



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

Escuela Nacional de Estudios Profesionales

"ARAGON"

77

**Consideraciones para el Diseño de Sistemas
de Comunicación por Microondas para
la Transmisión Telefónica .**

Sist. 35567

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE
INGENIERO MECANICO ELECTRICO
P R E S E N T A N

RAFAEL JOEL ZARAGOZA RUVALCABA
JAIME MARTINEZ HERNANDEZ

SAN JUAN DE ARAGON, EDO. DE MEX.

1985



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 esta 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.



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
ARAGON
DIRECCION

RAFAEL JOEL ZARAGOZA RUVALCABA
P R E S E N T E .

En contestación a su solicitud de fecha 8 de enero del año en curso, relativa a la autorización que se le debe conceder para que el señor profesor, Ing. FRANCISCO HERNANDEZ RANGEL pueda dirigirle el trabajo de Tesis denominado " CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO DE SISTEMAS DE COMUNICACION POR MICROONDAS PARA LA TRANSMISION TELEFONICA ", con fundamento en el punto 6 y siguientes, del Reglamento para Exámenes Profesionales en esta Escuela, y toda vez que la documentación presentada por usted reúne los requisitos que establece el precitado Reglamento; me permito comunicarle que ha sido aprobada su solicitud.

Sin otro particular, aprovecho la ocasión para reiterar a usted las bondades de mi distinguida consideración.

ATENTAMENTE
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"
San Juan de Aragón, Méx., enero 14 de 1985.
EL DIRECTOR

LIC. SERGIO ROSAS ROMERO

c.c.p. Coordinación de Ingeniería (26).
Unidad Académica.
Departamento de Servicios Escolares.
Asesor de Tesis.



UNIVERSIDAD NACIONAL
ARAGON

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
ARAGON
DIRECCION

JAIME MARTINEZ HERNANDEZ
P R E S E N T E .

En contestación a su solicitud de fecha 8 de enero del año en curso, relativa a la autorización que se le debe conceder para que el señor profesor, Ing. FRANCISCO HERNANDEZ RANGEL pueda dirigirle el trabajo de Tesis denominado " CONSIDERACIONES PARA EL DISEÑO DE SISTEMAS DE COMUNICACION POR MICROONDAS PARA LA TRANSMISION TELEFONICA ", con fundamento en el punto 6 y siguientes, del Reglamento para Exámenes Profesionales en esta Escuela, y toda vez que la documentación presentada por usted reúne los requisitos que establece el precitado Reglamento; me permito comunicarle que ha sido aprobada su solicitud.

Sin otro particular, aprovecho la ocasión para reiterar a usted las bondades de mi distinguida consideración.

ATENTAMENTE
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"
San Juan de Aragón, Méx., enero 17 de 1985.
EL DIRECTOR

LIQ. SERGIO ROSAS ROMERO

c.c.p. Coordinación de Ingeniería (26).
Unidad Académica.
Departamento de Servicios Escolares.
Asesor de Tesis.

* La mejor forma de vivir.....
es tener un gran deber que
cumplir.*

* A nuestros padres con admiración
y respeto, porque gracias a su
apoyo y consejo hemos logrado
alcanzar una de nuestras metas *

*A nuestros hermanos:
deseando que alcancen los
objetivos que se han trazado.*

* A mi abuelo con cariño
y respeto.

*A mi hermana, quien en todo
momento, puso su mayor esfuerzo
e interés en la realización de
este trabajo.*

AL Ing. Francisco Hernández Rangel
por su valiosa ayuda como amigo y
como profesor.

AL Ing. Lizabeth Ortega Lara
por su apoyo y cooperación.

Y

A todas aquellas personas que
de una forma u otra, nos
ayudaron en la realización de
este trabajo.

INDICE

	PAG.
INTRODUCCION	
CAPITULO I. ESTRUCTURA DE UN SISTEMA DE MICROONDAS.	
I.1 SISTEMAS POR LINEA DE VISTA.	2
I.1.1 Ventajas de las comunicaciones por microondas.	4
I.1.2 Frecuencias de operación.	9
I.1.3 Configuración general de un sistema de microondas.	10
I.2 PLAN DE MODULACION PARA SISTEMAS DE MICROONDAS ANALOGICOS FDM.	14
I.3 PLAN DE FRECUENCIAS.	21
I.3.1 Disposición de frecuencias de canales de radiofrecuencia para sistemas de microondas analógicos; 600 y 1800 CH y TV en la banda de 2 y 4 GHz.	28
I.3.2 Disposición de canales radioeléctricos para sistemas repetidores de telefonía y TV (1800 CH ó su equivalente), en la banda de 6 GHz.	37
I.4 ESTACIONES TERMINALES Y REPETIDORAS.	50
I.4.1 Equipos transceptores.	50
I.4.2 Equipos para el circuito de reserva.	66
CAPITULO II. PROPAGACION.	
II.1 ATENUACION, REFRACCION, REFLEXION Y DIFRACCION DE ONDAS MILIMETRICAS Y CENTIMETRICAS.	70
II.1.1 Atenuación en el espacio libre.	71
II.1.2 Refracción.	82
II.1.3 Reflexión.	89.

II.1.4 Difracción.	109
II.2 DESVANECIMIENTOS.	119
II.3 PROPIEDADES ESTADISTICAS DE LOS DESVANECI- MIENTOS.	125
II.3.1 Características del desvanecimiento.	125
II.3.2 Ley de distribución del desvanecimiento.	128

CAPITULO III. MODULACION FM,

III.1 MODULACION ANGULAR.	131
III.1.1 Modulación FM con un solo tono.	135
III.1.2 Modulación FM por una señal multitono.	145
III.2 ANCHO DE BANDA DE LAS SENALES FM.	147
III.3 GENERACION DE SENALES DE FM.	152
III.3.1 FM indirecta.	152
III.3.2 FM directa.	154

CAPITULO IV. RUIDO.

IV.1 TIPOS DE RUIDO.	158
IV.2 TEMPERATURA DE RUIDO Y FIGURA DE RUIDO.	163
IV.3 TEMPERATURA DE RUIDO DEL SISTEMA RECEPTOR.	168
IV.4 TEMPERATURA DE RUIDO DE UNA ANTENA.	175
IV.5 RELACION SENAL A RUIDO.	175

CAPITULO V. DISTORSION POR INTERMODULACION EN SIS- TEMAS DE FM,

V.1 DISTORSION DEBIDO A UNA PORTADORA ADICIONAL DE PEQUENA AMPLITUD.	180
V.1.1 Distorsión por portadora adicional no modulada.	180
V.1.2 Diafonía ininteligible: receptor con limitador perfecto.	181
V.1.3 Diafonía ininteligible: receptor con limitador imperfecto.	183
V.1.4 Diafonía inteligible.	184
V.1.5 Distorsión por portadora adicional modulada.	184
V.2 DISTORSION DEBIDO A UNA PORTADORA ADICIONAL DE GRAN AMPLITUD.	185
V.2.1 Resultados para sistemas de 240 y 600 CH.	186
V.3 DISTORSION EN SISTEMAS FDM/FM DEBIDO A MULTIPLES PORTADORAS INTERFERENTES.	190
V.3.1 Razón entre la distorsión de la portadora interferente y el espectro de RF de la portadora modulada.	192
V.4. INTERMODULACION DE CONVERSION AM/PM.	197
CAPITULO VI. CALCULO DE UN SISTEMA POR LINEA DE VISTA.	
VI.1 SENAL RECIBIDA SIN DESVANECIMIENTO.	201
VI.1.1 Circuito hipotético de referencia y su ruido permitido.	201
VI.1.2 Potencia de ruido admitido sobre un circuito ficticio de referencia.	205
VI.1.3 Potencia de ruido admitido para la parte radioeléctrica de los circuitos en enlaces reales.	206

VI.1.4 Análisis de las normas de funcionamiento del CCIR.	210
VI.1.5 Cálculo de las características de un sistema de microondas por línea de vista,	213
VI.2 SENAL DE RECEPCION CON DESVANECIMIENTOS.	217
VI.2.1 Potencia de transmisión sin mejoramiento,	219
VI.3 DIVERSIDAD DE ESPACIO Y FRECUENCIA.	220
VI.3.1 Separación de antenas.	223
VI.3.2 Redundancia del equipo.	225
VI.3.3 Combinación y conmutación.	227
VI.4 OTRAS TECNICAS DE MEJORAMIENTO.	230
VI.4.1 Mejoramiento debido a la ecualización de banda base.	231
VI.5 CALCULO DE UN ENLACE.	236

CAPITULO VII. EQUIPO REQUERIDO PARA EL SISTEMA.

VII.1 EQUIPO PROPUESTO.	243
VII.2 ANTENAS EMPLEADAS EN SISTEMAS DE MICROONDAS,	246
VII.2.1 Ganancia de una antena parabólica.	249
VII.2.2 Ancho del HAZ de antenas de microondas,	250
VII.2.3 Lóbulos laterales de antenas de microondas.	250
VII.2.4 Coeficiente de reflexión en antenas.	251
VII.2.5 Radiadores de microondas.	251
VII.2.6 Antenas de cuerno.	254
VII.2.7 Construcción mecánica de antenas de microondas.	255

VII.2.8 Reflectores pasivos.	255
VII.2.9 Conclusiones y requisitos para sistemas de microondas.	256
VII.3 REPETIDORES PASIVOS.	257
VII.3.1 Rigidez.	259
VII.3.2 Dimensiones de la superficie reflectora.	260
VII.3.3 Estructura.	261
VII.3.4 Angulos vertical y horizontal.	262
VII.3.5 Area efectiva.	264
VII.3.6 Localización del pasivo con respecto a las antenas de apertura.	266
CAPITULO VIII. OBRAS CIVILES Y COSTOS.	
VIII.1 OBRA CIVIL.	281
VIII.2 COSTOS.	284
CONCLUSIONES.	287
BIBLIOGRAFIA.	288

INTRODUCCION

Desde los inicios de la humanidad se hace presente la necesidad de comunicarse con lugares distantes, para lo cual el hombre recurre a diferentes medios de comunicación, tales como señales de humo o mensajes a través de aves, etc., todo esto, con el único fin de hacer llegar sus pensamientos, inquietudes o deseos de una forma más rápida y posible al objetivo deseado.

Esta continua necesidad de comunicación, creciendo a la par de la humanidad y los avances y descubrimientos en el terreno científico, condujo a la creación de diferentes medios de comunicación, los cuales día a día han evolucionado notablemente, haciendo posible lo prácticamente increíble hasta hace algunos años. Fue primeramente el telégrafo, el aparato que prestó servicios para poder transmitir mensajes a larga distancia, mediante impulsos eléctricos que circulan por un hilo metálico. Esto sin embargo, no fue suficiente ya que debido a la naturaleza del mensaje hay que hacer uso de personal para la interpretación de estos impulsos eléctricos al lenguaje común y viceversa.

Es en 1876 cuando la transmisión de la voz es realizada por primera vez por Graham Bell mediante corrientes de ondas eléctricas, y posterior a su descubrimiento, viene el perfeccionamiento de éste. El aparato que permite reproducir la voz (300-4000 Hz) o cualquier sonido a larga distancia es conocido con el nombre de teléfono. Se instalan las primeras líneas para dar servicio a un número muy reducido de abonados.

El continuo incremento de abonados da origen a la creación de una red de miles de pares de hilos tendidos a lo largo de las ciudades. Para afrontar los problemas de conmutación, se introducen las centrales locales semi-automáticas que operan con selectores paso a paso de 500 líneas. La demanda de tráfico continúa en aumento paralelamente con el deseo de comunicarse a lugares más distantes en una forma más rápida y económica. Se introducen los selectores de coordenadas y con éstos los registros, para dar cabida a todas estas necesidades y a la comunicación a larga distancia.

Por lo que se refiere a transmisión, resultaba incosteable el seguir tendiendo líneas para unir las centrales locales a medida que aumentaba el número de abonados. Se toman medidas primeramente para la elaboración de las redes locales mediante diferente distribución en el cableado y se introduce el sistema de multicanalización (múltiplex), con el cual se logra la agrupación de 60 y 120 señales de voz, mediante el uso adecuado de una banda de frecuencia, para ser transmitidas sobre un cable coaxial. A partir de esto se desarrollan sistemas subsecuentes de mayor capacidad, de 300, 900, 1800 y 2700 canales telefónicos, hasta llegar a los sistemas actuales con capacidad para 10800.

El deseo de brindar un mejor y a la vez más económico servicio, ha dado como resultado el perfeccionamiento de estos sistemas y la creación de nuevas técnicas, tal es el caso del sistema de modulación por impulsos codificados (PCM) el cual está previsto como un nuevo sistema de

transmisión que cumple con los requerimientos de expansión en calidad y cantidad para futuros servicios de las telecomunicaciones.

Otros de los medios de transmisión utilizados, ha sido el radio, o sea, la transmisión de las señales de voz a través de un circuito de radio. Este, a su vez, ha tenido un desarrollo paralelo y es utilizado principalmente para unir puntos prácticamente inaccesibles para el cable (como son montañas, selvas, desiertos, etc), y ha venido a formar un complemento en la solución de los problemas de transmisión

El desarrollo cronológico de los sistemas de radio, ha venido en relación directa con la capacidad de transmisión y la utilización de las frecuencias, es decir, en un principio se emplearon altas frecuencias, posteriormente, muy altas frecuencias y en la actualidad se trabaja en la región de las microondas, mismas que corresponden a diferentes capacidades de transmisión.

En la actualidad, los sistemas de comunicación por radio operando en la región de microondas ha resuelto en gran medida las necesidades de una comunicación más rápida, económica y confiable, así como los problemas de tráfico que se presentaron debido al incremento en la demanda.

El éxito de los sistemas de comunicación en la región de las microondas radica en gran parte en su alta confiabilidad, la cual es el resultado de toda una serie de trabajos e investigaciones, ya que para poder realizar un enlace

por microondas con un alto grado de confiabilidad es necesario considerar todos aquellos factores que van a afectar nuestra transmisión, la forma en que la van a afectar y dar las posibles soluciones.

De forma general, podemos mencionar que las condiciones fundamentales que deben establecerse al diseñar las vías de transmisión telefónica por microondas, son las siguientes:

1. Lo relacionado con la forma de transmisión:

- a) Distribución de radiofrecuencias.
- b) Circuito hipotético de referencia.
- c) Número de canales y distribución de frecuencias de banda de base.
- d) Características de énfasis, etc.

2. Lo relacionado con la calidad de transmisión:

- a) Cantidad de ruidos permisibles.
- b) Variación del nivel permisible.
- c) Tiempo de interrupción.
- d) Frecuencia de interrupción, etc.

Es por esta razón que el presente trabajo está dedicado al estudio de todas aquellas consideraciones que deben de hacerse en el diseño de un enlace de microondas para la transmisión de un tipo de información como es telefonía.

CAPITULO I
ESTRUCTURA DE UN SISTEMA DE MICROONDAS.

I. ESTRUCTURA DE UN SISTEMA DE MICROONDAS

I.1 SISTEMAS POR LÍNEA DE VISTA.

La mayoría de los sistemas de comunicación por radio, en la región de microondas que están en uso actualmente, se pueden clasificar en dos categorías principales:

1. Sistemas por línea de vista (LOS).
2. Sistemas sobre el horizonte.

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

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

Debido a las necesidades de acomodar un gran número de canales telefónicos y a los requisitos para la transmisión

de televisión, ha sido necesario emplear frecuencias cada vez más altas [comprendidas en la banda de SHF o super altas frecuencias]. De este modo se han diseñado modernos enlaces de microondas para transmitir grandes anchos de banda con modulación en frecuencia sobre distancias de varios miles de kilómetros con alta confiabilidad y calidad de funcionamiento para las rutas de comunicación nacionales e internacionales.

En los últimos años ha surgido un desarrollo radical en los métodos de transmisión por microondas, principalmente por el empleo de satélites como estaciones repetidoras, suscitando una enorme demanda de canales de comunicación, no solamente para telefonía sino también para canales de T.V. y para sistemas de transmisión de datos. Por tal razón los sistemas de comunicación por microondas con trayectoria por línea de vista, ha adquirido un lugar de considerable importancia en el campo de las comunicaciones.

La gran variedad de posibles aplicaciones se extiende desde sistemas que proporcionan un pequeño número de circuitos telefónicos a sistemas que proporcionan varios miles de circuitos telefónicos o varios canales de televisión.

El rápido incremento de los sistemas de microondas por línea de vista puede atribuirse a las siguientes características:

- 1) Una gran capacidad de canales y la versatilidad

para emplear sistemas con unos pocos canales de voz o sistemas con capacidad para varios canales de televisión.

- 2) Una fácil extensión en la capacidad.
- 3) Un tiempo de instalación relativamente corto.
- 4) Mejor adaptación a terrenos poco accesibles y a barreras naturales.

Los campos principales de aplicación para los sistemas de comunicación por línea de vista son los siguientes:

- 1) Sistemas fijos "integrados" para telefonía o televisión que formen parte de redes nacionales o internacionales.
- 2) Sistemas fijos "no integrados" para telefonía o televisión los cuales están conectados ocasionalmente con las redes nacionales o internacionales.
- 3) Sistemas portátiles que se emplean generalmente para propósitos de televisión comercial en eventos especiales o para usos militares, los cuales pueden interconectarse a las redes nacionales e internacionales.

I.1.1 VENTAJAS DE LAS COMUNICACIONES POR MICROONDAS.

Los enlaces a través de redes de microondas, se conti-

núan desarrollando debido a las ventajas que presentan en comparación con otros sistemas de comunicación que emplean bajas frecuencias y a los sistemas de portadora por medio de líneas aéreas. Las ventajas de la comunicación por microondas son las siguientes:

1) ALTA GANANCIA DE LA ANTENA.

Si el área de la antena es constante, su ganancia será inversamente proporcional al cuadrado de la longitud de onda. Por lo tanto es fácil hacer una antena con alta ganancia en la región de las microondas debido a que la longitud de onda es pequeña. De esta manera la pérdida de propagación es compensada en parte, con lo cual la potencia de salida requerida del transmisor de microondas para comunicación por línea de vista será de unos cuantos watts para la transmisión de 960 canales telefónicos o un canal de TV.

2) ALTA DIRECTIVIDAD DE LA ANTENA.

En el rango de las microondas es fácil obtener una antena altamente directiva con lo cual la interferencia en una estación repetidora con varias antenas parabólicas es más pequeña en la región de las microondas, que a frecuencias bajas.

En el plan de dos frecuencias en sistemas de comunicación por microondas, las frecuencias de transmisión en ambas direcciones de una estación repetidora son las mismas al igual que las frecuencias

de recepción, mientras que las frecuencias de transmisión y recepción para una sola dirección a través de toda la ruta son diferentes.

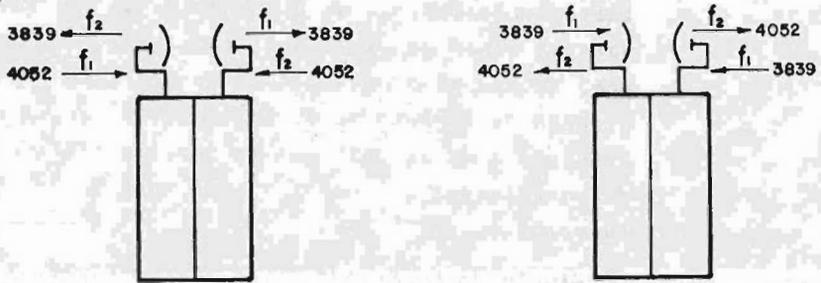


FIG. I. 1 DISTRIBUCION DE DOS FRECUENCIAS PARA ESTACIONES REPETIDORAS EN UN ENLACE POR MICROONDAS.

En el caso de ramificar la ruta de radio en una estación repetidora, se puede emplear también las mismas dos frecuencias para la transmisión y recepción de la ruta ramificada, si el ángulo entre la ruta ramificada y la principal es mayor de 60° .

3) ADAPTABILIDAD DE LA TRANSMISION DE BANDA ANCHA.

En virtud de que la frecuencia es alta en la región de microondas, la relación del ancho de banda

ocupado por las señales de TV ó telefonía multicanal a la frecuencia de portadora de microondas es pequeña. Esto facilita el diseño de componentes y equipo para microondas de banda ancha para transmitir varios sistemas de microondas en paralelo.

4) CARACTERISTICAS DE PROPAGACION DE LAS MICROONDAS.

Las características de propagación de las microondas por línea de vista son totalmente estables, pero se ven afectadas por la temperatura y la variación de la humedad en las capas atmosféricas cercanas a la tierra, por lo cual la cantidad de desvanecimientos aumenta cuando aumenta la frecuencia.

El efecto de reflexión de la tierra es menor, cuando aumenta la frecuencia, debido a que la primera zona de FRESNEL es pequeña.

5) RELACION SENAL A RUIDO (S/N)

Dado que la directividad de las antenas puede hacerse muy aguda y la propagación en microondas es limitada a la línea de vista, existe muy poca interferencia y se puede adoptar el sistema de modulación en frecuencia. Así la relación señal a ruido, puede mejorarse y la variación del nivel de salida de la señal puede también hacerse pequeño, aún cuando exista desvanecimiento en la propagación.

6) RUIDOS ARTIFICIALES Y NATURALES.

Cuando se manejan grandes frecuencias la influencia de los ruidos de origen natural o artificial no es muy grande.

7) ALTA CONFIABILIDAD EN LAS REDES DE MICROONDAS.

Debido a que las redes de microondas están formadas por muchos puntos en los cuales se colocan estaciones repetidoras y dado que estos sistemas de microondas no emplean líneas de transmisión para su enlace, ambos factores hacen que el sistema sea más confiable contra factores naturales como son inundaciones, tifones, temblores, etc.

8) FACIL INSTALACION.

El tiempo que se requiere para la instalación de las redes de microondas, es más corto que el requerido para la instalación de redes de portadora por línea aérea.

9) BAJO COSTO DE INSTALACION.

La inversión para la instalación de un sistema de microondas depende de las condiciones del terreno, sin embargo dicha inversión suele ser en general menor para un sistema de microondas que para un sistema de portadora por cable, siendo el costo anual por concepto de mantenimiento para ambos sistemas aproximadamente el mismo.

1.1.2 FRECUENCIAS DE OPERACIÓN

Debido a que los sistemas de microondas para televisión y canales telefónicos ocupan un gran ancho de banda (varios MHz) se han tenido que emplear frecuencias arriba de los 1000 MHz, y aunque existen algunos enlaces que operan en la gama de 150 a 450 MHz estos proporcionan servicio a un número pequeño de canales telefónicos (24 a 72 canales).

La gama de 1000 a 10000 MHz está destinada particularmente para sistemas de microondas por línea de vista pero, pueden emplearse frecuencias superiores eficientemente bajo condiciones apropiadas ya que cuando se opera en la región de los 10000 MHz factores como la lluvia, niebla o nieve originan una fuerte absorción de la señal; y a frecuencias más elevadas (del orden de los 20 GHz) la absorción es bastante elevada debido al vapor de agua y oxígeno.

La banda de frecuencias asignada en la Convención Internacional de Ginebra en 1959 para enlaces de punto a punto es la siguientes:

335	a	420	MHz
1700	a	2300	MHz
3400	a	4200	MHz
5925	a	8500	MHz
10500	a	13250	MHz

la selección de la frecuencia depende de muchos factores a considerar.

Las altas frecuencias proporcionan más directividad

de las antenas, menos juego de la primera zona de FRESNEL, mayor ancho de banda disponible para la información que se requiera transmitir y una disminución en la potencia de transmisión, sin embargo la pérdida de propagación, el desvanecimiento y la figura de ruido del receptor suele aumentar con la frecuencia.

Va que el ruido atmosférico y el generado por el hombre es mayor en el extremo inferior de la banda de UHF, los enlaces de microondas por línea de vista han sido agrupados en la banda de frecuencia de los 1000 a 10 000 MHz.

1.1.3 CONFIGURACIÓN GENERAL DE UN SISTEMA DE MICROONDAS

En la figura (I.2) se muestra un diagrama a bloques de los elementos básicos que forman un sistema de microondas.

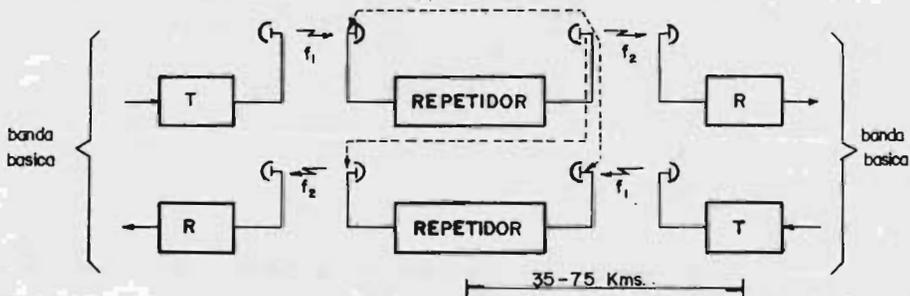


FIG. (I.2) ELEMENTOS BASICOS QUE FORMAN UN SISTEMA DE MICROONDAS.

El sistema de la figura (1.2) está formado por dos estaciones terminales y un número determinado de estaciones repetidoras separadas a intervalos de 35 a 75 Kms. En las estaciones terminales se genera una portadora de microondas, la cual es modulada por las señales de TV o telefonía multicanal y amplificada a una potencia de unos cuantos watts. Esta señal se aplica a una antena directiva (parabólica) para luego irradiarse a la primera estación repetidora. En la estación repetidora, la señal de M.O. se recibe, amplifica y se desvía en frecuencia para evitar interferencia entre las señales que llegan y salen y luego se retransmiten a la segunda estación repetidora. Este proceso se sigue hasta llegar a la estación terminal. En este caso el ruido y distorsiones que se producen en las señales al pasar por las estaciones repetidoras, deben mantenerse dentro de ciertos valores permisibles.

En la estación terminal distante, la señal de M.O. después de amplificarse se demodula, recuperándose la banda básica (información telefónica o de TV).

Los sistemas de M.O. emplean el plan de 2 frecuencias para toda la ruta; en este caso serán las frecuencias f_1 y f_2 .

La figura (1.3) muestra un diagrama a bloques de la configuración de un sistema de microondas, en el cual se aprecian en las estaciones terminales las dos trayectorias que siguen la señal telefónica y de TV. En esta figura también se incluye un sistema auxiliar que está en paralelo con el sistema principal a través de toda la ruta.

La estación terminal de onda portadora y la estación terminal de microondas están localizadas generalmente en el mismo edificio, pero en algunas ocasiones la estación terminal de microondas está localizada sobre alguna elevación y se conecta a la terminal de onda portadora por medio de cable coaxial. La estación terminal de onda portadora es la misma que la que se emplea para un enlace por línea (coaxial).

Muchos canales de frecuencia de voz, subgrupos y supergrupos son modulados en amplitud y filtrados, se acomodan en la banda de frecuencia de 60 a 108 KHz en el caso de un sistema de onda portadora de 12 canales telefónicos y de 60 KHz a 2.54 MHz en el caso de 600 canales telefónicos

En la estación repetidora, existen los equipos transmisor-receptor, filtros de ramificación y 2 ó 4 antenas, estos elementos forman el circuito de transmisión principal de las señales de televisión o telefonía multicanal.

En la estación terminal de microondas existen dos antenas, filtros de ramificación y el transmisor terminal o el receptor conectado al paso de FI. Con el propósito de poder conmutar el canal de R.F. en una emergencia, las terminales de entrada y salida de los pasos de frecuencia intermedia se conectan al panel de conmutación del canal R.F. y luego se conecta al equipo modulador o demodulador. Generalmente la estación repetidora no es atendida, sino que se emplean equipos y circuitos supervisores, los cuales vigilan y controlan el funcionamiento del equipo en la estación repetidora y conmutan automáticamente el canal de microondas en operación al de protección.

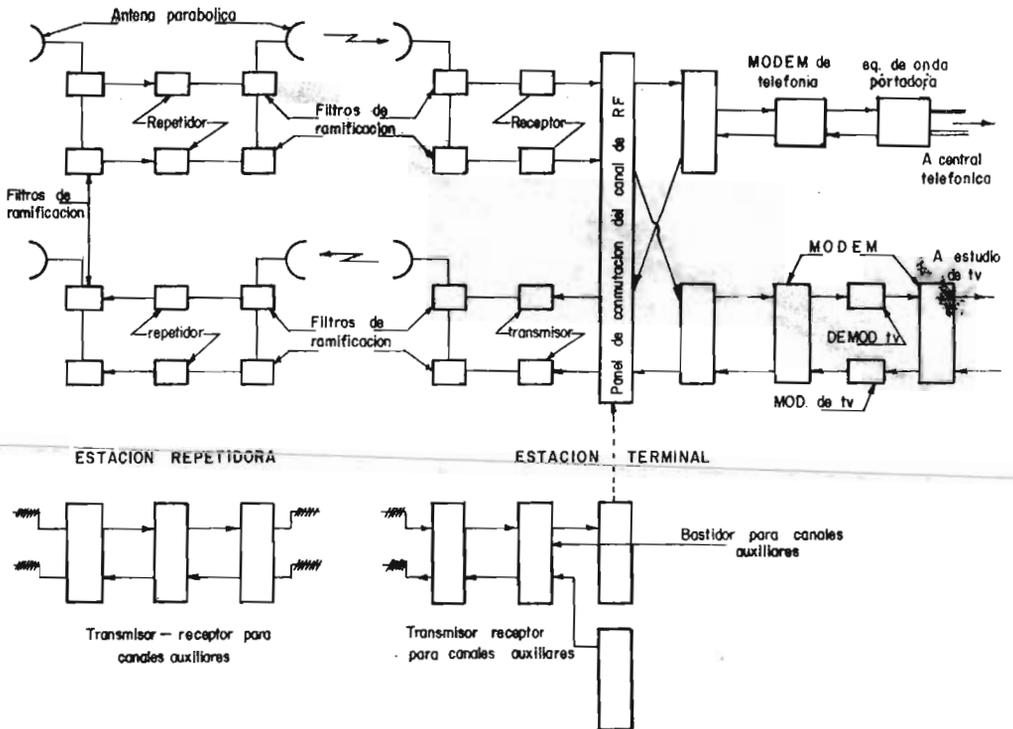


FIG. (I.3) CONFIGURACION GENERAL DE UN SISTEMA DE MICROONDAS PARA LA TRANSMISION DE TELEFONIA Y TELEVISION.

Los sistemas de microondas se adaptan perfectamente para la transmisión de señales de televisión en virtud de que las señales de video pueden transmitirse directamente en la banda básica, esto es sin modular a una subportadora, tal y como se requiere en sistemas de cable coaxial de gran longitud. Con el propósito de evitar interferencias debido a las bajas frecuencias y distorsión por retardo.

En los sistemas de microondas de gran capacidad como por ejemplo 1800 canales telefónicos o más, se puede transmitir en una sola portadora un canal de TV junto con algunos canales telefónicos (600 ó 900).

También se emplean técnicas de multicanalización por división de tiempo (TDM) en sistemas de microondas con capacidad de 30 a 48 canales telefónicos.

1.2 PLAN DE MODULACIÓN PARA SISTEMAS DE MICROONDAS ANALÓGICOS CON MULTICANALIZACIÓN POR DISTRIBUCIÓN DE FRECUENCIA (FDM),

En sistemas de microondas por línea de vista y con repetidores, se puede colocar hasta 2700 canales telefónicos. Existen, actualmente, dos métodos para colocar estos canales telefónicos que son: la multicanalización por distribución de frecuencia (FDM) y la multicanalización por división de tiempo (TDM).

MULTICANALIZACIÓN POR DISTRIBUCIÓN DE FRECUENCIA.

La multicanalización por división de frecuencia para propósitos de transmisión-recepción se lleva a cabo me-

diante un proceso sucesivo de modulación-demodulación en amplitud (AM) con doble banda lateral y portadora suprimida. Este proceso de modulación-demodulación se lleva a cabo en los equipos terminales de multicanalización (múltiplex), los cuales reciben los canales de voz y entregan una señal compuesta que lleva la información de todos los canales de voz, acomodados en frecuencia y conocida comunmente como banda base.

En la figura (I.4) se muestra un pregrupo (agrupación de tres canales de voz). En este primer proceso de distribución, cada uno de los canales de voz modula en amplitud con doble banda lateral y portadora suprimida a una portadora individual de 12, 16 y 20 KHz., respectivamente. Para este caso, se observa que la frecuencia de los osciladores locales debe ser igual a la frecuencia inicial de los canales colocados en la banda otorgada que va de 12 a 24 KHz.

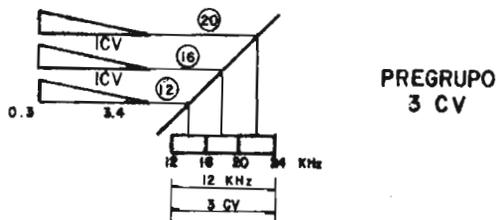


FIG. (I.4) FORMACION DE UN PREGRUPO.

Después de la modulación, se pasa la señal a través de un filtro paso banda de 4 KHz de ancho de banda, se-

leccionando la banda lateral superior como se muestra en la figura (1.5).

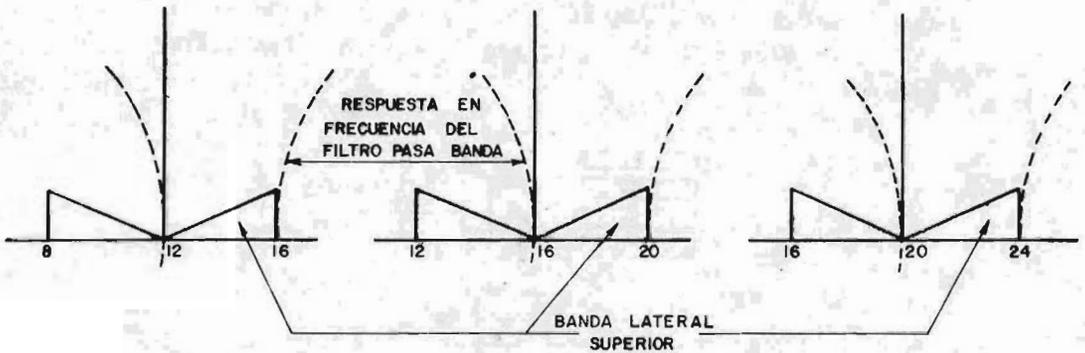


FIG. (1.5) ESPECTRO EN FRECUENCIA DE TRES CANALES DE VOZ, MODULADOS EN AMPLITUD CON DOBLE BANDA LATERAL Y PORTADORA SUPRIMIDA A PORTADORAS DE 12, 16 Y 20 KHz. UN FILTRO PASO BANDA SELECCIONA LA BANDA LATERAL SUPERIOR.

En la figura (1.6) se muestra ahora un grupo (agrupación de cuatro pregrupos) para una distribución de frecuencias de doce canales telefónicos. El proceso es similar a la formación de un pregrupo, tomándose como base el ancho de banda de los tres canales de voz ya agrupados, es decir de 12 a 24 KHz.

Al agrupar cuatro pregrupos, cada uno de ellos modula ahora a una de las siguientes portadoras de 84, 96,

108 y 120 KHz en AM. con doble banda lateral y portadora suprimida. El resultado de la modulación de cada portadora, se hace pasar a través de un filtro paso banda que selecciona la banda lateral inferior. El resultado es ahora una banda de frecuencia que va desde los 60 KHz hasta los 108 KHz destinando 4 KHz para cada uno de los doce canales de voz distribuidos, a este arreglo se le conoce también como grupo básico de doce canales telefónicos.

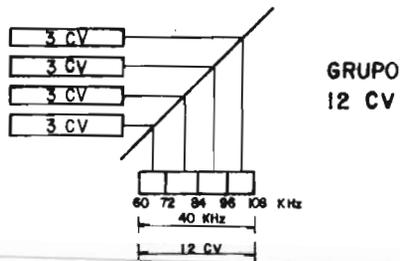


FIG. (I.6) MULTICANALIZACION DE DOCE CANALES DE VOZ CON DISTRIBUCION DE FRECUENCIA.

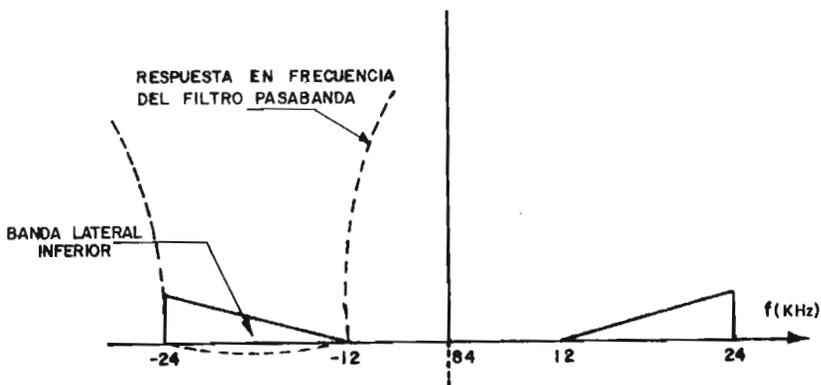


FIG. (I.7) ESPECTRO EN FRECUENCIA DE UN PREGRUPO DE TRES CANALES DE VOZ MODULADOS EN AMPLITUD CON DOBLE BANDA LATERAL Y PORTADORA SUPRIMIDA A UNA PORTADORA DE 84 KHz. EN LA FIGURA SE MUESTRA LA RESPUESTA DE UN FILTRO PASO BANDA SELECCIONANDO LA BANDA LATERAL INFERIOR.

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

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

Para el acomodo de los canales en la banda otorgada se hace lo siguiente:

Inicio de canal = frec. del O.L. - frec. mayor de la banda a acomodar

Final del canal = frec. del O.L. - frec. menor de la banda a acomodar

En la figura (I.8) se muestra el agrupamiento de cinco grupos primarios o supergrupo primario de 60 C.V.. En la figura (I.9) se muestra el agrupamiento de 10 supergrupos primarios con un ancho de banda para 600 C.V. y en la figura (I.10) se muestra el agrupamiento de 16 supergrupos primarios con un ancho de banda para 960 C.V.

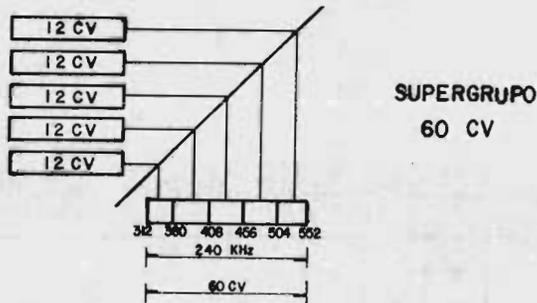
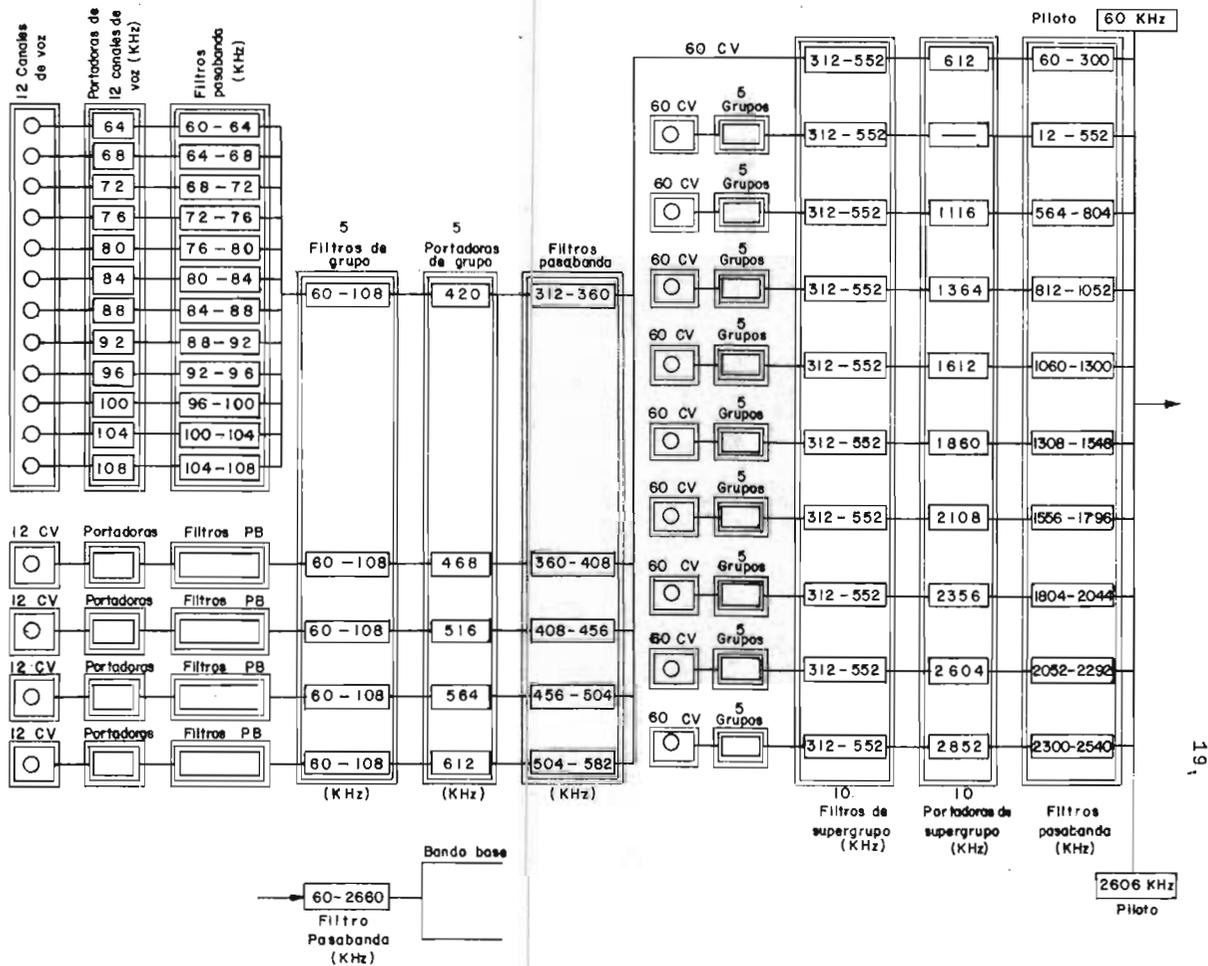


FIG. (I.8) MULTICANALIZACION DE 60 CANALES DE VOZ CON DISTRIBUCION DE FRECUENCIA.

FIG. (I.9) MULTICANALIZACION DE 600 CANALES DE VOZ CON DISTRIBUCION DE FRECUENCIA.



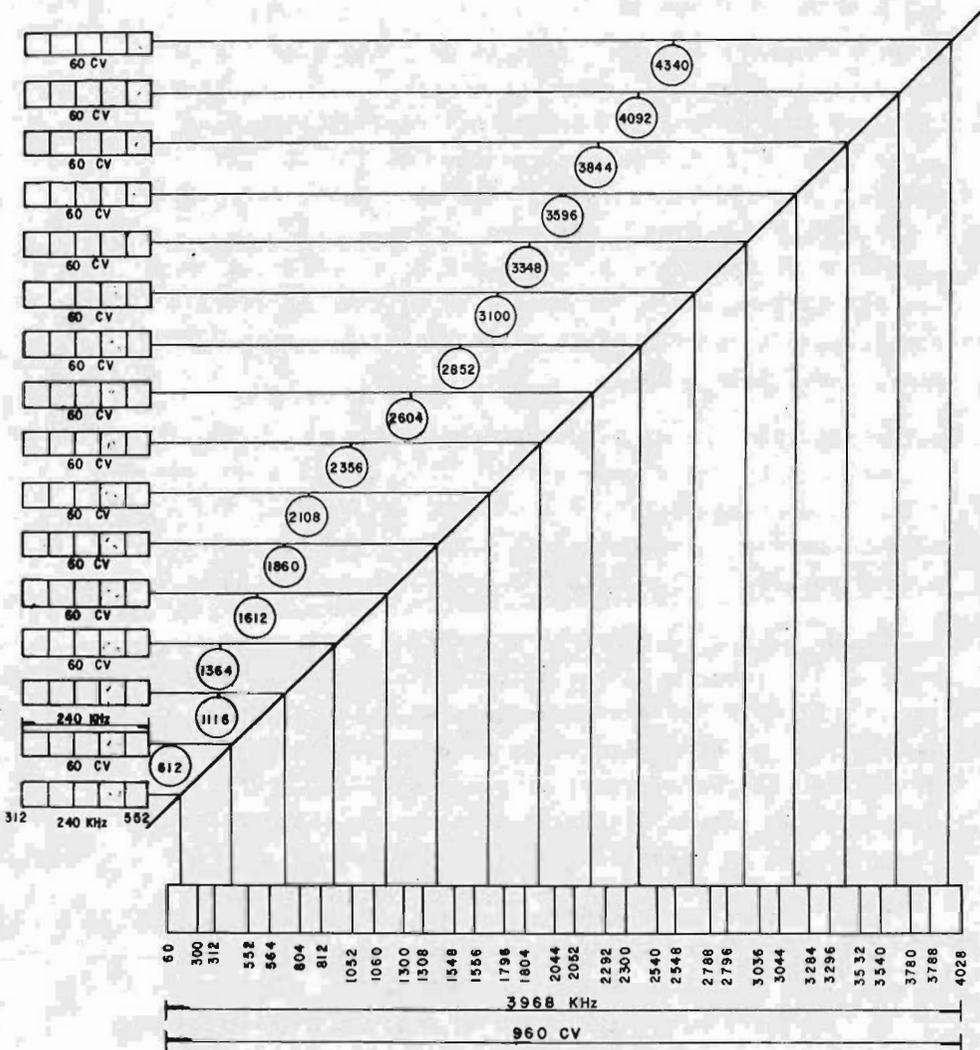


FIG. (I.10) MULTICANALIZACION DE 960 CANALES DE VOZ CON DISTRIBUCION DE FRECUENCIA.

1.3 PLAN DE FRECUENCIAS.

Actualmente todos los sistemas de microondas que utilizan repetidores (relevadores radioelctricos), se encuentran regidos por las normas del Comitê Consultivo Internacional de Radiocomunicaciones (CCIR) el cual recomienda un plan de frecuencias para realizar enlaces de caracter internacional. El plan de frecuencias está determinado de acuerdo a la capacidad de canales que manejen los sistemas de microondas a utilizarse en el enlace, con el fin de aprovechar al máximo la utilización del espectro radioelctrico.

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

Además si los sistemas de microondas utilizados en los enlaces se apegan a lo que recomiendan las normas editadas por el CCIR, se garantiza que la comunicación se realizard con una alta eficiencia o confiabilidad. Por el contrario, si los sistemas de microondas utilizados no se apegan a las normas, entonces no se puede asegurar que la comunicación se desarrolle en forma eficiente.

Todas las normas editadas por el CCIR son el resultado de la experiencia de muchos años de estudio sobre el comportamiento de los radioenlaces y son realizadas por investigadores, profesionales, radioaficionados.etc., de todas partes del mundo, los cuales se reunen en conferencias cada 5 o 10 años para llevar los resultados de sus estudios ob

tenidos durante ese lapso de tiempo.

Como ejemplo podemos mencionar "La disposición de canales radioeléctricos para sistemas de relevadores radioeléctricos analógicos con capacidad de 60, 120, 300 ó hasta 960⁺⁺ canales telefónicos, o sistemas digitales de baja y media capacidad con ancho de banda equivalente, que funcionan en la banda de 2 Ghz" (Recomendación 283-3)⁺.

Para este caso se nos indica que el espectro de frecuencias puede ser dividido en cuatro bandas de frecuencias que son:

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

Como puede observarse, el ancho de banda para cada caso es de 200 Mhz. Además se recomienda que en una banda de 200 Mhz es conveniente acomodar hasta seis canales radioeléctricos de ida en una mitad de la banda; y seis canales radioeléctricos de retorno, en la otra mitad de la banda.

La disposición de las frecuencias, de los canales radioeléctricos para seis canales de ida y seis de regreso, como máximo, cada uno de ellos formado por 60, 120, 300 ó hasta 960⁺⁺ canales telefónicos o para sistemas digitales de ancho de banda RF equivalente y que funcionen en las cuatro bandas de frecuencias indicadas anteriormente, es la que se indica en la figura (I.11), y se obtiene de la siguiente forma:

$$f_n = f_0 - 108.5 + 14n \quad \text{Mitad inferior de la banda.}$$

$$f_n' = f_0 + 10.5 + 14n \quad \text{Mitad superior de la banda.}$$

Donde:

f_0 : Frecuencia central de la banda de frecuencias ocupada de 200 Mhz.

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

f_n' : Frecuencia central del canal "n" radioeléctrico en la mitad superior de la banda, en Mhz.

$n = 1, 2, 3, 4, 5 \text{ ó } 6$.

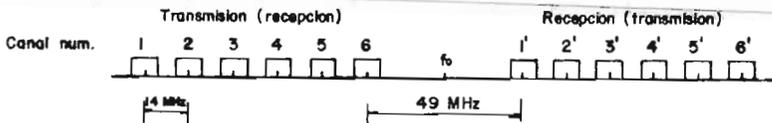


FIG. (X, 11) DISPOSICION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS EN LA BANDA DE 2GHz, EN CASO DE INTERCONEXIONES INTERNACIONALES.

Si conectamos tres canales de ida y tres de regreso, como mínimo, se realizaran economías, en sistemas de relevadores radioeléctricos donde cada uno utiliza antenas comunes de transmisión-recepción. Además, si se utilizan antenas comunes transmisión-recepción y se transmiten tres canales radioeléctricos por una sola antena, se re-

comienda que las frecuencias de los canales se elijan utilizando la combinación n= 1,3,5 en las dos mitades de la banda, o la combinación n=2,4,6 en las dos mitades de la banda.

De ser necesario emplear canales radioeléctricos adicionales intercalados con los canales de la disposición principal, donde los valores de las frecuencias centrales de estos canales radioeléctricos deberán ser 7 Mhz superiores a los de las frecuencias correspondientes de los canales principales⁺⁺⁺.

Para los canales radioeléctricos adyacentes en la misma mitad de la banda, convendría utilizar, con referencia, polarizaciones diferentes de modo alternativo.⁺⁺⁺⁺

Se recomienda que las frecuencias centrales para cada banda sean las que se mencionan a continuación:

$F_0 = 1808$ Mhz, para la banda 1700 a 1900 Mhz.

$F_0 = 2000$ Mhz, para la banda 1900 a 2100 Mhz.

$F_0 = 2203$ Mhz, para la banda 2100 a 2300 Mhz.

$F_0 = 2586$ Mhz, para la banda 2500 a 2700 Mhz.

Otras frecuencias pueden ser utilizadas, previo acuerdo entre las administraciones interesadas.

- * Se aplica únicamente a los sistemas con visibilidad directa o casi directa.
- ++ La disposición de esta recomendación para 960 canales se aplica sólo para la banda de 2500 a 2700 Mhz.
- +++ En sistemas para 960 canales telefónicos en la banda de 2500 a 2700 Mhz. o en sistemas digitales de anchura de banda de RF equivalentes, es posible que no sea práctico utilizar frecuencias intercaladas debido a la anchura de banda ocupada por la portadora modulada.
- ++++ Para los sistemas digitales de baja capacidad puede utilizarse también la misma polarización de canales adyacentes.

++++ Se señala que la banda de 2690 a 2700 Mhz, está destinada exclusivamente a la radioastronomía, y que la frecuencia del canal principal inferior se sitúa por debajo de 2500 Mhz.

Nota 1. Si se utilizan las bandas 1900 a 2300 Mhz ó 1700 a 2100 Mhz para sistemas de relevadores radioeléctricos de gran capacidad y, en el mismo trayecto, para sistemas de relevadores radioeléctricos de 60, 120 ó 300 canales que emplean la disposición de canales radioeléctricos anteriormente indicada, se reducirán considerablemente las posibilidades de interferencia mutua siempre que se utilicen antenas distintas para los dos sistemas.

Nota 2. En los sistemas de hasta 500 canales telefónicos, podrán plantearse dificultades de explotación en un trayecto determinado, debido a la perturbación introducida por las señales de otras estaciones del sistema (sobreenclace), o por fenómenos similares. En tales casos podrán utilizarse frecuencias suplementarias situadas a 3.5 Mhz de los valores anteriormente indicados, como frecuencias desplazadas.

Nota 3. En ciertos países particularmente en la región 2, (Hemisferio Oeste) es preferible expresar las frecuencias de los canales en Mhz, mediante las siguientes relaciones:

$$f_n = f_0 - 94.5 + 14n \quad \text{Mitad inferior de la banda.}$$

$$f_n = f_0 - 3.5 + 14n \quad \text{Mitad superior de la banda.}$$

Donde:

$n = 1, 2, 3, 4, 5 \text{ ó } 6$. (ver figura I.12)).

Los canales intercalados deben hallarse 7 Mhz por debajo de los canales principales correspondientes.

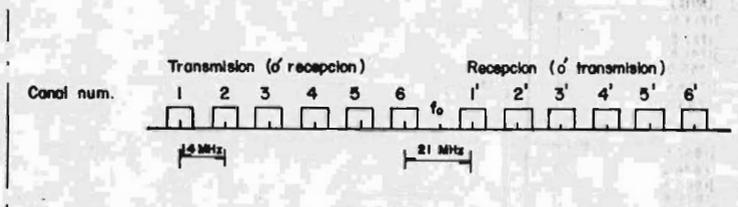


FIG. (I.12) DISPOSICION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS REFERIDOS EN LA NOTA 3.

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

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

En la figura (I.13) se muestran los valores correspondientes de frecuencias según las normas establecidas del CCIR de cada canal de radiofrecuencia para tres segmentos de la banda de 2GHz con capacidades de 60, 300 y 1800 canales telefónicos.

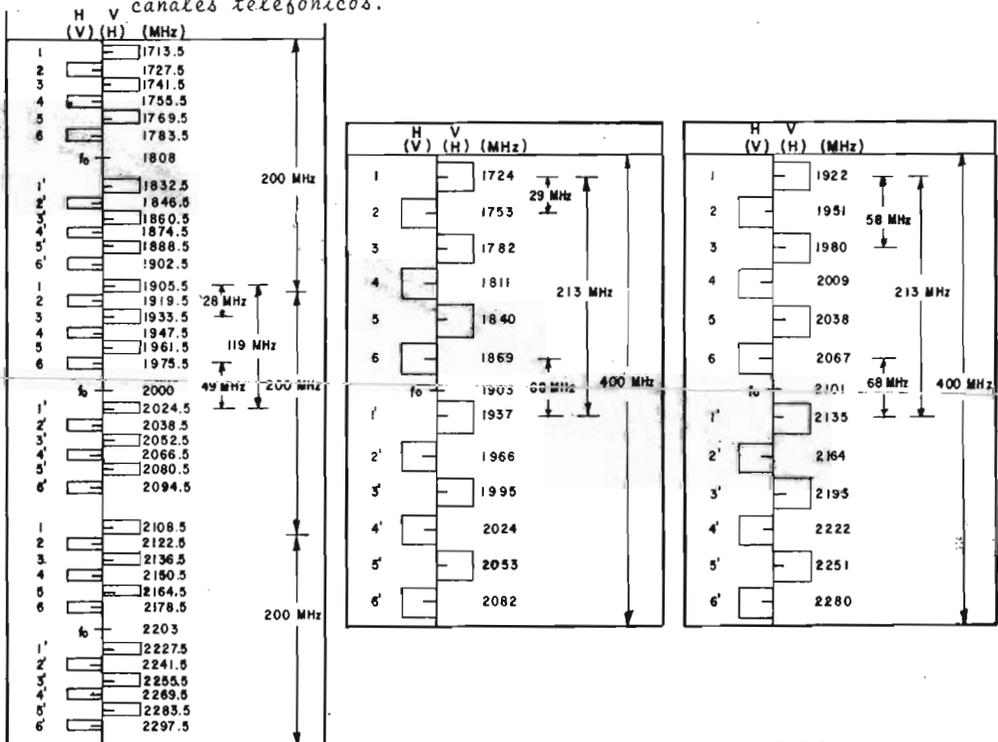


FIG. (I.13) DISTRIBUCION DE CANALES DE RF EN LA BANDA DE 2GHz CON CAP. DE 60. 300 Y 1800 CANALES TELEFONICOS.

1.3.1. DISPOSICIÓN DE FRECUENCIAS DE CANALES DE RADIOFRECUENCIA PARA SISTEMAS DE MICROONDAS ANALÓGICOS CON CAPACIDAD DE 600 Y 1800 CANALES TELEFONICOS Y TELEVISIÓN O SU EQUIVALENTE OPERANDO EN LA BANDA DE 2 Y 4 GHZ. (REC.382-2)++

Haciendo las siguientes consideraciones:

- 1. Que, en ciertos casos, conviene poder intercalar, en las frecuencias radioeléctricas los sistemas de relevadores radioeléctricos de los circuitos internacionales que trabajan en las bandas de 2 y 4 Ghz.*
- 2. Que en una banda de frecuencias de 400 Mhz. de ancho de banda puede ser conveniente interconectar hasta seis canales radioeléctricos de ida y seis de retorno.*
- 3. Que se realizarían economías si pudieran intercarse tres canales de ida y tres de retorno, por lo menos, en sistemas de relevadores radioeléctricos, cada uno de los canales utilizará antenas comunes para transmisión-recepción.*
- 4. Que pueden reducirse enormemente los efectos perturbadores mediante una disposición juiciosa de las frecuencias radioeléctricas de los sistemas de relevadores radioeléctricos que constan de varios canales radioeléctricos.*

5. Que en ciertos casos, puede ser conveniente intercalar canales radioeléctricos adicionales con los de la disposición principal.

Quedando establecidas las adecuadas consideraciones, podemos determinar las recomendaciones para el óptimo funcionamiento de la disposición de los canales radioeléctricos.

SE RECOMIENDA LO SIGUIENTE:

Que la disposición preferida de los canales radioeléctricos para seis canales de ida y seis de retorno, como máximo, que comprendan cada uno de 600 a 1800 canales telefónicos, o su equivalente, y utilicen frecuencias de las bandas 2 y 4 Ghz., sea la que se indica en la figura (I.14).

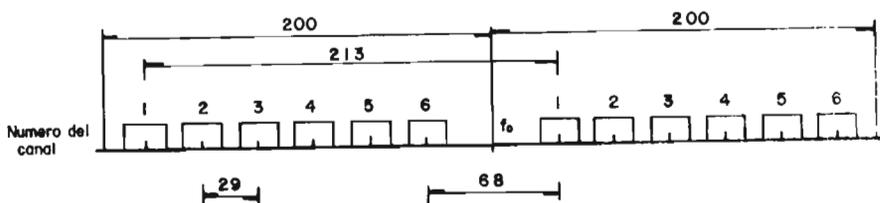


FIG. (I.14) DISPOSICIÓN DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS PARA SISTEMAS REPETIDORES CON UNA CAPACIDAD DE 600 A 1800 CANALES TELEFONICOS, O SU EQUIVALENTE QUE TRABAJAN EN LAS BANDAS DE 2 Y 4 GHZ.

Sea:

f_0 : la frecuencia central de la banda de frecuencias ocupada, en Mhz.

f_n : la frecuencia central del canal n en la mitad inferior de la banda, en Mhz.

f_n' : la frecuencia central del canal n en la mitad superior de la banda, en Mhz.

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

mitad inferior de la banda: $f_n = f_0 - 208 + 29n$ (Mhz)

mitad superior de la banda: $f_n' = f_0 + 5 + 29n$ (Mhz)

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

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

En el caso de los canales radioeléctricos adyacentes de una misma mitad de banda se utilice con preferencia y alternativamente, polarizaciones distintas; por ejemplo, como se muestra en la figura (T.15)

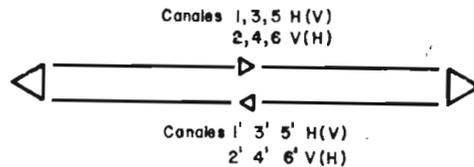


FIG. (I, 15)

Particularmente cuando se utilicen antenas de doble polarización podrá adaptarse la disposición representada en la figura (I.15)

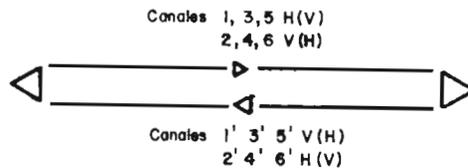


FIG. (I, 16)

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

o la combinación $n=2,4$ y 6 en las dos mitades de la banda.

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

Con el objeto de reducir la interferencia en un sistema de repetidores, los valores de la frecuencia central serán, de preferencia, los siguientes:

$f_0 = 1903$ Mhz., ó 2101 Mhz., en la banda de 2 Ghz. (Ver nota).

$f_0 = 4003.5$ Mhz., en la banda de 4 Ghz.

Previo acuerdo entre las administraciones interesadas, podrán utilizarse otras frecuencias centrales.*

NOTA.- En ciertos países, particularmente en la región 2, puede convenir utilizar como frecuencia central la siguiente:

$f_0 = 1932$ Mhz., en lugar de 1903 Mhz.

$f_0 = 2086.5$ Mhz., en lugar de 2101 Mhz.

Debemos tener debidamente en cuenta que ciertos países, principalmente en gran parte de la región 2 y en varias otras zonas, para los sistemas que trabajan en la banda 4 Ghz., se utilice la disposición de canales radioeléctricos descrita en el anexo. Conviene señalar la atención sobre el problema de la interconexión.

ANEXO.

En la figura (I,17) se representa la disposición de canales radioeléctricos en una banda de 500 Mhz., para seis canales de ida y seis de retorno, como máximo (grupo 1), o para seis de ida y seis de retorno con disposición intercalada (grupo 2), que comprenden cada uno hasta 1260 canales tele-

fónicos, o su equivalente, y trabajan en la banda de 4 Ghz.

Esta disposición se obtiene como sigue:

Sea:

f_x : la frecuencia límite inferior de la banda de frecuencia ocupada, en Mhz.

f_n : la frecuencia central del canal n en la parte de ida (retorno) de esa banda, en Mhz.

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

Las frecuencias de cada canal (en Mhz), se expresan entonces por las relaciones siguientes:

GRUPO 1.

Canal de ida (retorno), $f_n = f_x - 50 + 80n$ Mhz

Canal de retorno (ida), $f_n' = f_x - 10 + 80n$ Mhz

donde

$$n = 1, 2, 3, 4, 5 \text{ y } 6.$$

GRUPO 2.

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

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

donde

$$n = 7, 8, 9, 10, 11 \text{ y } 12$$

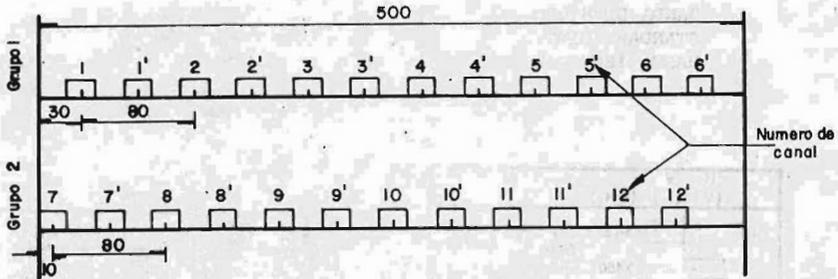


FIG. (I,17) DISPOSICION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS PARA LOS GRUPOS 1 Y 2.

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

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

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

El valor de f_x es generalmente de 3700 Mhz.

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

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

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

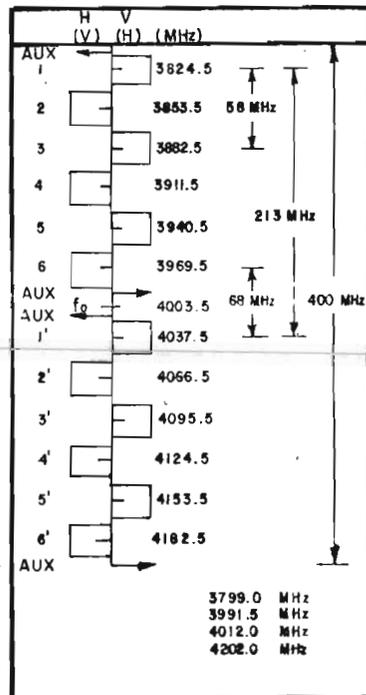
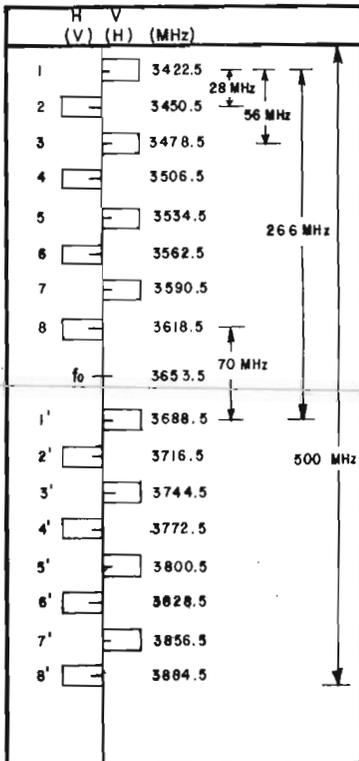


FIG. (I.18) DISTRIBUCION DE FRECUENCIAS PARA LOS CANALES DE R.F. EN LA BANDA DE 4 GHz.

REC. 389-2

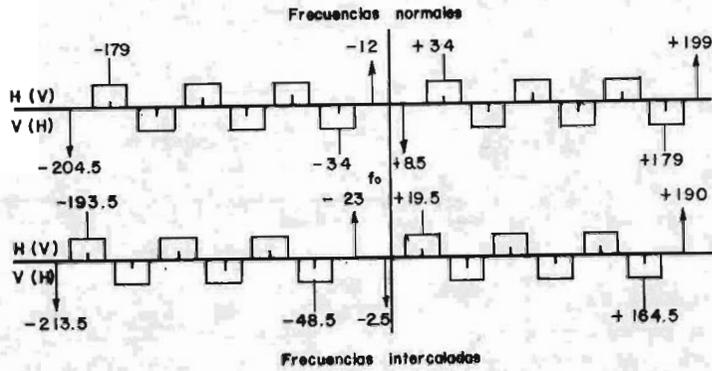


FIG. (I.19) a) DISPOSICION DE LOS CANALES RADIOELECTRICOS PRINCIPALES Y AUXILIARES QUE TRABAJAN EN LAS BANDAS DE 2 y 4 GHz.

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

I.3.2 DISPOSICIÓN DE CANALES RADIOELÉCTRICOS DE LOS SISTEMAS REPETIDORES PARA TELEFONÍA Y TELEVISIÓN CON UNA CAPACIDAD DE 1800 CANALES TELEFÓNICOS, O SU EQUIVALENTE, QUE TRABAJAN EN LA BANDA DE 6 GHZ. (RECOMENDACIÓN 383-1⁺).

En la figura (I.20) se muestra la disposición de canales radioeléctricos para la interconexión internacional de sistemas de repetidores radioeléctricos que trabajan en la banda de 6 Ghz.

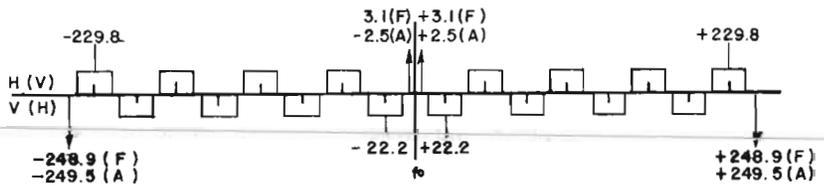


FIG. (I.20) DISPOSICION DE CANALES RADIOELECTRICOS EN LA BANDA DE 6 GHZ.

De la figura anterior se observa que el ancho de banda de frecuencias es de 500 Mhz., y , para este caso, se considera conveniente interconectar hasta 8 canales radioeléctricos adicionales con los de la disposición principal. En caso de poder interconectar más de ocho canales radioeléctricos de ida y más de ocho de retorno, cada uno de ellos deberá tener una capacidad muy inferior a 1800 canales telefónicos.

Para esta norma se tienen las siguientes Recomendaciones:

Que la disposición preferida de los canales radioelctricos para ocho canales de ida y ocho de retorno, como máximo, que comprendan cada uno 1800 canales telefónicos, o su equivalente, y utilicen frecuencias de la banda de 6 Ghz., sea la que se indica en la figura (I.20), obtenida como sigue:

$$f_n = f_0 - 259.45 + 29.65 n \quad (\text{mitad inferior de la banda})$$

$$f'_n = f_0 - 7.41 + 29.65 n \quad (\text{mitad superior de la banda})$$

Donde:

f_0 : frecuencia central de la banda de frecuencias ocupada, en Mhz.

f_n : frecuencia central del canal n de la mitad inferior de la banda, en Mhz.

f'_n : frecuencia central del canal n de la mitad superior de la banda, en Mhz.

$n = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ ó 8 .

Que en la sección que se haga la interconexión internacional, todos los canales de ida estén situados en una mitad de la banda y todos los de retorno en la otra mitad.

Que los canales ida y retorno de una sección dada utilicen de preferencia las siguientes polarizaciones:

	I D A	R E T O R N O
H (V)	1 3 5 7	2' 4' 6' 8'
V (H)	2 4 6 8	1' 3' 5' 7'

Previo acuerdo entre las dos administraciones interesadas, también puede utilizarse la siguiente disposición de polarizaciones:

	I D A				R E T O R N O			
H (V)	1	3	5	7	1'	3'	5'	7'
V (H)	2	4	6	8	2'	4'	6'	8'

Que si se utilizan antenas comunes transmisión-recepción de doble polarización y se transmiten por una sola antena cuatro canales radioeléctricos, como máximo, es preferible que las frecuencias de los canales se elijan empleando la combinación $n=1, 3, 5$ y 7 en cada una de las mitades de la banda, ó la combinación $n= 2, 4, 6$ y 8 en ambas mitades de la banda (véase la nota 2).

Que de ser necesario emplear canales radioeléctricos adicionales intercalados con los de la disposición principal, el valor de la frecuencia central de estos canales radioeléctricos sea de $14,825$ Mhz. inferior al de las frecuencias correspondientes de los canales principales; en el caso de sistemas de 1800 canales, o su equivalente, es posible que no puedan utilizarse frecuencias intercaladas debido a la anchura de banda de la señal modulada,

Que en la misma arteria pueden obtenerse hasta 16 canales radioeléctricos de ida y 16 de retorno, cada uno de capacidad inferior o igual a 600 canales telefónicos, si se usan los canales radioeléctricos adicionales al mismo tiempo que los de la disposición principal; en los canales radioeléctricos adyacentes de la misma mitad de la banda de-

bieran utilizarse alternativamente polarizaciones distintas (véase la nota 3),

Que si bien la frecuencia central preferida debiera ser 61750 Mhz., pueden utilizarse otras frecuencias centrales previo acuerdo entre las administraciones interesadas.

Nota 1. La disposición de frecuencias radioeléctricas indicadas en la figura (T,20) es apropiada para una frecuencia intermedia de 70 Mhz., así como para una frecuencia intermedia de 74.13 Mhz., que permite el empleo, si se desea, de un oscilador común (14,82 Mhz.) para introducir todas las frecuencias de los osciladores locales del sistema.

Nota 2. Si se utilizan antenas comunes transmisión-recepción y se trasmite un máximo de cuatro canales radioeléctricos por una sola antena, las frecuencias de los canales pueden escogerse de común acuerdo entre las administraciones interesadas utilizando la combinación $n=1,3,5$ y 7 en la parte inferior de la banda y $n=2,4,6$ y 8 en la parte superior. Si se utiliza una antena análoga para otros cuatro canales, pueden escogerse las frecuencias de los canales adoptando la combinación $n=2,4,6$ y 8 en la parte inferior de la banda y $n=1,3,5$ y 7 en la parte superior de la banda, pero si solo necesitan tres canales suplementarios, las frecuencias de los canales pueden escoger-

se adoptando la combinación $n=2, 4$ y 6 en la parte inferior de la banda y $n=3, 5$ y 7 en la parte superior, para evitar las dificultades que entraña la separación de la frecuencia 8° y 1° .

Nota 3. Esta recomendación tiende principalmente a facilitar la interconexión internacional de repetidores radioeléctricos de gran capacidad. Debe, pues, hacerse observar que el uso de dos disposiciones de canales, principal e intercalados, en un itinerario, limita el establecimiento de sistemas de 1800 canales telefónicos, o su equivalente, en tal itinerario.

BANDA DE 6 GHZ
STANDARD OIRT
CAP. HASTA 1800
CANALES Y CANAL
AUXILIAR.

BANDA DE 6 GHZ
REC.383-1
CAP. HASTA 1800
CANALES REC.389-2
Y CANAL AUXILIAR

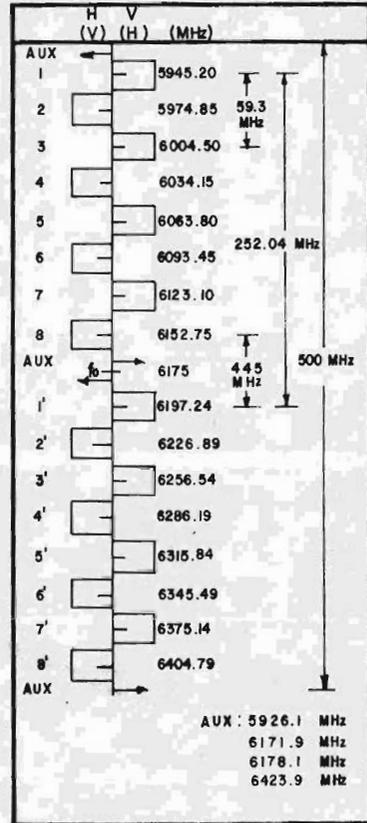
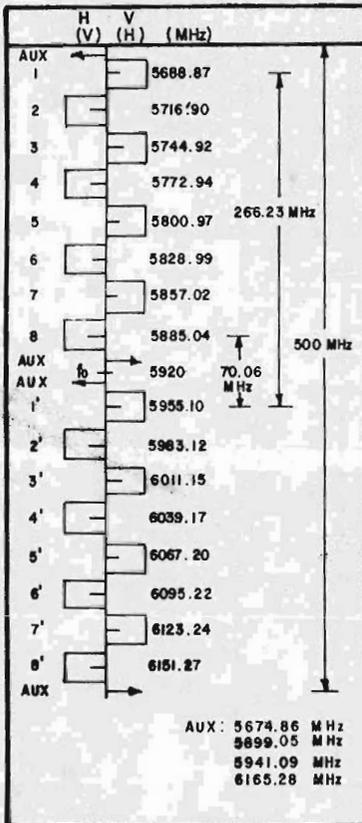


FIG. (I.21) DISTRIBUCION DE CANALES R.F. EN LA BANDA DE 6 GHZ.

BANDA DE 6 GHz
 REC. 384-2
 CAP. 1260 a 2700 C.V.,
 REC. 287-2
 CANAL AUXILIAR.

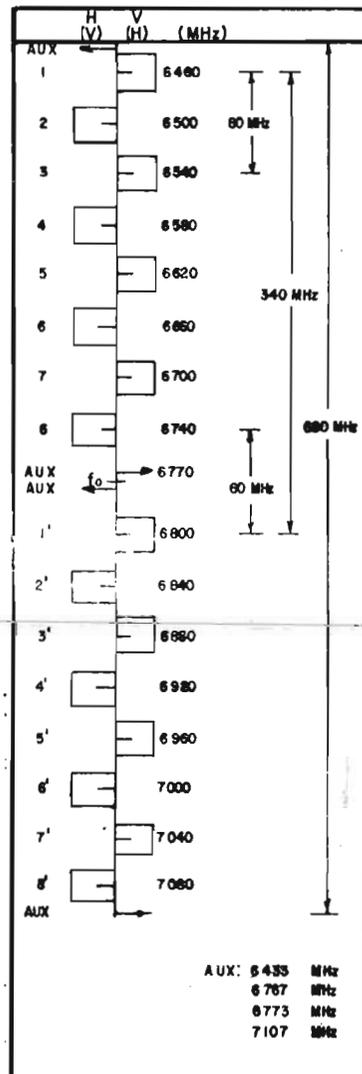


FIG. (I.22) DISTRIBUCION DE CANALES DE R.F.
 EN LA BANDA DE 6 GHz.

RECOMENDACION 384-2

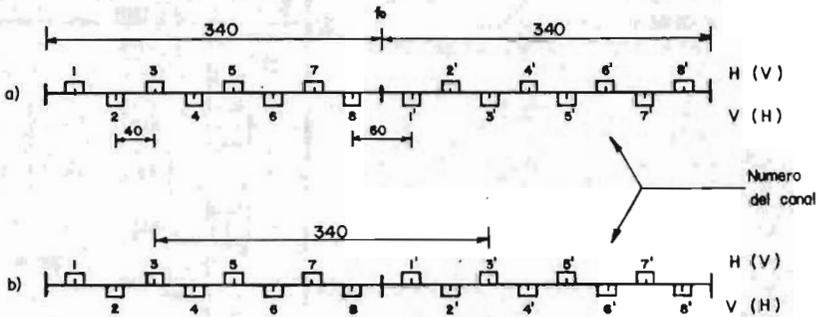


FIG. (I.23) a) DISPOSICION DE CANALES PARA ANTE-
NAS CON DOS POLARIZACIONES.

b) DISPOSICION DE CANALES PARA ANTE-
NAS CON UNA POLARIZACION,

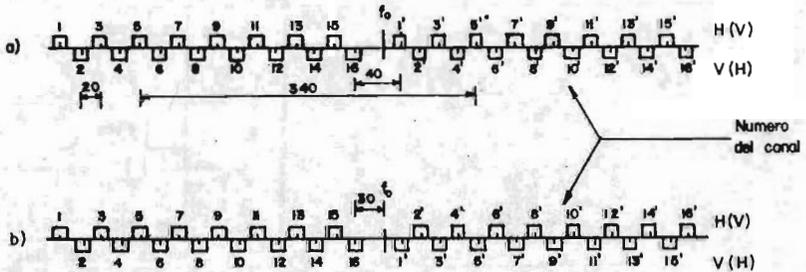


FIG. (I.24) a) DISPOSICION DE CANALES PARA ANTE-
NAS DE UNA POLARIZACION.

b) DISPOSICION DE CANALES PARA ANTE-
NAS DE DOS POLARIZACIONES.

DE LA FIG. (I.25) - (I.29) SE ILUSTRAN LAS DISTRIBUCIONES DE CANALES RADIOELECTRICOS PARA OTRAS BANDAS DE FRECUENCIAS CON DIFERENTES CAPACIDADES DE CANALES TELEFONICOS.

BANDA DE 5 GHZ
 STANDAR DEL JAPON
 CAPACIDAD. 2700 CANALES

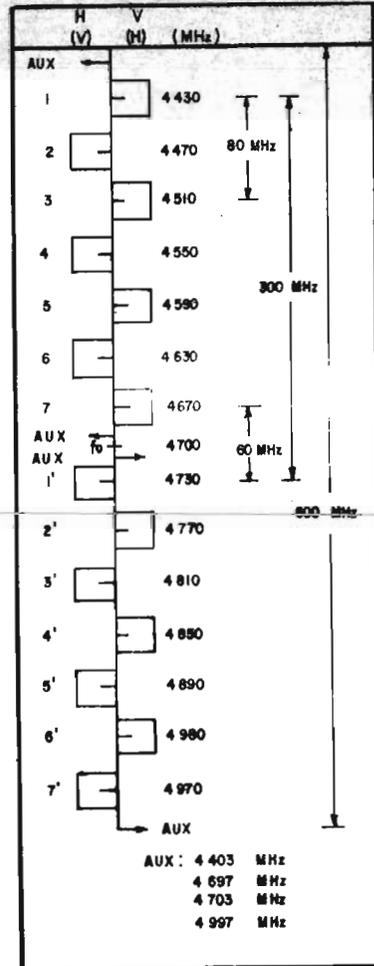


FIG. (I.25) DISTRIBUCION DE CANALES R.F. EN LA BANDA DE 5 GHZ.

BANDA DE 7 GHZ
REC.385
DE 60 a 300 C.V.

BANDA DE 7 GHZ
REC.385
DE 60 a 300 C.V.

BANDA DE 7 GHZ
STANDAR CONTEL
PARA 960 CANA-
LES DE VOZ.

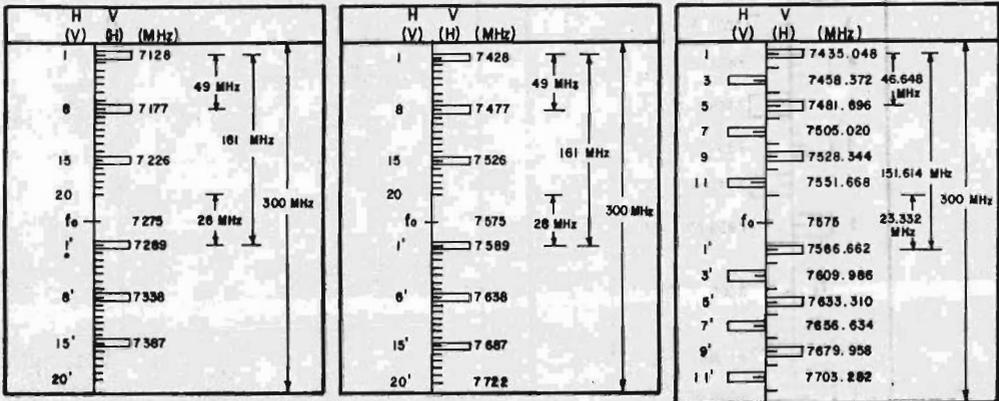


FIG. (I.26) DISTRIBUCION DE FRECUENCIAS DE R.F.
PARA LA BANDA DE 7 GHZ.

BANDA DE 8 GHZ.
 REC. 386-1
 CAP. 1800 CANALES DE VOZ.

BANDA DE 8 GHZ.
 REC. 386-1
 CAP. 900 CANALES DE VOZ.

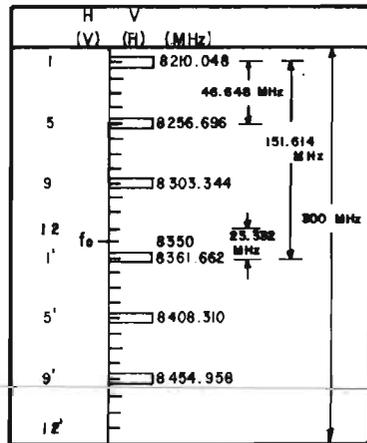
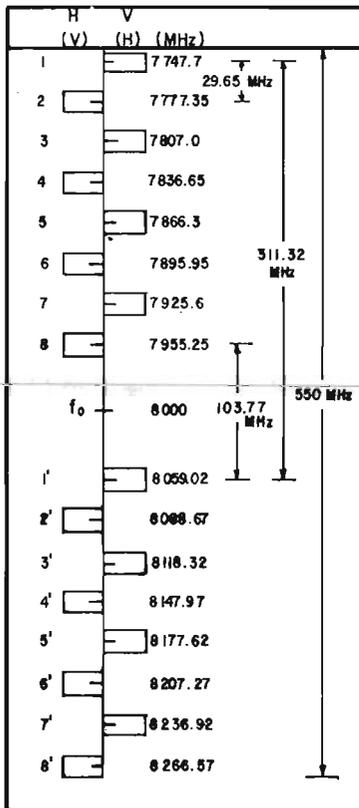


FIG. (I.27) DISTRIBUCION DE CANALES DE R.F. EN LA BANDA DE 8 GHZ,

BANDA DE 11 GHZ.
 REC.387-2
 CAP.DE 600 a 1800 C.V.
 REC.389-2
 CANAL AUXILIAR.

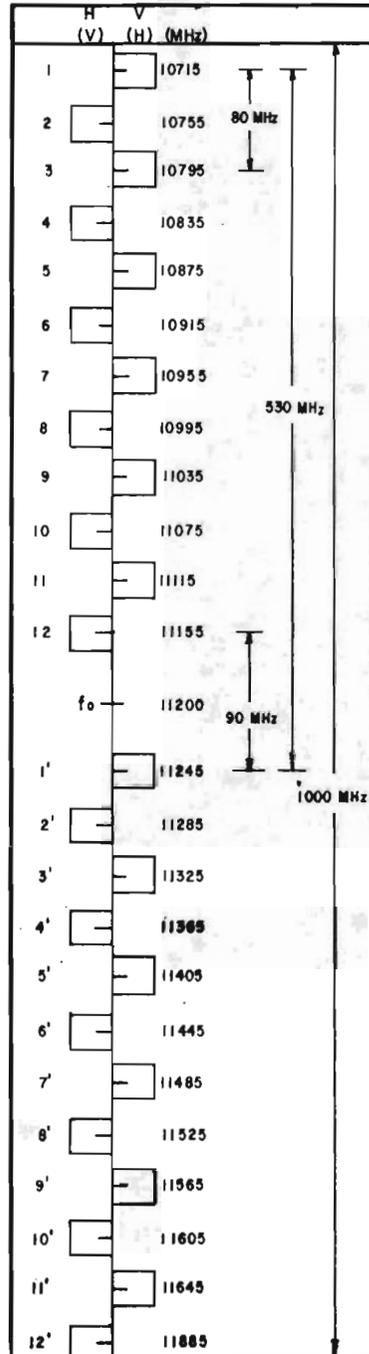


FIG. (I.28) DISTRIBUCION DE CANALES
 DE R.F. EN LA BANDA DE
 11 GHZ.

BANDA DE 15 GHZ.
 STANDAR DEL JAPON
 CAP. HASTA 2700 CANALES DE VOZ.

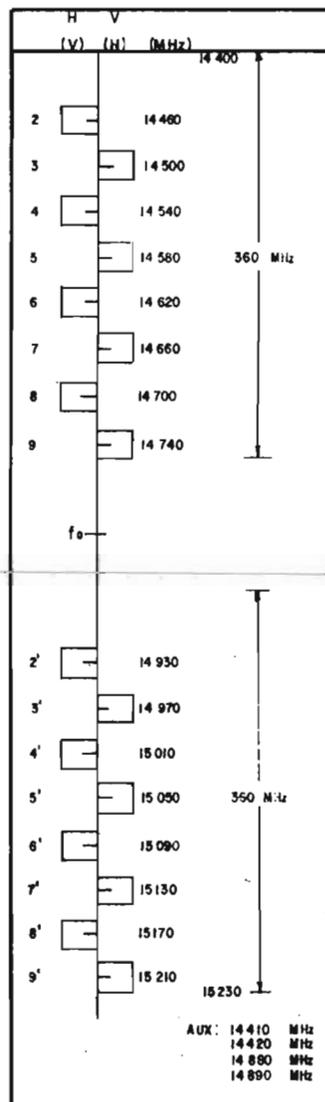


FIG. (I, 29) DISTRIBUCION DE CANALES
 DE R.F. EN LA BANDA DE
 15 GHZ.

I.4 ESTACIONES TERMINALES Y REPETIDORAS

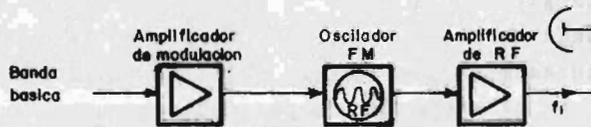
I.4.1. EQUIPOS TRANSCPTORES

Los equipos transmisores-receptores que integran un enlace de microondas, se clasifican en estaciones terminales y repetidoras.

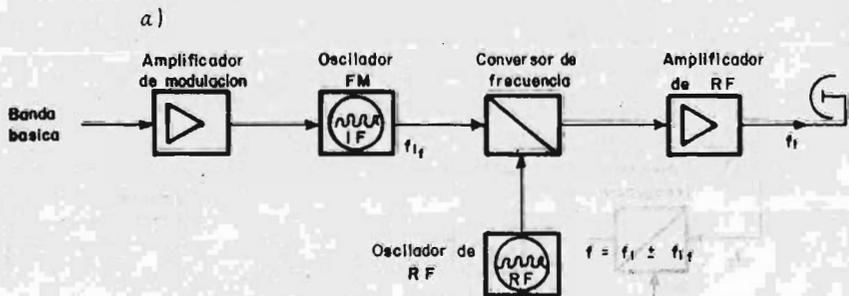
ESTACIONES TERMINALES.

El objeto de las estaciones terminales es la transmisión o recepción de la información deseada. De lo anterior se desprende que las estaciones terminales están formadas por transmisores y/o receptores terminales.

Existen dos tipos principales de transmisores terminales para microondas con modulación en frecuencia, los cuales se muestran en las siguientes figuras:



Transmisor terminal con oscilador de RF modulado en frecuencia



Transmisor terminal con oscilador de FI modulado en frecuencia

FIG. (I.30) DIAGRAMA A BLOQUES DE TRANSMISORES TERMINALES.

a) CON OSCILADOR DE R.F. MODULADO EN FRECUENCIA.

b) CON OSCILADOR DE F.I. MODULADO EN FRECUENCIA.

En la figura (1.30a) se muestra un diagrama a bloques de un transmisor terminal con modulación directa. Este tipo de transmisor, emplea un oscilador al cual se le puede modular en frecuencia en forma directa, aplicándole la banda base. Un dispositivo que opera en la gama de SHF y cumple con este requisito, es el KLYSTRON.

En la figura (1.30b) se presenta otro tipo de transmisor de una estación terminal, el cual consta de un oscilador que genera una FI (generalmente 70 MHz), la cual se modula en frecuencia por la banda base. La portadora de FI, se traslada a la frecuencia de operación mediante una conversión de frecuencia, en el conversor con la participación de las señales f y FI. La señal f es generada por un oscilador de radio frecuencia (RF). Y una vez que la portadora a sido trasladada en frecuencia, pasa a un amplificador de RF el cual generalmente se utiliza entre el oscilador de FM y la antena con el propósito de proporcionar una alta potencia de salida y de aislar el oscilador de las reflexiones que provoca el alimentador de la antena.

Los receptores terminales son del tipo superheterodino con un oscilador local estabilizado en frecuencia. La figura (1.31) ilustra un diagrama a bloques de un receptor terminal de microondas.

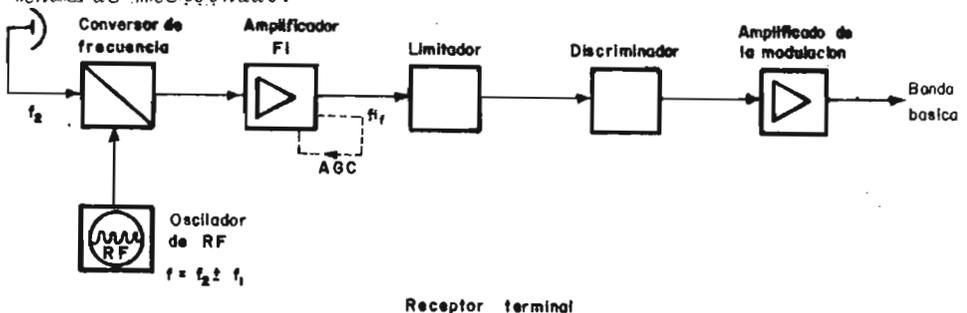


FIG. (1.31) DIAGRAMA A BLOQUES DE UN RECEPTOR TERMINAL DE MICROONDAS.

ESTACIONES REPETIDORAS.

El objeto de un equipo repetidor es amplificar las señales débiles, que detecta la antena receptora, a un nivel de potencia lo suficientemente grande para retransmitirlas hacia la estación adyacente, evitando que el ruido y distorsión que se producen en las señales al pasar por el repetidor sobrepasen ciertos valores permisibles.

Las estaciones repetidoras se clasifican, a saber:

- a) Repetidor Heterodino.
- b) Repetidor de Detección.
- c) Repetidor Directo.

REPETIDOR HETERODINO.

En este tipo de repetidora las frecuencias de microondas recibidas son trasladadas a frecuencias intermedias, amplificadas por etapas de frecuencia intermedia hasta el nivel requerido y trasladadas de nuevo a frecuencias de microondas para su emisión. Para ello, el repetidor de este tipo está provisto de dos conversores de frecuencia. Es menester que se elija la frecuencia intermedia de tal manera que las frecuencias de video y de oscilación local no causen gran interferencia a otros canales de radio. Según los planes de asignación de frecuencias generalmente adoptados, la frecuencia está comprendida dentro de la banda de seguridad de las frecuencias asignadas, y la frecuencia de oscilación local se sitúa en el extremo de la banda de paso. Un ejemplo, de lo antes mencionado puede expresarse por la fórmula siguiente:

$$f_{IF} = \Delta f (2n + 1) / 4$$

donde:

Δf es la separación entre frecuencias de transmisión y recepción,

n es un número entero positivo.

El valor de n está determinado principalmente por el factor de ruido de los circuitos empleados en los repetidores, la banda relativa y la ganancia. La mayoría de los sistemas modernos en servicio adoptan 70 MHz. para la F.I.

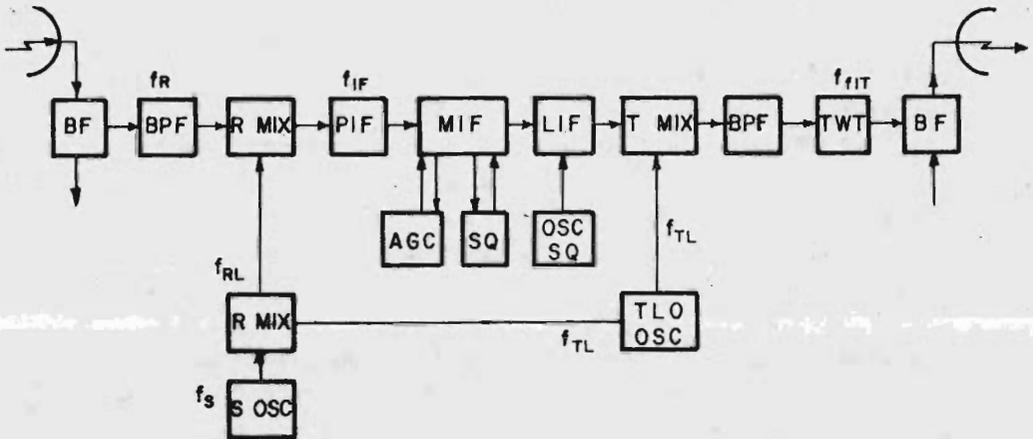
En la figura [I.32] se ilustra el diagrama esquemático fundamental de un repetidor heterodino.

Como puede observarse, la señal f_R que entra en el equipo vía la antena y el filtro de derivación, pasa primero por el filtro de paso de banda, que sirve para evitar la recepción de señales no deseables y la fuga de señales de oscilación local. En el mezclador de recepción la señal f_R es mezclada con la frecuencia de oscilación local f_{RL} y convertida en la frecuencia intermedia f_{IF} . La señal de F.I. entra en el mezclador de transmisión, después de ser amplificada por el preamplificador de F.I., el amplificador principal de F.I. y el amplificador de F.I. posterior. El citado preamplificador, es un circuito de bajo nivel de ruido.

La señal de F.I. que entra al mezclador de transmisión, es mezclada con la frecuencia de oscilación local f_{TL} , dan

do como resultado la frecuencia de transmisión f_T la cual pasa por el filtro de paso de banda (BPF). y es amplificada por el amplificador de tubo de onda progresiva (TWT) para obtener el nivel de potencia adecuado.

La señal f_T pasa a la antena de transmisión para su retransmisión a través del filtro de derivación B.F.



BPF.	Filtro de paso de banda.
BF.	Filtro de derivación.
R.MIX.	Mezclador de recepción.
T.MIX.	Mezclador de transmisión.
PIF.	Preamplificador.
MIF.	Amplificador principal de F.I.
LIF.	Amplificador de F.I. posterior.
SQ.	Circuito de silenciamiento.
TLO OSC.	Oscilador local de transmisión
S.OSC.	Oscilador de frecuencia de desplazamiento.
TWT.	Tubo de onda progresiva.

FIG. (I.32) ESQUEMA A BLOQUES DE UN REPETIDOR HETERODINO.

Con fines de evitar variación de la potencia de salida a causa de la fluctuación del campo eléctrico de recepción por desvanecimiento, el circuito está provisto de control automático de ganancia, que regula la ganancia del amplificador principal de F.I. para que la potencia de salida de F.I. quede constante.

En caso de caída del campo eléctrico de recepción por debajo del nivel de umbral, se irradian en la antena de transmisión ruidos de banda ancha, dando interferencias a los radioenlaces instalados en paralelo. En atención a ello, el circuito está provisto de silenciamiento (squelch) que al caer la potencia de salida de F.I. por debajo de cierto nivel, desconecta al circuito de la etapa final del amplificador principal de F.I. para suprimir ruidos, y al mismo tiempo, excita al oscilador de silenciamiento (ondas sin modular de 70 MHz), evitándose de esta forma que el funcionamiento de los equipos instalados en las estaciones subsiguientes sea afectado adversamente. La señal de oscilación local de recepción se obtiene, por lo general, desplazando la señal de oscilación local de transmisión en la porción correspondiente a la separación "fs" entre las frecuencias de transmisión y recepción. Por consiguiente, la relación entre esas frecuencias de señal resulta como sigue:

$$f_R = f_{RL} - f_{IF}, \quad f_T = f_{TL} - f_{IF}; \quad f_{RL} = f_{TL} + f_s$$

De las ecuaciones anteriores, se obtiene la siguiente relación:

$$f_R - f_T = \pm f_s$$

Esta última ecuación significa que la estabilidad de la frecuencia de transmisión está relacionada sólo con el oscilador de frecuencia de desplazamiento y no tiene nada que ver con la frecuencia de oscilación local de transmisión. La separación entre la frecuencia de transmisión y la de recepción es normalmente de 40 a 500 MHz, dependiendo de la banda de frecuencias que se utilice, frecuencias estables de tal orden se obtienen fácilmente usando osciladores a cristal. Con el método de repetición heterodina, la estabilidad de la frecuencia de recepción en la estación terminal de recepción de un radioenlace depende sólo de la frecuencia de transmisión que emite la terminal de transmisión. Pero, la desviación de la frecuencia de oscilación local correspondiente a cada repetidor intermedio, si hay, se transforma en la desviación de la frecuencia intermedia, causando el deterioro de las características de transmisión.

La confiabilidad del circuito de oscilación local está directamente relacionada con la del enlace en conjunto, y por lo tanto, es de gran importancia. Existen varios tipos de osciladores a saber:

1. Oscilador de Klystron.
2. Oscilador de tubo de onda progresiva (TWT ó TOP).
3. Oscilador de cristal y multiplicador de frecuencia.
4. Oscilador a transistores.

El repetidor heterodino ofrece las siguientes ventajas:

- a) Debido a que no se efectúa modulación-demodulación en cada punto de repetición, está exento de distorsión acumulativa en las características de transmi-

sión que en otro tipo de repetidores tendrá lugar a causa del proceso de modulación-demodulación. Esto significa gran ventaja especialmente en el caso de la transmisión de televisión, que demanda por su naturaleza, derivación e inserción de señales en numerosos puntos. Además, resulta sencilla la configuración del circuito.

- b) Permite obtener máximo provecho de la particularidad de la transmisión de FM, que se caracteriza por poca variación de nivel.
- c) Facilita la interconexión de distintos sistemas de transmisión, por ejemplo, entre los de 4000 MHz. y 6000 MHz, con tal que sean iguales sus respectivas bandas de frecuencias intermedias.

En vista de las citadas ventajas, este sistema de repetición está en uso para los equipos repetidores de troncales básicos en casi todas las partes del mundo.

En lo que respecta al método de suministro de frecuencias de oscilación local para la traslación de frecuencias, el sistema de repetición heterodino ha venido pasando diferentes etapas de desarrollo, tales como las que se detallan a continuación.

El repetidor del sistema SF-1B japonés, empleaba un tubo klystron para la oscilación local como se observa en la figura [I.33], y parte de su potencia de salida, en unión con la potencia de salida del oscilador de cristal, se utilizaba para desviar la frecuencia de recepción en 40 MHz. Más este repetidor necesitaba un tubo de microondas para

la oscilación local, y también un mecanismo de control automático de frecuencia para estabilizar la frecuencia de oscilación. Otro repetidor del sistema SF-B2, que siguió al anterior, adoptó el método común de oscilación y amplificación aprovechando las características de banda super ancha de un tubo de onda progresiva, como se ilustra en la fig. (I, 34 a).

La característica más sobresaliente de este sistema radica en que el empleo del tubo de onda progresiva común para la oscilación y amplificación ha permitido omitirse el tubo de microondas y el complicado mecanismo de control automático de frecuencia. Esto fue un adelanto trascendental. Pero, le acompañaban por otro lado, varias desventajas, una de las cuales consistía en que la potencia del tubo de onda progresiva, que servía en común para la oscilación y la amplificación, tuvo que ampliarse en su mayoría, para el proceso de oscilación, quedando en consecuencia insuficiente la potencia de amplificación. Más a pesar de ello, era atrayente la ventaja de oscilación por tubo de onda progresiva, que no necesita del mecanismo AFC, y por consiguiente, los repetidores posteriores han pasado a emplear tubos de onda progresiva por separado para la oscilación y la amplificación de potencia. Recientemente se ha desarrollado otro sistema más avanzado gracias al adelanto de semiconductores. Según este sistema, la potencia de salida del oscilador de cristal es amplificada a una frecuencia relativamente baja (varias decenas de MHz), y se obtienen las señales de oscilación local mediante la multiplicación escalonada de frecuencia con ayuda de un diodo de capacitancia variable que causa poca pérdida en la traslación. Este sistema se ilustra en la fig. (I, 34 b).

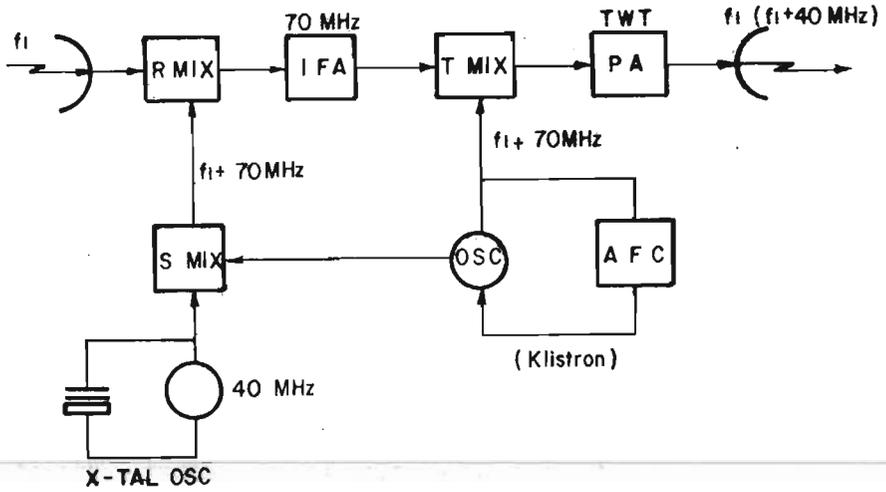
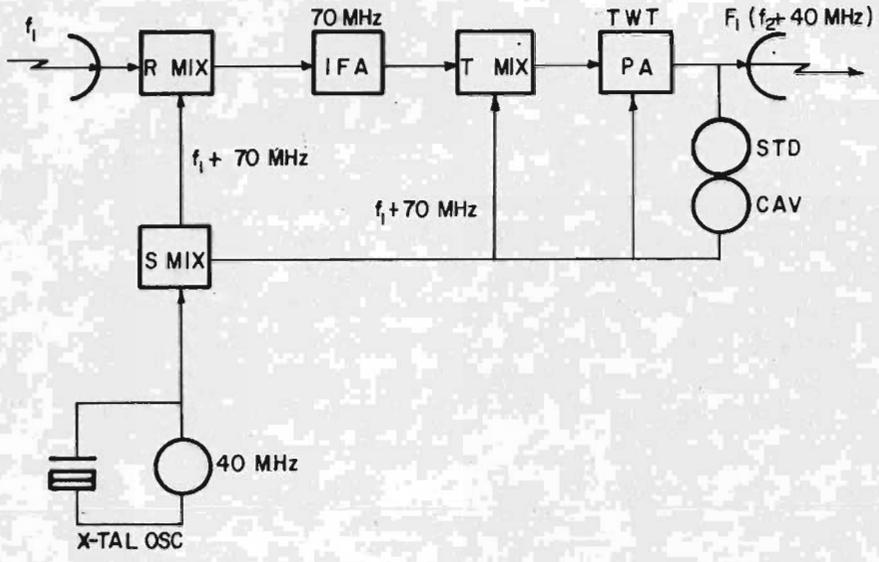


FIG. (I.33) SUMINISTRO DE SEÑALES DE OSCILACION LOCAL.



a)

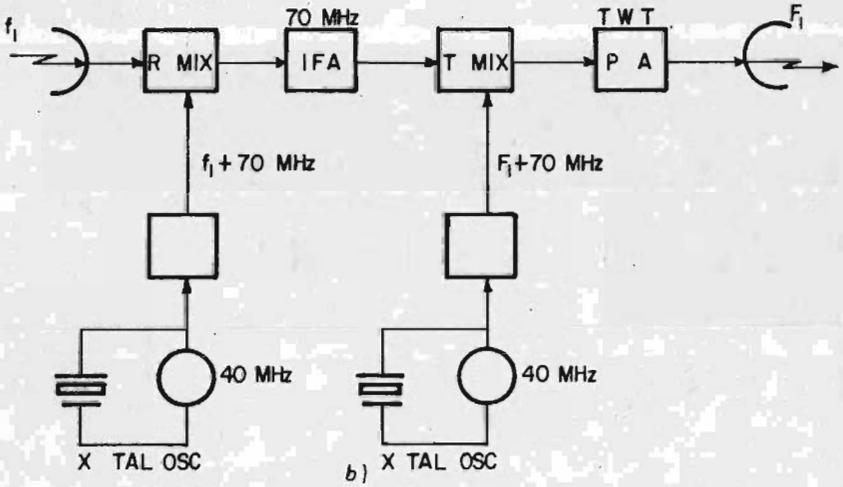


FIG. (I.34) SUMINISTRO DE SEÑALES DE OSCILACION LOCAL.

REPETIDOR POR DETECCION.

Este sistema discrimina la señal de radio frecuencia al nivel de banda base, modulándola nuevamente para su retransmisión. Por esta razón, el proceso de modulación y demodulación en cada punto de repetición origina deterioro acumulativo en las características de la señal de transmisión. A pesar de esto, es un sistema de gran utilidad para enlaces telefónicos de corta distancia que enlazan ciudades pequeñas. Se pueden usar repetidores de un mismo tipo tanto en las estaciones terminales como en las repetidoras intermedias, lo que facilita la derivación e inserción de circuitos.

La figura (I.35) representa el diagrama esquemático de una estación repetidora por detección normal.

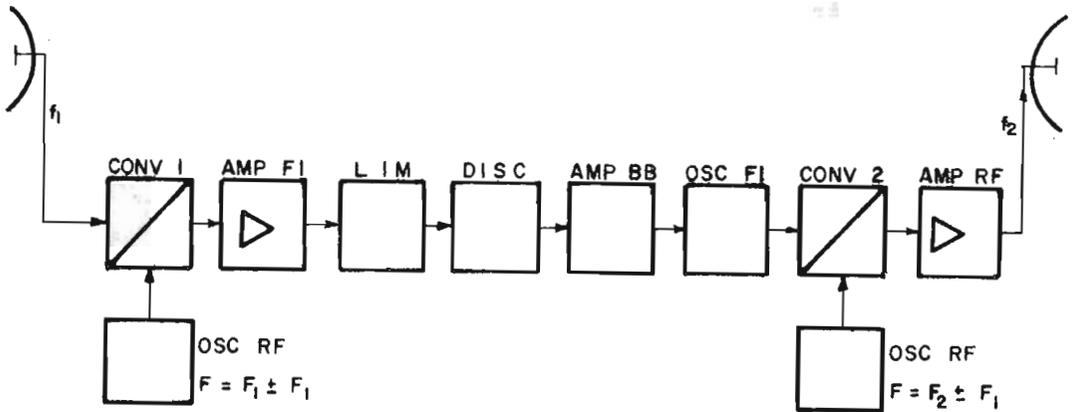


FIG. (I.35) DIAGRAMA A BLOQUES DE UN REPETIDOR POR DETECCION.

REPETIDOR DIRECTO.

Este sistema amplifica las frecuencias de microondas directamente realizando únicamente la conversión de frecuencia necesaria y la amplificación requerida. La figura (I.36) representa el diagrama a cuadros de un repetidor de este tipo.

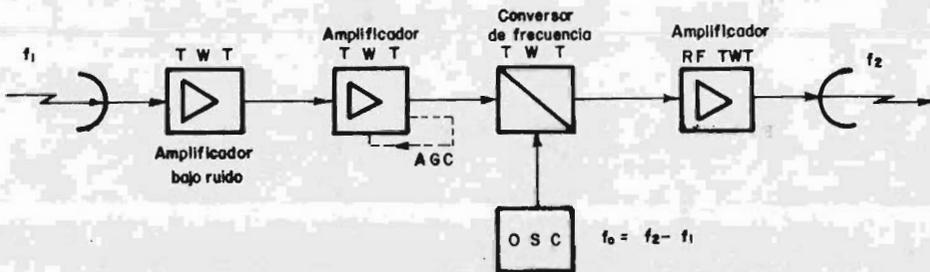
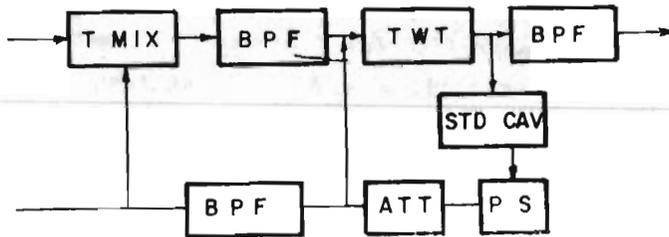


FIG. (I.36) DIAGRAMA A BLOQUES DE UN REPETIDOR TIPO DIRECTO.



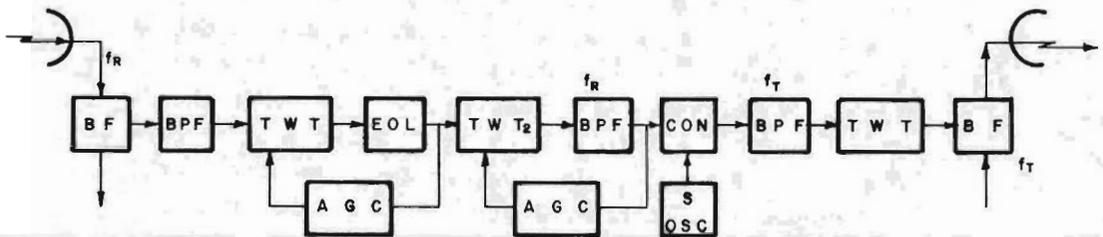
STDCAV: Cavidad de referencia.
 PS : Cambiador de fase.
 ATT: Atenuador variable.

FIG. (I.37) CIRCUITO COMÚN DE OSCILACION Y AMPLIFICACION POR TUBOS DE ONDA PROGRESIVA (TWT).

El repetidor directo emplea tres tubos TWT. La frecuencia de microondas de recepción es amplificada primero por el TWT de amplificación con bajo ruido, y luego por el TWT de gran ganancia, después de pasar por el igualador de retardo. La salida del último TWT es convertida en una señal de frecuencia de microondas de transmisión por el convertor a diodo, y es amplificada finalmente por el TWT de amplificación de potencia, para dirigirse luego hacia la antena. Entre los circuitos componentes están insertados aisladores para evitar la producción de distorsión por retardo.

El repetidor de este tipo se destaca por sus excelentes características de banda ancha. Permite la transmisión de 1800 a 2400 canales telefónicos. El diagrama es

quemático de este tipo de repetidor, se ilustra en la figura (I.38).



TWT 1 : TWT para amplificación con bajo ruido.

TWT 2 : TWT para amplificación con gran potencia.

TWT 3 : TWT para amplificación de potencia.

CONV : Convertidor de frecuencia.

FIG. (I.38) DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE UN REPETIDOR DIRECTO.

El repetidor tiene también dos circuitos AGC: el que corresponde a la amplificación con bajo ruido el cual funciona de modo que la potencia de salida en transmisión permanezca constante de haber caído el nivel del campo eléctrico de recepción. Ambos circuitos AGC, controlan el voltaje de pantalla (rejilla) del tubo TWT mediante la

variación en la potencia de salida de dicho tubo.

Se hace notar que con amplificador de TWT en general, inclusive este repetidor directo, las componentes de AM que contenga la señal, al amplificarse son convertidas en componentes de PM. Esta conversión de AM en PM ocurre debido a que las características de fase de salida de tubos TWT no son constantes, y el índice de conversión se aumenta cuando se amplifican señales de gran amplitud. Tal conversión de AM en PM tiene que ser suprimida a un mínimo, en vista de que las componentes de AM son demoduladas para transformarse directamente en ruidos. A este efecto está incluido el circuito AGC para el tubo TWT de amplificación con bajo ruido. Además, se suprimen las componentes de AM en la parte de entrada del tubo TWT de amplificación de potencia, utilizando el efecto de limitación del convertidor a diodo.

Este tipo de repetidor se caracteriza por las siguientes ventajas:

- a) No requiere numerosos tubos de vacío para frecuencias bajas o para frecuencia intermedia.
- b) Las características de transmisión de señales quedan óptimas y estables.

A pesar de dichas ventajas, se utiliza poco este tipo de repetidor, debido a la dificultad de interconexión con los repetidores de tipo heterodino existentes y de derivación e inserción de señales en las repetidoras.

En la figura [I.39] se muestra un repetidor para tres canales de R.F. En este caso cada antena trasmite y recibe tres canales de R.F. simultáneamente. Se emplea un alimentador con doble polarización, filtros de ramificación; los cuales se emplean para separar los canales de R.F. individuales.

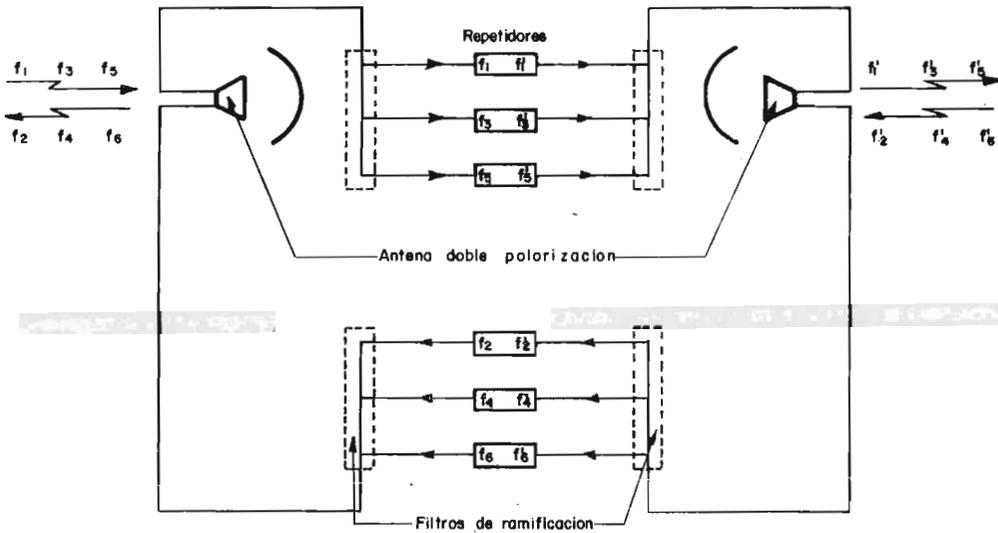


FIG. (I.39) ANTENAS RECEPTORAS Y TRANSMISORAS DE TRES CANALES DE R.F. SIMULTANEAMENTE.

I.4.2. EQUIPOS PARA EL CIRCUITO DE RESERVA,

En un sistema de microondas es muy importante contar con un circuito de reserva el cual entrara en operaci3n cuando se requiera de su servicio, por ejemplo: para la transmisi3n

de diversas señales de servicio en la tarea de reparación de un circuito de trabajo, la supervisión de las repeticiones intermedias, la transmisión de códigos de control y la comunicación telefónica de servicio y cuando se requiere el empleo de varios canales simultáneos de R.F. independientes para la transmisión y recepción en rutas con mucho tráfico.

Este circuito de reserva se establece por diversos sistemas, siendo los principales los siguientes:

- 1) Enlace instalado en paralelo con los de microondas, en la banda de VHF (principalmente en 250 MHz).
- 2) Enlace establecido dentro de la misma banda de frecuencia de microondas, utilizando antenas comunes.
- 3) Enlace que ocupa la parte fuera de la banda de las señales telefónicas multiplex alojadas en los enlaces de trabajo.

CAPITULO II
PROPAGACION

II. PROPAGACIÓN.

Cuando una onda electromagnética es radiada por una antena, la señal viaja, a través del medio de transmisión (espacio libre) una cierta distancia desde el punto de transmisión hasta el punto de recepción, a este fenómeno se le conoce como propagación de la señal.

La energía radiada por la antena transmisora puede llegar a la antena receptora a través de diversas trayectorias de propagación, algunas de las cuales se ilustran en la figura (II.1)

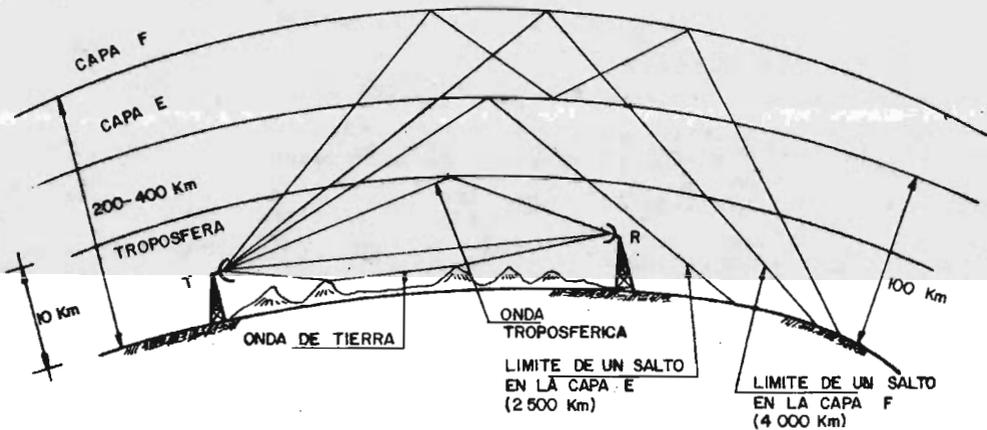


FIG. (II.1) DIFERENTES TRAYECTORIAS DE PROPAGACIÓN DE LAS ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS.

De acuerdo a su trayectoria de propagación, las ondas electromagnéticas se clasifican en:

- a) Ondas de cielo o Ionosféricas: Son ondas que llegan al receptor después de reflejarse o esparcirse en la ionósfera.
- b) Ondas troposféricas: Ondas que se reflejan en la tropósfera.
- c) Ondas de tierra: Energía que se propaga en trayectorias muy próximas a la superficie de la tierra. Este tipo de señal se divide en:
- Onda de espacio. Formada por la onda directa, o sea la señal que viaja en una trayectoria directa desde la antena transmisora a la receptora y la onda reflejada por la tierra, la cual es la señal que llega al receptor después de que se refleja en la superficie de la tierra. La onda de espacio también incluye la porción de energía que se recibe como resultado de la difracción alrededor de la superficie de la tierra y de la refracción en las capas superiores atmosféricas.
 - Onda de superficie. Es la onda que se transmite a lo largo de la superficie de la tierra, de manera que la atenuación de este tipo de onda depende de las características de la tierra a lo largo de la cual viaja.

II.1 ATENUACIÓN, REFRACCIÓN, REFLEXIÓN Y DIFRACCIÓN DE ONDAS MILIMÉTRICAS Y CENTIMÉTRICAS.

Para el rango de las microondas, se sabe que el comportamiento de las ondas que se transmiten, exhiben algunas

propiedades de la luz como son: Atenuación por obstáculos y por la atmósfera; Refracción o desviación por la atmósfera, Reflexión de la señal debido al terreno y a las partes planas tales como lagos y edificios y Difracción alrededor de objetos sólidos.

II.1.1 ATENUACIÓN EN EL ESPACIO LIBRE.

Este fenómeno se refiere a la pérdida de intensidad que sufre la señal al viajar del transmisor al receptor, y puede presentarse en dos formas, a saber:

1. Atenuación por dispersión.
2. Atenuación por absorción.

ATENUACION POR DISPERSION.

Se produce debido a la distribución de la energía en áreas cada vez más grandes, es decir cuando la señal es emitida por una antena, al propagarse se distribuirá en áreas cada vez mayores (frentes de onda esféricos), dando como resultado que la potencia de la señal que llega a la antena receptora será una pequeña fracción de la potencia emitida. Este fenómeno se ilustra en la figura (II.2).

ATENUACION POR ABSORCION.

Este fenómeno se presenta a frecuencias de 10 GHz en adelante, debido a que la longitud de onda de la señal electromagnética es comparable a la separación entre moléculas en el espacio libre, las cuales al entrar en resonancia absorben la energía del frente de onda electro

magnética . Este fenómeno se ilustra en la figura (II.3)

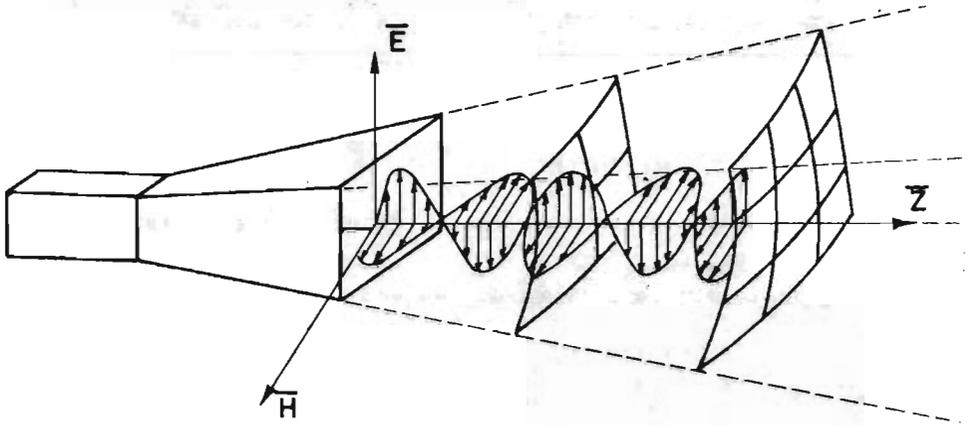


FIG. (II.2) REPRESENTACION ESQUEMATICA DE LA ATENUACION POR DISPERSION.

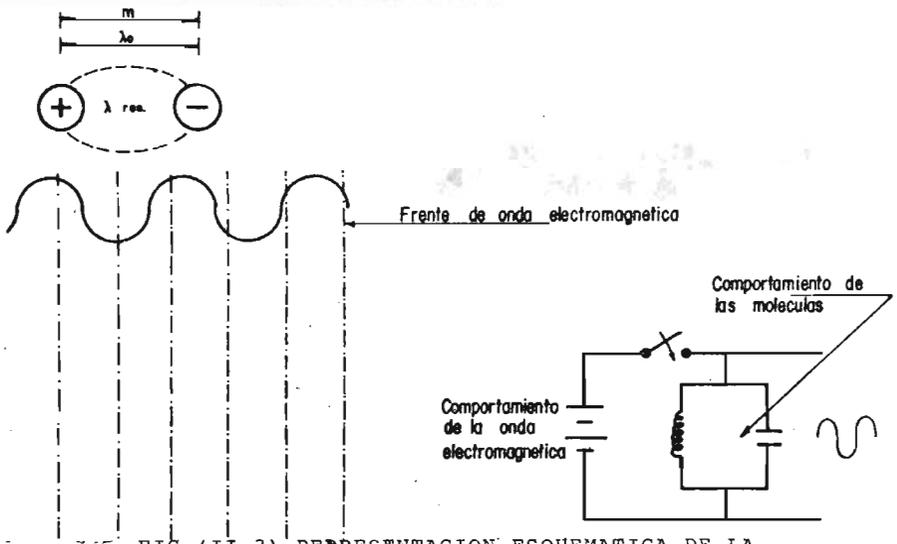
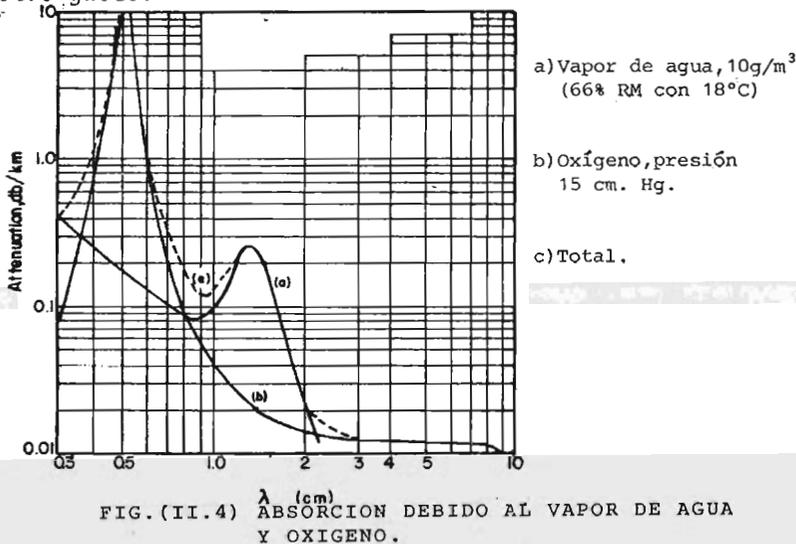


FIG. (II.3) REPRESENTACION ESQUEMATICA DE LA ATENUACION POR ABSORCION.

El fenómeno de absorción suele presentarse también debido a las variaciones atmosféricas como son: lluvia, nieve, neblina, granizo, vapor de agua sin condensar, oxígeno y electrones libres en la atmósfera. Sin embargo de los gases que componen la atmósfera, el vapor de agua y el oxígeno son los principales que absorben energía de la onda electromagnética que se propaga a través de ellos. La figura (II.4) muestra los efectos de absorción debido a estos gases.



De la figura anterior se puede observar que el aumento de la frecuencia trae consigo grandes variaciones en la absorción, y así el vapor de agua presenta una máxima absorción alrededor de $\lambda = 1.3$ cms y el oxígeno alrededor de $\lambda = 0.5$ cms. La curva (c) de la figura, representa la atenuación total y nos indica que para longitudes de onda ma-

tores de 3 cms., la atenuación es menor de 0.013 db/Km, o menor de 1 db para un salto de 75 Km.

La lluvia y la neblina suelen dispersar parte de la energía electromagnética del haz de microondas, originando una atenuación a lo largo del trayecto. La figura (II.5) muestra la atenuación causada por ambos factores en función de la frecuencia.

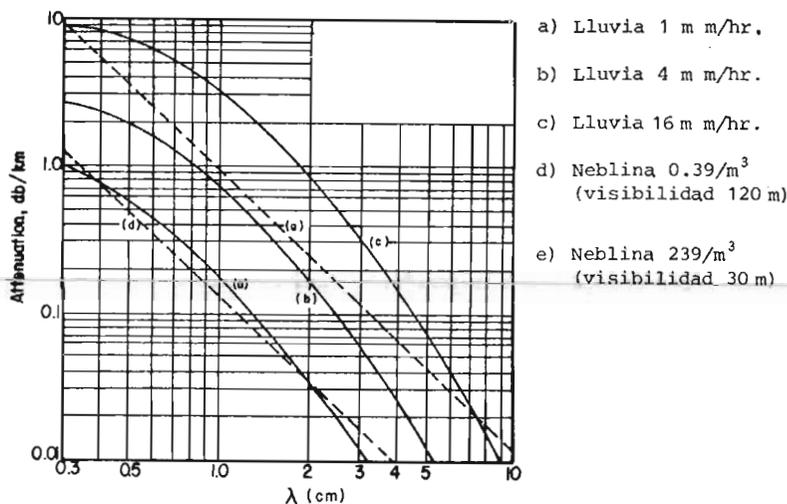


FIG. (II.5) PERDIDA POR DISPERSION DEBIDO A LLUVIA Y NEBLINA.

La atenuación debido a una densa niebla en un salto de 65 Kms a una longitud de onda mayor de 4 cms (7500 MHz) es de aproximadamente 4.3 db. Para $\lambda > 5$ cms, la absorción y la dispersión no son muy importantes.

A frecuencias inferiores de 10 GHz la atenuación originada por la lluvia no interviene al determinar el espaciado

de las estaciones repetidoras. La distancia del trayecto se determina por las características del terreno y la altura de las torres. Sin embargo a frecuencias superiores de 10 GHz, la separación entre estaciones está determinada por la atenuación originada por la lluvia,

De lo anterior podemos concluir que cuando una señal es radiada por una antena, dicha señal estará expuesta a sufrir una disminución en su intensidad, por lo cual una forma de compensar esta disminución será incrementando la ganancia de nuestras antenas.

GANANCIA DE UNA ANTENA.

La ganancia de una antena cualquiera, es la habilidad de concentrar la potencia radiada en una dirección cualquiera, matemáticamente se define como la razón de la potencia radiada por una antena isotrópica a la potencia radiada por la antena en consideración, cuando ambas antenas producen la misma intensidad de campo en una dirección determinada. Una antena isotrópica irradia o recibe energía igualmente en todas direcciones y aunque no se puede construir prácticamente, sirve como elemento de referencia considerando que su ganancia en potencia es 1 (0 db).

Debido a que la potencia radiada o recibida por una antena depende del área efectiva de la misma, la ganancia también dependerá del área efectiva, la cual se define por:

$$A_{ef} = \frac{\lambda^2 G}{4\pi} \quad (2.1)$$

Donde:

A_{ef} - Área efectiva.

λ - Longitud de onda.

G - Ganancia en potencia (ganancia directiva).

En virtud de que este término se emplea generalmente con antenas receptoras, el área efectiva se puede establecer de una forma más significativa como; la relación de la potencia disponible en las terminales de la antena receptora (P_r) a la potencia por unidad de área de la onda incidente polarizada apropiadamente; es decir, es una medida de la cantidad de potencia que una antena receptora puede captar de un frente de onda.

$$A_{ef} = \frac{P_r}{P_o} \quad (2.2)$$

Donde:

P_o - Flujo de potencia por unidad de área del campo incidente en la antena receptora.

Considérese primero un circuito de radio que consiste de una antena transmisora isotrópica y una antena receptora con una área efectiva A_r . En virtud de que una antena isotrópica tiene la misma intensidad de radiación en todas direcciones, el flujo de potencia por unidad de área a una distancia "d" desde la antena transmisora es:

$$P_o = \frac{P_t}{4\pi d^2} \quad (2.3)$$

suponiendo el frente de una onda plana en la antena receptora, la pérdida en el espacio está dada por:

$$A_r = \frac{P_r}{P_0} = \frac{P_r}{P_t} = \frac{P_r}{P_t} \frac{4 \Pi d^2}{4 \Pi d^2} \quad (2.4)$$

∴

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{A_r}{4 \Pi d^2} \quad (2.5)$$

A la expresión anterior se le conoce como relación de transmisión.

Si la antena transmisora isotrópica se reemplaza por una antena cuya área efectiva es A_t , la potencia recibida se incrementará por la relación A_t/A_{iso} y la expresión (2.5) para el espacio libre viene siendo:

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{A_r A_t}{4 \Pi d^2 A_{iso}} \quad (2.6)$$

Donde:

$$A_{iso} = \frac{\lambda^2}{4 \Pi} \quad (2.7)$$

$$\therefore \frac{P_r}{P_t} = \frac{A_r A_t}{4 \Pi d^2} \cdot \frac{1}{\frac{\lambda^2}{4 \Pi}} = \frac{A_r A_t}{d^2 \lambda^2} \quad (2.8)$$

ATENUACION ENTRE ANTENAS ISOTROPICAS.

La atenuación de la trayectoria entre antenas isotrópicas, empleando la ecuación (2.8) está dada por:

$$\left[\frac{P_t}{P_r} \right]_{\text{iso}} = \frac{d^2 \lambda^2}{A_r A_t} = \frac{d^2 \lambda^2}{\lambda^2 \lambda^2} = \left(\frac{4 \Pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.9)$$

$$A_{\text{(db)}} = 10 \log \left[\frac{P_t}{P_r} \right]_{\text{iso}} = 10 \log \left(\frac{4 \Pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.10)$$

Para obtener una relación práctica para pruebas de propagación, es necesario expresar la atenuación del espacio libre en decibeles entre 2 antenas isotrópicas ($G_r = G_t = 1$), como la relación de la potencia transmitida a la recibida.

$$A_{\text{(db)}} = 10 \log \left[\frac{P_t}{P_r} \right]_{\text{iso}} = 10 \log \left(\frac{4 \Pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.11)$$

Que resulta en:

$$A_{\text{(db)}} = 20 \log d - 20 \log \lambda + 20 \log 4 \Pi \quad (2.12)$$

Consideremos la frecuencia f (en Mhz) y la distancia en Kms, usando la relación $C = \lambda f$ donde $C = 3 \times 10^5$ Km/seg.
 $\lambda = 0.3/f$ con f en Mhz.

La ecuación (2.12) se convierte en:

$$A_{\text{(db)}} = 20 \log 4 \Pi + 20 \log d - 20 \log 0.3 + 20 \log f$$

Donde:

$$20 \log 4 \Pi = 22 \text{ db y } 20 \log 0.3 = 10.46 \text{ db}$$

$$A_{\text{(db)}} = 32.46 + 20 \log f \text{ (MHz)} + 20 \log d \text{ (Kms)} \quad (2.13)$$

$$A_{\text{(db)}} = 36.6 + 20 \log f \text{ (MHz)} + 20 \log d \text{ (millas)} \quad (2.14)$$

En la figura [II.6] se muestra un nomograma que nos proporciona las pérdidas de transmisión en el espacio libre entre antenas isotrópicas.

GANANCIA DE UNA ANTENA DIRECTIVA.

Cuando se emplean antenas directivas en lugar de antenas isotrópicas, la pérdida de transmisión viene siendo:

$$\frac{P_t}{P_r} = \left[\frac{P_t}{P_r} \right]_{\text{iso}} \frac{1}{G_r G_t} = \frac{1}{G_r G_t} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (2.15)$$

donde G_t y G_r son las ganancias en potencia debido a la directividad de las antenas transmisora y receptora respectivamente.

La ganancia de potencia aparente de una antena, es igual a la relación del área efectiva de la antena a el área efectiva de la antena isotrópica, o sea:

$$G = \frac{A_{ef}}{A_{\text{iso}}} = \frac{A_{ef}}{\lambda^2/4\pi} \quad (2.16)$$

La ganancia de una antena se expresa comunmente en db referidos a un radiador isotrópico el cual tiene un patrón de radiación ideal perfectamente esférico y una ganancia de 0 db. Sin embargo; en algunas ocasiones las ganancias de las antenas se les refiere a un dipolo de media onda el cual tiene una ganancia de 2,15 db relativa a un radiador isotrópico. Por tal razón la ganancia de una antena siempre debe indicarse con respecto a que antena está referida. Expresando la ecuación (2.16) en db se tiene:

$$G = 10 \log \frac{4 \Pi A_e f}{\lambda^2} \quad (2.17)$$

Para una antena que consta de un alimentador y un reflector parabólico, la eficiencia viene siendo de 0.54 a 0.80 del área geométrica, dependiendo de la posición del alimentador con respecto al plano de apertura. La ganancia mínima de este reflector parabólico viene siendo:

$$G = 10 \log 0.54 \left(\frac{\Pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (2.18)$$

donde D es el diámetro de la antena.

$$G = 20 \log f + 20 \log D - 52.6 \text{ db} \quad (2.19)$$

donde f esta en MHz y D en pies.

$$G = 20 \log f + 20 \log D - 42.274 \text{ db}$$

donde f se expresa en MHz y D en metros.

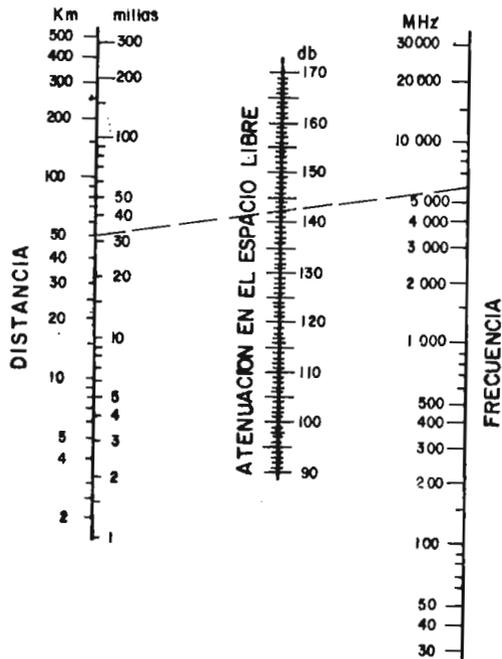


FIG. (II.6) NOMOGRAMA PARA CALCULO DE LA ATE-
NUACION EN EL ESPACIO LIBRE.

II.1.2 REFRACCIÓN,

La refracción es el cambio de dirección o desviación que sufre la señal debido a los efectos de la atmósfera y al paso de la señal de un medio a otro durante su propagación.

Los efectos de la atmósfera, a las frecuencias de microondas se deben a las variaciones de la constante dieléctrica o bien del índice de refracción n del medio, con respecto a la altura sobre la tierra. Se considera que la atmósfera **está formada** por capas esféricas que dependen de la temperatura T , la presión atmosférica P y la humedad p , según la fórmula del índice de refracción se tiene que:

$$n=1 + A/T(P+ Bp/T) \times 10^{-6} \quad (2.20)$$

En donde T esta en grados Kelvin (K) y P y p estan en milibarios y los factores A y B son constantes. El factor p es la presión parcial del vapor de agua y normalmente es 1% de la presión atmosférica P .

La parte A/T de la ecuación (2.20) se debe a los momentos de los dipolos inducidos en las moléculas de los gases que forman el agua y la parte $P+Bp/T$ se debe a los momentos de los dipolos permanentes. Los valores de las constantes A y B son $79^\circ\text{K}/\text{mb}$ y 4800°K respectivamente, basados en datos experimentales, los cuales se pueden incluir en la ecuación anterior, es decir:

$$n=1+79/T(P+4800 p/T) \times 10^{-6} \quad (2.21)$$

En una atmósfera normal, la temperatura T baja lentamente con la altura en tanto que la presión atmosférica disminuye al aumentar la altura. Siendo estos los factores más importantes de la ecuación (2,21), el efecto neto es doblar el haz de microondas hacia arriba o hacia abajo dependiendo de estos parámetros de la atmósfera. Normalmente se flexionan las ondas hacia la tierra debido a que el índice de refracción disminuye con la altura, con el resultado de que la parte superior del frente de onda se propagará más rápidamente que la parte inferior de la misma.

Si la tierra no tuviera atmósfera, los haces se propagarían en línea recta desde la antena transmisora situada sobre la superficie de la tierra (que tiene determinada curvatura), pero debido a la variación del índice de refracción, los haces tendrán una determinada curvatura.

En realidad lo importante no es la curvatura de la tierra o la del haz, sino la curvatura relativa de los haces con respecto a la tierra, lo cual permite convenientemente considerar la propagación de las ondas en línea recta sobre una tierra que tiene una curvatura relativa.

El índice de refracción debe variar de tal manera que su derivada con respecto a la altura sobre la tierra es el recíproco del radio de la tierra, por lo que la tierra podrá considerarse como plana modificando el índice de refracción n por un factor $(1+h/R_T)$ entonces, el índice de refracción modificado será:

$$N = n(1+h/R_T) = n + nh/R_T \quad (2,22)$$

Donde h es la altura sobre la tierra y R_T es el radio real de la tierra. Es interesante notar que, normalmente, n disminuye pero N aumenta con la altura sobre la tierra. El índice de refracción modificado N debe disminuir en forma lineal, por lo que se puede decir que:

$$n = n_0 + (dn/dh) h \quad [2.23]$$

Desarrollando la ecuación (2.23) llegamos a la siguiente expresión:

$$R_E = K R_T \quad (2.24)$$

Donde:

R_E - Radio efectivo de la tierra.

R_T - Radio real de la tierra.

K - Factor de corrección.

El factor de corrección $K = R_E/R_T$ define la dirección y el valor de la curvatura del haz respecto a la curvatura de la tierra, y cualquier cambio de este factor equivaldrá a una variación de las condiciones atmosféricas ya que el índice de refracción modificado N variara.

El factor K está dado por la siguiente expresión:

$$K = \frac{1}{1 + R_T/n_0 (dn/dh)} \quad (2.25)$$

Es conveniente referirse a una atmósfera estandar, que es la que existe durante la mayor parte del tiempo, es decir que se considera, para una atmósfera normal, que dn/dh

por metro es:

$$dn/dh = -3.66 \times 10^{-8}$$

Sustituyendo Este valor y considerando que n_0 es casi igual a la unidad y $R_m = 6370$ Km., se tiene que:

$$K = \frac{1}{1 + (-3.66 \times 10^{-8}) (6370 \times 10^3)} = 4/3 \quad (2.26)$$

El valor normal de $K=4/3$ también se ha comprobado a través de varios años de estudios experimentales y se considera que este valor ocurre más del 60% del tiempo.

Otras condiciones de propagación se muestran en la figura (II.7). Las variaciones de $K=4/3$ hasta $K=2/3$ ocurre aproximadamente durante el 0.1% del tiempo, por lo que es conveniente efectuar las pruebas de propagación durante el tiempo en que prevalecen las condiciones de atmósfera estándar ($K=4/3$), es decir, durante el día entre las 9.00 de la mañana y las 5.00 de la tarde. La confiabilidad del sistema depende grandemente de las variaciones de K , consecuentemente del terreno, del lugar y del tiempo. El análisis de los resultados debe tomar en cuenta estas variaciones y para obtener una buena confiabilidad del sistema, se debe determinar las alturas de las torres, basándose en las variaciones de K hasta $2/3$. Ocasionalmente pueden ocurrir valores negativos de K .

Como efecto de las variaciones de K , se debe entonces conocer la curvatura de la tierra, para poderla corregir.

Antes de efectuar pruebas de propagación entre los puntos

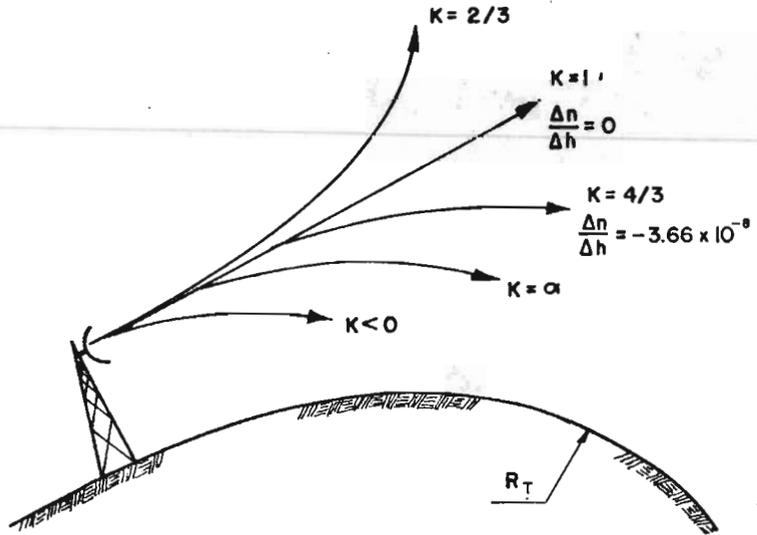


FIG.-(II.7) PROPAGACION DE LAS MICROONDAS CON DIFERENTES CONDICIONES ATMOSFERICAS.

que preliminarmente se han escogido, es necesario construir un diagrama del perfil del terreno entre los puntos, incluyendo las alturas de los puntos y de los obstáculos, tomados de los mapas geográficos.

Como se menciona anteriormente, se puede expresar cualquier cambio en la atmósfera como una variación equivalente del factor K que, multiplicado por el radio terrestre; da el radio efectivo de la tierra, que equivale a la curvatura de la tierra menos la curvatura del haz de microondas. Cualquier cambio de K puede demostrarse gráficamente de dos maneras:

- a) Se hace una gráfica del perfil sobre la curvatura efectiva de la tierra $K R_T$ mostrando el haz de microondas como una línea recta,
- b) La gráfica del perfil se hace sobre una superficie terrestre plana con el haz de microondas teniendo una curvatura relativa de $K R_T$.

Para facilitar el análisis de las pruebas de propagación se traza el perfil con los datos tomados de los mapas y se corrigen las alturas por el factor equivalente a la curvatura efectiva $K R_T$, en otras palabras, se obtiene un perfil corregido que permite trazar el haz de microondas como una línea recta. Cualquier cambio de K corresponde a otra corrección del perfil, lo cual permite fácilmente visualizar los efectos de los cambios de la atmósfera. Se puede obtener una fórmula para la curvatura efectiva de la tierra para cualquier valor de K de la siguiente manera:

Combinando las figuras (II.8) y (II.9) se tiene:

$$\text{sen } \alpha = h/a = \text{sen } \beta = C/2R_E \quad [2.27]$$

Entonces:

$$h = \frac{aC}{2R_E} \quad [2.28]$$

Normalmente se considera que:

$$a \approx a' \approx d_1 \quad \text{y} \quad c \approx c' \approx d_2 \quad [2.29]$$

Por lo que se obtiene:

$$h = \frac{d_1 d_2}{2 R_E} \quad (2.30)$$

Esta fórmula depende de K porque $K = R_E / R_T$ y si el radio terrestre se toma como 6370 Kms, se obtiene la fórmula general, expresando d_1 y d_2 en Kilómetros, el resultado de h es en metros:

$$h = 0.0786 \frac{d_1 d_2}{K} \quad (2.31)$$

Para poder visualizar mejor las condiciones del terreno se hacen los perfiles de los tramos del sistema con una escala horizontal de 1 cm. = 2Km y una escala vertical de 1cm. = 50 mts.

En el caso de que se requiera aumentar la escala horizontal al doble, se tiene que aumentar la escala vertical cuatro veces para aumentar la relación correcta, debido a que se multiplican las dos distancias d_1 y d_2 de la ecuación (2.31).

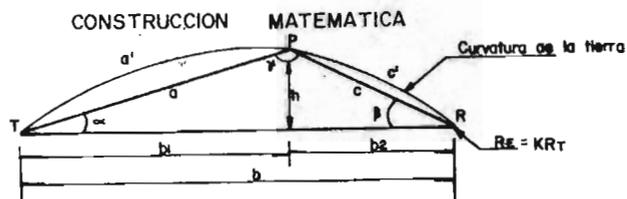


FIG. (II,8)

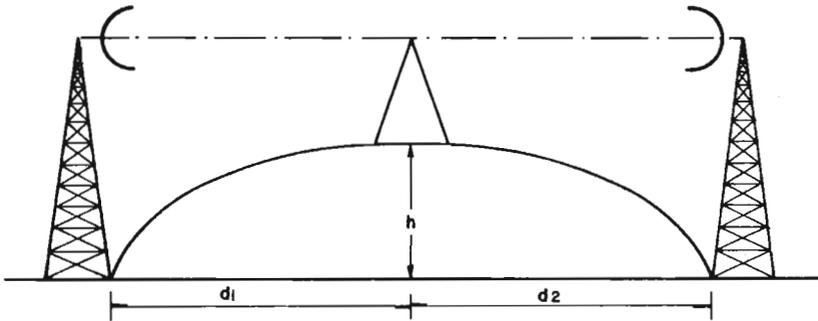


FIG. (II.9)

11.1.3. REFLEXIÓN.

Hay que considerar que la presencia de la tierra cambia las condiciones de propagación ya que la señal recibida depende no solamente de la señal propagada por el espacio, sino también de las ondas que se hayan reflejado por el terreno o por algún obstáculo.

Estas ondas reflejadas, pueden llegar fuera de fase o en fase con la onda directa a la antena receptora, reforzando o disminuyendo la señal recibida y dependiendo de las características de los puntos de reflexión, pueden en ciertos casos cancelar por completo a la señal recibida en la antena receptora.

Las pruebas de propagación, se efectúan principalmente para determinar los obstáculos y las reflexiones de los tramos del sistema de microondas, y siendo que la señal recibida depende de estos factores, se efectúan dichas pruebas variando en manera determinada las alturas de las antenas del transmisor y del receptor, por lo cual

es posible recabar datos para la determinación posterior de las alturas finales de las torres del sistema. Cualquier obstrucción en la trayectoria de las ondas, no dejará pasar la radiación y presentará una variación de la señal al cambiar las alturas de las antenas, primeramente debido a la sombra del obstáculo y también debido a la interferencia entre la onda directa del transmisor y la onda reflejada del obstáculo como se muestra en la figura [II.10].

El análisis de la reflexión de la señal de microondas implica el estudio de las zonas de Fresnel.

ZONAS DE FRESNEL.

Los máximos y mínimos que se obtienen por interferencia, representan las zonas de Fresnel que dependen de la diferencia de fase total entre las ondas directa y reflejada. Todos los puntos en que la diferencia es hasta media longitud de onda ($\lambda/2$) se denominan la primera zona de Fresnel y de la misma manera, los límites de la zona de Fresnel número "n" consisten de todos los puntos en que la onda reflejada difiere por $n(\lambda/2)$ de la onda directa, donde $n=1, 2, 3, \dots$, etc.

Tomando en cuenta que la onda sufre un defasamiento de 180° ($\lambda/2$) al reflejarse, las zonas de Fresnel 1, 3 y 5, aumentarán la señal recibida hasta su máximo (6 db) y las zonas de Fresnel 2, 4, 6, bajarán la señal y pueden, en caso dado cancelar por completo la señal, dependiendo por supuesto de las características de la superficie de reflexión, es decir, del coeficiente de reflexión R,

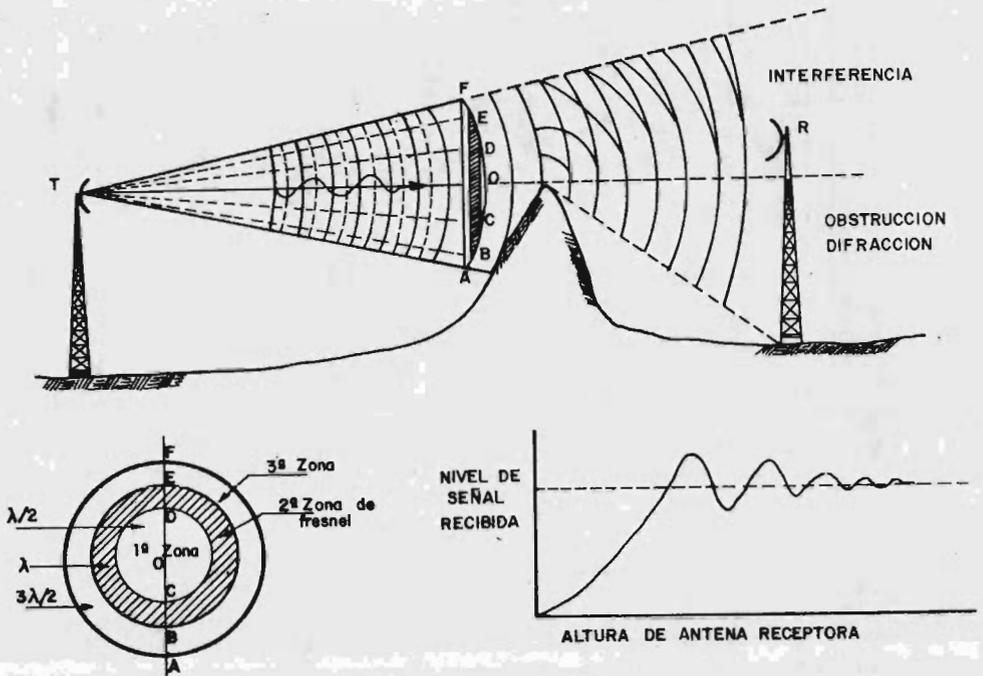


FIG.(II.10) a) PRESENTACION ESQUEMATICA DEL EFECTO DE REFLEXION POR UN OBSTACULO EN EL SISTEMA DE TRANSMISION.
 b) VISTA FRONTAL DE LA DISTRIBUCION DE LAS ZONAS DE FRESNEL.
 c) GRAFICA DE LA VARIACION DE LA ALTURA DE LA ANTENA RECEPTORA CONTRA NIVEL DE SEÑAL RECIBIDA.

En la figura (II.11) se presenta la atenuación en el espacio con respecto a la transmisión libre a diferentes valores del coeficiente de reflexión. Estas curvas teóricas muestran que, independientemente de R , se obtiene el valor que corresponde al espacio libre al librar 0,6 del radio de la primera zona de Fresnel, condición que se emplea para analizar los resultados de pruebas de propagación.

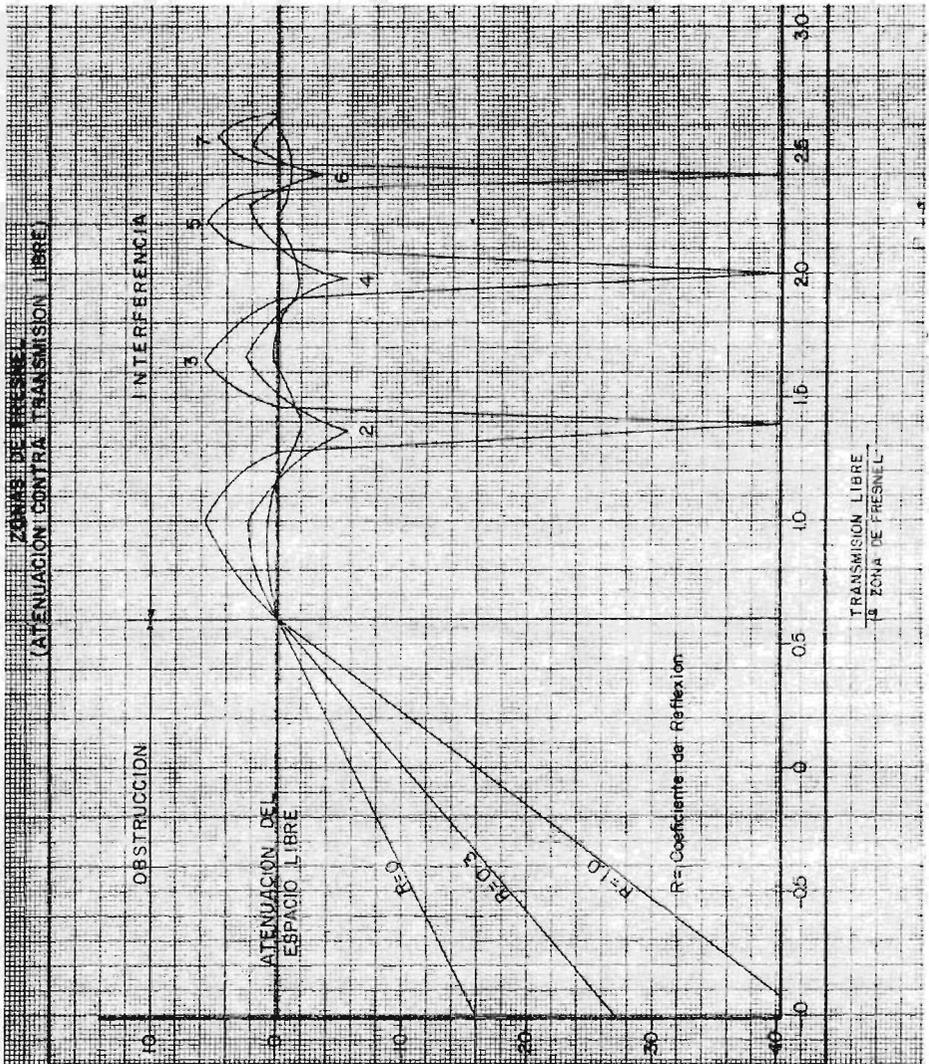


FIG. (II. 11) ATENUACION DEL ESPACIO LIBRE PARA DIFERENTES VALORES DEL COEFICIENTE DE REFLEXION Y ZONAS DE FRESNEL,

La pérdida de la señal por obstrucción, esta en función del terreno en el punto crítico y los valores teóricos del coeficiente de reflexión R pueden oscilar desde 0 (para difracción de un filo agudo) hasta $-1,0$ para una superficie suavemente esférica.

Sin embargo, nunca se logran estos valores en la práctica a las frecuencias de microondas, sino que se puede decir que el promedio del coeficiente de reflexión R es de $-0,2$ a $-0,3$, el cual corresponde a un terreno con vegetación normal. Los valores negativos de R son debidos al defasamiento de 180° que sufre la onda al reflejarse.

Es importante tomar en cuenta que, para mantener el nivel de la señal, no debe permitirse que el haz, durante las más adversas condiciones de la atmósfera, tenga una claridad menor de $0,3$ de la primera zona de Fresnel ya que la mayor parte de la energía transmitida está contenida dentro de la primera zona de Fresnel. Además al proyectar un sistema de microondas, debe evitarse cualquier tramo donde pueda ocurrir una cancelación parcial de la señal por reflexiones fuertes del terreno.

Los mínimos no deben llegar a ser mayores de 8 db., abajo del valor del espacio libre.

Para un sistema de microondas de muy alta confiabilidad, la condición de claridad que debe mantenerse, arriba de cualquier obstáculo será de $0,3$ de la primera zona de Fresnel al variar K hasta $2/3$, teniendo un margen adecuado para evitar desvanecimientos, se logra una confiabilidad del $99,99\%$.

FORMULA PARA CALCULAR EL RADIO DE LAS ZONAS DE FRESNEL.

Suponiendo que existe la condición de propagación libre a través de una atmósfera con índice de refracción constante entre los puntos Tx y Rx de la figura (II.12)

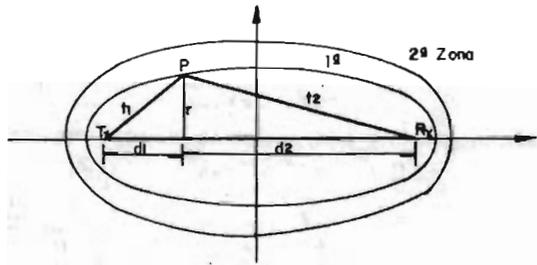


FIG. (II.12) REPRESENTACION DE UNA TRAYECTORIA LIBRE CONSIDERANDO A "R" CONSTANTE ENTRE LOS PUNTOS Tx Y Rx.

Para cualquier zona, la diferencia entre la trayectoria de la onda Tx Rx y la reflejada Tx P Rx debe ser de $n(\lambda/2)$, es decir:

$$(t_1 + t_2) - (d_1 + d_2) = n(\lambda/2) \quad (2.32)$$

Aplicando el teorema de Pitágoras a la figura (II.12) tenemos:

$$t_1 = \sqrt{d_1^2 + r^2} = d_1 \left(1 + \frac{r^2}{d_1^2}\right)^{1/2} \quad (2.33)$$

$$t_2 = \sqrt{d_2^2 + r^2} = d_2 \left(1 + \frac{r^2}{d_2^2}\right)^{1/2} \quad (2.34)$$

Aplicando el teorema del binomio, el cual es:

$$(a+b)^n = a^n + \frac{n a^{n-1} b}{1!} + \frac{n(n-1) a^{n-2} b^2}{2!} + \dots + b^n \quad (2.35)$$

Se puede expresar a t_1 y t_2 como:

$$t_1 = d_1 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{\kappa^2}{d_1^2} + \frac{1/2(-\frac{1}{2}) \kappa^4}{2 d_1^4} + \dots \right) \dots \quad (2.36)$$

$$t_2 = d_2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{\kappa^2}{d_2^2} + \frac{1/2(-\frac{1}{2}) \kappa^4}{2 d_2^4} + \dots \right) \dots \quad (2.37)$$

Y como normalmente $\kappa > d$ se utilizan solamente los primeros términos de la serie, o sea:

$$t_1 = d_1 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{\kappa^2}{d_1^2} \right) \quad (2.38)$$

$$t_2 = d_2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{\kappa^2}{d_2^2} \right) \quad (2.39)$$

Combinando las ecuaciones (2.32), (2.38) y (2.39) se tiene:

$$d_1 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{\kappa^2}{d_1^2} \right) + d_2 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{\kappa^2}{d_2^2} \right) - (d_1 + d_2) = n(\lambda/2) \quad (2.40)$$

Desarrollando

$$\frac{\kappa^2}{2} \left(\frac{d_1}{d_1^3} + \frac{d_2}{d_2^3} \right) = n \left(\frac{\lambda}{2} \right) \quad (2.41)$$

La fórmula general para el radio de cualquier zona "n" de Fresnel a cualquier distancia d_1 del transmisor o d_2 del receptor es:

$$\kappa_n = \left[\frac{n \lambda d_1 d_2}{d_1 + d_2} \right]^{1/2} \quad (2.42)$$

Para $n = 1, 2, 3, 4$, etc.

REFLEXIÓN EN UNA TIERRA PLANA.

Para antenas transmisoras elevadas¹ en línea de vista, la onda directa y reflejada se combinan para producir la señal resultante. Para una tierra plana y pulida con conductividad finita, la magnitud y fase de la onda reflejada puede calcularse haciendo una extensión del análisis para reflexión en la superficie de un dieléctrico perfecto. Cuando la tierra es irregular, la onda reflejada tiende a dispersarse y su efecto en el punto de recepción, es menor que cuando se refleja sobre una tierra regular.

Una medida de la regularidad o irregularidad de la tierra, se basa en el criterio de Rayleigh el cual se representa por:

$$R = \frac{4 \pi \sigma \text{Sen } \phi}{\lambda} \quad [2,43]$$

Donde σ es la división estandard de las irregularidades del terreno relativas a la altura promedio de la superficie de la tierra. ϕ es el ángulo de incidencia medido desde la superficie de la tierra a la trayectoria del haz incidente y λ es la longitud de onda de operación. Para $R < 0.1$, la superficie reflectora puede considerarse como una superficie regular. Para $R > 10$, la superficie se considera como irregular y la onda reflejada tiene una pequeña magnitud. Se observará que una superficie la cual se considera irregular para ondas que inciden a grandes ángulos puede considerarse como una superficie plana cuando el ángulo de incidencia es muy pequeño. Cuando la onda inci-

1. Se considera antenas elevadas, aquellas que se encuentran a más de una longitud de onda sobre la superficie de la tierra o a más de 5 ó 10 longitudes de onda sobre la superficie del agua de mar,

dente tiene un ángulo rasante sobre una superficie plana, el coeficiente de reflexión se aproxima a -1 para ambas polarizaciones.

Otra forma de expresar el criterio de Rayleigh para determinar si una superficie es regular o irregular, es mediante la siguiente expresión:

$$h_0 = \frac{\lambda d}{16(h_1 + h_2)} \quad (2.44)$$

Donde "d" es la separación entre las antenas transmisora y receptora y h_1 , h_2 son las alturas a la que están situadas respectivamente.

Si el promedio de las alturas de las irregularidades del terreno es menor que h_0 , se considerará que el terreno es irregular.

La tierra, aunque no es un buen conductor comparado con el cobre o la plata que son buenos conductores, esto no significa que sea un dieléctrico perfecto y su conductividad finita debe de tomarse en cuenta.

FACTOR DE REFLEXION PARA POLARIZACION HORIZONTAL (PERPENDICULAR).

El factor de reflexión R_h para ondas planas que tienen polarización horizontal (perpendicular) se obtiene de la siguiente ecuación:

$$R_h = \frac{E_{REF}}{E_{inc}} = \frac{\sqrt{\epsilon_0} \cos \theta - \sqrt{(\epsilon - \frac{\sigma}{j\omega}) - \epsilon_0 \text{Sen}^2 \theta}}{\sqrt{\epsilon_0} \cos \theta + \sqrt{(\epsilon + \frac{\sigma}{j\omega}) - \epsilon_0 \text{Sen}^2 \theta}} \quad (2.45)$$

Para el caso de una onda que incide en la superficie de la tierra siendo el otro medio el aire, ϵ se substituye por ϵ_0 que es la constante dieléctrica del espacio libre. En tanto que la constante dieléctrica del segundo medio que es la tierra se ha substituido por $\epsilon + \sigma/j\omega$, θ es el ángulo de incidencia medido desde la normal a la superficie reflectora hasta la dirección del haz incidente, y suele ser substituido por ψ al tratar con reflexiones de la tierra, el cual se mide desde la superficie de la tierra, hasta la trayectoria del haz incidente. Tomando en cuenta lo anterior, la ecuación (2.45) se puede expresar como:

$$R_h = \frac{\sqrt{\epsilon_0} \operatorname{Sen} \psi - \sqrt{(\epsilon + \frac{\sigma}{j\omega}) - \epsilon_0} \operatorname{Cos}^2 \psi}{\sqrt{\epsilon_0} \operatorname{Sen} \psi + \sqrt{(\epsilon + \frac{\sigma}{j\omega}) - \epsilon_0} \operatorname{Cos}^2 \psi} \quad (2.46)$$

Desarrollando:

$$R_h = \frac{\operatorname{Sen} \psi - \sqrt{(\frac{\epsilon}{\epsilon_0} - \frac{j\sigma}{\omega\epsilon_0}) - \operatorname{Cos}^2 \psi}}{\operatorname{Sen} \psi + \sqrt{(\frac{\epsilon}{\epsilon_0} - \frac{j\sigma}{\omega\epsilon_0}) - \operatorname{Cos}^2 \psi}} \quad (2.47)$$

Donde:

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r \quad (2.48)$$

Siendo la expresión final para el factor de reflexión para una onda plana con polarización horizontal la siguiente:

$$R_h = \frac{\operatorname{Sen} \psi - \sqrt{(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}) - \operatorname{Cos}^2 \psi}}{\operatorname{Sen} \psi + \sqrt{(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}) - \operatorname{Cos}^2 \psi}} \quad (2.49)$$

Donde

$$\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0} = \frac{\sigma}{2\pi f \epsilon_0} = 18 \times 10^3 \frac{\sigma}{f \text{ (MHz)}} \quad (2.50)$$

y

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi \times 10^9} \quad (2.51)$$

FACTOR DE REFLEXION PARA POLARIZACION VERTICAL (PARALELA)

El coeficiente de reflexión para una polarización vertical viene siendo:

$$R_v = \frac{(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}) \text{Sen } \psi - \sqrt{(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}) - \text{Cos}^2 \psi}}{(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}) \text{Sen } \psi + \sqrt{(\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}) - \text{Cos}^2 \psi}} \quad (2.52)$$

Como se observa de las ecuaciones (2.49) y (2.52) los factores de reflexión son complejos por lo cual la onda reflejada difiere tanto en magnitud como en fase de la onda incidente. En las figuras (II.13) y (II.14) se muestran curvas de la amplitud del factor de reflexión y su fase para las polarizaciones horizontal y vertical, en función del ángulo de incidencia.

Cuando la onda incidente está polarizada horizontalmente, figura (II.13), la fase de la onda reflejada difiere de la de la onda incidente aproximadamente 180° para todos los ángulos de incidencia. Para pequeños ángulos de incidencia (próximos a cero), la onda reflejada es igual en magnitud pero está 180° fuera de fase con respecto a la onda incidente para todas las frecuencias y todas las conductividades de la tierra. Cuando aumenta el ángulo de incidencia, la magnitud y la fase del factor de reflexión cambian, aunque no en gran cantidad, siendo el cambio mayor para altas frecuencias y bajas conductividades de la tierra.

Para el cálculo de las gráficas de las figuras (II.13) y (II.14) se considero como valor promedio para la constante dieléctrica de la tierra $\epsilon_r = 15$.

En la figura (II.14) se muestra la forma en que varía el

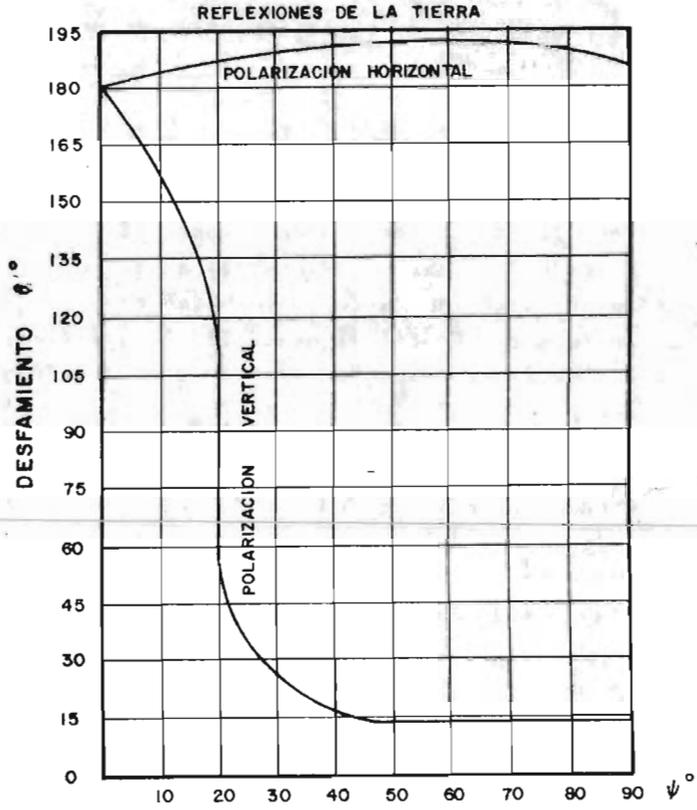


FIG. (II, 13) ANGULO DE FASE DEL COEFICIENTE DE REFLEXION DE LA TIERRA PARA POLARIZACION HORIZONTAL Y VERTICAL.

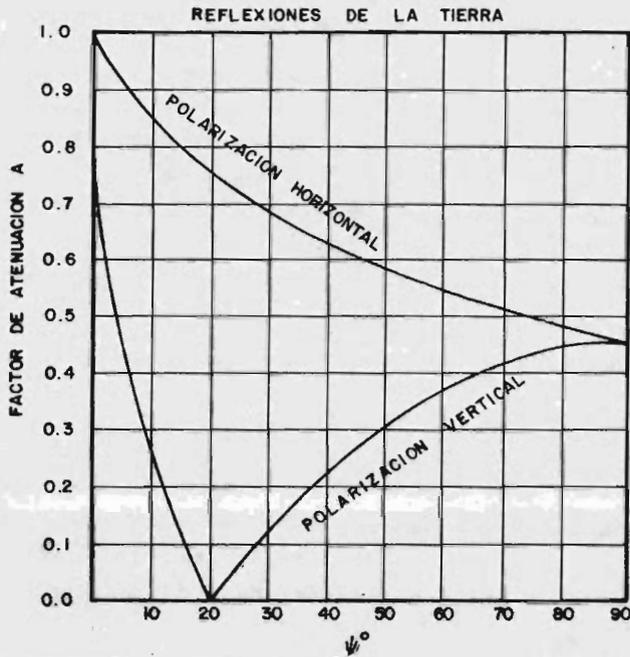


FIG. (II.14) AMPLITUD DEL FACTOR DE REFLEXION DE LA TIERRA PARA POLARIZACION VERTICAL Y HORIZONTAL,

factor de reflexión R_v para una polarización vertical, en función del ángulo de incidencia. Como en el caso anterior, a un ángulo de incidencia pequeño, la magnitud de la onda reflejada es igual al de la onda incidente y tiene una fase de 180° con respecto a la incidente para to

dos los valores de conductividad. Sin embargo, cuando el ángulo de incidencia aumenta, la magnitud y fase de la onda reflejada disminuyen rápidamente. La magnitud alcanza un mínimo y la fase va hasta -90° a un ángulo conocido como el ángulo de Brewster (por analogía con el caso de un dieléctrico perfecto). Para ángulos de incidencia mayores a este ángulo crítico, la magnitud aumenta otra vez y la fase se aproxima a cero. Para frecuencias muy elevadas y baja conductividad ($\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0} < \epsilon_r$), el ángulo de Brewster tiene aproximadamente el mismo valor que se logra para un dieléctrico perfecto. Para $\epsilon_r=15$, el ángulo de Brewster ocurre a $\psi=14,5^\circ$ para el caso de un dieléctrico perfecto. Para bajas frecuencias y altas conductividades, el ángulo de Brewster es menor, aproximándose a cero cuando $\frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}$ es mayor que ϵ_r .

De la energía transmitida al espacio libre, parte llegará al receptor directamente y parte por reflexión sobre la superficie de la tierra. Al reflejarse las señales de microondas, parte de la energía se absorberá en la superficie de la tierra, originándose una atenuación y un cambio de fase de las ondas reflejadas, dependiendo naturalmente del coeficiente de reflexión R , que a su vez depende de la constante dieléctrica ϵ , la conductividad σ de la tierra y la frecuencia de operación.

Consideremos un caso básico y simple de reflexiones sobre una tierra plana, en donde las ondas se transmiten de un punto T situado a una altura h_1 , a un punto receptor R a una altura h_2 , según se ilustra en la figura (II, 15).

Las ondas recibidas por R , se transmiten a través de un medio que tiene un índice de refracción constante y pueden

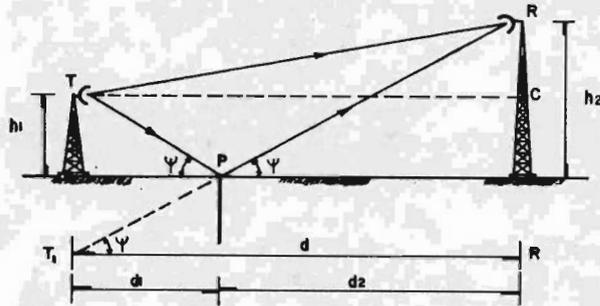


FIG. (II.15) GEOMETRIA PARA LA REFLEXION EN TIERRA PLANA,

tomar la trayectoria TR o la trayectoria TPR , después de haberse reflejado por la tierra a un ángulo ψ .

El índice de reflexión es un número complejo que expresa la relación entre la onda incidente y la reflejada, es decir:

$$R = |R| e^{j\theta} \quad (2.58)$$

Donde $|R|$ es el factor que determina la atenuación y θ el factor que determina el cambio de fase de la onda al reflejarse. De la figura (II.15) se puede observar que TPR es igual a T_1PR , es decir que la diferencia entre la trayectoria directa y reflejada Δ debe ser:

$$\Delta = (TP + PR) - TR \quad (2.54)$$

Donde:

$$TP = \frac{d_1}{\cos \psi} \quad \text{y} \quad PR = \frac{d_2}{\cos \psi}$$

$$\therefore TP + PR = \frac{d_1 + d_2}{\cos \psi} = \frac{d}{\cos \psi} = d \sqrt{1 + \text{Tang}^2 \psi} \quad (2.55)$$

Donde:

$$\text{Tang } \psi = \frac{RR_1}{TR_1} = \frac{h_1 + h_2}{d} \quad (2.56)$$

La ecuación (2.55) se convierte en:

$$TP + PR = d \sqrt{1 + \left(\frac{h_1 + h_2}{d}\right)^2}$$

La distancia TR se determina empleando el teorema de pitágoras en el triángulo TCR:

$$TR = \sqrt{d^2 + (h_2 - h_1)^2} = d \left(1 + \left(\frac{h_2 - h_1}{d}\right)^2\right)^{1/2}$$

Normalmente se considera que $h_1 \ll d_1$ y $h_2 \ll d$, por lo cual empleando el teorema del binomio

$$(a+b)^n = a^n + \frac{na^{n-1}}{1!} b + \frac{n(n-1)}{2!} a^{n-2} b^2 + \dots$$

Simplificando se tiene:

$$\Delta = d \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_1 + h_2}{d} \right)^2 \right] - d \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{h_2 - h_1}{d} \right)^2 \right]$$

$$\Delta = \frac{2 h_1 h_2}{d} \quad (2.57)$$

Concluyendo, se puede decir que el receptor recibe junto con la onda directa, las ondas que se hayan reflejado y que tienen con respecto a la onda directa:

- 1) Una amplitud relativa A , debido a la atenuación al reflejarse en la tierra.
- 2) Un defasamiento relativo debido a la diferencia de trayectorias Δ , que depende de las alturas de las antenas y de la variación de K .
- 3) Un defasamiento θ debido a las reflexiones que dependen del ángulo de incidencia ψ y de las características del terreno ϵ y σ .

El defasamiento total tiene un efecto perjudicial sobre la recepción de la onda directa y en el caso de un sistema de microondas con modulación en frecuencia, aumentará la distorsión de fase y el ruido del sistema. La diferencia entre trayectorias Δ puede expresarse en grados de la siguiente manera:

$$\Delta = \frac{2 \Pi}{\lambda} \left(\frac{2 h_1 h_2}{d} \right) = \frac{4 \Pi h_1 h_2}{\lambda d}$$

Siendo el defasamiento total $\alpha = \theta - \frac{4 \Pi h_1 h_2}{\lambda d}$ (2.58)

En la tabla II.1 se presenta algunos valores aproximados de ϵ y σ para diversos elementos, los cuales pueden emplearse para calcular el coeficiente de reflexión a una frecuencia determinada.

TABLA II.1 VALORES DE ϵ , σ Y ϵ_x APROXIMADOS PARA ALGUNOS ELEMENTOS,

	Aire	Agua de mar	Agua dulce	Tierra húmeda	Arena seca	Zona industrial
σ (v/m)	0	4,3	$10^{-3} 10^{-2}$	10^{-2}	10×10^{-2}	3×10^{-3}
ϵ / ϵ_0	1	80	80	15	10	4

La amplitud de la onda resultante en la entrada del receptor variará en función de h_1 ó h_2 según se observa de la ecuación (2.58) entre $1 - |R|$ y $1 + |R|$. Si el valor de $|R|$ es muy próximo a la unidad, puede existir una completa cancelación de la onda directa por la onda reflejada. El empleo de diversidad de espacio, es decir el empleo de dos antenas receptoras, separadas una cierta altura, permite obtener un nivel de recepción adecuado en una de las dos antenas.

El coeficiente de reflexión del terreno raras veces alcanza el valor de la unidad. Esto se debe a las características propias del terreno, vegetación, edificios, etc., algunas regiones tales como los desiertos, regiones semidesérticas, llanuras y zonas agrícolas con cultivos uniformes (por ejemplo de trigo) producen frecuentemente fuertes reflexiones y por lo tanto es necesario realizar pruebas de

propagación antes de seleccionar una trayectoria definitiva para un enlace de microondas. Para este propósito, la pérdida de trayectoria se mide en función de las alturas de las antenas. Despreciando las reflexiones, la curva será semejante a la mostrada en la figura (II.16).



FIG. (II.16) PERDIDA DE PROPAGACION EN FUNCION DE LA ALTURA DE LA ANTENA, ODB CORRESPONDEN A LA PERDIDA EN EL ESPACIO LIBRE.

La pérdida por trayectoria disminuye cuando se incrementa la altura de la antena hasta alcanzar las condiciones de línea de vista, en donde se obtiene el valor esperado con el espacio libre. Con un terreno altamente reflector, se presentan oscilaciones de pérdida de trayectoria arriba y abajo de la pérdida esperada en el espacio libre. Estas variaciones pueden aceptarse cuando permanecen dentro de ± 2 db. Deben evitarse trayectorias que presenten oscilaciones de pérdida por trayectoria de ± 5 db y encontrarse otras con mejores condiciones. El punto sobre la curva, donde disminuyen los efectos de reflexión a una cantidad tolerable, define la altura mínima de la antena por trayectoria y

la frecuencia específica,

Si no se toman en cuenta las reflexiones de la tierra y las zonas de Fresnel, se puede emplear una expresión aproximada para las pérdidas de trayectoria sobre un terreno plano, considerando antenas isotrópicas y que existe línea de vista entre ellas,

$$\frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{d^2}{h_1 h_2} \right)^2 \quad (2.59)$$

Donde:

$$\frac{P_t}{P_r} = \text{pérdida de trayectoria}$$

d - distancia entre las antenas transmisora y receptora.

h_1, h_2 - alturas de las antenas transmisora y receptora respectivamente.

La figura (II.17) representa gráficamente la ecuación (2.59)

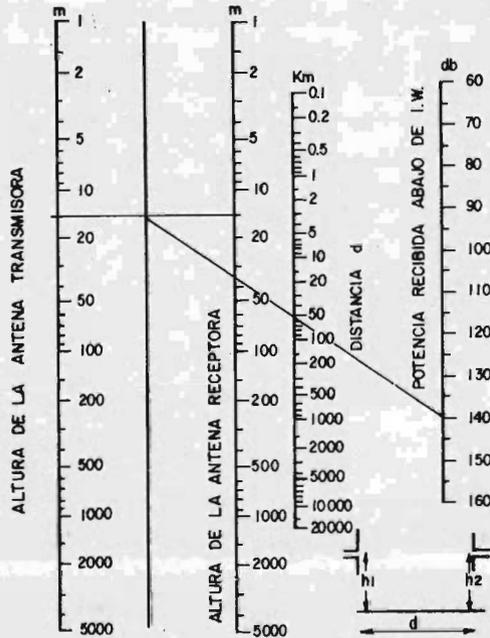


FIG. (II.17) PERDIDA DE PROPAGACION ENTRE ANTENAS ISOTROPICAS SOBRE UNA TIERRA PLANA, EN FUNCION DE LAS ALTURAS DE LAS ANTENAS, DISTANCIA Y FRECUENCIA.

II.1.4 DIFRACCIÓN.

Las ondas de radio también se transmiten alrededor de la tierra por el fenómeno de difracción. La difracción es una propiedad fundamental del movimiento de onda.

El efecto de difracción alrededor de la curvatura de la tierra, es el que hace posible la transmisión más allá de

la línea de vista. La magnitud de la pérdida originada por la obstrucción, se incrementa cuando se incrementan la distancia o la frecuencia y depende de la altura de las antenas. La pérdida originada por la curvatura de la tierra se muestra en el nomograma de la figura (II.18). Esta pérdida se incrementa a la pérdida por transmisión sobre una tierra plana entre antenas isotrópicas obtenida de la figura (II.17).

Las pérdidas por sombra originadas por grandes obstrucciones tales como colinas y montañas, pueden predecirse si estas obstrucciones están perpendiculares a la dirección de propagación y forman una barrera de difracción. Para este caso, puede emplearse la teoría de difracción de Fresnel empleada en óptica para el cálculo de la pérdida por sombra, la cual como se indicó se suma a la pérdida de propagación en el espacio libre. En la figura (II.18) también pueden leerse las dimensiones de las tres primeras zonas de Fresnel. Esta pérdida por sombra, puede despreciarse si los obstáculos no interfieren con la línea de vista entre las estaciones. Las pérdidas se incrementan progresivamente con la altura de los obstáculos arriba de la línea de vista. El ángulo sustentado a la antena por el obstáculo es de gran importancia y así, una montaña de una altura dada originará una pequeña pérdida, si se encuentra situada a la mitad de la trayectoria que se encuentra en la vecindad de una estación. Las pérdidas por sombra se incrementan cuando disminuye la longitud de onda, [cuando se incrementa la frecuencia]. Si hay más de un obstáculo como ocurre frecuentemente, o la obstrucción no es tajante, [que no contenga filos muy agudos], es decir, que sea una obstrucción redondeada y lisa, la pérdida puede estimarse

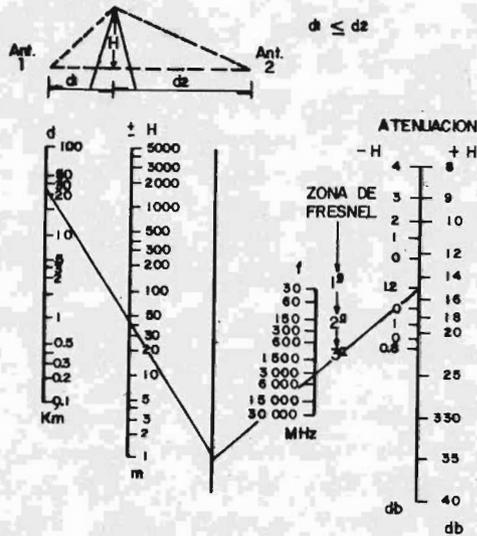


FIG. (II.18) PERDIDAS DE DIFRACCION DEBIDO A OBSTACULOS EN LA TRAYECTORIA DE PROPAGACION.

aproximadamente mediante una interpolación gráfica como se muestra en la figura (II.18).

Los varios obstáculos se combinan en uno, y se emplea la altura resultante H para estimar la pérdida de sombra mediante la gráfica de la figura (II.18).

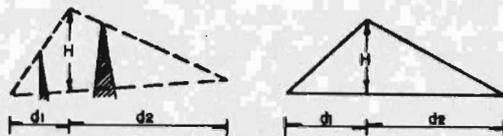


FIG. (II.19) INTERPOLACION GRAFICA PARA DETERMINAR LA PERDIDA POR SOMBRA ORIGINADA POR VARIOS OBSTACULOS.

La exactitud de estas estimaciones, depende en gran parte de los detalles de la configuración del terreno, pero, para el 90% de los casos el error será de menos ± 5 db. Sin embargo la planeación del sistema no debe basarse exclusivamente en estas estimaciones. Deben de realizarse pruebas de propagación en trayectorias con obstrucciones, para hacer una decisión final sobre su confiabilidad. Con una clara línea de vista, dichas pruebas solo son necesarias si existen fuertes reflexiones por la superficie de la tierra o se esperan irregularidades atmosféricas.

Si es inevitable la propagación rasante, se forma una clase especial de obstáculo formado por la curvatura de la tierra. Aparte de los efectos atmosféricos, la transmisión de la onda se extiende algunos grados más allá del horizonte. La pérdida por este efecto, se suma a la pérdida en el espacio libre y la figura (II,20) ilustra un nomograma para su evaluación, considerando una tierra esférica y pulida.

La contribución de la pérdida por sombra total, se da en función de la distancia d desde la antena hasta el horizonte, donde d depende de la altura de la antena h de acuerdo con $d = \sqrt{2rh}$, donde r es el radio de la tierra. La pérdida determinada por la figura (II,20) no se aplica para distancias más allá del horizonte en donde prevalece otro mecanismo de propagación en lugar de la difracción.

La pérdida producida por una propagación rasante a lo largo de una tierra curva y lisa es mayor que es que puede producir un obstáculo altamente difractante a la mitad de la trayectoria. Para un enlace que vaya más allá del horizonte, un gran obstáculo puede dar una marcada ventaja de propagación y en esos casos se debe de tratar de seleccionar la trayectoria, de

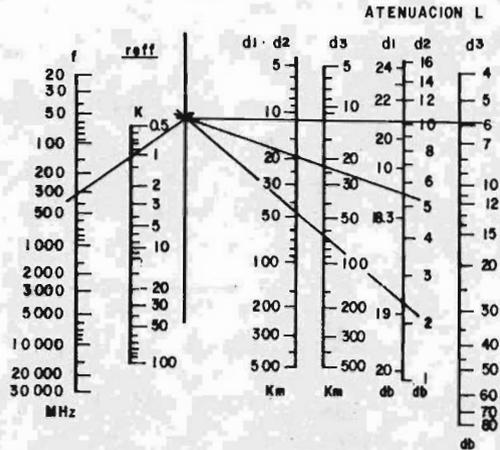


FIG. (II.20) NOMOGRAMA PARA DETERMINAR LAS PERDIDAS POR DIFRACCION SOBRE EL HORIZONTE. SE APLICA PARA POLARIZACION VERTICAL SOBRE TIERRA Y POLARIZACION HORIZONTAL SOBRE TIERRA Y MAR.

tal manera que cruce una pronunciada obstrucción e investigar mediante pruebas de propagación, si se obtienen las ventajas esperadas. Un método de salvar una obstrucción, es mediante el empleo de reflectores pasivos.

SELECCION DE SITIOS.

La tarea de seleccionar los sitios en los cuales se deben de colocar estaciones repetidoras o terminales para sistemas con línea de vista, es la de seleccionar una serie de lugares, los cuales tengan línea de vista con los sitios adyacentes.

Las consideraciones que deben de tomarse en cuenta, son generalmente las siguientes:

1. El ruido térmico, (valor medio) debe ser menor que el ruido distribuido.
2. Debe de evitarse la onda reflejada por la superficie de la tierra.
3. El ruido de interferencia tal como el de acoplamiento frente a espalda de las antenas, debe ser menor que el valor distribuido.
4. Deben de considerarse los ángulos de ramificación para sistemas futuros.
5. Deben decidirse las secciones de conmutación y mantenimiento considerando la confiabilidad requerida del sistema y el programa futuro de mantenimiento.

Los puntos 1, 3 y 4 están relacionados con la distribución del ruido y se tratan en la teoría de transmisión de FM. El ruido térmico [1] está en función de la potencia de salida del transmisor, la ganancia de las antenas, la

figura de ruido de los receptores, la separación entre estaciones y del nivel de los tonos de prueba. Entre estos parámetros, la distancia entre estaciones, que está directamente relacionada con la selección de sitios, no debe ser tan corta por considerar el punto de vista económico, tampoco debe ser tan grande que se sobrepasen, las limitaciones de ruido permitido. Actualmente son comunes los siguientes valores en la distancia entre estación y estación.

banda de 2000	MHz	70 Kms \pm 20 %
banda de 4000	MHz	50 Kms \pm 20 %
banda de 6000	MHz	50 Kms \pm 20 %
banda de 7000	MHz	50 Kms \pm 20 %
banda de 11000	MHz	Máx 30 Kms,

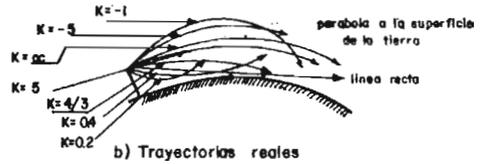
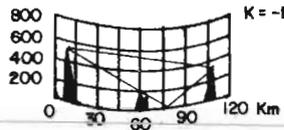
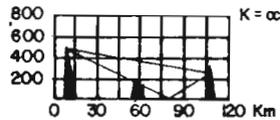
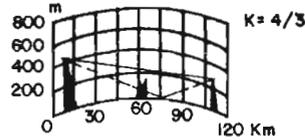
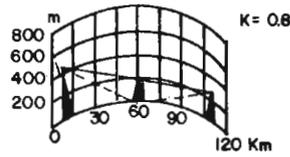
Uno de los factores importantes que deben de tomarse en cuenta, es la onda reflejada principal. La trayectoria de propagación debe seleccionarse de tal forma, que la onda principal de ser posible, sea cortada por un cerro u obstáculo de protección, que elimine la onda reflejada, como lo ilustra la figura (II.21).

El valor de K juega también un papel muy importante en la selección de sitios.

Los valores de K que se toman en cuenta para estos procedimientos son de $K = 4/3, 0.8, 0.6$ y 2 .

Otras ideas que deben de tomarse en cuenta en la selección de sitios son:

- 1) El área necesaria para la construcción de edificios



a) Perfil de la trayectoria

FIG. (II. 21) RELACION ENTRE K Y LA TRAYECTORIA DE PROPAGACION DE MICROONDAS.

- 2) La confiabilidad desde el punto de vista del terreno.
- 3) La probabilidad de construir caminos de acceso.
- 4) La dirección principal de los vientos.
- 5) Facilidades de transportación.
- 6) Gases que puedan dañar al equipo.

Después de tomar en cuenta estos puntos, se seleccionan diversos sitios en un mapa topográfico. Debe de equilibrarse la distancia entre dos saltos adyacentes tanto como sea posible.

Debe de seleccionarse la ruta lo más alejado de las costas.

Debe de efectuarse una inspección al sitio seleccionado para efectuar pruebas visuales empleando un tránsito, un espejo o cualquier otro método seleccionado.

CONFIRMACION DE LA LINEA DE VISTA Y DETERMINACION DE LA ALTURA DE LAS TORRES.

Para confirmar que realmente existe línea de vista entre dos puntos adyacentes seleccionados, en un mapa topográfico de la región, se traza un perfil de la trayectoria de transmisión en una hoja en donde se corrige la curvatura de la tierra. La hoja se arregla de tal manera que la curvatura de la tierra se corrige a $K=4/3$. La figura [II.22] muestra la curvatura.

Una vez que se tiene el perfil corregido a $4/3$ se observan los puntos más elevados, y se calcula el radio de la 1a. zona de Fresnel en el sitio que se encuentre la mayor elevación. En este sitio debe de haber un claro de 0.6 del radio de la primera zona de Fresnel entre la trayectoria del haz electromagnético representado por una línea recta y la elevación máxima,

Se requiere que en este tramo debe de mantenerse la señal de recepción aún durante las condiciones más adversas, es decir cuando K varía hasta $2/3$, por lo que el haz no debe de obstruirse por más de 0.3 de la primera zona de Fresnel al variar K hasta $2/3$, lográndose una confiabilidad del 99.9% para el tramo en cuestión.

PERFIL

(K = 4/3)

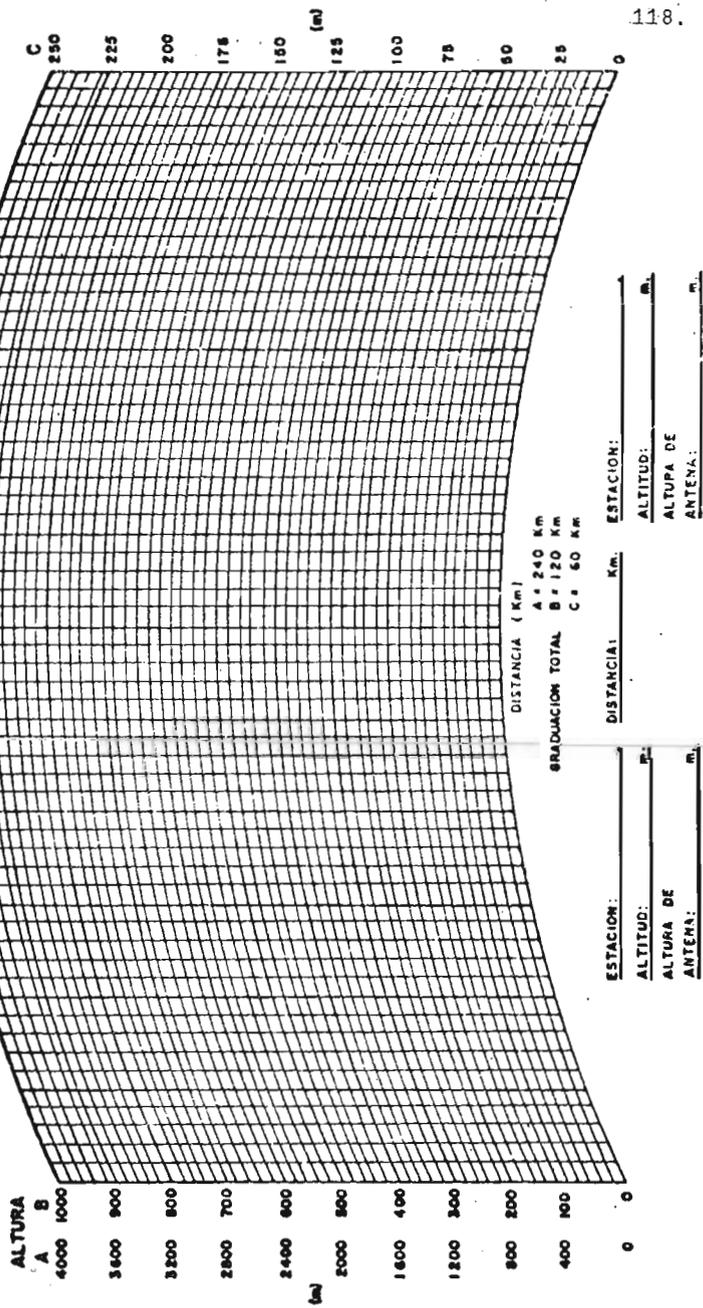


FIG. (II.22) CURVATURA DE LA TIERRA CORREGIDA

A $\frac{4}{3}$

Para obtener la altura de las torres, en el punto transmisor y receptor, se requiere que estos sean lo su ficientemente altos para que no desaparezca la señal al variar K hasta su condición más adversa, ($K = \frac{2}{3}$), es de cir que la trayectoria no se obstruya por obstáculo.

11.2 DESVANECIMIENTOS,

Se le da el nombre de desvanecimiento a la pérdida to tal o parcial que se tiene de la señal en un enlace en- tre un punto transmisor y el punto receptor. Esta pérdi- da de la señal o desvanecimiento se debe a las variacio- nes del campo eléctrico recibido, ocasionado por los cam- bios en el medio de transmisión, y a la topografía de la ruta.

Los desvanecimientos se dividen en dos grupos diferen- tes:

- a) Desvanecimientos por atenuación.
- b) Desvanecimientos por interferencia.

Ambos tipos de desvanecimientos pueden ocurrir solos o en combinación en cualquier momento.

Para visualizar los efectos de la atmósfera sobre la propagación se emplean curvas (ver figura 11.23) que re- presentan la variación del índice de refracción modifi- cado N (ecuación 2.60) con respecto a la altura sobre la tierra:

$$N = n + \frac{nh}{R_T} = 1 + \frac{79}{T} \left(P + \frac{4800}{T} p \right) \times 10^{-6} + \frac{nh}{R_T} \quad (2.60)$$

Donde el valor normal de N es $1/10\ 000$ más grande que 1.

El índice de refracción modificado N también se puede relacionar con la constante M mediante la siguiente expresión:

$$M = (N - 1) \cdot 10^6 \quad (2.61)$$

En la figura (II, 24) se muestra el doblez que sufre el haz con respecto a la altura sobre la tierra. Podemos observar de esta figura que en una atmósfera estandar ($K=4/3$), el índice N aumenta en forma lineal con respecto a la altura y además la inclinación de la curva nos indica la cantidad de doblez del haz de microondas.

La condición normal prevalece durante el día cuando las corrientes de aire caluroso por convección, así como los vientos, mantienen la atmósfera bien mezclada. Cuando esto no sucede ocurren efectos no lineales de temperatura, humedad y presión que causan irregularidades en las curvas del índice N , que a su vez son las causas de los desvanecimientos.

Al atardecer y durante la noche el calor es radiado por la tierra y distribuido en las capas de la atmósfera más cercanas a la tierra, creando así una inversión de temperatura y cambios húmedos en la atmósfera. De esta forma, dependiendo de la evaporación que ocurra y de la condición de la atmósfera, la curva del índice N se distorsionara dando como resultado que el haz se invierta y se doble hacia arriba aumentando su curvatura, y disminuyendo la señal recibida, según se muestra en la figura (II, 23a). En la cercanía de la superficie de la tierra equivale este

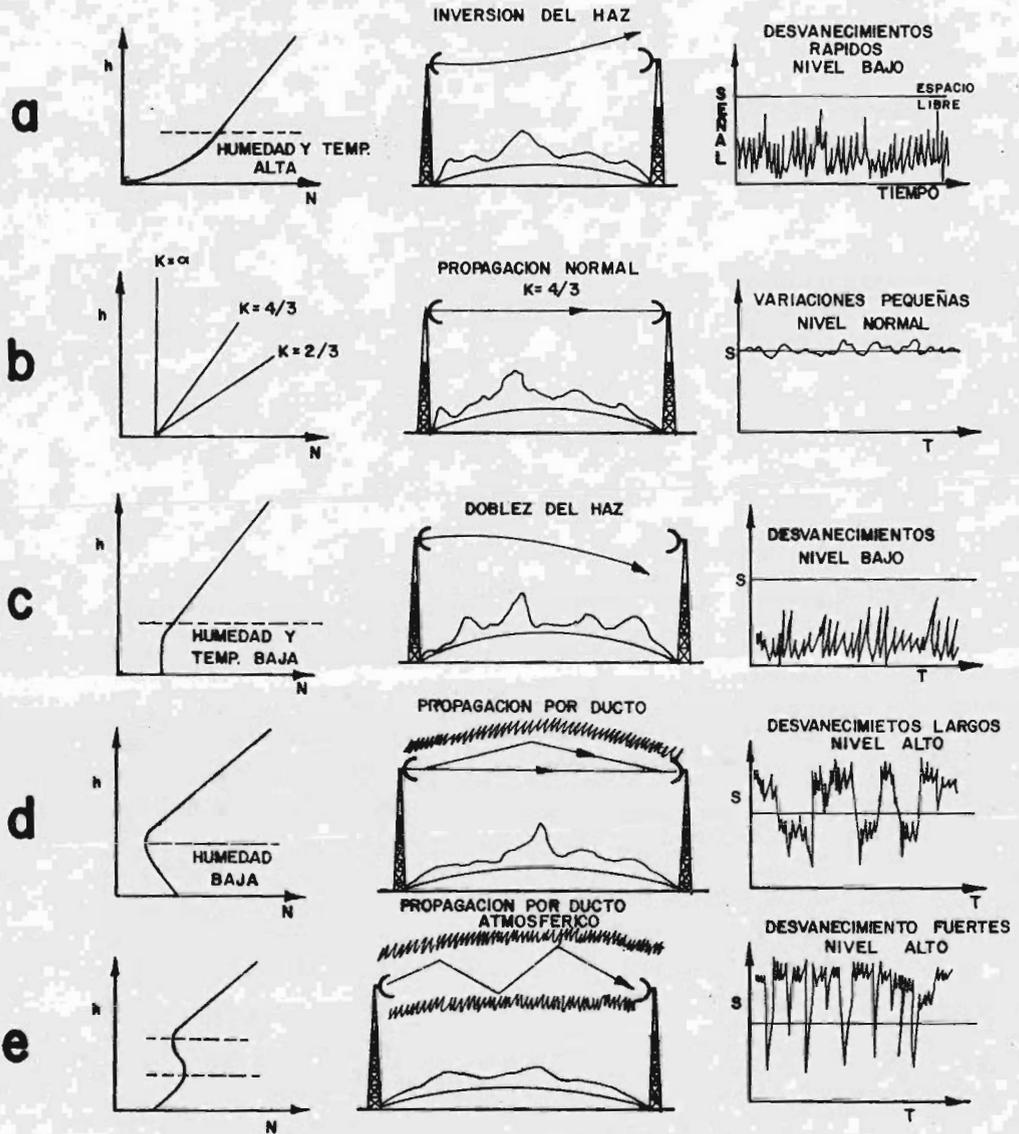


FIG. (II.23) DESVANECIMIENTOS.

VARIACIONES DE LA ATMOSFERA

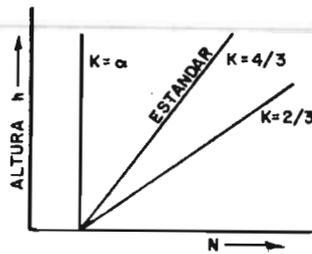


FIG. (II, 24) DOBLEZ DEL HAZ DE MICROONDAS CON RESPECTO A LA TIERRA.

efecto a una variación de K a $K=2/3$ debido a que la pendiente de la curva disminuye, pero, en ciertos casos, puede ocurrir lo contrario: si la pendiente aumenta se invierte el haz hacia abajo y la señal también bajará y tendrá las variaciones que se muestran en la figura [II, 23c].

Esta condición se debe a poca humedad y a un aumento de temperatura con respecto a la altura de la tierra y, en ciertos casos puede ocurrir debido a las temperaturas relativas que se encuentran entre los lagos y la tierra,

Si el aire caliente y seco pasa sobre la tierra fría, se evapora la humedad pudiéndose formar capas en la atmósfera muy bien definidas, las cuales dan como resultado la formación de ductos, a los cuales se les llama así

porque pueden atrapar las ondas de manera similar a una guía de onda. La curva de N tendrá la forma indicada en la figura (II.23d). El mismo efecto de "ducto" puede formarse en regiones de alta presión barométrica, al bajar grandes masas de aire que chocan con la tierra y se desparrraman. Sin embargo, en regiones de baja presión barométrica, el aire que sube y los vientos que se forman, mantienen la atmósfera bien mezclada favoreciendo la propagación.

Puede presentarse el caso de regiones montañosas, donde se forma mucha neblina por enfriamiento de la tierra al atardecer o por el flujo de aire caliente sobre la tierra fría. Dado que la neblina consiste de pequeñas gotas formadas al cambiar el agua del estado gaseoso al líquido, manteniéndose la cantidad de agua constante, no habrá grandes cambios del índice de refracción.

La inversión normal de la temperatura dentro de la neblina puede ocasionar la condición descrita en la figura (II.23a), con una ligera inversión del haz acompañada por un nivel bajo de la señal, que subsiste hasta que la neblina desaparece.

Las gotas de la neblina y de la lluvia normal tienen un efecto despreciable sobre la propagación y presentan poca pérdida de la señal por atenuación.

Los desvanecimientos por atenuación ocurren bajo condiciones de inversión o doblez del haz, cuando el obstáculo no se libra lo suficientemente para compensar las variaciones de la curvatura del haz, siendo la señal como se muestra en las figuras (II.23a) y (II.23c).

Estos desvanecimientos pueden evitarse aumentando la altura de las antenas, pero sin embargo, pueden ocurrir desvanecimientos por atenuación al quedar atrapadas las ondas en ductos atmosféricos y si el transmisor y el receptor se encuentran fuera del ducto, puede disminuir la señal considerablemente durante mucho tiempo o por cortos instantes, según sea el caso (figuras II.23d y II.23e).

Los casos principales de los desvanecimientos por interferencias se atribuyen a las variaciones de la temperatura, presión y humedad que continuamente ocurren en la atmósfera, dando como consecuencia que puedan ocurrir varias trayectorias de las ondas entre el transmisor y el receptor, ya sea por reflexiones en la atmósfera o de la tierra. Cada trayectoria tiene diferente longitud, sumándose fuera de fase o en ella con la onda directa, dando como resultado que en cualquier instante la señal recibida será la suma vectorial de todas las ondas contribuyentes de diferentes trayectorias, pudiéndose mejorar o cancelar la señal recibida. Las variaciones de la señal recibida, calculada estadísticamente, siguen la distribución de probabilidad Rayleigh, según se muestra en la figura (II.25) junto con valores experimentales obtenidos para diferentes frecuencias de operación y para diferentes longitudes de tramos.

Para que los desvanecimientos de este tipo no afecten al sistema, es necesario proveer una potencia de salida suficientemente alta y un margen adecuado contra desvane-

cimientos en el receptor, y en el caso de que los desvanecimientos sean excesivamente fuertes, se pueden emplear métodos para operación en diversidad; ya sea de frecuencia o de espacio.

El margen de seguridad contra desvanecimientos debe ser alrededor de 30 db para lograr una confiabilidad de 99.9% y de 40 db para lograr una confiabilidad de 99.99% para el tramo en consideración. Además, es importante mantener una longitud de los tramos entre 15 y 65 Km., ya que los desvanecimientos son proporcionales a la longitud del tramo.

Los desvanecimientos fuertes, pueden ocurrir en los tramos de propagación que atraviesan sobre terrenos planos o sobre agua, debido a que las ondas reflejadas pueden cancelar por completo la señal recibida. Estos efectos pueden disminuirse, si el terreno lo permite, localizando una antena en un punto alto y la otra en un punto bajo, manteniendo así la diferencia de fase entre la onda directa y la onda reflejada relativamente constante, debido a que el área de las reflexiones se sitúa en la cercanía de la antena baja y no cambiará mucho cuando varía el factor K.

II.3. PROPIEDADES ESTADÍSTICAS DE LOS DESVANECIMIENTOS,

II.3.1. CARACTERÍSTICAS DEL DESVANECIMIENTO.

La transmisión de microondas por línea de vista está sujeta a desvanecimientos estadísticos, los cuales se deben a variaciones atmosféricas y a transmisiones con múltiples trayectorias.

El desvanecimiento debido a variaciones atmosféricas puede reducirse o disminuirse, colocando dos antenas a alturas adecuadas, en tanto que el desvanecimiento debido a la transmisión multitrayectoria exhibe varios tipos de distribuciones estadísticas en donde la condición extrema se aproxima a una distribución Rayleigh, dependiendo de la frecuencia y de la longitud de la trayectoria. De esta forma para compensar el desvanecimiento, deben proporcionarse ciertos márgenes, de tal manera que para alcanzar una confiabilidad del 99.99% el margen que se deberá de considerar será de 40 db con respecto a la media del desvanecimiento.

Un método común de mejorar la confiabilidad y el funcionamiento o de reducir el margen de desvanecimiento, es el empleo de diversidad de espacio o frecuencia. El primero requiere de antenas extras y el último de frecuencias extras.

Generalmente, la severidad del desvanecimiento se incrementa cuando se incrementa la frecuencia o la longitud de la trayectoria, siendo originado principalmente por el doblez inverso del haz electromagnético y por efectos de trayectoria múltiple.

La figura (II.26) muestra el nivel de una señal recibida en un sistema de microondas de superficie con desvanecimientos. El nivel de la señal es relativo con respecto al valor de la señal en el espacio libre.

La figura (II.27) muestra la gráfica de una señal recibida en un sistema de microondas cuya trayectoria está sobre el agua.

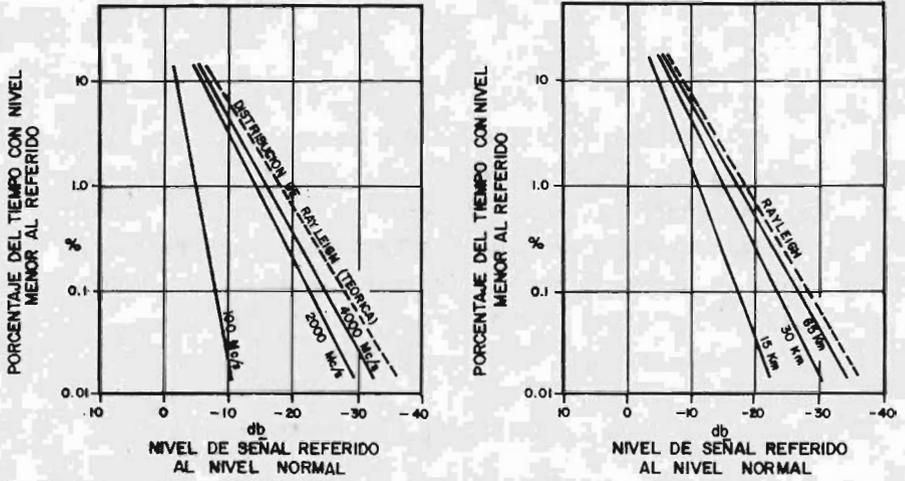


FIG. (II.25) DISTRIBUCION DE PROBABILIDAD RAYLEIGH.

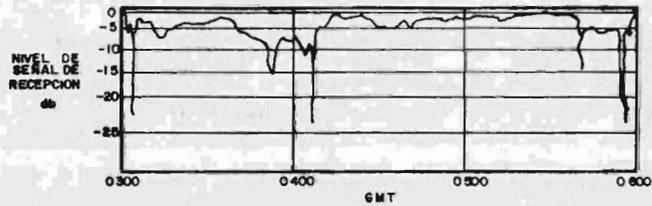


FIG. (II.26) SEÑAL RECIBIDA CON DESVANECIMIENTOS.

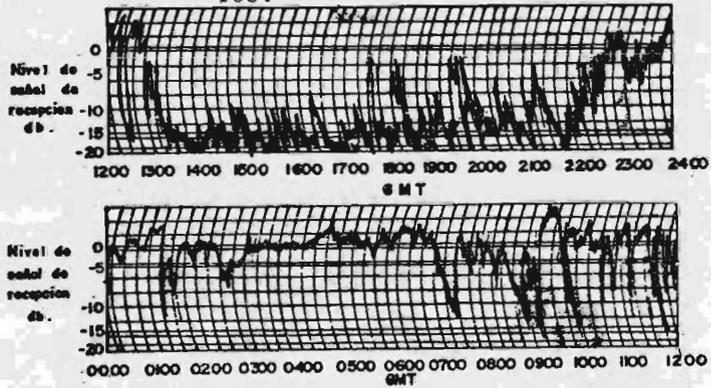


FIG. (II.27) SEÑAL RECIBIDA CON TRAYECTORIA SOBRE EL AGUA.

El carácter estadístico del desvanecimiento es de gran importancia al tratar la confiabilidad de la señal y su mejoramiento mediante sistemas de diversidad, principalmente cuando se usan muchos enlaces en paralelo. El ruido y la diafonía que se introduce por fluctuaciones de fase en la señal recibida en sistemas multiplex, es de consideración.

II.3.2. LEY DE DISTRIBUCIÓN DEL DESVANECIMIENTO,

La forma aleatoria del fenómeno de desvanecimiento se representa por medio de una función de distribución, donde la atenuación, en decibeles, con respecto al espacio libre, se representa en la abscisa y la fracción de tiempo durante el cual la atenuación observada excede el valor, se muestra en la ordenada. Bullington presenta una familia típica de curvas, las cuales se reproducen en la figura (II.25).

La mayoría de desvanecimientos que ocurren en trayectorias irregulares con claros adecuados, es el resultado de la interferencia entre dos o más rayas que siguen diferentes rutas en la atmósfera. Este tipo de desvanecimientos debido a trayectorias múltiples es relativamente independiente del claro de la trayectoria, y su condición extrema se aproxima a una distribución Rayleigh. Después de que el desvanecimiento por trayectorias múltiples ha alcanzado la distribución Rayleigh, un incremento adicional en la distancia o la frecuencia, incrementa el desvanecimiento pero disminuye la duración, así que el producto es la constante indicada por la distribución Rayleigh.

Las señales que están formadas por muchas componentes con diferentes amplitudes y de fase aleatoria, muestran, también, una distribución Rayleigh cuando el periodo de prueba evita influencias excesivas, tales como la subfracción. Se presentan muchas distribuciones para periodos de una hora o superiores, las cuales son muy parecidas a la ley de Rayleigh.

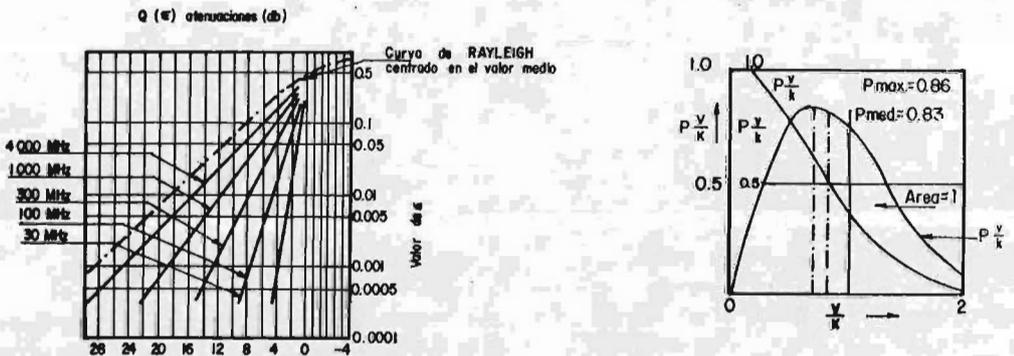


FIG. (II.28) CARACTERISTICAS TÍPICAS DE DESVANECIMIENTOS EN LA PEOR CONDICION.

CAPITULO III
MODULACION F.M.

III. MODULACIÓN FM.

La modulación es una técnica que nos permite poder transmitir información de un punto a otro mediante la variación de una de las características (amplitud, frecuencia o fase), de una señal de mayor frecuencia llamada portadora.

El proceso de modulación traslada el espectro de frecuencia de una información a cualquier rango de frecuencia superior que resulte conveniente, haciendo más fácil radiarlo mediante ondas electromagnéticas. Por consiguiente, la modulación no sólo permite la transmisión simultánea de varias señales sin interferencia entre ellas, sino que también hace posible su transmisión (radiación) efectiva.

III.1 MODULACIÓN ANGULAR.

En el caso de señales moduladas en amplitud (AM), la amplitud de la portadora se modula con la señal $f(t)$ 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 varía o bien la frecuencia o la fase.

Debido a que la modulación angular presenta características que la hacen sobresalir sobre la modulación en amplitud, en los enlaces por microondas suele emplearse este tipo de modulación (angular) para transportar la información. Por lo cual en este capítulo se analizará este tipo de modu

lación, así como sus características más importantes.

Para entender el concepto de variación de frecuencia es preciso definir la frecuencia instantánea. La figura (III.1a) ilustra una señal sinusoidal $\phi(t)$ de frecuencia constante ω_0 para $t < T$. En $t = T$ la frecuencia cambia repentinamente a $2\omega_0$ y conserva este valor hasta $t = 2T$, donde vuelve a cambiar a ω_0 . Aquí los cambios de frecuencia son bruscos, como se muestra en la figura (III.1b) y resulta fácil comprender el concepto de variación de frecuencia. La función $\phi(t)$ es una señal sinusoidal de frecuencia ω_0 en los intervalos $2nT < t < (2n+1)T$ y de un valor de $2\omega_0$ en los intervalos $(2n+1)T < t < (2n+2)T$, (para n entero).

Ahora, si en lugar de variaciones bruscas, se tuviera una variación gradual de la frecuencia, como se indica en la figura (III.1d), en este caso la frecuencia de la señal $\phi(t)$ cambia continuamente con rapidez uniforme entre ω_0 y $2\omega_0$ dentro del intervalo T : por lo tanto la frecuencia es diferente a cada instante.

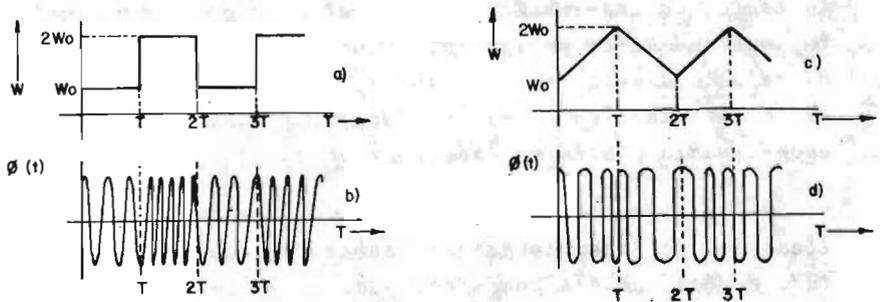


FIG. III.1 SEÑAL SINUSOIDAL CON VARIACION DE FRECUENCIA.

En sentido estricto, la señal $f(t)$ no puede representarse mediante una expresión sinusoidal ordinaria, por tratarse de una variación continua de frecuencia. Por esto, precisamos definir una función sinusoidal generalizada,

$$f(t) = A \cos \theta(t) \quad (3.1)$$

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

$$f(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_0)$$

Entonces

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

y

$$\omega_c = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (3.2)$$

La frecuencia angular ω_c es constante y está dada por la derivada con respecto al tiempo del ángulo $\theta(t)$; y en general, no necesita ser constante. Definamos $d\theta/dt$ como la frecuencia instantánea ω_i que varía con el tiempo. En esta forma, establecemos una relación entre el ángulo $\theta(t)$ y la frecuencia instantánea ω_i :

$$\begin{aligned} \omega_i &= \frac{d\theta}{dt} \\ \theta &= \int \omega_i dt \end{aligned} \quad (3.3)$$

De esta manera resulta fácil entender la posibilidad de transmitir información $f(t)$ haciendo variar el ángulo $\theta(t)$ de una portadora. Tales técnicas de modulación, donde se hace variar el ángulo de la portadora en alguna forma con una señal modulante $f(t)$, se conoce como Modulación Angular. Los dos métodos de uso común son: Modulación en Fase (MF) y Modulación en Frecuencia (FM). Si el ángulo $\theta(t)$ varía linealmente con $f(t)$, entonces:

$$\theta(t) = \omega_c t + \theta_0 + K_p f(t) \quad (3.4)$$

donde K_p es constante y representa la sensibilidad de fase del modulador y la forma obtenida constituye la modulación en fase. Por lo tanto, una señal $A \cos(\omega_c t + \theta_0 + K_p f(t))$ representa una portadora modulada en fase. Obsérvese que la frecuencia instantánea ω_i de tal señal está dada por

$$\omega_i = \frac{d\theta}{dt} = \omega_c + K_p \frac{df}{dt}(t) \quad (3.5)$$

Entonces 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 manera, para una portadora modulada en frecuencia, ω_i está dada por

$$\omega_i = \omega_c + K_f f(t)$$

$$\theta(t) = \int \omega_i dt$$

$$= \omega_c t + K_f \int f(t) dt + \theta_0 \quad (3.7)$$

donde K_f representa la sensibilidad de frecuencia del modulador y la señal $A \cos(\omega_c t + \theta_0 + K_f \int f(t) dt)$ es una portadora de frecuencia modulada.

De lo anterior es fácil ver que aun siendo MF y FM formas diferentes de la modulación angular, son similares. En MF, el ángulo varía linealmente con la señal modulante mientras que en FM varía linealmente con la integral de la señal modulante. Si se integra primero la señal de información $f(t)$ y se usa para modular una portadora de frecuencia, el resultado es una onda modulada en frecuencia. De hecho, es uno de los métodos para generar señales de FM (sistema indirecto de Armstrong). MF y FM están relacionadas pues cualquier variación en la fase de una onda produce una variación en la frecuencia y viceversa, de modo que no es necesario estudiar por separado ambas formas de modulación angular. En este capítulo sólo se analizará la modulación en frecuencia, y la exposición será válida también para el caso de modulación de fase. Nótese que la amplitud se mantiene constante en la modulación angular. Las figuras (III, 1, b, d) son ejemplos de portadoras de FM.

Si denotamos por $\phi_{FM}(t)$ la señal de FM, entonces:

$$\phi_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_F \int f(t) dt] \quad (3.8)$$

en donde $f(t)$ es la señal mensaje. En la ecuación anterior se supone, sin perder generalidad que la fase inicial θ_0 es cero.

III.1.1. MODULACIÓN EN FRECUENCIA CON UN SOLO TONO.

La onda de FM definida por $\phi_{FM}(t) = A \cos(\omega_c t + K_F \int f(t) dt)$

es una función no lineal de la onda moduladora $f(t)$, por lo cual la modulación en frecuencia es un proceso de modulación no lineal. Consecuentemente, a diferencia de la modulación en amplitud, el espectro de una onda de FM no se relaciona de una manera simple al de la onda moduladora. El ancho de banda de transmisión requerido por una onda de FM, en general es mucho mayor que el de una onda de AM correspondiente.

Se considerará primero el caso más simple que es el de la modulación en frecuencia con un solo tono y posteriormente la modulación en frecuencia con tonos múltiples. El objetivo en este análisis, es el de establecer una relación empírica entre el ancho de banda de transmisión de la onda FM y el ancho de banda del mensaje.

Considérese una onda moduladora senoidal definida por

$$f(t) = A_m \cos(\omega_m t) \quad (3.9)$$

La frecuencia instantánea de la FM resultante está definida por

$$\begin{aligned} f_i(t) &= f_c + K_f A_m \cos(\omega_m t) \\ &= f_c + \Delta f \cos(\omega_m t) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Donde

$$\Delta f = K_f A_m \quad (3.11)$$

a Δf se le conoce como la desviación de frecuencia, y representa la máxima desviación de la frecuencia instantánea

de la onda FM a partir de la frecuencia portadora f_c . Una característica fundamental de una onda modulada en frecuencia es que la desviación de frecuencia Δf es proporcional a la amplitud pico de la onda moduladora e independiente de la frecuencia de modulación.

Empleando la ecuación (3.3), el ángulo de fase instantáneo de la onda de FM se representa por

$$\begin{aligned}\theta_i(t) &= 2\pi \int_0^t f_i(t) dt \\ &= 2\pi f_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \text{sen}(2\pi f_m t)\end{aligned}\quad (3.12)$$

En donde:

$$\beta = \frac{\Delta \omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m} \text{ (índice de modulación)} \quad (3.13)$$

$$\theta_i(t) = 2\pi f_c t + \beta \text{sen}(2\pi f_m t) \quad (3.14)$$

De la ecuación (3.14) se puede observar que el parámetro β representa la desviación de fase de la onda de FM, esto es, la máxima desviación del ángulo de fase instantáneo $\theta_i(t)$ a partir del ángulo de la portadora $2\pi f_c t$. La onda de FM esta dada por

$$\phi_{FM}(t) = A \cos[\omega_c t + \beta \text{sen}(\omega_m t)] \quad (3.15)$$

$$\phi_{FM}(t) = A \cos[2\pi f_c t + \beta \text{sen}(2\pi f_m t)]$$

Dependiendo del valor del índice de modulación β , se pueden distinguir dos casos de modulación en frecuencia:

1. FM de banda angosta.
2. FM de banda ancha.

En el primer caso, β es pequeño y en el segundo, β es grande comparado con un radián. La razón de esta distinción es que el ancho de banda de la FM de banda angosta es aproximadamente igual a dos veces el ancho de banda del mensaje, mientras que en el caso de la FM de banda ancha, el ancho de banda excede por mucho este valor.

FM DE BANDA ANGOSTA.

Considerando la ecuación (3.15) la cual define una onda modulada en frecuencia, cuya onda modulante es una senoide y si el índice de modulación es pequeño comparado con un radián, se tiene:

$$\phi_{FM}(t) = \underbrace{A \cos \omega_c t}_{\text{PORTADORA}} - \beta \underbrace{A \sin(\omega_m t) \sin \omega_c t}_{\text{BANDA LATERAL}} \quad (3.16)$$

La ecuación (3.16) representa a una onda modulada en frecuencia [FM] de banda angosta. Para el caso general en que la señal modulante no es una onda senoidal, la ecuación (3.16) se representa de la siguiente forma:

$$\phi_{FM}(t) = A \cos \omega_c t - \beta A_g(t) \sin \omega_c t \quad (3.17)$$

donde

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

Cada señal tiene un término de portadora y las bandas laterales que están centradas en $\pm \omega_c$. El espectro en frecuencia de $\phi_{FM}(t)$ de la ecuación [3.17] se encuentra mediante el teorema de la modulación y esta dada por la siguiente expresión:

$$\phi_{FM}(\omega) = \pi A [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] + j \frac{A\Delta}{2} [G(\omega - \omega_c) - G(\omega + \omega_c)] \quad [3.18]$$

En las figuras (III.2) y (III.3) se presentan diagramas a bloques para la generación de FM.

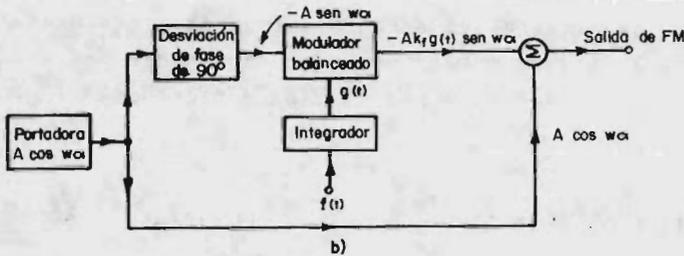


FIG. (III.2) GENERACION DE SEÑALES DE FM DE BANDA ANGOSTA MEDIANTE UN MODULADOR BALANCEADO.

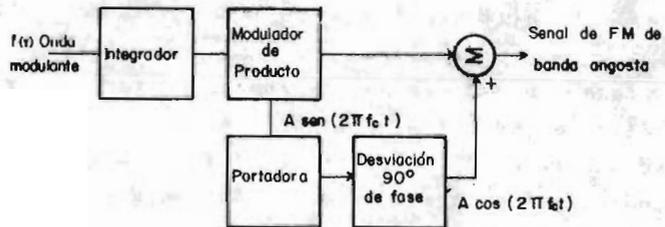


FIG. (III,3) DIAGRAMA A BLOQUES QUE MUESTRA LA GENERACION DE UNA SEÑAL DE FM DE BANDA ANGOSTA.

FM DE BANDA ANCHA:

El espectro de una señal modulada en frecuencia (FM) por un solo tono y para un valor arbitrario del índice de modulación, está dado por la siguiente ecuación:

$$\phi_{FM}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_c + n\omega_m)t ; -\frac{1}{2f_m} < t < \frac{1}{2f_m} \quad (3.19)$$

La expresión anterior nos representa la serie de Fourier de una onda modulada en frecuencia por un solo tono para un valor arbitrario de β . El espectro discreto de $\phi_{FM}(t)$ se obtiene tomando la transformada de Fourier de ambos miembros de la ecuación (3.19)

Así

$$\phi_{\text{FM}}(\omega) = \frac{A}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \left[\delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) + \delta(\omega + \omega_c + n\omega_m) \right] \quad (3.20)$$

La figura (III.4) presenta gráficas para la función Bessel de primer orden y primera clase $J_n(\beta)$ en función del índice de modulación β para diferentes valores enteros y positivos de n .

De la ecuación (3.20), las gráficas de la figura (III.4); y las propiedades de las funciones Bessel, se pueden hacer las siguientes observaciones.

1. El espectro de una señal de FM contiene una componente portadora y un número infinito de armónicas (frecuencias laterales) ubicadas simétricamente a uno y otro lado de la portadora con separaciones de $f_m, 2f_m, 3f_m, \dots$
2. Para el caso especial en que β sea pequeño con respecto a la unidad, solamente los coeficientes de la función Bessel $J_0(\beta)$ y $J_1(\beta)$ tienen valores significativos, es decir que la señal de FM está compuesta únicamente por la portadora y un par de bandas laterales en $f_c \pm f_m$. Este caso es precisamente el de FM de banda angosta.
3. La amplitud de la componente de portadora varía con β de acuerdo a $J_0(\beta)$. Es decir la amplitud de la componente de portadora de una señal FM depende del índice de modulación β .

La explicación física de esta propiedad, es que la envolvente de una onda de FM es constante, de tal manera que la potencia media de dicha onda desarrollada en un resistor de un ohm también es constante, esto es:

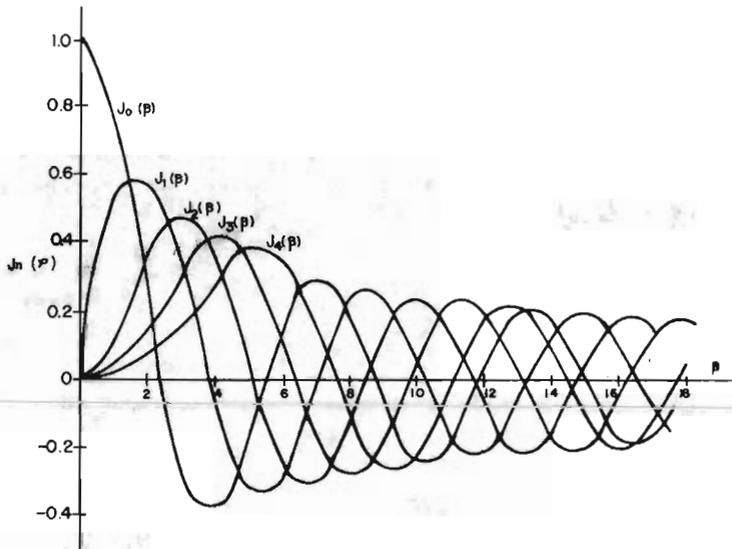


FIG. (III.4) FUNCION BESSEL DE PRIMERA CLASE.

$$P = \frac{1}{2} A^2$$

Cuando la portadora es modulada para generar una onda de FM, la potencia contenida en las bandas laterales está en función de la potencia contenida en la portadora, y la amplitud de la portadora depende del índice de modulación.

La potencia media de una onda de FM puede determinarse

de la ecuación (3,19) obteniéndose:

$$P = \frac{1}{2} A^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n^2(\beta) = \frac{1}{2} A^2$$

En donde

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

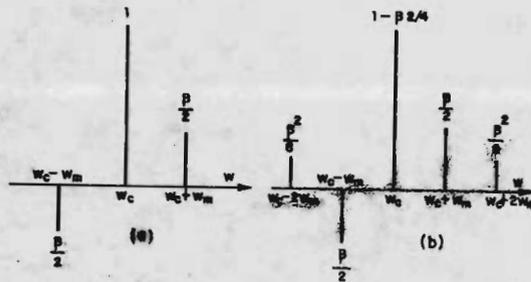


FIG. (III, 5) EFECTOS DEL INCREMENTO DE β EN EL ESPECTRO DE FM, MODULACION CON ONDA SENOIDAL.

a) FM DE BANDA ANGOSTA, $\beta \ll \pi/2$

b) AUMENTO DE β (FM DE BANDA ANCHA)

III.1.2 MODULACIÓN EN FRECUENCIA POR UNA SEÑAL MULTITONO.

En la práctica, la onda moduladora $f(t)$ es generalmente multitono por naturaleza, o sea que consiste de un grupo de ondas senoidales de diferentes frecuencias, las cuales pueden ser diferentes o relacionadas armónicamente. Considérese una onda portadora $A \cos(\omega_c t)$ la cual está modulada en frecuencia por dos tonos cuyas frecuencias son f_1 y f_2 , produciendo desviaciones Δf_1 y Δf_2 respectivamente. La señal de FM resultante puede representarse por:

$$\phi_{FM}(t) = A \cos(\omega_c t + \beta_1 \sin(\omega_1 t) + \beta_2 \sin(\omega_2 t)) \quad (3.21)$$

Donde

$\beta_1 = \frac{\Delta f_1}{f_1}$ es el índice de modulación del primer tono.

$\beta_2 = \frac{\Delta f_2}{f_2}$ es el índice de modulación del segundo tono.

Siguiendo un procedimiento similar al empleado para el análisis de la señal portadora modulada por un solo tono, se puede expandir la onda modulada de la ecuación (3.21) de la siguiente manera:

$$\phi_{FM}(t) = A \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_m(\beta_1) J_n(\beta_2) \cos[(\omega_c + m\omega_1 + n\omega_2)t] \quad (3.22)$$

La ecuación (3.22) representa el espectro de una onda modulada en frecuencia por dos tonos cuyas frecuencias son f_1 y f_2

y consiste de cuatro términos, que son:

1. Una componente portadora cuya amplitud es $J_0(\beta_1)J_0(\beta_2)$ y de frecuencia f_c .
2. Un conjunto de bandas laterales (frecuencias laterales) que corresponden a la frecuencia moduladora f_1 , con amplitudes $J_m(\beta_1)J_0(\beta_2)$ y de frecuencias $(f_c \pm m f_1)$, donde $m=1, 2, 3, \dots$.
3. Un conjunto de frecuencias laterales que corresponden a la frecuencia moduladora f_2 , con amplitudes $J_0(\beta_1)J_n(\beta_2)$ y de frecuencias $(f_c \pm n f_2)$, donde $n=1, 2, 3, \dots$.
4. Un conjunto de términos de modulación cruzada de amplitudes $J_m(\beta_1)J_n(\beta_2)$ y de frecuencias $(f_c \pm m f_1 \pm n f_2)$, donde $m=1, 2, 3, \dots$, y $n=1, 2, 3, \dots$.

La aparición de la gran cantidad de nuevas frecuencias laterales en la señal modulada en frecuencia de la ecuación (3.22), indica que no se aplica la superposición a la modulación en frecuencia. Lo cual se debe a que la modulación en frecuencia es un proceso no lineal.

De la misma forma en que se trató la modulación en FM por dos tonos, se puede analizar el caso en que la señal moduladora esté formada por más de dos tonos.

Cuando una portadora senoidal es modulada en frecuencia por dos tonos individualmente, resulta un espectro de frecuen

cia idéntico al ilustrado en la figura (III.6a y b). Cuando la misma portadora es modulada en frecuencia por los dos tonos juntos, el espectro de la banda lateral superior se ilustra en la figura (III.6c).

Se observa que aparecen nuevas frecuencias laterales cuando se aplican los dos tonos simultáneamente; también se observa que las amplitudes de las armónicas también han cambiado con respecto a la modulación individual de las dos frecuencias. Esto se debe a que la amplitud de cada armónica se determina por el producto de las dos funciones Bessel.

III.2 ANCHO DE BANDA DE LAS SEÑALES FM.

En teoría una señal modulada en frecuencia contiene un número infinito de frecuencias laterales, así que el ancho de banda requerido para transmitir dicha señal es igualmente infinito. Sin embargo en la práctica se encuentra que la onda de FM está limitada a un número finito de frecuencias laterales significantes compatibles con una cantidad específica de distorsión. Por lo tanto, se puede especificar un ancho de banda efectivo requerido para la transmisión de una señal modulada en frecuencia. Considérese primero el caso de una señal modulada en frecuencia por un solo tono de frecuencia f_m . En dicha onda de FM, las frecuencias laterales que están separadas de la portadora f_c por una cantidad superior a la desviación de frecuencias Δf disminuyen rápidamente de amplitud, tendiendo a cero, así que el ancho de banda siempre excede a la excursión de frecuencia total pero no obstante esto, está limitado. Es

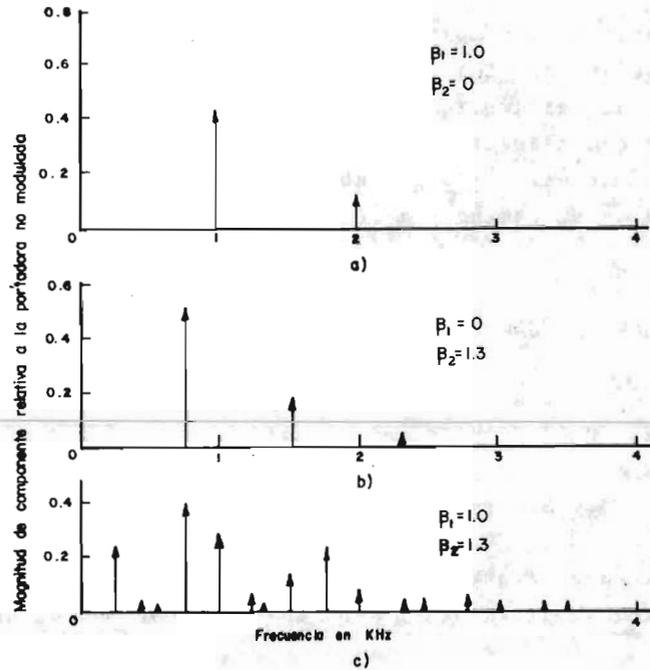


FIG. (III.6) ESPECTRO DE LAS FRECUENCIAS LATERALES SUPERIORES DE UNA SEÑAL FM DE DOS TONOS CUANDO SE VARIAN β_1 y β_2 .

pecíficamente, para grandes valores del índice de modulación β , el ancho de banda se aproxima y es solo ligeramente mayor que la excursión de frecuencia total $2 \Delta f$. Por otro lado para pequeños valores del índice de modulación β , el espectro de la señal de FM está efectivamente limitado a la frecuencia portadora f_c y un par de frecuencias laterales en $f_c \pm f_m$, así que el ancho de banda se aproxima a $2 f_m$. Se puede así determinar una regla aproximada para el ancho de banda de una señal modulada en frecuencia, por un solo tono de frecuencia f_m de la siguiente manera:

$$B_T \cong 2 \Delta f + 2 f_m$$

de la ecuación (3.13) tenemos

$$B_T = 2 \Delta f \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \quad (3.23)$$

a esta relación se le conoce como regla de Carson.

Para un requisito más exacto del ancho de banda de una señal de FM, se puede considerar el número máximo de frecuencias laterales considerables cuya amplitud sea mayor que un valor seleccionado. Un valor seleccionado es el uno por ciento de la amplitud de la portadora no modulada.

Se puede así definir el ancho de banda de una señal modulada en frecuencia como la separación entre las dos frecuencias laterales cuya amplitud es mayor que el 1 por ciento de la amplitud de la portadora sin modular. Esto es, el ancho de banda se define como $2n_{m\grave{a}x} f_m$, donde f_m es

la frecuencia máxima de modulación y $n_{\text{máx}}$ es el valor máximo del entero n el cual satisface el requisito de $|J_n(\beta)| > 0.01$.

El valor de $n_{\text{máx}}$ varía en función del índice de modulación β y puede determinarse rápidamente de los valores tabulados de la función Bessel $J_n(\beta)$. La tabla (III.2) muestra el número total de frecuencias laterales significativas (frecuencias laterales superiores e inferiores) para diferentes valores de β , calculados en base al 1%.

TABLA III, 2

Índice de Modulación	Número de frecuencias laterales significativas
β	$2 n_{\text{máx}}$
0.1	2
0.3	4
0.5	4
1.0	6
2.0	8
5.0	16
10.0	28
20.0	50
30.0	70

El ancho de banda B_T calculado empleando este procedimiento puede presentarse en la forma de una curva universal

normalizándola con respecto a la desviación de frecuencia Δf y graficándola en función de β , Esta curva se ilustra en la figura (III.7).

En la figura (III.7) observamos que cuando el índice de modulación β se incrementa, el ancho de banda ocupado por las frecuencias laterales significantes tiende a $2 \Delta f$.

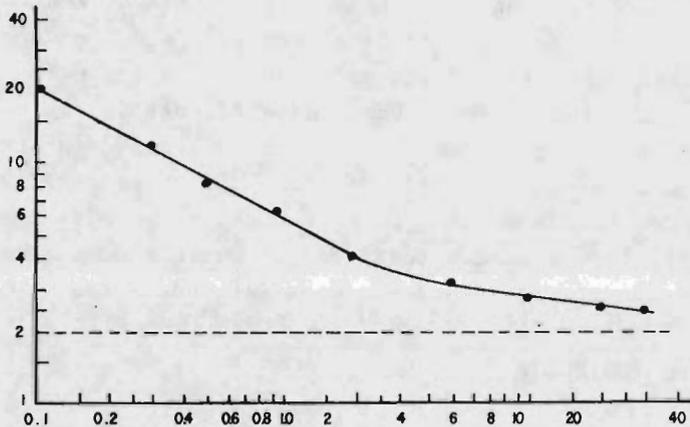


FIG. (III.7) CURVA UNIVERSAL PARA EVALUAR EL ANCHO DE BANDA AL 1% DE UNA SEÑAL DE FM,

Desde el punto de vista práctico, la regla de Carson subestima el ancho de banda requerido para un sistema de FM mientras que la curva universal proporciona resultados un

poco excedidos. Así la selección del ancho de banda de transmisión para un sistema de FM se toma como un promedio de los valores obtenidos mediante estos dos métodos.

III.3 GENERACIÓN DE SEÑALES DE FM.

Existen esencialmente dos métodos básicos para la generación de las señales moduladas en frecuencia y son el método indirecto y el método directo. En el método indirecto de producir modulación en frecuencia, la señal moduladora, primeramente se integra y después se emplea para producir una señal de FM de banda angosta, después se multiplica en frecuencia para incrementar la desviación de frecuencia al nivel deseado. Por otro lado, en el método de la modulación directa para producir modulación en frecuencia, la frecuencia portadora es variada directamente de acuerdo con la entrada de la señal modulante.

III.3.1 FM INDIRECTA

La figura (III.8) ilustra un diagrama a bloques de un sistema de FM indirecta.

La señal modulante $f(t)$ de entrada se integra primeramente y se emplea para modular en fase a un oscilador controlado a cristal. Con el propósito de disminuir la distorsión la cual es inherente en el modulador de fase, se mantiene a un mínimo la máxima desviación de fase, o sea el índice de modulación β , dando como resultado una señal de FM de banda angosta. Esta señal se multiplica en frecuencia mediante un multiplicador de frecuencia hasta pro

ducir la señal de FM con el ancho de banda deseado.



FIG. (III.8) DIAGRAMA A BLOQUES DEL METODO INDIRECTO PARA GENERAR UNA SEÑAL DE FM DE BANDA ANCHA.

Si $\phi_{1FM}(t)$ es la salida del modulador de fase

$$\phi_{1FM}(t) = A \cos [2 \Pi f_1 t + 2 \Pi K_f \int f(t) dt] \quad (3.24)$$

Donde:

f_1 = frecuencia del oscilador controlado a cristal

K_f = es una constante.

Para una señal modulante senoidal, la salida $\phi_{1FM}(t)$ está dada por

$$\phi_{1FM}(t) = A \cos [2 \Pi f_1 t + \beta_1 \sin(2 \Pi f_m t)] \quad (3.25)$$

donde β_1 , el índice de modulación se mantiene pequeño (menor de 0.5 radianes) para mantener la distorsión a un mínimo.

La salida del modulador de fase se multiplica n veces en frecuencia mediante el multiplicador de frecuencia, produciendo la señal de FM con el ancho de banda deseado.

$$\phi_{FM}(t) = A \cos \left(2\pi f_c t + 2n\pi K_f \int f(t) dt \right) \quad (3.26)$$

donde $f_c = n f_1$. En el caso de que $f(t)$ sea una señal moduladora senoidal, la ecuación (3.26) se reduce a

$$\phi_{FM}(t) = A \cos \left(2\pi f_c t + \beta \sin(2\pi f_m t) \right) \quad (3.27)$$

donde $\beta = n \beta_1$. Así seleccionando adecuadamente a n se puede establecer el valor final para el índice de modulación β a cualquier valor deseado.

III.3.2. FM DIRECTA.

En un sistema de FM directa, la frecuencia instantánea de la onda portadora se varía directamente de acuerdo con la señal modulante por medio de un dispositivo conocido como oscilador controlado a voltaje. Una forma de implementar dicho dispositivo es empleando un oscilador senoidal que tenga una red que determine la frecuencia de relativamente alto Q y que controle al oscilador por variaciones incrementales simétricas de las componentes reactivas. Un ejemplo de este tipo de oscilador se ilustra en la figura (III,9) el cual representa un oscilador tipo Hartley.

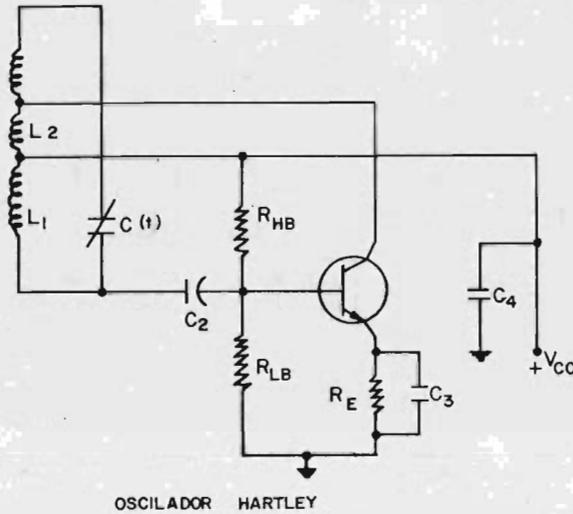


FIG. (III, 9) OSCILADOR HARTLEY.

Con el propósito de generar una señal de FM con la desviación de frecuencia requerida se puede emplear la configuración mostrada en la figura (III.10) la cual consiste de un oscilador controlado a voltaje, seguido por una serie de multiplicadores y mezcladores de frecuencia.

Un transmisor de FM que emplea el método directo tiene la desventaja de que la frecuencia portadora no es muy estable, por lo que es necesario en la práctica, proporcionar algún medio que estabilice la generación de la frecuencia portadora,

La figura (III.11) muestra un método de efectuar este control.

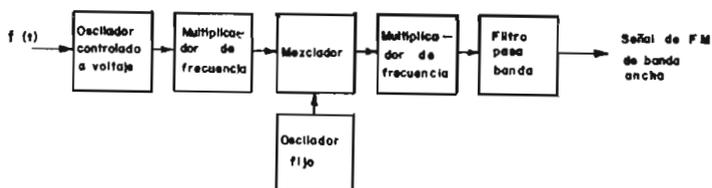


FIG. (III, 10) DIAGRAMA A BLOQUES DE UN MODULADOR DE FRECUENCIA DE BANDA ANCHA EMPLEANDO UN OSCILADOR CONTROLADO A VOLTAJE.

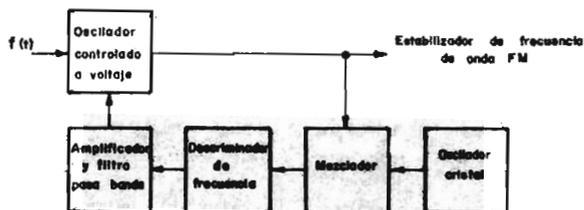


FIG. (III.11) DIAGRAMA A BLOQUES DE UN SISTEMA DE RETROALIMENTACION PARA LA ESTABILIZACION DE FRECUENCIA DE UN TRANSMISOR DE FM.

CAPITULO IV

RUIDO

CAPITULO IV

RUIDO

Uno de los principales problemas que se debe tener en cuenta, en cualquier sistema de comunicaciones, es el nivel de ruido que se le puede adherir al sistema. Sabemos que el ruido es totalmente indeseable, pero siempre está presente y no puede ser eliminado totalmente.

Actualmente se han desarrollado técnicas de mejoramiento (factores de mejora) a la relación señal a ruido por medio de las redes de Deénfasis y Preénfasis.

En general, la calidad de los sistemas se toma en función del nivel de ruido que se le adhiere.

Para nuestro caso, la calidad de un sistema FDM-FM se especifica en función de la razón de la potencia de la señal a la potencia del ruido total por canal a la salida del receptor. En esta razón de potencias se utilizan, generalmente, las potencias promedio de la señal y del ruido.

IV.1 TIPOS DE RUIDO

Existen dos tipos principales de ruido, los cuales se clasifican (de acuerdo a sus fuentes) en:

- RUIDO TERMICO
- RUIDO DE INTERMODULACION.

RUIDO TERMICO,

El ruido térmico es una expresión general referente al ruido generado por la agitación térmica, es directamente proporcional al ancho de banda de trabajo y a la temperatura.

Esta clase de ruido se introduce principalmente por las antenas y los primeros pasos de los receptores de las estaciones terminales y repetidoras. El ruido térmico promedio varía con el ancho de banda del receptor. Es constante cuando el ancho de banda es fijo y es independiente de la carga del canal en la señal multicanal transmitida.

Dado que todos los receptores de microondas cuentan con un CAG., para mantener constante el nivel de entrada de RF. y FI., en todas las condiciones de desvanecimientos, el ruido térmico promedio se aproxima mucho a la estadística del desvanecimiento.

La cantidad de ruido térmico que se encuentra en 1 Hz, de ancho de banda de un dispositivo real (RECEPTOR) esta dado por la siguiente expresión:

$$P_A = KT(\text{Watts/Hz}) \quad (4.1)$$

donde:

$K =$ constante de Boltzman $= 1,3803 \times 10^{-23}$ Joule/ $^{\circ}K$

$T =$ Temperatura absoluta [$^{\circ}K$] $= 290^{\circ}K$.

El ruido térmico generado por un conductor a una tempe

temperatura T puede expresarse en términos de un generador de voltaje equivalente e_n en serie con una resistencia R libre de ruido y de reactancia X , como se muestra en la figura (IV.1).

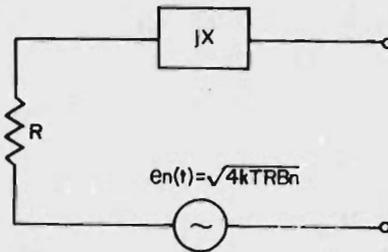


FIG. (IV.1) CIRCUITO EQUIVALENTE DE UN GENERADOR DE VOLTAJE DE RUIDO.

La máxima transferencia de potencia del generador de voltaje equivalente a la carga Z_1 colocada en las terminales de la red equivalente, ocurre cuando Z_1 es el conjugado complejo de la impedancia del generador $R + jX$, es decir $Z_1 = R - jX$. En este caso, se dice que la carga está acoplada al generador y la máxima potencia de ruido disponible y disipada en Z_1 , para un sistema limitado en banda está dado por:

$$P_A = K T B_n \quad (\text{watts}), \quad (4.2)$$

donde:

$$B_n = \text{Es el ancho de banda de ruido en Hz,}$$

y en forma general será:

$$P_A = -228.6 \text{ db}_w + 10 \log T + 10 \log B \quad (4.3)$$

Esto se conoce como ruido térmico ya que está determinado por la temperatura de la red. Se ha observado que la potencia de ruido disponible es directamente proporcional al ancho de banda y es independiente de la frecuencia, sobre la gama de frecuencias B_n , de aquí proviene el nombre de ruido térmico blanco.

RUIDO DE INTERMODULACIÓN.

El ruido de intermodulación es originado por las No-linealidades del sistema, tales como:

- a) La No-linealidad en la modulación, discriminación y amplificación de las señales de banda base.
- b) La No-linealidad Fase-Frecuencia en los circuitos entonados que manejan señales de RF y FI moduladas en frecuencia.

Una fuente adicional de ruido de intermodulación lo constituye el sistema de alimentación de la antena y algunas conexiones largas en RF ó FI. El ruido No-lineal es independiente del desvanecimiento pero depende de la carga del canal, lo cual a su vez afecta al ancho de banda de RF de la portadora modulada en frecuencia.

Un diseño razonable es el de permitir la misma cantidad de ruido para ambos tipos (ruido térmico y ruido de inter-

modulación]. El ruido externo tal como el ruido cósmico, entra por la antena y se combina con el ruido térmico producido por el receptor.

La figura (IV-2) muestra una curva del comportamiento del ruido térmico y de intermodulación, en función de la frecuencia.

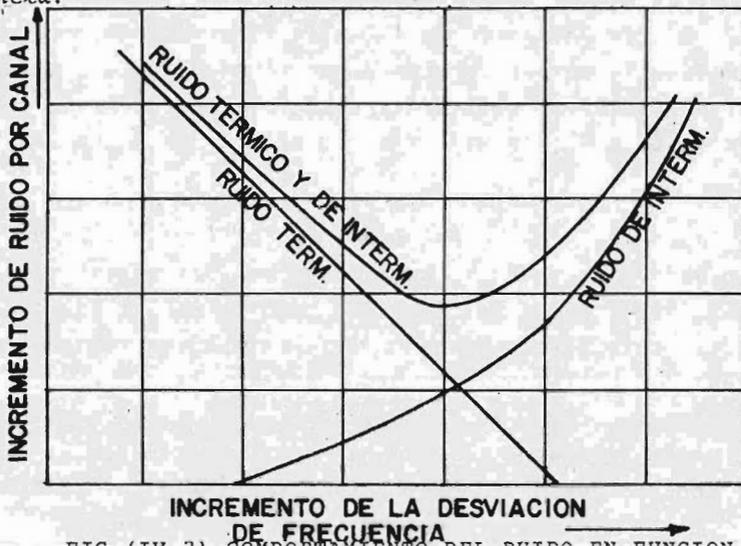


FIG. (IV.2) COMPORTAMIENTO DEL RUIDO EN FUNCION DE LA FRECUENCIA.

La gama útil de un sistema de comunicaciones depende de las fuentes de ruido ya sean internas o externas.

La temperatura de ruido aparente de la antena constituye en muchos sistemas la primera limitación para aprovechar las ventajas que ofrecen los amplificadores de bajo nivel de ruido de estado sólido.

Por eso, en un sistema con amplificadores de bajo nivel de ruido, la reducción del ruido de la antena es de primera importancia.

A frecuencias de microondas, el ruido de la antena es originado exclusivamente por la energía térmica originada de un cambio de radiación con el medio en el cual la antena está inmersa. Dado que la radiación térmica recibida por la antena depende de su orientación, el ruido total de la antena está determinado por el patrón de potencia de la antena y por la intensidad de la fuente de ruido.

Todos los sistemas de banda ancha que efectúan un mejoramiento, a la razón señal a ruido, exhiben un umbral que debe ser excedido por la señal para la propia demodulación. Este efecto de umbral es una función del ancho de banda del sistema y del ruido interno y externo del sistema receptor. Por lo tanto es necesario medir la cantidad de ruido interno y externo que está presente en el sistema receptor para evaluar el funcionamiento del sistema.

IV.2 TEMPERATURA DE RUIDO Y FIGURA DE RUIDO.

En un amplificador práctico, el ruido se genera dentro de sus elementos activos.

El ruido generado en las primeras etapas del amplificador es amplificado considerablemente antes de alcanzar la salida.

Hay varias formas por las cuales esta potencia puede

evaluarse para poder comparar el funcionamiento de los amplificadores. Las dos formas más comunmente empleadas son la Temperatura de ruido efectivo T_e y la figura de ruido (factor de ruido) F .

TEMPERATURA DE RUIDO EFECTIVA.

La temperatura de ruido de un dispositivo de dos puertos, un receptor, por ejemplo, es el ruido térmico que el dispositivo agrega al sistema. Si el dispositivo es conectado a una fuente libre de ruido, su temperatura de ruido equivalente es:

$$T_e = \frac{P_{Ae}}{G K d f} \quad (4.4)$$

donde:

G = Ganancia del dispositivo

$d f$ = Banda pequeña de frecuencias especificada.

T_e es referida a la temperatura de ruido de entrada efectiva de la red y es una medida de la fuente de ruido interna de la red.

En muchos sistemas prácticos, la temperatura de ruido efectiva no varía apreciablemente sobre la gama de frecuencias de operación y, por lo tanto, la potencia de ruido disponible en una banda B_n dentro de esta gama es:

$$P_{A_n} = K T_e B_n \text{ (watts)} \quad (4.5)$$

La temperatura de ruido de un dispositivo y su figura de ruido son analíticamente tratados por la siguiente expresión:

$$NF = 1 + \frac{T_e}{T_a}$$

donde : $T_a = 290^\circ K$, además:

$$T_e = T_a(NF - 1)$$

FIGURA DE RUIDO (FACTOR DE RUIDO)

La figura de ruido se basa en el concepto de la razón señal a ruido. En un transductor lineal de dos puertos, la figura de ruido (NF) está expresada por:

$$NF = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \quad [4.6]$$

Donde:

S_i = Potencia disponible de la señal de entrada.

N_i = Potencia disponible del ruido de entrada.

S_o = Potencia disponible de la señal de salida.

N_o = Potencia disponible del ruido de salida.

La expresión anterior representa la relación señal a ruido de la señal de entrada de la red, a la relación señal a ruido de la señal de salida de la red. De la ecuación [4.2], $P_A = KTB_n$, el ruido térmico puede ser expresado por la fórmula básica (KTB) donde $T = 290^\circ K$ (temperatura ambiente).

Como podemos observar, la figura de ruido puede ser interpretada como la degradación de la relación señal a ruido (S/N) para la red.

Considerando la ganancia de la red $G = \frac{S_{out}}{S_{in}}$ la ecuación de la figura de ruido es:

$$NF = \frac{N_{out}}{K T_0 B_n G} \quad (4.7)$$

La figura de ruido NF puede considerarse como una medida del ruido producido por un receptor real comparado con uno ideal, cuya figura de ruido $NF=1$, por lo tanto

$$NF = \frac{N_0}{K T_0 B_n G} = \frac{K T_0 B_n G + \Delta N}{K T_0 B_n G} = 1 + \frac{\Delta N}{K T_0 B_n G} \quad (4.8)$$

Donde $K T_0 B_n G$ representa la potencia de ruido originado en las terminales de entrada y ΔN es la potencia de ruido adicional generado por la red misma.

La figura de ruido se representa o se expresa comunmente en decibeles (dbs) mediante:

$$NF_{dbs} = 10 \log NF \quad (4.9)$$

Para describir el comportamiento del ruido sobre una banda de frecuencias, se define una figura de ruido promedio NF dada por:

$$NF = \frac{\int F(f)G(f)df}{\int G(f)df} \quad (4.10)$$

Donde:

\overline{NF} = Figura de ruido promedio

$F(f)$ = figura de ruido (puntual)

f = frecuencia de entrada

$G(f)$ = ganancia de la red.

En sistemas heterodinos, donde varias frecuencias de entrada pueden corresponder a una frecuencia de salida, la razón señal de entrada al ruido, incluye solamente el ruido de la banda de frecuencia de la señal, previendo que se filtre la banda de frecuencia imagen. Sin embargo, en el caso de no haber filtro y donde la respuesta del canal imagen es igual a la respuesta del canal de la señal, se tiene:

$$\overline{NF}' = \frac{2K T_0 B_n G + \Delta N}{K T_0 B_n G} = 2 + \frac{\Delta N}{K T_0 B_n G} \quad (4.11)$$

En el caso en que se bloquee la respuesta imagen se tiene:

$$\overline{NF} = \frac{K T_0 B_n G + \Delta N}{K T_0 B_n G} = 1 + \frac{\Delta N}{K T_0 B_n G} \quad (4.12)$$

Por lo tanto:

$$\overline{NF}' = \overline{NF} + 1 \quad (4.13)$$

Lo cual indica que bloqueando la respuesta imagen, disminuye la figura de ruido.

Para convertir la figura de ruido en db a la temperatura de ruido efectiva $[T_e]$ en grandos KÉlvin, se usa la siguiente expresión:

$$NF_{abs.} = 10 \log \left(1 + \frac{T_e}{T_0} \right) \quad (4.14)$$

Varias figuras de ruido (NF) están dadas con su correspondiente Temperatura de ruido equivalente en la siguiente tabla:

NF_{dbs}	$T(^{\circ}\text{K})\text{aprox.}$	NF_{dbs}	$T(^{\circ}\text{K})\text{aprox.}$
15	8950	6	865
14	7000	5	627
13	5500	4	439
12	4300	3	289
11	3350	2.5	226
10	2600	2.0	170
9	2015	1.5	120
8	1540	1.0	75
7	1165	0.5	35.4

IV.3 TEMPERATURA DE RUIDO DEL SISTEMA RECEPTOR.

En esta parte trataremos al ruido en dos formas que son:

- a) Temperatura de ruido del receptor.
- b) Temperatura de ruido del sistema receptor.

TEMPERATURA DE RUIDO DEL RECEPTOR.

Para receptores ruidosos convencionales, el concepto de figura de ruido es adecuado para describir su comportamiento.

Sin embargo, en los receptores de bajo nivel de ruido tales como los amplificadores paramétricos y los masers,

se emplea frecuentemente, para medir el ruido del receptor, el concepto de temperatura de ruido de entrada efectiva. Esta se define, para una red de dos puertos, como la temperatura T_x de un resistor pasivo ficticio a la entrada de un receptor ideal (libre de ruido), el cual generaría la misma potencia de ruido de salida que la red real conectada a las terminales, libres de ruido, véase la figura (IV-3). Así, $\Delta N = K T_x G$, y empleando la ecuación (6.8) obtenemos:

$$F = \frac{K T_0 B_n G + K T_x B_n G}{K T_0 B_n G} = 1 + \frac{T_x}{T_0} \quad (4.15)$$

6

$$T_x = (F-1) T_0 = (F-1) 290^\circ \text{K} \quad (4.16)$$

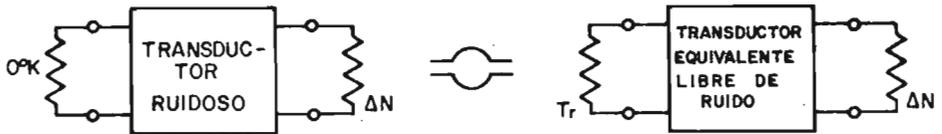


FIG. (IV-3). TRANSDUCTOR DE RUIDO EQUIVALENTE.

La ecuación anterior se encuentra graficada en la figura (IV-4). La figura de ruido y la temperatura de ruido son cantidades equivalentes que se emplean para describir el comportamiento del ruido de un receptor.

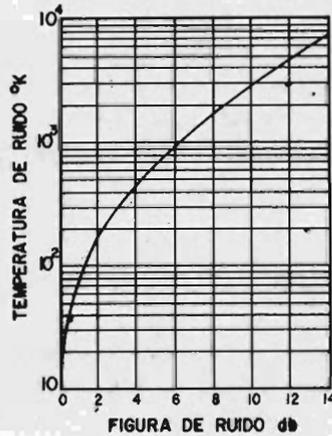


FIG. (IV-4) RELACION ENTRE LA TEMPERATURA DE RUIDO Y LA FIGURA DE RUIDO.

De la figura (IV-3) puede observarse que T_x se refiere a las terminales de entrada y que la temperatura ambiente de las terminales de entrada es de 290°K .

La temperatura de ruido efectiva del receptor T_x se refiere a las terminales de entrada y es por lo tanto un término que caracteriza la ruidosidad de un receptor. Se deduce por lo tanto, que la temperatura de ruido efectiva de un receptor ideal ($F=1$) es cero grados Kélvín; el receptor ideal no agrega ruido a la señal que está siendo amplificada y el ruido de salida se debe completamente al ruido térmico de las terminales de entrada.

La temperatura de ruido efectiva T_x de un transductor de microondas se ha disminuido recientemente, debido al empleo

de dispositivos de bajo nivel de ruido de 1000°K para los convertidores balanceados a cristal y tubos de onda progresiva (TOP), a aproximadamente 100°K o menos para los masers, lo cual corresponde a una reducción de la figura de ruido de aproximadamente 10 a 0,1 db,

TEMPERATURA DE RUIDO DEL SISTEMA RECEPTOR,

La potencia de ruido total en el sistema receptor puede representarse por una temperatura de ruido del sistema T_s , con un nivel tal que la potencia de ruido disponible total referido a las terminales de entrada del receptor es:

$$N_t = K T_s B_n \quad (4.17)$$

Donde:

B_n es el ancho de banda del receptor.

La temperatura de ruido efectiva total del sistema T_s puede considerarse que consiste de tres componentes:

- 1) La temperatura de ruido del espacio efectiva T_a ; que es la contribución de la potencia de ruido recibida por la antena de fuentes de radiación externas.
- 2) La temperatura efectiva de ruido de las componentes pasivas, tales como el ruido térmico generado debido a las pérdidas por disipación en la línea de transmisión que conectan la antena al receptor, y
- 3) La temperatura de ruido efectiva de los amplificadores.

res de RF. Este ruido proviene de fuentes internas del receptor.

Hay que hacer notar que esta división del sistema receptor en tres componentes es arbitraria, dado que frecuentemente el sistema de antena comprende la línea de transmisión, con lo cual se elimina la segunda parte.

La temperatura de ruido efectiva de cada una de las tres fuentes de ruido se muestran esquemáticamente en la figura (IV-5) y son representadas por T_a , T_t y T_r respectivamente.

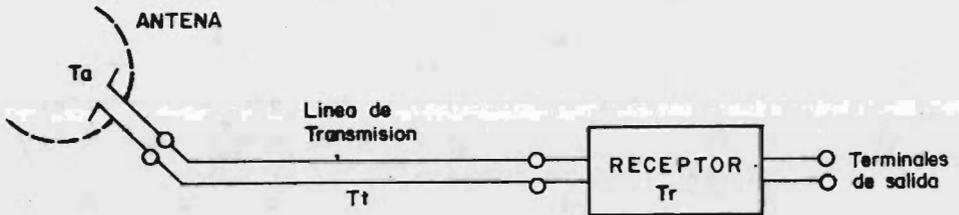


FIG. (IV-5) COMPONENTES DE UN SISTEMA RECEPTOR BASICO.

El factor de pérdidas de potencia o pérdida de transmisión L ($L > 1$) de la línea de transmisión juega un papel muy importante en el cálculo de la temperatura de ruido del sistema.

Primero, la potencia de ruido de la antena que llega a las terminales de entrada del receptor es atenuada, así que la contribución efectiva de la temperatura de ruido de

la antena T_a a la temperatura de ruido del sistema T_s es T_a/L . Segundo, la contribución efectiva de la temperatura de ruido de la línea de transmisión a la salida de ésta, está dada por $T_t[(1-1/L)]$. La temperatura de ruido del sistema T_s , referida a las terminales de entrada del receptor está dada por:

$$T_s = \frac{T_a}{L} + T_t(1-1/L) + T_x$$

$$= \frac{T_a}{L} + T_t(1-1/L) + [F_x - 1]T_0 \quad (4.18)$$

Donde:

F_x es la figura de ruido del receptor y $T_0 = 290$ °K es la temperatura de referencia para medir la figura de ruido del receptor. Se puede observar, que la temperatura de ruido del sistema, referida a la entrada de la línea de transmisión está dada por:

$$T_s^1 = T_a + (L-1)T_t + LT_x \quad (4.19)$$

Entonces:

$$\frac{T_s^1}{T_s} = \frac{T_a + (L-1)T_t + LT_x}{\frac{T_a}{L} + T_t(1-1/L) + T_x} = L \quad (4.20)$$

Así, la temperatura de ruido del sistema referido al alimentador de la antena es L veces más grande que el referido a la entrada del receptor, tal como se esperaba.

La importancia de tener al mínimo las pérdidas entre la antena y la entrada al receptor se ilustran en la figura (IV-6) la cual muestra una gráfica de la temperatura de ruido del sistema T_S en función de la temperatura de ruido del receptor T_R para una temperatura de antena $T_a = 100^\circ\text{K}$ y diferentes valores de L .

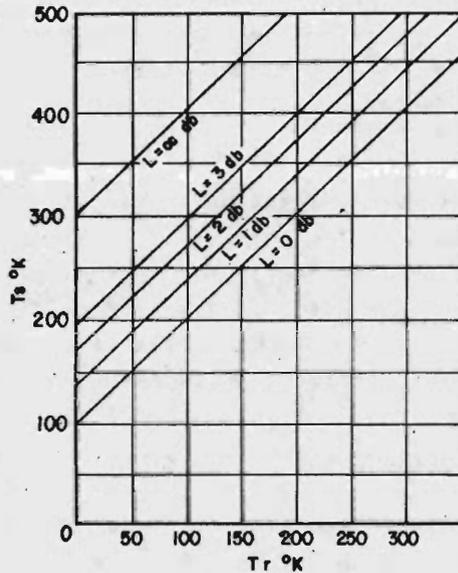


FIG. (IV-6) TEMPERATURA DE RUIDO DEL SISTEMA (T_S) EN FUNCIÓN DE LA TEMPERATURA DE RUIDO DEL RECEPTOR (T_R), PARA UNA TEMPERATURA DE RUIDO DE ANTENA (T_a) DE 100°K . L =PÉRDIDAS ENTRE LA ANTENA Y LA ENTRADA AL RECEPTOR.

IV.4 TEMPERATURA DE RUIDO DE UNA ANTENA,

En muchos casos es de interés práctico que mientras se desarrollen cálculos para determinar las características de un sistema de comunicaciones, se tome en cuenta la temperatura de ruido de la antena de una forma general, sin la necesidad de calcularla en forma detallada. En la figura (IV-7) se muestran las gráficas para determinar la temperatura de ruido de una antena típica. Para muchas aplicaciones la exactitud proporcionada por estas curvas, es lo suficientemente adecuadas.

Las curvas suponen una antena montada sobre la superficie de la tierra y se aplica tanto para antenas de radar, para navegación aérea como para antenas montadas en tierra a grandes altitudes.

El resultado de esta suposición, es que se incluye el efecto de la atmósfera total de la tierra entre la antena y fuentes de ruido extraterrestres. Los límites de frecuencia de las curvas corresponden a la región de interés para sistemas de comunicaciones por línea de vista y sobre el horizonte. Las curvas punteadas representan el máximo y mínimo ruido cósmico y atmosférico.

IV.5 RELACION SEÑAL A RUIDO.

Los ingenieros en sistemas de comunicación tratan con la relación señal a ruido, probablemente, con mayor frecuencia que cualquier otro criterio, en cuanto a la ingeniería de sistemas de telecomunicaciones.

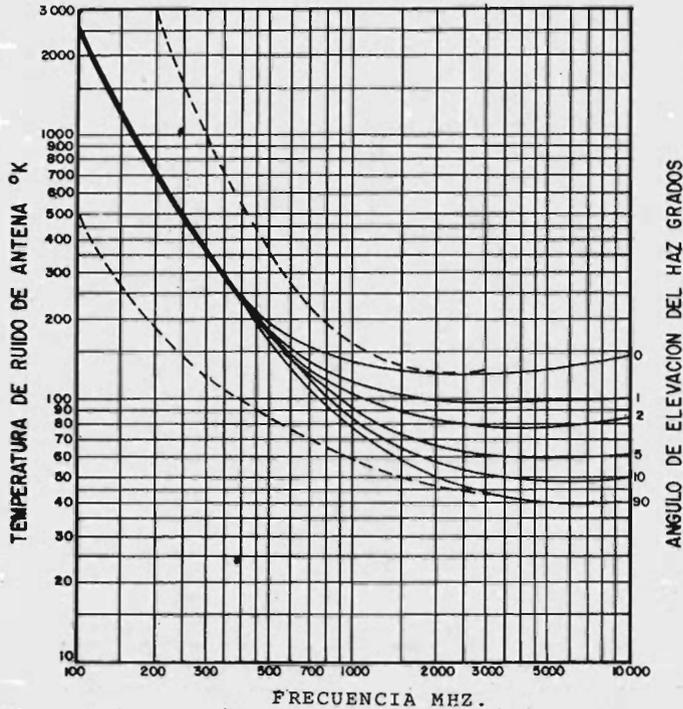


FIG. (IV.7)

La relación señal a ruido expresa la cantidad por la cual un nivel de señal es excedido por su ruido correspondiente.

Como hemos observado hay varios medios transmisibles, cada uno requerirá una relación señal a ruido mínima para satisfacer el tipo o hacer la recepción final en función de los equipos dentro de un cierto criterio especificado. Podemos referir la siguiente relación señal a ruido con los equipos finales correspondientes.

Voz	30	db
Video	45	db
Datos	15	db

En la figura (IV-8) la señal de 1000 Hz. tiene una relación señal a ruido (S/N) de 10 dB. El nivel del ruido

es de 5 y el de la señal de 15 db_s. Entonces:

$$\frac{S}{N} \text{ db}_S = \text{Nivel}_{(\text{señal}) \text{ dbm}} - \text{Nivel}_{(\text{ruido}) \text{ dbm}} \quad (4.21)$$

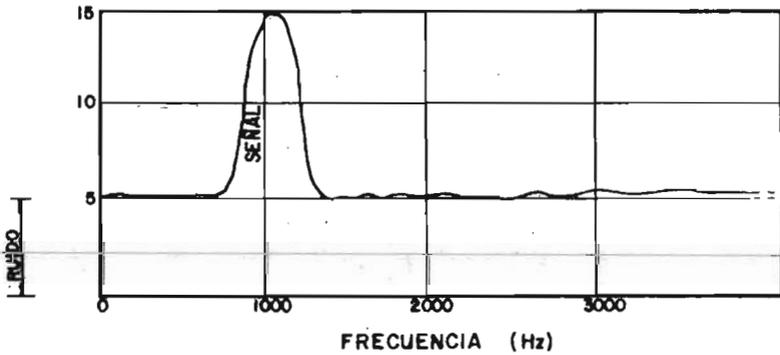


FIG. (IV.8) RELACION SEÑAL A RUIDO (S/N).

CAPITULO V

DISTORSION POR INTERMODULACION EN SISTEMAS DE F.M.

V. DISTORSIÓN POR INTERMODULACIÓN EN SISTEMAS DE FM,

Un aspecto que se debe de tener en cuenta en el diseño de sistemas de FM, es el de distorsión por intermodulación, el cual ocurre debido a la detección de la portadora modulada deseada, junto con otra portadora la cual puede estar modulada o no. En sistemas de radio-difusión de un solo canal, la portadora interferente generalmente proviene de otra estación, pero en sistemas multicanales, esta portadora puede originarse en otro sistema o dentro del mismo sistema el cual se emplea para transmitir simultáneamente un cierto número de portadoras de RF. (Sistema con portadoras múltiples moduladas en frecuencia), cada una de ellas moduladas con un gran número de canales de voz.

En sistemas de FM múltiporadora, se encuentran varias fuentes de distorsión por intermodulación. Como en el caso de sistemas de FM de una sola portadora, en donde es necesario considerar el ruido de intermodulación producido directamente por las desviaciones de la transmisión dentro de la banda transmitida, o sea, las desviaciones en las características de ganancia y fase de las características ideales de ganancia constante y fase lineal para todas las componentes de frecuencia de la onda modulada en frecuencia. Además, la distorsión por intermodulación es propia de la amplificación no lineal de las fluctuaciones de la envolvente de la onda combinada.

Por otra parte, cuando el medio de transmisión lineal es seguido por un dispositivo que convierte las variacio-

nes de envolvente que están presentes en la entrada, a variaciones de fase en su salida, entonces la señal a la salida del conversor contendrá una función de distorsión adicional modulada en fase, denominada ruido de intermodulación AM/PM. (En TOP y Klystrons).

Otro deterioro que puede encontrarse en la transmisión de sistemas de FM multiportadora es la diafonía entre canales de voz de diferentes grupos de portadoras, la cual es originada por la distorsión atenuación-frecuencia [atenuación en función de la frecuencia] que resulta de la conversión AM/PM.

V.1 DISTORSIÓN DEBIDO A UNA PORTADORA ADICIONAL DE PEQUEÑA AMPLITUD.

Consideremos primero la interferencia de una portadora cuyo nivel relativo es mucho menor que la unidad, la cual puede estar modulada o no, y que interfiriera a un sistema FDM/FM. Se supone que la frecuencia de la portadora interferente, cae dentro del pasabanda del equipo receptor y principalmente dentro de la porción lineal de la característica del discriminador.

V.1.1 PORTADORA ADICIONAL NO MODULADA.

La suma de la portadora deseada [modulada] y la no deseada puede representarse por:

$$\begin{aligned}
 e_r(t) &= \cos(\omega_c t + \mu_t) + r \cos(\omega_c + \omega_D)t \\
 &= A \cos(\omega_c t + \mu_t + \mu_d)
 \end{aligned}
 \tag{5.1}$$

Donde

ω_c = Frecuencia de portadora deseada, rad/seg.

ω_D = Diferencia de frecuencia entre las portadoras deseada y no deseada, rad/seg.

μ_t = Modulación de fase de la portadora deseada, rad.

μ_d = Error de fase de la onda resultante.

De lo que se concluye que la onda resultante puede considerarse como una señal híbrida que consiste de una modulación en amplitud y una de fase, es decir:

$$e_r(t) \doteq [1 + r \cos(\omega_D t + \mu_t)] \cos[\omega_c t + \mu_t + r \operatorname{sen}(\omega_D t + \mu_t)]$$

[5.2]

V.1.2 DIAFONIA ININTELIGIBLE; RECEPTOR CON LIMITADOR PERFECTO,

Si el demodulador del receptor consiste de un limitador perfecto seguido de un discriminador lineal, la salida será proporcional a la derivada con respecto al tiempo del ángulo de fase resultante.

Es decir

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left[\mu_t + r \text{Sen}(\omega_D t - \mu_t) \right] \\ = \frac{d}{dt} \left[\mu_t + r (\text{Sen } \omega_D t \cos \mu_t - \cos \omega_D t \text{Sen } \mu_t) \right] \quad (5.3) \end{aligned}$$

De la ecuación anterior se observa que el primer término dentro del paréntesis representa la señal sin distorsión y los términos restantes representan la distorsión.

A partir de esta ecuación se puede deducir la expresión para la potencia de distorsión en una banda de frecuencia angosta, centrada a la frecuencia angular ω_m . La razón de potencias de la distorsión/señal está dada por:

$$\frac{\text{Distorsión}}{\text{Señal}} = \frac{\pi^2 \omega_m^2 (\hat{\omega}_m - \check{\omega}_m)}{4 \hat{\omega}_m \omega_\Delta^2} \left[F(\omega_D + \omega_m) + F(|\omega_D - \omega_m|) \right]$$

Donde: (5.4)

$\hat{\omega}_m$ = Frecuencia máxima de la banda base, rad/seg.

$\check{\omega}_m$ = Frecuencia mínima de la banda base, rad/seg.

ω_Δ = Diferencia de frecuencia entre las portadoras deseada y no deseada, rad/seg.

V.1.3 DIAFONIA ININTELIGIBLE: RECEPTOR CON LIMITADOR IMPERFECTO.

La distorsión derivada de la modulación en amplitud de la onda resultante dependerá del funcionamiento del limitador y del discriminador. Para un discriminador que tiene una característica lineal amplitud/frecuencia (limitador imperfecto), la expresión que representa la razón de potencia de distorsión/señal es:

$$\frac{\text{Distorsión}}{\text{Señal}} = \frac{\pi^2 \omega_m^2 (\tilde{\omega}_m - \check{\omega}_m)}{4 \tilde{\omega}_m \omega_\Delta^2} \left\{ \left[1 + \frac{\Delta_L}{\omega_m} \left(\frac{\omega_\Delta V_0}{V_\Delta - V_0} + \omega_D - \omega_m \right) \right]^2 \right. \\ \left. F(|\omega_D - \omega_m|) + \left[1 - \frac{\Delta_L}{\omega_m} \left(\frac{\omega_\Delta V_0}{V_\Delta - V_0} + \omega_D + \omega_m \right) \right]^2 \right. \\ \left. F(\omega_D + \omega_m) \right\} \quad (5.5)$$

Donde:

V_0 = Respuesta (en volts) del discriminador a la frecuencia portadora.

V_Δ = Respuesta del discriminador a $\omega_c + \omega_\Delta$, volts.

Δ_L = Factor de compresión del limitador (razón de voltaje).

De aquí se deduce que la distorsión en los canales inferiores de la banda base serán más susceptibles a los

efectos de una limitación incompleta que los canales superiores.

V.1.4 DIAFONIA INTELIGIBLE.

Si la separación de las portadoras ω_D no excede a la frecuencia máxima moduladora ω_m , se puede generar una forma de diafonía en virtud de la cual un canal aparece en forma inteligible en otro canal. Es decir, un canal de conversación centrado en ω_q , será audible en un canal centrado en ω_m si

$$\omega_m = \omega_D + \omega_q \quad \delta \quad \omega_m = |\omega_D - \omega_q| \quad (5.6)$$

En dicho caso, el nivel de potencia del canal no deseado relativo al canal deseado es:

$$K^2 \frac{1}{4} \exp \left(-\frac{\omega_A^2}{\omega_m \omega_m} \right) \left(\frac{\omega_m^2}{\omega_q^2} \right) \quad (5.7)$$

Cuando el número de canales es grande, esta forma de diafonía inteligible puede alcanzar niveles bastante altos.

V.1.5 PORTADORA ADICIONAL MODULADA.

Si la modulación de una portadora no deseada ocupa la misma gama de frecuencias que la banda base, produciendo

la misma desviación rms que la portadora deseada, no obstante esto, las modulaciones no estarán relacionadas.

La resultante de las portadoras deseada y no deseada es:

$$e_r(t) = \cos(\omega_c t + \mu_t) + r \cos[(\omega_c + \omega_D) t + V_t] \quad (5.8)$$

En donde μ_t y V_t son modulaciones en fase de las portadoras deseada y no deseada respectivamente.

Dado que V_t y μ_t no están relacionadas una con otra, $V_t - \mu_t$ puede considerarse como una banda de ruido que ocupa la misma gama de frecuencias que V_t o μ_t pero que tiene una amplitud rms incrementada por $\sqrt{2}$ (adición de potencia).

V.2 DISTORSIÓN DEBIDO A UNA PORTADORA ADICIONAL DE GRAN AMPLITUD ($r \leq 1$)

Para el caso de una portadora adicional no modulada y suponiendo que se emplea un limitador perfecto, la distorsión de modulación de fase μ_d puede expresarse como:

$$\begin{aligned} \mu_d = & r \operatorname{Sen}(\omega_D t - \mu_t) - \frac{r^2}{2} \operatorname{sen} 2(\omega_D t - \mu_t) + \\ & + \frac{r^3}{3} \operatorname{Sen} 3(\omega_D t - \mu_t) + \dots \end{aligned} \quad (5.9)$$

Considerando que se cumplen las condiciones del receptor, el nivel de distorsión variará linealmente con el nivel de la portadora adicional hasta la condición de igual portadora adicional ($r=1$). Sin embargo para un limitador imperfecto esta linealidad no será válida.

V.2.1 RESULTADOS PARA SISTEMAS DE 240 Y 600 CANALES.

Se suponen los siguientes parámetros:

Número de canales	Límites de la banda base (MHz)	Nivel de potencia multi canal ¹ (dBm0)	Desviación rms por canal (KHz)	Desviación rms total (MHz)
240	0.06 - 1.052	12.2	200	0.812
600	0.06 - 2.540	14.8	200	1.100

Las figuras (V.1) y (V.2) muestran la variación de distorsión técnica para tres frecuencias de banda base, en función de la separación de portadoras, con portadoras interferentes moduladas y no moduladas para sistemas de 240 y 600 canales. En todos los casos la distorsión mostrada consiste de diafonía ininteligible. Las figuras (V.3) y (V.4) muestran las variaciones de distorsión medidas con un nivel de portadora interferente para un sistema de 600 canales.

¹ Relativo a un millwatt en un punto de nivel relativo cero.

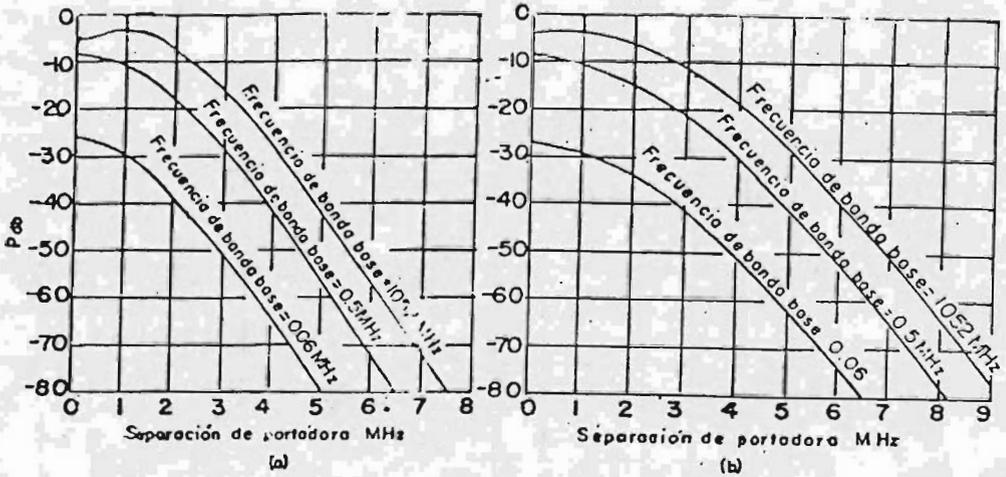


FIG. (V.1) DISTORSION DEBIDO A UNA PORTADORA INTERFERENTE EN UN SISTEMA DE 240 CANALES TELEFONICOS CON UN LIMITADOR IDEAL. LA RAZON DISTORSION/SEÑAL ES $P+20 \text{ Log}_{10} t$ dB. (a) PORTADORA SIN MODULAR (b) PORTADORA MODULADA.

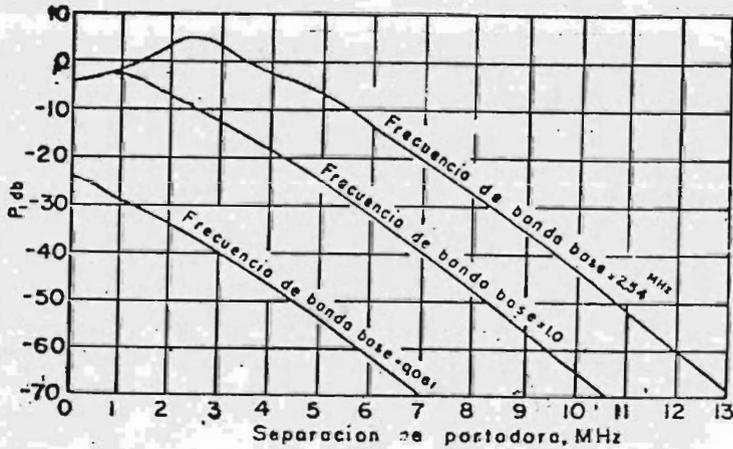
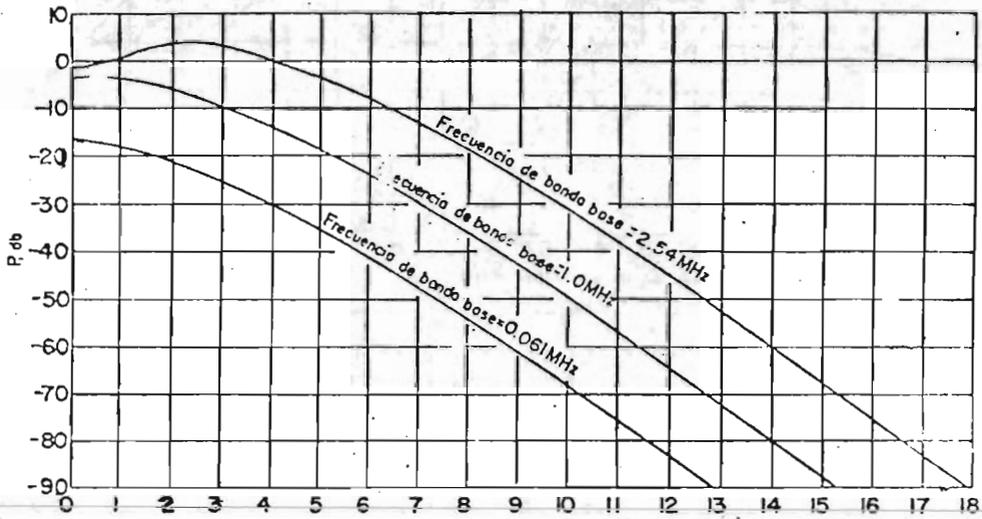


FIG. (V.2) DISTORSION DEBIDO A UNA PORTADORA INTERFERENTE EN UN SISTEMA DE 600 CANALES TELEFONICOS CON UN LIMITADOR IDEAL. LA RAZON DISTORSION/SEÑAL ES $P+20 \text{ Log}_{10} t$ dB. (a) PORTADORA SIN MODULAR (b) PORTADORA MODULADA.



SEPARACION DE PORTADORA, MHz
(b)

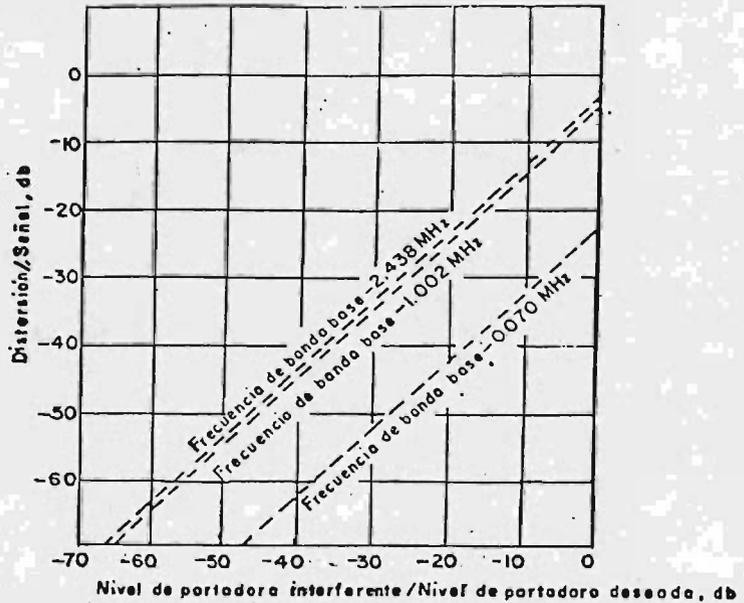


FIG. (V.3) VARIACION DEL NIVEL DE DISTORSION MEDIDO CON UN NIVEL DE PORTADORA INTERFERENTE PARA UN SISTEMA DE 600 CANALES. LA SEPARACION DE LA FRECUENCIA DE PORTADORA ES DE 0 Hz. LA PORTADORA INTERFERENTE ESTA SIN MODULAR.

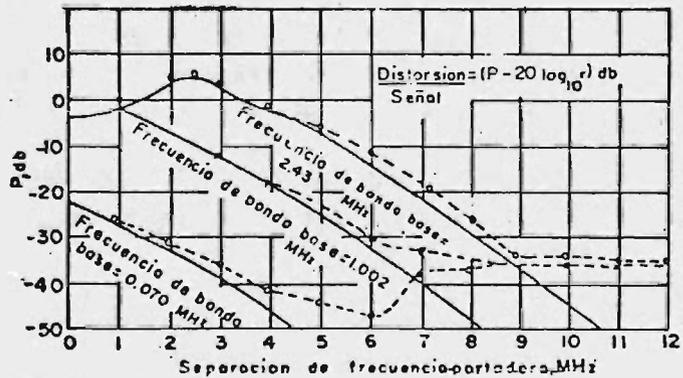


FIG. (V.4) VARIACION DEL NIVEL DE DISTORSION MEDIDO CON UNA SEPARACION DE LA FRECUENCIA PORTADORA PARA UN SISTEMA DE 600 CANALES, EL NIVEL DE LA PORTADORA INTERFERENTE SIN MODULAR ES MUCHO MENOR QUE EL NIVEL DE LA PORTADORA DESEADA.

V.3 DISTORSIÓN EN SISTEMAS FDM/FM DEBIDO A MÚLTIPLES PORTADORAS INTERFERENTES,

En esta sección se generalizará el análisis de distorsión por portadora interferente a un sistema que contiene un gran número de portadoras, cada una modulada por una señal de banda base formada por una gran cantidad de canales de conversación. Actualmente existen en operación sistemas de 960 y 1800 canales, por lo que se presentarán las curvas de distorsión para este último sistema.

Los requisitos de ancho de banda y niveles de distorsión debido a la interferencia por portadoras no deseadas, dependen de la forma y gama del espectro de RF de la portadora modulada deseada. En el caso de FDM/FM, el espectro varía de una forma muy complicada, debido a los cambios de las características de conversación individuales y a las variaciones en el número instantáneo de usuarios por lo cual esta señal puede simularse por medio de una banda de ruido blanco que cubra el mismo espectro de frecuencias que la banda base y que tenga una amplitud rms igual a la media de los niveles rms instantáneos de la señal FDM (tomada en la hora de mayor tráfico telefónico).

Una función importante de la distribución espectral de la portadora de RF modulada es la expresión w_{Δ}^2/P_0P_m .

Donde:

$P_0 = \check{\omega}_m$ = Mínima frecuencia modulante, rad/seg.

$P_m = \hat{\omega}_m$ = Máxima frecuencia modulante, rad/seg.

ω_Δ = Desviación de frecuencia rms, rad/seg.

Cuando $\omega_\Delta^2/P_0P_m \gg 1$, la gráfica de la potencia espectral de RF en función de la frecuencia, toma la forma de una curva plana y continua. Esta condición se mantiene para cualquier número de canales, hasta 960, con valores óptimos de desviación de frecuencia rms.

Cuando $\omega_\Delta^2/P_0P_m < 1$, el espectro se divide en secciones discontinuas y aparece un tono en la frecuencia portadora que contiene una gran parte de la potencia total. Esta condición se aplica a sistemas de 1800 canales o más.

Una expresión que nos representa la potencia espectral en una banda angosta con un ancho de banda w_b , a una frecuencia de $w_c \pm w$, es de la forma:

$$W(w) = w_b \exp\left(\frac{-w_\Delta^2}{P_0P_m}\right) \left\{ \left[\frac{1}{w_b} \right]_{w=0} + \left[\frac{1}{2} \frac{w_\Delta^2}{(P_m - P_0)} w^2 \right]_{P_0 < w < P_m} + \left[\frac{1}{4} \frac{w_\Delta^4}{(P_m - P_0)^2} \left\{ F_2(w) \right\}^2 \right] + \left[\frac{1}{18} \frac{w_\Delta^6}{(P_m - P_0)^3} \left\{ F_3(w) \right\}^2 \right] \right\} \quad (5.10)$$

El primer término de la ecuación anterior representa la potencia en un solo tono a la frecuencia portadora. Los términos restantes representan bandas de ruido adi-

cionales, originadas por la primera, segunda y tercera potencia de μ_t . Donde μ_t , indica la modulación de fase de la señal.

V.3.1 RAZÓN ENTRE LA DISTORSIÓN DE LA PORTADORA INTERFERENTE Y EL ESPECTRO DE RF DE LA PORTADORA MODULADA,

Cuando están presentes tonos de RF modulados o no, que tengan frecuencias iguales o cercanas a la frecuencia de la portadora deseada, se producirá distorsión en la señal de salida demodulada.

Cuando el tono interferente está sin modular, la razón de la potencia de distorsión a la potencia de la señal deseada medida en una banda angosta de igual ancho de banda y centrada a la frecuencia P está dada por:

$$\frac{P_{\text{distorsión}}}{P_{\text{deseada}}} = \frac{k^2 P_m P^2}{2 w_D w_\Delta^2} \left[W(w+P) + W(|w-P|) \right] \quad [5.11]$$

Donde $W(w)$ está dada por la ecuación [5.10]. La ecuación [5.11] proporciona una relación directa entre el espectro de RF de la onda modulada y el efecto distorsionante de una portadora interferente no modulada.

También existirán portadoras interferentes moduladas en un sistema multicanal de RF, o pueden ser generados en sistemas internos. Generalmente, aquellas portadoras generadas de un solo sistema multicanal de RF llevarán diferentes canales de conversación que ocupan la misma banda

de frecuencia total y producen la misma desviación de frecuencia rms. Bajo estas condiciones la distorsión puede deducirse substituyendo $W(\omega)$ de la ecuación (5.11) por la función de potencia espectral generada cuando la desviación rms de la portadora deseada se incrementa por $\sqrt{2}$.

Substituyendo la ecuación (5.10) en la ecuación (5.11), se pueden determinar las componentes de distorsión debido a una portadora interferente. El primer término da lugar a una componente de distorsión de un solo tono audible como un silbido a la frecuencia de banda base ω_D . Su magnitud relativa a la potencia en un solo canal de voz, esta dada por:

$$\frac{\alpha^2 P_m P^2}{2 P_s \omega_\Delta^2} \exp - \left[\frac{\omega_\Delta^2}{P_0 P_m} \right] \quad (5.12)$$

Donde $P_s = 2 \pi (4 \times 10^3) \text{ rad/seg.}$ δ sea el ancho de banda de un canal de voz.

El segundo termino de la ecuación (5.10) tiene un espectro igual al de la señal deseada, por lo cual es evidente que este término podría dar lugar a una diafonía inteligible cuando ω_Δ tiene un valor adecuado, sin embargo la desviación de la portadora generalmente combierte a esta diafonía en ininteligible.

En la figura (V.5) se muestra la mitad superior del

espectro simétrico, modulado en frecuencia, calculado mediante la ecuación (5.10) con una modulación de ruido blanco que simula la señal de 1800 canales sin Preenfasis. La ordenada corresponde a $W(w)P_m/w_B$ y la potencia de espiga en $w=0$, representa la potencia de portadora residual.

La razón de la distorsión de portadora interferente no modulada a la amplitud relativa de la portadora interferente, se muestra en la figura (V.6) en función de la separación de las portadoras deseada y no deseada. En tanto que en la figura (V.7) se muestra la gráfica correspondiente para una portadora modulada en frecuencia con una banda de ruido similar e independiente.

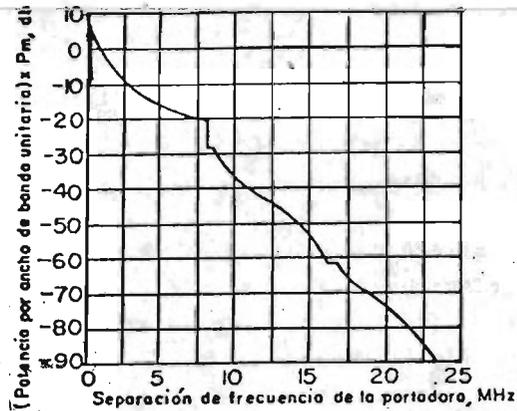


FIG. (V.5) DISTRIBUCIÓN ESPECTRAL DE UNA FRECUENCIA DE PORTADORA MODULADA CON RUIDO BLANCO SIMULANDO A UN SISTEMA DE 1800 CANALES, SIN PREENFASIS.

DISTORSION/SEÑAL DESEADA, EN LA PARTE
SUPERIOR DE UN CANAL 4 KHZ, MENOS LA
AMPLITUD RELATIVA DE PORTADORA INTER-
FERENTE, db.

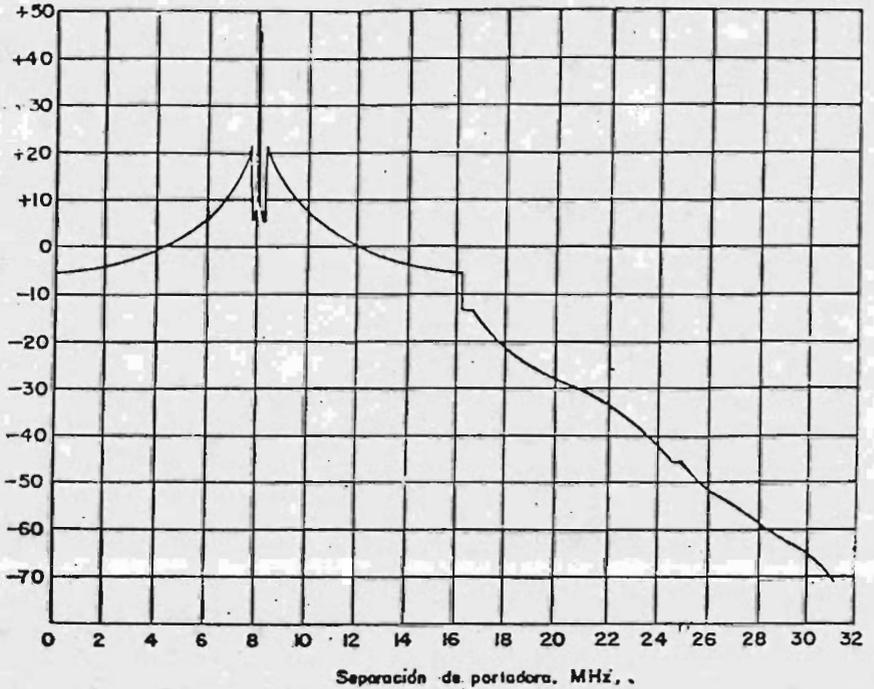


FIG. (V.6) DISTORSION DEBIDA A UNA PORTADORA INTERFERENTE NO MODULADA EN UN SISTEMA DE 1800 CANALES (SE SUPONE UNA CARACTERÍSTICA DE LIMITACION IDEAL Y NO SE EMPLEA PREENFASIS).

DISTORSION/SEÑAL DESEADA, EN LA PARTE
 SUPERIOR DE UN CANAL DE 4KHz, MENOS
 LA AMPLITUD RELATIVA DE LA PORTADORA
 INTERFERENTE, db.

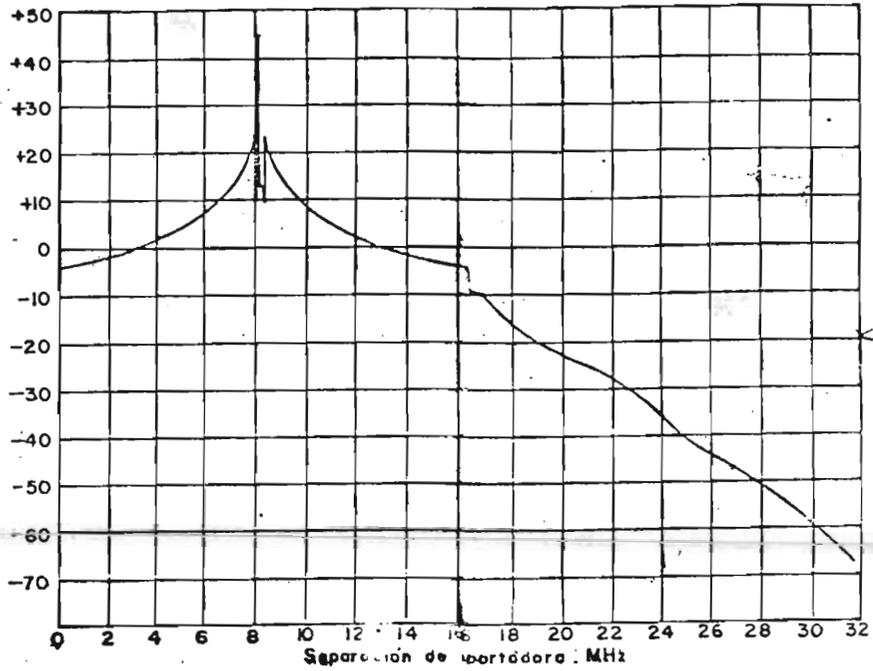


FIG. (V.7) DISTORSION DEBIDA A UNA PORTADORA
 INTERFERENTE MODULADA EN UN SISTE
 MA DE 1800 CANALES (SE SUPONE UNA
 CARACTERISTICA DE LIMITACION IDEAL
 Y NO SE EMPLEA PREENFASIS).

La figura (V.8) muestra el cambio en el espectro de primer orden cuando se emplea preénfasis y la figura (v.9) muestra el cambio correspondiente en la distorsión en la parte superior del canal, debido a una portadora interferente no modulada.

V.4 INTERMODULACIÓN DE CONVERSIÓN AM/PM,

Otra fuente de distorsión de intermodulación en transmisores de microondas que emplean tubos de onda progresiva y Klystron, es la conversión de la variación de la envolvente de la onda recibida, en modulación de fase para todas las portadoras transmitidas, efecto conocido como conversión AM/PM. La intermodulación en dichos sistemas depende de una manera compleja de la amplificación y de las características de conversión AM/PM, en el número de portadoras y en el grado de modulación de portadora.

Como se indicó anteriormente, otra fuente de distorsión que puede encontrarse en sistemas de PM de multipor-tadora, es la diafonía inteligible entre canales de voz de diferentes grupos de portadora. Dicha diafonía es originada por la distorsión atenuación-frecuencia seguida por una conversión AM/PM.

La intermodulación debido a la conversión AM/PM puede presentarse como resultado de la entrada de dos portadoras de igual amplitud en un amplificador no lineal, teniendo a la salida productos de intermodulación. Esto mismo puede ocurrir si ahora a la entrada del amplifica-

don no lineal se tiene un número infinito de ondas seno-
dales moduladas en fase, o ruido aleatorio.

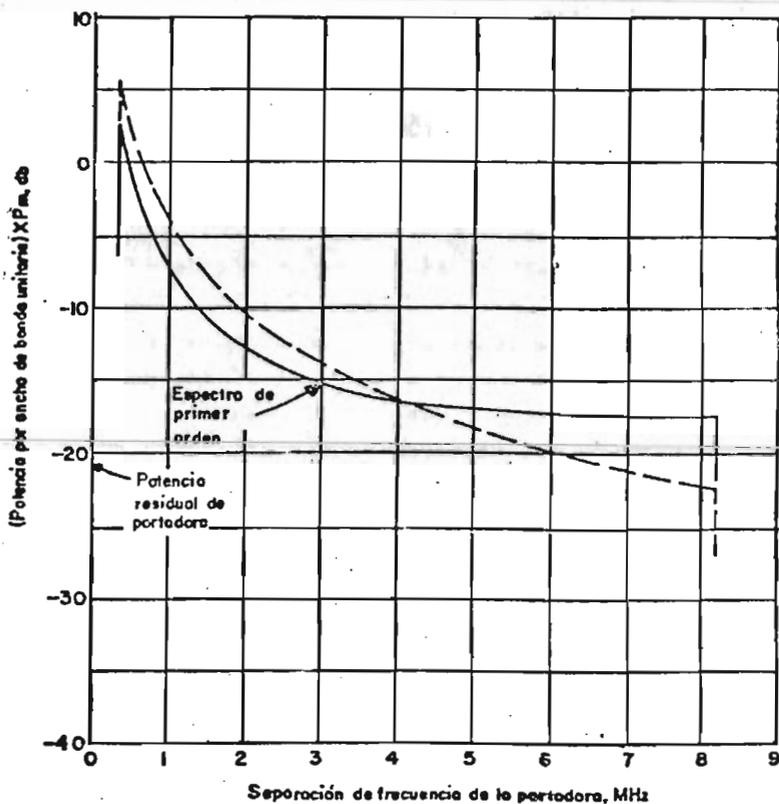


FIG. (Y. 8). COMPARACION DEL ESPECTRO DE PRIMER ORDEN PARA UNA SEÑAL MODULANTE DE 1800 CANALES, CON PREENFASIS (LINEA CONTINUA), SIN PREENFASIS (LINEA DISCONTINUA).

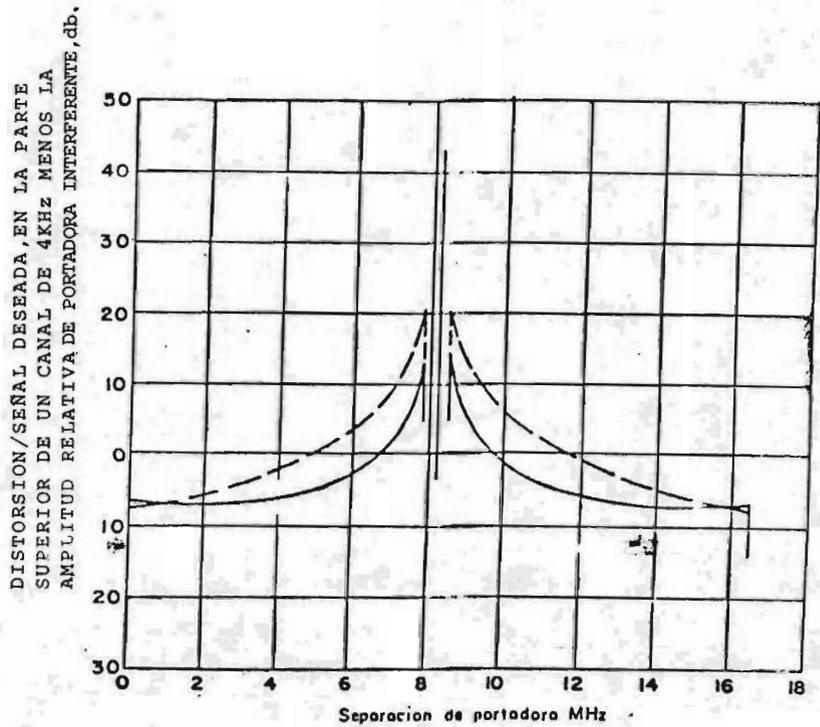


FIG. (V. 9) COMPARACION DE LA DISTRORION DEBIDO A UNA PORTADORA INTERFERENTE NO MODULADA EN UN SISTEMA DE 1800 CANALES CON PREENFASIS (LINEA CONTINUA) Y SIN PREENFASIS (LINEA DISCONTINUA). LA GAMA DE SEPARACION DE PORTADORAS ES DE 0 A DOS VECES LA MAXIMA FRECUENCIA MODULANTE.

CAPITULO VI

CALCULO DE UN SISTEMA POR LINEA DE VISTA.

CAPITULO VI

CALCULO DE UN SISTEMA POR LINEA DE VISTA

VI.1 SEÑAL RECIBIDA SIN DESVANECIMIENTO,

En este capítulo, en primera instancia se calculará las características de un sistema de microondas por línea de vista sin que exista desvanecimientos en alguno de los saltos que componen el sistema, posteriormente se analizará un sistema con desvanecimientos y con el las posibles mejoras que se le pueden realizar.

VI.1.1 CIRCUITO HIPOTÉTICO DE REFERENCIA Y SU RUIDO PERMITIDO,

Para diseñar un sistema de microondas es de gran importancia tener un circuito de referencia, el cual servirá al ingeniero como una guía. El circuito de referencia y su funcionamiento debe decidirse considerando lo siguiente:

- 1. El propósito para el cual será empleado el Sistema de Microondas.*
- 2. En que situación o bajo que condiciones será usado el Sistema de Microondas.*

Los requisitos de funcionamiento de los sistemas de radio que emplean FDM-FM, se basan en las normas recomendadas por el CCTR para enlaces telefónicos internacionales que están compuestos de varios super grupos. Estas normas establecen la distribución de frecuencia de cada canal, los niveles de

señal empleados y los requisitos de calidad de la señal, es decir, las especificaciones para el ruido máximo permitido en cada canal y su distribución en tiempo.

CIRCUITO DE REFERENCIA (RECOMENDACIÓN 392).

Una ruta de microondas de larga distancia está formada de muchos enlaces (saltos) de radio de microondas (o estaciones repetidoras). Esta ruta, se define a un "circuito ficticio de referencia" de 2500 Kms. de largo, que es capaz de conducir hasta 600 canales telefónicos.

Este circuito ficticio de referencia de 2500 Kms. se ilustra en la figura (VI.1)

SECCIÓN DE MODULACIÓN.

Una sección de modulación, se le denomina a una novena parte de la distancia total de la ruta de 2500 Kms. (1575 millas).

Una sección de modulación tiene demodulación y remodulación de la banda base. De acuerdo con las recomendaciones del CCTR, la primera sección de modulación trasladará en frecuencia los super grupos (60 canales de voz), la segunda sección de modulación trasladará en frecuencia los grupos de 12 canales y la tercera sección de modulación, trasladará los canales de voz individuales. De acuerdo con lo anterior, en una tercera parte de la distancia total de la ruta (525 millas), se han desarrollado:

- 1 re (de) modulación a nivel de canal de voz.
- 2 re (de) modulaciones a nivel de grupo.

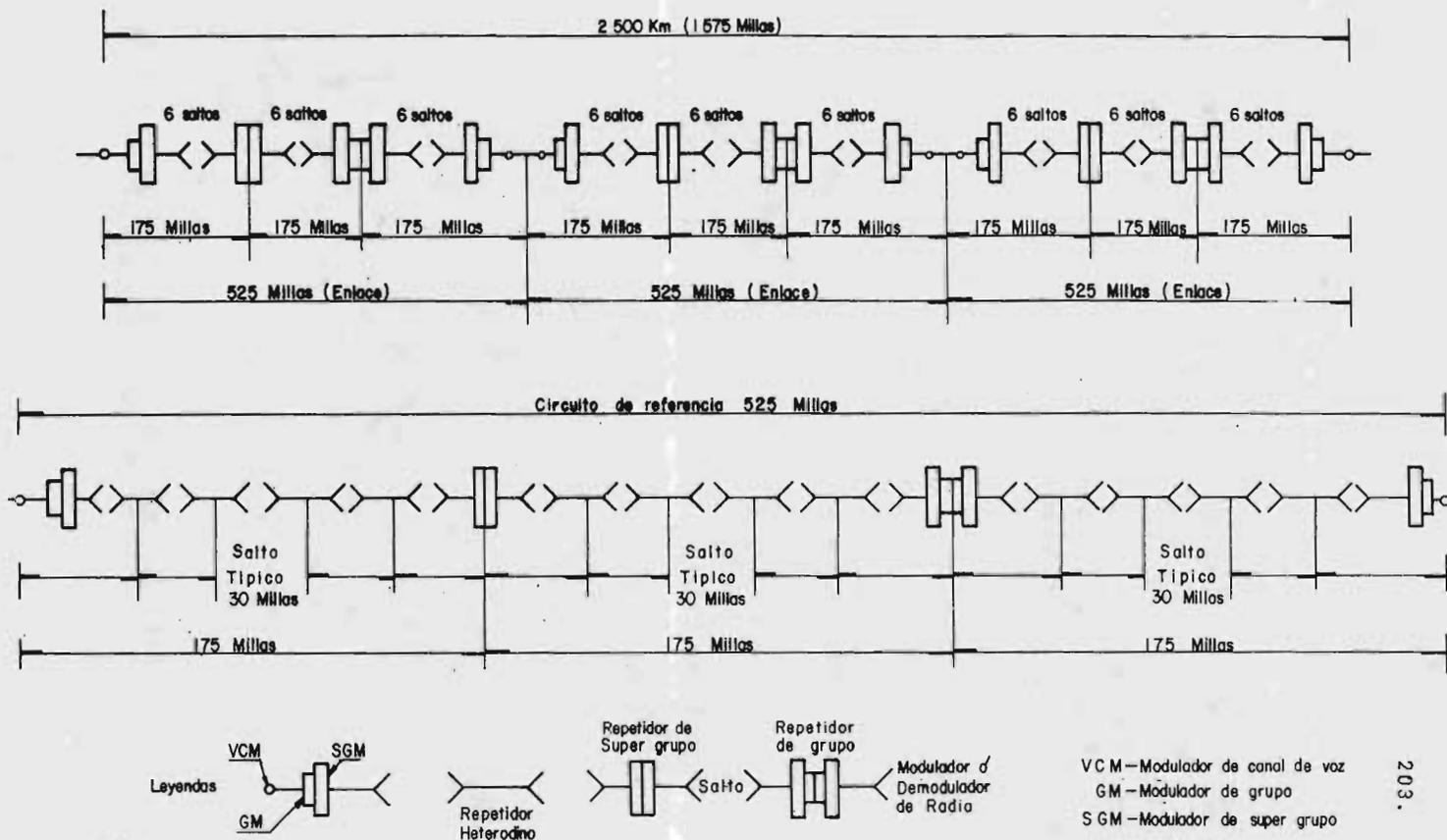


FIG. (VI.1) CIRCUITO HIPOTETICO DE REFERENCIA PARA UN RADIO ENLACE FDM/FM RECOMENDADO POR EL CCIR.

3 re (de) modulaciones a nivel de super grupo
 Y en la ruta completa de 2500 Kms. (1575 millas) se
 tiene:

3 re (de) moduladores a nivel canal de voz
 6 re (de) moduladores a nivel de grupo
 9 re (de) moduladores a nivel de super grupo.

El propósito de la traslación de frecuencia, es la de evitar el incremento del voltaje del ruido por intermodulación, entre los diversos repetidores del enlace.

SISTEMAS DE MICROONDAS POR SATELITE (RECOMENDACIÓN 352)

Para enlaces de microondas por satélite (tierra-satélite-tierra), de acuerdo con el diagrama de la figura (VI,2) se requiere un par de moduladores y demoduladores.

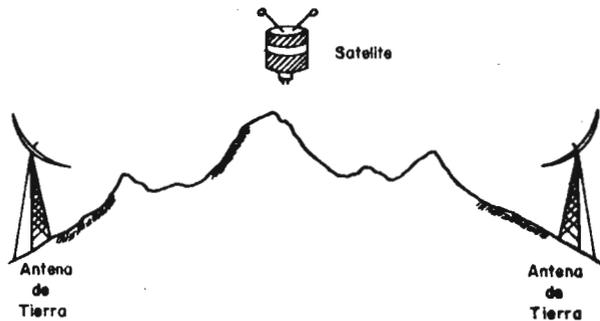


FIG. (VI.2) CIRCUITO HIPOTETICO DE REFERENCIA PARA SISTEMAS DE TRANSMISION POR MICROONDAS.

VI.1.2 POTENCIA DE RUIDO ADMITIDO SOBRE UN CIRCUITO FICTICIO DE REFERENCIA, (RECOMENDACIÓN 393-1),

La potencia de ruido medida con referencia a un punto de nivel relativo cero en el extremo receptor de un canal telefónico cualquiera del circuito ficticio de referencia, con longitud de 2500 Kms, para radio enlaces telefónicos por microondas y multicanalización por división de frecuencia no debe superar, teniendo en cuenta los desvanecimientos, los siguientes valores:

- 7500 pW potencia psfométrica media⁺ en cualquier hora⁺⁺
- 7500 pW potencia psfométrica media en un minuto durante más del 20% de un mes cualquiera,
- 47500 pW potencia psfométrica media en un minuto durante más del 0,1% de cualquier mes,
- 1000,000 pW no pesados (psfométrico) con un tiempo de integración de 5 milisegundos (ms) durante más del 0,01% de cualquier mes,

El ruido del equipo de multicanalización, está excluido de los valores antes mencionados. Por ello, el CCITT fija el ruido máximo del equipo múltiplex, sobre el circuito ficticio de referencia, en 2500 pWp, de potencia media en una hora cualquiera.

+ El nivel de la potencia de ruido con espectro uniforme en una banda de 3,1 KHz, debe de reducirse por 2,5 db para obtener la potencia de ruido cargado psfométricamente.

++ Las horas en las cuales el ruido es mayor, son generalmente aquellas cuando el desvanecimiento es más severo. Estas horas algunas veces son diferentes de las horas de mayor tráfico.

La integración del ruido en un minuto durante el período de fuertes desvanecimientos, reduce el efecto de los picos de ruido muy elevados, pero de duración breve en acuerdo con el efecto perturbante sobre la calidad de la señal telefónica.

El límite de $1,000\ 000\ \mu\text{W}(-30\ \text{dBmOp})$ con períodos de integración de $5\ \text{ms.}$, no resguarda mucho a la señal telefónica y más cuando las señales impulsivas usadas en la telegrafía y en la transmisión de datos que tienen breve duración, pueden estar sumergidas en picos de ruido muy elevados aunque brevísimos.

Para estas señales codificadas el ruido no debe ser pesado, porque no están en relación con las características fisiológicas del oído humano.

VI.1.3 POTENCIA DE RUIDO ADMITIDO PARA LA PARTE RADIO ELECTRICA DE LOS CIRCUITOS EN LOS ENLACES REALES (RECOMENDACIÓN 395-1).

1. Cuando el enlace real difiere notablemente del circuito ficticio de referencia de tal forma que:

$$50 \leq L \leq 840$$

La potencia psfométrica de ruido a nivel relativo cero ($0\ \text{dBmO}=1\ \text{mW}$), no debe superar:

- a) Un valor medio de $3L+200\ \mu\text{WOp}$ en una hora cualquiera.
- b) Un valor medio, durante un minuto, de $3L+200\ \mu\text{WOp}$ para más del 20% de cualquier mes.

- c) Un valor medio, durante un minuto, de 47500 pWOp para más de 280/2500 X 0.1% de un mes cualquiera cuando $L \leq 280$ Km. y para más de $L/2500 \times 0.1\%$ de un mes cualquiera cuando $L \geq 280$ Km.
2. Si $840 \leq L \leq 1670$ Km el ruido no debe superar:
- a) Un valor medio de $(3L+400)$ pWOp en una hora cualquiera.
- b) Un valor medio, durante un minuto, de $(3L+600)$ pWOp para más del 20% de cualquier mes.
- c) Un valor medio, durante un minuto, de 47 500 pWOp para más del $(L/2500) \times 0.1\%$ de cualquier mes.
3. Si $840 \leq L \leq 2500$ Km el ruido no debe superar:
- a) Un valor medio de 3L pWOp en una hora cualquiera $[7500 \text{ pWOp} / 2500 \text{ Km}]$ 3 pWOp/Km.
- b) Un valor medio, durante un minuto, de 3L pWOp para más del 20% en cualquier mes.
- c) Un valor medio, durante un minuto, de 47 500 pWOp, para más del $(L/2500) \times 0.1\%$ de un mes cualquiera.

Las siguientes notas también deben considerarse como parte de las recomendaciones del CCIR.

El ruido que proviene del sistema de alimentación y de los aparatos de conmutación, no deben tomarse en cuenta cuando se calcula la potencia del ruido.

Considerar que, durante una hora de mayor tráfico, el promedio del nivel absoluto de una señal múltiple uniforme, es igual a $-15 + 10 \log. N$ dBm para 240 canales telefónicos o más y $-1 + 4 \log N$ dBm de 12 a 240 canales telefónicos para un pun

to de nivel relativo cero, donde N es el número total de canales.

RECOMENDACIÓN PARA SISTEMAS DE MICROONDAS POR SATÉLITE
(RECOMENDACIÓN 353),

- a) 10 000 pW potencia psfométrica media en cualquier hora.
- b) 80 000 pW potencia psfométrica media en un minuto durante más del 20% de un mes cualquiera.

Cuando el sistema en consideración sea factible de realizarse por trayectorias con línea de vista, el ruido permitido debe basarse en la recomendación 393.

Una vez que ya se ha determinado el circuito de referencia a emplear, el segundo paso en el procedimiento de diseño de un enlace por microondas, es la distribución del ruido permitido en cada uno de los elementos que componen el circuito hipotético de referencia. Debe tomarse en cuenta el valor del ruido permitido de 0,01% del tiempo, para la confiabilidad del sistema. Se considera que los valores de 0,1% y el 20% del tiempo, también se satisfacen cuando se cumple con la recomendación de los valores de la potencia media en una hora en el 0,01% del tiempo.

El ruido tiene básicamente dos orígenes. Uno de ellos es el ruido térmico que se genera en las antenas y en los pasos de RF de los receptores de microondas. En los sistemas de FM son desvanecimientos, este ruido esta en función de la potencia transmitida, la distancia entre estaciones,

ganancia de antenas, de la desviación de la frecuencia etc.

El otro origen del ruido es debido a la intermodulación entre las componentes de una señal multicanal provocada por la no linealidad de los circuitos.

La señal multicanal esta compuesta de la suma de varios canales de voz, cada uno de los cuales está formado de un gran número de señales senoidales que tienen una relación de amplitud y fase aleatoria. La señal resultante se asemeja a un ruido aleatorio y la intermodulación entre las varias componentes en esta señal, también es muy semejante al ruido aleatorio.

El ruido de intermodulación se incrementa con la desviación de frecuencia empleada en el sistema, mientras que el ruido térmico disminuye.

En un sistema de microondas se acostumbra hacer el ruido térmico igual al ruido de intermodulación, por lo cual la desviación de frecuencia, debe de ajustarse para cumplir con este requisito.

En el análisis de cualquier sistema de microondas, el punto de partida básico, es generalmente la razón de señal a ruido obtenida en el ancho de banda de información. Si se considera únicamente el ruido térmico, dado que es esta componente del ruido lo que determina la potencia requerida, los 3750 pw de ruido permitido en los 2500 kilómetros, dan como resultado una razón señal a ruido térmico de 54,3 dB referidos a una señal de 0 dBm. La razón señal a ruido por salto, considerando 54 saltos, será de 71,6 dB ponderados con respecto a una se-

ñal de 0 dBm. En tanto que el ruido de intermodulación requerido por cada sección de modulación es $3750/9=417$ pw, en donde cada sección de modulación esta formada por 6 saltos con repetidores heterodinos y dos amplificadores de banda base, un modulador y un demodulador.

La distribución del ruido ponderado puede hacerse de la siguiente manera:

Modems	100 pw
Líneas de alimentación	200 pw
Retardo de grupo	<u>100 pw</u>
TOTAL	400 pw

Lo cual queda dentro de los requisitos, ya que lo permitido es 417 pw por cada sección de modulación.

VI,1,4 ANÁLISIS DE LAS NORMAS DE FUNCIONAMIENTO DEL CCIR,

La recomendación del CCIR (recomendación 200), para la distribución de la potencia de ruido para las condiciones de una señal con distribución Rayleigh, indican que si No es la potencia de ruido de una señal estacionaria igual a la potencia RMS de una distribución Rayleigh, la potencia promedio de ruido de una señal con desvanecimiento Rayleigh está 10 dB arriba de No.

Si se tiene un sistema con Z repetidores, se puede esperar un severo desvanecimiento en K repetidores simultáneamente. La potencia de ruido promedio de los repetidores desvanecidos, más la potencia de ruido promedio de los repetidores no desvanecidos, se puede expresar como:

$$\bar{N}_z = 10 K N_o + 1,44 (Z - K) N_o \quad (6.1)$$

Donde

\bar{N}_z - potencia de ruido térmico promedio total.

N_o - ruido térmico de un solo repetidor no desvanecido.

1. De acuerdo con la primera especificación, o sea que 7500 pw de potencia de ruido promedio ponderado (pesado), no deben ser excedidos en ninguna hora; empleando la ecuación (6.1), el CCIR ha sugerido que en una hora desfavorable, el 20% de los repetidores están desvanecidos, sin embargo de acuerdo con las especificaciones de cualquier hora (o algunas veces se especifica, la peor hora del peor mes), será conveniente considerar que todas las secciones están desvanecidas simultáneamente con una distribución Rayleigh.

Para un circuito de referencia de 2500 Kms que contiene 50 repetidores a aproximadamente 50 kilómetros cada uno, el valor de diseño para N_o , puede determinarse como:

$$N_o = \frac{\bar{N}_z}{10Z} = \frac{3750}{10 \times 50} = 7,5 \text{ pw}$$

2. La segunda especificación es que 7500 pw de potencia de ruido promedio pesado en un minuto, no deben ser excedidos por más del 20% de cualquier mes, cuando el desvanecimiento es severo. El CCIR, ha observado que puede esperarse que el 25% de todos los repetidores, estén

desvanecidos con distribución Rayleigh durante los períodos de severo desvanecimientos; la potencia promedio en un minuto no excedida en 20% del tiempo es obtenida, determinando la distribución del ruido total, suponiendo los saltos independientes. De la gráfica de la figura (VI.3) puede observarse que la potencia de ruido en el espacio libre, está 19,8 dB por debajo de 3750 pw, o sea 39,2 pw.

$$-19,8 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_n}{3750} \quad \therefore P_n = 39,2 \text{ pw}$$

3. La tercera especificación es que 47500 pw de potencia de ruido promedio ponderado en un minuto, no deben ser excedidos por más del 0.1% de cualquier mes, cuando el desvanecimiento es severo. Otra vez se supondrá que el 25% de todos los saltos, están desvanecidos y de acuerdo con la figura [VI.3] se observa que el ruido térmico en el espacio libre, debe ser de 41.2 dB por debajo de 43750 pw, o sea

$$-41,2 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_n}{43750} \quad \therefore P_n = 3,32 \text{ pw}$$

4. El requisito final, es que la potencia de ruido promedio no pesado de 10^6 pw, no deben ser excedidos por más del 0,01% de cualquier mes cuando el desvanecimiento es severo, suponiendo que el 25% de los saltos están desvanecidos y empleando la gráfica de la figura (VI.3), se observa que la potencia de ruido en el espacio libre, esta 51 dB por debajo de 10^6 pw o sea:

$$-51 \text{ dB} = 10 \log \frac{P_n}{10^6} \quad \therefore P_n = 7,94 \text{ pw}$$

B_n - ancho de banda del ruido en el receptor (FI)

b - ancho de banda del ruido en el canal de voz

F_d - desviación pico del canal de voz, para un tono de 0 dBm0

f_n - frecuencia promedio del canal bajo consideración.

Debemos observar que la salida de la razón señal a ruido es más pobre en los canales altos, esto es:

$$\frac{S}{N\mathcal{L}} = \left(\frac{C}{N} \right)_i \left(\frac{B_n}{2b} \right) \left(\frac{f_d}{f_m} \right)^2 = \left(\frac{C}{N} \right)_i \times \text{FACTOR DE MEJORAMIENTO}$$

donde

f_m - frecuencia moduladora máxima de banda base.

Estas ecuaciones son válidas para $b \ll f_n$ y $\frac{C}{N}_i > 10$ db.

Consideremos un sistema de 600 canales de voz, en los cuales se emplearán las siguientes consideraciones:

$B_n = 30$ MHz,

$b = 3.1$ KHz según recomendación No. 393-1 del CCIR,

$F_d = 200$ KHz $\sqrt{2} = 283$ KHz según recomendación No. 404-1 del CCIR,

$f_m = 2.54$ MHz que se requiere para un sistema de 600 canales de voz,

Con las características establecidas, se tiene que el factor de mejoramiento en db estará dado por:

$$\begin{aligned} \text{Factor de mejora} &= 10 \log \left(\frac{B_n}{2B} \right) \left(\frac{Fd}{f_m} \right)^2 \\ &= 10 \log \left(\frac{30 \times 10^6}{2 \times 3,1 \times 10^3} \right) \left(\frac{283 \times 10^3}{2,54 \times 10^6} \right)^2 = +17,9 \text{ db} \end{aligned}$$

$$\frac{C}{N_i} = \frac{S}{Nt} \frac{1}{\text{fact. de mejora}} = 69,1 \text{ db} - 17,9 \text{ db} = 51,2 \text{ db}$$

La potencia de ruido disponible total, referida a las terminales de entrada del receptor será:

$$N_i = K T_s B_n = K T_o B_n Fop \quad (6,3)$$

en decibeles se tiene:

$$N_i = 10 \log K T_o + 10 \log B_n + 10 \log Fop$$

donde:

$K = 1,38 \times 10^{-23}$ watts-seg/ $^{\circ}$ K (constante de Boltzman)

T_s - Temperatura de ruido del sistema, referido a las terminales de entrada del receptor,

T_o - Temperatura Kelvin = 293° K

Fop - Figura ó cifra de ruido de operación del sistema receptor (para este caso se considerará de 10 db),

$$\therefore N_i = -203,9 + 74,8 + 10 = -119,2 \text{ dBw} = -89,2 \text{ dBm}$$

y

$$C_i = N_i + 51,2 \text{ db} = -89,2 \text{ dBm} + 51,2 \text{ db} = -38 \text{ dBm}$$

De acuerdo con lo anterior, la potencia de portadora requerida en la entrada del receptor en ausencia de desvanecimientos será de -38 dBm.

VI.2 SEÑAL DE RECEPCIÓN CON DESVANECIMIENTOS,

Considérese ahora una ruta de microondas formada por 54 saltos donde se supone que cualquier salto puede tener un fuerte desvanecimiento con distribución Rayleigh. En este caso, se considera que la pérdida por trayectoria en el espacio libre, corresponde a la señal media de recepción, la cual nos da un punto de referencia para la aplicación de la distribución Rayleigh,

Si se supone que solamente un salto está desvanecido con distribución Rayleigh, o sea que tiene 10 db de degradación con respecto a la señal media por 0,01% del tiempo, entonces para cumplir el objetivo de 75000 pw en el 99.99%, este salto debe tener una media o ruido en el espacio libre de 40 db (ver gráfica) por debajo del espacio libre, o empleando el caso más severo de 41 db, entonces para cada salto bajo condiciones de espacio libre se tiene que:

$$-41 \text{ db} = 10 \log \frac{P_n}{75000} \quad \therefore P_n = 6 \text{ pw}$$

Debe notarse que el ruido del sistema con una confiabilidad del 99,99% con un salto desvanecido es:

$$75\ 000 \text{ pw} + 53 \times 6 = 75318 \text{ pw}$$

Sin embargo, se despreciarán los 318 pw debido a los 53 saltos no desvanecidos.

De acuerdo con los datos mencionados, en una ruta de microondas de 2500 Kms., se considera que aproximadamente el 30% de los saltos estarán afectados por un fuerte desvanecimiento, mientras que el resto permanecerá con desvanecimientos no muy severos. Se supondrá que 16 de los saltos estarán afectados simultáneamente por un fuerte desvanecimiento con distribución Rayleigh, que el efecto de los otros saltos será despreciado. El problema se reduce ahora, a un análisis de distribución de probabilidad de un tandem de 16 generadores de ruido Rayleigh. Para 16 fuentes de ruido en cascada, se tiene un figura de 15 db superiores a una fuente de $10 \log 16 = 12 \text{ db}$.

Dado que el ruido medio (en el espacio libre), de un salto con distribución Rayleigh es de 6 pw , entonces para el desvanecimiento de 16 saltos, el ruido medio (en el espacio libre) por salto será:

$$- 15 \text{ db} = 10 \log \frac{P_n}{6 \text{ pw}} = 0.19 \text{ pw}$$

Así, el ruido por salto debe ser de $0.19 \text{ pw} = -97.2 \text{ dBm0}$ ponderados ó -94.7 dBm0 no ponderados.

La potencia de recepción sin desvanecimientos se calcula de la siguiente manera:

$$C/N_t = \frac{S}{N_t} \text{ (db)} = 17.9 \text{ db no ponderados.}$$

$$S/N_t = 0 \text{ dBm0} - (-94.7 \text{ dBm0}) = 94.7 \text{ db}$$

$$C/N_t = 94.7 - 17.9 = 76.8 \text{ db}$$

$$N_t = -89.2 \text{ dBm}$$

$$C_t = 76.8 + (-89.2 \text{ dBm}) = -12.4 \text{ dBm (en el espacio libre).}$$

Esta es, la potencia de recepción (en el espacio libre) requerida para preveer o compensar los efectos de desvanecimientos con distribución Rayleigh en los 16 saltos.

VI.2.1 POTENCIA DE TRANSMISIÓN SIN MEJORAMIENTO,

Ahora se analizará la potencia requerida por los transmisores a diferentes frecuencias, cuando se considera una ruta de microondas, suponiendo que 16 saltos están simultáneamente desvanecidos con distribución Rayleigh.

Considérese las siguientes características:

	Pérdidas en los circuitos de RF del receptor.		Pérdidas en los circuitos de RF del transmisor.	
Aislador	1 db		1 db	
Filtro paso banda	1 db		1 db	
Líneas de transmisión	2 db		2 db	
Filtros de ramificación	<u>1 db</u>		<u>1 db</u>	
T o t a l	5 db		5 db	
Frecuencia de operación	900MHz	2GHz	4GHz	8GHz
Pérdidas de RF en el receptor.	+5db	+5db	+5db	+5db
Pérdidas de RF en el transmisor.	+5db	+5db	+5db	+5db
Pérdidas por trayectoria (espacio libre) Aprox. 46.3Kms.	+125.2db	+132.2db	+138.4db	+144.3db
Ganancia de la antena transmisora.	-27.3db	-34 db	-40 db	-46 db

Ganancia de la antena receptora	-27,3db	-34 db	-40 db	-46db
C en el espacio libre dbm.	-12.4dbm	-12,4dbm	-12,4dbm	-12.4dbm
Pérdidas netas de RF.	+80.6db	+74,2db	+68.4db	+62.3db
Potencia de transmisión.	+68,2dbm	+61.8dbm	+56dbm	+49.9dbm
	=6.5 kw	=1.5kw	=400w	=100w

Como puede observarse, los resultados anteriores son imprácticos para enlaces de microondas por línea de vista, y será necesario reducir la potencia de transmisión.

VI.3 DIVERSIDAD DE ESPACIO Y FRECUENCIA,

En los sistemas de radiotransmisión por microondas, los trayectos de propagación de la señal entre puntos fijos, están sujetos a sufrir desvanecimientos o fluctuaciones de intensidad de la señal. Estos fenómenos, que perjudican la recepción de las señales, se deben a las alteraciones que se producen en las características de propagación del propio trayecto o del medio de transmisión. Por lo tanto, deben tomarse medidas adecuadas para reducir al mínimo aceptable los efectos de dichos fenómenos con el fin de obtener la confiabilidad necesaria del sistema.

En los sistemas de microondas que emplean trayectos por línea de vista entre puntos fijos, el efecto del desvanecimiento de las señales se puede mantener al nivel mínimo empleando métodos de protección por DIVERSIDAD⁽¹⁾, ya sea de

(1) El término diversidad, se refiere a sistemas en los cuales se tiene la posibilidad de contar con dos o más niveles no correlacionados con la señal deseada.

Espacio o de Frecuencia como se muestra en la figura (VI-4). Para la diversidad de frecuencia, la misma información se transmite simultáneamente por dos frecuencias diferentes; en la recepción, el receptor minimiza los efectos del desvanecimiento utilizando a cada instante la frecuencia que va teniendo la mayor intensidad de la señal.

Para la diversidad de Espacio, la información se envía en una misma frecuencia por dos trayectorias distintas, por medio de una sola antena transmisora. Los trayectos se elijen de manera que no exista la posibilidad de ocurrir desvanecimiento simultáneo en ambos. Para la recepción, generalmente, se usan dos antenas con separación vertical en una misma torre; las señales captadas pasan a dos receptores que entregan una señal de salida combinada de intensidad prácticamente constante.

En comparación con la diversidad de Espacio, la de frecuencia resulta más económica, ya que emplea una disposición más sencilla de equipos; además se obtiene ciertas ventajas de operación y mantenimiento. Sin embargo, debido al constante desarrollo y ampliación de los medios de telecomunicaciones, en muchos países se ha llegado a una seria congestión del espectro de frecuencia disponibles. Debido a esto, se han impuesto restricciones a la asignación de nuevas frecuencias. Por lo tanto, la alternativa más conveniente es la diversidad de Espacio.

El tipo de diversidad de espacio que se ha utilizado en los sistemas de microondas entre puntos fijos por línea de vista en realidad debería llamarse Diversidad de Altura, ya que invariablemente se usa una separación vertical de antenas.

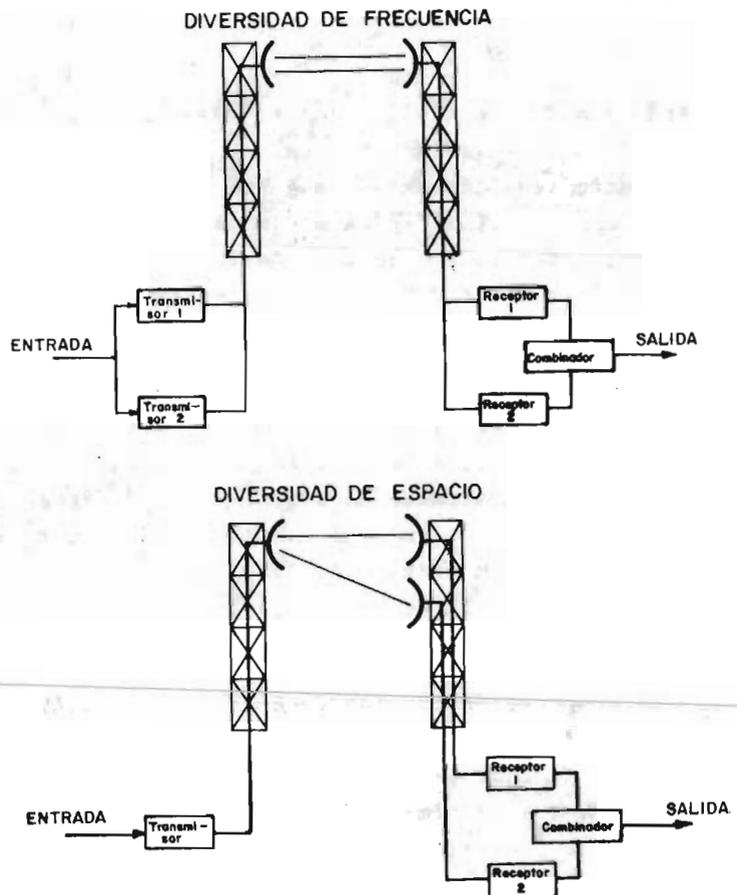


FIG. (VI, 4) CONFIGURACION DE UN SISTEMA QUE UTILIZA DIVERSIDAD DE FRECUENCIA Y EL OTRO UTILIZANDO DIVERSIDAD DE ESPACIO.

Por lo general, se considera que la separación horizontal debe ser mucho mayor que la vertical para obtener un grado equivalente de protección.

De acuerdo con estudios realizados recientemente, se estima que la diversidad de Espacio vertical es por lo menos tan provechosa como la de Frecuencia y en algunos casos suministra mayor protección.

VI, 3.1 SEPARACIÓN DE ANTENAS.

En la actualidad la mayoría de los ingenieros e investigadores concuerdan en que la separación entre antenas no es un factor crítico y no necesita calcularse, por lo menos en trayectos convencionales sobre tierra (sin pasar por mar u otra superficie acuática). Se ha determinado que el efecto de la diversidad tiende a mejorar a medida que aumenta la separación entre antenas, pero para este objeto también puede ser necesario aumentar la altura de las torres, lo que influiría en el costo del sistema.

Durante muchos años se estimó empíricamente que con una separación de 12 metros en un sistema de 6 Ghz., con un margen de ganancia de 40 db para contrarrestar el desvanecimiento, se podría obtener una mejora de por lo menos 100 a 1 en el efecto de la diversidad o en la confiabilidad del sistema. Sin embargo de acuerdo con datos teóricos y experimentales se ha encontrado que en realidad se obtiene una mejora del orden de 250 a 1 en la transmisión por 6Ghz., con un margen de 40 db contra el desvanecimiento. Según datos publicados por firmas japonesas, se ha obtenido una mejora todavía más elevada: en el orden de 5000 a 1.

Las especificaciones de espaciamento de antenas ahora son bastante moderadas. En general, se recomienda una separación de 9 a 12 metros para la banda de 6 Ghz; de 14 a 15 metros para la banda de 4Ghz y de 18 a 24 metros en la de 2 Ghz. Con estos valores se obtiene suficiente efecto de diversidad para eliminar el desvanecimiento de trayectos múltiples. En la banda de 11 Ghz se obtiene una protección adecuada con una separación de 8 a 9 metros. En la práctica se ha comprobado que aunque se aplique una separación reducida [de 4 a 6 metros] siempre se obtiene un buen efecto de diversidad, por lo menos en la banda de 6 Ghz.

TORRES Y ANTENAS,

Un método ultramoderado de calcular la altura de las torres para la diversidad de espacio, consiste en tomar la altura para transmisión sin diversidad y aumentarla en la proporción necesaria para el funcionamiento en diversidad. En realidad, esto significa aplicar el método de cálculo de altura libre del trayecto más bajo para la antena inferior. Otro método, todavía más razonable y moderado, sería aumentar la altura de las torres en proporción a la mitad de la separación de las antenas. Sin embargo, comunmente se aplica el criterio básico de altura libre al trayecto entre dos antenas superiores y un criterio menos estricto al trayecto desde la antena superior hasta la inferior.

En la figura (VI-5) se muestran tres diferentes alturas de torres. En todo caso es necesario asegurarse que no se presentarán problemas debido a obstáculos cercanos a un ex-

tremo del trayecto, susceptibles de obstruir la línea visual de la antena más baja,

DESVENTAJAS,

La diversidad de espacio tiene ciertas desventajas en comparación con la diversidad de frecuencia. Una de las principales, que se presenta por lo menos en los sistemas de telefonía, es la imposibilidad de efectuar pruebas entre ambos extremos del trayecto sin retirar el equipo del servicio. Otra desventaja obvia es el mayor costo del sistema debido al mayor número de antenas y guías de onda necesarias, a parte de la consiguiente sobrecarga de las torres. Además se requieren dispositivos de detección y conmutación de señales que aumentan la complejidad del equipo.

VI,3.2 REDUNDANCIA DEL EQUIPO,

Los sistemas con diversidad de frecuencia disponen de un canal de protección completo de uno a otro extremo, que se puede colocar automáticamente en servicio para reemplazar un canal averiado,

En los sistemas con diversidad de Espacio se puede o no introducir redundancia de equipo, lo que depende de la disposición del sistema. En los sistemas industriales generalmente se emplean dos receptores completos en la sección de recepción de ambos extremos de cada enlace de microondas; un receptor se conecta a la antena más alta y el otro a la antena más baja. Ambos receptores captan la onda completa de información y en ausencia de desvanecimiento la atenuación de la señal de un receptor no afecta a la señal combi-

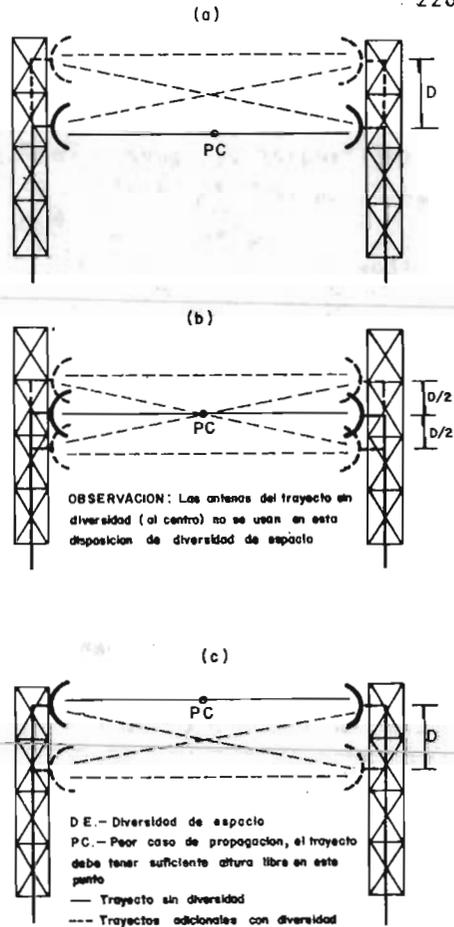


FIG. (VI, 5) TRES DISPOSICIONES DE DIVERSIDAD DE FRECUENCIA:

- a) CON LA MAYOR SEPARACION ENTRE LA ANTENA INFERIOR EXISTENTE Y LA NUEVA ANTENA SUPERIOR EN AMBOS EXTREMOS, EN CUYO CASO SE OBTIENE UNA ALTURA LIBRE ADECUADA EN TODOS LOS TRAYECTOS DE PROPAGACION.
- b) CUANDO SE INSTALA UNA NUEVA ANTENA ARRIBA Y OTRA ABAJO DE LA ANTENA EXISTENTE EN CADA EXTREMO, TRES DE LOS CUATRO TRAYECTOS RESULTAN SATISFACTORIOS.
- c) CUANDO LA NUEVA ANTENA QUEDA DEBAJO DE LA ANTENA EXISTENTE EN CADA EXTREMO, EL UNICO TRAYECTO BUENO QUEDA ENTRE LAS ANTENAS SUPERIORES.

nada de salida, ya que el equipo está provisto de un conmutador o combinador automático que permite dejar pasar ambas señales de entrada en la línea o elegir la mejor captada por un receptor cuando el otro pierde su señal por desvanecimiento o averías.

De la figura [VI-6] a la [VI-8] se muestran diferentes sistemas protegidos por diversidad de espacio o frecuencia con o sin equipo redundante.

VI.3,3 COMBINACIÓN Y CONMUTACIÓN.

La conmutación y la combinación en RF se emplean para solucionar problemas de trayectos de sistemas que requieren protección por diversidad de espacio. Esto se logra, por ejemplo, combinando en una T híbrida las señales RF de las dos antenas verticales (principal y auxiliar) antes de pasarlas al receptor (véase la Fig. VI.7). Para esta disposición se necesita un control de la posición relativa de las dos antenas y una igualación muy precisa de la longitud eléctrica de las dos guías de onda que conectan las antenas a la T híbrida, debido a que para un funcionamiento correcto ambas señales deben quedar dentro del mayor grado posible de fase en la frecuencia de microondas. Para lograr lo anterior se inserta algún dispositivo automático para detectar el grado de defasaje y así controlar un variador de fase. Esta disposición, esquematizada en la Fig. (VI, 7) es sumamente costosa y compleja.

En la Fig. (VI, 8) se muestra una disposición más sencilla pues se emplea conmutación de R.F en lugar de combinación para obtener protección con diversidad de espacio en los trayectos sujetos a desvanecimiento excesivo. En este arreglo,

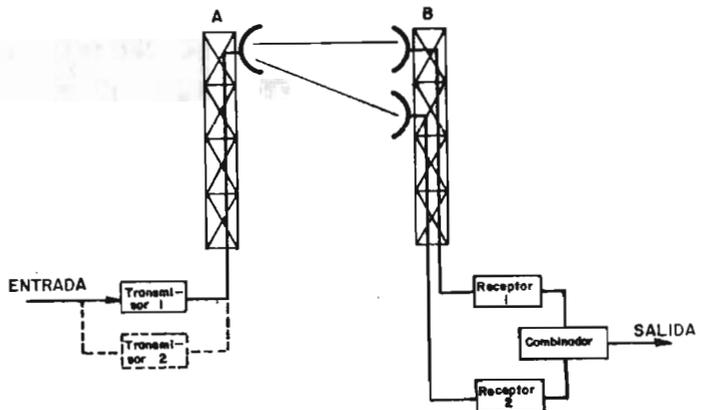


FIG. (VI-6) SISTEMA DE TRANSMISION SIMPLEX CON PROTECCION POR DIVERSIDAD DE ESPACIO, DONDE SOLO SE USA DIVERSIDAD EN EL EXTREMO DE RECEPCION.

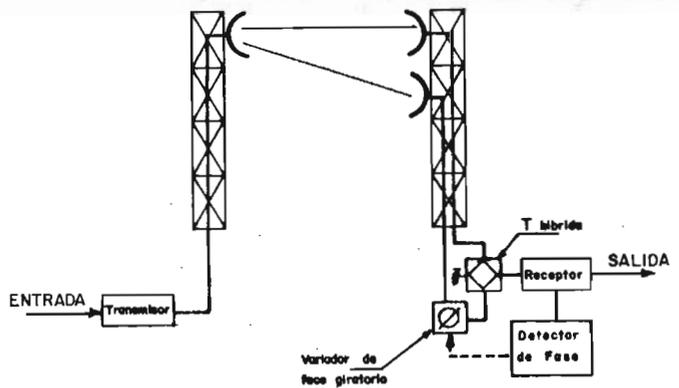


FIG. (VI-7) SISTEMA CON DIVERSIDAD DE ESPACIO, SIN EQUIPO REDUNDANTE, EN QUE SE USA UNA "T" HIBRIDA PARA LA COMBINACION DE SEÑALES Y UN VARIADOR DE FASE PARA EL CONTROL AUTOMATICO DE FASE.

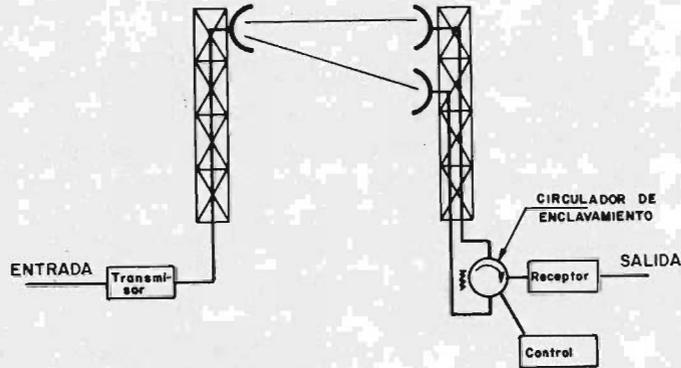


FIG. (VI-8) TAMBIEN SE PUEDE OBTENER DIVERSIDAD DE ESPACIO SIN REDUNDANCIA DE EQUIPO, EMPLEANDO UN CIRCULADOR DE ENCLAVAMIENTO PARA LA CONMUTACION DE SEÑALES DE RF EN EL RECEPTOR.

las guías de onda de las dos antenas se unen a los respectivos orificios de entrada de un circulador de enclavamiento. En condiciones normales de funcionamiento el receptor va conectado a la antena principal. Cuando se pierde la recepción por dicha antena, un dispositivo lógico cambia la posición del circulador y traspasa la antena auxiliar al receptor. Aunque este método presenta algunos problemas técnicos, se ha comprobado que mejora considerablemente la confiabilidad del sistema y al mismo tiempo reduce los períodos de interrupción del servicio.

De lo tratado anteriormente podemos concluir lo siguiente:

La diversidad de espacio, con una moderada separación de antenas, puede impartir un alto grado de protección de las señales contra el desvanecimiento selectivo (de trayectos multiplex),

Sin embargo, aparte de su mayor costo, la diversidad de espacio tiene ciertas desventajas de operación y mantenimiento en comparación con la diversidad de frecuencia, estos factores deben tomarse en cuenta y analizarse al considerar su utilización.

VI,4 OTRAS TÉCNICAS DE MEJORAMIENTO,

En el punto [VI,3] hemos analizado una de las técnicas de mejoramiento que fue la Diversidad. Una de las ventajas más atractivas de la diversidad, es su habilidad para reducir la fracción de tiempo en el cual la señal cae a niveles no deseados.

La selección de doble diversidad para el mejoramiento de un enlace es atractivo, debido a que los sistemas por línea de vista, operarían con doble protección en toda la ruta.

Existen, además, otros tipos de combinación de predetección (mejoras) como son :

1. El tipo selector (o conmutación), en donde los canales son conmutados hasta que se encuentra uno cuya calidad excede al umbral pre-establecido.
2. El tipo de razón máxima. En este caso, el factor de ponderación de cada canal, se ajusta automáticamente hasta que se obtiene la razón máxima de señal a ruido.
3. El tipo de igual ganancia. En este caso, todos los canales son ponderados uniformemente, independientemente de la variación de calidad.

El mejoramiento de un sistema que emplea doble diversidad, se puede observar en la figura (VI-9).

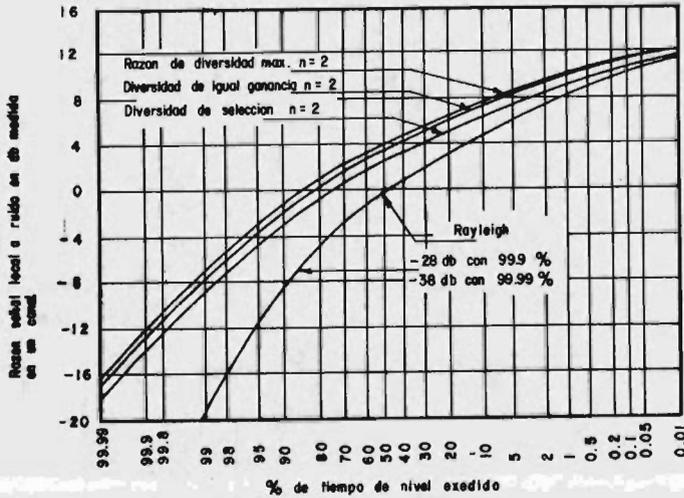


FIG. (VI-9) DISTRIBUCION CON DOBLE DIVERSIDAD.

Se ha observado prácticamente, que se obtienen ventajas al seleccionar la combinación del tipo de igual ganancia para sistemas por línea de vista. De la figura (VI-9) se puede observar una figura de mejoramiento de 18 db para doble diversidad para una confiabilidad del 99.99% empleando combinación de igual ganancia,

VI.4.1 MEJORAMIENTO DEBIDO A LA ECUALIZACION DE BANDA BASE,

En sistemas FDM - FM la razón señal a ruido en los canales de voz, varía de acuerdo con la posición del canal en la banda base,

Por lo tanto, es muy necesario intentar obtener, por un lado una razón señal a ruido uniforme en todos los canales, y por otro un sistema más económico, incrementando la desviación de frecuencia de portadora para los canales superiores relativos a los inferiores. Sin embargo, si este proceso se lleva demasiado lejos, el nivel de ruido por *in*termodulación en los canales con baja frecuencia, tiende a ser excesivo.

Como una solución posible, se tienen las redes de Preénfasis y Deénfasis. Las características de la red de Preénfasis que han sido adoptadas para sistemas FDM-FM con capacidad de 960 ct. y provisionalmente para los sistemas de 1800 canales. Se muestra en la figura (VI-10).

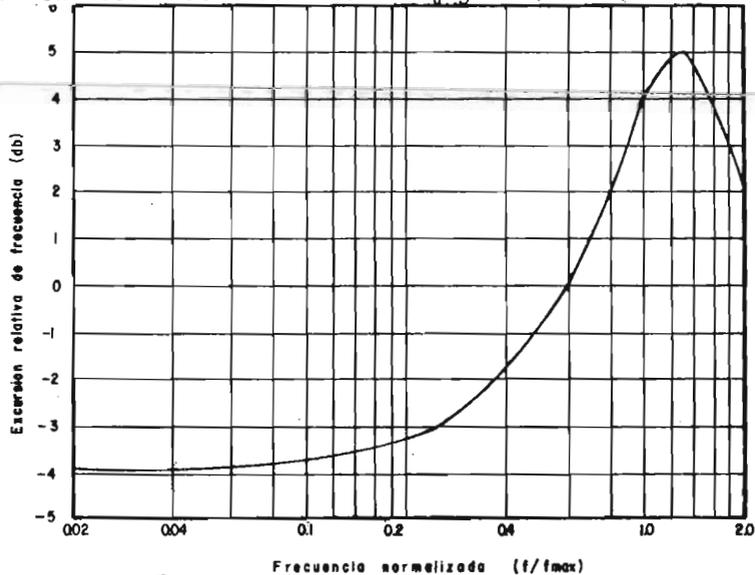


FIG. (VI-10) CARACTERÍSTICA DE PREENFASIS PARA SISTEMAS TELEFONICOS.

La característica de la red de Preénfasis (Recomendación del CCIR #275), es obtenida al emplear una red con una pérdida de inserción dada por:

$$= 5 - 10 \text{ Log} \left[1 + \frac{6,90}{1 + 5,25 \left(\frac{f_x}{f} - \frac{f}{f_x} \right)^2} \right] d_B$$

Donde: f_x es la frecuencia de resonancia de la red ($f_x = 1,25 f_{m\acute{a}x}$), y $f_{m\acute{a}x}$ es la frecuencia más alta del canal telefónico en la banda base del sistema.

A continuación se muestran las frecuencias características para redes de preénfasis y deénfasis empleadas en sistemas telefónicos con FDM.

TABLA (VI-1)

Máximo Número de canales telefónicos.	f_{max} (KHZ)	f_x (KHZ)
24	108	135
60	300	375
120	552	690
300	1300	1625
600	2660	3325
960	4188	5237
1800	8204	10255

En la figura (VI-11) se muestran las redes básicas empleadas para Preénfasis y Deénfasis.

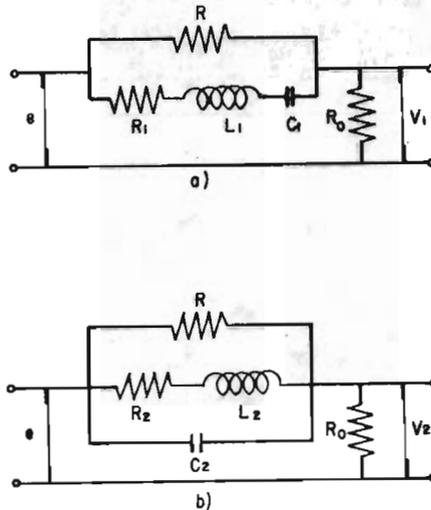


FIG. (VI 14) REDES BASICAS DE PREENFASIS Y DEENFASIS PARA SISTEMAS TELEFONICOS CON FDM.

Es también un requisito que donde se emplean las redes de Preénfasis, la desviación efectiva [RMS] debido a la señal multicanal, debe ser la misma con y sin Preénfasis. Este requisito asegura que el ancho de banda ocupado por las portadoras moduladas en RF y FI, debe ser el mismo con y sin Preénfasis, y esto permite que el mismo arreglo del canal de RF sea empleado en uno y otro caso.

Cuando se establecen las condiciones de modulación deseadas, es costumbre observar que la desviación para un solo canal telefónico con Preénfasis es la misma que sin Preénfasis para el canal telefónico de banda base cuya frecuencia central es de $0,608 f_{m\acute{a}x}$.

Se observa que la gama de las características de Preénfasis es de $+ 4$ db a partir del valor medio. El mismo mejoramiento posible en la razón señal a ruido en cualquier canal, es obtenido cuando la potencia promedio de la señal multicanal permanece constante con la presencia de redes de Deénfasis.

Se puede esperar una mejora de 5.4 db en el canal superior del equipo de radio o sea que al emplear equalización, se reduciría al ruido del canal superior en 5.4 db.

De lo anterior se puede observar que una reducción en la potencia de transmisión de 5,4 db todavía proporcionaría al ruido del canal superior, las especificaciones requeridas, como un margen de seguridad se escogen 5 db en lugar de 5,4 db para el factor de mejora.

En la tabla (VI-II) se muestran los valores del factor de mejora para algunos tipos de combinación de predetección. La mejora es en relación a la razón señal a ruido S/N en un canal de voz.

TABLA VI-II

T I P O	FACTOR DE MEJORA
Doble diversidad con combinación predetección de igual ganancia.	18 db
Equalización de Banda Base	5 db
Mejora total	23 db

VI.5 CÁLCULO DE UN ENLACE,

A continuación se hará el cálculo de las características de funcionamiento del circuito de referencia de 2500 Kms.

Datos para el diseño

$$B_n = 30 \text{ MHz}$$

$$F_{op} = 10 \text{ db}$$

$$K = 1,38 \times 10^{-23} \text{ Joules/}^\circ\text{K}$$

$$T_0 = 290^\circ\text{K}$$

$$f_d = (200 \text{ KHz}) (1,414) = 283 \text{ KHz}$$

$$f_1 = 2536 \text{ KHz} \text{ (frecuencia inferior de salida del canal de voz superior en un sistema multicanal)}$$

$$f_2 = 2540 \text{ KHz} \text{ (frecuencia superior de salida del canal superior de voz de un sistema multicanal)}$$

$$f_m = (f_1 + f_2) / 2 = 2538 \text{ KHz}$$

$$b = 3100 \text{ Hz}$$

CÁLCULOS,

1. Potencia de ruido térmico en las terminales de entrada del receptor en dBw,

$$N_i = 10 \log K T_0 + 10 \log B_n + F_{op}$$

$$= 10 \log [1,38 \times 10^{-23} \times 290] + 10 \log (30 \times 10^6) + 10 \text{ db}$$

$$= -119,2 \text{ dBw} \quad \delta \quad N_i = -89,2 \text{ dBm}$$

2. La potencia de ruido media por hora, en la peor hora, es igual a 7500 pw ponderados, de los cuales 3750 pw son contribuidos por el ruido térmico. La potencia del ruido térmico para el sistema total es:

$$\begin{aligned} & -90 + 10 \log 3750 = -90 + 35,7 \\ & = -54,3 \text{ dBm (ponderados)} \\ & \delta \\ & = -54,3 - 2,5 \\ & = -51,8 \text{ dBm (no ponderados)}. \end{aligned}$$

3. La razón de la potencia de la señal a la potencia del ruido térmico para el sistema total es:

$$54 \text{ saltos} = 51,8 \text{ db no ponderados}$$

4. La razón de potencias, de la señal a la del ruido térmico para un solo salto es:

$$\begin{aligned} \frac{S}{Nt} &= 51,8 + 10 \log 54 \\ &= 69,1 \text{ db no ponderados} \end{aligned}$$

5. La potencia de portadora requerida para producir la razón señal a ruido calculada en un canal de voz en un salto, esta dada por:

$$\begin{aligned} C_i &= \frac{S}{Nt} + Fop + 10 \log KTo + 10 \log 2b + 20 \log \frac{f_m}{Fa} \\ &= 69,1 + 10 \log [1,38 \times 10^{-23} \times 290] + 10 \log (2 \times 3100) + 20 \log \left(\frac{2538}{283} \right) \\ &= -68 \text{ dBw } \delta \quad -38 \text{ dBm} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 6. \text{ La portadora al ruido} &= C - N_d \\
 &= -68 + 119,2 \\
 &= 51,2 \text{ db}
 \end{aligned}$$

7. La potencia requerida del transmisor P_t , es igual a la potencia requerida por la portadora en el receptor, más las pérdidas del circuito (receptor y transmisor), menos la ganancia de las antenas, más las pérdidas por trayectoria. Es decir

$$\alpha_T = \frac{P_t}{P_r} \quad ; \quad P_t = \alpha_T P_r$$

Donde:

$$\alpha_T = -G_{tx} + \alpha_{RF_{tx}} + \alpha_e - G_{Rx} + \alpha_{RF_{Rx}}$$

G_{tx} - Ganancia de la antena transmisora

G_{Rx} - Ganancia de la antena receptora

$\alpha_{RF_{tx}}$ - Pérdidas en el circuito transmisor

$\alpha_{RF_{Rx}}$ - Pérdidas en el circuito receptor

α_e - Pérdidas por trayectoria.

a) Ganancia de antena en db_d

$$G = 10 \log 0,54 \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2$$

Donde:

- D - Diámetro de la antena expresado en metros
 λ - longitud de onda de la frecuencia de operación en metros.

b) Pérdida de transmisión en el espacio libre entre an tenas isotrópicas.

$$\alpha_e = 32,46 + 20 \log d (\text{kms}) + 20 \log f (\text{MHz})$$

Donde:

- d - distancia entre antenas, expresada en Kms.
 f - frecuencia de operación en MHz.

c) Para este ejemplo se harán las siguientes consideraciones:

$$G_{tx} = 40 \text{ db}_i$$

$$G_{Rx} = 40 \text{ db}_i$$

$$\alpha_{RF_{tx}} = 5 \text{ db}$$

$$\alpha_{RF_{Rx}} = 5 \text{ db}$$

$$\alpha_e = 138,4 \text{ db}$$

d) La pérdida total en el enlace es:

$$\alpha_{\overline{x}} = 40 \text{ db}_i + 5 \text{ db} + 138,4 \text{ db} - 40 \text{ db}_x + 5 \text{ db}$$

$$\alpha_{\overline{x}} = 68,4 \text{ db}$$

e) La potencia de transmisión es

$$P_t = \alpha_{\overline{x}} P_x$$

donde

$$P_x = C_x$$

$$P_t = 68,4 - 38 \text{ dbm}$$

$$P_t = 30,4 \text{ dbm} \quad \text{ó} \quad P_t = 1,1 \text{ watts}$$

La determinación de la potencia de transmisión anterior se basa en condiciones promedio y sin desvanecimiento de la señal en ninguno de los saltos y tampoco incluye los mejoramientos obtenidos cuando se emplea diversidad y Preénfasis.

CAPITULO VII
EQUIPO REQUERIDO PARA EL SISTEMA

VII. EQUIPO REQUERIDO PARA EL SISTEMA,

La selección del equipo a emplear en un sistema por microondas es de gran importancia, ya que para elegir el equipo más adecuado, debe de realizarse un estudio completo en el cual se traten factores como son:

- Capacidad del sistema (número de canales).
- Tipo de servicio (nacional o internacional)
- Especificaciones técnicas (anchos de banda, frecuencias de operación, modulación a emplear, potencias, etc.).
- Costo por unidad.
- Cumplimiento con normas o recomendaciones (CCIR y CCITT).

Una vez que se ha realizado el estudio de cada uno de los puntos anteriores, se analizan las propuestas hechas por los fabricantes, para finalmente decidir que equipo cumple con todos los requisitos marcados.

Siguiendo con los lineamientos mencionados anteriormente, en la primera parte de este capítulo se propone el equipo requerido para un sistema de microondas, para operar en la banda de 7 GHz, con una capacidad de 300 canales telefónicos. En tanto que en la segunda parte del capítulo, debido a que las antenas juegan un papel importante en el enlace, se mencionan los parámetros más importantes de estas, para finalmente terminar con un estudio detallado de un elemento intermedio en algunos enlaces, como son los repetidores pasivos.

VII, 1 EQUIPO PROPUESTO:

El equipo que se propone para un sistema de microondas operando en la banda de 7 GHz, con una capacidad de 300 canales telefónicos es el siguiente:

1. EQUIPO TRANSMISOR (7 GHz)

CARACTERÍSTICAS,

- Capacidad: 300 CH
- Configuración: Equipo de Estado Sólido
- Potencia de salida: 1 watt
- Tipo de modulación: FM
- Ancho de banda: 300 CH de 3,1 KHz,
- Estabilidad de la frecuencia: 0,002%
Sobre un rango de temperatura de 0°C a 50°C.
- Impedancia de entrada (Banda base): 75 Ohms no balanceados.

2. EQUIPO RECEPTOR (7 GHz)

CARACTERÍSTICAS,

- Capacidad: 300 CH
- Configuración: equipo de Estado Sólido
- Nivel de entrada (para la entrada de la unidad receptora).
- Nivel de umbral: -94 db típicos,
- Nivel de Squelch: -89 db nominal,
- Figura de ruido: 3,7 db
- Banda de F.I : 70 ± 7 Mhz, para 3 db por pérdidas de inserción.

- Rechazo de Espurias: depende de la frecuencia,
- Impedancia de salida: 75 Ohms no balanceados,
- Niveles de banda base:
Entrada-40 dBm -43 dBm
Standard-42 dBm
Salida -18 dBm.
- Estabilidad: $\pm 0,2$ db típicos,
- Enlace piloto: 1499 Khz,

3. EQUIPO MULTIPLEX

CARACTERÍSTICAS,

- Configuración: dispositivo de Estado Sólido.
- Capacidad de multiplexaje: 72 ó 300 CH
- Incluye sincronía piloto.
- Ancho de banda del canal: 0,3 Khz-3,4 Khz.
- Tono de señalización: 3,825 KHz en la banda de salida.
- Nivel de ruido máximo: 67 db (ruido base básico) de CH/G/SG
- Impedancia a baja frecuencia: 600 Ohms balanceados.

4. EQUIPO DE SUPERVISIÓN REMOTA.

CARACTERÍSTICAS

- Capacidad del sistema: arriba de 24 estaciones,
- Máxima señalización por estación: arriba de 64 CH,
- Tipo de modulación del canal de señalización: FSK
- Impedancia de entrada/salida: 600 Ohms.

-La señalización es reconocida en toda la estación maestra mediante un sistema audio-luminoso.

-Las mediciones de error están en código CRC (Chequeo de redundancia cíclica).

5. ANTENAS.

CARACTERÍSTICAS,

-Capacidad : 300 CH Telefónicos

-Modelo: Andrew

-Tipo: Parabólica.

Característica TIPO	STANDARD					ALTA CAPACIDAD	
	P4-71D	P6-71D	P8-71D	P10-71E	P12-71E	HP6-71D	HP12-71E
Modelo							
Tamaño (m ϕ)	1.2	1.8	2.4	3.0	3.7	1.8	3.7
Ganancia [dbi]	37.0	40.5	43.0	44.7	46.7	40.5	46.7
Peso(Kg) con montaje	48	61	120	153	271	137	390

6. ACCESORIOS

GUIAS DE ONDA

-Capacidad: 300 CH.

-Sección transversal: Elíptica,

-Dimensiones: 48.5 X 28.4 mm.

-Atenuación: 0.047 db/m típica para 7.575 GHz.

-VSWR (Máximo): 1.15.

VII.2 ANTENAS EMPLEADAS EN SISTEMAS DE MICROONDAS,

Cualquier sistema de radio enlace requiere cierto tipo de antena para radiar la energía al espacio y para recibir la mayor parte posible de ésta en el receptor. La eficiencia del sistema de antenas depende de la cantidad de energía transmitida que se pueda recibir con la antena receptora, lo cual es, especialmente para sistemas de microondas un factor de gran importancia, ya que la baja potencia transmitida y la alta pérdida en el espacio libre producen una señal muy pequeña que llega a la antena receptora.

El uso práctico de las ondas de radio ha dado como resultado grandes avances en la construcción y diseño de antenas direccionales. En lo particular, se emplean antenas direccionales que concentran la potencia radiada en haces estrechos en dirección de la antena receptora. Igualmente, es necesario que la antena receptora también sea muy direccional para poder recibir señales débiles atenuadas por el espacio.

Prácticamente se forman haces concentrados por medio del enfocamiento de las ondas al reflejarse en una superficie metálica, sobre la cual se transmiten las ondas des de una fuente radiadora relativamente direccional.

Si se desea obtener la máxima orientación, es necesario emplear una superficie reflectora que tenga la forma de una parábola con la fuente radiadora colocada en el punto focal y radiando en la dirección de la superficie de la parábola. Esto se puede lograr por la simple propiedad de las microondas que siguen las leyes de la ópti-

ca, comportándose por lo general, igual que la luz, tal como se ve en la figura (VII.1).

El reflector puede ser una sección de la superficie formada al rotar una parábola alrededor de su eje o puede ser un cilindro parabólico que tiene dos lados limitados por paredes metálicas. Por otra parte, no es necesario usar la superficie total del parabolóide, por lo que puede escogerse solamente partes de ésta como reflector. La superficie empleada comúnmente es la del parabolóide de rotación iluminada por un radiador de guía de onda localizado en el punto focal.

Para un análisis completo de una antena, es necesario considerar factores como la ganancia, ancho del haz, existencia de lóbulos laterales, coeficiente de reflexión, iluminación y construcción mecánica, lo cual se tratara a continuación.

La superficie parabólica de una antena que normalmente se emplea en los sistemas modernos de microondas posee varias propiedades interesantes:

- a) Un rayo de luz o una onda que se emita desde el punto focal y se refleje en la superficie parabólica, tendrá su dirección paralela con el eje de la parábola, es decir, un radiador en el punto focal F , figura (VII.2) producirá después de la reflexión un haz de ondas paralelas (a' y b').
- b) Las ondas que se emiten del punto focal llegarán en el mismo instante a cualquier superficie que este perpendicular al eje de la parábola ($F-F'$), es decir, se pro

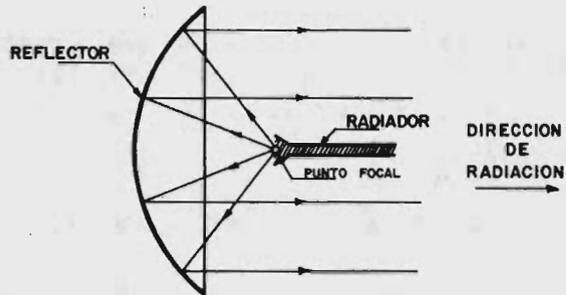


FIG. (VII.1) ANTENA PARABOLICA
(CORTE VERTICAL).

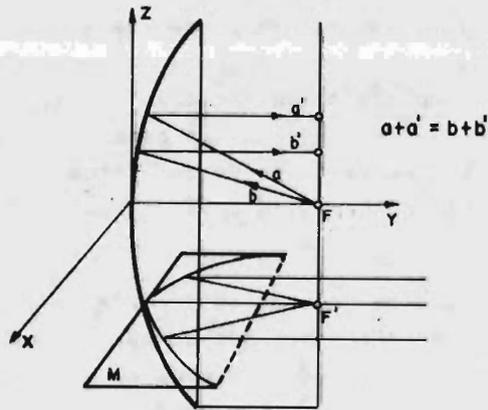


FIG. (VII.2)

paga un frente de onda con la misma fase,

- c) La intersección de cualquier plano paralelo con el eje dará un corte parabólico, el cual tendrá la misma distancia al punto focal como el de la parábola original, (plano M),

VII.2.1. GANANCIA DE UNA ANTENA PARABÓLICA,

Las propiedades direccionales de una antena parabólica son muy importantes y se pueden estimar considerando su "ganancia" como un factor de mérito de la antena, el cual se define como la relación de la intensidad de campo máximo en una dirección dada, a la máxima intensidad de campo en la misma dirección de un radiador isotrópico. El radiador isotrópico es una antena "ideal, que radia igual en todas direcciones. No puede construirse en la práctica, pero sirve como una referencia conveniente. La ganancia aumenta la radiación efectiva y la eficiencia del sistema aumenta igualmente con la ganancia de la antena receptora. Las propiedades de las antenas son las mismas para una antena receptora como para una antena transmisora.

La ganancia de una antena depende de su tamaño en relación con la longitud de onda de operación, y aumenta con la frecuencia o con el tamaño de la antena. La ganancia de una antena parabólica se puede expresar con la siguiente relación matemática:

$$G = K \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2$$

donde K es un factor de eficiencia de la superficie reflectora que sería "1" si no hubiese pérdidas durante la reflexión.

El valor de K normalmente varía alrededor de 0,5 para frecuencias de microondas. En decibeles se puede expresar la ganancia como:

$$G(\text{db}) = 20 \log f + 20 \log D - 52,6$$

con $K = 0,54$, f MHz y D en pies, por lo que fácilmente se puede calcular la ganancia de cualquier antena parabólica.

VII,2.2 ANCHO DEL HAZ DE ANTENAS DE MICROONDAS,

El ancho del haz transmitido está íntimamente relacionado con la ganancia de la parábola. Se define como el ángulo entre puntos de media potencia (3 db), donde la intensidad radiada del lóbulo principal es solamente la mitad del máximo. El ancho del haz o la direccionalidad puede expresarse en el plano horizontal igual que en el vertical para describir la forma del haz en tres dimensiones. En la figura (VII,3) se muestran tres diferentes lóbulos de radiación junto con la distribución del campo de una antena parabólica,

VII,2.3 LOBULOS LATERALES DE ANTENAS DE MICROONDAS,

No existe por lo tanto alguna antena direccional que concentre toda la energía en la dirección deseada. Por varias razones se radia energía del haz principal en di-

ferentes direcciones, dando como consecuencia, lóbulos de radiación inferiores al principal, según se puede ver en la figura VII.4. Esto se debe a factores como difracción de las ondas en la orilla de la parábola, reflexiones contra el propio radiador, distribución no uniforme de la energía del radiador y la dimensión finita del mismo. Normalmente estos lóbulos se generan por la distribución del radiador y no por la superficie de la parábola.

Los lóbulos laterales, no solamente desperdician la energía, sino también pueden interferir con otras antenas localizadas en la cercanía de la antena transmisora.

VII.2.4 COEFICIENTE DE REFLEXIÓN DE ANTENAS.

Las pérdidas de la señal en la dirección deseada aumentan, si la superficie de reflexión no es un conductor perfecto. En sistemas de microondas donde se requieren antenas de grandes ganancias, el tamaño de la antena parabólica puede ser de 4-5 metros o más, por lo que no es conveniente ni económico construir antenas de un material que sea un muy buen conductor, como por ejemplo de plata o cobre, sino se construyen normalmente de aluminio, en virtud de que puede soportar las torsiones del viento y además son livianas y económicas.

VII.2.5 RADIADORES DE MICROONDAS

Para obtener la máxima eficiencia de una antena para-

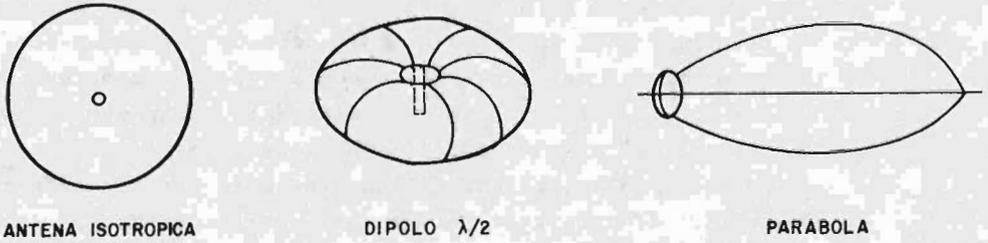


FIG. (VII.3) LOBULOS DE RADIACION DE ANTENAS.

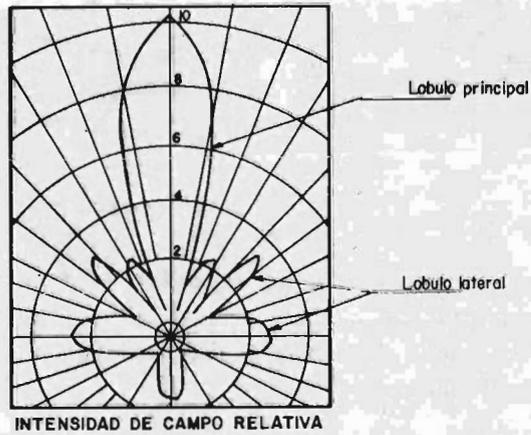


FIG. (VII.4) PATRON TIPICO DE RADIACION DE UNA PARABOLA DE MICROONDAS.

bólica es necesario controlar cuidadosamente la fase, amplitud y polarización del campo u onda que arribe al reflector, es decir, los requisitos para el radiador son muy estrictos. Primeramente debe el radiador ser pequeño y además debe radiar un frente de onda que sea esférico para que se considere la fuente de energía como un punto, y además, la amplitud debe dirigirse uniformemente para "iluminar" totalmente la superficie reflectora y que después de la reflexión, la onda tenga la polarización requerida. Algunos ejemplos de la distribución de los campos emitidos por radiadores de guía de onda se muestran en la figura (VII.5.)

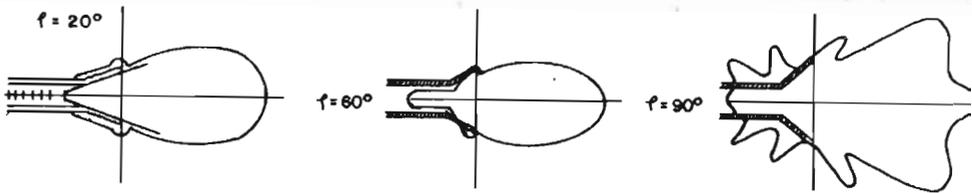


FIG. (VII.5) LOBULOS TÍPICOS DE RADIADORES.

Por lo general, un radiador de guía de onda da menos concentración del campo que un radiador complicado, pero su ancho de banda es bastante grande y es de construcción sencilla.

Como ejemplo se puede mencionar una antena parabólica que emplea un radiador de corneta situado en el punto fo-

cal de la parábola. Los problemas principales que se encuentran en antenas de este tipo, son debidos al radiador y no a la superficie parabólica. Estos problemas se deben a que la corneta radiadora bloquea parte de la energía reflejada disminuyendo la ganancia, interfiriendo con la onda transmitida, formando ondas estacionarias que distorsionan la señal, aumentando el ruido en el sistema.

En la práctica este problema se soluciona modificando la forma de la superficie reflectora en la parte central de la parábola, construyendo una placa redonda que se denomina "placa Vortex" y que no permite reflexiones hacia el radiador. La distorsión de la señal disminuye sacrificando ganancia y aumentando los lóbulos laterales.

VII.2.6. ANTENA DE CUERNO.

Otra manera práctica para eliminar el problema de reflexiones hacia el radiador es situarlo fuera del campo de la parábola. Este tipo de antena se emplea en varios sistemas de microondas y consiste en usar solamente una pequeña parte de la superficie parabólica con el radiador en el punto focal según se muestra en la figura (VII,6). Este tipo de antena se denomina "reflector de cuerno" y tiene además las ventajas de que los lóbulos laterales son menores, la radiación hacia atrás es casi nula, y el acoplamiento a la guía de onda y al radiador es muy bueno.

La única inconveniencia es que el peso de la antena aumenta considerablemente y se requieren torres más costosas,

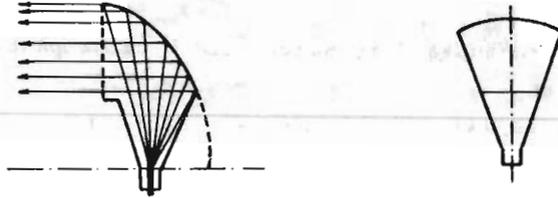


FIG. (VII.6) ANTENA DE CUERNO.

VII.2.7. CONSTRUCCIÓN MECÁNICA DE ANTENAS DE MICROONDAS.

Las microondas se comportan igual que los rayos de luz, por lo cual toda irregularidad en la superficie de la parábola reflectora tiende a desenfocar el haz, aumentando los lóbulos laterales, reduciendo la ganancia y aumentando el ancho del haz. El efecto total de estas irregularidades depende de los errores en la conformación de la superficie, comparado con la longitud de onda. Es cierto, que las tolerancias mecánicas no pueden prácticamente eliminarse, por lo que es necesario hacer un compromiso entre el costo y las características deseadas de una antena parabólica. Normalmente los errores en la superficie no deberán exceder $1/16$ de la longitud de onda de operación.

VII.2.8 REFLECTORES PASIVOS.

En muchos casos, durante la instalación de las antenas, no es posible construir torres que soporten la antena parabólica y las guías de onda, si éstas son muy largas, tendrán pérdidas bastante altas. En estos casos se emplean

antenas parabólicas montadas cerca del equipo y radiando hacia un reflector pasivo montado en la torre el cual dirige las ondas en la dirección deseada, de la misma manera que un periscopio.

VII.2.9. CONCLUSIONES Y REQUISITOS PARA SISTEMAS DE MICROONDAS.

Los siguientes puntos deben considerarse para las antenas empleadas en sistemas de microondas:

- a) Ganancia: Debe ser lo más alto posible para tener buena relación de señal a ruido en el sistema de microondas. Por lo menos se requiere 40 db de ganancia.
- b) Ancho del haz: Debe ser lo más estrecho posible sin tener lóbulos laterales. Estos lóbulos pueden contribuir a los desvanecimientos por reflexiones debidas a las ondas radiadas en direcciones no deseadas.
- c) Acoplamientos: Para mantener el ruido del sistema de microondas al mínimo es necesario disminuir las reflexiones por desacoplamientos en las guías de onda y en los radiadores. Para sistemas de alta capacidad debe mantenerse la relación de onda estacionaria (ROE) a valores menores de 1.05.
- d) Radiación hacia atrás: El CCIR recomienda el plan de frecuencias que debe usarse para sistemas de microondas y recomienda usar las mismas frecuencias de recep-

ción como de transmisión para antenas que están en la misma torre. Esto requiere la mínima radiación hacia atrás.

- e) Acoplamiento entre antenas: Debe mantenerse al mínimo, por lo cual puede ser necesario diseñar blindajes entre las antenas.
- f) Construcción: Debe ser simple, económico y debe aceptar las tolerancias deseadas. Además se debe considerar si es necesario emplear protección del radiador contra factores del medio ambiente (niebla, hielo, etc.).

VII.3 REPETIDORES PASIVOS.

Un repetidor pasivo tiene como función, interceptar el haz de ondas electromagnéticas que viajan en una dirección y redirigir la señal hacia otra dirección determinada, basándose en las características de reflexión que presentan los conductores y también en la ley de Snell.

La diferencia de este tipo de repetidor con un repetidor activo, es que en el repetidor pasivo la señal que incide no recibe ningún tratamiento como: Preamplificación, Amplificación o Cambio de frecuencia, como lo hace una estación repetidora de tipo activo.

A pesar de estas condiciones de trabajo, se emplean repetidores pasivos en enlaces de microondas por línea de vista.

Existen algunas condiciones que deben tomarse en cuenta para decidir el empleo de un repetidor pasivo y estas son principalmente:

- Lugares de muy difícil acceso para su mantenimiento.
- Lugares en los cuales no es posible instalar alimentación eléctrica.

Si es corta la distancia a la cual se encuentra la estación repetidora (o terminal) más próxima, también se puede emplear un repetidor pasivo y así disminuir los efectos de atenuación que puede presentar un cable coaxial de más de 70 m. de largo o una guía de ondas.

En el uso de repetidores pasivos entre mayor sea el área del repetidor, mayor cantidad de señal se redirigirá hacia el nuevo punto de recepción. Pero esta área no deberá de ser demasiado grande ya que hay que considerar, que las velocidades del viento pueden mover al reflector y cambiar así su ángulo de reflexión.

Los repetidores pasivos son de aluminio y pueden construirse por secciones o paneles, los cuales son unidos mediante remaches de alta rigidez como los empleados en la fabricación de aviones. Estos remaches se colocan en los dobleces o pestañas alrededor del área que forma el panel.

En la cara reflectora del pasivo no deben existir imperfecciones, esto quiere decir que deberá ser una superficie pulida y sin bordes, para evitar reflexiones en otras direcciones, por esta razón al unir paneles de aluminio cuyo

grueso sea de 0.064' (0.0192 m) se empleará una resina epoxica en vez de soldadura de aluminio, Esta resina, tiene la finalidad de evitar el fenómeno de corrosión.

La calidad del trabajo debe ser excelente y esto se prueba haciendo rodar uniformemente un alambre delgado sobre la superficie. También se checa que la presión ejercida por el viento, sea soportable por la superficie sin sufrir deformaciones.

VII.3.1. RIGIDEZ.

A la superficie reflectora de un pasivo se le puede permitir una irregularidad que este dentro de $\lambda/8$. Existen estudios acerca de esta irregularidad en la superficie y se ha logrado determinar que a diferentes frecuencias de operación se le permiten diferentes valores en la irregularidad superficial, como son: 3''/4 (0.018 m) para 2 Ghz., 1''/4 (6.25×10^{-3} m) para 6 Ghz. y 1''/8 (3.125×10^{-3} m) para 11 Ghz.

En la práctica se trata de evitar una superficie convexa mediante especificaciones típicas y por ejemplo para 6 Ghz se especifica una superficie reflectora de +0, -1''/4, el signo negativo indica concavidad de la cara.

Las especificaciones para la rigidez de un repetidor pasivo se basan en el ancho del haz de la señal reflejada. El ancho del haz entre puntos a media potencia de un reflector pasivo iluminado completamente, se representa por la si-

guiente ecuación:

$$\phi = \left(\frac{58,7 \lambda}{L} \right)^0$$

donde:

- λ - Es la longitud de onda en pies.
- L - Es la dimensión lineal efectiva del pasivo en pies (en la dirección del haz).

Por lo tanto las especificaciones de rigidez, deben considerar a la frecuencia y a la dimensión del pasivo. Los pasivos se deben diseñar para observar un alto grado de exactitud en su posición aún bajo las peores condiciones atmosféricas.

Suponiendo un pasivo de 20' (6m²) y considerando que la pérdida de potencia es un 50% (-3db), la rigidez estructural deberá ser de + 0.72 para 2 Ghz, + 0.24 para 6 Ghz y +0.13 para 11 Ghz.

VII.3.2 DIMENSIONES DE LA SUPERFICIE REFLECTORA,

Los repetidores pasivos se construyen en 14 medidas estandard que van de 6'X8' (4,32 m²) a 30'X32' (86,4 m²).

Estas dimensiones se pueden lograr con el ensamblado de pñeles o modulos fabricados en cuatro medidas estandard que son:

6' X 8' X 1' (4.32 m² de área y pestaña de 30 cm),
 7' X 8' X 1' (5.04 m² de área y pestaña de 30 cm),
 8' X 10' X 1' (7.2 m² de área y pestaña de 30 cm),
 8' X 10' X 2' (7.2 m² de área y pestaña de 30 cm).

Por ejemplo se recomienda un pasivo de 9 pñeles de
 8' X 10' X 2' para lograr una superficie reflectora de
 24' X 30' (64.8 m²).

Los repetidores se prueban en la fábrica armando la su-
 perficie con remaches de menor calidad o con tornillos,
 después se desarma y traslada al campo en donde se procede
 rá al armado con remaches de alta rigidez y dando el acaba-
 do de cara pulida ya explicado.

VII.3.3 ESTRUCTURA.

La superficie reflectora se debe montar sobre una estruc-
 tura de acero galvanizado, tratando de emplear en la mayor
 cantidad de uniones, soldadura y evitar así el uso de torni-
 llos que puedan aflojarse con el constante golpe del viento,
 El compromiso que debe cumplir el diseñador de la estructura
 de soporte es el de reducir el número de piezas que formen
 la estructura. Esto es con el objeto de disminuir el tiempo
 de montaje en el campo.

Al diseñar una estructura deberán tomarse en cuenta las
 siguientes características: Angulo de reflexión y requisitos
 de pendiente.

MECANISMOS DE AJUSTE.

El mecanismo de ajuste se coloca entre los páneles y la estructura de acero galvanizado.

SOPORTES.

La estructura de acero galvanizado es sostenida sobre cuatro soportes o pilares que deber an ser diseñados para soportar el peso muerto del reflector, la estructura y la nieve, y garantizar la mayor rigidez.

VII.3.4 ÁNGULOS VERTICAL Y HORIZONTAL EN REPETIDORES PASIVOS.

En un repetidor pasivo se manejan dos ángulos importantes que son; ángulo vertical que se fija mediante los mecanismos de ajuste y que nos dan la inclinación de la superficie reflectora del pasivo con respecto al plano de tierra y que se muestra en la figura (VII.7), y el ángulo horizontal α , que se define con las trayectorias del haz incidente y reflejado según como se muestra en la figura (VII.8).

A la contribución del campo eléctrico en el receptor, no le afecta grandemente las variaciones del ángulo vertical, sin embargo las variaciones del ángulo horizontal si tienen un efecto muy importante en esta .

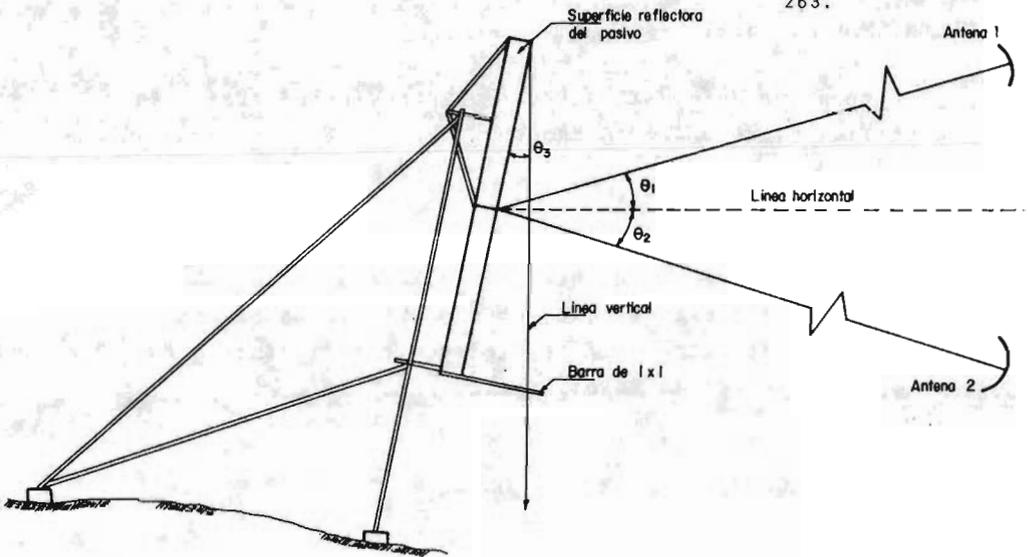
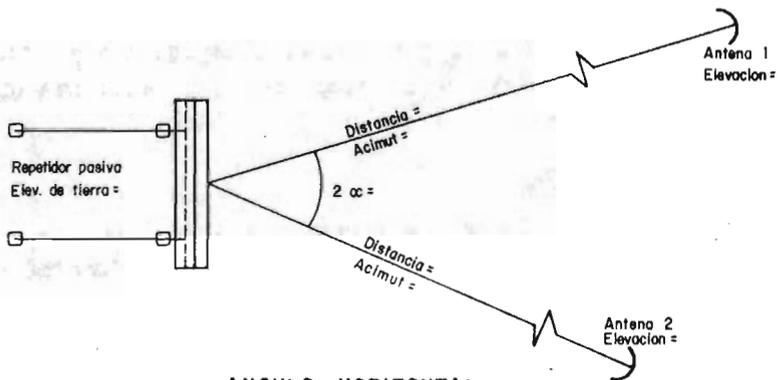


FIG. (VII.7). VISTA LATERAL DE UN REPETIDOR PASIVO QUE MUESTRA EL ANGULO VERTICAL (θ).



ANGULO HORIZONTAL

FIG. (VII.8) VISTA EN PLANTA DE UN REPETIDOR PASIVO QUE MUESTRA EL ANGULO HORIZONTAL (2α).

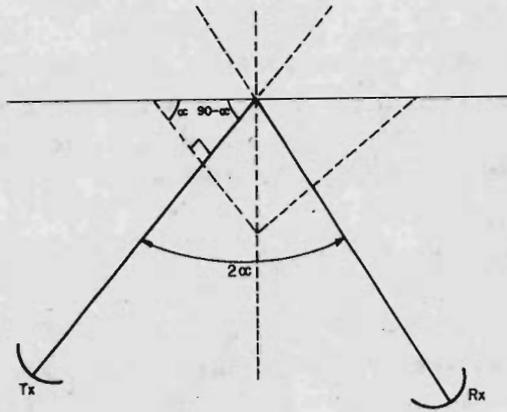


FIG. (VII.9) ANALISIS GRAFICO DEL ANGULO HORIZONTAL.

VII.3.5 AREA EFECTIVA DEL REPETIDOR PASIVO.

Es la porción del área del reflector que ve el haz al incidir normalmente y está dada por:

$$A_r \cos \alpha = A_{efe} = a^2 \quad (7.1)$$

$$\cos \alpha = \frac{A_{efe}}{A_r}$$

GANANCIA DE UN PASIVO.

Recordemos la definición de ganancia que nos dice: que es la habilidad de concentrar una cantidad de energía en una dirección; se ve que el pasivo cumple con esta definición, por lo tanto un repetidor pasivo sí tiene ganancia.

Un repetidor pasivo tiene la ganancia de dos antenas parabólicas que estuviesen conectadas espalda con espalda. La ganancia de una antena de apertura cuya área efectiva sea a^2 , está dada por la siguiente expresión:

$$G = \frac{A_{efe}}{A_{iso}} \quad (7.2)$$

La ganancia del reflector pasivo o repetidor pasivo con respecto a la antena isotrópica, está dada por la siguiente expresión:

$$G_p = \left[\frac{A_{efe \text{ Pasivo}}}{A_{iso}} \right]^2 \quad (7.3)$$

"a" se puede calcular si se conoce el ángulo y la dirección del haz.

Si $A_{efe. pasivo} = a^2$

$$G_p = \left[\frac{a^2}{\frac{\lambda^2}{4\pi}} \right]^2$$

$$G_p = \left[\frac{4\pi \cdot a^2}{\lambda^2} \right]^2 \quad (7.4)$$

expresando la ganancia del pasivo en db, se tiene que:

$$G_P = 20 \log \left[\frac{4 \Pi a^2}{\lambda^2} \right]$$

$$G_P = 20 \log \left(\frac{4 \Pi A_r \cos \alpha}{\lambda^2} \right) \quad (7.5)$$

VII.3.6 LOCALIZACIÓN DE UN PASIVO CON RESPECTO A LAS ANTENAS DE APERTURA.

Como se menciona anteriormente un pasivo tiene como función: Redirigir las ondas electromagnéticas para enlazar estaciones terminales o repetidoras, sin embargo dentro del enlace, el pasivo puede colocarse en diferentes puntos con respecto a las antenas de apertura. Existen cinco casos los cuales serán tratados a continuación:

PRIMER CASO:

En este primer caso el pasivo se encuentra dentro del campo cercano de una de las antenas parabólicas. Un ejemplo de este caso es la antena tipo periscopio. En la figura (VII.10) se muestra este arreglo.

Para este primer caso, se tiene que la atenuación total es dada por la siguiente expresión:

$$\alpha_T = -G_{TX} + \alpha_1 - G_P + \alpha_2 - G_{RX} \quad (7.6)$$

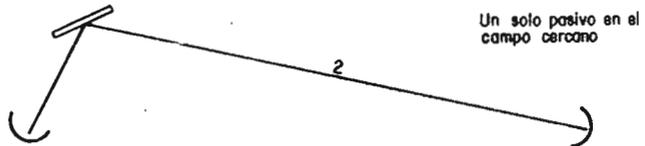


FIG. (VII, 10) LOCALIZACION DEL PASIVO DENTRO DEL CAMPO CERCAÑO DE LA ANTENA TRANSMISORA.

Para determinar α_T , primero se debe determinar si el pasivo se encuentra dentro del campo cercano de una de las antenas, para lo cual se debe calcular el término $1/K$ dado por la siguiente expresión:

$$\frac{1}{K} = \frac{\lambda \cdot \Pi \cdot d'}{4a^2} \quad (7.7)$$

Donde:

$$a^2 = A_r \cos \alpha$$

d' - Distancia entre el repetidor pasivo y la antena que forma: el campo cercano.

A_r - Area de la superficie reflectora del repetidor pasivo.

2α - Angulo formado por los haces.

Si el factor $1/K > 2.5$ el pasivo está en el campo lejano de la parábola, pero si $1/K < 2.5$ el pasivo se encuentra en el campo cercano de la parábola.

Este cálculo se hace con el objeto de poder emplear las gráficas (VII.1) y así simplificar la ecuación (7.6) para definir α_T , ya que al existir acoplamiento entre una de las antenas y el pasivo (esto sucede cuando el pasivo está en el campo cercano de la parábola T_x) se reduce la siguiente expresión:

$$\alpha_T = -G_{TX} + \alpha_n + \alpha_2 - G_{RX} \dots \quad (7.8)$$

Donde:

$$\alpha_n = \alpha_1 - G_p$$

El término α_n es proporcionado por la gráfica (VII.3) que se emplea de la siguiente manera:

En el eje de las ordenadas se localiza el valor del término $1/K$, se desplaza hacia arriba hasta cortar con la curva "l" la cual se determina de la siguiente forma:

$$l = D \sqrt{\frac{\Pi}{4a^2}} \quad (7.9)$$

Donde:

D - Diámetro de la parábola T_x .

A partir del valor de "l" se desplaza horizontalmente hacia la izquierda para leer en el eje de las abscisas el valor de α_n .

Los valores de G_{tx} , G_{rx} , y α_2 se pueden determinar empleando los nomogramas (VII.1) y (VII.2.)

Para usar estos nomogramas se debe conocer la frecuencia de operación y expresarla ya sea en Mhz, o λ en Cms (donde $\lambda = C/F$). También se debe conocer el diámetro de las antenas (D) y expresarlo en metros ó pies. La distancia entre el repetidor y la antena R_x se debe expresar en kilómetros o millas.

SEGUNDO CASO:

En este segundo caso el pasivo está en el campo lejano de las dos antenas parabólicas, tal como se muestra en la figura (VII.11).

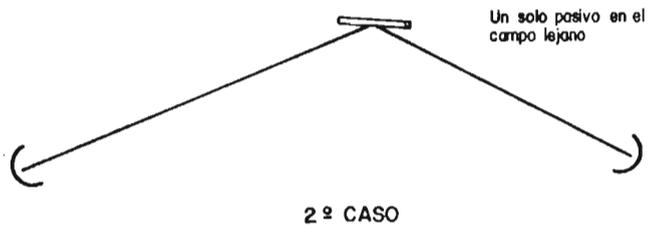


FIG. (VII.11) LOCALIZACION DEL PASIVO EN EL CAMPO LEJANO DE LAS DOS ANTENAS.

Para este segundo caso, la expresión para calcular la atenuación total es:

$$\alpha_T = -G_{TX} + \alpha_1 - G_P + \alpha_2 - G_{RX} \quad (7.10)$$

Los valores de G_{TX} , G_{RX} , α_1 y α_2 se pueden determinar empleando los nomogramas de las figuras (VII.1) y (VII.2). En tanto que la ganancia del pasivo se calcula mediante la siguiente expresión:

$$G_P = 20 \log \left[\frac{4 \Pi A_r \cos \alpha}{\lambda^2} \right] \quad (7.11)$$

DOBLES PASIVOS.

En un enlace de microondas, puede emplearse dos pasivos para una trayectoria punto a punto. Estos pasivos pueden colocarse en las tres formas siguientes:

1. Los pasivos se encuentran en el campo lejano de las antenas parabólicas y en el campo lejano de ellos mismos. Este caso se muestra en la figura (VII.12).

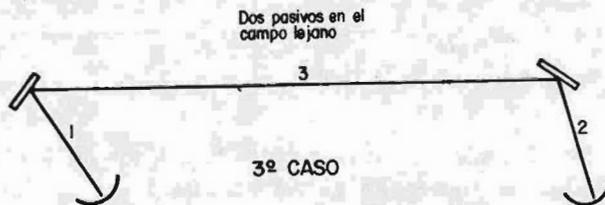


FIG. (VII.12) LOCALIZACION DE LOS PASIVOS EN EL CAMPO LEJANO DE LAS ANTENAS PARABOLICAS Y EN EL CAMPO LEJANO DE ELLOS MISMOS.

Si no existe acoplamiento entre pasivos o entre pasivo y antena transmisora o receptora, la atenuación total se determina de la siguiente forma:

$$\alpha_T = -G_{TX} + \alpha_1 - G_{PA} + \alpha_2 - G_{PB} + \alpha_3 - G_{RX} \quad [7,121]$$

Para realizar el cálculo de α_T se deben hacer las siguientes consideraciones:

a^2 - será el área efectiva menor.

$$a^2 = A_x \cos \alpha,$$

b^2 - será el área efectiva mayor.

$$b^2 = A_x \cos \beta,$$

Para determinar si existe arreglo entre pasivos se debe determinar de la siguiente forma:

$$\text{Si } a + b < \sqrt{2 \lambda d}$$

Donde:

d - Distancia entre pasivos.

Los pasivos se encuentran en el campo lejano uno de otro.

$$\text{Si } a + b > \sqrt{2 \lambda d}$$

Los pasivos están en el campo cercano uno del otro (si hay arreglo entre pasivos) y α_T del sistema se reduce a:

$$\alpha_T = -G_{TX} + \alpha_1 - G_{PA} + \alpha_P + \alpha_3 - G_{RX} \quad (7.13)$$

donde:

α_P - Se determina con la gráfica (VII.4) y es la conjugación de los términos $+\alpha_2 - G_{PB}$ de la ecuación (7.12).

Para examinar si existe arreglo entre T_X y P_A o entre P_B y R_X se debe calcular el factor $1/K$ de la forma conocida. Es decir; si $1/K < 2.5$ existirá arreglo entre pasivo y parábola.

Donde:

$$1/K = \frac{\pi \lambda d}{4 a^2} \quad \text{Para el primer tramo de la trayectoria.}$$

$$\text{y } 1/K = \frac{\pi \lambda d}{4 b^2} \quad \text{Para el segundo tramo de la trayectoria.}$$

Para este caso consideramos que no existe arreglo entre pasivos ni entre parábola y pasivo, por lo cual se calcula con la ecuación (7.12).

Por nomogramas se puede determinar:

$$G_{TX}, G_{RX}, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$$

En tanto que la ganancia de los pasivos puede calcularse de la siguiente forma:

$$G_{PA} = 20 \log \left(\frac{4 \Pi a^2}{\lambda^2} \right) \quad (7,14)$$

$$G_{PB} = 20 \log \left(\frac{4 \Pi b^2}{\lambda^2} \right) \quad (7,15)$$

Entonces:

$$\alpha_T = -G_{TX} + \alpha_1 + G_{PA} + \alpha_2 - G_{PB} + \alpha_3 - G_{RX}$$

2. Para este caso se considerará que los pasivos están en el campo cercano uno del otro y en el campo lejano de las antenas parabólicas. Esta situación se presenta en la figura [VII.13].

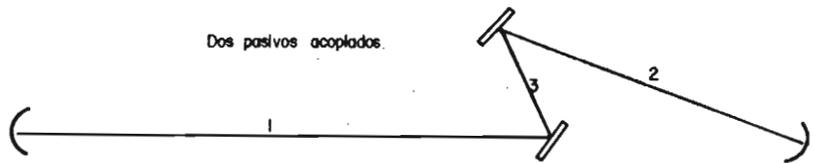


FIG. (VII.13) PASIVOS COLOCADOS EN EL CAMPO CERCAÑO UNO DEL OTRO Y EN EL CAMPO LEJANO DE LAS ANTENAS.

Como en este caso, si existe arreglo entre pasivos, es decir $a + b > \sqrt{2 \lambda d}$.

La ecuación empleada para el cálculo de la atenuación será:

$$\alpha_T = -G_{TX} + \alpha_1 - G_{PA} + \alpha_P + \alpha_3 - G_{RX} \quad [7,16]$$

Donde el término α_P se puede obtener de la gráfica (VII.4). Sin embargo, para emplear esta gráfica, se requiere determinar el término:

$$1/K^2 = \frac{2\lambda d'}{a^2}$$

Así como el cociente b/a para determinar la curva de referencia. Por nomogramas se obtiene G_{TX} , G_{RX} , α_1, α_3 en tanto que G_{PA} se obtiene de la ecuación [7,14].

3. En este último caso se considera a los pasivos colocados en el campo lejano uno del otro y en el campo cercano de las antenas parabólicas, tal como se muestra en la figura (VII,14)

Para este caso, la atenuación total del arreglo se obtendrá mediante la siguiente expresión:

$$\alpha_T = -G_{TX} + \alpha_1 - G_{PA} + \alpha_3 - G_{PB} + \alpha_2 - G_{RX} \quad [7,17]$$

Realizando un análisis para cada uno de los casos presentados, podemos concluir lo siguiente:

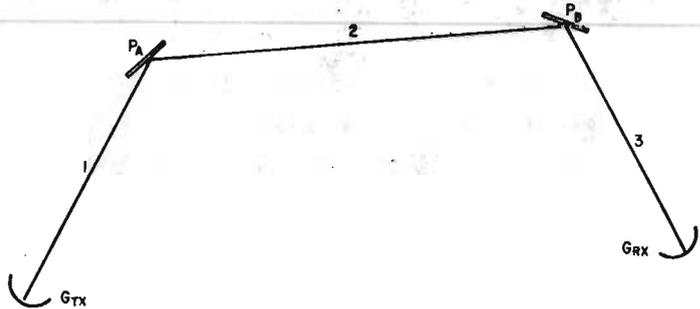
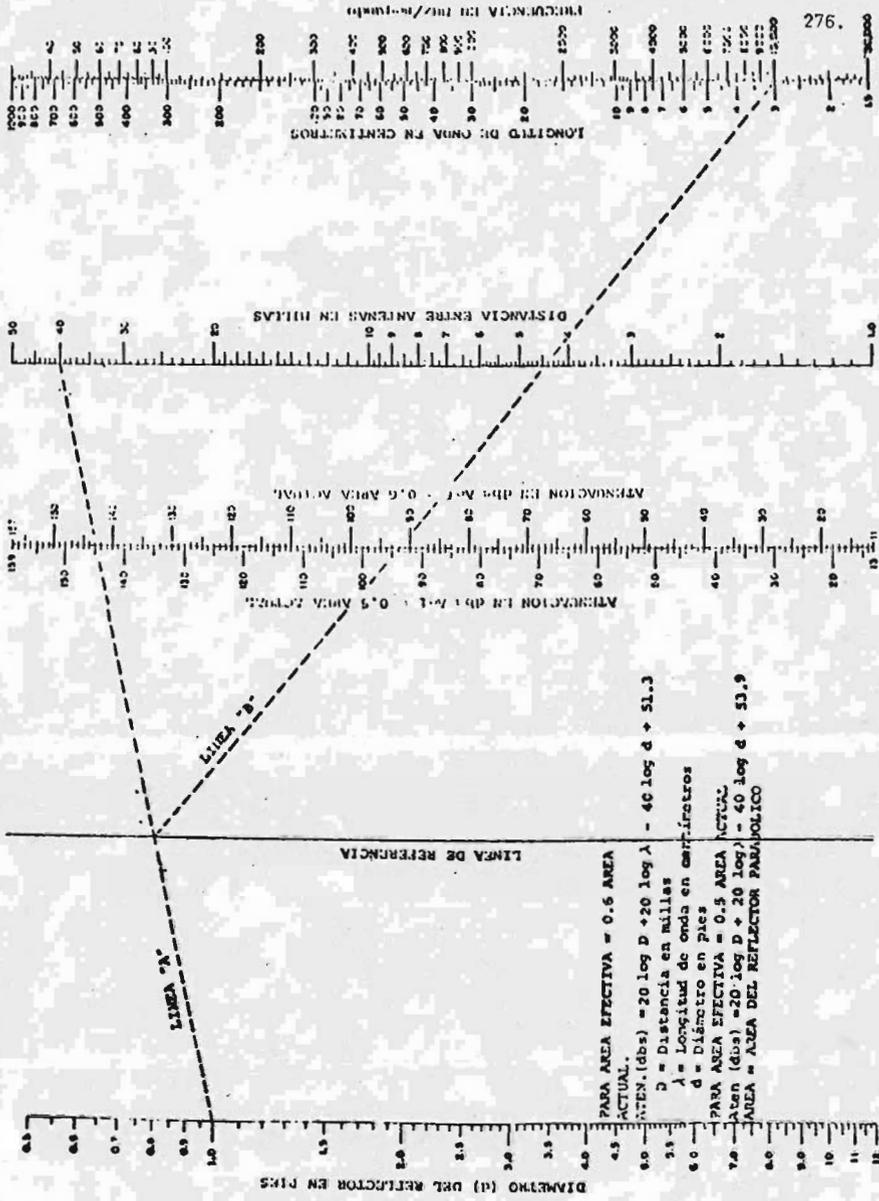


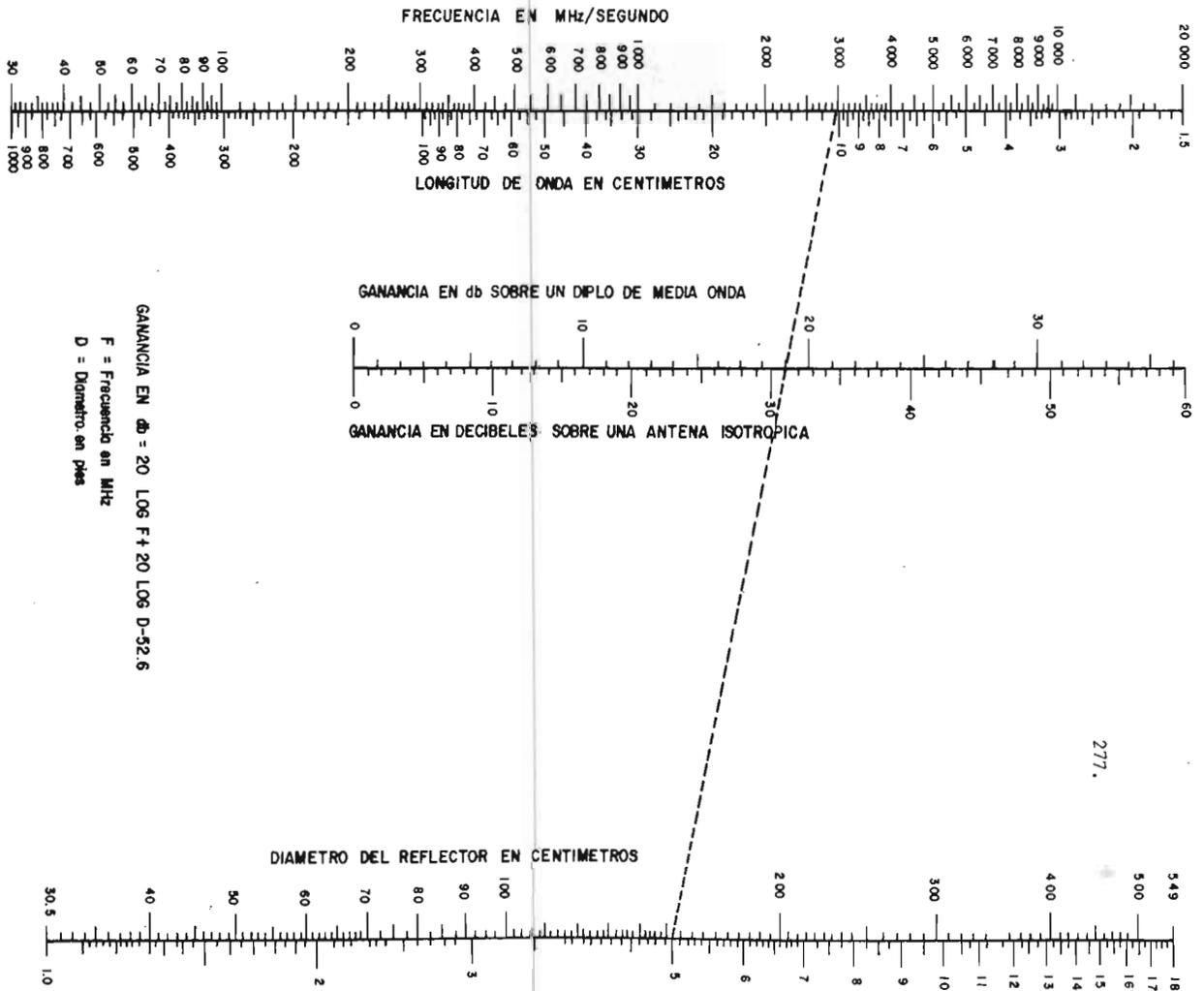
FIG. (VII, 14) PASIVOS COLOCADOS EN EL CAMPO LEJANO UNO DEL OTRO Y EN EL CAMPO CERCAÑO DE LAS ANTENAS PARABOLICAS.

- a) Cuando en un enlace se encuentra solo un pasivo, este será más eficiente si se coloca en el campo cercano de la antena transmisora y será mejor si el pasivo está situado en el campo cercano de la antena receptora.
- b) Para un arreglo de dos pasivos, se concluye que estos son más eficientes si se encuentran en el campo cercano uno del otro.



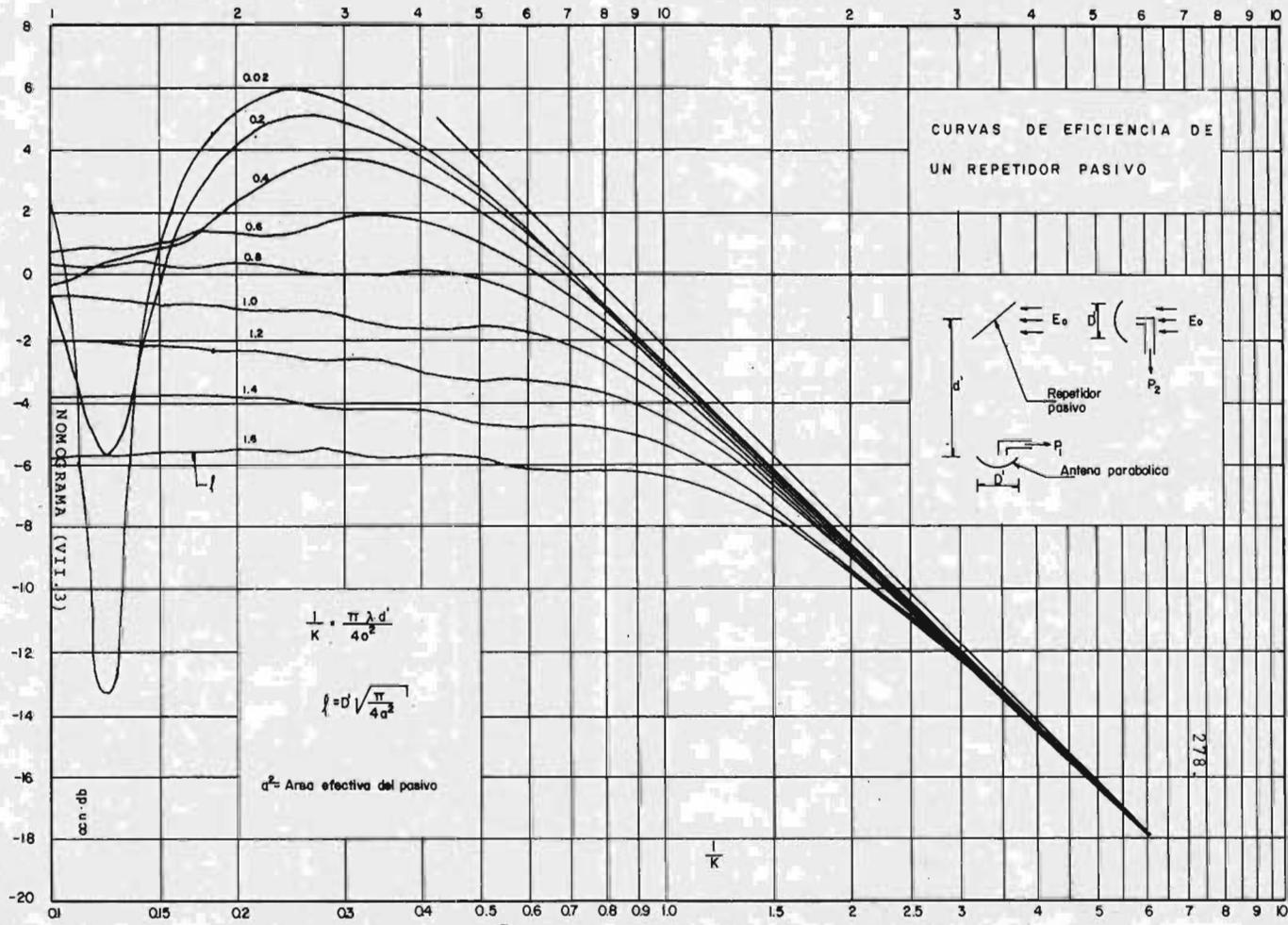
NOMOGRAMA (VII.1)

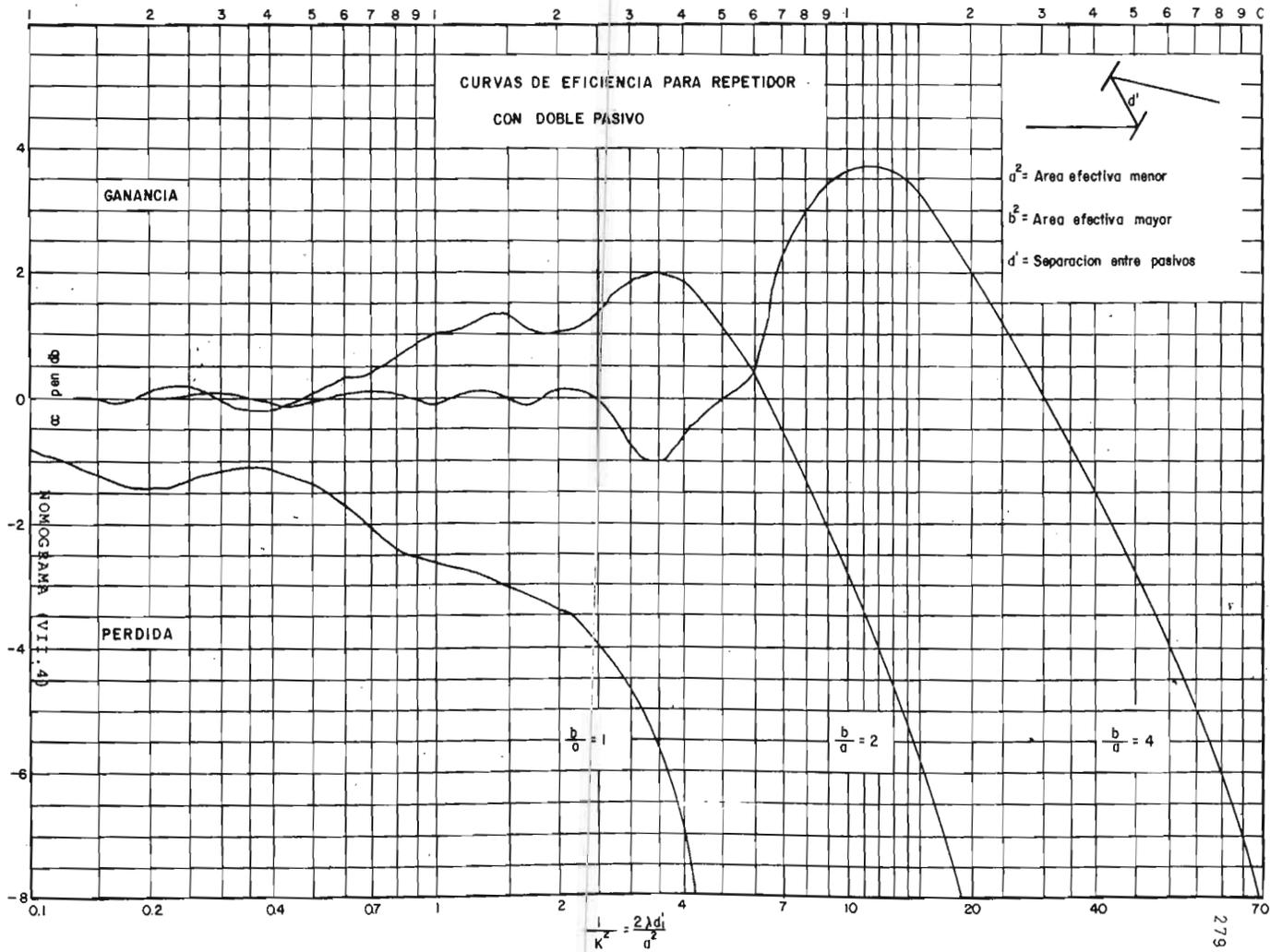
PARA AREA EFECTIVA = 0.5 AREA ACTUAL.
 ATEN. (dbs) = $20 \log D + 20 \log \lambda - 40 \log d + 51.3$
 D = Distancia en millas
 λ = Longitud de onda en centímetros
 d = Diámetro en pies
 PARA AREA EFECTIVA = 0.5 AREA ACTUAL.
 ATEN (dbs) = $20 \log D + 20 \log \lambda - 40 \log d + 53.9$
 AREA = AREA DEL REFLECTOR PARABOLICO



$GANANCIA EN db = 20 \text{ LOG } F + 20 \text{ LOG } D - 52.6$
 $F = \text{Frecuencia en MHz}$
 $D = \text{Diámetro en pies}$

NOMOGRAMA (VII. 2)





CAPITULO VIII
OBRAS CIVILES Y COSTOS

VIII. OBRAS CIVILES Y COSTOS.

VIII.1 OBRA CIVIL.

Un trabajo muy importante en el diseño de la ruta del enlace de microondas, es la selección de la ubicación de las estaciones repetidoras incluyendo las estaciones terminales. La ubicación de las estaciones repetidoras determina la trayectoria de la onda radioeléctrica, e influye en la potencia del ruido y en la probabilidad de que ocurran interrupciones en la comunicación debido a desvanecimientos en el enlace de microondas.

El sitio de la estación repetidora se decide no sólo en vista de las características de transmisión sino también por las facilidades de las instalaciones, mantenimiento y proyectos futuros.

Los factores técnicos que deben considerarse en la selección de la ubicación son:

1) NUMERO DE SECCIONES DE REPETICION.

- a) *Si la distancia del salto es largo: Aumento de potencia de ruido y de la probabilidad de interrupción en la comunicación.*
- b) *Si la distancia del salto es corto: Antieconómico.*

2) ESTUDIO DE SELECCION Y COINCIDENCIA DE FRECUENCIAS.

- a) *Las estaciones repetidoras en una misma ciudad de-*

ben usar las mismas frecuencias de transmisión y recepción a fin de evitar interferencias.

- b) El número de secciones de repetición entre dos ciudades deben unificarse ya sea en número impar o número par.

3) DISTANCIA DE UN SALTO.

- a) La distancia de salto debe mantenerse en lo posible a la distancia normal (Equilibrio de ruidos térmicos o ruidos de interferencia en cada salto).
- b) Limitación de la distancia de un salto debido a lluvia (11 GHz).

4) ANGULO DE CAMBIO DE DIRECCION.

- a) El ángulo de dobléz debe hacerse lo más grande posible: Acoplamiento de F/B (frente a espalda).
- b) El ángulo de dobléz debe estar adecuadamente en Zigzag: sobrealcance.

5) CONDICION ESTABLE DE TRANSMISION.

- a) Despeje en el punto de obstáculo:
 $K = 4/3$ y $K = 2/3$
- b) Trayectoria de la onda sobre montañas, ríos, ciudades etc. Para tener estimado el desvanecimiento que pueda sufrir la señal.
- c) Altura del obstáculo: Para evitar ondas reflejadas.

6) INTERFERENCIAS.

- a) Con otras rutas de microondas.
- b) Con el sistema de comunicación vía satélite.
- c) Con estaciones de radar y otras estaciones radio-eléctricas.
- d) Sobrealcances en la misma ruta.

7) PROYECTOS FUTUROS.

- a) Selección de lugares de estaciones que pueden ser utilizados para varios servicios.

Sin embargo como se menciona anteriormente, para seleccionar el sitio adecuado donde deba quedar instalada la estación terrena, también debe de tomarse en consideración las facilidades de instalación y mantenimiento que ofrece el lugar. Para lo cual se deben de efectuar estudios en los sitios planeados para la estación, como son:

- 1) Facilidades locales: Facilidades que ofrece el gobierno o estado para la instalación de la estación terrena.
- 2) Infraestructura: Si el lugar seleccionado posee varios tipos de accesos como son: caminos, carreteras, etc., así como alimentación de energía eléctrica comercial.
- 3) Tipo de suelo: Estudio del terreno del lugar. (Re

sistividad, resistencia, etc.),

Todos los factores antes mencionados van a determinar en forma directa o indirecta la obra civil que se requiere, no solo, para la construcción de la estación terrena, sino también de aquella que sea necesaria para su edificación, como son:

- Caminos.
- Carreteras, etc.

Teniendo en cuenta todos los puntos anteriores, se eligen los mejores lugares para la ubicación de estas.

VIII.2 COSTOS.

A continuación se enlista el costo por unidad del equipo marca NAR-500 NIPPON ELECTRIC COMPANY (NEC) que se propone para el enlace de microondas en la banda de 7 GHz, para una capacidad de 300 canales telefónicos.

La cotización esta en moneda nacional y corresponde a precios de 1984.

COSTO DEL SISTEMA DE RADIO DE MICROONDAS

EQUIPO NAR-500

NEC (NIPPON ELECTRIC CO.,LTD)

1. COSTO DEL EQUIPO TRANSMISOR/RECEPTOR.

a) Transmisor/Receptor.	\$ 3,449,700.00
b) Cables empleados .	\$ 1,780,400.00
c) Sistema de antenas.	\$ 2,267,600.00
d) Guías de ondas.	\$ 390,300.00
e) Deshidratador .	\$ 393,100.00
f) Equipo de reserva .	\$ 2,186,800.00
g) Documentación .	\$ 141,200.00
h) Herramienta y accesorios.	\$ 283,300.00
i) Instalación de materiales.	\$ 864,800.00

2. COSTO DEL EQUIPO DE CONTROL Y SUPERVISIÓN.

a) Equipo maestro.	\$11,011,600.00
b) Panel de reserva.	\$ 2,738,694.00
c) Herramienta de mantenimiento.	\$ 148,176.00
d) Manual de Instrucción.	\$ 100,146.00

3. COSTO DEL SISTEMA MULTIPLEX.

a) Equipo de ajuste.	\$ 555,790.00
b) Distribuidor a nivel de voz .	\$ 81,053.00
c) Distribuidor a nivel de grupo.	\$ 50,947.00
d) Distribuidor a nivel de super grupo.	\$ 50,947.00
e) Translación de canales.	\$ 212,790.00
f) Translación a nivel de grupo.	\$ 100,737.00

g) Unidad de Modem's a nivel de grupo.	\$ 289,705.00
h) Translación de grupo "A" al "B".	\$ 514,107.00
i) Translación de supergrupo para transmisión.	\$ 897,598.00
j) Translación de supergrupo para recepción.	\$ 654,672.00
k) Oscilador maestro.	\$ 498,010.00
l) Fuente portadora de canal.	\$ 562,738.00
m) Fuente portadora de grupo.	\$ 653,255.00
n) Fuente portadora de super grupo.	\$ 321,432.00
o) Alarma.	\$ 81,053.00
p) Fuente de potencia.	\$ 206,105.00
q) Filtro de supergrupo.	\$ 391,168.00
r) Terminal y alarma.	\$ 148,211.00
s) Derivación de dos caminos.	\$ 138,947.00
t) Accesorios.	\$ 61,240.00
u) Manual de instrucción.	\$ 164,560.00

CONCLUSIONES

El diseño de enlaces de microondas por línea de vista implica un gran reto para el Ingeniero, ya que el es, el responsable directo de que un sistema opere en forma eficiente, que la señal reúna la calidad requerida y sobre todo que el sistema sea confiable.

Por tal razón, el objetivo del presente trabajo ha sido el de reunir las consideraciones más importantes que todo Ingeniero relacionado con las comunicaciones, debe de tener presente en el diseño de sistemas de comunicación mediante microondas por línea de vista.

Por lo expuesto anteriormente, se espera que esta información sea de utilidad a toda aquella persona, Técnico o Ingeniero relacionado con esta rama de las comunicaciones.

BIBLIOGRAFIA

- FUNDAMENTOS DE PROPAGACION DE MICROONDAS
Noboru Yamane
Ed. SCT.
- COMMUNICATION SYSTEMS DESIGN
Panter, Philip F.
- PASSIVE REPEATER APPLICATION
P.W. Austin And C.W. Lund.
- PASSIVE REPEATER USING DOUBLE FLAT REFLECTORS
Richard F, H. Yang.
- DISEÑO DE SISTEMAS DE MICROONDAS
Ed. SCT.
- THE ANTENNA
Thourel, L.
- ANTENNAS
Kraus, J. D.
Ed. Mc. Graw-Hill
- NORMAS DEL CCTR
Vol, IX, 1 SISTEMAS RELEVADORES,

- MANUAL DE OPERACION Y SERVICIO DEL EQUIPO DE LA SERIE NAR-500 NIPPON ELECTRIC COMPANY (NEC).