transfiriendo la potencia del transmisor desde la entrada hasta la salida del desacoplador, con muy poca pérdida; pero proporciona de 20 a 25 dB de atenuación a la señal que viaja en dirección opuesta, como se muestra en la figura VI-24.

Alguna energía que entre por el puerto 2 de salida (tal como la energía reflejada por la antena o energía inducida en la antena por otro transmisor), será conducida hacia la resistencia de carga, del puerto 3 y absorbida, como se ilustra en la figura VI-24. La resistencia de carga del puerto 3, debe acoplarse exactamente a la impedancia del desacoplador para evitar que la energía sea reflejada del puerto 3 al puerto de entrada, así reduciendo el aislamiento entre la entrada y la salida; sin embargo, éste puede producir armónicas de segundo orden, por lo que a menudo se utiliza un filtro pasabanda entre el desacoplador y la antena.

VI.9.- Acoplador híbrido

El acoplador híbrido es un dispositivo de cuatro puertos, diseñado para utilizarse en la combinación de transmisores, el cual combina la señal de dos transmisores en una simple salida. Consiste de un acoplador direccional de 3 dB y contiene un circuito LC sintonizable para el acoplamiento del acoplador y el sistema de antena. Una resistencia de carga, apropiada, de acoplamiento debe ser instalada en el puerto de carga. La señal del transmisor que se alimenta al puerto de entrada es igualmente distribuida entre la salida (antena) y la resistencia de carga. El valor de aislamiento proporcionado por el híbrido, esta en función del VSWR de ambas, o sea, de la resistencia de carga y la antena.

Con un buen acoplamiento del sistema de antena y resistencia de carga, el híbrido proporcionará un aislamiento mayor a 40 dB entre los dos transmisores conectados a los puertos de entrada, a pesar de la separación en frecuencia. En la mayoría de las aplicaciones, el aislamiento proporcionado por el híbrido no será suficiente para evitar la intermodulación por receptor; por lo que, el desacoplador de ferrita debe ser utilizado, entre el híbrido y el transmisor, para obtener el aislamiento adicional necesario. En la figura VI-25 se ilustra el acoplador híbrido.

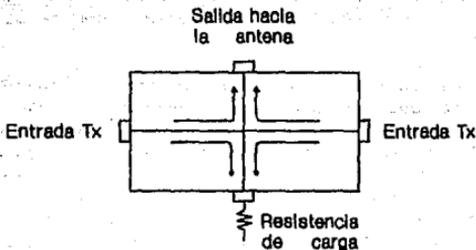


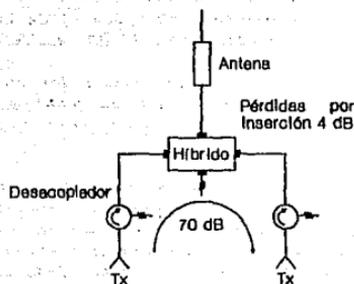
Figura VI-25 Acoplador híbrido

VI.9.1.- Combinador híbrido

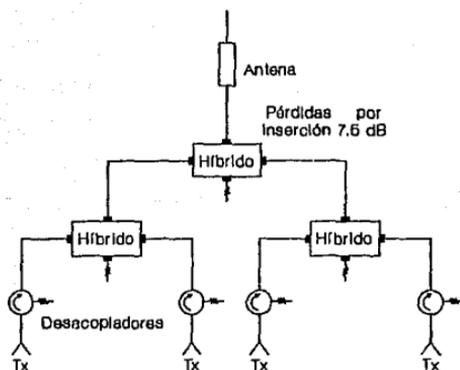
El combinador híbrido para dos transmisores (figura VI-26a) utiliza un híbrido de línea de 3 dB por división, un desacoplador de ferrita y filtros pasabajos (armónicos) para combinar dos transmisores en canales adyacentes o hasta una separación de frecuencia determinada por el ancho de banda de los desacopladores de ferrita/híbridos.

Se requiere el filtro de armónicas, porque el aislador de ferrita puede producir dichas armónicas (la cavidad pasabanda rechaza la energía de la armónica en el combinador de baja pérdida).

El uso de desacopladores híbridos adicionales y combinadores de dos transmisores permite la expansión, ya sea al combinar cuatro transmisores (figura VI-26b) o un combinador de ocho transmisores. El aislamiento nominal entre transmisores es de 60 a 70 dB, cuando son empleados dos desacopladores por cada canal. Ahora, conforme el número de transmisores se incrementa en estos combinadores, se incrementa también la pérdida por inserción para cada transmisor.



(a)



(b)

Figura VI-26 a) Combinador híbrido para dos transmisores; b) Combinador híbrido para cuatro transmisores

EMI

Por ejemplo, el combinador de dos canales tiene una pérdida por inserción de aproximadamente 4 dB, para el de cuatro canales 7.5 dB y para el de ocho canales es de 11 dB, aproximadamente.

La principal ventaja del uso del combinador es su capacidad para desacoplar cualesquiera asignación de canal en su banda de frecuencia. Su tamaño relativamente pequeño, es otra característica ventajosa.

Una de las desventajas, además de las pérdidas de potencia de transmisión, del combinador tipo híbrido, es que el aislamiento está en función del acoplamiento entre el híbrido y el sistema de antena. Un VSWR de entrada de 1.5:1 hacia el sistema de antena de la línea de transmisión puede provocar hasta 25 dB de pérdidas en aislamiento.

De este modo, la mayoría de los acopladores híbridos deben tener circuitos de acoplamiento para acoplar hasta un VSWR de 1.5:1, y así mantener al menos 40 dB de aislamiento.

Ejemplo ilustrativo 6.2

Los combinadores pasabanda ofrecen excelente protección contra el ruido de transmisor y desensibilización del receptor. Pero, ¿qué hay acerca de los productos de intermodulación de transmisor y/o receptor? Recordando lo que se ha establecido, la intermodulación de transmisor es el primer factor que se debe considerar cuando dos o más transmisores están combinados en una sola antena. Todos los productos de intermodulación generados por las mezclas en las etapas no lineales del transmisor ó en las etapas de entrada del receptor, están en función de la diferencia de frecuencia entre las frecuencias mezcladas para cualquier número de sumas y diferencias de las frecuencias fundamentales y sus armónicas. Esto se ilustra en la figura VI-27, en donde podemos observar los productos de intermodulación de tercer y quinto orden.

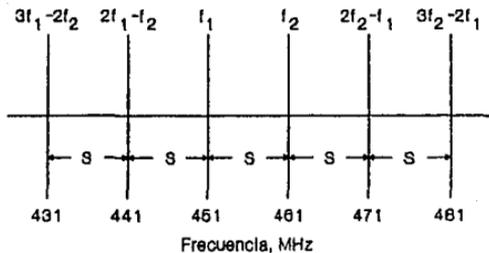


Figura VI-27 Frecuencias de intermodulación de 3er. y 5o. orden

El siguiente ejemplo, ilustra la protección contra la intermodulación de tercer orden que provee el combinador pasabanda de la figura VI-18; en donde f_1 es la frecuencia del transmisor T_{X1} , f_2 es la frecuencia del transmisor T_{X2} , y su diferencia de frecuencia es S , como se muestra en la figura VI-27.

Las frecuencias de las intermodulaciones de tercer orden ($2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$) y de quinto orden ($3f_1 - 2f_2$, $3f_2 - 2f_1$), están también representadas en la figura VI-27.

Existe un número infinito de frecuencias de intermodulación que presentan una diferencia de frecuencia S . Sin embargo, normalmente solo los productos de tercer orden tienen el nivel de potencia suficiente para causar problemas de interferencia. La atenuación a cada producto de intermodulación que proveen las cavidades pasabanda, puede ser determinada de las curvas de respuesta de la cavidad. La energía del Tx_2 que se presenta en el transmisor Tx_1 , es atenuada 70 dB, aproximadamente (una diferencia de frecuencia de 10 MHz.). Después de la mezcla en las etapas de salida no lineal del transmisor Tx_1 ó Tx_2 , el producto de intermodulación de tercer orden, que se presenta a 20 MHz. fuera de la frecuencia de resonancia de la cavidad, se atenúan por más de 70 dB. Consecuentemente, los productos de intermodulación de tercer orden están a más de 140 dB por debajo de la(s) portadora(s). Nivel insignificante.

Bandpass Duplexer

P-101G

P-201G

66-174 MHz

P-101G

Bandpass duplexers are more suitable for extremely congested areas to receive intermodulation from high-level mixing in receiver front ends, and to reduce transmitter spurious and overall extraneous radiations. The P-101G combines Sinclair's high Q bandpass cavities into a bandpass duplexer for superior performance in the 66-68 MHz range.

P-201G

The P-201G bandpass duplexer combines Sinclair's high Q bandpass cavities into a unit of superior performance in the 132-174 MHz range.

These duplexers are easily field tunable and feature rotatable loops or selectivity settings other than the performance detailed below for 0.5 dB per cavity loss. In addition, vernier tuning is provided for fine frequency adjustments. Because of carefully designed temperature compensation, frequency drift over the operating temperature range is extremely small, typically 0.5 ppm/°C.

These duplexers are available in rack mounted or cabinet configurations.

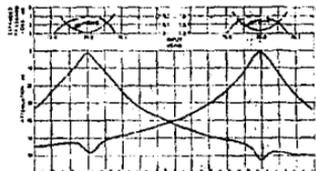


P-201GR

Electrical Specifications

	P-101G	P-201G
Frequency Range MHz	66-68	132-148, 148-174
Frequency Separation MHz	2 min	3 min
Isolation (20 dB)		
1 to 10 dB		1.2 min
10 to 100 dB		1.2 min
Isolation (30 dB)		
1 to 10 dB suppression at 100 MHz	52 min	55 min
1 to 10 dB at 100 MHz	52 min	55 min
1 to 10 dB at 100 MHz		80 min
1 to 10 dB at 100 MHz		1.5 min
Power Rating watts	250	400
Temperature		Type N Female
Temperature Range		-40°C to +60°C

Rule 1: 100 MHz is referenced to 50 ohms.
 (2) Same as indicated and tested temperature unless otherwise noted.

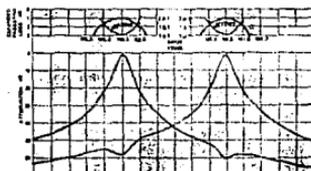


P-101G

Mechanical Specifications

	P-101GR	P-101GC	P-201GR	P-201GC
Height (in.)	6.7 (172.6)	6.6 (167.6)	12.0 (304.8)	12.0 (304.8)
Width (in.)	19.0 (483)	22.0 (559)	19.0 (483)	27.0 (686)
Depth (in.)	19.0 (483)	18.0 (457)	15.0 (381)	17.2 (437)
Weight (lb.)	240 (109)	250 (113)	55 (24.9)	72 (32.7)

Shipping weight (lb.)



P-201G

For more details on frequency management, visit us at www.sinclair.com

Band Reject Duplexers R-216CR • R-217CR • R-312CR • R-313CR 148-470 MHz

R-216CR

Description

The R-216CR allows spacing down to 2 MHz in the UHF band. It is a rack-mounted unit occupying only 3 1/2 inches of vertical rack space.

R-217CR

Description

The R-217CR is used at frequency spacings of 4.5 MHz or greater. It is a rack-mounted unit occupying only 3 1/2 inches of vertical rack space.

R-312CR

Description

The R-312CR is a rack-mounted UHF duplexer suitable for frequency separations of 5 MHz or greater.

R-313CR

Description

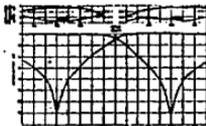
The R-313CR allows frequency separations down to 3 MHz in the UHF band. It is a rack-mounted unit.



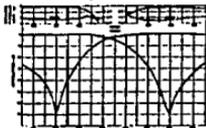
R-217CR/R-312CR



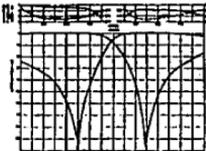
R-216CR



R-217CR



R-312CR



R-313CR

Electrical Specifications	R-216CR	R-217CR	R-312CR	R-313CR
Frequency Range - MHz	148-114			
Frequency Spacing - MHz	2 min.	4.5 min.	5 min.	3 min.
Insertion Loss				
TX to antenna - dB	1.3 max.	0.6 max.	0.8 max.	1.4 max.
RX to antenna - dB	1.3 max.	0.6 max.	0.8 max.	1.4 max.
Isolation				
TX Noise Suppression at RX - dB	70 min.	80 min.	85 min.	75 min.
RX Isolation at TX - dB	70 min.	80 min.	85 min.	75 min.
VSWR	1.5:1 max.			
Power Rating - watts	125			
Temperature Range	-20°C to +50°C			
Note: (1) VSWR is referenced to 50 ohms.				
(2) Standard terminations are Type N Female.				
(3) Specify external and internal frequencies when ordering.				

Mechanical Specifications	R-216CR	R-217CR	R-312CR	R-313CR
Dimensions				
Including connectors				
Height - in. (mm)	2.5 (63.5)	3.5 (88.9)	3.5 (88.9)	3.5 (88.9)
Width - in. (mm)	19 (483)	15 (381)	10.0 (254)	18.0 (457)
Length - in. (mm)	8.5 (216)	8.5 (216)	6.6 (168)	7.5 (191)
Weight - lb. (kg)	11 (4.99)	10 (4.54)	13 (5.90)	18 (7.30)
Mounting Information	Above outlines mount in 19 in. 482 mm. 1 rack.			

Q-Circuit
Base Station
Duplexers
Q-201G, Q-202G

132-174 MHz

Q-201G

The Q-201G duplexer utilizes Sylvania's Q-circuit design in a six-cavity configuration to provide very high attenuation at extremely close frequency separation in the 132-174 MHz band. This design provides a quasi-bandpass response, resulting in suppression of spurious and sideband transmitter noise between, and adjacent to, the duplex frequencies. The typical isolation attained between duplex frequencies is greater than 50 dB.

The Q-201G is available in either cabinet, Q-201GC, or rack-mounted, Q-201GR, configuration.

Q-202G

The Q-202G is a four-cavity duplexer, similar to the Q-201G described above, for use with minimum frequency separations of 500 kHz or greater, in the 132-174 MHz band. It is available in either a cabinet, Q-202GC, or rack-mounted, Q-202GR, configuration. An enclosed, rack-mounted version can be provided upon request.



Q-202GC

Electrical Specifications

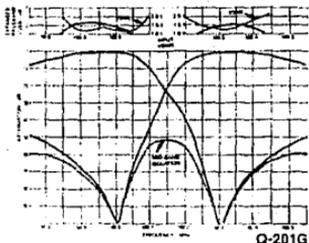
	Q-201G	Q-202G
Frequency Range	132-174	
Frequency Separation	0.3 min	0.5 min
Insertion Loss	2.2 max	1.5 max
Isolation	2.7 max	1.5 max
Number of Cavity Pairs	35 min	80 min
Attenuation at 1 Hz	20 min	20 min
Peak Rating	1.5 max	
Power Rating	350	
Temperature	Type 70 Female	
Operating Range	-40 C to +60 C	

Note: All SSB's to minimum of 30 dB.
 *20 dB min. isolation and 100 dB min. return loss for 132-174 MHz band.
 **20 dB min. isolation and 100 dB min. return loss for 132-174 MHz band.

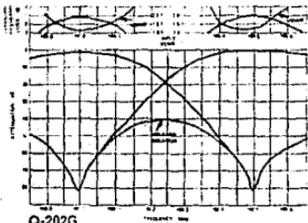
Mechanical Specifications

	Q-201GR	Q-201GC	Q-202GR	Q-202GC
Height	12.2 (155.4)	10.4 (105.6)	22.5 (27.1)	40.4 (172.2)
Depth	14.0 (148.3)	22.0 (152)	19.0 (141)	22.0 (152)
Weight	14.9 (37.8)	18.0 (45.7)	14.9 (37.8)	18.0 (45.7)
Shipping Weight	35 (143.0)	21.4 (31.1)	40.0 (27.2)	32 (152.9)

Mounting instructions: Q-201GR: 140 mm x 140 mm x 140 mm. Q-201GC: 140 mm x 140 mm x 140 mm. Q-202GR: 140 mm x 140 mm x 140 mm. Q-202GC: 140 mm x 140 mm x 140 mm.



Q-201G



Q-202G

See literature for detailed specifications and performance data.

Cavity Filters

"FP" Series

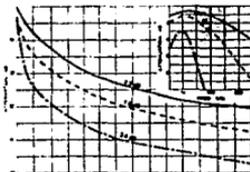
Bandpass Filters

30-512 MHz

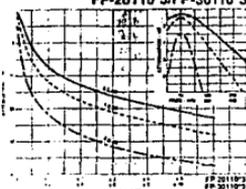


FP-10107*3

FP-30107*3



FP-20107*2/FP-20107*3



FP-20110*3/FP-30110*3

Electrical Specifications

	FP-10107*3	FP-20107*2	FP-20107*3	FP-30107*3	FP-20110*3	FP-30110*3
Frequency Range	MHz 30-50					
Insertion Loss	dB 0.5-1.0 at 10					
Selectivity	See Curves					
±20dB at Retention	See Note 1					
Power Rating	watts 1.5, 2, 3, 5, 10, 20, 30, 50, 100					
Temperature Range	°C -40 to +85					
Termination	Type W Feeder					

Note: (1) VSWR is referenced to 50 ohms. (2) 0.5 dB maximum loss VSWR is less than 2:1. (3) Selectivity and insertion loss when operating at junction frequencies. (4) Typical curves for other configurations are available upon request.

"FP" Bandpass Filters

- Protect one receiver further from front-end overload by carriers of co-located transmitters
- Suppress OI generation in one transmitter by protecting it further from incoming carriers of co-located transmitters (usually in conjunction with a ferrite isolator)
- Suppress sideband noise of a single transmitter on co-located receiver frequencies
- Generally "Protect One from Many"

Mechanical Specifications

	FP-10107*3	FP-20107*2	FP-20107*3	FP-30107*3	FP-20110*3	FP-30110*3
Case Depth	inches 0.6, 1.0, 1.5					
Case Length	inches 4.9 (124.5), 7.0 (177.8), 10.0 (254.0), 12.1 (307.3), 26.0 (660.4), 34.0 (863.6)					
Max Length Toler. (incl. Feeding)	inches 6.5 (165.1), 35.5 (902.3), 32.5 (828.0), 19.1 (485.2), 32.5 (828.0), 20.0 (508.0)					
Weight Approx.	pounds 1.9 (0.85), 11.0 (5.0), 10.0 (4.5), 6.2 (2.8), 15.0 (6.8), 8.0 (3.6)					

Cavity Filters

"FR" Series

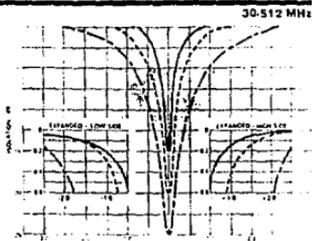
Notch Filters

"FR" Series Notch Filters

The notch reject filters provide exactly the opposite response to a bandpass filter - they "notch out" or reject an unwanted frequency while passing all others.

As the curves illustrate, an essentially symmetrical response is obtained where a passband is required both above and below the notch reject frequency. Passband widths are at least 6% of the center frequency.

In order to be easily hand-tuned, a rotatable loop permits variable notch depth and a vernier tuning nut allows for fine frequency adjustment.



FR-30107-3

Electrical Specifications

	FR 10107-1	FR 10107-2	FR 10107-3	FR 20107-1	FR 20107-2	FR 20107-3
Frequency Range	30-40	40-50	60-80	132-150	138-174	436-512
Insertion Loss	0.5 db (typ)					
Notch Depth	1.5 db					
Passband Width	6% of center frequency					
Power Rating	400			350		
Temperature Range	-40°C to +60°C					
Connector	Type 'N' Female					

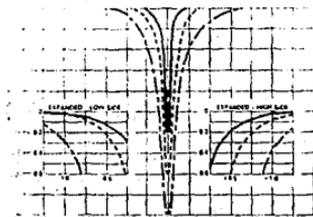
Note: 1.0 db notch depth is available and notch is adjustable according to customer requirements. All dimensions are in inches unless otherwise specified. All parts are RoHS compliant and lead-free. Lead-free parts are available upon request.

"FR" Notch Filters

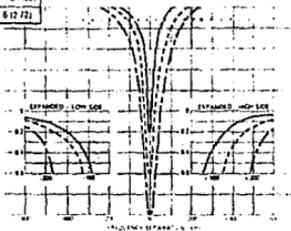
- Suppress undesired noise from transmitters on one co-located receiver frequency
- Protect multiband receivers from front end overload by the carrier of the co-located transmitter
- Generally "Protect Many from One"

Mechanical Specifications

	FR 10107-1	FR 10107-2	FR 10107-3	FR 20107-1	FR 20107-2	FR 20107-3
Case Size	6.5 (168)					
Case Weight	22.2 (501)	22.2 (501)	22.2 (501)	24.6 (551)	24.6 (551)	24.6 (551)
Max. Length	132 (3353)	132 (3353)	132 (3353)	138 (3503)	138 (3503)	138 (3503)
Max. Width	65 (1651)	65 (1651)	65 (1651)	65 (1651)	65 (1651)	65 (1651)
Max. Height	37 (940)	37 (940)	37 (940)	37 (940)	37 (940)	37 (940)



FR-20107-3



FR-10107-1

SINCLAIR

Notch Filters: "R" Series 1-40-1R7 • 1-70-1R7 • 1-118-1R7

"R" Series Notch Filters

Description

The "R" series notch (reject) filters are quarterwave, high Q cavities for use in VHF and UHF frequency ranges as indicated in the table below.

In order to be easily field-tuned, a rotatable loop permits variable notch depth and a variable tuning nut allows for fine frequency adjustments. Because of carefully designed temperature compensation, frequency drift over the operating temperature range is extremely small, typically 0.5 ppm/°C. The individual cavity consists of an aluminum cylinder with a coaxial inner conductor of brass and copper. Silver plating and chrome conversion coatings are used to inhibit corrosion and enhance performance. Temperature compensation is achieved through the use of an invar tuning rod.

As the curves illustrate, an essentially symmetrical response is obtained where a passband is required both above and below the notch reject frequency. Passband widths are at least 5% of the center frequency. For further information consult your Sinclair representative.

Filter cavities may be cascaded for greater notch rejection. The insertion loss of the cascaded filter is the sum of the individual cavity insertion losses plus an allowance of approximately 0.1 dB for each interconnecting cable. For individual cavity skirt selectivities of 10 dB or more, the cascaded filter selectivity is the sum of the individual cavity selectivities, plus a mismatch loss of approximately 5 dB for each added cavity.



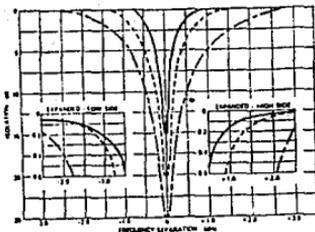
1-450-1R7



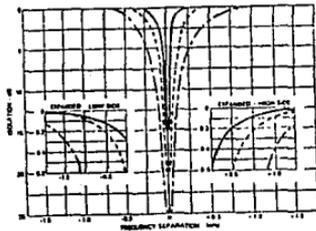
1-150-1R7



1-70-1R7



1-450-1R7

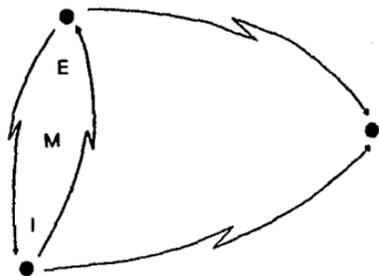


1-150-1R7

Tipo de combinador	Intervalo mínimo de frecuencia	Ventajas	Desventajas
Ferrita	No	<ul style="list-style-type: none"> > Intervalos de frecuencia, pequeños > Tamaño pequeño 	<ul style="list-style-type: none"> > Pérdidas por inserción, altas > Costo por canal, relativamente alto > No pueden ser utilizados con receptores
Pasabanda	500 KHZ/30-50 MHZ 1 MHZ/150 MHZ 2 MHZ/450 MHZ	<ul style="list-style-type: none"> > Pérdidas por inserción, bajas > Protección adicional a las interferencias > Puede ser utilizado para Tx's y/o Rx's > Costo por canal, relativamente bajo 	<ul style="list-style-type: none"> > No es fácilmente expandible > Intervalos de frecuencia, relativamente anchos > Gran tamaño
Filtro notch	150 KHZ/30-50 MHZ 500 KHZ/150 MHZ 1 MHZ/450 MHZ	<ul style="list-style-type: none"> > Intervalos de frecuencia, pequeños > Puede ser utilizado para Tx's y/o Rx's > Pérdidas por inserción, bajas > Costo por canal, bajo 	<ul style="list-style-type: none"> > No protege contra interferencias > Gran tamaño
Pasabanda/Notch	600 KHZ/30-50 MHZ 1 MHZ/150 MHZ 2 MHZ/450 MHZ	<ul style="list-style-type: none"> > Fácilmente expandible > Puede ser utilizado para Tx's y/o Rx's > Pérdidas por inserción, bajas 	<ul style="list-style-type: none"> > Intervalos de frecuencia, relativamente anchos > Gran tamaño

Tabla VI-1 Comparación entre los diferentes tipos de combinadores

CAPITULO VII



CONCLUSIONES Y SUGERENCIAS

CAPITULO VII

CONCLUSIONES Y SUGERENCIAS

VII. I. - Conclusiones

Casi todos los aspectos de la vida moderna están significativamente influenciados y dependen del uso del espectro electromagnético. Este permite la comunicación, navegación, radar, generación, transmisión de la energía eléctrica, etc. Sin el uso de esta valiosa y esencial fuente natural, la naturaleza de nuestra sociedad sería completamente diferente.

La compatibilidad electromagnética (EMC) es una condición necesaria para el óptimo funcionamiento de los sistemas de comunicación electrónicos (C-E). La EMC es la habilidad de los equipos y sistemas, de funcionar para lo cual fueron diseñados en su entorno de operación, sin afectar o ser afectados adversamente por otros equipos o sistemas. Así, la manera y eficiencia en la cual la era moderna esta conducida, depende de la habilidad de alcanzar y mantener la compatibilidad electromagnética.

Para permitir un eficiente uso del espectro de frecuencia ingenieros, técnicos y usuarios responsables de planear, diseñar, desarrollar, instalar y operar los sistemas de comunicación deben establecer una metodología para lograr la compatibilidad electromagnética. Técnicas que les permitan identificar, localizar y definir las áreas con problemas de EMI, antes de que se halla perdido tiempo, dinero y esfuerzo. Mediciones y aspectos correctivos (más económicos) podrían entonces ser tomados en consideración.

El control o reducción de EMI es una tecnología que se esta expandiendo rápidamente. Esta cubre el espectro de frecuencia desde cd hasta 40 GHz. La EMI es la culpable de no permitir a la radio, TV, radar, navegación y los miles de aparatos de comunicación que operen en compatibilidad en el espectro de frecuencia común.

La EMI puede dar por resultado perturbaciones en un radio, errores de navegación y muchas otras molestias o acontecimientos

ENI

catastróficos. Por consiguiente, este problema de contaminación del espectro ha alcanzado niveles de importancia internacional y debe ser tratado en proporción a la seguridad y al impacto económico implicado.

Las necesidades básicas de EMC son planear, especificar y diseñar los sistemas de comunicación para que puedan ser instalados en sus entornos de operación sin crear o ser susceptibles de interferencia.

Para ayudar satisfactoriamente a estos requisitos, algunas consideraciones deben ser dadas a ciertos factores que influyan sobre la EMC. Esto es particularmente, considerar la mayoría de las fuentes de ENI, formas de acoplamiento y puntos o condiciones de susceptibilidad.

VII.2.- Sugerencias

El objetivo del presente trabajo, es de prevenir a ingenieros y diseñadores que pretendan instalar sistemas de comunicación en sitios de múltiples antenas o en lugares en donde no exista una sobrepopulación de sistemas radiadores; de que utilicen técnicas y dispositivos que permitan mantener la contaminación de RF a un nivel mínimo.

La falta de espacios y sitios disponibles para la instalación de las antenas; en especial, aquellos idealmente localizados para obtener una propagación de RF confiable. Ha generado sitios con múltiples antenas los cuales son muy solicitados y que deben ser utilizados con la mayor eficiencia, tanto cualitativa como cuantitativamente, ya que estos sitios tales como cerros, montañas, azoteas y torres, que permiten una propagación o comunicación adecuada son muy pocos.

Uno de los primeros pasos en abordar los sitios con múltiples sistemas es el análisis para predecir la posibilidad de interferencia. Puesto que, normalmente existe un transmisor y un receptor en dicho lugar, la interferencia de intermodulación, así como también el ruido de transmisor y la desensibilización de receptor, deben ser analizadas para proteger a los receptores ubicados en estos sitios.

Las posibilidades de interferencia por intermodulación pueden ser fácilmente determinadas por medio de un programa computacional que rápidamente alerte al diseñador de los problemas de interferencia potenciales. El adecuado diseño del programa, puede eliminar mucha de la información ajena y manipular solamente aquellas frecuencias que se encuentren directamente o dentro de un límite especificado en función de las frecuencias de los receptores localizados en el lugar. Si se diseña adecuadamente, se debe proveer del aislamiento necesario para proteger al receptor de las interferencias de ruido de transmisor y de desensibilización. La cooperación de los fabricantes es necesaria para que la información correcta sea alimentada a dicho programa. Desafortunadamente, pocos fabricantes de estos equipos publican esta información.

Cuando el análisis se halla realizado, el diseñador puede determinar el aislamiento y los dispositivos de filtraje adecuados para agrupar, combinar los sistemas eficientemente e instalarlos en los sitios, como azoteas y torres sin causar ni ser afectados por las interferencias.

VII.2.1.- Predicción de los efectos producidos por los sistemas

Para optimizar la utilización del espectro de frecuencia y asegurar la compatibilidad electromagnética, es necesario predecir los efectos de los sistemas en un entorno específico en el cual se requiere que opere. Los resultados de estas predicciones son empleadas para la planeación de los equipos o sistemas, en cuanto a: (1) Preparación de las necesidades y especificaciones de los equipos o sistemas; (2) La definición de la supresión de EMI o técnicas de control necesarias para la compatibilidad; o (3) La evaluación de los efectos de los nuevos sistemas en la utilización del espectro.

Para la predicción de EMI y por consiguiente hacer un buen uso del espectro electromagnético, es necesario tomar en cuenta las siguientes consideraciones:

- ♦ Examinar el impacto de un nuevo sistema en el medio existente.

EMI

- ◆ **Examinar las consideraciones de la EMC y la administración de frecuencia para los nuevos sistemas.**
- ◆ **Disponer de información en cuanto a las especificaciones de EMI para el sistema propuesto.**
- ◆ **Disponer de información en cuanto a la mejor banda de frecuencia a utilizar en el nuevo sistema.**
- ◆ **Determinar los equipos o sistemas existentes los cuales sean probables de interferir o ser interferidos por un nuevo sistema.**

Existen muchas aplicaciones en donde es necesario predecir los efectos de la EMI en el funcionamiento operacional o rendimiento de los equipos o sistemas.

VII.2.2.- Elección del sitio

Existen varios factores que deben ser considerados en la elección del sitio o lugar en el cual se piensa instalar el equipo o sistema. Algunas de las principales consideraciones son: (1) La densidad de potencia y/o la intensidad de campo en el entorno del lugar, resultado de las emisiones de RF, (2) Cobertura de RF o el radio por línea de vista en el entorno, resultado del terreno circundante y (3) La separación de frecuencia y distancia que debe ser considerada entre los equipos a ser instalados y los ya existentes en el área inmediata.

Las técnicas de predicción de EMI podrían ser utilizadas para optimizar la instalación de los equipos en el sitio específico y definir las limitaciones operacionales y restricciones que deben ser impuestas para asegurar la compatibilidad electromagnética.

VII.2.3.- Administración del espectro

La densidad del espectro electromagnético es una consideración muy importante en la evaluación del uso del espectro y la asignación de frecuencia. Por lo general, la información de la densidad del espectro electromagnético podría ser empleado para proporcionar una medida de la ocupación del mismo y además, para

identificar los problemas potenciales de EMI. Las consideraciones de la densidad del espectro son particularmente, útiles durante la planeación del sistema ya que los resultados podrían ser utilizados para proporcionar indicaciones de los problemas de EMI sin considerar una lista específica de frecuencias.

Para el uso eficiente del espectro de frecuencia y asegurar la compatibilidad es necesario dar una cuidadosa atención a la asignación y a los listados de frecuencia ya existentes. Sin embargo, un problema que esta aumentando, debido a la asignación de frecuencia, es la existencia de las combinaciones de equipo-frecuencia que deben ser considerados con un análisis detallado.

Un enfoque que es utilizado en los problemas de asignación de frecuencia es, identificar de la lista de asignaciones de frecuencia existente aquellos transmisores y receptores que caen dentro de un criterio de frecuencia, orientación de la antena y distancia con respecto al equipo que está considerado a asignarse.

VII.2.4.- Efectos de la alta potencia

Los campos electromagnéticos resultantes de los transmisores con alta potencia pueden producir una variedad de problemas tal como la saturación, calentamiento de los cristales u otros componentes de los circuitos, riesgos a la vida humana y otros problemas. Estos niveles podrían entonces aumentar los calentamientos potenciales o problemas de peligro. Los resultados de la predicción de EMI pueden ser utilizados para identificar las áreas de los sistemas con alta potencia en donde los problemas de calentamiento o incluso deterioro de los dispositivos y la saturación son probables que existan; además, proporcionar información de las áreas en donde los niveles de radiación están sobre los límites de "seguridad".

BIBLIOGRAFIA

Reglamento de Radiocomunicaciones
DGUIT

*Introducción a la Teoría y Sistemas
de Comunicación*
B. P. Lathi
LIMUSA

Sistemas de Comunicación
B. P. Lathi
McGRAW-HILL

Sistemas de Comunicación
S. Haykin
Nueva Editorial
Interamericana

*Frequency Analysis,
Modulation & Noise*
Stanford Goldman
McGraw-Hill

*Electrical Noise & Electromagnetic Interference
Specifications, Electromagnetic Interference
& Compatibility*

*Donald R. J. White
Don White Consultants, Inc.*

*EMI Prediction & Analysis Techniques,
Electromagnetic Interference & Compatibility*

*William G. Duff & Donald R. J. White
Don White Consultants, Inc.*

*Electromagnetic Compatibility
in Telecommunications*

*William G. Duff
Interference Control Technologies*

*Electromagnetic Compatibility in
Radio Engineering*

*Wilhelm Rotkiewicz
Elsevier North-Holland, Inc.*

*EMI Control Methodology &
Procedures*

Interference Control Technologies

*Principles of Electromagnetic
Compatibility*

*Bernhard Keiser
Artech House*

*Circuitos Electrónicos y sus
Aplicaciones*

*Bernard Grob
McGraw-Hill*

Comunicación Electrónica
Robert L. Shrader
McGraw-Hill

Radio Wave Propagation
VHF & Above
P. A. Matthews
Chapman & Hall LTD

Electrónica Práctica
Compilado por el Equipo
Editorial de McGraw-Hill
McGraw-Hill

Mobile Communications
William G. Duff
Don White Consultants, Inc.

Radio Circuits
W. E. Miller
E. A. W. Spreadbury
Electrical & Electronic Trader

Radio Handbook
William I. Orr
Marcombo

Handbook
Electromagnetic Interference
& Compatibility
Donald R. J. White
Don White Consultants, Inc.

*The ARRL Handbook
for Radio Amateurs
American Radio Relay League*

*NTIA Handbook
Introduction to Spectrum Management
National Telecommunications &
Information Administration*

*Electronic Communication Systems
George Kennedy
McGRAW-HILL*

*Federal Communications Commission
Engineering Manual
Field Operations Bureau
Engineering Division*

*Assistant Deputy Minister, Spectrum Management
Radiocommunication Systems Course
Telecommunication Engineering Branch,
EMC Analysis Division*

*Assistant Deputy Minister, Spectrum Management
Radio Inspector Recruit Training Module
Telecommunication Engineering Branch,
EMC Analysis Division*

*Interference in Radio Systems
Bell System Technical Reference
American Telephone & Telegraph
Company*

La Radiocomunicación Bajo Control
Rohde & Schwarz

Fundamentos de Transmisión de
Telefonía Multicanal
Jesús Ríos Alvarado
Publicaciones Telecomex