PLANIFICACION DEL ENLACE GUAYAQUIL-GALAPAGOS UTILIZANDO HF

Tesis previa a la obtención del título de INGENIERO EN LA ESPECIALIDAD DE ELECTRONICA Y TELECOMUNICACIONES de la Escuela Politécnica Nacional.

WILSON G. ARCOS G.

Quito Mayo 1983

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA
BIBLIOTECA
002363
E. P. N.

CERTIFICO QUE EL PRESENTE TRABAJO HA SIDO ELABORADO POR EL SEÑOR WILSON G. ARCOS G. BAJO MI ASESORAMIENTO.

Bruce Hoeneisen

DR. BRUCE HOENEISEN

Quito, Mayo De 1983

DEDICATORIA

A mi Madre y mis hijos Vilson y Cristhyna

I N D I C E

		PAGINA
CAPITULO I	NECESIDADES DE LAS FUERZAS ARMADAS Y DESCRIPCION DEL SISTEMA REQUERIDO	1
	1.1 INTRODUCCION	1
	1.2 ANALISIS ACTUAL	3
	1.3 NECESIDADES	5
	1.4 DESCRIPCION DEL SISTEMA DE COMUNICACIONES REQUERIDO.	11
	1.4.1 DIAGRAMA EN BLOQUES DEL SISTEMA	14
CAPITULO II	DISEÑO DEL ENLACE	20
	2.1 NORMAS INTERNACIONALES	20
	2.1.1 TERMINOS Y DEFINICIONES	21
	2.1.2 RECOMENDACIONES	36
	2.1.2.1 UTILIZACION DE ANTENAS DIRECTIVAS EN LAS BANDAS DE FRECUENCIAS COMPRENDIDAS ENTRE 4 Y 28 MHZ.	37
	2.1.2.2 ANCHURA DE BANDA NECESARIA A LA SALIDA DE UN RECEPTOR TELEGRAFICO O TELEFONICO	38
	2.1.2.3 ANCHURAS DE BANDA, RELACIONES SEÑAL/RUIDO Y MARGENES PARA EL DESVANECIMIENTO EN SISTEMAS COMPLETOS	40
	2.1.2.4 NIVEL DE LA PORTADORA-PILOTO EN LOS SISTEMAS	

PAGINA

DE BANDAS LATERALES-INDEPENDIENTES CON PORTADORA REDUCIDA. 44

2.1.2.5 ENLACES RADIOTELEFONICOS EN LOS CIRCUITOS - TELEFONICOS. 44

2.1.2.6 PRINCIPIOS DE LOS DISPOSITIVOS EMPLEADOS PARA EL SECRETO DE LAS - CONVERSACIONES RADIOTELEFONICAS. 47

2.1.2.7 DISPOSICION DE LOS CANALES EN LOS TRANSMISORES MULTICANALES DE - BANDAS LATERALES INDEPENDIENTES PARA CIRCUITOS A LARGA DISTANCIA. 48

2.1.2.8 SISTEMA PERFECCIONADO-DE TRANSMISION PARA - CIRCUITOS RADIOTELEFONICOS EN ONDAS DECAMETRICAS. 50

2.1.2.9 TELEGRAFIA ARMONICA EN CIRCUITOS RADIOELECTRICOS 57

2.1.2.10 MANIPULACION POR DES - PLAZAMIENTO DE FRECUENCIA. 67

2.2 PROPAGACION IONOSFERICA 69

2.2.1 INTRODUCCION 69

2.2.2 ESTRUCTURA DE LA IONOSFERA 75

2.2.2.1 CAPA D 76

2.2.2.2 CAPA E 78

2.2.2.3 CAPA ESPORADICA E_S 78

PAGINA

2.2.2.4 CAPA F1 78
2.2.2.5 CAPA F2 79

2.2.3 REFLEXION Y REFRACCION DE LAS ONDAS EN LA IONOSFERA 79
2.2.4 DISTANCIA DE SALTO Y ZONA DE SILENCIO 83
2.2.5 INCIDENCIA VERTICAL Y FRECUENCIA CRITICA 83
2.2.6 DETERMINACION EXPERIMENTAL DE LA FRECUENCIA CRITICA Y ALTURAS VIRTUALES. 89
2.2.7 MAXIMA FRECUENCIA UTILIZABLE Y OPTIMA FRECUENCIA DE TRABAJO 90
2.2.8 VARIACIONES REGULARES DE LA IONOSFERA 95

2.2.8.1 VARIACIONES DIURNAS 95
2.2.8.2 VARIACIONES ESTÁCIONALES 96
2.2.8.3 VARIACIONES CON EL CICLO DE MANCHAS SOLARES. 96
2.2.8.4 VARIACIONES EN FUNCION DE LA LATITUD Y DE LA LONGITUD 100
2.2.8.5 VARIACIONES DE LA ALTURA DE LAS CAPAS DE LA IONOSFERA. 100

2.2.9 VARIACIONES IRREGULARES DE LA IONOSFERA. 103

2.2.9.1 DISPERSION 103
2.2.9.2 DESVANECIMIENTOS 103
2.2.9.3 PERTURBACIONES DE LA IONOSFERA 104

2.2.10 INTENSIDAD DE CAMPO Y RUIDOS ATMOSFERICOS 107

PAGINA

2.2.10.1 PERDIDA DE TRANSMISION 107
2.2.10.2 EFECTOS DE LA ABSORCION 108
2.2.10.3 EFECTOS DE LOS RUIDOS ATMOSFERICOS. 109
2.2.10.4 RELACION SEÑAL/RUIDO, - FRECUENCIA MAS BAJA UTILIZABLE (LUF) E INTENSIDAD MINIMA DE CAMPO. 110

2.3 SELECCION DE FRECUENCIAS 112

2.3.1 INTRODUCCION
2.3.2 CARTAS DE PREDICCIONES UNIVERSALES 115

2.3.2.1 CALCULO DE LONGITUD DEL ENLACE 118
2.3.2.2 DETERMINACION DE DATOS INDEPENDIENTES DE LA - HORA DEL DIA. 119
2.3.2.3 DETERMINACION DE PARAMETROS DEPENDIENTES DE LA HORA DEL DIA. 121
2.3.2.4 DETERMINACION DE LA - MUF Y FOT QUE PREDOMINAN EN EL ENLACE 124

2.3.3 COMPOSICION DE UN JUEGO DE FRE - CUENCIAS. 138

2.3.3.1 POSICION GEOGRAFICA DE LOS PUNTOS DE TRÄNSMICION Y RECEPCION. 138
2.3.3.2 LONGITUD DEL ENLACE 138
2.3.3.3 RADIACION Y ACTIVIDAD SOLARES. 140
2.3.3.4 GRADO DE CONFIABILIDAD REQUERIDO. 140

PAGINA

2.3.4 METODO GENERAL PARA DETERMINAR EL ORDEN DE MAGNITUD DE LAS - FRECUENCIAS. 141

2.4 CONFIABILIDAD REQUERIDA. 156

2.4.1 RUIDO DE RADIO 157

2.4.2 CALCULO DEL RUIDO DE RADIO, RELACION PORTADORA/RUIDO REQUERIDA Y POTENCIA PORTADORA REQUERIDA. 164

2.4.2.1 DETERMINACION DEL RUIDO DE RADIO 164

2.4.2.2 DETERMINACION DE LA - RELACION PORTADORA/RUIDO REQUERIDO Y POTENCIA PORTADORA REQUERIDA. 167

2.5 CALCULO DE POTENCIA DE TRANSMISION Y - GANANCIA DE ANTENAS. 168

2.5.1 PERDIDAS DE TRANSMISION EN ALTAS FRECUENCIAS. 169

2.5.1.1 PERDIDA DE TRANSMISION BASICA EN EL ESPACIO - LIBRE Lb 172

2.5.1.2 PERDIDAS IONOSFERICAS Li 174

2.5.1.3 PERDIDAS DE REFLEXION TERRESTRE Lg 179

2.5.1.4 GANANCIA DE ANTENAS 181

2.5.2 DETERMINACION DE LAS PERDIDAS DE TRANSMISION. 181

CAPITULO III DISEÑO DE LAS ANTENAS

3.1 INTRODUCCION 187

PAGINA

3.2 TEORIA BASICA DE LAS ANTENAS 188

3.2.1 PROPIEDADES GENERALES DE LAS ANTENAS 188
3.2.2 PATRON DE RACIACION 192
3.2.3 POLARIZACION 194
3.2.4 IMPEDANCIA 195
3.2.5 GANANCIA Y DIRECTIVIDAD 196
3.2.6 EFECTOS DE LA TIERRA 198
3.2.7 ANTENAS DE REFERENCIA 207
3.2.8 ANCHO DE BANDA 209

3.3 SELECCION DE ANTENAS 210

3.4 DISEÑO DE ANTENAS 216

3.4.1 CARACTERISTICAS DE LA ANTENA LOG-PERIODICA HORIZONAL 217

3.4.1.1 CONFIGURACION GEOMETRICA Y ELECTRICA. 217
3.4.1.2 IMPEDANCIA 218
3.4.1.3 CAPACIDAD DE POTENCIA Y EFICIENCIA. 219
3.4.1.4 PARAMETROS FISICOS SIGNIFICANTES. 219
3.4.1.5 ESPACIO REQUERIDO 220
3.4.1.6 GANANCIA Y DIRECTIVIDAD 220
3.4.1.7 ANCHO DE BANDA 221

3.4.2 DISEÑO DE LA ANTENA LOG-PERIODICA 223

3.4.2.1 ECUACIONES DE DISEÑO 224
3.4.2.2 GANANCIA EN EL ESPACIO - LIBRE. 230
3.4.2.3 IMPEDANCIA DE ENTRADA 232
3.4.2.4 PROCEDIMIENTO DE DISEÑO 236

CAPITULO IV ESPECIFICACION Y SELECCION DE LOS EQUIPOS DE TRANSMISION Y RECEPCION DE ALTAS FRECUENCIAS. 247

4.1 SISTEMA DE ANTENAS 247

PAGINA

4.1.1 ANTENAS LOG-PERIODICAS 247
4.1.2 LINEAS DE ENERGIA DE RF 249

4.2 FILTROS PARA DIVIDIR LA BANDA LATERAL 251
4.3 AMPLIFICADOR PARA RESTAURAR LA BANDA LATERAL. 254
4.4 SISTEMA DE TRANSMISION CON COMPRESOR Y EXPANSOR ACOPLADO (LINCOMPEX). 257
4.5 TRANSMISOR 263
4.6 SISTEMA DE TELEGRAFIA ARMONICA 269
4.7 SISTEMA DE CORECCION AUTOMATICA DE ERRORES (SISTEMA ARQ-MUX). 274
4.8 RADIO RECEPTOR 281

CAPITULO V ESTUDIO DE LOS ENLACES SECUNDARIOS 285

5.1 INTRODUCCION 285
5.2 LOCALIZACION DE LAS PERDIDAS DE TRANSMISION. 286
5.3 TRAZADO DE PERFILES

5.3.1 FACTOR (K) EQUIVALENTE DEL RADIO DE LA TIERRA. 287
5.3.2 CURVATURA H DE LA TIERRA Y RANGO DE VISTA GEOMETRICA dgeom. 288
5.3.3 CONSIDERACIONES DE FORMACION DEL TERRENO. 289

5.4 PROPAGACION EN EL ESPACIO LIBRE 291

5.4.1 PERDIDAS DEL ENLACE a Y PERDIDAS DE TRANSMISION BASICA a_o. PARA - PROPAGACION EN EL ESPACIO LIBRE. 292

5.5 CALCULOS DE LOS ENLACES 295

5.5.1 TRAZADO DEL PERFIL PARA EL ENLACE ESTACION TRANSMISORA-CERRO - AZUL (GUAYAQUIL) 295

5.5.1.1 CALCULO DE LA PRIMERA - ZONA FRESNEL-ALTURA REQUERIDA DE ANTENAS. 295

PAGINA

5.5.1.2	CALCULO DE LAS PERDIDAS DE TRANSMISION BASICA.	297
5.5.1.3	GANANCIA DE ANTENAS	297
5.5.1.4	PERDIDA EN LOS CABLES - DE ALIMENTACION.	298
5.5.1.5	TOTAL DE PERDIDAS DEL - ENLACE.	299
5.5.1.6	ATENUACION NETA DEL EN-LACE.	299
5.5.1.7	POTENCIA DEL TRANSMISOR	299
5.5.1.8	POTENCIA RECIBIDA	299
5.5.1.9	NIVEL DE UMBRAL PRACTICO	300
5.5.1.10	MARGEN DE DESVANECIMIENTO	300
5.5.1.11	CONFIABILIDAD DE PROPAGA-CION.	301

CAPITULO VI	LISTA COMPLETA DE EQUIPOS Y MATERIALES REQUERI-DOS PARA GUAYAQUIL Y GALAPAGOS.	307
ANEXO "A"	HOJAS DE TRABAJO 1 y 2.	309
ANEXO "B"	BIBLIOGRAFIA.	324

C A P I T U L O I

NECESIDADES DE LAS FUERZAS ARMADAS Y DESCRIPCION DEL SISTEMA DE COMUNICACIONES REQUERIDO

1.1 INTRODUCCION.

Considerando el gran desarrollo alcanzado por las Fuerzas Armadas en los últimos años y conscientes de que para obtener una buena administración, es necesario dotar a las principales Bases Militares, de Sistemas de Comunicaciones acordes con el desarrollo obtenido; las Autoridades de la Institución se han visto obligadas a incorporar a su Sistema de Comunicaciones, a una zona de mucha importancia estratégica, como son las Islas Galápagos.

Para esto se estudió todas las alternativas de enlace posibles entre Guayaquil y Galápagos (Isla San Cristóbal); escogiendo el Sistema de altas frecuencias como medio de transmisión, debiendo notar las siguientes condiciones generales que han favorecido la elección de este sistema:

a). Longitud del camino adecuado para altas frecuencias y apropiado para un sistema ionosférico de simple salto.

b). Los requerimientos de capacidad de canales pueden ser satisfechos por el circuito en altas frecuencias.

c). La implementación, operación y costo de mantenimiento son menores que cualquier otro sistema que puede satisfacer las comunicaciones básicas.

d). Las frecuencias apropiadas para los enlaces serán disponibles.

e). Extensiones suficientes de terreno son disponibles para la instalación del Sistema.

f). La necesidad de que este enlace sea inteconectado a la Red de Micro-ondas, en Guayaquil.

g). Por razones de Seguridad Nacional, se ha creído conveniente no utilizar los sistemas del Instituto Ecuatoriano de Telecomunicaciones.

Existen otras alternativas que hacen factible el mencionado enlace, pero no fueron elegidas por las siguientes razones:

I. Sistema de onda superficial en muy baja frecuencia.- no se eligió por no existir frecuencias disponibles.

II. Comunicación por satélite.- no se eligió por su costo muy elevado.

III. Comunicación por cable submarino.- igual que el numeral anterior.

IV. Comunicación por troposcater.- igual que los dos anteriores.

V. Sistemas de muy alta frecuencia , Ultra alta frecuencia y micro-onda.- por no existir línea de vista.

Antes de detallar las necesidades básicas de la Institución, es necesario hacer un análisis rápido de las comunicaciones existentes.

1.2 ANALISIS ACTUAL.

Las facilidades de comunicaciones disponibles en la actualidad aparecen muy inadecuadas para hacer frente a las necesidades administrativas existentes, los criterios de confiabilidad y los niveles mínimos necesarios para la interconexión del sistema de onda corta con la Red de Micro-ondas.

Las Autoridades de la Institución se han dado cuenta de estas deficiencias aparentes y sugieren el estudio de un Sistema de Comunicaciones que satisfagan las necesidades inmediatas y futuras.

Debido a la falta de comunicaciones adecuadas entre el Continente y las Islas, los circuitos administrativos deben transmitir mensajes personales y comerciales, ajenos a la Institución; consecuentemente desde el punto de vista operacional la eficiencia del sistema está muy por debajo de los estándares deseados.

Durante el año de 1981 se obtuvo un total de 94.868 minutos tasados, transmisiones que fueron manejadas por estos dos Centros (tabla 1.1). Las limitaciones que en capacidad de las facilidades existentes son muy bien reconocidas, que al momento se encuentran sobre cargadas y trabajando bajo mucho esfuerzo al frente de un tráfico siempre creciente y de nuevas necesidades.

La mayor parte de los equipos usados tienen más de 20 años de uso y a pesar de estar bien mantenidos se tiene considerables dificultades en conseguir componentes y repuestos de los abastecedores. Son adecuados tan solo para transmisión y recepción en altas frecuencias en doble banda lateral (con una potencia de salida de 400 Watios), para proveer un

TABLA 1.1 TOTAL DE MINUTOS TASADOS DURANTE EL AÑO DE 1981 ENTRE GUAYAQUIL Y GALAPAGOS.

M E S	MTS	MTE	MTT
ENERO	5135	3595	8730
FEBRERO	5322	3885	9207
MARZO	5446	4138	9584
ABRIL	5080	3708	8788
MAYO	4920	3444	8364
JUNIO	4912	3340	8252
JULIO	4831	3382	8213
AGOSTO	4524	3303	7827
SEPTIEMBRE	3138	2385	5523
OCTUBRE	3341	2439	5780
NOVIEMBRE	3514	2560	6074
DICIEMBRE	5015	3511	8526
TOTAL	55178	39690	94868

MTS : Minutos totales salientes

MTE : Minutos totales entrantes

MTT : Minutos totales tasados

circuito en telegrafía (transmisión A1) de punto a punto. - A pesar de existir una recomendación de la UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones), de retirar del servicio estos equipos para una mejor utilización del espectro de frecuencias. Debido a la escasez de equipos e igualmente de - frecuencias, se opera en un sistema anticuado equipo por - equipo.

En razón de que los transmisores localizados cerca a estaciones receptoras, pueden crear serias interferencias debido a las armónicas, a la operación de canales mutuos y a la generación de productos de modulación cruzadas en el receptor, es necesario que los aparatos de alta frecuencia transmisores y receptores, sean instalados en estaciones diferentes, las cuales deberán tener una distancia entre sí, de 5 a 15 km. Las conexiones entre las estaciones transmisora y receptora, pueden hacerse por medio de enlaces en ultra alta frecuencia (UHF).

Por último no existe ningún dispositivo destinado a asegurar el secreto comercial de las conversaciones radiotelefónicas. Los mensajes que van a ser enviados, son codificados (si así lo requieren mediante sistemas manuales) y asignados una prioridad antes de una transmisión. Los mensajes recibidos son decodificados (si así lo requieren) y luego - despachados a su destinatario mediante un servicio de mensajero.

1.3 NECESIDADES.

La insuficiencia de los sistemas de comunicaciones existentes necesarios para satisfacer las demandas del tráfico en aumento; la ausencia de seguridad adecuada en los mensajes transmitidos a través de estos sistemas y las necesidades -

de reemplazar el equipo anticuado, han impulsado a dar los pasos apropiados con el fin de mejorar y reemplazar todo el sistema existente.

Es conocido por todos que el buen éxito de un sistema de comunicaciones operacional, efectivo y eficiente, depende especialmente de la naturaleza y la calidad de los servicios de comunicaciones disponible para el efecto. Problema éste que hace más acentuado debido al gran desarrollo alcanzado por la Institución y a la necesidad inmediata de un sistema de probada confiabilidad y flexibilidad.

Por lo tanto este sistema deberá estar diseñado con el más alto grado de confiabilidad y rendimiento (90%) y de ser posible consistirá de componentes en estado sólido, ésto será necesario por tener que usarlo continuamente las 24 horas del día, durante todo el año. Tales requerimientos pueden ser encontrados mediante un cuidadoso diseño del sistema. Además se espera que los requerimientos varíen y se expanda durante los 5 o 6 años próximos; en consecuencia el sistema deberá tener la capacidad y flexibilidad suficientes como para satisfacer la demanda por servicios adicionales, permitiendo una expansión futura del sistema en una manera ordenada, sin interrupciones significativas en el tráfico de comunicaciones y asegurando el uso eficiente del equipo. Para todos los subsistemas del equipo de comunicaciones se estimará, conservativamente, 10 años de vida.

El diseño del sistema deberá entregar un modo de Explotación Duplex, es decir "el modo de explotación que permita transmitir simultáneamente en los dos sentidos de un circuito de telecomunicaciones".

El equipo para las estaciones, deberá reunir los requeri -

mientos específicos para instalaciones marinas, es decir deberán funcionar bajo las siguientes condiciones:

Temperatura		0°C hasta 50°C
Húmedad		95% en 40° C
Altitud	hasta	1000 mts. sobre el nivel del mar.

Los equipos para altas frecuencias deberán cubrir la gama de 3-30 MHz y con el siguiente modo de operación:

A9B.- Modulación de Amplitud, combinación de Telegrafía y Telefonía. En dos bandas laterales independientes.

[La notación anterior proviene del Reglamento de Radiocomunicaciones de la UIT. Ginebra 1971].

La estación transmisora deberá tratar de mejorar, tanto cualitativamente como cuantitativamente las condiciones de despacho del tráfico y cumplir las disposiciones del Reglamento de Radiocomunicaciones relativas a las normas técnicas para la elección y el funcionamiento de los aparatos; pues es conocido que la utilización racional del espectro de frecuencias, obliga a buscar la forma de transmitir el máximo de información, con el mínimo de anchura de banda de frecuencia ocupada por cada comunicación y a limitar a la dirección deseada, la distribución espacial de la energía radiada por las antenas.

La estación receptora deberá estar acorde a la clase de emisión y al tipo de transmisión de las señales que normalmente ha de recibir. La utilización del espectro radio-eléctrico, exige que la parte receptora, este constituida de tal forma que en la recepción de las señales deseadas, no existan interferencias causadas por ruidos o por otras seña

les. Las características de esta etapa, deberán ser apro - piadas para restituir en buenas condiciones la emisión de - seada.

A este respecto, se consideran esenciales las siguientes características: Sensibilidad, Selectividad, Estabilidad de frecuencia y baja distorción; los valores de éstas deberán ser los mejores.

Deben instalarse antenas directivas debido a la necesidad - de utilizar la gama de frecuencias y la potencia disponible en la forma más eficaz y económica posible.

La concentración de la radiación en la dirección deseada, - reduce las pérdidas de energía en otras direcciones, lo - cual nos dá un incremento de la intensidad de campo en el- punto o en la zona de recepción, así como también una dis- minución de las interferencias causadas a otras transmisio- nes en direcciones distintas de la deseada. Por otro lado- serán capaces de captar la energía electromagnética reduci- da procedentes de los transmisores y obtener ganancias mayo- res en una frecuencia. Además, el uso de antenas directivas permite utilizar potencias de transmisión más reducidas, - disminuyen los gastos en material y equipo y se reduce el - costo de la explotación. Las antenas elegidas deben reunir las siguientes propiedades.

- Orientación apropiada, en azimut y en elevación, del - lóbulo principal de radiación, adaptada a la naturale- za del enlace.

- Limitación del ángulo de apertura del lóbulo principal de radiación al mínimo indispensable, o lo que es lo - mismo máxima ganancia en la dirección del punto de re-

cepción.

- Impedancia de entrada que permita una adaptación apropiada con las líneas de alimentación que le une con el transceptor (sin necesidad de equipos balanceadores/ - desbalanceadores especiales).

- El costo no debe ser muy elevado.

Además los equipos de las dos estaciones, deberán estar en condiciones de operar con la energía de la red pública 120- y/o 220 voltios C.A. Trifásico, con una frecuencia de 60 HZ considerando también que se tendrá grupos electrogenos de - emergencia.

Las torres para las antenas serán capaces de soportar vientos hasta de 150 km/hora y mantener la desviación menor de 1/10 de ancho del lóbulo principal de radiación.

Para dar seguridad al sistema, se deberá considerar equipos criptográficos para la transmisión por teletipo y mescladores de voz para la transmisión por telefonía.

Por lo anotado anteriormente se concluye que se necesitan - tanto circuitos de voz (telefonía), como circuitos de información (telegrafía), para cumplir con las necesidades de la Institución. Determinandose que cada estación terminal deberá tener, por razones estrictamente económicas, dos canales telefónicos y dos canales telegráficos de hasta 75 baudios.

La figura 1.1 nos detalla las necesidades de la Institución para el enlace entre las ciudades mencionadas; en ella constan las coordenadas geográficas aproximadas de cada esta - ción, la longitud del enlace de alta frecuencia, los enla-

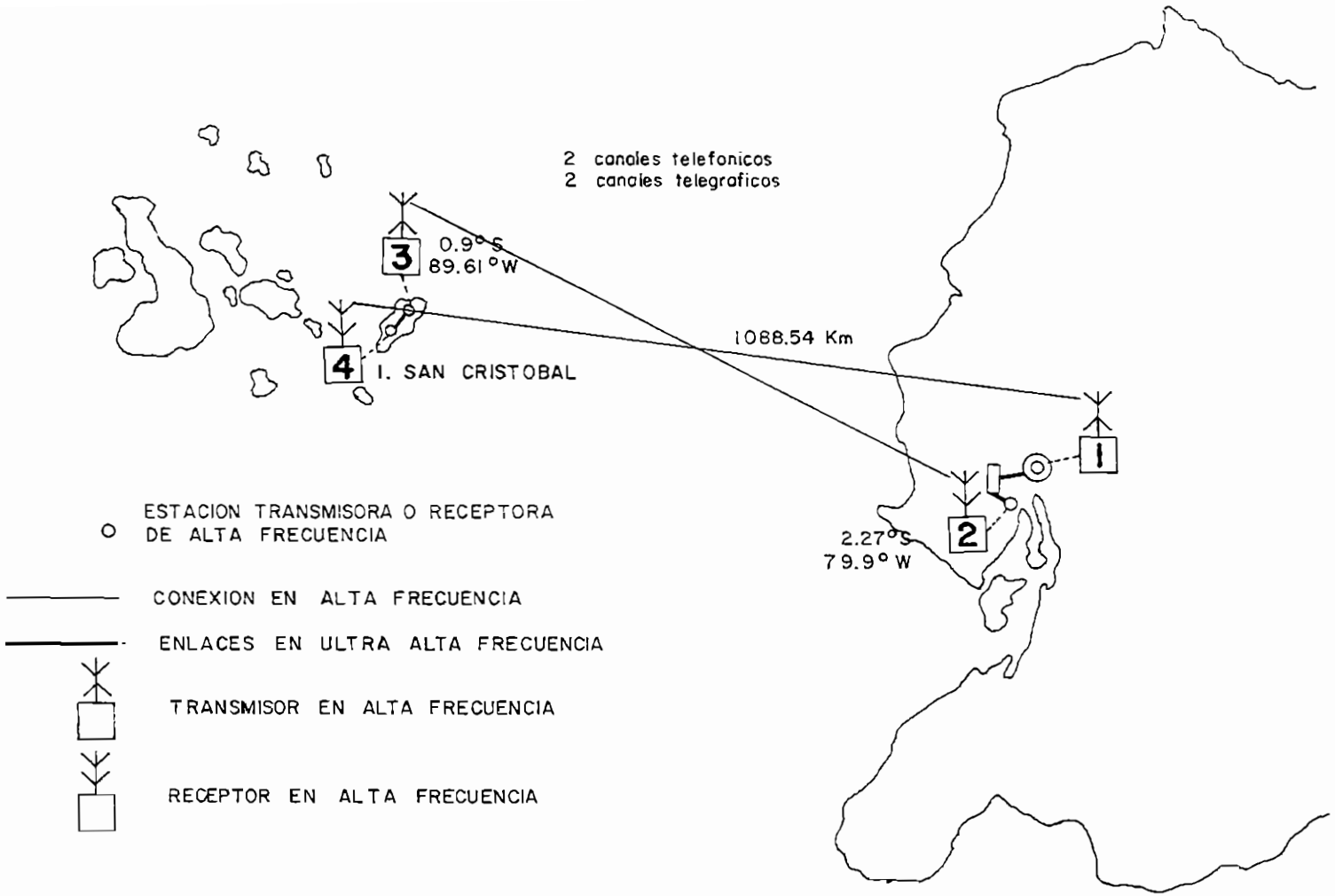


FIG. 1.1 LOCALIZACION GEOGRAFICA DE LAS ESTACIONES

ces UHF y los canales necesarios considerando los siguien - tes puntos:

a). Datos disponibles sobre el volúmen del tráfico existente.

b). Aumento cuantitativo esperado en el tráfico debido a - las facilidades incrementadas del sistema.

c). Cambio esperado en los procedimientos y métodos operacionales.

d). Requerimientos de canales de comunicación.

e). Expansión futura de los servicios.

Debido a que las estaciones trasmisora y receptora, se en - cuentran en sitios diferentes y la necesidad de intercone - xión entre la Red de Micro-ondas y el enlace Guayaquil-Galápagos, se utilizarán enlaces UHF para las interconexiones entre las estaciones transmisora y receptora de alta frecuencia.

1.4 DESCRIPCION DEL SISTEMA DE COMUNICACIONES REQUERIDO

Como se mencionó anteriormente se trata de implementar un - Sistema de Comunicaciones en altas frecuencias (3-30 MHz), - de acuerdo al análisis de la situación actual y a las necesidades futuras de la Institución. Este sistema proveerá comunicaciones de tipo duplex a las estaciones localizadas en la ciudad de Guayaquil y en la Isla San Cristóbal (Galápa - gos).

La figura 1-2 dá la relación geométrica entre la longitud -

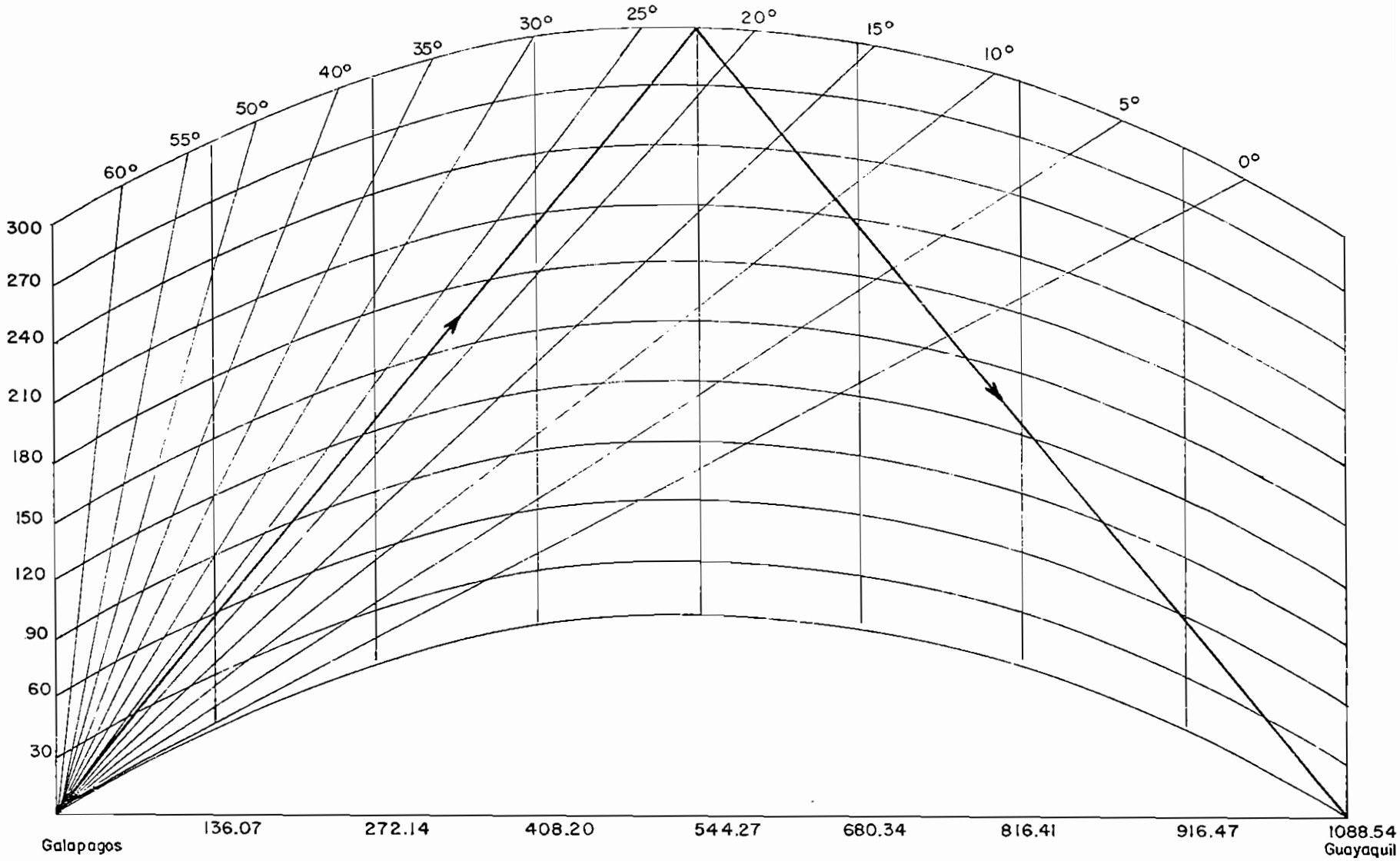


FIG. 1-2 RELACION GEOMETRICA ENTRE LA LONGITUD DEL TRAYECTO CAPA REFLECTORA Y ANGULO DE ELEVACION DE LA ANTENA (K = 4/3)

del trayecto, la altitud de la capa reflectora y el ángulo de elevación de la antena. En ella se puede observar que para una altura típica de la capa F2 del orden de los 300 Km. se puede obtener, con una sola reflexión, enlaces a la distancia deseada; usando antenas directivas, cuyos lóbulos de radiación estén orientados hacia la otra estación.

La emisión desde una de los corresponsales, se realizará en una frecuencia; la cual puede cambiarse a determinadas horas del día y a determinadas épocas del año, en base a estudios de propagación ionosférica; debido a que en las radiocomunicaciones por este sistema la gama de frecuencias utilizable varía con el tiempo, estación del año y el ciclo de actividad solar.

En consecuencia se tendrá un juego de frecuencias de trabajo para utilizar sucesivamente durante las 24 horas, según la estación del año y la fase del ciclo de la actividad solar.

El empleo de estas frecuencias se realizará durante horarios de trabajo previamente establecidos y de acuerdo a los resultados obtenidos en los estudios de propagación.

El enlace se compone de dos canales telefónicos y dos canales telegráficos, en consecuencia la una banda lateral, será ocupada con los canales de telegrafía armónica para la conexión telex; la otra banda lateral ampliada de 6 KHz, estará ocupada por los dos canales telefónicos, separados por medio de filtros, para de esta manera realizar un servicio de transmisión tipo 9 A 9 B.

El transmisor de altas frecuencias estará ubicado en la Base Naval de Puerto Baquerizo (00°54,01' S - 89°36,72' W), en

la Isla San Cristóbal y el receptor en el Cerro San Joaquín, en (00°53,47' S - 89°30,23' W), en la misma Isla. Entre el transmisor y el receptor, existe un enlace UHF de tres canales telefónicos.

El transmisor de onda corta en la ciudad de Guayaquil, estará ubicado en los terrenos del Batallón V GUAYAS (02°05,95' S - 79°55,62' W), en el Km. 8 de la vía a Daule. El receptor en la Base Naval (02°15,98' S - 79°54,17' W), junto a las instalaciones de Puerto Marítimo. En enlace entre las dos Estaciones, se realizará por medio de una repetidora ubicada en el Cerro Azul (02°08,84' S - 79°58,89' W)., que forma parte de la Red de Micro-ondas.

Como es indispensable que este enlace se integre a la Red de Micro-ondas, se debe reducir al máximo los errores de transmisión del enlace telegráfico, así como el obtener una calidad elevada de transmisión de voz.

Para este efecto se ha previsto un sistema automático de correxión de errores ARQ, un sistema de diversidad de frecuencias y el procedimiento LINCOMPEX.

1.4.1 Diagrama de bloques del sistema:

De acuerdo a lo expresado anteriormente, cada una de las estaciones, estarán equipadas por un puesto transmisor, un puesto receptor y un puesto de servicio.

El tráfico entre las dos estaciones se realiza de la siguiente manera: fig. 1.3. Las comunicaciones procedentes del puesto de servicio de Guayaquil, pasan por la estación terminal al correspondiente transmi

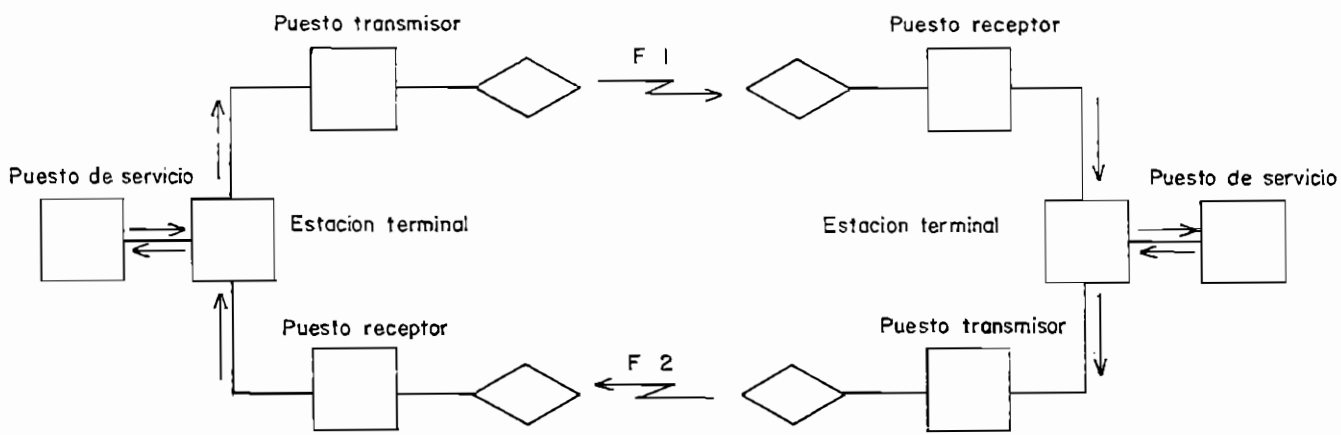


FIG. 1-3 TRAFICO ENTRE LAS DOS ESTACIONES

sor, donde son radiadas. En el puesto receptor de la Estación Galápagos, son captados, transfiriéndose por la estación terminal y el puesto de servicio al abonado.

El tráfico en la dirección opuesta, se realiza del mismo modo.

Los puestos de servicio, constituyen el nexo de unión entre la central automática de la Red de Micro ondas y los circuitos de alta frecuencia.

El enlace entre los puestos de servicio de telefonía y telegrafía y el puesto transmisor o receptor, se realizan por radio-enlaces, en ultra alta frecuencia (UHF), como se presenta en la figura 1.4 a y 1.4 b.

Si una frecuencia telefónica se emite desde Galápagos en una frecuencia f2, esta llega a la antena de la estación receptora de altas frecuencias en Guayaquil, pasa por el receptor, filtro para dividir la banda lateral, el equipo lincompex y llega a la central telefónica en la cual se conmuta al abonado-discado; este contesta su llamada a través de la central telefónica, equipo lincompex, multiplex, por medio del enlace en ultra alta frecuencia (UHF), envía en una frecuencia f6 hacia la estación repetidora en el Cerro Azul, esta señal recibida, pasa a través del multiplex de la repetidora al otro transceptor de UHF y transmite la señal en una frecuencia f4, se recibe en la estación transmisora pasa por el multiplex al filtro para dividir la banda lateral y llega al transmisor de altas frecuencia; en el cual se emite la señal en una frecuencia f1 hacia Galápagos.

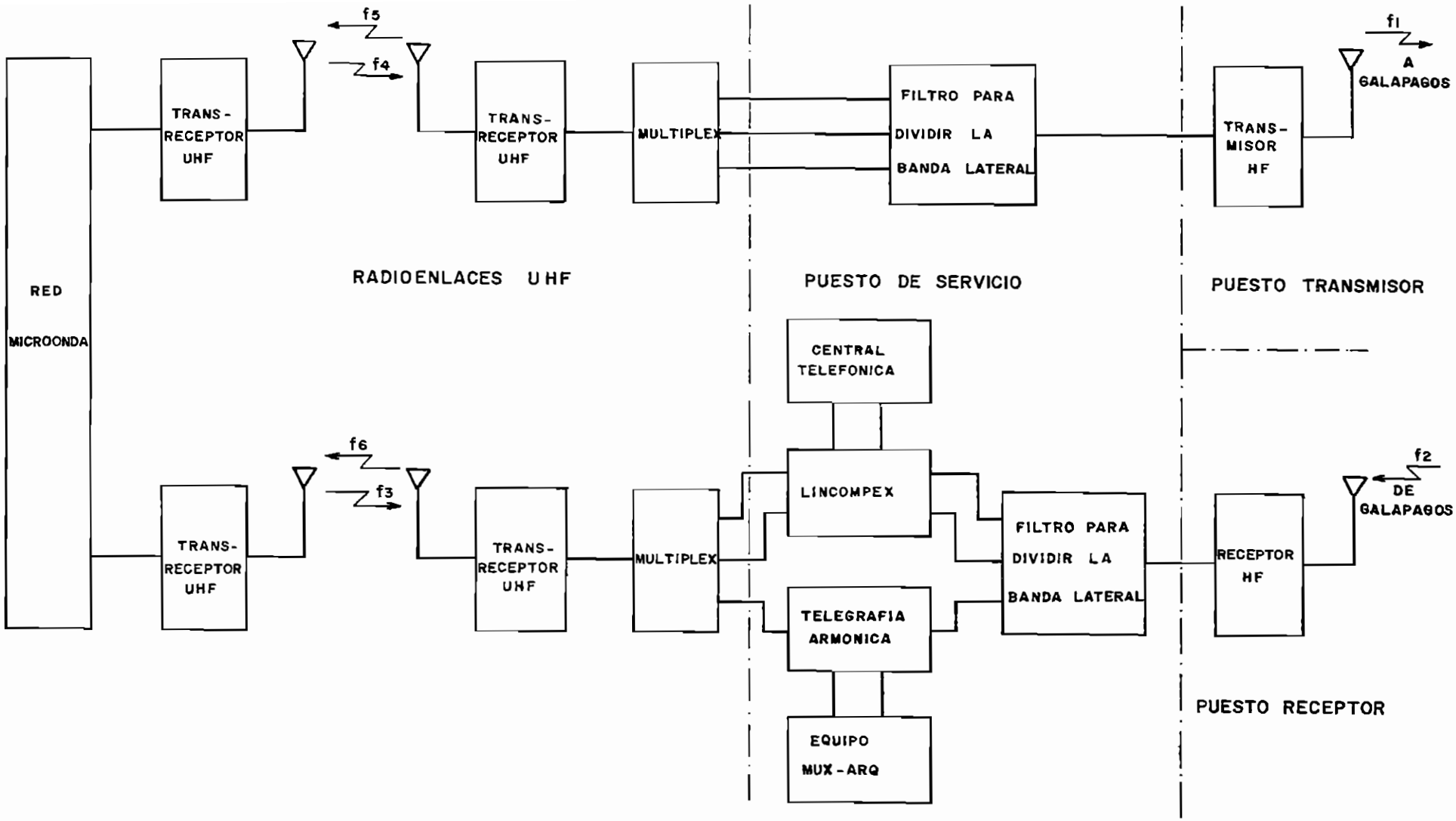


FIG. 1-4a DIAGRAMA EN BLOQUES DE LA ESTACION GUAYAQUIL

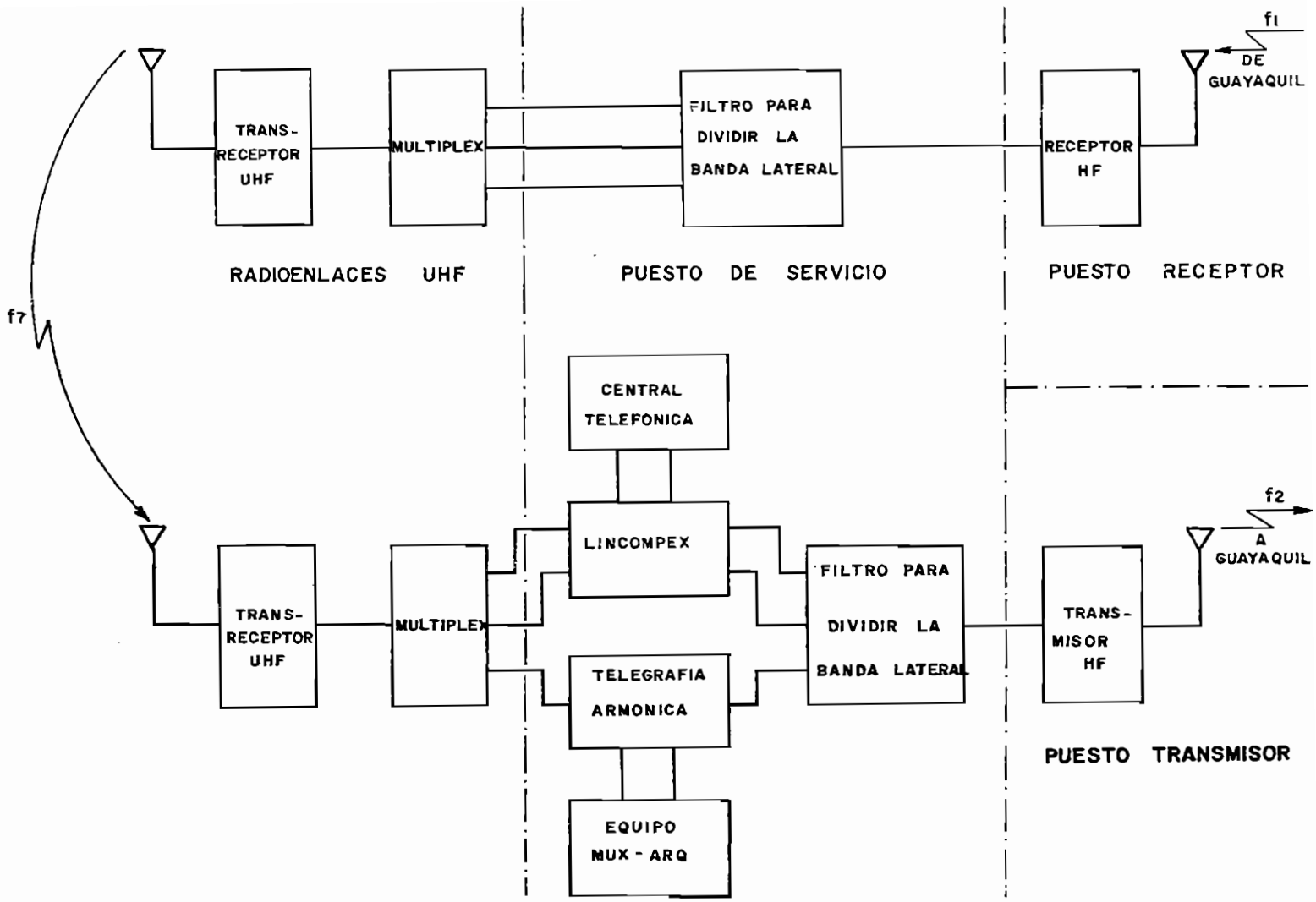


FIG. 1-4b DIAGRAMA EN BLOQUES DE LA ESTACION GALAPAGOS

En esta estación se produce un ciclo similar al mencionado para la estación receptora de altas frecuencias de Guayaquil.

Si se tratara de una señal telegráfica en el puesto de servicio, pasaría por el equipo de telegrafía armónica al equipo MUX-ARQ; para finalmente llegar a la máquina deseada.

C A P I T U L O I I

DISEÑO DEL ENLACE

En este capítulo se determina las frecuencias, la confiabilidad, las Potencias de Trasmisión y las ganancias de antenas del enlace, para esto se ha tomado en cuenta las características de Propagación Ionosférica, las mismas que se presentan como una sección en este capítulo. Además en la sección 2.1, se citan algunas de las más importantes recomendaciones emitidas por el CCIR y que se relacionan con las comunicaciones en frecuencias inferiores a 30 MHz; estos nos servirán como base para determinar las condiciones mínimas que debe tener nuestro enlace.

2.1 NORMAS INTERNACIONALES.

Las ondas radioeléctricas se propagan por el espacio, sin respetar las fronteras; puede suceder que un usuario A, al comunicarse con otro usuario B, utilizando una determinada frecuencia, perturbe los servicios de un tercer usuario C y los tres puedan hallarse en el mismo país o en dos o tres países distintos. Por lo tanto, la utilización del espectro de frecuencias, requiere de una regulación a nivel internacional en la que se determinen todas las condiciones de utilización. Existen dos comités internacionales para este propósito: El Comité Consultivo Internacional de Telefonía y Telegrafía (CCITT) y el Comité Consultivo Internacional de Radio (CCIR). Ellos operan bajo los auspicios de la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) y promulgan sus decisiones en forma de Recomendaciones, las mismas que son publicadas por la UIT. Generalmente, estas recomendaciones cubren la forma de circuitos internacionales.

Cuando un país como el nuestro, es miembro de estos organismos, esta obligado a dictar una legislación nacional, haciendo aplicables a sus usuarios las disposiciones y recomendaciones emitidas por la UIT. El organismo encargado de legislar las comunicaciones, en nuestro país es el Instituto Ecuatoriano de Telecomunicaciones (IETEL), a través de la Dirección Nacional de Frecuencias, consultado a estos organismos de la existencia de una regulación nacional, nos encontramos con la dura realidad de que este documento no existe. En base a esto y con el afán de cumplir con las Normas Internacionales en este capítulo, se presenta en forma resumida, las principales recomendaciones relacionadas con los servicios fijos en frecuencias inferiores a unos 30 MHz.

Esta sección básicamente se ha dividido en dos partes: una primera que contiene una serie de términos y definiciones, empleados para expresar las características de funcionamiento de las estaciones, todos estos son tomados del Reglamento de Radiocomunicaciones y la segunda parte se relaciona con las principales Recomendaciones tomadas del tomo No. 3 del CCIR.

2.1.1 Términos y definiciones:

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

Explotación dúplex.- Modo de explotación que permite transmitir simultáneamente-

en los dos sentidos de un circuito de telecomunica - ción.

Ondas radioeléctricas (u ondas hetzianas).- Ondas - electro magnéticas cuya frecuencia es inferior a 3.000 GHz , que se propagan por el espacio sin guía artificial.

Radio.- Término general que se aplica al uso de las ondas radioeléctricas.

Radiación Radioeléctrica.- 1.- Transporte de energía, en forma de ondas radioeléctricas a partir de una fuente.

2.- Energía que se propaga en un medio en forma de ondas radioeléctricas.

Transmisor Radioeléctrico.- Aparato que genera energía radioeléctrica con- objeto de asegurar una radiocomunicación.

Sistema Transmisor Radioeléctrico.- Conjunto de aparatos que com - prende un transmisor radioeléctrico conectado a su - antena o antenas, o bien varios transmisores conectados a una antena común.

Emisión Radioeléctrica.- Radiación producida, o producción de radiación por - un sistema transmisor radioeléctrico.

NOTA: La emisión se considera como simple emisión , si la señal moduladora y otras característi -

cas son las mismas para cada transmisor de un sistema radioeléctrico y la separación entre antenas no es mayor de unas pocas longitudes de ondas.

Transmisión Radioeléctrica.- Acción de transportar entre dos puntos, sea directa o indirectamente, bien físicamente o por señales, un objeto, un documento, una imágen, un sonido o una información de cualquier naturaleza.

NOTA: Debe evitarse la utilización de la expresión "transmisión", en el sentido de "emisión", en radiocomunicación.

Radiocomunicación.- Telecomunicación realizada por medio de ondas radioeléctricas.

Telegrafía.- Sistema de Telecomunicaciones para la transmisión de escritos mediante el uso de un código de señales.

Telegrafía por desplazamiento de frecuencia.- Telegrafía por modulación de frecuencia en la que la señal telegráfica desplaza la frecuencia de la onda portadora entre valores predeterminados. Mientras se pasa de una a otra de estas frecuencias hay continuidad de fase.

Telegrafía díplex de cuatro frecuencias.- Telegrafía por desplazamiento de frecuencia, en la que cada una de las cuatro combinaciones posibles de señales correspondientes a dos canales telegráficos, está represen

tada por una frecuencia distinta.

Telefonía.- Sistema de telecomunicación para la transmisión de la palabra o, en algunos casos, de otros sonidos.

Estación.- Uno o más transmisores o receptores, o una combinación de transmisores y receptores, incluyendo las instalaciones accesorias, necesarios para asegurar un servicio de radiocomunicación, en un lugar determinado. Las estaciones se clasificarán según el servicio en el que participen de una manera permanente o temporal.

Servicio Fijo.- Servicio de radiocomunicación entre puntos fijos determinados.

Estación Fija.- Estación del servicio fijo.

Frecuencia asignada.- Centro de la banda de frecuencias asignadas a una estación.

Frecuencia característica.- Frecuencia que puede identificarse y medirse fácilmente en una emisión determinada.

Frecuencia de referencia.- Frecuencia que ocupa una posición fija y bien determinada con relación a la frecuencia asignada. La desviación de esta frecuencia en relación con la frecuencia asignada es, en magnitud y signo, la misma que la de la frecuencia característica con relación al centro de la banda de frecuencias ocupada por la emisión.

Tolerancia de frecuencia.- Desviación máxima admisible entre la frecuencia asignada y la situada en el centro de la banda de frecuencia ocupada por una emisión, o entre la frecuencia de referencia y la frecuencia característica. La tolerancia de frecuencia se expresa en millonécimas o en ciclos por segundos.

Banda de frecuencias asignada.- Banda de frecuencia cuyo centro coincide con la frecuencia asignada a la estación y cuya anchura es igual a la anchura de banda necesaria más el doble absoluto de la tolerancia de frecuencia.

Anchura de banda ocupada.- Anchura de la banda de frecuencias tal que, por debajo de su frecuencia límite inferior y por encima de su frecuencia límite superior, se radien potencias medias iguales a un 0,5% cada una de la potencia media total radiada por una emisión dada. En ciertos casos, por ejemplo para sistemas de canales múltiples con distribución en frecuencia, el porcentaje del 0,5% puede conducir a ciertas dificultades de aplicación de las definiciones de las anchuras de banda ocupada y necesaria. En tales casos puede ser útil señalar un porcentaje distinto.

Anchura de banda necesaria.- Para una clase de emisión dada, el valor mínimo de la anchura de banda ocupada por una emisión suficiente para asegurar la transmisión de la información a la velocidad de transmisión y con la calidad requeridas para el sistema empleado, en condiciones especificadas. Las radiaciones útiles para el

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA
BIBLIOTECA
002303*
E. P. N.

el buen funcionamiento de los aparatos receptores, - como por ejemplo la radiación correspondiente a la - portadora de los sistemas de portadora reducida, debe estar incluídas en la anchura de banda necesaria.

Espectro fuera de Banda.- Parte del espectro de densidad de potencia (o del espectro de potencia, cuando el espectro consiste en componentes discretos) de una emisión, que está fuera de la banda necesaria, con exclusión de las radiaciones no esenciales.

Emisión fuera de Banda.- Emisión en una frecuencia- o frecuuencias del espec - tro fuera de banda.

Emisión no deseada.- Expresión que abarca las radiaciones no esenciales y fuera - de banda.

Espectro fuera de Banda Admisible.- (de una Emisión) Para una clase- de emisión dada, nivel admisible de densidad de po - tencia (o potencia de los componentes discretos) en- frecuencias situadas por encima y por debajo de los límites de la banda necesaria.

NOTA: La densidad de potencia admisible (o la potencia) puede especificarse en forma de una curva límite representativa de la densidad de potencia- (o la potencia), expresada en decibelios con relación al valor de referencia especificado, para frecuencias fuera de banda necesaria. Las obscisas de los puntos iniciales de la curva de limitación, debe

rá coincidir con las frecuencias límite de la banda necesaria.

Radiación no Esencial.- Radiación en una o varias frecuencias situadas fuera de la banda necesaria, cuyo nivel puede reducirse sin influir en la transmisión de la información correspondiente. Las radiaciones armónicas, las radiaciones parásitas y los productos de intermodulación están comprendidos en las radiaciones no esenciales, pero no las radiaciones en la proximidad inmediata de los límites de la banda necesaria resultantes del proceso de modulación requerido para la transmisión de la información.

Radiación fuera de Banda.- Potencia total radiada con el conjunto de las frecuencias del espectro fuera de banda.

Radiación fuera de Banda Admisible.- Para una clase de emisión dada, el valor admisible de la potencia media radiada en frecuencias por encima y por debajo de los límites de la banda necesaria.

NOTA: La radiación fuera de banda admisible debe determinarse, para cada clase de emisión y especificarse en forma de porcentaje (B) de la potencia media radiada total, deducida de la curva límite fijada individualmente para cada clase de emisión.

Radiación Armónica.- Radiación no esencial de frecuencia múltiplos enteros de las comprendidas en la banda de frecuencias ocupadas

por una emisión.

Radiación parásita.- Radiación no esencial, producida accidentalmente en frecuencias que son a la vez independientes de las frecuencias portadoras o características de una emisión e independientes de las frecuencias de las oscilaciones en las frecuencias portadoras o características.

Productos de Intermodulación no deseados.- Radiación no esencial en frecuencias resultantes de la intermodulación entre las oscilaciones que aparecen en el curso de la producción de esas oscilaciones portadoras o características, y las oscilaciones de igual naturaleza que la misma emisión de una o varias otras emisiones del mismo sistema transmisor o de Sistemas transmisores diferentes; se incluyen igualmente, en los productos de intermodulación no deseados, las radiaciones no esenciales en las frecuencias o armónicas de las frecuencias utilizadas en el curso de la producción de las oscilaciones en las frecuencias portadoras o características de una emisión.

Potencia.- Siempre que se haga referencia a la potencia de un transmisor radioeléctrico, etc., se expresará en una de estas formas:

- potencia de cresta (Pp)
- potencia media (Pm)
- potencia de la portadora (Pc)

Las relaciones entre la potencia de cresta, la poten

cia media y la potencia de la portadora, para las distintas clases de emisiones, en condiciones normales de funcionamiento y en ausencia de modulación, se indican en las Recomendaciones pertinentes del C.C.I.R., que pueden tomarse como guía para determinar tales relaciones.

Potencia de cresta de un transmisor radioeléctrico.-

La media de la potencia suministrada por un transmisor a la línea de transmisión de la antena durante un ciclo de radiofrecuencia, tomado en la cresta más elevada de la envolvente de modulación, en condiciones normales de funcionamiento.

Potencia media de un transmisor radioeléctrico.- La media de la potencia suministrada por un transmisor a la línea de alimentación de la antena durante un ciclo de radiofrecuencia en ausencia de modulación. Esta definición no se aplica a las emisiones moduladas por impulsos.

Potencia radiada aparente.- La potencia suministrada a la antena multiplicada por la ganancia relativa de la antena, en una dirección dada.

Potencia isótropa radiada equivalente (p.i.r.e.).-

Potencia de una emisión suministrada a una antena multiplicada por la ganancia de la antena en una dirección dada con relación a una antena isótropa.

Ganancia de una antena.- La relación entre la potencia necesaria a la entrada de una antena de referencia y la potencia suministrada a la entrada de la antena en cuestión, para que ambas antenas produzcan, en una dirección dada, el mismo campo a la misma distancia. Salvo indicación en contrario, la cifra que expresa la ganancia de una antena se refiere a la dirección del lóbulo principal de radiación. En los servicios que utilicen los modos de propagación por dispersión, es posible que no se consiga en la práctica la ganancia total de una antena y que la ganancia aparente varíe con el tiempo.

Ganancia isótropa o absoluta de una antena.- Ganancia (Gis) de una antena en una dirección dada, cuando la antena de referencia es una antena isótropa aislada en el espacio.

Ganancia relativa de una antena.- Ganancia (Gd) de una antena en una dirección dada, cuando la antena de referencia es un dipolo de media onda sin pérdidas aislado en el espacio y cuyo plano ecuatorial contiene la dirección dada.

Ganancia con relación a una antena vertical corta.-

Ganancia (Gv) de una antena en una dirección dada, cuando la antena de referencia es una antena vertical ideal mucho menor que un cuarto de longitud de onda y situada en la superficie de una tierra plana y perfectamente conductora.

Diagrama de directividad de una antena.- Curva que representa en coordenadas polares o cartesianas, una cantidad proporcional a la ganancia de una antena en las diversas direcciones de un plano o de un cono determinados.

Ganancia directiva.- En una dirección dada, el producto de 4π multiplicado por la relación entre la intensidad de radiación en esa dirección y la potencia total radiada por la antena.

Sector de servicio (S).- Sector horizontal que contiene el haz principal de radiación de la antena y la dirección requerida para el servicio. Es casi el doble de la abertura angular del haz principal medido en puntos de media potencia (-3 dB).

Sector de interferencia.- Sector horizontal exterior al haz principal.

$$I^\circ = 360^\circ - S^\circ \qquad (2-1)$$

Antena normal mínima.- Antena que reúne las características mínimas especificadas (ganancia directiva y sector de servicio) en su frecuencia o frecuencias de trabajo.

Antena normal económica.- Antena que reúne en su frecuencia o frecuencias de trabajo las características especificadas de ganancia directiva y de sector de servicio justificables en el aspecto económico (es decir, que permitan

realizar economías en la obtención de una potencia - de salida dada en el transmisor).

Factor de directividad de la antena (M).- Relación entre la densidad de flujo de potencia en la dirección deseada y el valor medio de la densidad de flujo de potencia en crestas en el diagrama de directividad de la antena, en el sector de interferencia. Es equivalente al promedio de la mejora de la relación señal/interferencia conseguida con el empleo de la antena - real en lugar de una antena isótropa en el espacio - libre.

Onda portadora completa.- Onda portadora emitida - con una potencia de 6 dB inferior como máximo a la potencia de cresta.

NOTA: En las emisiones de banda lateral única y portadora completa, se emplea generalmente una - onda portadora cuya potencia es inferior en 6 dB o - la potencia de cresta, para así permitir la utilización de un receptor previsto para funcionar en doble banda lateral y portadora completa.

Onda portadora reducida.- Onda portadora emitida - con una potencia de 6 a - 32 dB inferior a la potencia de cresta y preferentemente de 16 a 26 dB por debajo de ella.

NOTA: Se emplea generalmente la portadora reducida para permitir el ajuste automático de la frecuencia o de la ganancia en la recepción.

Onda portadora suprimida.- Onda portadora cuya potencia está limitada a un valor de 32 dB inferior como mínimo de potencia de cresta, y preferentemente 40 o más dB por debajo de ella.

Oscilación de intermodulación.- (En un transmisor radioeléctrico de modulación de amplitud). Oscilación periódica sinusoidal, producida en un transmisor radioeléctrico de modulación de amplitud, imperfectamente lineal, por la combinación de oscilaciones periódicas sinusoidales, aplicadas a la entrada del transmisor y cuya frecuencia, a la salida del transmisor, es la suma o la diferencia de las frecuencias de los componentes laterales normales, resultantes de la modulación de una portadora por las oscilaciones moduladoras, o la suma o la diferencia de múltiplos enteros de esas frecuencias.

La frecuencia de una oscilación de intermodulación, a la salida del transmisor, viene dada por la fórmula.

$$F = p\ (Fo \pm f_1) \pm q\ (Fo \pm f_2) \qquad (2.2)$$

siendo $p,\ q = 1, 2, 3,$ etc.

donde Fo es la frecuencia portadora, f_1 y f_2 las frecuencias de las oscilaciones moduladoras.

El signo positivo entre los dos términos de esta suma, corresponde a oscilaciones de frecuencia muy elevada y, en general, de muy poca amplitud; este caso

ofrece poco interés para el asunto tratado en la presente Recomendación.

Productos de intermodulación.- Conjunto de las oscilaciones de intermodulación producidas por la combinación de oscilaciones periódicas sinusoidales dadas, aplicadas a la entrada de un transmisor radioeléctrico de modulación de amplitud.

Orden de una oscilación de intermodulación.- (En un transmisor radioeléctrico de AM) La suma $n = p + q$ de los dos coeficientes enteros positivos que determinan la frecuencia de una oscilación de intermodulación a la salida de un transmisor radio-eléctrico de modulación de amplitud de frecuencia portadora dada, en función de las frecuencias de dos oscilaciones periódicas sinusoidales aplicadas simultáneamente a la entrada del transmisor.

Sensibilidad de un receptor.- Aptitud para recibir señales débiles y para reproducirlas con intensidad utilizable y una cantidad aceptable, pero que para valorar la calidad de las señales de salida, puede ser necesario en muchos casos, considerar el equipo receptor en su conjunto, incluidos los aparatos que permiten obtener la información en forma impresa, auditiva o visual.

Receptor lineal.- El que funciona en tales condiciones en la relación señal/ruido a la salida, sea proporcional al nivel de la señal a la entrada, del porcentaje de modulación o a ambos.

Factor ruido.- Relación entre la potencia de ruido medida a la salida y la potencia de ruido que existiría a la salida si el sistema no contuviese más fuente de ruido que la agitación térmica, debida al componente real de la impedancia del generador; ambas potencias de ruido se determinan con una temperatura absoluta de la fuente T = 293° K.

Sensibilidad máxima utilizable.- El mayor de los niveles mínimos de la señal de entrada (expresado en f.e.m. de la onda portadora) que ha de aplicarse en la entrada del receptor, en serie con una impedancia determinada (antena ficticia), para obtener a la salida; el nivel de la señal y la relación señal/ruido, necesarios en el servicio normal, con la onda portadora modulada al porcentaje normal.

MUF de explotación o simplemente "MUF".- La frecuencia más elevada que en un momento dado, permite realizar un servicio de calidad aceptable entre dos puntos dados y en condiciones de explotación determinadas.

MUF clásica (o frecuencia de unión: JF).- La frecuencia más elevada en que pueden propagarse las ondas por un modo determinado de transmisión ionosférica entre puntos terminales dados; experimentalmente puede definirse como la frecuencia en que los rayos emitidos bajo ángulos grandes y pequeños se confunden.

MUF normalizada (o frecuencia de unión estimada, EJF)

Valor aproximado de la MUF clásica, que se obtiene - aplicando la curva clásica de transmisión a los ionogramas de incidencia vertical y utilizando un factor de distancia.

Selectividad de un receptor.- Es la medida de su aptitud para recibir la señal en que está sintonizado, con exclusión de las emisiones efectuadas en otras frecuencias.

Selectividad efectiva.- La propiedad del receptor - de separar la señal deseada (en la que está sintonizado) y las señales interferentes (que, por regla general, tienen fuera de la - banda de paso) de nivel suficiente, para producir - efectos no lineales, actuando simultáneamente la señal deseada y las señales interferentes.

Tiempo de establecimiento.- De un compresor-expansor, es el comprendido- entre el instante en que se aplica a la entrada un - aumento brusco de 12 dB y aquel en que la envolvente de la tensión a la salida alcanza un valor igual a - las 3/4 partes del valor en régimen permanente.

2.1.2 Recomendaciones:

En esta sección se presenta de una manera condensada, las recomendaciones emitidas por el CCIR, para los - servicios fijos en frecuencias inferiores a unos 30 MHz, con el objeto de aprovechar en mejor forma el- espectro de frecuencias y reducir su congestión.

Estas recomendaciones, dan las características -

prácticas normalizadas de antenas directivas, desde los puntos de vista técnico y económico para evitar interferencias perjudiciales, causadas por radiaciones innecesarias fuera del lóbulo principal.

2.1.2.1 Utilización de antenas directivas en las bandas de frecuencias comprendidas entre 4 y 28 MHz.-

2.1.2.1.1 La antena normal mínima debe tener un factor de directividad (M) dado por:

$$M = 0.1\ f^2 \qquad (2.3)$$

Siendo f la frecuencia de trabajo.

2.1.2.1.2 La antena normal económica debe tener un factor de directividad (M) expresado por:

$$M = 0.25\ f^2 \qquad (2.4)$$

2.1.2.1.3 Para una potencia radiada igual por lo menos a 5 KW, el coeficiente de directividad M de la antena deberá ser por lo menos igual al de la antena normal mínima.

2.1.2.1.4 Para una potencia radiada igual por lo menos a 10 KW, se utili -

zan en lo posible, antenas de - rendimiento no inferior al de la antena normal económica.

2.1.2.1.5 Para reducir los efectos de interferencia, el coeficiente de directividad M de la antena de recepción, deberá ser por lo menos igual al de una antena normal mínima y en lo posible, estas características serán equivalentes a las de la antena normal económica.

2.1.2.2 Anchura de banda necesaria a la salida de un receptor telegráfico o telefónico.-

2.1.2.2.1 Para telegrafía la anchura de banda necesaria, expresada en Hertzios, a la salida del receptor debe ser:

I.- 2.5 veces la velocidad de modulación en baudios, medidas después del paso final de detección, para emisiones de clase A1.

II.- 1,4 veces la velocidad de modulación en baudios, medida después del discriminador, para emisiones de clase F1.

La medida en que estos valores - pueden aplicarse para permitir - una separación menor entre canales adyacentes depende de la magnitud y velocidad de las variaciones de amplitud, causadas por los desvanecimientos y de los - desvanecimientos selectivos de - las frecuencias correspondientes a los dos estados significativos de modulación.

2.1.2.2.2 Para telefonía teniendo en cuenta la inteligibilidad y la economía de anchura de banda, el valor de la misma a la salida del receptor en cada canal telefónico será el siguiente:

I.- La frecuencia límite superior deberá reducirse a - 3000 Hz o menos, pero no - por debajo de 2600 Hz. En caso de un sistema radiotelefónico perfeccionado que utilice expansores-compresores acoplados la anchura de banda no será, en ningún caso, inferior a 3000-Hz.

II.- La frecuencia límite inferior de los canales telefónicos, deberá ser de 250 Hz.

III.- Para los sistemas que utilizan un dispositivo de secreto comercial, la anchura de banda necesaria, para lograr un servicio satisfactorio puede dar lugar a una frecuencia límite superior mayor que 2600 Hz (por ejemplo, en los sistemas de división en cinco bandas, la anchura de banda necesaria es de 2750 Hz y la frecuencia límite superior de 3000 Hz.)

2.1.2.3 Anchuras de banda, relaciones señal/ruido y márgenes para el desvanecimiento en sistemas completos.-

Se deberá adoptar los valores del siguiente cuadro como provicionales para la relación-señal/ruido requerida.

RELACIONES SEÑAL/RUIDO REQUERIDAS

Clase de emisión	Anchura de banda del receptor antes de la detección (Hz)	Anchura de banda del receptor después de la detección (Hz)	Grado de Servicio	Relación señal/ruido en audiofrecuencia. (1) (dB)	Relación señal/densidad de ruido en radiofrecuencia (2) (3) (dB)		
					Condición estable	Condición de desvanecimiento	
						Sin diversidad	Doble diversidad.
Emisión compuesta A9B		110 por canal telegráfico.	Pc = 0,01		60	68	60
16 canales de 75 baudios	6000		Pc = 0,001		66 (8)	78 (8)	67(8)
1 canal telefónico (7)		3000 canal telefónico.	Pc = 0,0001 (6)		70	88	73

Notas del cuadro:

(1) Anchura de banda de ruido igual a la del receptor después de la detección. Para telefonía de banda lateral independiente, la anchura de banda de ruido es igual a la de un canal después de la detección.

(2) Los valores de esta columna representan la relación potencia de cresta de la envolvente de la señal/potencia media de ruido para una anchura de banda de 1 Hz, excepto para las emisiones A3, doble banda lateral, en que los valores repre -

sentan la relación potencia de portadora/potencia media de ruido para una anchura de banda 1 Hz.

(3) Los valores de la relación señal/densidad de ruido para telefonía enumerados en esta columna, se aplican cuando se emplean terminales clásicos Estos valores pueden reducirse considerablemente (en una proporción que debe aún determinarse) cuando en los terminales, se aplica el principio de los compresores-expansores asociados (Lincompex). Se ha comprobado que una relación-señal/ruido (valor eficaz de 7 dB), medida en audiofrecuencia en una banda de 3 KHz, corresponde a una calidad apenas comercial a la salida del sistema, habida cuenta de la mejora introducida por el compresor-expansor.

(4) Los valores de estas columnas representan los valores medianos de la potencia de la señal con desvanecimiento necesaria para obtener un grado de servicio equivalente.

A los valores de estas columnas pueden añadirse 14 dB, como factor de fluctuación de la intensidad, para llegar a valores provisionales de la relación total señal/densidad de ruido requerida, que se pueden utilizar como guía para calcular los valores medianos mensuales necesarios de la intensidad de campo mediana horaria.

Ese valor de 14 dB se ha obtenido como sigue:

El factor de fluctuación de la intensidad de la

señal, con relación a un ruido constante, es de 10 dB, el cual se considera como suficiente protección para el 90% de los días. Para las fluctuaciones de intensidad de ruido atmosférico se toman también 10 dB para el 90% de los días. - Admitiendo que no exista correlación entre las- fluctuaciones de la intesidad del ruido y las - de la señal, una buena evaluación del factor - combinado señal/ruido es:

$$\sqrt{10^2 + 10^2} = 14 \text{ dB.}$$

(5) En el cálculo de las relaciones señal/ruido, en radio-frecuencia, para los desvanecimientos rápidos de corta duración, se ha utilizado una - distribución logarítmica normal de la amplitud- de la señal recibida con desvanecimiento (con - un valor de 7 dB para la relación entre el nivel mediano y el nivel rebasado durante el 10%- o el 90% del tiempo), salvo en el caso de los - servicios telegráficos automáticos de gran velocidad, para los que se ha calculado la protec - ción en la hipótesis de una distribución Rayleigh. Las notas siguientes se refieren a la - protección contra el desvanecimiento rápido o - de corta duración.

(6) Pc corresponde a la probabilidad de errores en los caracteres.

(7) Se ha supuesto una carga del transmisor correspondiente al 80% de su potencia nominal de cresta, cuando lo modula la señal de telegrafía mul-

ticanal.

(8) Relación señal/densidad de ruido requerida basa en la calidad de los canales telegráficos.

2.1.2.4 Nivel de la portadora piloto en los siste - mas de bandas laterales independientes con portadora reducida.-

El nivel de portadora reducida deberá ser - de -20 dB ± 1 dB con relación a la potencia de cresta de modulación del transmisor, para las ondas portadoras piloto de todas las emisiones del servicio fijo en ondas decamétricas, con portadora reducida y bandas laterales independientes.

2.1.2.5 Enlaces radiotelefónicos en los circuitos - telefónicos.-

2.1.2.5.1 Teniendo en cuenta la necesidad de economizar el espectro de frecuencias cuando se trata de un - circuito radioeléctrico único de larga distancia en frecuencias - inferiores a 30 MHz, se utiliza una banda de frecuencias vocales menor que la de 300 a 3400 Hz, - recomendada por el C.C I.T.T. - para los circuitos terrestres y, de preferencia se reduzca la fre

cuencia superior de la banda de frecuencias vocales a 3000 Hz o-menos, pero no por debajo de - 2600 Hz, salvo en casos especiales.

2.1.2.5.2 Se deberá emplear medios técni - cos como la modulación completa-del transmisor, las antenas di - rectivas para que el circuito sufra el mínimo de ruidos y desvanecimientos.

2.1.2.5.3 Durante los períodos en que el - circuito radiotelefónico, se halle conectado a un circuito de - prolongación provisto de supresores de eco (dispositivo de conmutación accionado por la voz), se tomen las medidas necesarias para que la intensidad de las co - rrientes perturbadoras, no ten - gan un valor que accionen fre - cuentemente los supresores de - eco.

2.1.2.5.4 El circuito radiotelefónico deberá estar provisto de un supresor de eco, con el fin de evitar - reacciones o ecos perturbadores-en todo el circuito o, de preferencia, de equipos terminales - que funcionen según el principio de una pérdida de transmisión -

global constante.

2.1.2.5.5 El circuito radiotelefónico deberá estar provisto de aparatos de control automático de ganancia, a fin de compensar automáticamente, en cuato sea posible, los fenómenos de desvanecimiento.

2.1.2.5.6 Los aparatos terminales del circuito radiotelefónico deberán ser de tal naturaleza que permitan sin conexión, como un circuito cualquiera a cualquier tipo de circuito.

2.1.2.5.7 En los casos en que se emplee un dispositivo de secreto de las conversaciones, este dispositivo no deberá influir de modo apreciable en la calidad de la transmisión telefónica.

2.1.2.5.8 Cuando no existan dispositivos automáticos apropiados, un operador deberá accionar los mandos cuantas veces sea necesario para lograr el mejor ajuste posible de la carga del transmisor, el nivel a la salida del receptor y de las condiciones de funcionamiento de los supresores de eco.

2.1.2.6 Principios de los dispositivos empleados para el secreto de las conversaciones radiotelefónicas.-

2.1.2.6.1 En los sistemas de bandas laterales independientes, se utilizan sistemas de división de la banda, consistentes en la subdivisión de la banda de frecuencias vocales en cierto número de sub-bandas de igual anchura, que se permitan con o sin inversión de frecuencia, siguiendo una secuencia determinada previamente, para formar una señal ininteligible. En la recepción, se reestablecen las señales vocales por un procedimiento inverso al utilizado en la transmisión. Naturalmente, se necesita una sincronización rigurosa de las permutaciones en las dos estaciones terminales.

2.1.2.6.2 Los aparatos deberán estar diseñados para reducir al mínimo la distorsión de atenuación y los niveles no deseados de los productos de modulación y de las portadoras. El grado admisible de la distorsión debida a la presencia de dispositivos de secreto comercial, depende del tipo -

de dispositivos de secreto utilizado.

2.1.2.7 Disposición de los canales en los transmisores multicanales de bandas laterales independientes para circuitos a larga distancia

2.1.2.7.1 La banda de frecuencias destinada a cada canal telefónico, será de 3000 Hz.

2.1.2.7.2 La banda de frecuencias vocales transmitida en cada canal deberá estar comprendida entre 250 Hz y una frecuencia superior de 3000 Hz, o menos en circunstancias especiales, pero no por debajo de 2600 Hz.

2.1.2.7.3 En los sistemas de cuatro canales la disposición de estos será como se representa en la Fig. 2-1 a.

2.1.2.7.4 Cuando se utilicen menos de cuatro canales, se elegirán los más próximos a la portadora, de acuerdo con la disposición indicada en las figs. 2-1 b, c, d, e, o f.

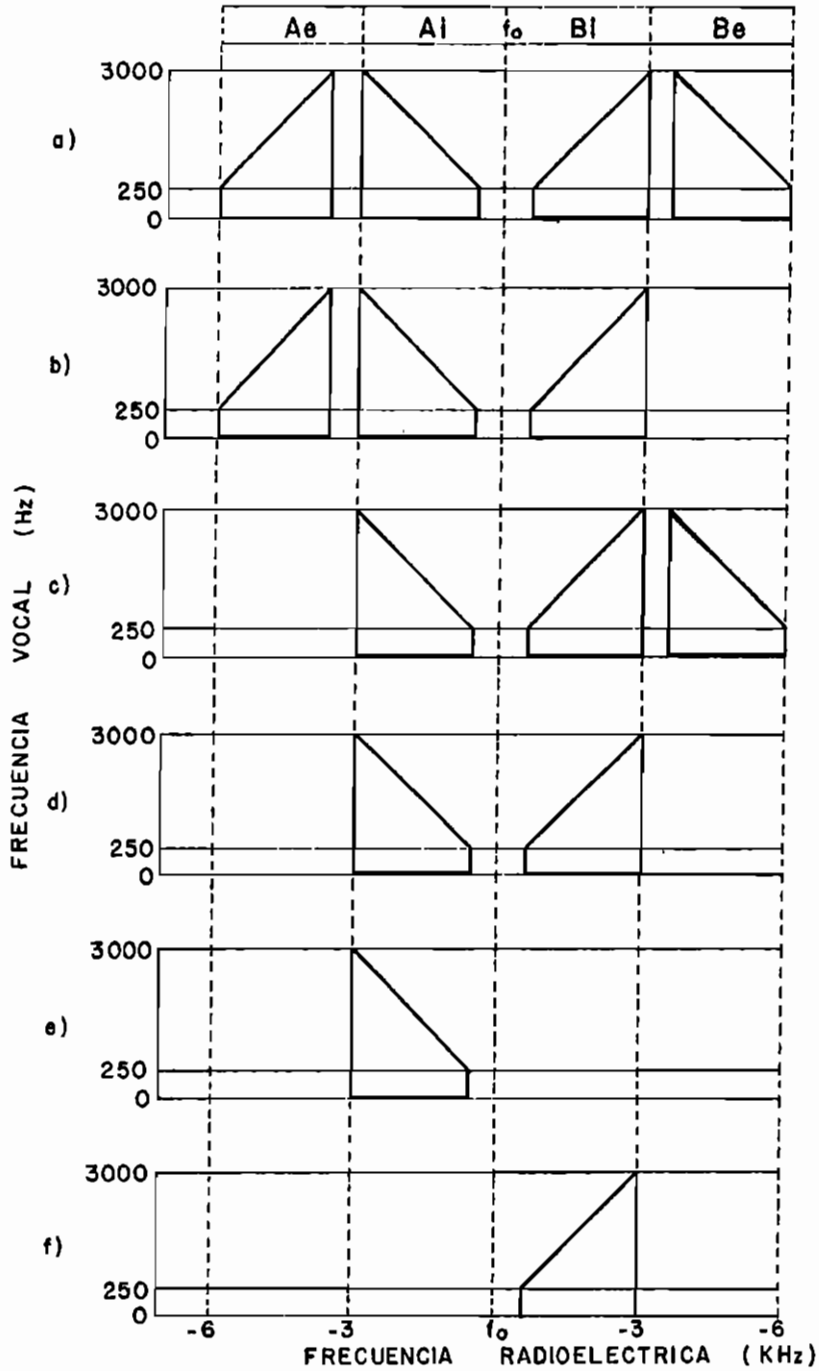


FIG. 2-1 RELACION ENTRE LAS FRECUENCIAS VOCALES Y LAS FRECUENCIAS RADIOELECTRICAS PARA LAS DIFERENTES DISPOSICIONES DE CANALES.

2.1.2.8 Sistema perfeccionado de transmisión para circuitos radiotelefónicos en ondas decamétricas.-

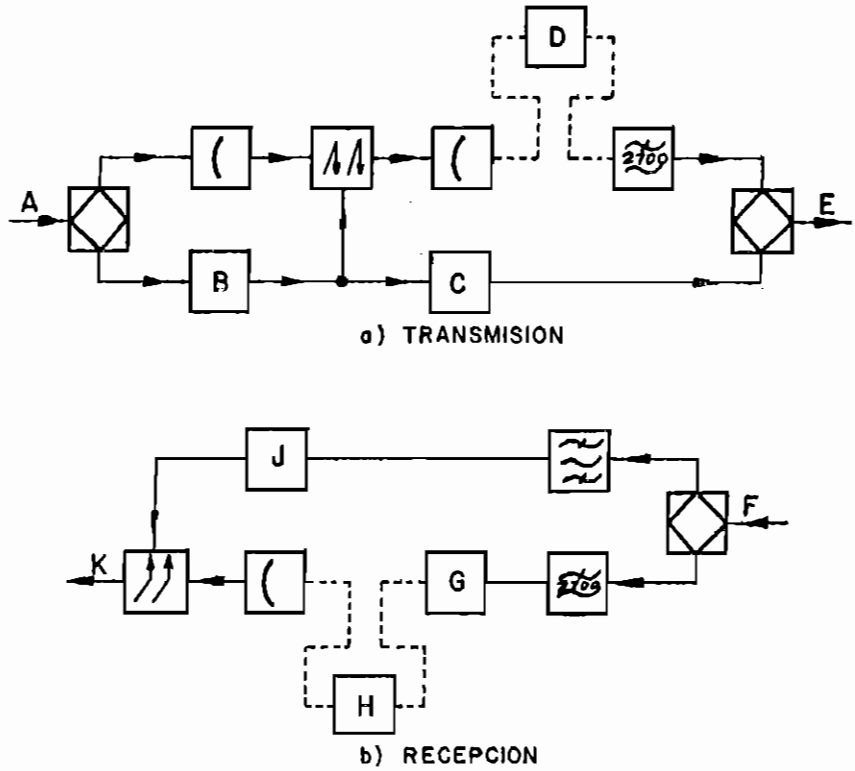
2.1.2.8.1 Los circuitos radiotelefónicos en ondas decamétricas se deben explotar con una pérdida de transmisión total constante (entre puntos de dos hilos).

2.1.2.8.2 Para obtener esta característica, se debe utilizar un sistema (Lincompex) de compresor y expansor, acoplados por medio de un canal de control distinto del canal vocal y en el que no tengan efecto las distorsiones provocadas por los desvanecimientos.

2.1.2.8.3 Este sistema debe asegurar permanentemente una carga óptima del transmisor, a pesar de las variaciones de los niveles vocales de los abonados y de las pérdidas en las líneas.

2.1.2.8.4 La señal vocal y la señal de control, deben estar contenidas en un solo canal de 3 KHz.

2.1.2.8.5 El sistema debe responder a la siguiente descripción y tener las siguientes características:



TRANSFORMADOR DIFERENCIAL

RED DE RETARDO

COMPRESOR

EXPANSOR

A :De la línea terrestre

B :Medidor de amplitud

C :Oscilador modulado en frecuencia.

D:Dispositivo de secreto

E :Hacia el transmisor radioeléctrico.

F:Del receptor radioeléctrico

G:Regulador contra el desvanecimiento.

H:Dispositivo de secreto

J:Discriminador de frecuencia

K :Hacia la línea terrestre

FIG. 2-2: ESQUEMA DEL SISTEMA PERFECCIONADO DE TRANSMISION PARA CIRCUITOS RADIOTELEFONICOS.

I.- Las especificaciones de funcionamiento son las de un sistema (fig. 2.2) en el que se introducen un retardo del lado transmisión, antes de la comprensión, en relación con un medidor de amplitud de la señal vocal. Esto no excluye otros tipos de sistemas que reúnan las exigencias de funcionamiento.

II.- Transmisión (fig. 2.2 a)

a). Canal "vocal"

Régimen estable

(Comprensión y características generales).

Para los niveles de entrada comprendidos entre + 5 dBm0 y -55 dBm0, el nivel de salida deberá situarse entre los límites indicados en la fig. 2.3.

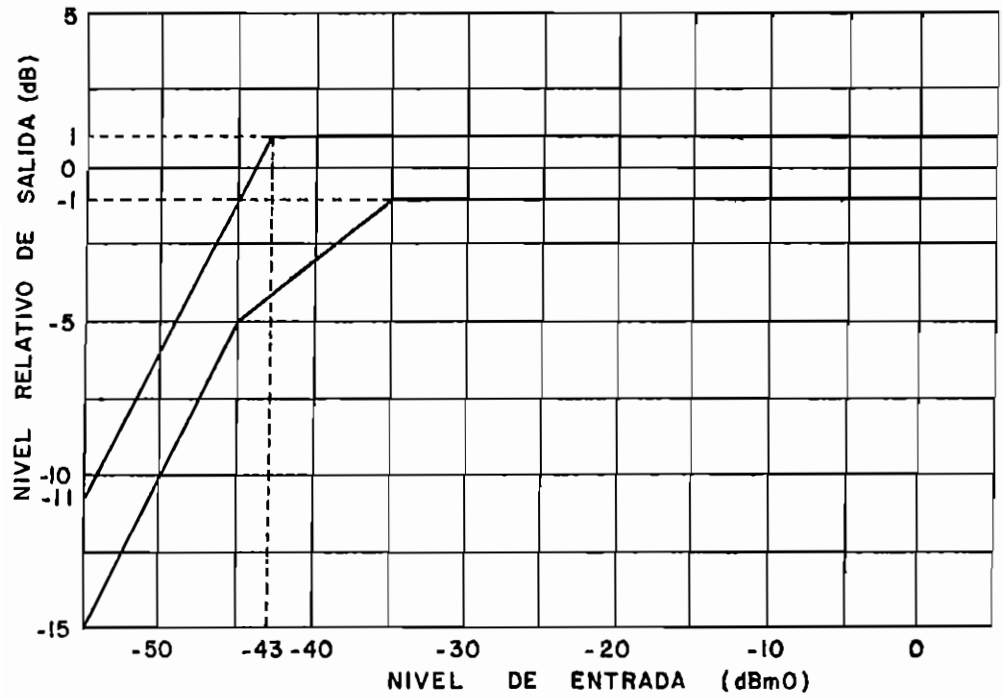
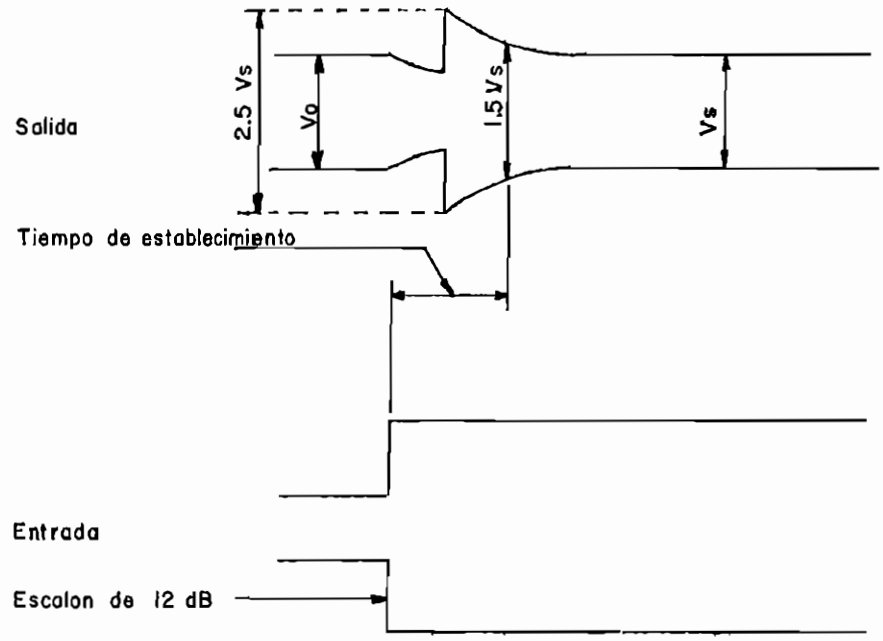


FIG 2-3 CARACTERISTICA ENTRADA/SALIDA EN TRANSMISION

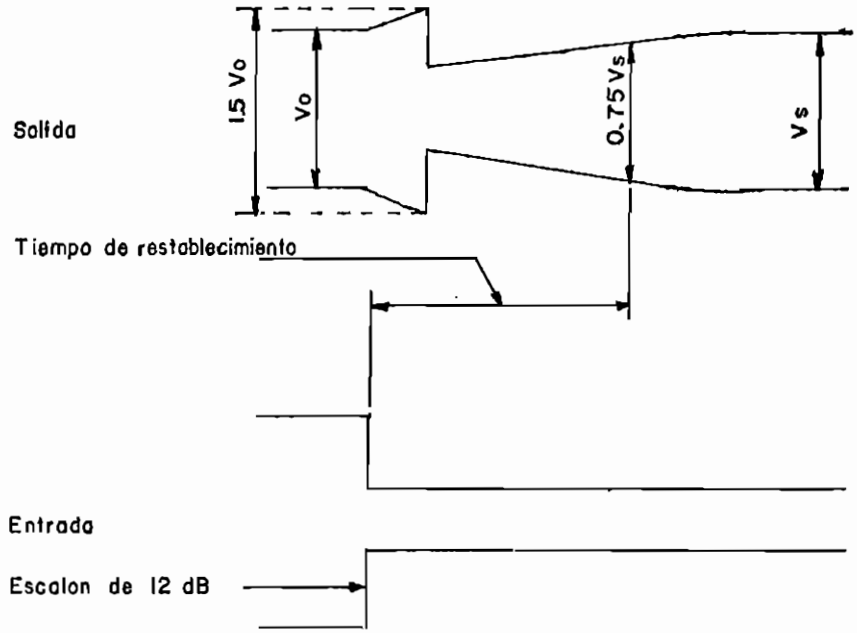
La respuesta global amplitud-frecuencia para el canal "vocal" en los dos casos siguientes: ganancia fija y control por medidor de amplitud, para cualquier nivel comprendido entre + 5 dBm0 y -55 dBm0 será:

Atenuación con relación a la respuesta máxima en la banda comprendida entre 250 y 2500 Hz.
(dB).

Por encima de 250 Hz:	
Para las frecuencias de la banda 250-2500 Hz	2
Para las frecuencias de la banda 2500-2700 Hz	6
Para las frecuencias iguales o superiores a 2800 Hz	55
Por debajo de 250 Hz.	
Aumento de la ganancia total para las frecuencias inferiores a 250 Hz.	1
Respuesta transitoria (total, comprendido el medidor de amplitud, pero excluido el retardo suplemenrario).	
Tiempo de establecimiento fig. 2-4 a (ms).	7 ± 2
Tiempo de restablecimiento fig. 2-4 b (ms).	20 ± 5

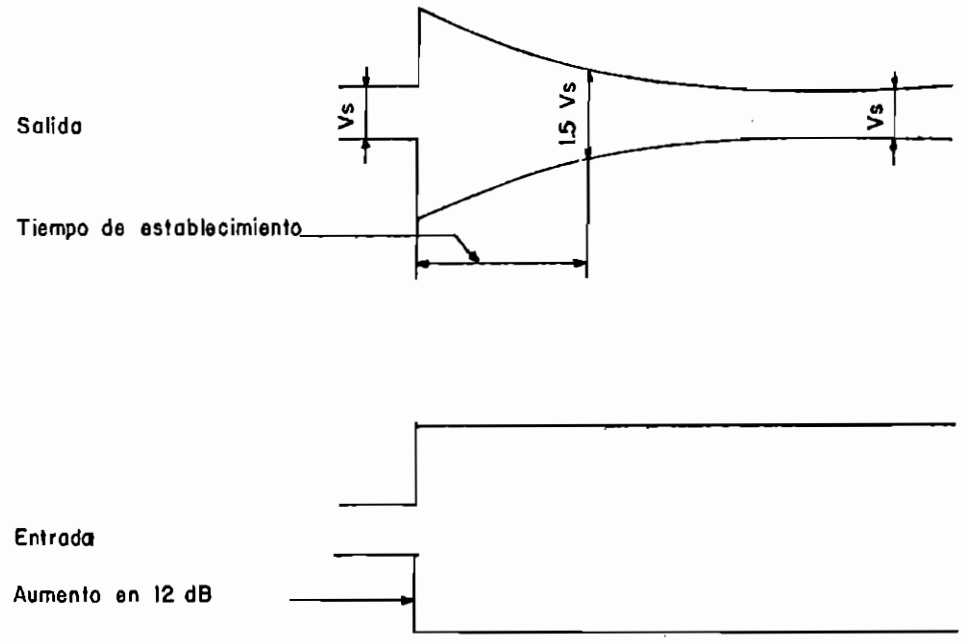


a) Tiempo de establecimiento

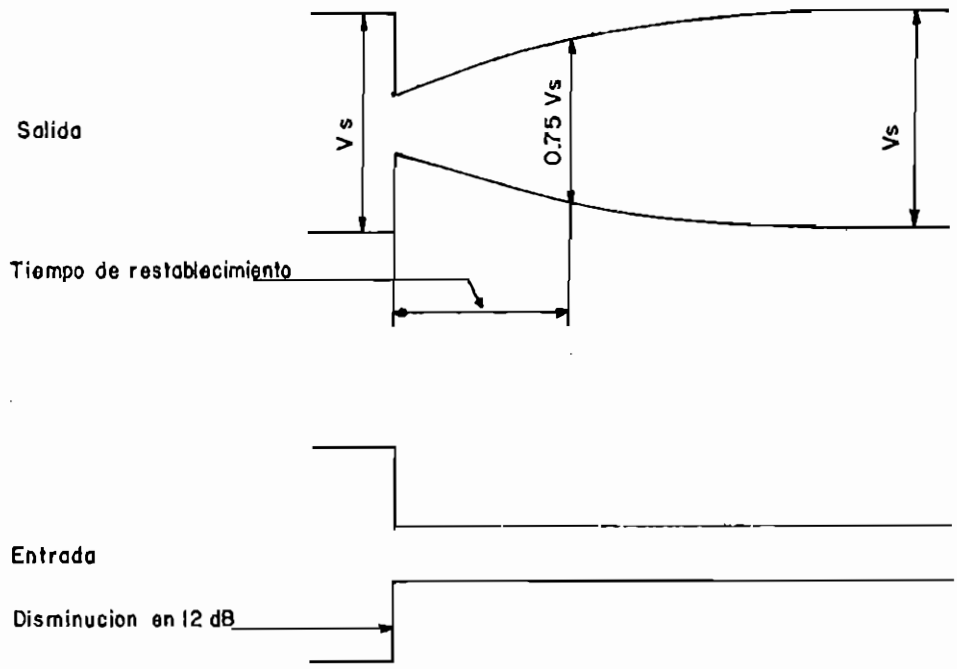


b) Tiempo de retorno

FIG. 2-4 RESPUESTA EN REGIMEN TRANSITORIO EN TRANSMISION

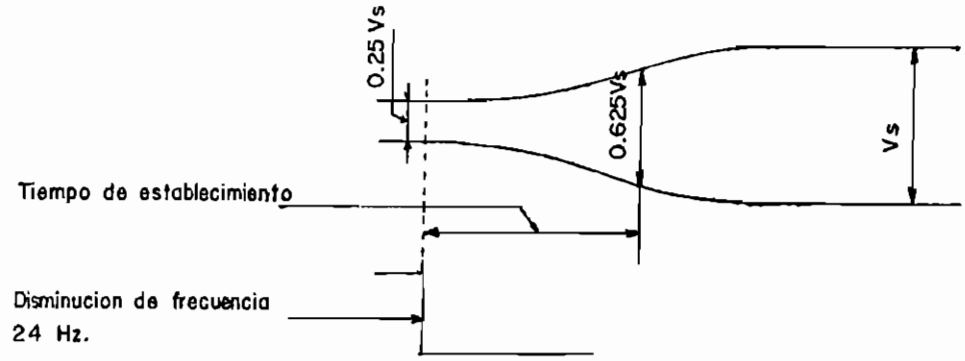


c) Tiempo de establecimiento

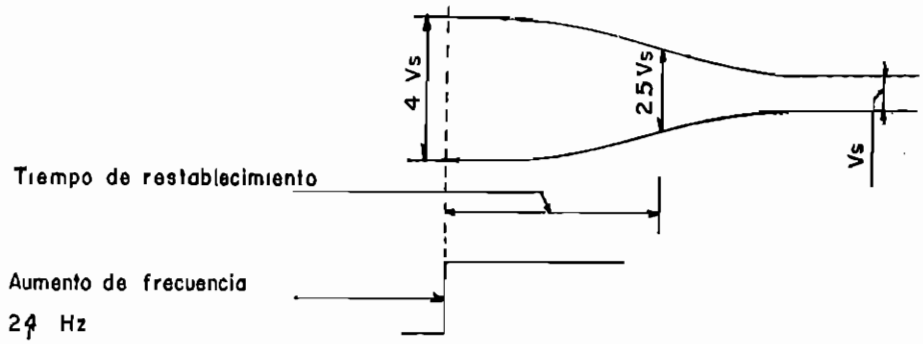


d) Tiempo de restablecimiento

FIG. 2-4 (continuación) RESPUESTA TRANSITORIA DEL REGULADOR DE DESVANECIMIENTO.



e) Tiempo de establecimiento



f) Tiempo de restablecimiento

FIG. 2-4 (continuación) RESPUESTA EN REGIMEN TRANSITORIO EN RECEPCION.

b). Canal de control

Oscilador modulado en frecuencia. (Frecuencia controlada por la señal de salida del medidor de amplitud).	
Frecuencia central nominal (Hz)	*2900 ± 1*

Variación de frecuencia para cada variación de nivel de entrada de 1 - dB (fig. 2-5) (Hz) 2

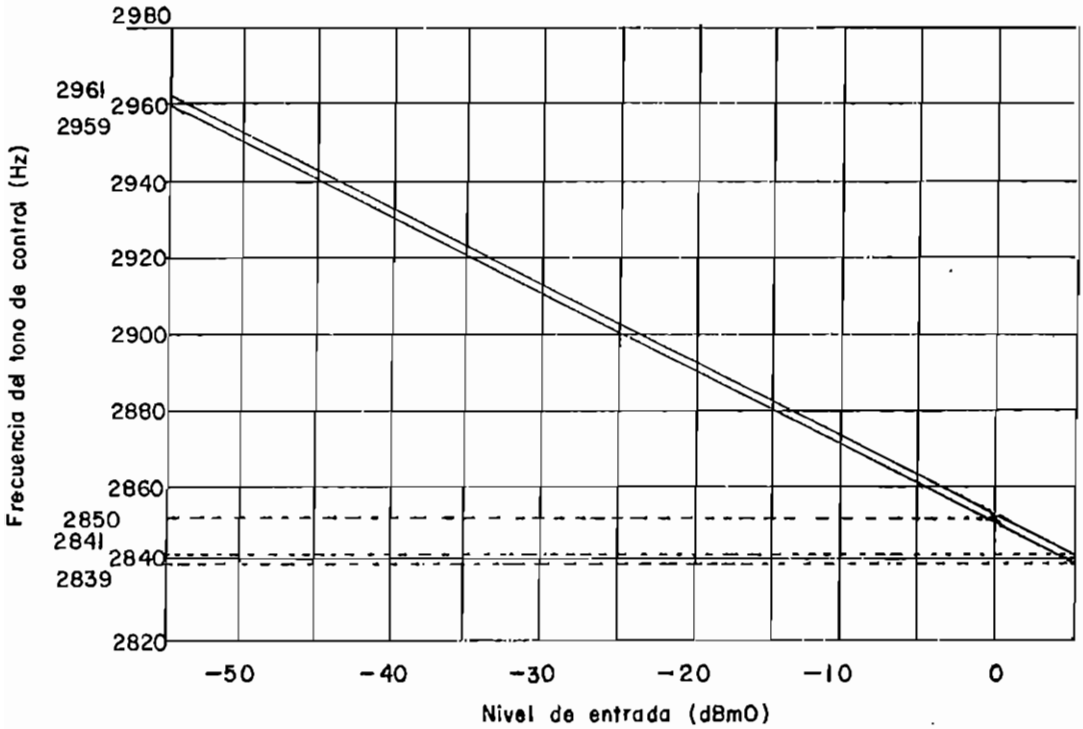


FIG. 2-5 VARIACION DE LA FRECUENCIA DEL TONO DE CONTROL EN FUNCION DEL NIVEL DE ENTRADA EN TRANSMISION.

Nivel de entrada que ha de aplicarse al extremo transmisor para obtener la frecuencia central nominal - (dBm0) -25

Frecuencia del oscilador - para un nivel de entrada - de 0dBm0 (Hz). 2850

Frecuencia del oscilador en-ausencia de señal de entrada del lado transmisor (Hz).	2980
Para aumentos bruscos del nivel de entrada, superiores a 3 dB, la duración necesaria-para que el oscilador efectúe un 80% de la variación de frecuencia correspondiente, deberá ser (ms).	5 a 7
Para disminuciones bruscas del nivel de entrada, superiores a 3 dB, la velocidad-de variación de la frecuencia del oscilador deberá estar comprendida entre (Hz/ms)	1.5y3.5
Espectro limitado a la salida entre (Hz).	2810y2990
Nivel de salida con relación al nivel del tono de prueba-en el canal "vocal" (dB).	-5

III.- Recepción (fig. 2.2 b)

a). Canal "vocal"

Régimen estable.

La respuesta global amplitud/frecuencia del canal "vocal" en los -

casos siguientes: ganancia fija y ganancia regulada, deberá ser:

	Atenuación con relación a la respuesta máxima en la banda comprendida entre 250 y 2500 Hz. (dB)
Por encima de 250 Hz:	
Para las frecuencias de la banda 250-2500 Hz	2
Para las frecuencias de la banda 2500-2700 Hz	6
Para las frecuencias iguales o superiores a 2800 Hz	55
Por debajo de 250 Hz	
Aumento de la ganancia total para las frecuencias inferiores a 250 Hz.	1

Regulador contra el desvanecimiento

Régimen estable.

Para los niveles de entrada comprendidos entre + 7 dB y -35 dB con relación

al nivel de entrada normal especificado, del regulador contra el desvanecimiento; el nivel de salida debería situarse en los límites indicados en la fig. 2-6

El nivel de entrada nominal especificado, cuyo valor puede variar, es el valor medio a la entrada del regulador contra el desvanecimiento, en régimen estable, cuando se aplica al lado de transmisión una señal de 0 dBm0.

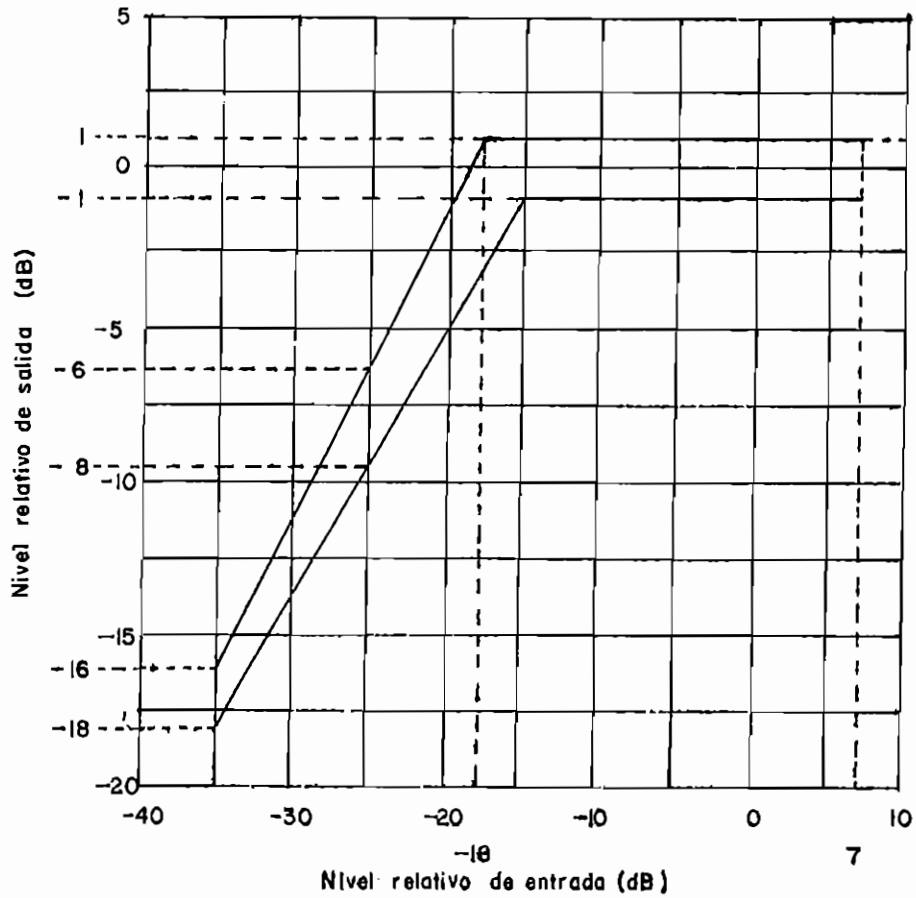


FIG. 2-6 CARACTERISTICA ENTRADA/SALIDA DEL REGULADOR CONTRA EL DESVANECIMIENTO.

Respuesta transistoria	11±2
Tiempo de establecimiento fig. 2-4c (ms).	32±6
Tiempo de retorno fig.2-4d(ms)	
Expansor	
(Controlado por la señal de salida del discriminador)	
Gama dinámica efectiva (dB)	60

b). Canal de Control

- Característica amplitud/frecuencia y característica retardo diferencial del filtro.

Atenuación en la banda 2810 2990 Hz (con relación a la atenuación en 2900 Hz) (dB)	-1a + 2
Retardo diferencial en la banda 2840-2900 Hz (ms)	< 3
Atenuación por debajo de 2700 Hz y por encima de 3150 Hz (con relación a la atenuación en 2900 Hz) (dB)	>55

- *Discriminador (Traductor frecuencia-amplitud).*

Características para un nivel nominal del tono de control.

Cuando la frecuencia del tono de control varía entre 2840 y 2960 Hz, las variaciones de la señal de salida del expansor, deberán estar comprendidas entre los límites indicados en la fig. 2-7.

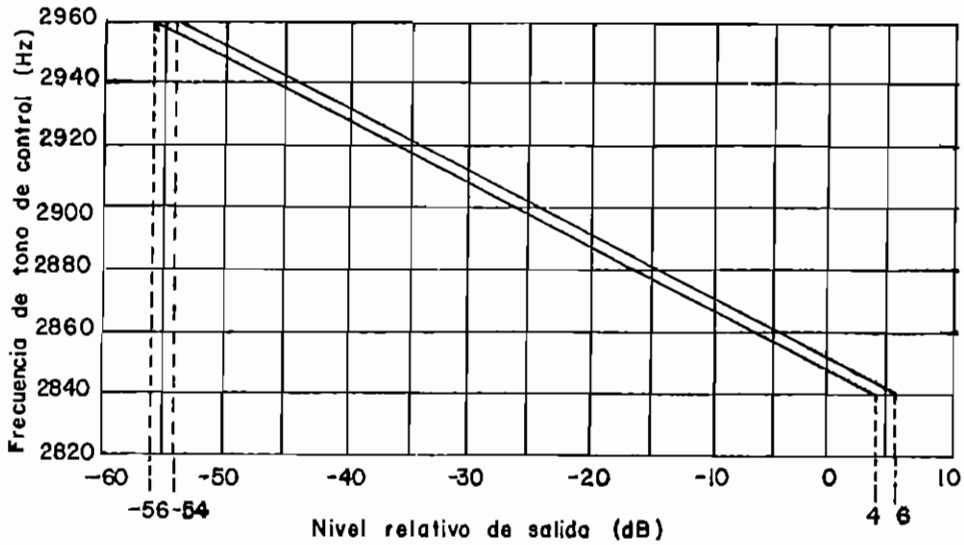


FIG. 2-7 Variación del nivel de salida en recepción, en función de la frecuencia del tono de control.

- Gama de amplitud del discriminador.

Las respuestas indicadas en el numeral anterior deberán obtenerse con tonos de control cuyos niveles de entrada, estén comprendidos entre odB y -30 dB con relación al nivel nominal a la entrada. Para niveles de entrada comprendidos entre -30 dB y -50 dB con relación al valor nominal, podría agregarse una tolerancia de ± 1 dB a los límites indicados en la fig. 2-7.

c). Valor total del tiempo de establecimiento y del tiempo de retorno.

(Una variación brusca de 24 Hz de la frecuencia del tono de control, se utiliza para simular un escalón de 12 dB).

Tiempo de establecimiento, fig. 2-4e (ms)	20 ± 5
Tiempo de restablecimiento, fig. 2-4f (ms)	20 ± 5

IV.-Comparación del tiempo de transmisión (total).

Para asegurar una calidad de transmisión satisfactoria, especialmente la de los impulsos de tono, como las de numeración o de señalización, conviene compensar las duracio-

nes de transmisión totales en el canal "vocal" y en el canal de control; esta compensación debe hacerse a la entrada del expansor, con una precisión por lo menos igual a 4 ms. Además, el retardo diferencial en una parte de la banda de paso del canal "vocal" (250 - 2500 Hz) no deberá exceder de 4 ms.

V.- Llamada y numeración.

Es necesario de que las señales de llamada y de numeración, pasen completamente por el equipo en ambos extremos o de que lo eviten por completo. Prefiriéndose el primer método.

VI.- Carga del transmisor.

A fin de que los transmisores estén en régimen de plena carga y mantengan al propio tiempo en un nivel aceptable los productos de intermodulación y la radiación fuera de bandas, es necesario que los niveles de los circuitos vocal y de control de cada canal telefónico, sean los que figuran en el cuadro I. Estos niveles se basan en una potencia media total de salida de -6 dB, con relación al valor teórico de la potencia de la portadora de -20 dB con relación a dicha potencia de cresta.

CUADRO I

Número de canales	Potencia de cada canal - dB con relación a la potencia de cresta.	
	Circuito vocal	Circuito de control
1	-7	-12
2	-10	-15
3	-12	-17
4	-13	-18

VII.- Linealidad del trayecto de transmisión.

Las condiciones de carga especifica - dos, permiten obtener en el transmi - sor radioeléctrico, un márgen sufi - ciente para tener en cuenta los cam - bios que normalmente se producen con relación a las condiciones de ajuste- del equipo Lincompex y en el trayecto de transmisión que va hasta el trans- misor. Teniendo presente que a la sa lida del equipo de transmisión Lincom pex la señal está comprimida con una- relación valor de cresta/valor medio- de unos 8 dB y la posibilidad de que- se produzcan crestas transitorias en la salida del compresor, debe prever- se un márgen adecuado de linealidad - en el equipo de transmisión Lincompex y el transmisor. Consideraciones aná

logas se aplican al equipo situado entre la salida del receptor radioeléc - trico y la entrada del equipo receptor Lincompex.

VIII.- Estabilidad de frecuencia.

El error de frecuencia máximo acepta - ble de un extremo a otro del circuito-radioeléctrico, debe mantenerse entre-los límites ± 2 Hz.

2.1.2.9 Telegrafía Armónica en circuitos radioeléc-tricos.-

2.1.2.9.1 En los sistemas de telegrafía armónica en circuitos radioeléctricos que utilicen frecuencias inferiores a 30 MHz, se debe em - plear la recepción por diversi - dad en cada canal telegráfico.

2.1.2.9.2 Para obtener un efecto de diversidad suficiente, en el caso de la diversidad de frecuencia, la separación entre las frecuencias de los canales combinados sea, - por lo menos, de 400 Hz.

2.1.2.10 Manipulación por desplazamiento de frecuencia.-

2.1.2.10.1 El valor del desplazamiento de frecuencia para los sistemas bivalentes de desplazamiento de frecuencia que trabajan entre 3 y 30 MHz, debe ser el menor posible, teniendo en cuenta la velocidad de modulación más elevada que normalmente se utiliza, las condiciones de propagación y la estabilidad de los aparatos.

2.1.2.10.2 Los valores de desplazamiento de frecuencia en los servicios en que el equipo de transmisión y el de recepción tengan una estabilidad y selectividad suficientemente elevada, deberán ser los siguientes:

Velocidad de modulación máxima (Baudios)		Desplazamiento de frecuencia (Hz)
Síncrona	Asíncrona	
-	50	70
100	50 y 75	85
200	100	170
-	200	340

2.1.2.10.3 Los valores de desplazamiento de frecuencia en los sistemas con detección por filtro y evaluación en que no es posible obtener la necesaria estabilidad o -

selectividad del receptor, deberán ser 200 Hz, 340 Hz, 400 Hz y para velocidades de modulación superiores a 250 baudios, 500 Hz. El desplazamiento de frecuencia no debe diferir de ser posible, en más del 3% de su valor nominal y en ningún caso en más de un 10%.

2.2 PROPAGACION IONOSFERICA.

2.2.1 Introducción:

En todo sistema de comunicaciones donde sea necesario el uso de antenas será indispensable realizar un estudio de PROPAGACION DE LAS ONDAS DE RADIO, es decir la influencia del medio, sobre la energía transmitida o recibida, entre las dos antenas (transmisora y receptora).

Para encarar el estudio de las condiciones de propagación es necesario analizar todas las posibilidades de los distintos mecanismos de propagación conocidos. En este trabajo no se pretende hacer un estudio completo de todas aquellas posibilidades, sino particularizar en cierto grado las características que aparentemente resultan más importantes para las comunicaciones a larga distancia.

Sin embargo recordemos los principios en que se basa cada uno de los modos posibles de propagación y en base a ellos formular las consideraciones particula-

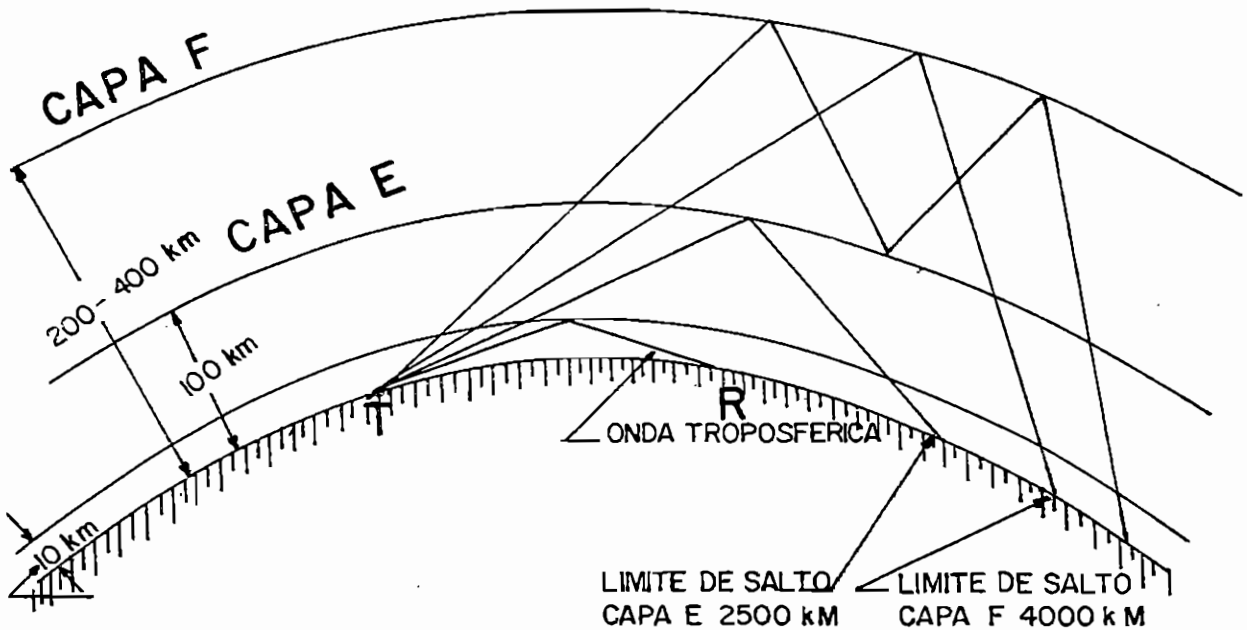


FIG. 2-8 POSIBLES CAMINOS DE PROPAGACION

res que corresponden a los casos que aquí interesan.

La energía radiada desde una antena transmisora produce en cualquier punto alrededor de ésta, un campo eléctrico y un campo magnético cuya combinación forma el campo electromagnético. Los dos campos eléctrico y magnético, cuya intensidad varía según la misma función periódica, son perpendiculares entre sí y ambos son perpendiculares a la dirección de propagación; se propagan en línea recta a la velocidad de la luz y pueden alcanzar la antena receptora por cualquiera de los posibles caminos de propagación, algunos de los cuales se indican en la Fig. 2-8.

Las ondas que llegan al receptor luego de la reflexión en la ionósfera son conocidas como ONDAS CIELO u ONDAS IONOSFERICAMENTE REFLEJADAS. Las ondas que son reflejadas en la tropósfera (Región de la atmósfera que se extiende desde la superficie de la tierra hasta los 10 Km. de altura), son llamadas ONDAS TROPOSFERICAS. La energía propagada por caminos cercanos a la superficie de la tierra es llamada ONDA TERRESTRE. (Fig. 2-9). Es conveniente dividir a la onda terrestre en:

a). Onda Espacial.- Compuesta de la ONDA DIRECTA, que es la señal que viaja directamente desde el transmisor al receptor; y la ONDA REFLEJADA, la cual es la señal que llega al receptor luego de ser reflejada en la superficie de la tierra. La onda espacial incluye además la energía recibida como resultado de la difracción cerca de la superficie de la tierra a lo largo de la cual está viajando.

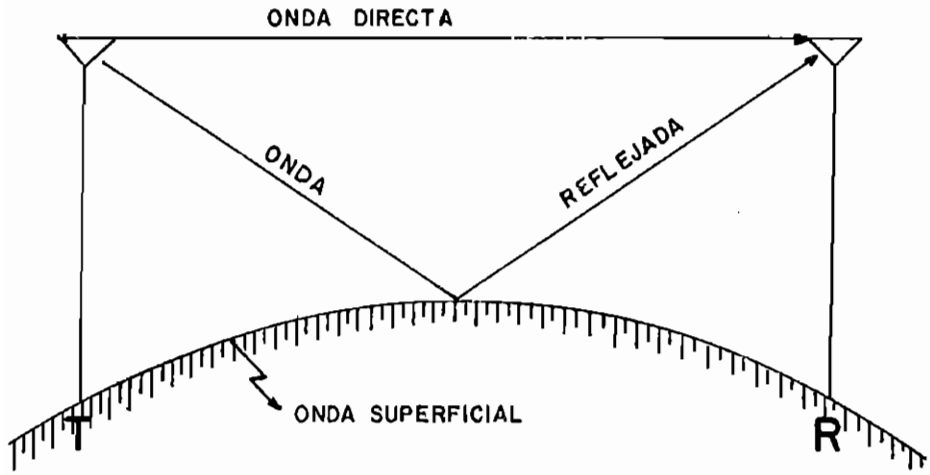


FIG. 2-9 PROPAGACION DE LA ONDA ESPACIAL

b). Onda Superficial.- Es la onda que viaja a lo - largo de la superficie de - la tierra al igual que una onda electromagnética en una línea de transmisión. La atenuación de ésta es directamente afectada por las cons - tantes de la tierra a lo largo de la cual está viajando.

Para nuestro estudio son de vital importancia las ondas cielo o ionosféricas y es necesario conocer las características de la ionósfera para determinar su - efecto sobre las ondas de radio.

La propagación ionosférica es el modo que mayores - distancias alcanza en comunicaciones en altas frecuencias. Por sucesivas reflexiones en la ionósfera y en

la tierra las ondas de radio pueden viajar alrededor de la tierra (Fig. 2-10). Desafortunadamente, la - densidad de electrones varía considerablemente con - el tiempo y con el lugar, principalmente porque la - posición del sol en el cielo está constantemente cambiando, lo cual ocasiona la absorción de la onda de radio. Otro de los factores que intervienen en la - absorción de dicha onda, es la presencia del campo - magnético de la tierra, el mismo que produce dos ondas que tienen diferente atenuación y polarización y se propagan independientemente. Estas son conocidas como las ondas ORDINARIA Y EXTRAORDINARIA.

Experimentalmente se ha encontrado que en la noche , las señales transmitidas en el rango de frecuencias- de radiodifusión son reflejadas por la ionósfera, pero en horas de luz solar, la señal reflejada es muy débil o ausente completamente.

Cuando se aumenta la frecuencia, las ondas refleja - das durante las horas de luz solar llegan a ser más- fuertes y para frecuencias entre 10 y 30 MHz, se pueden encontrar señales fuertes a miles de kilómetros- de distancia. Si la frecuencia se aumenta más todavía, se encuentra un punto donde las ondas de radio- en lugar de ser reflejadas, penetran la ionósfera y- se pierden en el espacio. De esta manera, existe un rango de frecuencias entre 3 y 30 MHz donde a pesar- de que la onda superficial sufre una gran atenuación, la transmisión a larga distancia entre dos puntos sobre la superficie de la tierra puede ocurrir por reflexiones en la ionósfera. En general, las ondas - cielo son menos estables que las ondas terrestres, - su intensidad depende de la frecuencia y de las con-

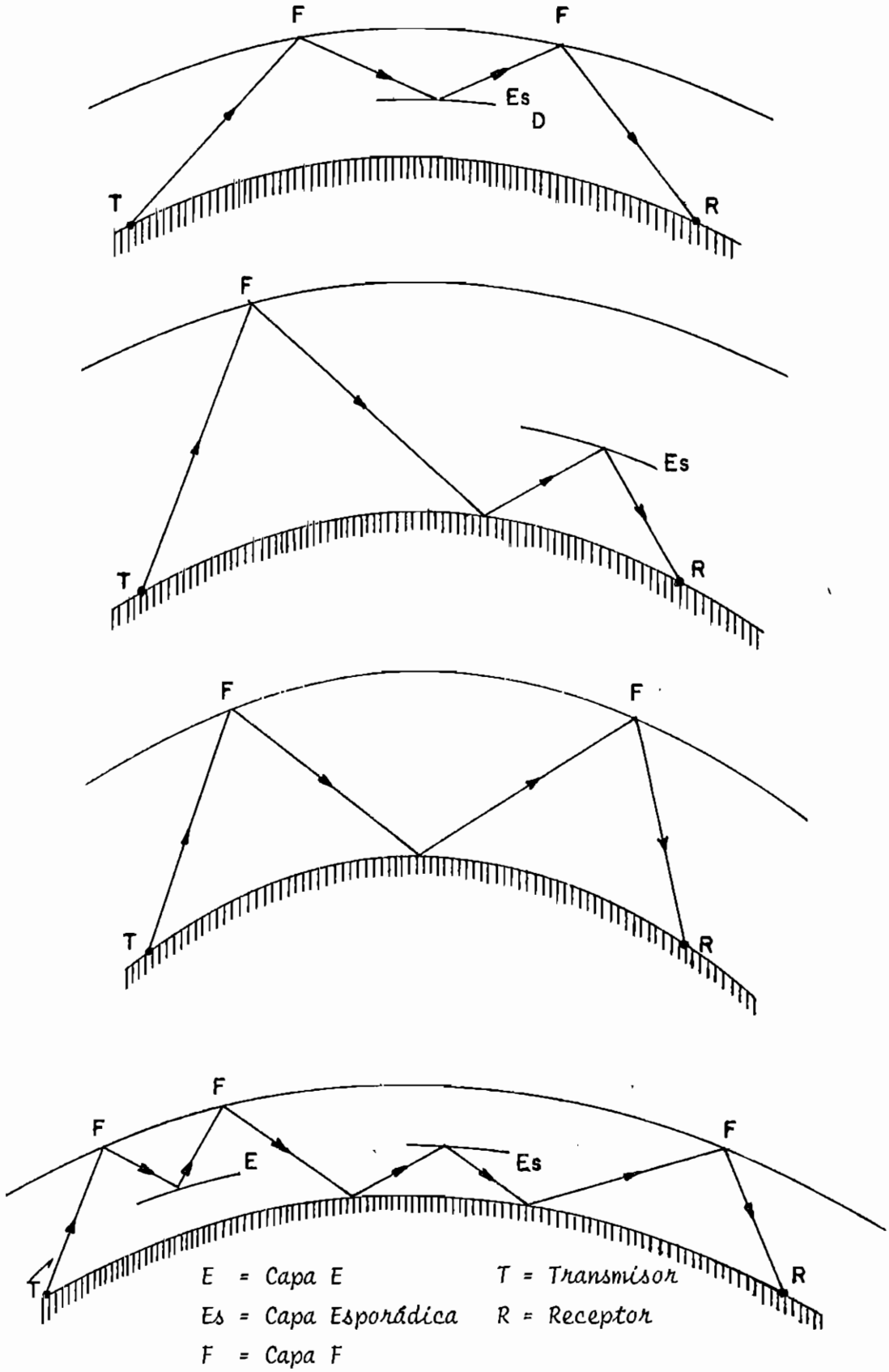


FIG. 2-10 MODOS DE PROPAGACION IONOSFERICA

diciones de la ionósfera.

Un gran número de factores intervienen en el proceso de propagaación ionosférica, muchos de los cuales no están completamente determinados. Debido a la extrema variabilidad de la ionósfera, la predicción de funcionamiento de los sistemas de comunicación ionosférica no es directa como para un sistema de onda superficial. Por esto es necesario en la planificación de sistemas en altas frecuencias, conocer algunas de las más importantes características de la ionósfera.

2.2.2 Estructura de la ionósfera:

La ionósfera es la región de la atmósfera terrestre, que absorbe grandes cantidades de radiación ultravioleta que llegan principalmente del sol. Esta energía ioniza la atmósfera superior, produciendo iones positivos, negativos y electrónes libres. Cuando una onda de radio pasa por la atmósfera, estas partículas cargadas vibran, creando corrientes eléctricas que irradian energía en la misma manera que antenas parásitas. Esta energía irradiada añadida a la original cambia la dirección neta de propagación. Si la densidad de electrones es suficientemente alta, la onda incidente puede ser completamente reflejada.

Generalmente empieza en los 50 km. de altitud y se extiende hasta una altura de 600 km. aproximadamente. En grandes alturas la presión es baja, el camino entre las partículas es muy grande de tal manera que un ión o electrón libre necesita de un gran tiempo

para recombinarse. A medida que se baja, la presión va aumentando y el camino libre entre las partículas disminuye a tal punto que las recombinaciones ocu - rren en muy cortos intervalos de tiempo. De esta manera toda la capa permanece ionizada como en la Fig. 2-11. Note que cuando la altura disminuye, la presión atmosférica y la densidad de ionización incre - menta hasta alcanzar una altura en la cual la densidad de ionización es máxima; bajo esta altura la - presión atmosférica continúa aumentando pero la densidad de ionización disminuye, debido a que la radiación de ionización ha sido absorbida en el proceso - de ionización.

La ionósfera está compuesta de las siguientes capas:

a). Capa D

b). Capa E

c). Capa F1, y

d). Capa F2

La ionósfera es una mezcla de diferentes gases que - poseen diferente suceptibilidad para las radiaciones ionizantes por lo que se producen ionizaciones máximas en diferentes alturas.

2.2.2.1 Capa D.- Esta región existe principalmente en horas de luz solar y se encuentra aproximadamente entre 50 y 90 km. sobre la tierra, siendo la más baja de las cuatro capas. Las señales HF no son reflejadas - por la capa D, porque es insuficiente la -

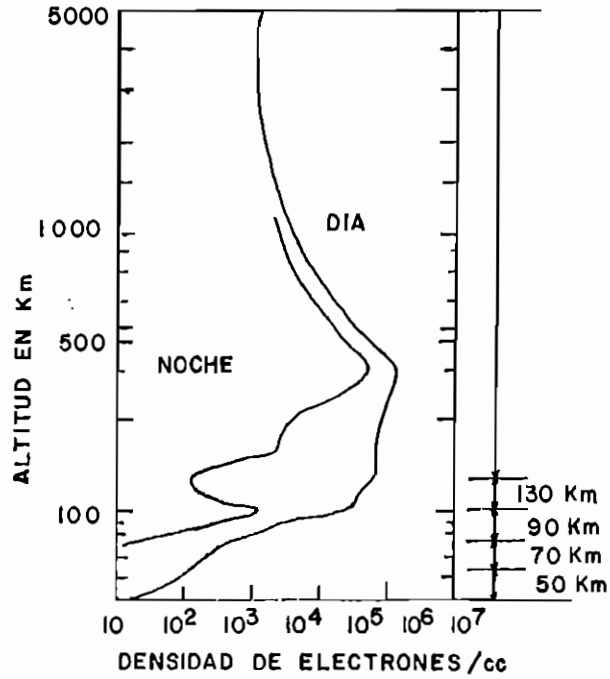


FIG. 2-11 IONIZACION DE LAS CAPAS IONOSFERICAS

densidad de electrones, pero la absorción - ocurre debido a las colisiones iónicas que- se producen en esta región.

La absorción decrece con el incremento de - frecuencia. Un pequeño incremento en la absorción ocurre durante una inesperada per - turbación ionósferica (SID) debido al incremento de ionización causado por una luminosidad solar. Estas son más comunes durante periódos de alta actividad solar.

2.2.2.2 Capa E.- Esta capa depende de la radiación ultravioleta del sol y existe únicamente durante horas de luz solar a una altura entre 90 y 140 km. El rango más bajo de propagación HF durante el día utiliza la capa E. La densidad de electrones varía de una manera predecible con el ángulo del zenit solar. La capa E no es afectada mayormente por las luminosidades solares o por tormentas atmosféricas.

2.2.2.3 Capa Esporádica E_S.- Esta capa no puede ser tomada en cuenta para los procesos que explican la capa normal E, existe aproximadamente a la misma altura. Ocurre de manera impredecible pero frecuentemente en latitudes medias; la propagación de la onda ionosférica ocurre del 25% al 50% del tiempo en frecuencias sobre los 16 MHz. En varias ocasiones la propagación en la capa E esporádica, ha sido observada en frecuencias sobre los 150 MHz. Esta capa no refleja completamente las ondas de altas frecuencias, dá reflexiones parciales y transmite la onda.

2.2.2.4 Capa F1.- Existe a una altura entre 140 y 250 km. durante horas de luz solar y se comporta similarmente a la capa E cuando el sol se oculta; la capa F1 sube para fusionarse con la próxima capa iónica, la capa F2. La capa F1 no ocurre tan regularmente como la capa E.

2.2.2.5 Capa F2.- Es la más útil y más usada para transmisión de onda ionosférica. Existe durante todo el día, es la más alta y permite operar frecuencias más altas que en las capas E o F1, puesto que tienen gran densidad de electrónes varía entre 250 y 500 km, dependiendo del tiempo, localización geográfica, estación y ciclo de manchas solares. Un promedio de altura virtual de 320 km. es generalmente usado, lo cual permite un salto de 4000 km. El comportamiento de la capa F2 es complejo y no está bien relacionado con el ángulo del Zenit solar. Una considerable variación diurna en las frecuencias críticas se presenta en invierno, mientras que variaciones pequeñas ocurren en verano. En invierno durante el día la frecuencia crítica para la capa F2, excede al valor de la frecuencia crítica para un día de verano, por razones desconocidas. Este efecto es más marcado durante un máximo de manchas solares que durante un mínimo sobre todo en latitudes altas. Las tormentas ionosféricas disminuyen la frecuencia crítica de la capa F2, la cual junto con el incremento de absorción de la capa D, hace difícil o imposible las comunicaciones en altas frecuencias.

2.2.3 Reflexión y refracción de las ondas en la ionósfera:

La reflexión y refracción de las ondas de radio en la ionósfera es una función de la frecuencia. En bajas frecuencias (bajo 100 KHz), el cambio de la den

sidad de iones y electrones dentro de la distancia - de longitud de onda es tan grande que las capas presentan virtualmente una discontinuidad abrupta en el medio. Bajo estas circunstancias, la reflexión puede ser tratada de la misma manera como la reflexión- de las ondas en la superficie de un dieléctrico que- puede tener o no pérdidas. En la parte superior de la banda de altas frecuencias, la distancia de una - longitud de onda, es suficientemente corta que la - densidad de ionización cambia ligeramente. Bajo tales circuntancias la ionósfera puede ser tratada como un dieléctrico con un índice refractivo contínuamente variable.

Para frecuencias que se encuentran dentro de estos - límites es apropiado considerar que hay sucesión de refracciones en capas laminares de índices diferentes cuyo efecto global es una reflexión. (Fig. 2-12).

Para las ondas radioeléctricas, la capa ionizada tiene un índice de refracción n inferior a 1. De ahí que los rayos que penetran en ella, se desplazan con respecto a la vertical. La figura 2-12 muestra un - medio ionizado de densidad variable que se considera como constituido por varias capas más delgadas o capas laminares, cada una de ellas con un índice de refracción diferente, n0, n1, n2, n3, n4.....y - una onda emitida en una frecuencia dada f1 que llega a la capa inferior I, de baja densidad electrónica - (índice de refracción grande), formando con la vertical un ángulo ϕ_0. La capa laminar I desvía el rayo- y éste forma entonces con la vértical el ángulo ϕ_1 - $> \phi_0$ llegando a la capa laminar II con este mismo ángulo ϕ_1 , como la capa laminar II está más ionizada

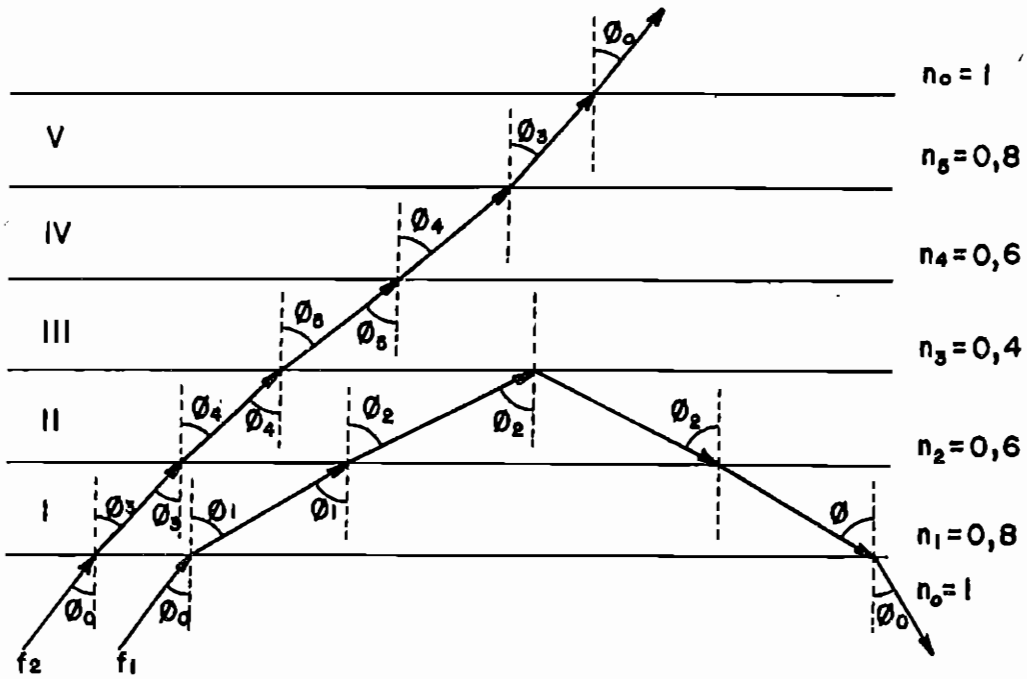


FIG. 2-12 REFRACCION EN LAS SUCESIVAS CAPAS LAMINARES DE UNA CAPA IONIZADA.

$n_o, n, n, \ldots\ldots\ldots\ldots$ = Indices de refracción

$f_1 > f_2$ $\qquad \emptyset_1 > \emptyset_0$

$\emptyset_2 > \emptyset_1$

$\emptyset_4 > \emptyset_3$

$\emptyset_5 > \emptyset_4$

$\emptyset_0 < \emptyset_3 < \emptyset_1$

que la capa laminar I, se desvía de nuevo el rayo, - que forma entonces con la vertical el ángulo $\phi_2 > \phi_1$. Si en la capa laminar III la densidad electrónica es suficientemente elevada no penetra en ella ninguna - energía y la onda se refleja totalmente y vuelve al suelo.

Si se varía el ángulo de incidencia ϕ_0 en la capa F, el trayecto de la onda será diferente. Para un ángulo ϕ_0 mayor, puede haber ya reflexión total entre - las capas laminares I y II. La onda va entonces al suelo a partir de una altitud menos elevada.

En el mismo medio ionizado (Fig. 2-12) y con una onda de frecuencia f2 más elevada que f1. Para el mismo ángulo de incidencia ϕ_0 , la onda se desvía - también con relación a la vertical, pero esta vez - con un ángulo $\phi_3 < \phi_1$, pues la refracción depende de la frecuencia. La ionósfera es un medio dispersivo, incluso en la capa laminar III, de máxima densidad electrónica, la onda sigue siendo ligeramente ascendente. Para luego a través de las capas laminares IV y V, de menor densidad electrónica y se des - vía en ellas hacia la vertical. La onda por último, deja el límite superior del medio ionizado con el - mismo ángulo ϕ_0 con el que había llegado al límite inferior.

Si se varía el ángulo ϕ_0 para que la onda llegue - al límite inferior de la capa laminar I con incidencia más grande, las ondas se reflejarán y volverán - hacia el suelo.

En resumen, la onda puede reflejarse o no en función

de la frecuencia, del ángulo de incidencia y del grado de ionización de la capa ionosférica.

2.2.4 Distancia de salto y zona de silencio:

No es posible ninguna recepción de la onda ionosférica en el espacio comprendido entre el transmisor y el punto en el cual el primer rayo reflejado llega al suelo. Este espacio es lo que se conoce como la DISTANCIA DE SALTO, que varía con la frecuencia utilizada y las características de la capa ionizada. La zona alrededor del transmisor en la cual no es posible recibir la onda ionosférica es la ZONA DE SILENCIO, que puede tener una anchura de varios centenares de kilómetros.

2.2.5 Incidencia vertical y frecuencia crítica:

En la figura 2-12, las ondas de frecuencia más baja que f1, se reflejan hacia el suelo, cualquiera que sea el ángulo de incidencia, ϕ_o . Las ondas de frecuencia más elevada que f2, vuelven al suelo o atraviesan el medio ionizado según sea mayor o menor el ángulo de incidencia. Entre las dos frecuencias f1 y f2, existe otra frecuencia, tal que la onda emitida con incidencia vertical ($\phi_o = 0$) se halla en una situación crítica, es decir en el límite de penetración y de reflexión total. Esta frecuencia se llama FRECUENCIA CRITICA de la capa considerada.

Determinemos una relación entre esta frecuencia crítica y la densidad electrónica. Para esto nos valemos de los métodos de rayos ópticos considerando que

la variación de la velocidad de fase, dentro de una-longitud de onda, es pequeña. Es decir que la densidad electrónica varía ligeramente.

La velocidad de fase de una onda en un medio de pérdidas despreciable es:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu \varepsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \qquad (2.5)$$

Donde:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_v \varepsilon_v}} \qquad (2.6)$$

*Asumiendo que la permeabilidad de la ionósfera es -invariable por la presencia de electrones, entonces- $\mu_r = 1$ y la velocidad de fase será:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \qquad (2.7)$$

Donde ε_r depende de la densidad de electrones N, -entonces:

$$\varepsilon_r = 1 - \frac{N e^2}{m \varepsilon_v (v + \omega^2)} \qquad (2.8)$$

v_p = velocidad de fase en el medio

c = velocidad de la luz en el vacío

μ = permeabilidad

ε = permitividad

μ_r = permeabilidad relativa

ε_r = permitividad relativa

μ_v = permeabilidad del vacío

ε_v = permitividad del vacío

N = densidad de electrones

e = carga del electrón

m = masa del electrón

w = velocidad angular

ν = frecuencia de colisión de electrones

Si la variación de la densidad de electrones en la distancia de una longitud de onda es pequeña la variación en la velocidad de fase también deberá ser pequeña.

Bajo estas condiciones la onda penetra el filo más bajo de la ionósfera sin reflexión, pero dentro de ella recorre un camino curvo, lejos de la región de densidad electrónica más grande (índice de refracción pequeño). En cualquier punto a lo largo del camino, el ángulo $\emptyset$ entre el camino y la normal (Fig. 2-13), es dado por la ley de refracción de Snell's.

$$\text{Sen } \emptyset_i = n \text{ Sen } \emptyset \qquad (2.9)$$

$$\text{Sen } \emptyset = \frac{\text{Sen } \emptyset_i}{n} \qquad (2.10)$$

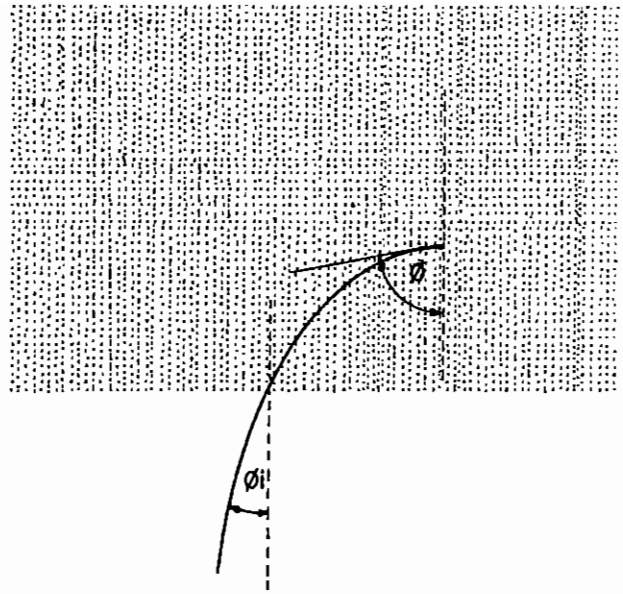


FIG. 2-13: LEY DE REFRACCION DE SNELL'S

n es el índice de refracción en el punto donde Ø es observado y Øi es el ángulo de incidencia (medido desde la normal a la capa ionosférica). El índice de refracción para cualquier medio es dado por:

$$n = \frac{C}{Vp} \qquad (2.11)$$

Para el caso de pérdidas despreciables:

$$n = \sqrt{\varepsilon_r} \qquad (2.12)$$

En general la conductividad efectiva de la ionósfera no puede ser despreciable, pero en altas frecuencias

donde el presente análisis es aplicable, la refle - xión toma lugar en la capa F donde la colisión de - frecuencia es muy pequeña y la conductividad es co - rrespondientemente baja. Por lo tanto, para una primera aproximación al menos, es permisible despreciar los efectos de conductividad y usar la expresión anterior.

Para $w^2 \gg v^2$ la expresión (2.8) es:

$$\varepsilon_r = 1 - \frac{Ne^2}{\varepsilon_v \, m \, w^2} \qquad (2.12)$$

Para un electrón, $e = 1,602 \times 10^{-19}$ C, $m = 9 \times 10^{-31}$ Kg. tenemos:

$$\varepsilon_r = 1 - \frac{81 \, N}{f^2} \qquad (2.13)$$

N es el número de electrones por m^3 y f es la fre - cuencia en Hz. Entonces el índice de refracción es:

$$n = \sqrt{1 - \frac{81 \, N}{f^2}} \qquad (2.14)$$

El índice de refracción decrece cuando la onda penetra en la región de más grande densidad electrónica y el ángulo de refracción incrementa correspondientemente. Cuando n ha decrecido el punto donde $n = -$ Sen ϕi, el ángulo de refracción ϕ será 90° y la onda viajará horizontalmente. El punto más alto alcanza-

do por la onda es por lo tanto el punto en el cual - la densidad de electrones N satisface la relación:

$$\text{Sen } \phi i = \sqrt{1 - \frac{81\ N'}{f^2}} \qquad (2.15)$$

$$\text{Sen}^2\ \phi i = 1 - \frac{81\ N'}{f^2}$$

$$81\ N' = (1 - \text{Sen}^2\ \phi i)\ f^2$$

$$N' = \frac{f^2 \cos^2 \phi i}{81} \qquad (2.16)$$

Si la densidad de electrones en un mismo nivel en - una capa es la suficiente para satisfacer la ecua - ción (2.16), la onda retornará a la tierra desde es te nivel. Si la máxima densidad electrónica en una capa es menor que la requerida para la ecuación - (2.16), la onda penetrará dicha capa (aunque ésta - puede ser reflejada desde una capa más alta para la cual N es más grande).

La máxima densidad electrónica requerida para la re- flexión ocurre cuando el ángulo de incidencia ϕi es cero, ésto es para incidencia vertical. Para cual - quier capa dada la frecuencia más alta que será re - flejada por la incidencia vertical será:

$$fcr = \sqrt{81\ Nmax} \qquad (2.17)$$

Donde N max es la máxima densidad de ionización (- electrones/m^3) y fcr es la FRECUENCIA CRITICA DE LA CAPA.

2.2.6 Determinación experimental de la frecuencia crítica y alturas virtuales:

Una de las técnicas más usadas para la exploración - de la ionósfera es la incidencia vertical de las ondas, que consisten en la transmisión de pulsos de - energía de R-F verticalmente en la atmósfera y en la recepción de estos pulsos reflejados. El tiempo de eco está indicando la altura de la capa ionosférica. Cuando pulsos de varias radiofrecuencias son transmitidas, una FRECUENCIA CRITICA es determinada encima- de la cual, la incidencia de la onda atmosférica no puede ser reflejada hacia la tierra. Las frecuen - cias más altas requieren una densidad de electrones- más grande para ser reflejadas.

La altura medida de esta manera, es llamada ALTURA - VIRTUAL de la capa y es la altura h en la cual la reflexión ocurre asumiendo que la onda de radio viaja- a la velocidad de la luz en línea recta en la ionósfera y se refleja en una superficie plana como la de un espejo (Fig. 2-14). A pesar de que en la reali - dad la onda recorre un camino ABC de menor longitud- que el camino supuesto ADC, la velocidad de grupo en la ionósfera es menor que en el espacio libre, lo - que permite que el tiempo de retorno para los dos caminos sea el mismo.

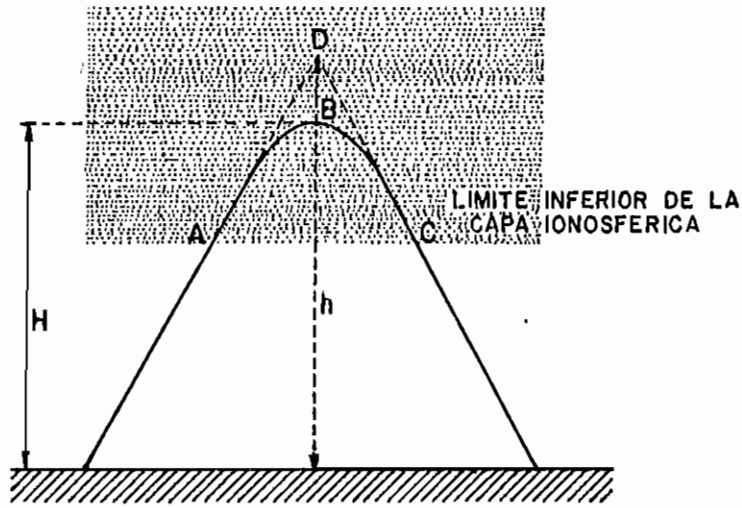


FIG. 2-14 ALTURA VIRTUAL DE LA CAPA IONOSFERICA

Suponiendo, que la onda viaja sobre un camino triangular, es fácil calcular la distancia máxima recorrida en un sólo salto luego de la reflexión en la capa E o en la capa F2 (tal como se hizo en la Fig. 1-3). Para una capa E situada a 105 km. de altitud, la distancia máxima recorrida en un solo salto es de unos 2.300 km. Para una capa F2 situada a 320 km. de altitud, la distancia máxima recorrida es de unos 3.950 km. En la práctica la altitud de las capas no está perfectamente definida, de modo que suele tomarse 4.000 km. como distancia máxima en un sólo salto para la capa F2 y 2.000 km. para la capa E.

2.2.7 Máxima frecuencia utilizable y óptima frecuencia de trabajo.-

Cuando la frecuencia de una onda excede el valor crítico, el efecto de la ionósfera depende del ANGULO -

DE ELEVACION (ángulo formado por un suelo horizontal y el rayo), como se ilustra en la figura 2.15. Cuando el ángulo de elevación es pequeño y se le va aumentando poco a poco, la onda llega, en un sólo salto a diferentes distancia a medida que se aumenta el ángulo de elevación van disminuyendo desde una distancia máxima (rayo 1) hasta alcanzar un ángulo de elevación en el cual la distancia es mínima y corresponde a la zona de silencio (rayo 3). Con mayor aumento del ángulo de elevación, la distancia al punto de retorno primero incrementa (rayo 4) y si se sigue aumentando dicho ángulo se obtiene nuevamente la distancia máxima (rayo 5). Cuando el ángulo de elevación rebasa este valor, todos los rayos de incidencia más pronunciada penetran en la capa y no hay reflexión (rayo 6). En otras palabras, la configuración geométrica del sistema es tal, que a la mayor parte de los puntos de recepción, pueden llegar dos rayos o ninguno (zona de silencio). A distancias mayores que la zona de silencio se observa que a un punto receptor llegan dos rayos llamados rayo bajo y rayo alto o RAYO PEDERSEN. Este último no es en la práctica de mucha importancia por ser más débil que el rayo bajo.

Para la distancia mínima de recepción, los dos rayos se unen en uno sólo y el valor de frecuencia correspondiente a esta distancia es conocido como la MAXIMA FRECUENCIA UTILIZABLE (MUF), es decir la máxima frecuencia que puede ser reflejada para una distancia de transmisión.

De la ecuación : (2-16) tenemos:

$$f = \sqrt{81\ N'}\ \ \text{Sec}\ \phi i \qquad (2.18)$$

Reemplazando la ecuación (2.17) en la ecuación (2.18) tenemos:

$$f = fcr\ \text{Sec}\ \phi i \qquad (2.19)$$

O lo que es lo mismo:

$$MUF = fcr\ \text{Sec}\ \phi i \qquad (2.19)$$

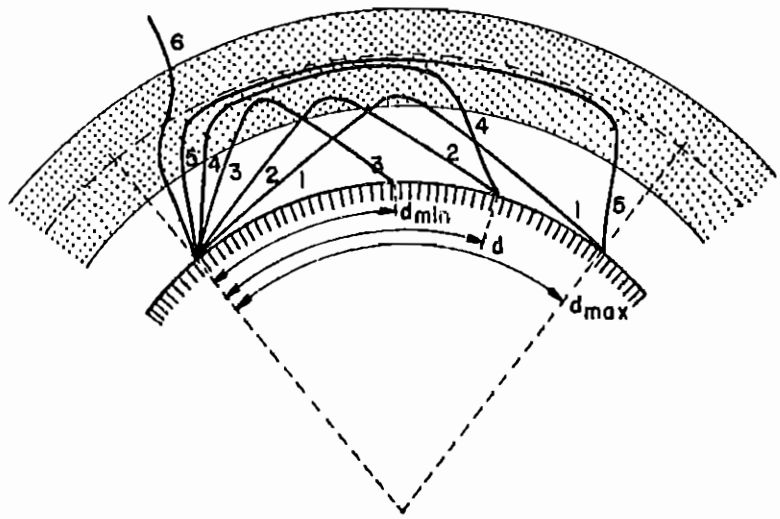


FIG. 2-15 TRAYECTO DE LOS RAYOS PARA UNA FRECUENCIA FIJA Y UN ANGULO DE ELEVACION VARIABLE.

1.- Rayo inferior para la distancia máxima d max.

2.- Rayo inferior para una distancia intermedia d.

3.- Solo un rayo para la distancia mínima d mín. (distancia de salto).

4.- Rayo superior para una distancia intermedia. (rayo de Pedersen).

5.- Rayo superior para una distancia máxima d max. - (rayo de Pedersen).

6.- No existe reflexión.

De esta ecuación observamos que la máxima frecuencia - utilizable para una capa cualquiera, es más grande que la frecuencia crítica por el factor Sec ϕi.

Debido a la curvatura de la tierra y a la ionósfera, - el ángulo de incidencia ϕi más grande que puede ser obtenido para reflexión en la capa F, es del orden de - 74°. Esto ocurre cuando el rayo abandona la tierra con un ángulo de elevación de cero grados ($\Delta = 0$). - La Geometría para este caso es dada en la Fig. 2-16, - donde:

$$\phi i \ (max) = sen^{-1} \frac{r}{r + h} \qquad (2.20)$$

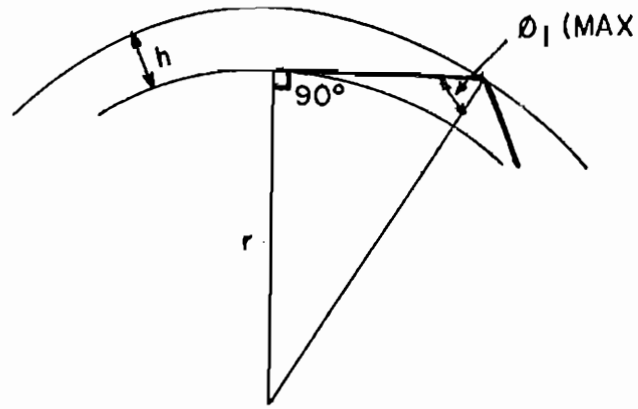


FIG. 2-16 ANGULO DE INCIDENCIA MAXIMO

La máxima frecuencia utilizable en este ángulo máximo será:

$$MUF\ (max) \approx 3.6\ fcr. \qquad (2.21)$$

Debido a que la máxima frecuencia utilizable puede tener pequeñas variaciones diariamente alrededor del promedio mensual de un 15%, es aconsejable usar una frecuencia algo más baja que la máxima frecuencia utilizable pronosticada. La OPTIMA FRECUENCIA DE TRANSMISION (FOT) entre dos puntos es normalmente tomada como 0.85 de la máxima frecuencia utilizable en la capa F2 para un 90% de confiabilidad, mientras que para la capa E la frecuencia óptima de transmisión es normalmente tomada igual a la máxima frecuencia utilizable para esta capa.

2.2.8 Variaciones regulares de la ionósfera:

Como la ionización de las capas ionosféricas es debido a la radiación solar, cuya parte más activa está constituida por los rayos ultravioleta, todas las características ionosféricas varían a lo largo del día y de las estaciones del año. Además la intensidad de la radiación ionizante del sol varía durante todo el ciclo de once años de actividad solar. A estas variaciones en el tiempo, vienen a agregarse otras variaciones en función de la latitud y longitud geográficas. De ahí que el valor de la máxima frecuencia utilizable varía en el tiempo y en el espacio, debido a las variaciones de las características de la ionósfera.

2.2.8.1 Variaciones diurnas.-

Después de la puesta del sol, cuando el sol deja de iluminar, dejan de formarse iones y electrones libres y los que se han librado tienden a recombinarse para formar átomos o moléculas neutras. El "poder de reflexión" de la capa empieza a disminuir. Esta disminución puede incluso observarse durante el breve período de un eclipse solar. En estas condiciones, es fácil comprender que las variaciones de la máxima frecuencia utilizable durante el día, tengan un mínimo justamente antes de la salida del sol y un máximo cerca del medio día o inmediatamente después (fig. 2-17).

En la práctica, las curvas que representan-

los valores de la máxima frecuencia utilizable en función de la hora local suelen presentar mínimos y máximos secundarios, causados probablemente por una acción combinada de la ionización y de la dilatación o contración térmica. Si una capa ionizada se recalienta por radiación infrarroja, tiende a dilatarse y en consecuencia la densidad de electrones libres en un volúmen dado, tiende a disminuir.

2.2.8.2 Variaciones estacionales.-

El ángulo cenital del sol a medio día es diferente según las estaciones, de tal manera que las curvas de la máxima frecuencia utilizable acusan también variaciones estacionales. Por ejemplo, en las latitudes templadas del hemisferio norte, las curvas de la máxima frecuencia utilizable para la capa F2 presentan un mínimo intenso y un máximo elevado en diciembre, en tanto que en junio estas curvas son casi planas durante las 24 horas del día (fig. 2-18).

2.2.8.3 Variaciones con el ciclo de manchas solares.-

La variación de la intensidad de la radiación solar en función del tiempo, depende del ciclo de manchas solares. Estas aparecen como pedazos obscuros rodeados por un filo nebuloso y son presumiblemente torbellinos de enormes nubes de gas. Estas nu -

bes gaseosas emiten suficiente cantidad de energía ultravioleta que afectan la ionización de la atmósfera terrestre. El número de manchas solares, está relacionado con el número de manchas observadas ópticamente en la superficie del sol.

El incremento en la densidad de electrones es más grande en la capa F2 y menor en la capa D, aunque en la región D la absorción incrementa con el número de manchas solares. La máxima altura de la capa F2 también incrementa con el número de manchas solares.

El número de manchas solares varía desde un valor cercano a cero hasta 200 sobre un ciclo de 11 años. produciendo graves efectos en las comunicaciones en altas frecuencias. Números típicos de manchas solares pueden ser tomados entre 10 y 130.

Los niveles de ruido atmosférico y la absorción de la región D decrecen con el incremento de frecuencia, de esta manera los sistemas en altas frecuencias son normalmente operados cerca de las frecuencias más altas de este rango, para aumentar la calidad de recepción. En el mínimo de manchas solares, las máximas frecuencias utilizables son bajas y se observa un congestionamiento en la utilización de frecuencias hacia la parte inferior del espectro; por regla general, el efecto de este fenómeno se deja sentir más intensamente en explotación nocturna -

(Fig. 2-19).

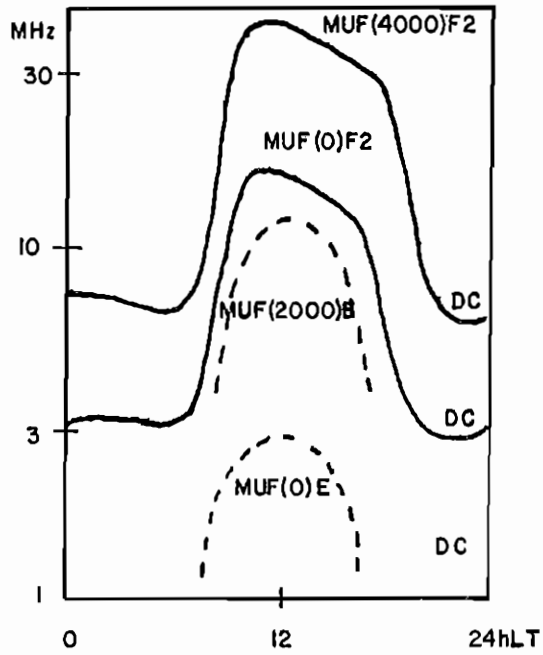


FIG. 2-17

VARIACION DE LA - MUF DURANTE 24 HORAS .

DC = DICIEMBRE

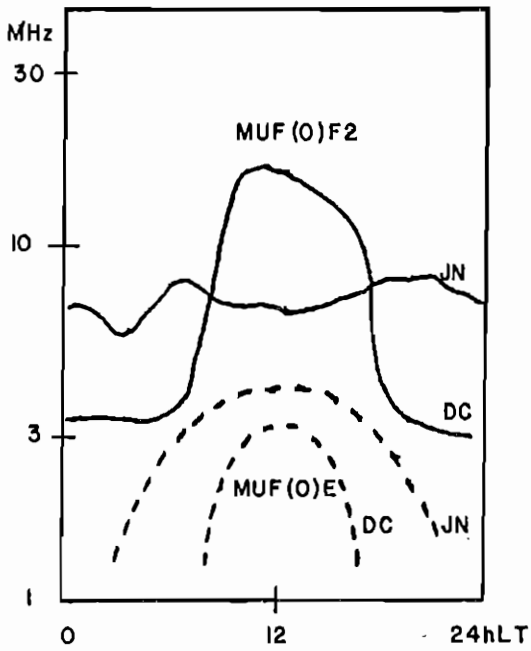
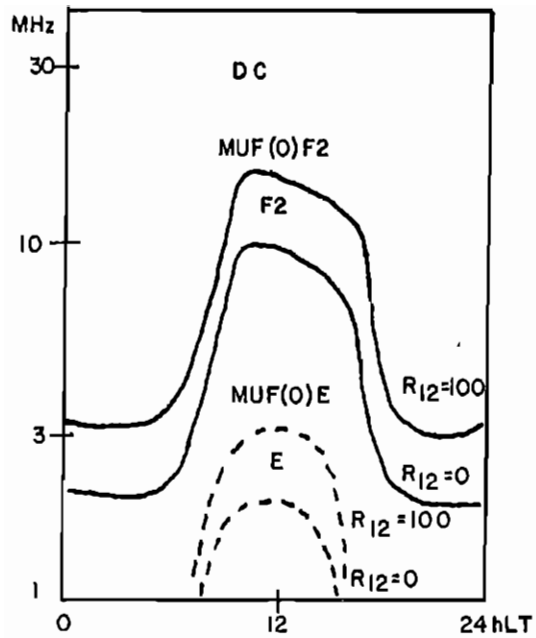


FIG. 2-18

VARIACION DE LA - MUF CON LAS ESTA - CIONES DEL AÑO

JN = JUNIO

DC = DICIEMBRE



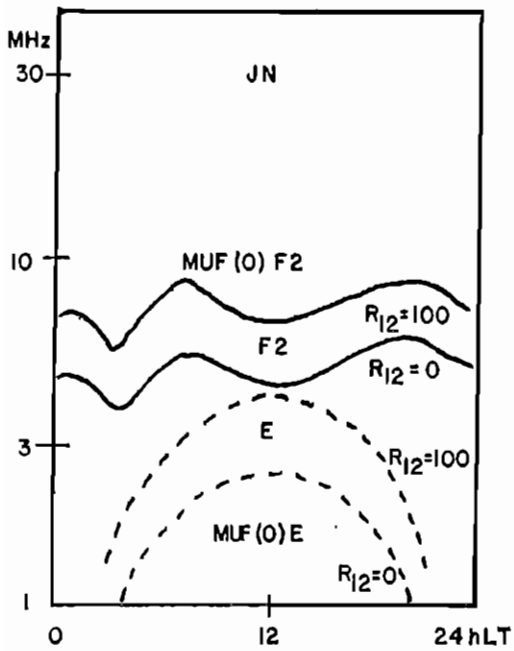


FIG. 2-19

VARIACIONES DE LA MUF- CON LA ACTIVIDAD SOLAR.

R_{12} = NUMERO RELATIVO- DE MANCHAS SOLA- RES.

JN = JUNIO

DC = DICIEMBRE

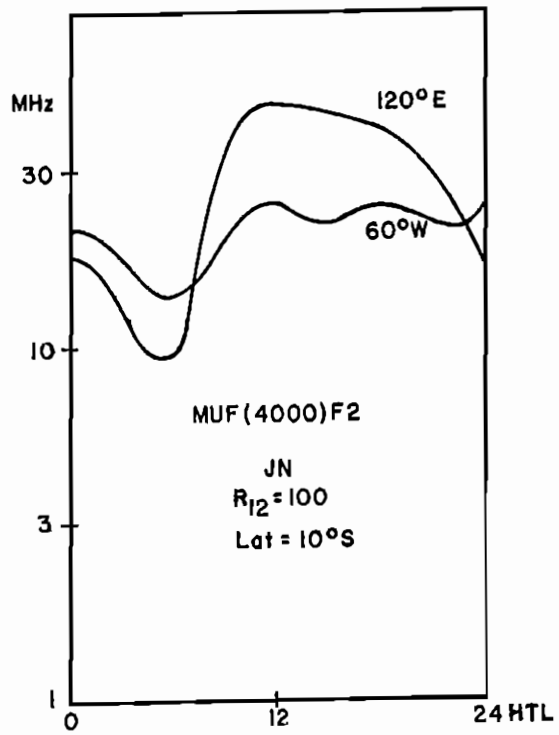
2.2.8.4 Variaciones en función de la latitud y de la longitud.-

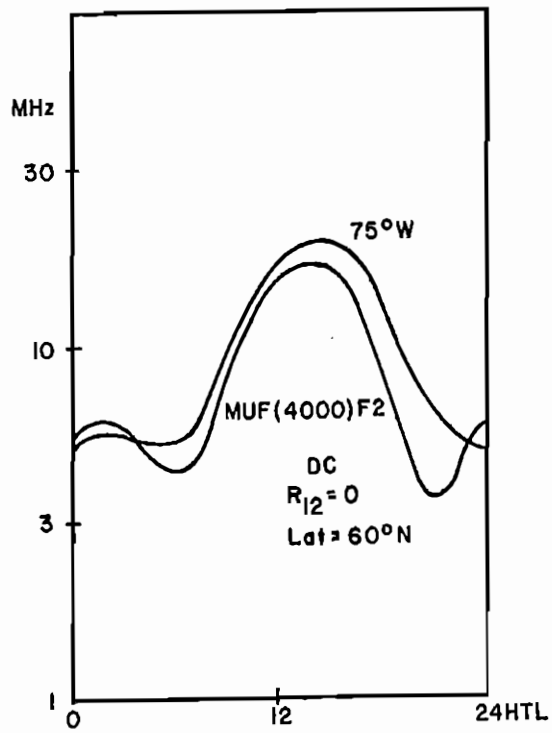
Para las capas E y F1, las variaciones diarias y estacionales que se producen en un punto cualquiera de la tierra se repiten a lo largo de un mismo paralelo (latitud) para iguales valores de la hora local. Para latitudes inferiores, donde el sol está más alto en el cielo, la ionización es más fuerte y las MUF de las capas E y F1 son más elevadas. Las MUF para la capa F2 dependen de manera bastante complicada de la latitud, pero difieren también de la longitud (Fig.-2-20).

2.2.8.5 Variaciones de la altura de las capas de la ionósfera.-

Se observan variaciones no sólo de la densidad electrónica, según ya se ha dicho, sino también de las alturas virtuales de las capas. En efecto, las alturas de las capas E y F1 son constantes durante las horas del día en que estas capas existen, cualquiera que sea la estación del año y durante todo el ciclo solar.

Por el contrario, la altura virtual de la capa F2 varía con la hora y con la estación del año. También se observan variaciones de la altura con la latitud (Fig. 2-21) y





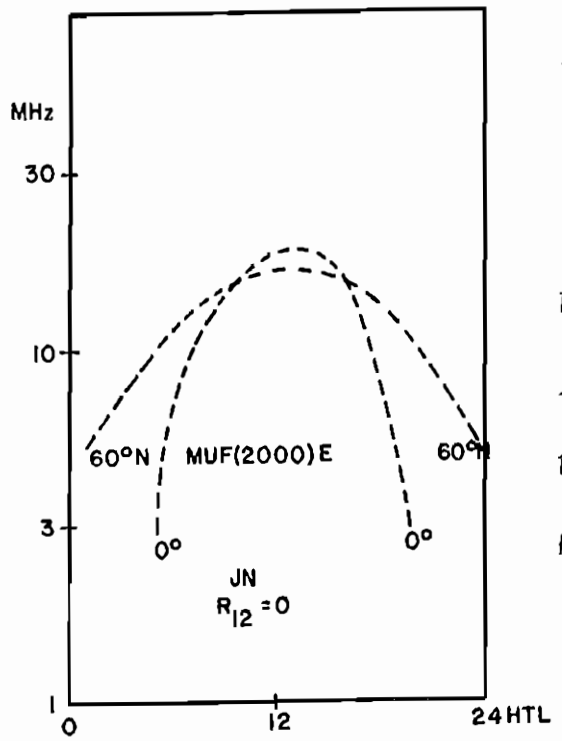


FIG. 2-20 VARIACION DE LA MUF CON LA LATITUD Y LA LONGITUD (hora local).

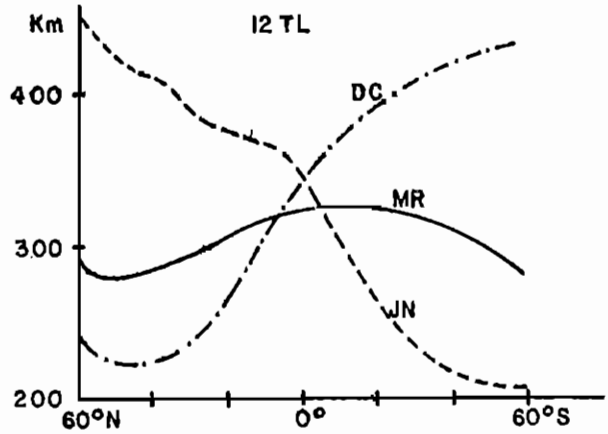
R_{12} = Número relativo de manchas solares

JN = JUNIO

DC = DICIEMBRE

HTL = HORA LOCAL

variaciones con el ciclo de actividad solar, según leyes complejas. Estos cambios de altura dan lugar a variaciones de los ángulos de radiación para una distancia dada.



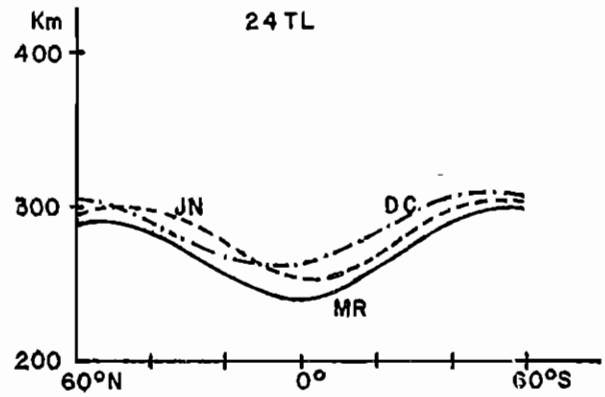


FIG. 2-21 VALORES APROXIMADOS DE LA ALTURA VIRTUAL DE F2 PARA LAS DIFERENTES LATITUDES

MR = MARZO
JN = JUNIO
DC = DICIEMBRE

2.2.9 Variaciones irregulares de la ionósfera:

2.2.9.1 Dispersión.-

Las capas ionosféricas no son en modo alguno estables. Intensos movimientos horizontales y verticales de las masas gaseosas, - producen fluctuaciones estadísticas de los resultados de observaciones de toda clase,- tanto si se trata de la MUF, como de la altura de las capas o de la intensidad de la- señal. Una parte de la energía de una onda incidente se dispersa en todas direcciones, incluso hacia atrás.

2.2.9.2 Desvanecimientos.-

Los desvanecimientos o variaciones de la intensidad de la señal recibida en ondas decamétricas, se deben a distintas causas:

- Variaciones de la absorción ionosférica.

- Interferencias entre las diversas ondas - componentes de una señal que se propaga - por trayectos diferentes o de distintos - modos y que por ello, tienen tiempos de - propagación diferentes;

- Cambio del estado de polarización de una onda ionosférica reflejada hacia el suelo.

Los efectos desfavorables de los desvanecimientos en la recepción, pueden ser a corto

o a largo plazo. En particular, los desvanecimientos selectivos provocados por las diferencias entre la propagación de la onda portadora de una emisión y la de las bandas laterales, producen importantes distorciones.

Los desvanecimientos influyen de manera determinante en el funcionamiento de los sistemas de radiocomunicación y en el tipo de modulación que se puede utilizar eficazmente. Es esencial conocer su profundidad y su velocidad para poder especificar la potencia de los transmisores, fijar las relaciones de protección contra las interferencias y determinar los sistemas más eficaces y económicos que permitan poner remedio a estos desvanecimientos.

2.2.9.3 Perturbaciones de la ionósfera.-

Además de las variaciones sistemáticas de las características ionosféricas, que dependen de la hora, de la estación del año, del número de manchas solares y de la ubicación geográfica, se observan dos clases de variaciones irregulares, a saber:

- las perturbaciones ionosféricas bruscas;

- las tormentas ionosféricas.

Las perturbaciones ionosféricas bruscas, se deben a un aumento brusco de las propieda -

des de absorción de la capa D, cuya causa - probablemente se debe al impacto ocasional- en esta capa de una emisión de rayos com - prendidos entre el ultravioleta lejano y - los rayos X duros, procedentes de zonas muy cálidas de la corona solar, después de la - aparición de una erupción. Generalmente, - la más afectada es la recepción en las bandas de frecuencias más bajas, pero puede ocurrir que en ciertos trayectos, todas las - frecuencias sean inutilizables. Entonces - se trata de un desvanecimiento completo. - Afortunadamente las perturbaciones ionosféricas bruscas, sólo duran por lo general - muy poco tiempo, excediendo raramente de - dos horas. Sin embargo conviene señalar - que se producen con suma brusquedad, lo más a menudo sin ningún signo anunciador y solamente en las regiones del globo iluminadas- por el sol.

Las tormentas ionosféricas están ligadas a muchos fenómenos solares y terrestres, como las tormentas magnéticas, las auroras, etc. Probablemente se deben a los efectos causados por el impacto de la radiación corpuscular del Sol en la alta atmósfera terrestre. Flujos de esta naturaleza, tardan a veces - de uno a tres día o aún más, en recorrer el trayecto Sol-Tierra. Se observa entonces - una disminución de la ionización de la capa F2. El fenómeno puede durar varios días seguidos y reproducirse al cabo de 27 días - (duración media de la rotación del Sol). -

Afecta principalmente a las bandas de frecuencias útiles más elevadas y se produce casi simultáneamente en las regiones del globo en que es de día y en las que es de noche.

Los transtornos de la ionósfera perturban considerablemente los enlaces radioeléctricos durante períodos que varían con la latitud geomagnética y la violencia de las tormentas, especialmente en las proximidades del círculo polar en el que las auroras y las tormentas magnéticas son casi cotidianas.

Como el desvanecimiento que acompaña a una perturbación atmosférica brusca, está provocada por una mayor absorción en la capa D, suele ser conveniente, cuando tal fenómeno se produce, recurrir al empleo de frecuencias de trabajo más elevadas, que serán las últimas a las que afectarán los desvanecimientos y las primeras en volver a ser eficaces.

Puesto que la densidad electrónica de la Región F2 disminuye en el curso de una tormenta ionosférica, se puede en ocasiones mantener las comunicaciones reduciendo la frecuencia de trabajo (y aumentando la potencia).

2.2.10 Intensidad de campo y ruidos atmosféricos:

Se llama intensidad de campo, al valor de la intensidad del campo eléctrico creado en un punto determinado por las ondas radioeléctricas producidas por un emisor. Su unidad de medida es el voltio por metro.

La determinación del nivel mínimo de la señal necesaria para una recepción satisfactoria, en ausencia de otras señales radioeléctricas interferentes, exigen el conocimiento del ruido que estará presente al mismo tiempo que la señal útil. Existen varios tipos de ruido que pueden influir en la recepción, pero por lo general en un enlace radioeléctrico dado, predomina un sólo tipo de ruido.

El ruido se divide en dos grandes categorías, según se genere en el sistema de recepción o exteriormente a la antena. El ruido interno es causado por las pérdidas en la antena y en su línea de alimentación, o bien se produce en el propio receptor. Los ruidos externos pueden clasificarse en varias categorías, cada una tiene sus características propias. Los tipos más corrientes, son el ruido atmosférico, el ruido galáctico y el ruido industrial.

2.2.10.1 Pérdida de transmisión.-

Como en otros fenómenos de radiación, la señal radioeléctrica se atenúa tanto más cuanto mayor es la distancia entre los puntos de emisión y recepción. En el espacio libre, la intensidad de campo disminuiría en

razón inversa de las distancias. En la práctica, rara vez se obtiene este valor, toda vez que se producen atenuaciones suplementarias por el efecto de la dispersión, de los cambios de polarización o de las heterogeneidades, en tanto que la localización de varios rayos puede proporcionar una "ganancia" adicional. En los cálculos sobre la propagación en varios saltos, hay que tener en cuenta las pérdidas que se producen en los puntos intermedios en que se efectúen reflexiones en el suelo y en la ionósfera. Se admite generalmente que, en los trayectos no iluminados por el Sol, la intensidad de campo mediana es constante e independiente de la frecuencia utilizada a condición de que ésta tenga un valor apropiado.

2.2.10.2 Efectos de la absorción.-

Después de la salida del Sol, la capa D (que ha desaparecido durante la noche), se hace cada vez más fuerte y actúa como filtro absorbente colocado en el trayecto de la onda. En un trayecto dado, la absorción máxima, coincide con la máxima iluminación del sol, es decir, a medio día en el punto medio del trayecto. La absorción en la capa D es más fuerte cuando más baja es la frecuencia.

En teoría, la absorción en la capa D varía como el coseno del ángulo cenital del Sol-X. En la práctica, sin embargo se observa una absorción sumplementaria en invierno - debido a otras causas. Por otra parte, la intensidad de campo es menor en períodos - de gran actividad solar (que produce una - ionización más importante de la capa D).

La absorción de la capa D se llama sin desviación, por no entrañar cambio de dirección de los rayos. En las capas E y F2, - se considera también la absorción con desviación, que siempre acompaña a la refracción.

2.2.10.3 Efectos de los ruidos atmosféricos.-

En el punto de recepción existe un ruido atmosférico natural que se superpone a la señal. Los fenómenos eléctricos en la atmósfera, desempeñan de hecho el papel de emisores radioeléctricos naturales diseminados - en una vasta extensión con un expectro de - frecuencias muy ancho. El ruido se propaga por ondas de superficie y por ondas ionosféricas, con ángulos de elevación de distribución aleatoria. Las limitaciones de la MUF

se aplican también al ruido. Hay una disminución del ruido cuando aumenta la frecuencia, dependiendo de la hora, la estación del año y la ubicación geográfica.

La actividad solar influye muy poco en el ruido de origen atmosférico, mientras que la repartición geográfica de éste ruido, tiene mucha importancia. En general, las regiones polares se caracterizan por un pequeño nivel de ruido en tanto que las regiones ecuatoriales y tropicales, tienen niveles de ruido muy elevados.

2.2.10.4 Relación señal/ruido, frecuencia más baja utilizable (LUF) e intensidad mínima de campo.-

En el punto de recepción, la señal útil debe superar los ruidos atmosféricos. Si el nivel de ruido N es superior a la intensidad de la señal S, la recepción es generalmente imposible. En otros términos, se necesita una cierta relación señal/ruido, S/N, para asegurar el funcionamiento de un enlace radioeléctrico. Los fenómenos de absorción y de ruido determinan un límite inferior a la gama de frecuencias útiles, es decir la frecuencia más baja utilizable (LUF). De ello resulta que, para una serie de parámetros (la hora, la estación del año, el número de manchas solares, la ubicación geo -

gráfica, la distancia), la frecuencia que se vaya a utilizar, no debería ser ni demasiado elevada, para que la probabilidad de reflexión sea grande, ni demasiado baja, para que la señal no esté afectada por una gran absorción y un alto nivel de ruido.

Si bien el límite superior MUF de la gama de frecuencias utilizable es un límite natural relativamente independiente del equipo técnico, en cambio en el límite inferior LUF influyen factores de carácter técnico. Si se aumenta la potencia del transmisor, se aumenta también la intensidad de la señal útil para todas las frecuencias, lo que corresponde a un aumento de la relación señal /ruido. Puede utilizarse así frecuencias más bajas hasta que se alcance de nuevo una relación señal/ruido aceptable. Del mismo modo, aumentando la ganancia de las antenas (en el extremo de emisión o de recepción), se puede disminuir la LUF. Una tercera posibilidad reside en disminuir al mínimo necesario la anchura de banda del receptor para captar menos ruido. De ello se deduce que la LUF es más baja para trasmisiones telegráfica de banda estrecha que para la radiodifusión de banda ancha. De estas diversas observaciones relativas a la LUF resulta que, para cada enlace radioeléctrico, existe una intensidad de campo mínima que permite una explotación normal.

Como los niveles de ruido puede ser muy di

ferentes en los dos extremos de un circuito, puede ocurrir que hayan curvas de LUF, diferentes también para estos extremos (no reciprocidad). Por lo general, hay reciprocidad para los valores de la MUF; éstos son los mismos sea uno u otro de los dos extremos el punto de emisión.

Para un enlace dado y para una estación del año determinada, la LUF es por lo general, tanto más elevada, cuanto mayor es la actividad solar; en efecto la intensidad de campo es entonces menor, debido a una absorción mayor de la CAPA D.

2.3 SELECCION DE FRECUENCIAS.

2.3.1 Introducción:

Debido a los múltiples problemas que presenta la propagación ionosférica, no es posible prestar un servicio contínuo de buena confiabilidad, con una sola frecuencia en comunicaciones de onda corta. En este tipo de comunicaciones hay que tener en cuenta que la gama de frecuencias utilizable, varía con el tiempo, durante las 24 horas del día, en el límite superior e inferior de la frecuencia utilizable. Por tanto hay que preveer el empleo consecutivo de varias frecuencias o disponer de un juego de frecuencias que permitan mantener el servicio durante un período de 24 horas, según la estación del año y la fase del ciclo de actividad solar. Este juego puede ser de 2, 3 ó 4 frecuencias, de acuerdo a la confia-

bilidad requerida.

Para la selección de este juego de frecuencias necesarias para explotar los enlaces, son necesarios dos tipos de previsiones:

a). Las previsiones a largo plazo que se refieren a: las frecuencias, horarios de explotación, potencia de emisión, configuración de la antena, intensidad de las señales en las zonas de recepción, etc. Estos se establecen con meses o años de antelación. Para la selección de frecuencias, considerando un plan a largo plazo, es indispensable disponer de previsiones ionosféricas para todas las estaciones del año y todas las fases del ciclo de actividad solar. En la práctica se determinan los límites inferior y superior de la gama de frecuencias utilizable tomando las previsiones correspondientes a los meses de marzo, junio, septiembre, diciembre y para dos valores del índice de actividad solar (R12 = 5 y R12 = 125).

b). Las previsiones a corto plazo, establecidas en un período relativamente pequeño se basan en la observación de la actividad solar, las variaciones magnéticas, etc. Las perturbaciones son intensas principalmente en las proximidades de las zonas aurales y por encima de los casquetes polares. En la selección de frecuencias, el plan de corto plazo puede considerarse como una versión simplificada del anterior.

La determinación de un juego de frecuencias que per-

mita efectuar la explotación ininterrumpida es un - problema complejo por los diversos elementos que hay que tener en cuenta, tales como; que la probabili - dad de la frecuencia de transmisión, esté bajo la - frecuencia crítica de la capa F2; la probabilidad - de relación señal/ruido disponible esté sobre el nivel especificado, además los fenómenos de propaga - ción y la necesidad de emplear el espectro radioeléctrico en la mejor forma.

El cálculo de la MUF (Máxima frecuencia utilizable), se hace tomando en cuenta los valores medianos de - las características ionosféricas; entonces la probabilidad de comunicación entre dos lugares a una de - terminada frecuencia es del 50% de los día del mes . La frecuencia para tener una probabilidad de refle - xión del 90% es el decilo inferior y la frecuencia - en la que esta probabilidad sería del 10% es el decilo superior. La relación entre el decilo inferior y la MUF mediana varía a lo largo del año, durante el-ciclo de actividad solar, entre 0.6 y 0.9; la relación entre el decilo superior y la MUF mediana varía a su vez, entre 1.09 y 1.46. En la práctica se toma los valores 0,85 y 1.15 como valores medios de las - relaciones entre los decilos inferior y superior y - la MUF mediana. El coeficiente 0.85 (90% de probabilidad de reflexión), se usa para calificar la Frecuencia Optima de Trabajo (FOT) y puede variar entre 0.6 y 0.9.

Basándose en estos resultados, la I.F.R.B, ha elegido el valor 0.6 de la MUF mediana como límite infe - rior, para determinar el tiempo de utilización probable de una frecuencia, puesto que este valor ofrece-

mayor probabilidad de reflexión en la mayoría de los casos. Cuando una frecuencia es igual a 0.6 veces , la MUF mediana, el valor de ésta a su vez es igual a 1.7 veces el de la frecuencia considerada.

Si la frecuencia escogida es más elevada que la MUF mediana, la probabilidad de reflexión de la señal es inferior al 50%, sinembargo se puede considerar que la frecuencia es todavía útil si no excede de 1,15 veces la MUF mediana, para este valor la probabilidad de reflexión es del 10% de los días del mes.

La probabilidad de reflexión aumentará y se aproximará a la unidad, cuando el valor de la frecuencia éste muy por debajo de la MUF mediana. Sinembargo, como la absorción ionosférica de la señal aumenta al disminuir la frecuencia, la relación señal/ruido radioeléctrico, no puede alcanzar el valor requerido . La frecuencia más baja utilizable (LUF) es la menor frecuencia para que la relación señal/ruido radio eléctrico sea igual o superior a la requerida durante los día del mes. De esto se desprende que la frecuencia óptima es aquella que por tener una probabilidad de reflexión suficientemente elevada, debe ser superior a la LUF y hallarse lo más alejada posible de ésta. Generalmente se toma como Frecuencia Optima de Trabajo (FOT) al valor de 0.85 de la MUF mediana (FOT = 0.85 MUF mediana).

2.3.2 Cartas de Predicciones Universales:

Hemos visto que la propagación a grandes distancias de las ondas de radio depende de su reflexión en la

ionósfera. Para comunicaciones regulares y confiables es por tanto, necesario reunir y analizar los datos ionosféricos, con el fin de que los pronósticos de frecuencias utilizables puedan efectuarse entre dos puntos a cualquier hora.

Estos datos ionosféricos incluyen estudios teóricos y experimentales de las máximas frecuencias utilizables, la absorción ionosférica, las variaciones de las características de la difusión de radio por efecto del sol y la variación geomagnética.

Las predicciones de foF2, se basan en las variaciones diarias, estacional o geográfica y/o la dependencia con el número de manchas solares (R).

Los datos ionosféricos básicos usados en predicciones son las frecuencias críticas de la onda ordinaria para las capas E, F1 y F2. El comportamiento de las capas E y F1, es tal que la frecuencia crítica puede ser pronosticada, exactamente en términos de ángulo del Zenith solar X y el número de manchas solares R. El comportamiento de la capa F2 es más complicado que el de las capas E y F1 y no puede ser representado analíticamente. En la preparación de predicciones para F2 el primer paso es obtener el valor medio mensual de foF2 (frecuencia crítica para F2), para 12 meses y un promedio del número de manchas solares. Esto es hecho para cada hora del día y para todas las estaciones. Con estos datos se construye mapas del mundo desde los cuales, con un número de manchas solares (R) conocido, es posible calcular foF2. En estos métodos de predicciones, el número -

de manchas solares, las variaciones climáticas y estacionales son automáricamente tomadas en cuenta. Estas dan la máxima frecuencia de F2 para una distancia cero (MUF-CERO-F2) y la frecuencia de F2 para una distancia 4000 km. (MUF-4000-F2), por interpolación es posible encontrar la MUF para distancias intermedias.

En este estudio se utiliza el informe 340 "Atlas CCIR de las características ionosféricas" que han sido preparado a base de un análisis de parámetros ionosféricos efectuado con una calculadora.

Una de las versiones de este Atlas, se presenta en forma de diagramas que dan las características de la ionósfera y que pueden ser utilizados directamente sin tener que recurrir a una calculadora.

Estos diagramas son mapas mundiales en proyección cilíndrica modificada sobre los que se han trazado los contornos de la MUF para cada hora par, en tiempo universal, para cada mes del año y para los dos niveles, R12 = 0 y R12 = 100, de la actividad solar.

Como ejemplo se describe los cálculos del enlace, para el mes de Marzo a las 00 horas del tiempo universal y R12 = 5. En el Anexo A se presentan los valores obtenidos para los meses de Junio, Septiembre y Diciembre para R12 = 5 y R12 = 125.

En la hoja de trabajo 1 se encuentran los resultados obtenidos en los cálculos de la MUF y FOT para el enlace; para un mínimo (R12 = 5) y un máximo (R12 = 125) índice de actividad solar.

Los valores, en la hoja de trabajo 1, de distancias se encuentran expresados en km. y los de frecuencias en MHz.

2.3.2.1 Cálculo de la longitud del enlace.-

La distancia más corta entre dos puntos en un globo, es una línea recta. En una mapa proyectado, la distancia más corta entre dos puntos, no es una línea recta, sino una línea curva y se llama la distancia de círculo máximo. En consecuencia la longitud del enlace, se calcula mediante la ecuación 2.22.

$$\cos d = \operatorname{sen} X_1 \operatorname{sen} X_2 + \cos X_1 \cos X_2 \cos(Y_1 - Y_2) \qquad (2.22).$$

donde:

X_1 = latitud geográfica del transmisor

Y_1 = longitud geográfica del transmisor

X_2 = latitud geográfica del receptor

Y_2 = longitud geográfica del receptor

d = longitud del enlace en grados.

Para nuestro enlace tenemos:

		LATITUD	LONGITUD
GUAYAQUIL	receptor	2.27°S	79.90°W
GALAPAGOS	transmisor	0.90°S	89.61°W

$$\cos d = \operatorname{sen} 0.9^\circ \operatorname{sen} 2.27^\circ + \cos 0.9^\circ \cos 2.27^\circ$$

$$\cos (89.61^\circ - 79.90)^\circ$$

$$\cos d = 0.00062 + 0.98478$$

$$\cos d = 0.98540$$

$$d = 9.80$$

$$d = 9.80 \times 111{,}50 \text{ km.}$$

$$d = 1089 \text{ km.}$$

Este resultado anotar en la hoja de trabajo 1 (pág. 127).

2.3.2.2 Determinación de datos independientes de la hora del día.-

Paso 1.- Determinar las coordenadas del enlace y número de manchas solares.

Anotar en la hoja de trabajo 1, las coordenadas y el número de manchas solares.

Paso 2.- Determinación y trazado del círculo máximo. La fig. 2.22,

representa un mapa del mundo, en proyección cilíndrica modificada. La fig.2.23, es una carta dibujada a la misma escala que la anterior, en la cual las curvas trazadas con líneas contínuas, que cruzan el Ecuador en dos puntos a 180° de separación, representan círculos máximos.

Colocar un pedazo de papel transparente, sobre el mapa de la fig.2.22, trazar la línea ecuatorial y los meridianos 0° y 180°; señalar los puntos de las estaciones transmisora y receptora. Trasladar este papel sobre la carta de círculo máximo (fig.2.23), haciendo coincidir la línea ecuatorial deslizar horizontalmente la transparencia hasta que los puntos terminales, marcados en él, coincidan con el mismo círculo máximo o a distancias proporcionales entre las curvas de los círculos máximos adyacentes. Trazar el círculo máximo sobre la transparencia, siguiendo la curvatura del círculo acoplado.

Paso 3.- Determinar el punto medio del enlace y sus coordenadas.

Estimar y señalar el punto medio de enlace sobre la transparencia. Anotar sus coordenadas en la hoja de trabajo 1.

Paso 4.- Estimar el tipo de terreno en los terminales y en el punto medio.

Colocar la transparencia sobre el mapa del mundo (fig. 2.22) y anotar el tipo de terreno (agua o tierra) en cada punto terminal y en el punto medio.

Paso 5.- Determinar la girofrecuencia del punto medio.

Colocar la transparencia sobre el mapa-mundi de giro frecuencia para la capa F2 (fig. 2.24), haciendo coincidir las líneas ecuatoriales y los meridianos cero, anotar el valor de la girofrecuencia del punto medio. Para nuestro caso es 0.9 MHz.

2.3.2.3 Determinación de parámetros dependientes de la hora del día.-

Paso 6.- Determinar el tiempo local del punto medio.

Las 00 horas del tiempo universal, corresponden a 18 horas 30 minutos de tiempo local. Completar la línea desde la columna 00 por adiciones progresivas de dos horas.

Paso 7.- Obtener MUF-CERO-F2 para R12 = 0

Ubicar la transparencia del círculo máximo sobre los diagramas del informe 340 del CCIR. Cartas EJF (ZERO) F2 (MHZ) para R12 = 0, figura 2-25a.

Leer el valor de MUF-CERO-F2 en el punto medio del enlace y anotar en la columna 00 de la hoja de trabajo 1. Este valor es 10.0 - MHz.

Repetir para las 0200, 0400, 0600, etc., horas para los meses de marzo, junio, septiembre y diciembre, que son los meses de cambio de estación. Los resultados obtenidos- para estos meses, se presentan en el anexo- C.

Paso 8.- Obtener MUF-4000-F2 para R12 = 0.

Usando las cartas EJF (4000) F2 (MHZ); R12 = 0 del informe 340 del CCIR, figura 2-25b, repetir el paso anterior. El valor para - nuestro ejemplo es 32.0 MHz.

Paso 9.- Obtener MUF-CERO-F2 para R12 = 100

Usando las cartas EJF (ZERO) F2 (MHZ); R12 = 100 del informe 340 del CCIR, figura 2-26a, repetir el paso 7. El valor para nuestro - ejemplo es 12.5 MHz.

Paso 10.- Obtener MUF-4000-F2 para R12=100.

Usando las cartas EJF (4000) F2; R12 = 100 - del informe 340 del CCIR, figura 2-26b, repetir el paso 7. La MUF-4000-F2 para R12 = 100 en el mes de marzo a las 00 horas es 36.0 MHz.

Paso 11.- Encontrar los valores de MUF-CERO-F2 y MUF-4000-F2 para R12 = 5 utilizando la ecuación (2.23).

$$foF2 = fo + 0.01\ (f100 - fo)\ R12 \qquad (2.23)$$

siendo fo = valor de la MUF para R12 = 0
f100 = valor de la MUF para R12 =100

Para el enlace Quito-Galápagos a las 00 horas del mes de marzo, el valor de MUF-CERO-F2 para R12 = 5 es 10.13 MHz y el valor MUF 4000-F2 para R12 = 5 es 32.2 MHz.

Paso 12.- Determinar la altura de la capa-F2.

Las alturas de la capa F2 son obtenidas de-la fig. 2-27.

Colocar el papel transparente sobre la carta de alturas de la capa F2 para el mes propio, haciendo coincidir las líneas ecuador-y los meridianos cero, del papel transparente con el tiempo local propio determinado - en el paso 6.

La altura típica en kms. de la capa F2 se - lee en el punto medio del enlace para cada bloque de tiempo. La altura media de la capa F2 para el enlace a las 00 horas del mes de marzo es 310 km.

Paso 13.- Determinar el ángulo del Zenit - solar.

Alinear el papel transparente sobre la carta del ángulo del Zenit solar (fig. 2-28), haciendo coincidir las líneas ecuador y el meridiano cero de la transparencia sobre el propio tiempo local. Determinar el ángulo-del Zenit solar en el punto medio del enlace para cada bloque del tiempo. Para nuestro caso es X = 10°.

Paso 14.- Determinar el índice de absor - ción ionosférica (I).

Entrar al Nomograma del Indice de Absorción Ionosférica I (fig. 2-29), con el número - de manchas solares y el ángulo del Zenit del sol. Observar y anotar los valores para cada ángulo del Zenit del sol. Para el ejemplo I = 1.00.

2.3.2.4 Determinación de la MUF y FOT que predomi - nan en el enlace.-

Paso 15.- Determinar la MUF-2000-E.

Usar la fig. 2-30 , Nomograma para obtener-la MUF-2000-E. Entrar al nomograma con el ángulo del Zenit solar y el número de man - chas solares considerando. Obtener la MUF 2000-E (17.30 MHz). Repetir para cada blo

que de tiempo.

Paso 16.- Determinar la MUF, para la distancia del enlace, para la capa-F2 MUF-1090-F2.

Para determinar el valor de la MUF de la capa F2 para la distancia del enlace, hay que interpolar los valores de MUF-CERO-F2 y MUF 4000-F2 utilizando el nomograma de la fig.-2-31 .

Colocar una regla entre los valores MUF-CERO-F2 y MUF-4000-F2, en los lados izquierdo y derecho respectivamente, el valor de la MUF, para el largo verdadero del trayecto , se lee en el punto de intersección entre la regla y la línea vertical correspondiente a la distancia. Para nuestro enlace, la lectura de MUF-CERO-F2 correspondiente a 00, es 10.13 MHz. El valor para MUF-1000-F2 correspondiente a 00 es igual a 32.2 MHz. La distancia es de 1090 km. Luego la MUF-1090-F2 es 14.6 MHz. Este procedimiento se sigue hasta terminar la conversión para todas las horas.

Paso 17.- Determinar la MUF, para la distancia del enlace, para la capa-E.MUF-1090-E.

Usar la fig. 2 - 32, nomograma para transformar la E-2000-MUF a la MUF del enlace para-

la capa E. Desde la escala del centro, leer el valor de la MUF para la capa E (1090-E = 13.00 MHz) registrar en el respectivo bloque de tiempo. Repetir para todos los bloques de tiempo.

Paso 18.- Determinar la MUF del enlace.

Comparar las MUF obtenidas en los pasos 16 y 17, seleccionar la mayor de estas (14.6 MHz).

Paso 19.- Determinar la FOT-F2 para el punto medio.

Multiplique los valores obtenidos en el paso 16 por 0.85 FOT-F2 = 0,85 MUF-F2. Para nuestro ejemplo FOT-F2 = 0.85 x 14.6 FOT-F2 = 12.41 MHz.

Anotar el resultado en el respectivo bloque de tiempo.

Paso 20.- Repetir todos los pasos anteriores para R12 = 125.

HOJA DE TRABAJO I

PREDICCIONES DE PROPAGACION HF - DETERMINACION DE FRECUENCIAS

DISTANCIA DEL ENLACE: 1090 Km. ENLACE DE: GALAPAGOS A: GUAYAQUIL

NUMERO DE MANCHAS SOLARES 5 PREDICCIONES PARA: MARZO

PARAMETROS INDEPENDIENTES DE LA HORA

PASOS	PARAMETROS	TERMINAL TRANSMISOR	TERMINAL RECEPTOR	PUNTO MEDIO
1-3	LONGITUD GEOGRAFICA	89.61° W.	79.9° W	84.74° W
2-3	LATITUD GEOGRAFICA	0.9 ° S	2.27° S	1.5 ° S
4	TIPO DE TERRENO	TIERRA	TIERRA	AGUA
5	GIROFRECUENCIA	------	-------	0.9 MHz

PARAMETROS DEPENDIENTES DE LA HORA

PASOS	PARAMETROS	TIEMPO											
		00UT	02UT	04UT	06UT	08UT	10UT	12UT	14UT	16UT	18UT	20UT	22UT
6	TIEMPO LOCAL	18:30	20:30	22:30	00:30	02:30	04:30	06:30	08:30	10:30	12:30	14:30	16:30
7	MUF-CERO-F2 RI2=0	10.0	8.5	7.5	6.0	4.0	2.3	4.5	7.6	8.3	9.5	10.2	10.6
8	MUF-4000-F2 RI2=0	32.0	28.0	26.0	21.0	14.0	7.0	15.0	23.8	23.0	27.0	32.0	34.0
9	MUF-CERO-F2 RI2=100	12.5	12.0	11.7	10.0	7.5	5.0	7.0	11.6	12.3	12.7	13.0	13.0
10	MUF-4000-F2 RI2=100	36.0	36.0	36.0	33.0	26.0	16.0	23.0	35.0	33.0	32.0	35.0	35.0
11	MUF-CERO-F2 RI2=	10.13	8.68	7.71	6.2	4.18	2.44	4.63	7.8	8.5	9.66	10.34	10.72
11	MUF-4000-F2 RI2=	32.2	28.4	26.5	21.6	14.6	7.45	15.4	24.36	23.5	27.25	32.15	34.05
12	ALTURA DE LA CAPA F2	310	262	250	275	260	250	250	250	250	275	275	300
13	ANGULO DEL ZENIT SOLAR	10°	40°	71°	102°	131°	161°	166°	139°	109°	78°	49°	19°
14	INDICE DE ABSORCION I	1.0	0.78	0.37	--	--	--	--	--	--	0.28	0.67	0.96
	DETERMINACION DE LA MUF Y LA FOT DEL ENLACE												
15	MUF-2000-E	17.3	15.8	11.9	4.0	--	--	--	--	--	10.3	15.0	17.0
16	MUF-d ENLACE-F2	14.6	12.7	11.5	9.3	6.3	4.0	6.9	11.1	11.5	13.2	14.7	15.5
17	MUF-d ENLACE-E	13.0	12.0	9.0	3.0	--	--	--	--	--	7.8	11.2	13.0
18	MUF-ENLACE	14.6	12.7	11.5	9.3	6.3	4.0	6.9	11.1	11.5	13.2	14.7	15.5
19	FOT-ENLACE	12.41	10.80	9.78	7.91	5.36	3.4	5.87	9.44	9.78	11.22	12.50	13.18

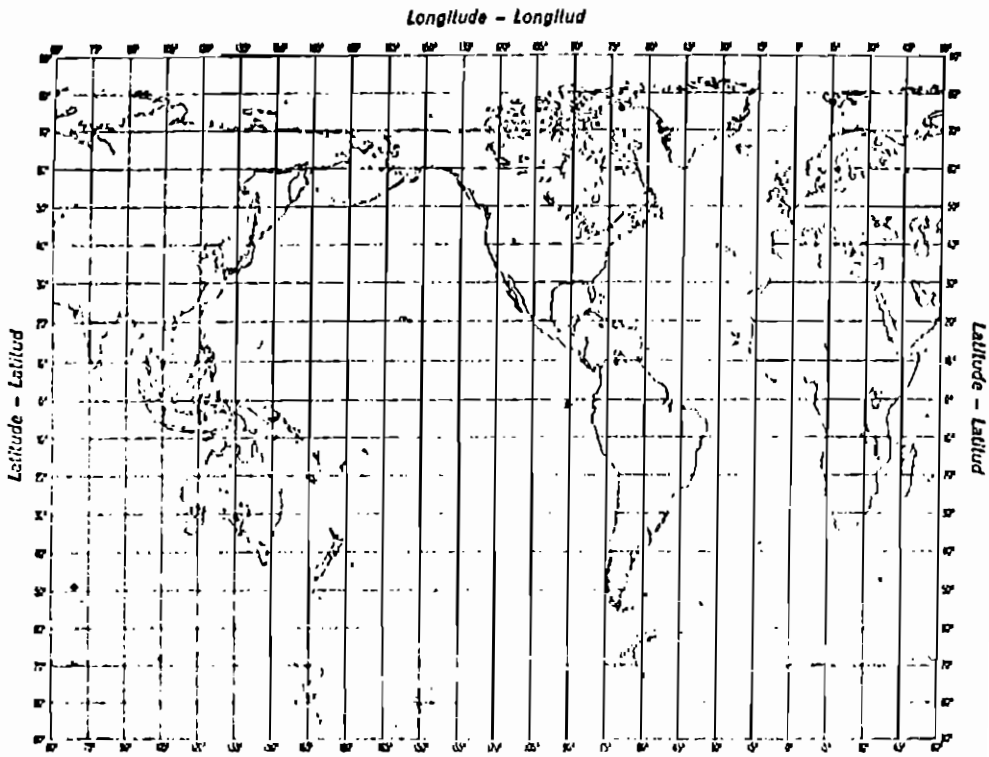


FIG. 2.22 MAPA DEL MUNDO EN PROYECCION CILINDRICA MODIFICADA.

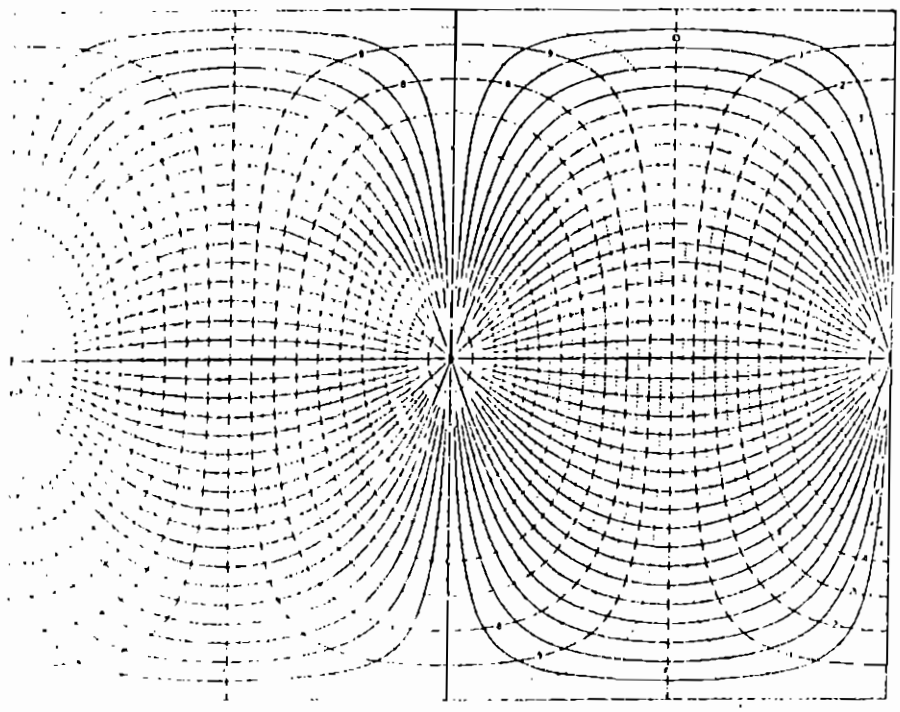


FIG. 2.23 CARTA DE CIRCULOS MAXIMOS.

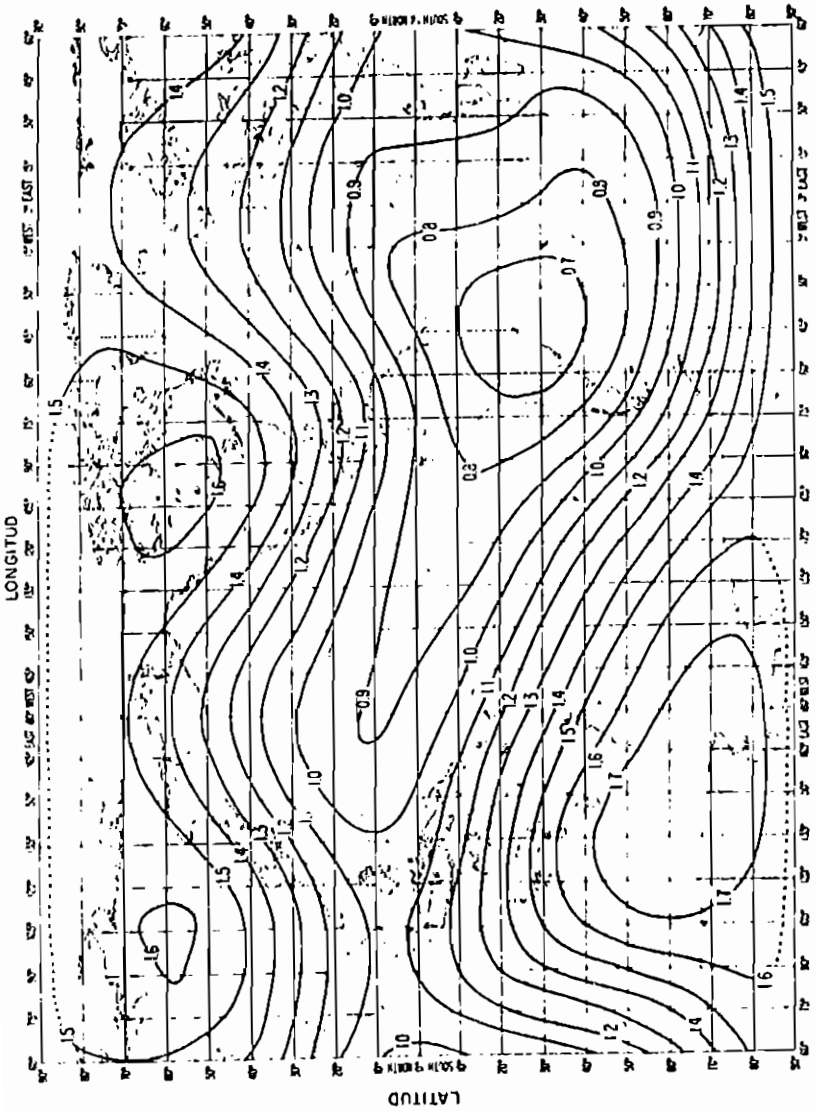
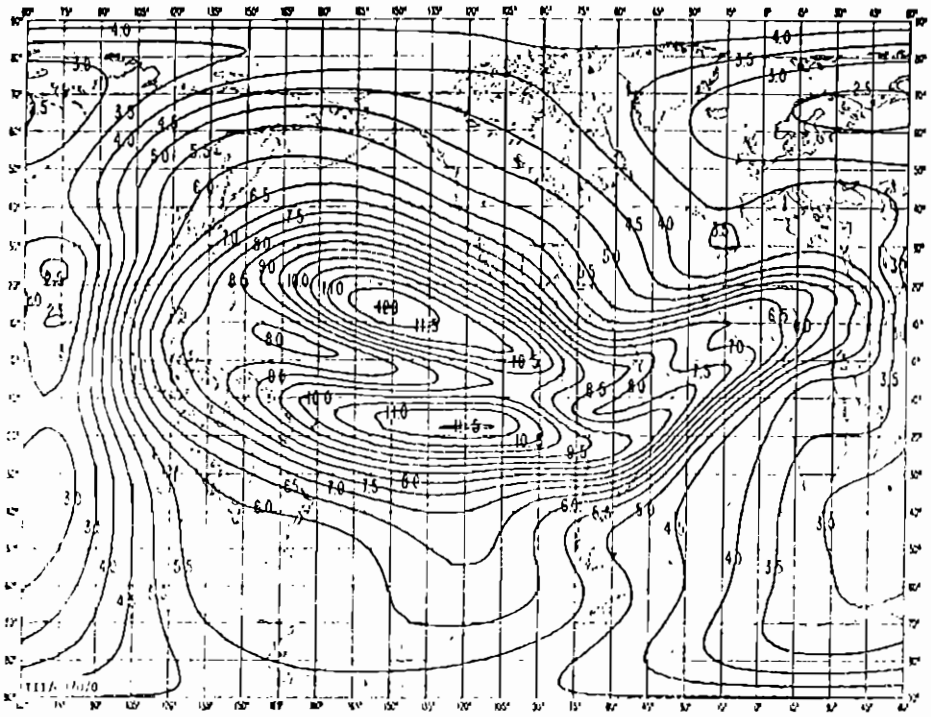


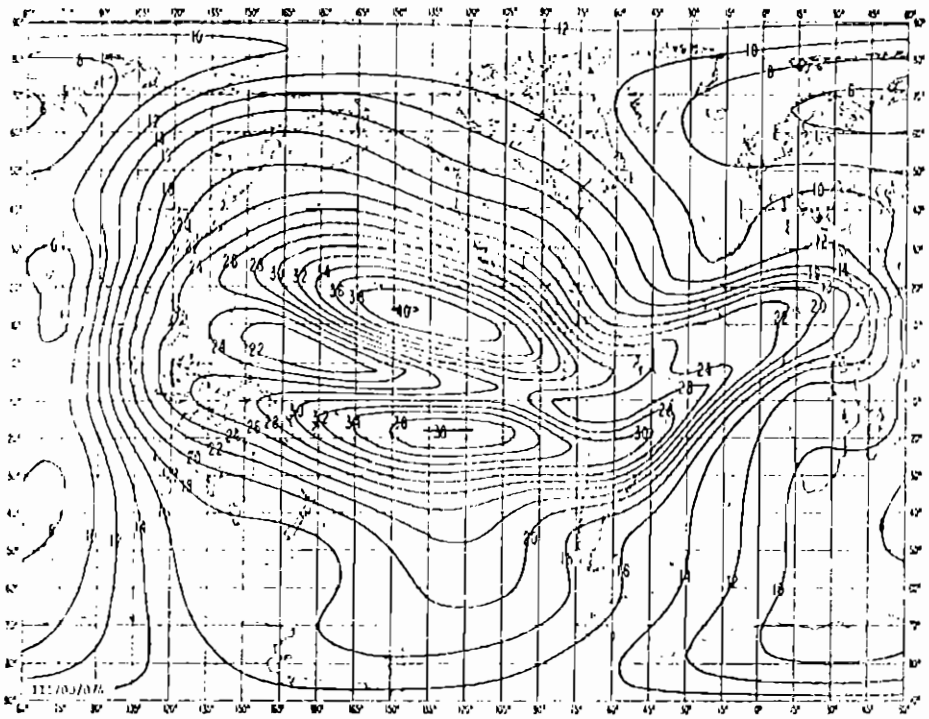
FIG. 2.24 MAPA-MUNDI DE GIROFRECUENCIA.

MARS - MARCH - MARZO; 00h; $R_{12} = 0$; EJF (ZERO) F2 (MHz)



(a)

MARS - MARCH - MARZO; 00h; $R_{12} = 0$; EJF (4000) F2 (MHz)

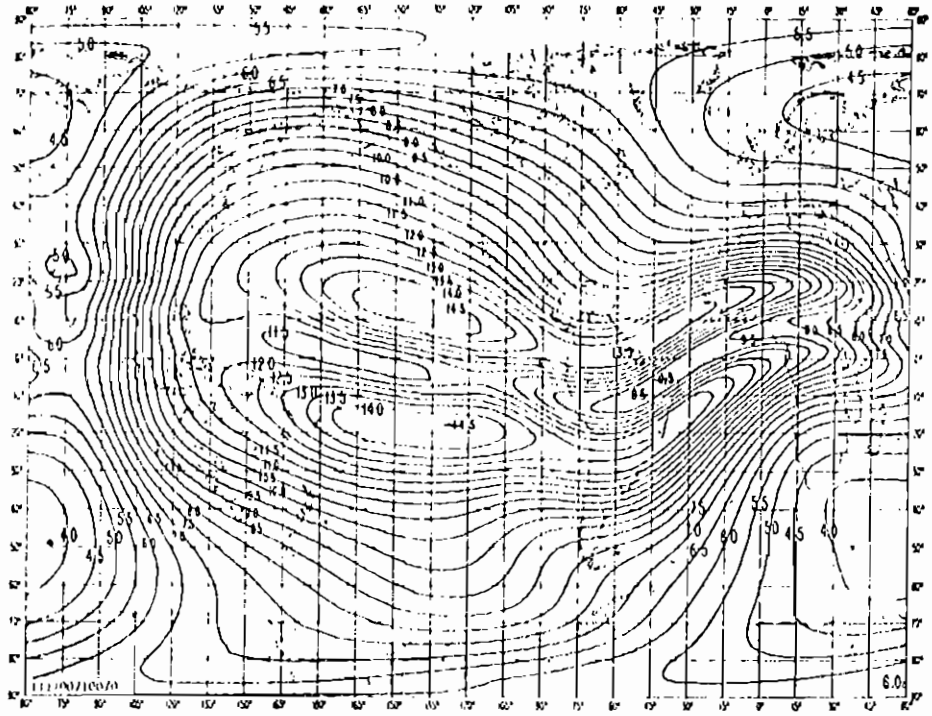


(b)

FIG. 2.25 a) CARTA EJF (CERO) F2 (MHZ) PARA $R_{12} = 0$

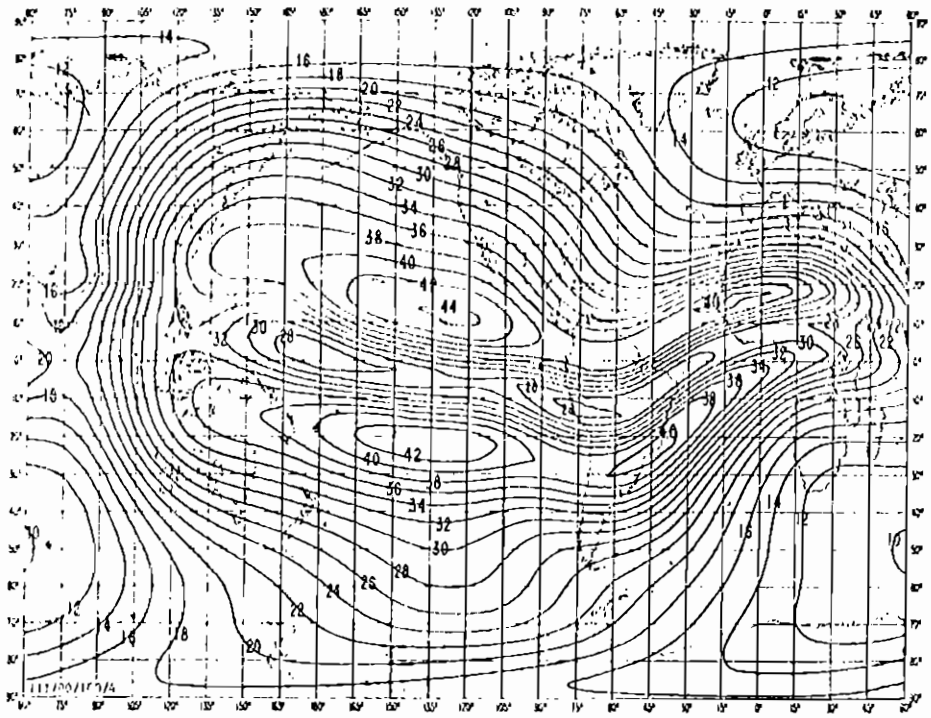
b) CARTA ESF (4000) F2 (MHZ) PARA $R_{12} = 0$

MARS - MARCH - MARZO; 00h; R_{12} = 100; EJF (ZERO) F2 (MHz)



(a)

MARS - MARCH - MARZO; 00h; R_{12} = 100; EJF (4000) F2 (MHz)



(b)

FIG. 2-26 a) CARTA EJF (ZERO) F2 (MHZ) PARA R_{12} = 100

b) CARTA EJF (4000) F2 (MHZ) PARA R_{12} = 100

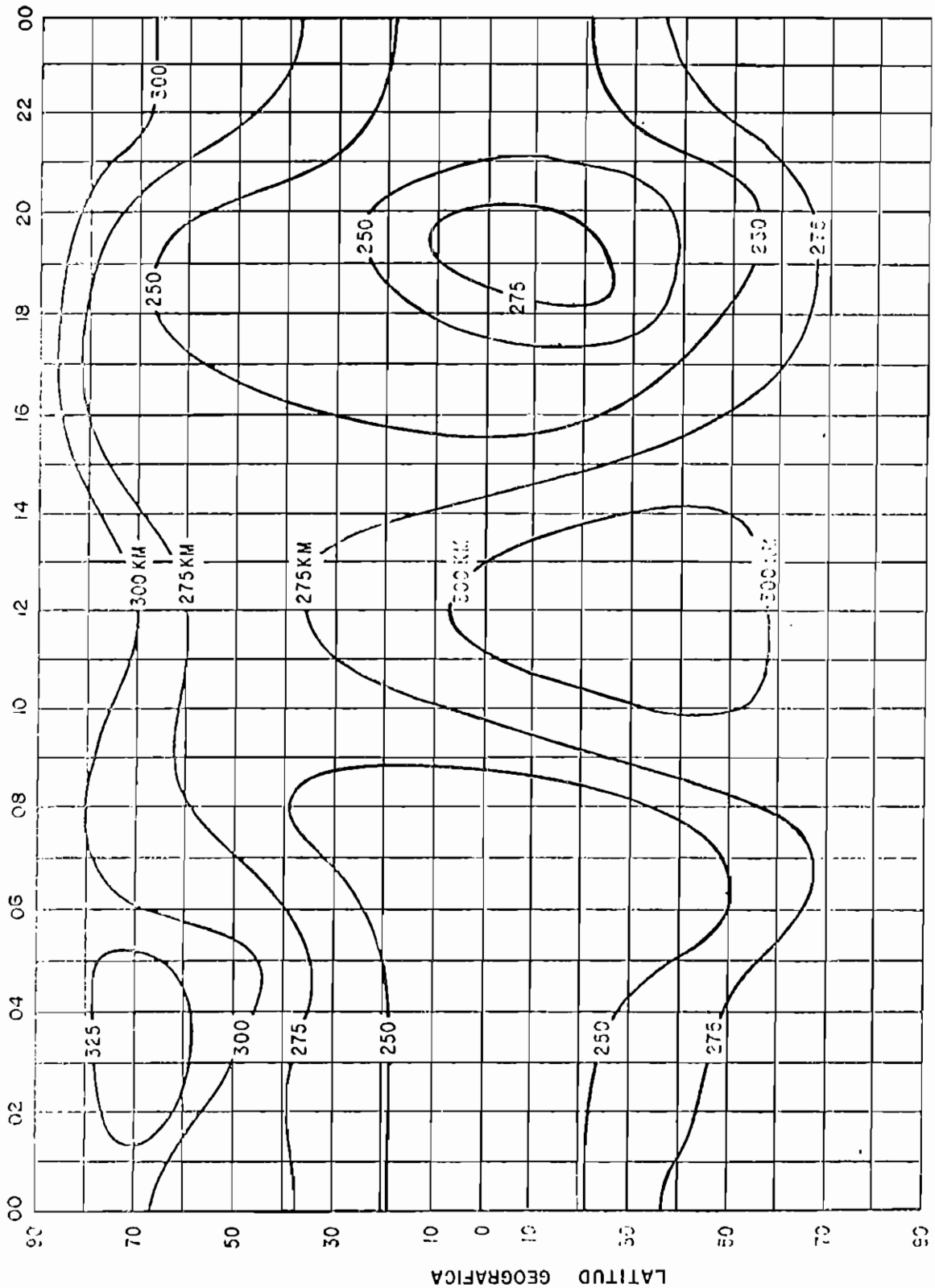


FIG. 2-27 ALTURAS DE LA CAPA F2

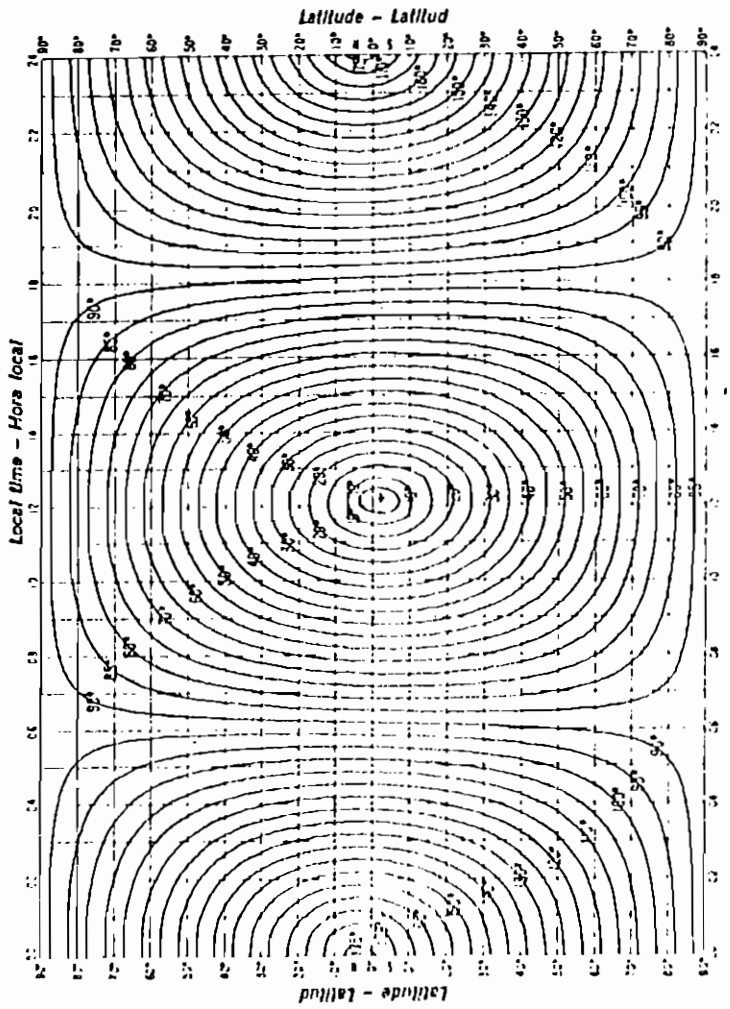


FIG. 2-28 ANGULO DEL ZENIT SOLAR PARA EL MES DE MARZO

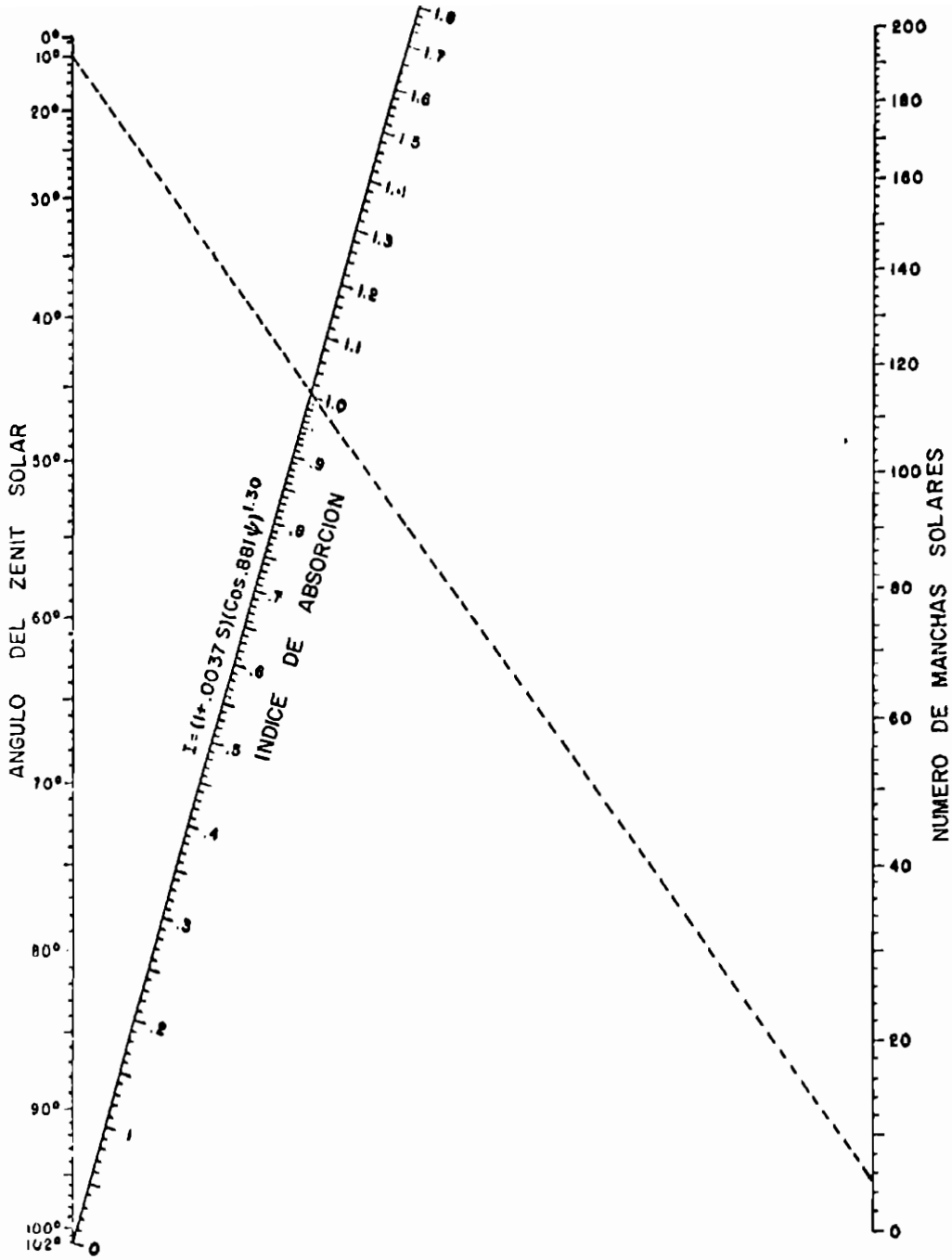


FIG. 2-29. NOMOGRAMA DEL INDICE DE ABSORCION IONOSFERICA.

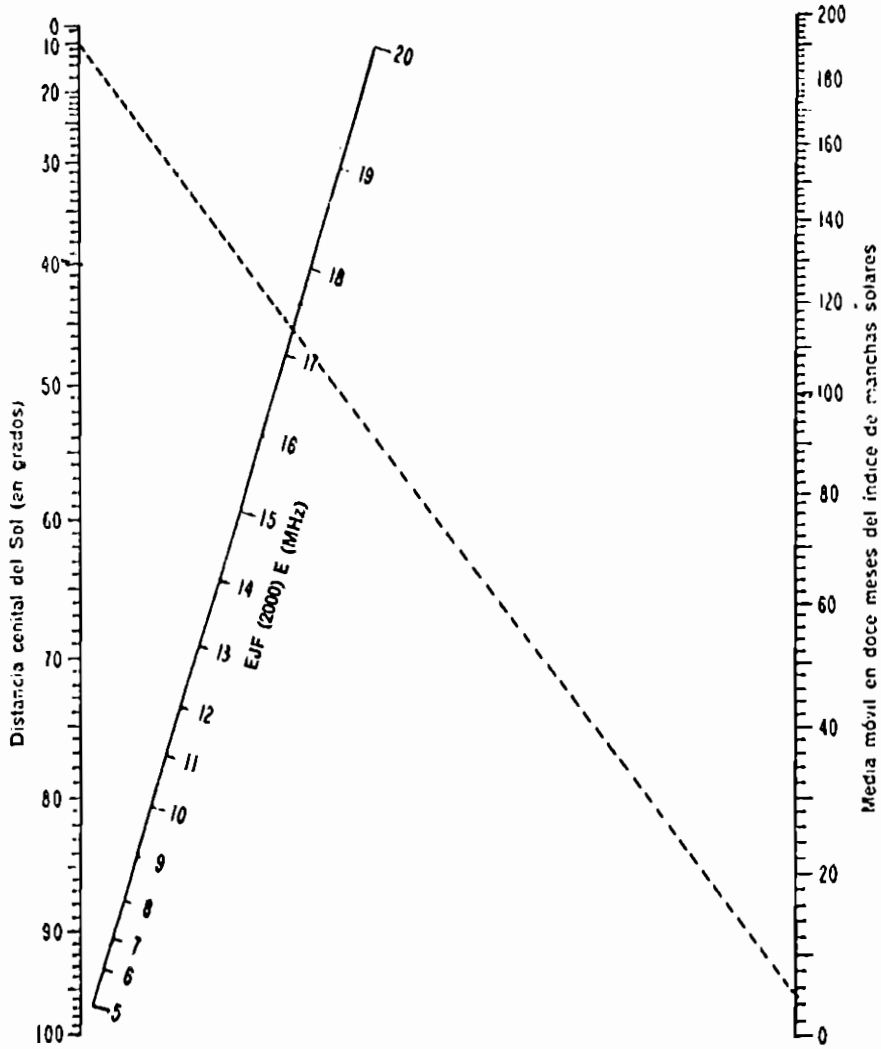


FIG. 2-30 NOMOGRAMA PARA OBTENER LA MUF-2000-E.

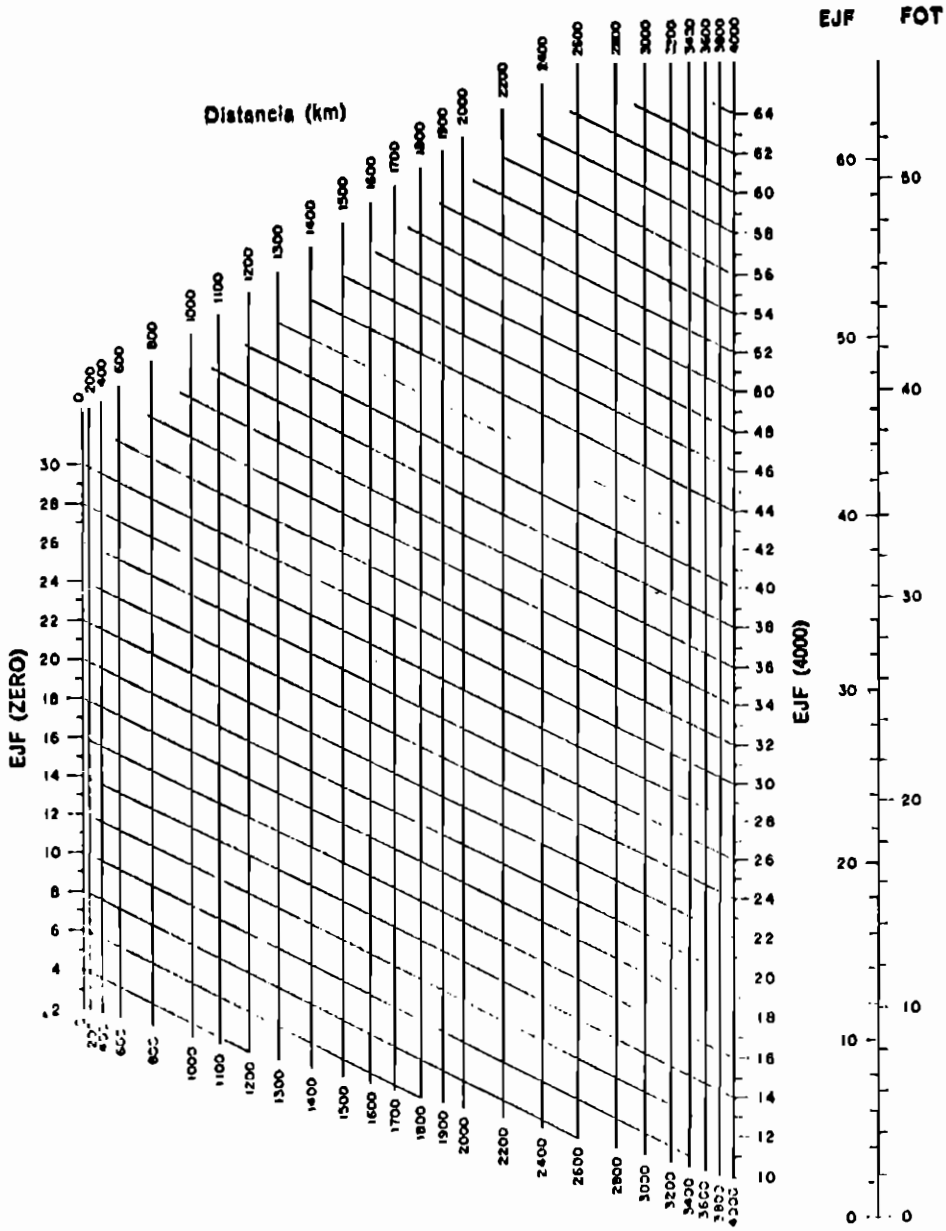


FIG. 2-31 NOMOGRAMA PARA OBTENER LA MUF PARA LA DISTANCIA DEL ENLACE PARA LA CAPA F2.

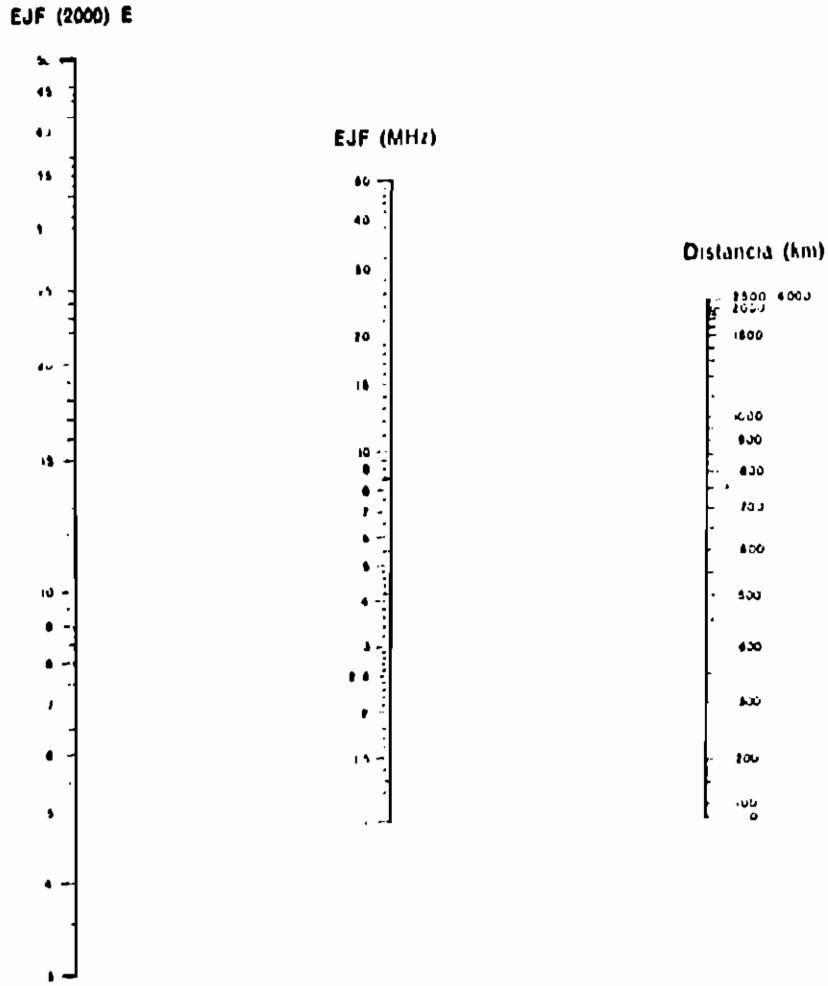


FIG. 2-32 NOMOGRAMA PARA TRANSFORMAR LA E 2000-MUF A LA MUF DEL ENLACE PARA LA CAPA E.

2.3.3 Composición de un juego de frecuencias:

El juego de frecuencias más eficaz es el que garantiza la continuidad de la explotación, durante las 24 horas y para todos los días del año.

Como se trata de un enlace que deben tener una confiabilidad elevada, puesto que será utilizado para la transmisión de telegrafía y telefonía con conexión a la red de microondas, se debe determinar un juego de frecuencias que permita cumplir con dichas necesidades.

Para fijar los límites superior e inferior de la gama de frecuencias utilizable, se debe tomar en cuenta ciertos factores tales como:

2.3.3.1 Posición geográfica de los puntos de transmisión y recepción.-

Esto determina el punto o puntos de reflexión según las condiciones ionosféricas a lo largo del trayecto; debido a que el ángulo de incidencia de los rayos solares, determina la densidad electrónica, decreciendo conforme la latitud geográfica del punto de reflexión aumenta a partir de las latitudes correspondientes a los límites máximos de ionización. Por esto los límites superior e inferior de la gama de frecuencias, disminuyen también.

2.3.3.2 Longitud del enlace.-

En el caso de enlaces de un solo salto (- distancia inferior a 4.000 km.), el ángulo de incidencia de las ondas radioeléctricas en las capas ionizadas, disminuye a medida que aumenta la distancia entre los puntos - de transmisión y de recepción; por lo tanto, la MUF y la LUF serán cada vez más elevadas.

Para nuestro caso en el cual la distancia - entre los enlaces, es relativamente corta , el trayecto de transmisión comprende únicamente una reflexión en la ionósfera. Las - condiciones de transmisión, son más o menos constantes y unicamente están influenciadas por el paso del día a la noche en el punto de reflexión.

En cada reflexión sobre la tierra existe - una atenuación de 3 a 5 dB aproximadamente y de 1 dB cuando la reflexión es sobre el - mar. Las atenuaciones debidas a la ionósfera y a la reflexión en el suelo, se acumulan de acuerdo al número de saltos. Por esto es conveniente elegir un ángulo de elevación de radiación, de la antena transmisora que permita el modo de propagación que tenga el mínimo de reflexiones de acuerdo a - los siguientes límites:

Grandes distancias	:	5° a 15°
1.000 a 2.000 km.	:	10° a 30°
500 a 1.000 km.	:	30° a 50°

2.3.3.3 Radiación y actividad solares.-

La energía de la radiación solar, varía en intensidad según la hora, modifica la densidad de la ionización, la altura y la estructura de las capas reflectoras de la ionósfera; es por esto que las frecuencias utilizables de día, son más altas que las de la noche. Esta energía también varía en el punto de reflexión según las estaciones del año.

Durante todo el período de un ciclo de actividad solar, se puede utilizar las mismas frecuencias en iguales condiciones diarias y estacionales, puesto que el número de manchas solares, se aparta poco del número mínimo relativo. En cambio, durante el período del máximo, como el número de manchas solares varía en grandes proporciones, es necesario emplear frecuencias más elevadas, cuanto mayor es el número de manchas solares.

2.3.3.4 Grado de confiabilidad requerido.-

El juego de frecuencias normal de un enlace de confiabilidad elevada, debe comprender una frecuencia explotable, basada en la MUF mediana y determinada en función de la FOT y de la LUF. Como la longitud del enlace es relativamente corta, es posible obtener-

una buena continuidad de comunicación con 3 frecuencias.

En un juego de tres frecuencias f1, f2, f3, conviene elegir la primera frecuencia (la más elevada del juego), de manera que permita prestar un servicio contínuo durante el día y el comienzo de la noche. Como se dispone de otras dos frecuencias, f2 y f3, no es necesario que la frecuencia f1, preste servicio en períodos de baja actividad solar; debe ser lo suficientemente baja para que se pueda utilizar durante el mayor número de horas diurnas, sin que se corra el riesgo de que la señal sufra una absorción exagerada en período de alta actividad solar.

La segunda frecuencia f2, se emplea como puente entre los períodos de utilización de las frecuencias f1 y f3. Debe permitir la explotación durante las horas diurnas y períodos de débil actividad solar, así como en las horas de transición.

La tercera frecuencia f3, es esencialmente una frecuencia para las horas nocturnas, puede ser elegida igual a la frecuencia mínima.

2.3.4 Método general para determinar el orden de magnitud de las frecuencias:

Este método ha de considerarse como guía para obtener una primera aproximación del orden de magnitud de las frecuencias necesarias para explotar el enlace:

Para determinar la gama de frecuencias en los que se distribuirá este juego, se debe tomar en cuenta las curvas de la MUF mediana, (NORMA TECNICA, SERIE M de la I.F.R.B.), que corresponden a las coordenadas del punto de reflexión del trayecto del enlace, para dos valores del índice solar (R12 = 5 y R12 = 125), y para los cuatro meses de marzo, junio, septiembre y diciembre (meses extremos de las cuatro estaciones del año). En la fig. 2-33, se dan estas curvas para el enlace. Este juego de curvas permite ver facilmente, cual es el valor más elevado, fM y el valor más bajo, fm, que la MUF mediana adquiere en el curso de un ciclo de actividad solar. En la práctica, se admite que las frecuencias del juego estén comprendidas en esta gama (fm < f > Fm), a está se le define como el rango dinámico r de las MUFs medianas y está medido por el factor de forma:

$$K_{MUF} = \frac{f\ max.\ ciclo}{f\ min.\ ciclo} \text{ para } \bar{R} = 5 \text{ y } 125 \qquad (2.24)$$

Estos valores de frecuencia se leen sobre las curvas de los valores medianos de la MUF, por lo que K lleva el subíndice MUF.

El problema consiste ahora en dividir el rango dinámico r en un número n de segmentos de conformidad con una ley dada. Esto permitirá calcular el número

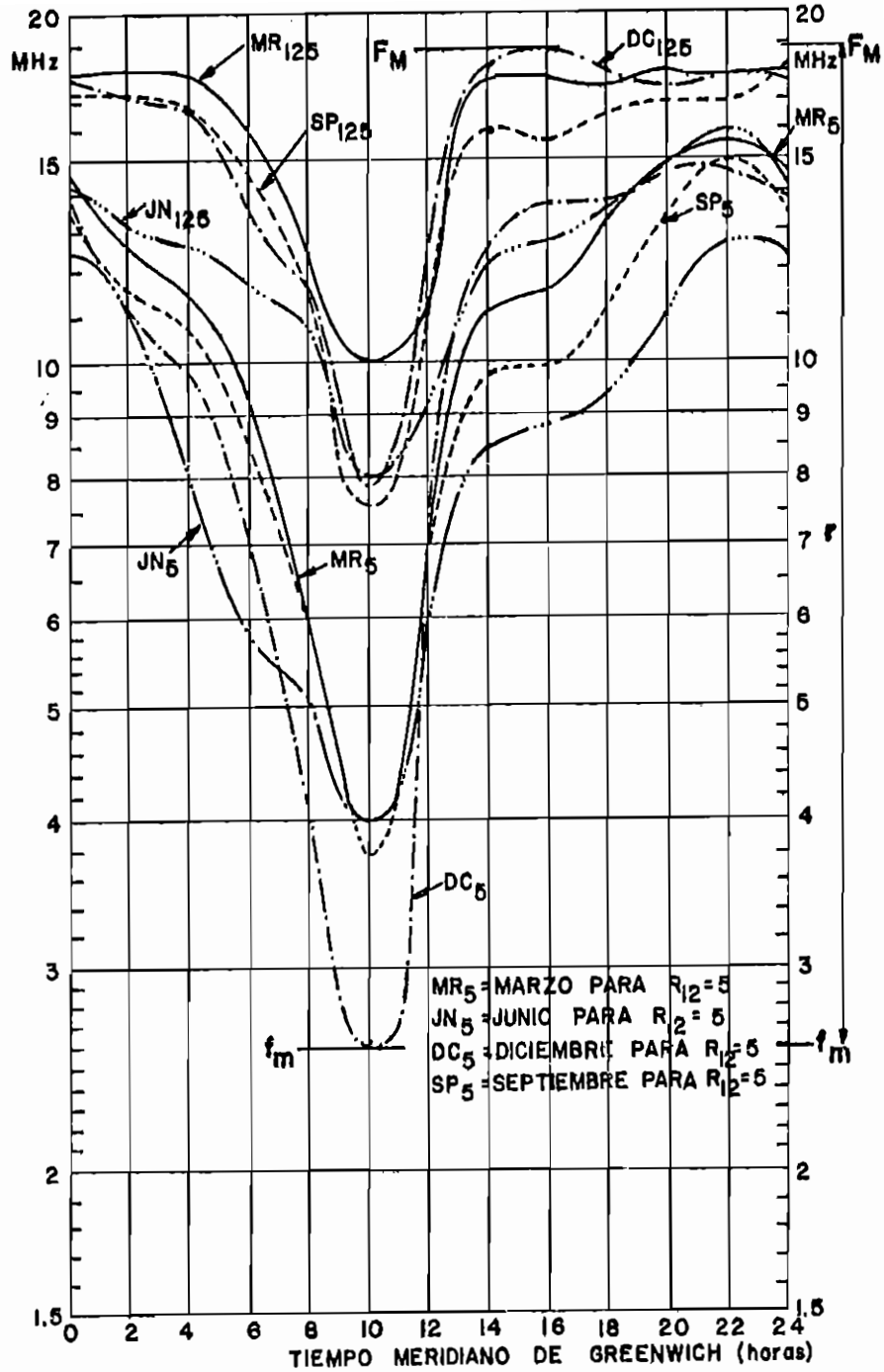


FIG. 2-33 JUEGO DE CURVAS MUF PARA EL ENLACE GUAYAQUIL-GALAPAGOS.

n de frecuencias del juego que cubrirá dicho rango - dinámico.

Definamos primeramente algunos términos, tales como:

Tiempo útil de una frecuencia.- el lapso durante el cual se considera - que la frecuencia es normalmente utilizable, dentro- de ciertos límites de probabilidad.

Factor característico del circuito (S_{MUF}).- Rela - ción entre la MUF mediana y la frecuencia a elegir, esto es:

$$S_{MUF} = \frac{\text{MUF mediana}}{\text{frecuencia a elegir}} \qquad (2.25)$$

El valor de S_{MUF} define además en cada caso, la cota superior del tiempo útil de una frecuencia, enten - diéndose por cota superior, el momento en que la MUF mediana se hace igual al producto S_{MUF}. f utilizada. La cota inferior, corresponde el momento en que la - frecuencia utilizada, se hace igual ya sea al decilo superior de la MUF, a la MUF mediana o a la FOT.

Conociendo que S_{MUF} es el factor característico del circuito, la ley de división del rango dinámico r - para la primera frecuencia del juego a elegir es:

$$f_1 = \frac{f \text{ max. ciclo}}{S_{MUF}} \qquad (2.26)$$

y sucesivamente:

$$\delta_2 = \frac{\delta_1}{S_{MUF}} = \frac{\delta\ max.\ ciclo}{S^2_{MUF}} \qquad (2.27)$$

$$\vdots \qquad\qquad \vdots \qquad\qquad \vdots$$

$$\delta_{n-1} = \frac{\delta_{n-2}}{S_{MUF}} = \frac{\delta\ max.\ ciclo}{S^{n-1}_{MUF}} \qquad (2.28)$$

$$\delta_n = \delta_{min.\ ciclo} \qquad (2.29)$$

Como se ha dicho anteriormente, la cota superior de la última frecuencia corresponde al momento en que - $S_{MUF} \cdot \delta_n$ = MUF mediana, valor que debe ser igual - también al de la frecuencia δ_{n-1} para obtener el recubrimiento total que se busca. Es decir,

$$S_{MUF} \cdot \delta_n = \delta_{n-1} = \frac{\delta_{max.\ ciclo}}{S^{n-1}_{MUF}} \qquad (2.30)$$

o bien,

$$S_{MUF} \cdot S^{n-1}_{MUF} = \frac{\delta_{MAX.\ ciclo}}{\delta_n} = \frac{\delta_{max.\ ciclo}}{\delta_{min.\ ciclo}} = K_{MUF} \qquad (2.31)$$

luego,

$$S^n_{MUF} = K_{MUF} \qquad (2.32)$$

y finalmente,

$$n_{MUF} = \frac{\log K_{MUF}}{\log S_{MUF}} \qquad (2.33)$$

es decir que, de acuerdo con el método sugerido, el número de frecuencias, cuando el cambio de una frecuencia a otra de la familia de frecuencias, se hace considerando la MUF mediana, es función del logaritmo del factor de forma y del logaritmo del factor característico del circuito.

En la fórmula (2.33), $n_{MUF} \rightarrow \infty$ para $S_{MF} \rightarrow 1$, es decir que para un conjunto dado de condiciones, la frecuencia a ser utilizada coincide en cada instante con el valor de la MUF mediana. Esta situación es sólo teórica.

El cálculo del juego de frecuencias, puede hacerse entonces, cuando el cambio de una frecuencia a otra se hace considerando la MUF mediana del circuito de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} f_1 &= \frac{f_{max.\ ciclo}}{S_{MUF}} \\ f_2 &= \frac{f_{max.\ ciclo}}{S^2_{MUF}} \\ &\vdots \\ f_{n-1} &= \frac{f_{max.\ ciclo}}{S^{(n-1)}_{MUF}} \\ f_n &= f_{min.\ ciclo_{MUF}} \end{aligned} \qquad (2.34)$$

Estas frecuencias pueden tomarse en un entorno de $\pm$ 0,5 MHz de cada valor calculado hasta los 12 MHz y de $\pm$ 1 MHz para la gama superior a los 12 MHz, cuando las mismas caigan en las bandas atribuidas por el Reglamento de Radiocomunicaciones al servicio de que se trate.

Los valores de $f_{max.\ ciclo}$ y $f_{min.\ ciclo}$, pueden determinarse a partir de las MUF medianas, correspondientes, del circuito propuesto.

La fórmula (2.33), hay que corregirla cuando sea necesario hacer el cambio de una frecuencia a otra del juego de frecuencias, considerando la FOT del circuito, es decir cuando la probabilidad de comunicación debe ser igual o mayor que el 90% de los días del mes sobre cada frecuencia del juego. A este efecto y de acuerdo con un criterio práctico, podría tomarse:

$$n_{FOT} = n_{MUF} + 2 \qquad (2.35)$$

donde n_{MUF} se calcula con la fórmula (2.33)

Para calcular el valor del factor característico del circuito correspondiente a la condición de FOT, se tendría:

$$n_{FOT} = n_{MUF} + 2 = \frac{\log K_{FOT}}{\log S_{FOT}} \qquad (2.36)$$

o bien,

$$S_{FOT} = \text{antilog} \frac{\log K_{FOT}}{(n_{MUF} + 2)} \qquad (2.37)$$

$$K_{FOT} = \frac{f \text{ max. ciclo}}{0.85 \; f \text{ min. ciclo}} \qquad (2.38)$$

puede verificarse fácilmente que,

$$S_{FOT} < S_{MUF}$$

El cálculo de las frecuencias del juego podría, en tonces, hacerse como sigue:

$$\begin{aligned} f_1 &= \frac{f_{max.\ ciclo}}{s_{FOT}} \\ f_2 &= \frac{f_{max.\ ciclo}}{s^2_{FOT}} \qquad (2.39) \\ &\vdots \\ f_{n-1} &= f_{n-S_{FOT}} = \frac{f_{max.\ ciclo}}{s^{n-1}_{FOT}} \\ f_n &= 0.85 \; f_{min.\ ciclo\ MUF} \end{aligned}$$

frecuencias que pueden tomarse en los entornos men cionados para las fórmulas (2.34) en las bandas atribuidas al servicio de que se trate por el Reglamento de Radiocomunicaciones.

A fin de particularizar el valor del factor caracte-

rístico del circuito, es necesario realizar una división de los circuitos, teniendo en cuenta los parámetros mencionados al definir dicho factor. Una primera gran división puede hacerse considerando que existen a). circuitos cuyo tipo de transmisión no es influenciado mayormente por el efecto de los trayectos múltiples de la señal y b). circuitos cuyo tipo de transmisión es influenciado por el efecto de los trayectos múltiples de la señal. En cada uno de estos grupos debe decidirse luego, la probabilidad de comunicación exigida al circuito, es decir si el cambio de una frecuencia a otra del juego de frecuencias, depende de la MUF mediana (probabilidad de comunicación por lo menos igual a 0.5) o de la FOT (probabilidad de comunicación por lo menos igual a 0.9), ya que esto implica un número diferente de frecuencias a emplear.

Para los circuitos en los cuales el efecto de los trayectos múltiples de la señal sobre el tipo de transmisión empleado no es básico, el cambio de una frecuencia a otra del juego, debe hacerse considerando la FOT del circuito; y la cota superior de cada frecuencia del juego, queda determinada por el límite 0,6 MUF mediana. Estas condiciones implican que el valor del factor característico S, debe tomarse igual a 1.7.

Para nuestro enlace, observando la fig. 2-33, tenemos que el valor máximo de la MUF mediana es 18,8 MHz y el valor mínimo es 2.6 MHz. El número de frecuencias será tres (ver sección 2.3.3.4) y el valor del factor característico S_{FOT} = 1.7, en consecuen -

cia y utilizando las fórmulas 2.39 tenemos:

$$f_1 = \frac{f_{máx.\ ciclo}}{S_{FOT}}$$

$$f_1 = \frac{18.8}{1.7} = 11.05 \text{ MHz}$$

$$f_2 = \frac{f_{max.\ ciclo}}{S^2_{FOT}}$$

$$f_2 = \frac{18.8}{1.7^2} = 6.5 \text{ MHz}$$

$$f_3 = f_{min}$$

$$f_3 = 2.6 \text{ MHz}$$

Considerando las variaciones para 2.30 tenemos:

$$f_1 = 11.05 \pm 0.5 \text{ MHz}$$

$$f_2 = 6.5 \pm 0.5 \text{ MHz}$$

$$f_3 = 2.6 \pm 0.5 \text{ MHz}$$

A fin de cubrir todas las 24 horas con frecuencias, observando las figuras 2-34 hasta 2-41, se seleccionó las siguientes frecuencias:

$$f_1 = 11.5 \text{ MHz}$$

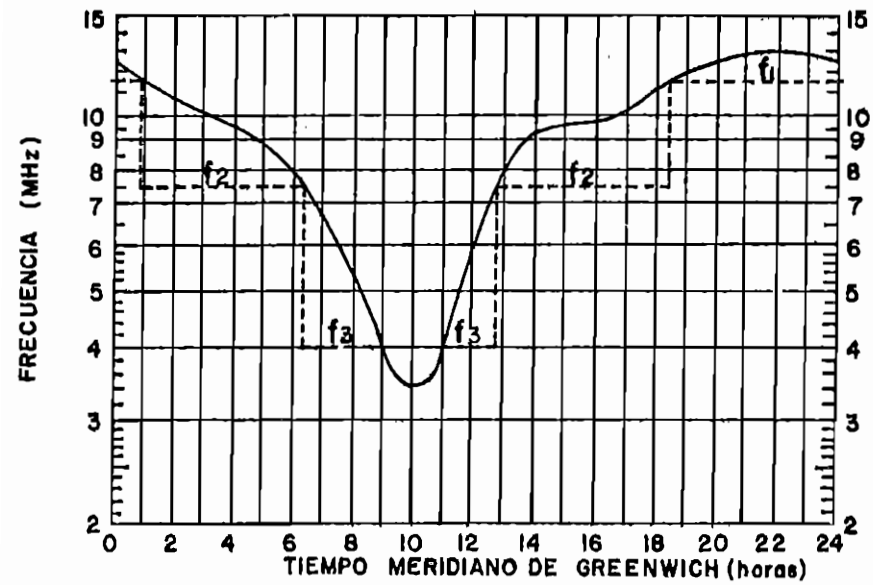


FIG. 2-34 PASO DE UNA FRECUENCIA A OTRA EN EL MES DE MARZO

PARA $R_{12} = 5$

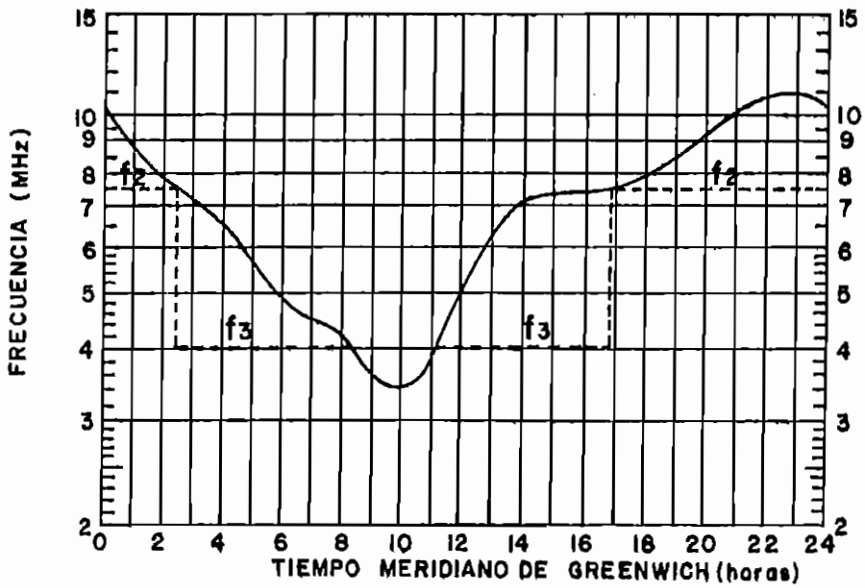


FIG. 2-35 PASO DE UNA FRECUENCIA A OTRA EN EL MES DE JUNIO

PARA $R_{12} = 5$

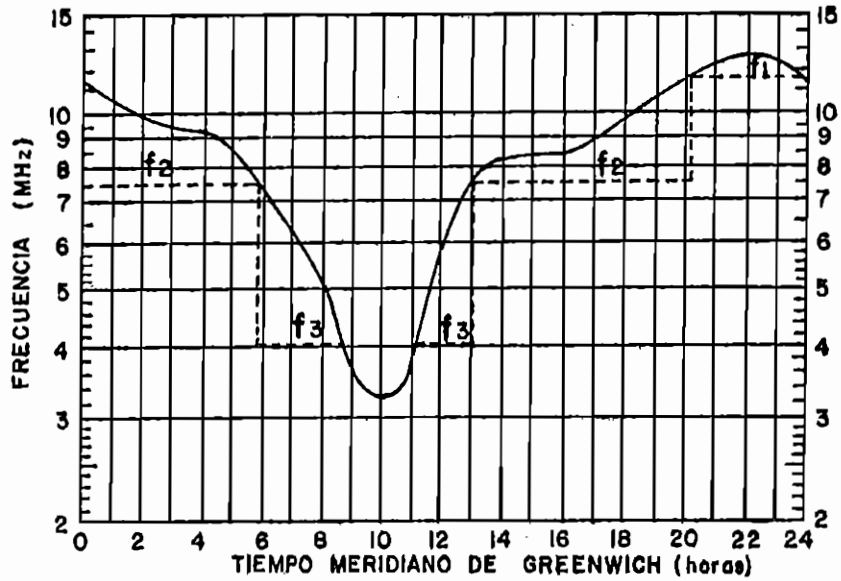


FIG. 2-36 PASO DE UNA FRECUENCIA A OTRA EN EL MES DE SEP - TIEMBRE PARA R_{12} = 5

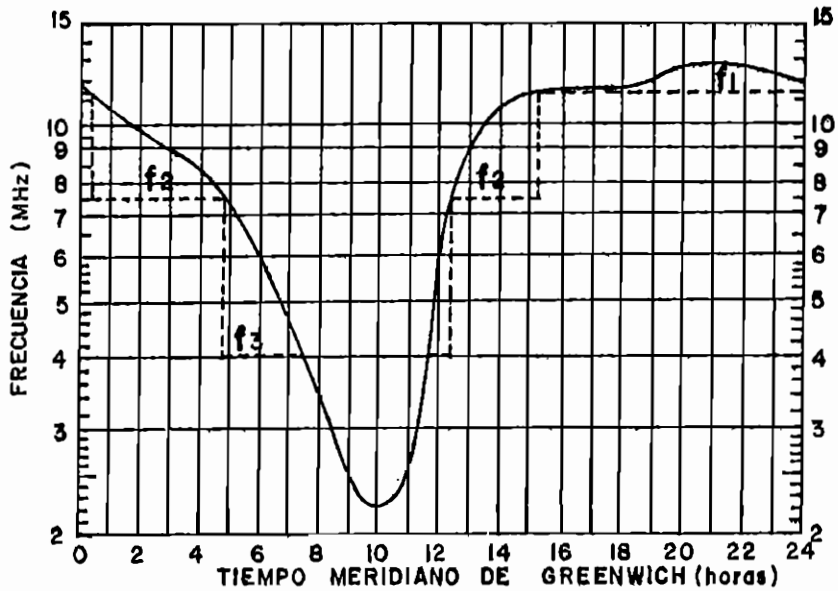


FIG. 2-37 PASO DE UNA FRECUENCIA A OTRA EN EL MES DE DI - CIEMBRE PARA R_{12} = 5

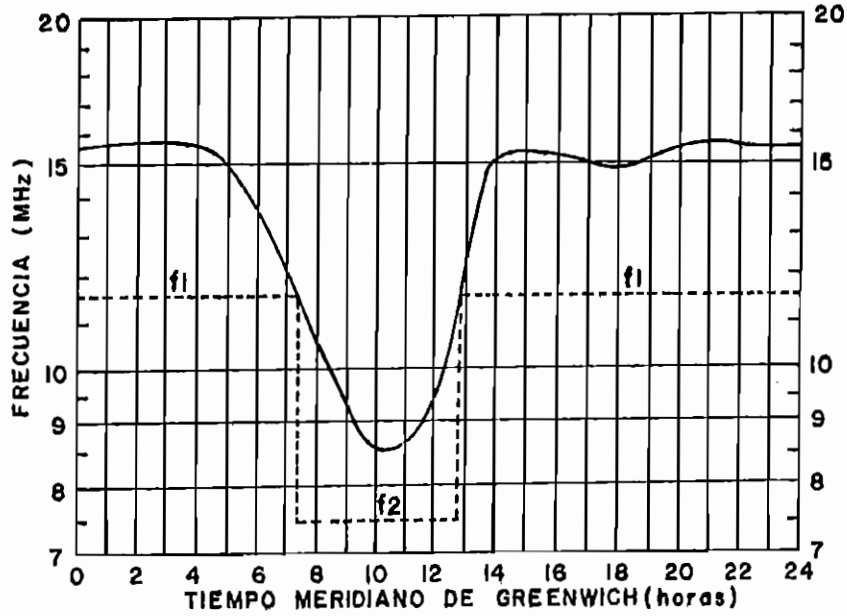


FIG. 2-38 PASO DE UNA FRECUENCIA A OTRA EN EL MES DE MARZO PARA R_{12} = 125

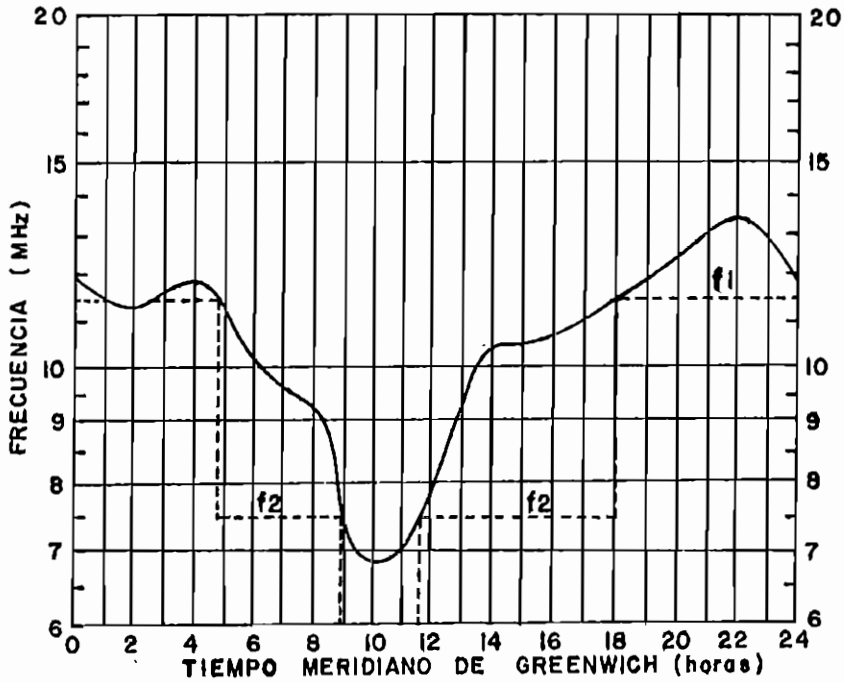


FIG. 2-39 PASO DE UNA FRECUENCIA A OTRA EN EL MES DE JUNIO PARA R_{12} = 125

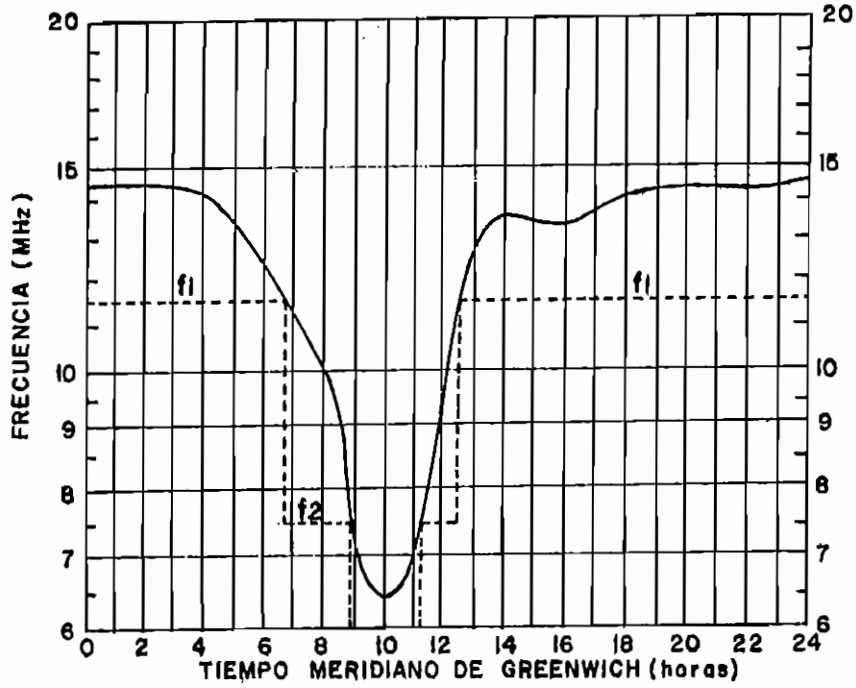


FIG. 2-40 PASO DE UNA FRECUENCIA A OTRA EN EL MES DE SEP - TIEMBRE PARA R_{12} = 125

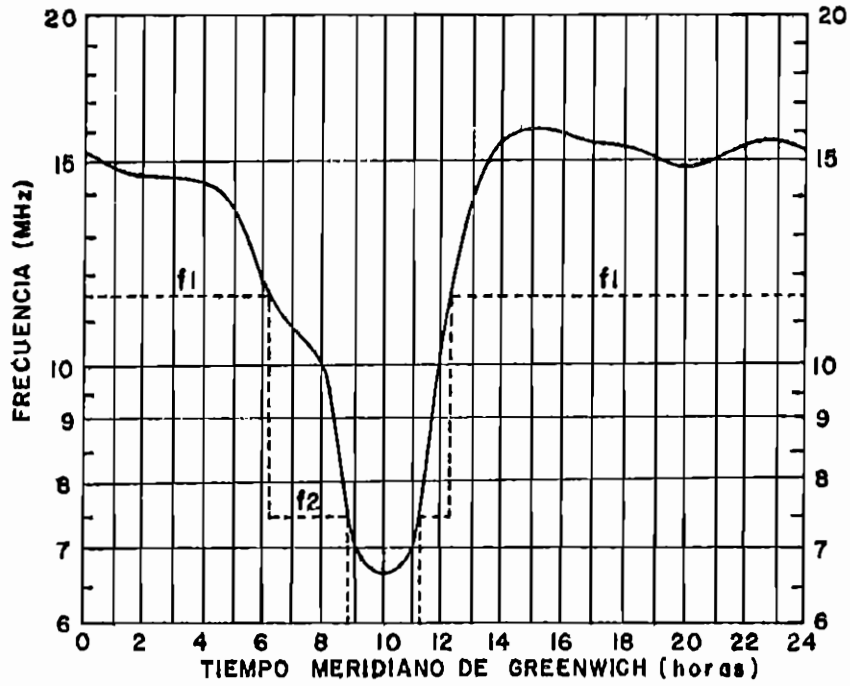


FIG. 2-41 PASO DE UNA FRECUENCIA A OTRA EN EL MES DE DI - CIEMBRE PARA R_{12} = 125

f_2 = 7.5 MHz

f_3 = 4.0 MHz

De acuerdo a lo mencionado en la sección 2.3.3.4, la frecuencia f3, debería ser igual a la frecuencia mínima fn ; si se hubiera elegido el valor de f3 = 2.6 MHz, la longitud de la antena tendría un valor práctico absurdo. Por esta razón se escogió la frecuencia f3 = 4.0 MHz.

Observando las figuras 2-34 hasta 2-41, se puede determinar facilmente que al utilizar la frecuencia - f3 = 4.0 MHz, habría algún problema cuando se tenga un valor bajo del período de actividad solar y unicamente entre las 9 y 11 horas.

El paso de una frecuencia a otra del mismo juego, se efectúa teniendo en cuenta la FOT, que es el valor - que permite una probabilidad de reflexión del 90%. - El paso de una frecuencia a otra más elevada del mismo juego, se efectúa en el momento en que el valor - creciente de la FOT, llega a ser igual al valor de - esta frecuencia más elevada del juego. El paso de - una frecuencia más elevada a otra menos elevada del mismo juego, se efectúa cuando el valor decreciente- de la FOT, llega ser igual al valor de la frecuencia, más elevada del juego. En las figuras 2-34 hasta - 2-41, se observan las horas de cambio de frecuencias, para los meses de marzo, junio, septiembre, diciembre, para R_{12} = 5 y R_{12} = 125.

En razón que los meses nombrados anteriormente, re - presentan los extremos de las cuatro estaciones del

año, en los meses de abril y mayo, se usarán las mismas frecuencias que en el mes de marzo; para julio y agosto, las frecuencias de junio; para octubre y noviembre, las de septiembre; y finalmente las frecuencias de diciembre, para los meses de enero y febrero.

2.4 CONFIABILIDAD REQUERIDA.

La confiabilidad de un circuito es definida como la fracción de días de un mes que la comunicación es útil, en una hora dada y en una frecuencia específica de operación. Se basa en valores medianos estimados mensualmente para todos los parámetros operacionales y su distribución.

El principal factor para determinar la confiabilidad de un circuito, es la relación señal/ruido, la cual esta directamente asociada con el grado de servicio. El mismo que define el tipo de comunicación deseada, como por ejemplo el porcentaje de error en la transmisión telegráfica, la inteligibilidad de la transmisión de voz o el porcentaje de observaciones de imágenes buenas en la transmisión de facsímil. Una mínima relación señal/ruido requerida, esta relacionada con el grado de servicio deseado. Esta relación se determina en términos de clases de emisión, índice de modulación, tipo de modulación, etc., e incluye los efectos de desvanecimiento, reductores de ruido, modulación óptima, técnicas de detección y esquemas de diversidad.

El método para estimar la confiabilidad de un circuito para un enlace particular, consiste de: (1) calcular la máxima frecuencia que será soportada por la ionósfera; (2) basados en las relaciones entre los componentes específicos del

sistema y el medio de propagación, calcular la distribución de la relación señal/ruido, desde las desviaciones media y estandar de la potencia de ruido.

Para determinar el nivel mínimo de señal requerido para una recepción satisfactoria, en ausencia de señales no deseadas, es necesario conocer el valor del ruido en el lugar de recepción.

2.4.1 Ruido de radio:

En todo sistema de comunicaciones el ruido es el factor importante, el cual determina si la señal es útil para la transmisión de información o no. Si todo el ruido de un sistema podría ser eliminado solamente se necesitaría una potencia de ruido infinitesimal y la amplificación en el receptor sería ilimitada. Con la presencia del ruido, hay una cantidad-límite de amplificación, debido a que tanto la señal como el ruido, son amplificados en la misma manera.- Por lo tanto, en la selección del sitio receptor es muy importante conocer el ambiente de ruido.

Aunque la recepción puede estar afectada por diversos tipos de ruido en un circuito dado, generalmente predominará un solo tipo de ruido. En general se puede dividir el ruido en dos categorías, según que se origine en el sistema de recepción o en el exterior de la antena. El ruido interno se debe a las pérdidas en la antena y en la línea de transmisión y también puede generarse en el receptor. Sus características son iguales a los del ruido térmico y en muchos casos pueden determinarse matemáticamente sus -

efectos en la recepción de la señal con un elevado - grado de precisión.

El ruido externo se puede dividir en varios tipos, - cada uno de los cuales tiene sus propias características. Los tipos de ruido más corrientes son los de orígen galáctico, atmosférico e industrial.

Ruido Galáctico.- Es el producido por fuentes extraterrestres y puede en muchos casos ser evitado, cuando es posible orientar adecuadamente las antenas. Su amplitud disminuye al aumentar la frecuencia.

Ruido Atmosférico.- Es el producido por descargas - en la atmósfera. Cubre un amplio espectro y en la mayoría de los casos es el que fija las condiciones de comunicaciones en la gama de alta frecuencia.

Ruido Industrial.- Es producido por aparatos y motores normalmente situados en la - cercanía de las antenas receptoras. Por lo general- es posible eliminarlo, mediante una adecuada ubicación de éstos, alejándolos de las fuentes que producen. Su valor comunmente disminuye con la frecuencia.

Se ha adoptado la potencia media de ruido como el parámetro universal, para comparar los datos de intensidad del ruido obtenido en diferentes puntos.

La potencia de ruido procedente de una fuente exte -

rior a la antena puede expresarse adecuadamente como un factor de ruido efectivo de antena fa, definido - por la fórmula:

$$fa = Pn / KTob = Ta / To \qquad (2.40)$$

en donde:

Pn = potencia disponible de ruido en una antena equivalente sin pérdidas (watios).

K = constante de Boltzman = 1.35×10^{-23} julios por grado Kelvin.

To = temperatura de referencia que se toma - igual a 288°K.

b = anchura de banda efectiva del ruido en - el receptor, en Hz.

Ta = temperatura efectiva de la antena en presencia de ruido externo.

La ecuación (2.40), indica dos métodos para especificar la potencia de ruido: por el factor de ruido - efectivo, o bien por la temperatura efectiva de la - antena. Se ha dado el valor de T = 288,39° K a fin de que con el valor de K indicado, $10 \log_{10} KTo$, sea igual a 204 db por debajo de 1 julio. - fa y Ta son - independientes de la anchura de banda, ya que puede suponerse que la potencia de ruido disponible de todas las fuentes es, al igual que el nivel de referencia de ruido, proporcional a la anchura de banda.

La potencia de ruido es medida en términos de la cantidad, ($Fa = 10 \log_{10} fa$), la cual es definida como la potencia de ruido efectivo externo disponible, desde una antena de bajas pérdidas, expresada en decibeles sobre KTo. Fa es por lo tanto el ruido generado en un ancho de banda unitario, por una fuente termal o una temperatura To. Asumiendo que la potencia de ruido es proporcional al ancho de Banda b (en Hz), tenemos la potencia total (Pn en decibeles sobre un watt), disponible en los terminales de la antena de bajas pérdidas es dado por:

$$Pn = Fa + B - 204 \text{ dB/W} \qquad (2.41)$$

donde:

$$B = 10 \log b$$

$$10 \log KTo = -204 \text{ dB}$$

Observar que esto se basa en la consideración que el ruido incide en toda la antena uniformemente.

La potencia de ruido en cualquier punto de la superficie de la tierra, depende de la localización geográfica, tiempo del día, estación del año, frecuencia de operación, ancho de banda, en el sistema de recepción.

Los niveles de ruido se presentan como valores medianos Fam de Fa, para los siguientes períodos de 4 horas del tiempo local, en el receptor: 00-04; 04-08; 08-12; 12-16; 16-20; 20-24.

La distribución estadística del valor individual Fa, alrededor del mediana Fam es dada por la relación decilo superior Du.

$$Du = Fau - Fam \qquad (2.42)$$

donde:

Fau = valor de Fa que excede el 10% del tiempo (en dB).

Los valores de Fam, presentados en los mapas son deducidos de los valores tomados en varias localizaciones geográficas y sobre un número de frecuencias. - De la dependencia de frecuencia de Fam un valor referencia sobre una frecuencia efectiva de 1MHZ es obtenido y trazado sobre el mapa de ruido en la Figura - 2.42a. Los datos presentados son valores uniformes y las medidas de una frecuencia específica en una localización particular, difieren del valor deducido - de las curvas. Una medida del error introducido por el procedimiento uniforme es, dada por la desviación estandar de estas diferencias σ Fam. En una manera semejante, la desviación estandar de Du, σ Du, - son medidas de la diferencia esperada entre los valores de Du obtenido desde las curvas y el valor medio. Las variaciones con la frecuencia de los parámetros de ruido arriba mencionados, están dados en - la figura 2-42b. Un conjunto completo de estos mapas pueden ser encontrados en el Informe 322 del - CCIR.

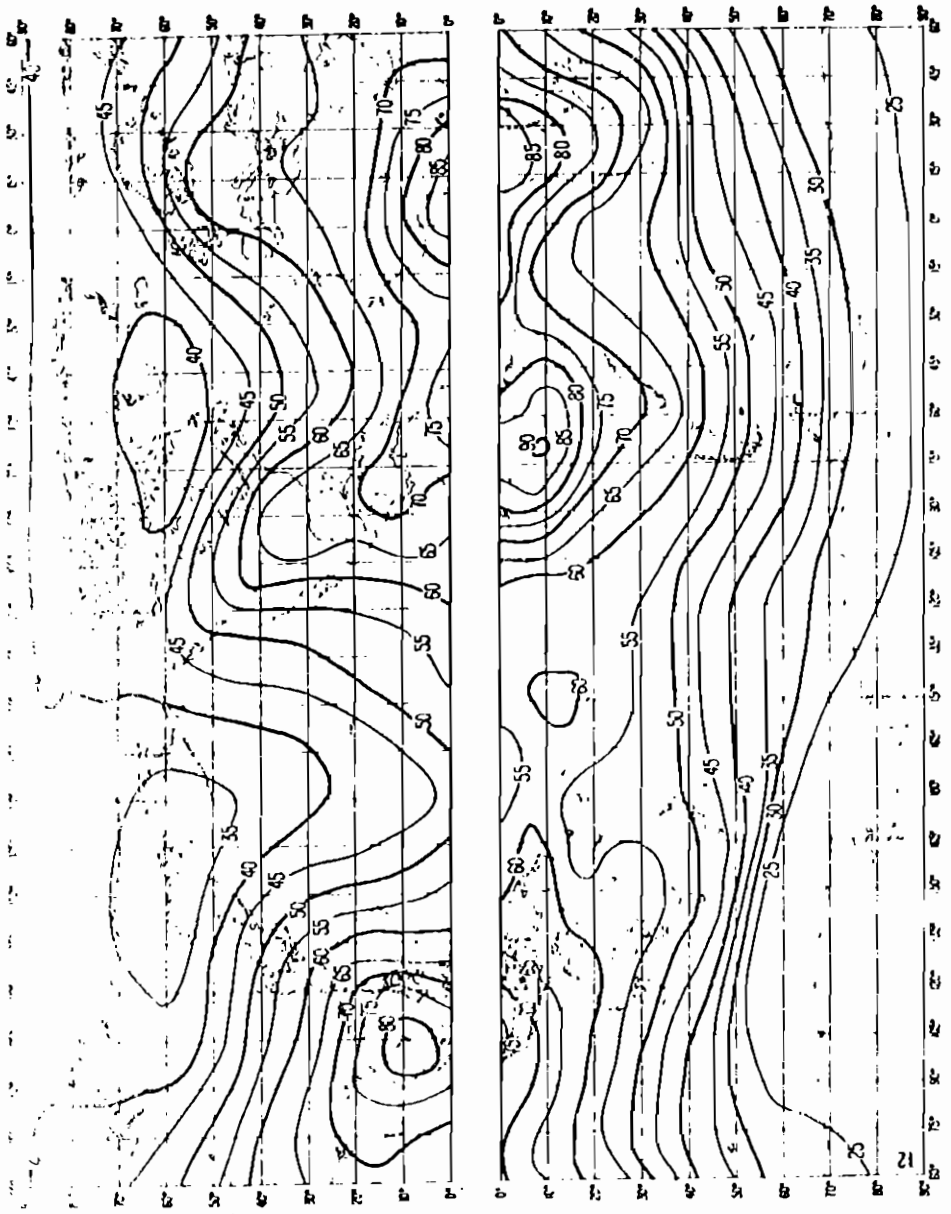


FIG. 2-42a VALORES PROBABLES DEL RUIDO ATMOSFERICO, FAM, EN dB POR ENCIMA DE KT.b EN 1 MHZ (PRIMAVERA 1600-2000 h)

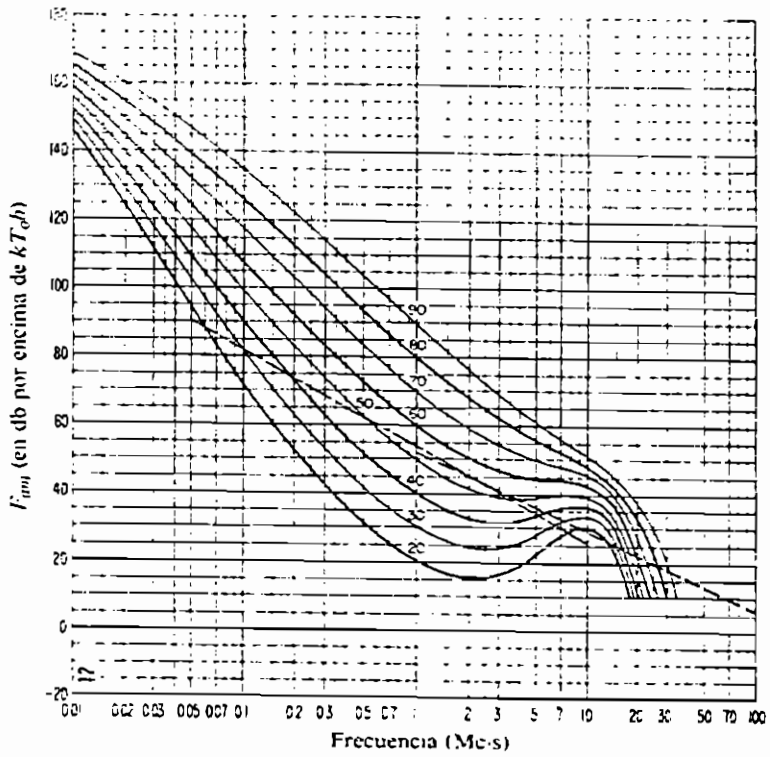


FIG. 2-42b

Variaciones del ruido radioeléctrico con la frecuencia (Primavera; 1600-2000 h.)

——— Valores probables del ruido atmosférico
—·—·— Valores probables del ruido industrial en un punto de recepción tranquilo
– – – – Valores probables del ruido galáctico

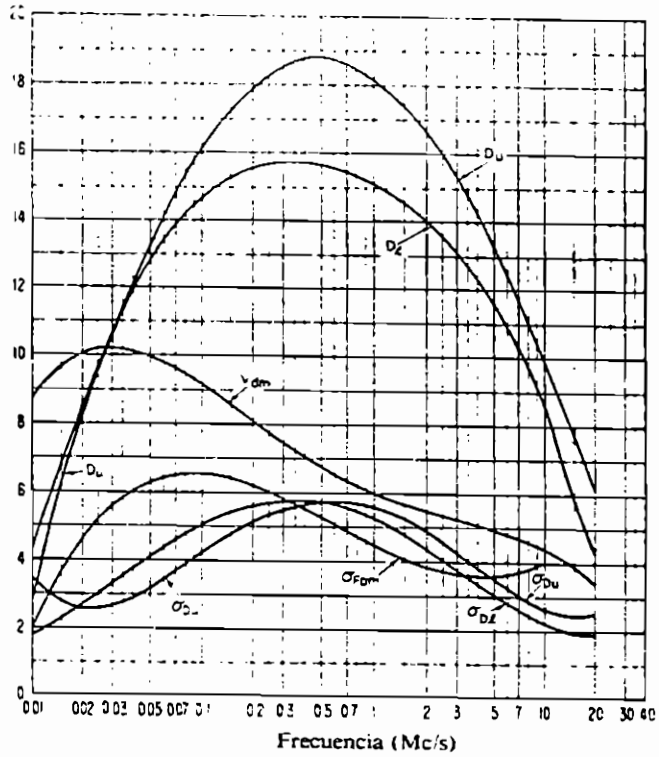


FIG. 2-42c

Datos sobre la variabilidad y el carácter del ruido (Primavera; 1600-2000 h.)

σ_{Fam} = Desviación standard de los valores de F_{am}
D_u = Relación del decilo superior al valor mediano, F_{am}
σ_{Du} = Desviación standard de los valores de D_u
D_l = Relación del valor mediano F_{am} al decilo inferior
σ_{Dl} = Desviación standard de los valores de D_l
V_{dm} = Valor probable de la desviación mediana de la tensión media (valores para una anchura de banda de 200 c/s)

2.4.2 Cálculo del ruido de radio, relación portadora/ruido requerida y potencia portadora requerida:

En esta sección describiremos un método, usando nomogramas para determinar el ruido de radio y la relación portador/ruido requerida. Como ejemplo se describen los cálculos para el mes de marzo a las 00 horas del tiempo universal y $R_{12} = 5$. En las hojas de trabajo 2 (pág. 188), se encuentran los resultados obtenidos. Como ANEXO A, se presentan los valores obtenidos para los meses de junio, septiembre y diciembre.

2.4.2.1 Determinación del ruido de radio.-

Paso 1.- Determinar las frecuencias de operación.

De la sección 2.3.4 obtener las frecuencias a usarse y anotar en el respectivo bloque de tiempo.

Paso 2.- Determinar el tiempo local en el sitio receptor.

Las 00 horas del tiempo universal, corresponde a las 18 horas del tiempo local en el sitio receptor. Completar por adiciones sucesivas de 4 horas para cada bloque de tiempo.

Paso 3.- Determinar el valor medio de la potencia de ruido Fam en 1 MHZ, sobre KTo, en dB.

Usando la figura 2-42a, valores esperados de ruido, Fam, para el mes y bloque de tiempo apropiado. Localizar las coordenadas del receptor sobre la carta apropiada y leer el valor Fam (85.0 dB) en 1 MHZ. Repetir para cada bloque de tiempo.

Paso 4.- Determinar el valor medio de la potencia de ruido Fam en la frecuencia del enlace.

Localizar el valor de Fam (85.0 dB, paso 1), sobre la línea de 1 MHZ en la fig. 2-42a y por la curva subir en frecuencia, hasta la frecuencia del enlace. Para nuestro ejemplo tenemos; 47 dB, este valor de Fam, es un valor medio, dá el nivel de ruido que excede el 50% de los días. Para encontrar el nivel que excede el 10%, es necesario encontrar el valor medio superior Fau.

Paso 5.- Determinar la relación del decilo superior Du al valor mediano, Fam.

En la fig. 2-42c, sobre la frecuencia del enlace (11.5 MHZ), encontrar D = 9.0 dB.

Paso 6.- Determinar el valor decilo superior de la potencia de ruido Fau.

De la ecuación (2.42) tenemos:

$$Fau = Du + Fam \qquad (2.43)$$

Para nuestro caso tenemos:

$Fau = 9.0\ dB + 47.0\ dB = 56.0\ dB$

Debido a la dispersión en los datos, desde los cuales Fam y Du son derivados, existen inexactitudes inherentes en los valores medios. Estas inexactitudes pueden parcialmente ser tomadas en cuenta por las desviaciones estandar σ Fam y σ Du respectivamente.

Paso 7.- Determinar la desviación estandar σ Fam del valor medio de la potencia de ruido.

En la fig.2-42c, sobre la frecuencia del enlace encontrar el valor σ Fam (4.0 dB).

Paso 8.- Determinar la desviación estandar σ Du del valor medio de la potencia de ruido rebasado durante el 10% de las horas de un bloque de tiempo, expresado en dB por encima de la mediana.

En la fig.2-42c, sobre la frecuencia del enlace, encontrar el valor σ Du (2.5 dB).

Paso 9.- Determinar la desviación estandar total σ_T. Sabiendo que $\sigma_T = \sigma_{Fam} + \sigma_{Du}$, encontrar $\sigma_T = 4.72$ dB.

Paso 10.- Determinar el valor decilo superior efectivo de la potencia de ruido Feff.

El valor decilo superior efectivo de la potencia de ruido Feff, se expresa como. - Feff = Fau + σ_T. Entonces para nuestro ejemplo tenemos Feff = 60.72 dB.

Paso 11.- Determinar el nivel efectivo de ruido para un canal de 6 KHZ.

Sustituir los valores en la ecuación 2.41 y obtener el nivel efectivo de ruido.

$$Pn = Feff + B - 204$$

$$Pn = 60.7 + 10 \log 6 \times 10^3 - 204$$

$$Pn = 60.7 + 37.8 - 204$$

$$Pn = -105.5 \text{ dB sobre 1 watt.}$$

2.4.2.2 Determinación de la relación portadora/ruido requerida y potencia portadora requerida.-

Paso 12.- Determinar el valor requerido de la relación señal RF/ruido bajo condiciones estables (sin desvanecimiento).

Este valor se encuentra en la Recomendación # 339-3 del CCIR y para nuestro ejemplo es 50 dB.

Paso 13.- Determinar la potencia portadora Pr en el receptor, del paso 10 - tenemos:

Relación requerida portadora/ruido = Pr-Pn
50 dB = Pr - Pn

$$Pr = 50\ dB + Pn$$

$$Pr = 50\ dB - 105.5\ dB$$

$$Pr = -55.5\ dB \text{ sobre } 1 \text{ watt.}$$

2.5 CALCULO DE POTENCIAS DE TRANSMISION Y GANANCIAS DE ANTENAS.

La potencia de transmisión debe estar ligada al grado de calidad que se desee obtener en el enlace radioeléctrico. Conforme a nuestras necesidades, es imprescindible que estos - enlaces nos aseguren en las comunicaciones, un alto grado - de confiabilidad; en consecuencia debe tomarse en cuenta - las interferencias mutuas de antenas, orientar la radiación a la dirección deseada y limitar la potencia radiada al mínimo necesario. Esta potencia debe ser tal que en condiciones de propagación desfavorables, se obtenga la calidad de servicio requerida por lo menos con una de las frecuencias- del juego.

Para una frecuencia dada y en un momento determinado, la potencia de transmisión necesaria puede evaluarse:

- Mediante la combinación del nivel de señal necesario y - las pérdidas del sistema;

- Mediante la determinación del nivel de señal necesario pa

ra obtener la relación señal/ruido radio eléctrico requerida;

- Mediante la determinación de la relación señal/ruido radioeléctrico requerida para asegurar una buena calidad del servicio.

Es necesario preveer un márgen de seguridad debido a las incertidumbres de los métodos de previsión ionosférica. Este márgen varía con la longitud del trayecto de transmisión y las particularidades de la Zona Geográfica en que se encuentra el punto de recepción.

2.5.1 Pérdidas de transmisión en altas frecuencias:

Un sistema de radio comunicación, consiste de un transmisor, una línea de transmisión, una antena transmisora, el medio de propagación, antena receptora, línea transmisión receptora y, finalmente un receptor. Consideramos al circuito total entre los terminales de salida del transmisor y los terminales de entrada del receptor como una "caja negra", Fig.-2-43. Si pt es la potencia en los terminales del transmisor y pr la potencia de señal disponible en los terminales del receptor, la pérdida total de potencia del sistema Ls, expresada en decibeles es dada por:

$$Ls = 10 \log \frac{pt}{pr} = -10 \log \frac{pr}{pt} \qquad (2.44)$$

Si $Pt = 10 \log pt$

$Pr = 10 \log pr$

$$Ls = Pt - Pr \quad (dB) \qquad (2.45)$$

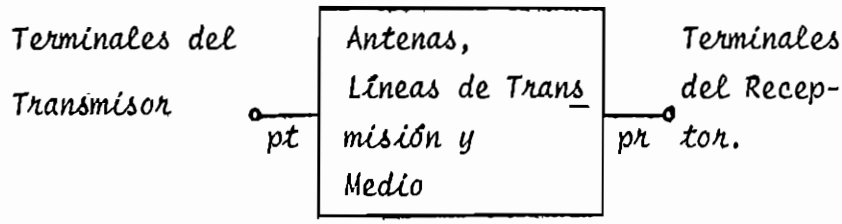


FIG. 2-43 SISTEMA DE RADIOCOMUNICACION

Definida de esta forma, la pérdida total de potencia del sistema, abarcan todas las que se producen en los circuitos de antena, es decir no sólo las de transmisión, debido a la radiación de la antena emisora y a la radiación secundaria de la antena de recepción, sino también las pérdidas en el suelo, pérdidas dieléctricas, pérdidas en la impedancia de carga de las antenas, etc.

Las pérdidas de una transmisión radioeléctrica, experimentada por una onda que se propaga por la ionósfera entre una antena de transmisión y una antena de recepción se debe casi en su totalidad a tres mecanismos. La principal pérdida es de orden geométrica y es causada por la dispersión de la energía sobre áreas progresivamente más grandes, a medida que la onda se aleja de la antena de transmisión. Esta pérdida es llamada "pérdida de transmisión básica en el espacio libre" Lb. Bajo ciertas condiciones, la segunda causa principal, es la absorción de la energía de radio por la ionósfera, "pérdida en la ionósfera" Li. Las pérdidas originadas por la reflexión de la señal en la superficie de la tierra, representan un tercer mecanismo, "pérdida por re -

flexión en la tierra" Lg.

La pérdida del sistema para un enlace particular, en circuitos de comunicaciones por altas frecuencias es dado por:

$$Ls = L_b + L_i + L_g - (G_t + G_r). \qquad (2.46)$$

donde:

Lb = pérdida básica esperada de transmisión en el espacio libre, entre antenas isotrópicas ideales, transmisoras y receptoras, sin pérdidas en el espacio libre.

Li = pérdidas debidas a la absorción ionosférica.

Lg = pérdidas debidas a la reflexión en el suelo.

Gt = ganancia de potencia de la antena transmisora relativa a una antena isotrópica en el espacio libre.

Gr = ganancia de potencia de la antena receptora relativa a una antena isotrópica en el espacio libre.

Gt y Gr, están en la dirección del trayecto de propagación e incluyen todas las pérdidas de antena de modo que Gt + Gr, es la ganancia de la antena por trayecto.

Los valores de Gt y Gr son necesarios para cualquier

ángulo de elevación y dirección azimutal.

Llamando: $L_{enlace} = Lb + Li + Lg$ (2.47)

Y : $L_A = Gt + Gr$ (2.48)

La ecuación (2.37) se convierte en:

$$Ls = L_{enlace} - L_A \quad (2.49)$$

2.5.1.1 Pérdida de transmisión básica en el espacio libre Lb.-

Las pérdidas en el espacio libre provienen de la dispersión geométrica de la energía, a medida que la onda de radio se aleja del transmisor. (Fig. 2-44), la cual presenta un grupo de cuatro rayos originados desde un transmisor y reflejados en la ionósfera. Asumimos que toda la energía radiada en el grupo, permanece constante. La densidad de energía en el receptor es reducida desde el valor en el área de referencia por un factor proporcional al área de la sección transversal en el receptor.

En propagación ionosférica, el incremento de la sección tranversal del grupo de rayos depende de las propiedades físicas de la ionósfera y la geometría del camino de propagación.

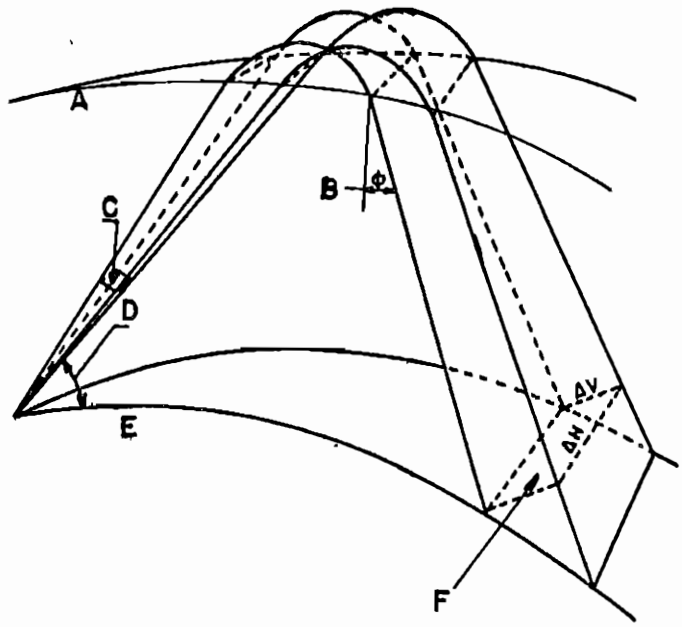


FIG. 2-44 DISPERSION GEOMETRICA DE LA ENERGIA DE UNA ONDA DE RADIO.

A : PARTE INFERIOR DE LA IONOSFERA

B : ANGULO DE INCIDENCIA

C : SECCION TRANSVERSAL DE REFERENCIA

D : ANGULO DE SALIDA

E : TIERRA

F : SECCION TRANSVERSAL EN EL RECEPTOR

Estas pérdidas pueden calcularse usando el nomograma de la Fig. 2-45, en el cual las pérdidas han sido combinadas con la frecuencia característica de un radiador isotrópico.

2.5.1.2 Pérdidas ionosféricas. Li.-

La absorción de energía es la segunda causa de pérdidas en la propagación de la onda radioeléctrica por la ionósfera. Para propósitos de cálculos, es conveniente distinguir entre dos tipos de absorción: con desviación y sin desviación.

Como la onda radioeléctrica se propaga en la ionósfera, el vector de campo eléctrico de la onda, produce una fuerza sobre los electrones libres que se encuentran en la ionósfera. Si no hay interacción entre los electrones y las otras partículas, el electrón acelerado libera la energía adicional, recibida en forma de ondas esféricas radiantes de la misma frecuencia que la onda original. El vector eléctrico original y los vectores eléctricos de las pequeñas ondas esférica determinan el campo eléctrico total en una localización dada. Este mecanismo también determina el índice de refracción de la ionósfera en el mismo punto. La resultante del vector de campo eléctrico, deberá ser de igual magnitud al vector de campo incidente.- Si el electrón durante su aceleración choca contra una molécula neutra, tendrá menos e-

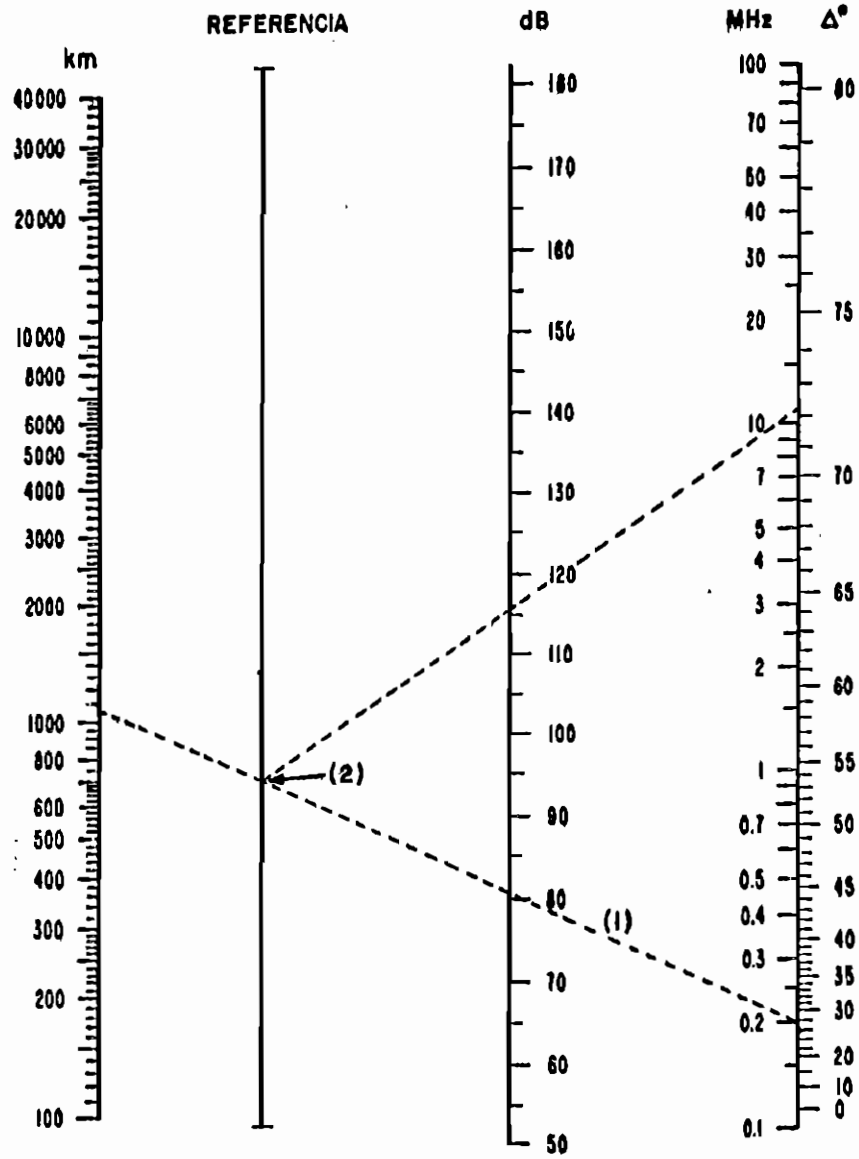


FIG. 2-45 NOMOGRAMA PARA DETERMINAR LAS PERDIDAS DE TRANSMISION DEBIDO A LA ATENUACION POR - DISTANCIA.

nergía para producir las pequeñas ondas esféricas. Consecuentemente, la intensidad de campo eléctrico resultante disminuye y, la energía de radio incidente es atenuada o absorbida a través de este proceso de colisiones.

Un electrón puede también colisionarse con iones (positivos o negativos) con la correspondiente pérdida de energía.

En la región D de la ionósfera, la densidad de partículas neutras, es considerablemente más grande que la densidad de iones positivos, la mayor parte de las pérdidas de energía de radio, es por lo tanto causada por la colisión entre electrónes y moléculas. Además en la región D, el índice refractivo de la ionósfera es cercano al valor del índice refractivo en el espacio libre (unidad), lo cual significa que la onda de radio no es refractada o desviada de su trayectoria. Este proceso de pérdida de energía es llamada la absorción sin desviación.

En las capas E y F, la pérdida de energía se debe principalmente a las colisiones entre electrones e iones positivos a pesar del predominio de moléculas neutras. La razón es que la fuerza entre un electrón y un ión, acoplado con la disminución de la densidad de moléculas neutras, es suficiente para alterar los mecanismos de pérdida de energía. Además en estas regiones el índice refractivo

es generalmente menor que la unidad y la onda de radio es refractada (o desviada) considerablemente. Por lo tanto el término "absorción con desviación", es usado normalmente para indicar las pérdidas de energía en las regiones E y F de la ionósfera.

En la región D, la absorción sin desviación es el mecanismo de absorción predominante en altas frecuencias, excepto para frecuencias cercanas a la frecuencia crítica de la capa.

La absorción ionosférica Li, depende de varios parámetros, tales como número de manchas solares, ángulo del zenit solar, estación, frecuencia de operación, girofrecuencia y ángulo de radiación. La dependencia con el ángulo del zenit solar X y el número de manchas solares R puede ser expresado, con un suficiente grado de exactitud, en términos del índice de absorción I por la formula:

$$I = (1 + 0.0037R)\ (\cos 0.881X)^{1.3} \qquad (2.50)$$

Esta ecuación es introducida en el nomograma de la Fig. 2-29, desde la cual I puede ser el obtenido para valores de X y R.

La dependencia de frecuencia con la longitud del enlace se puede observar en la Fig. 2-46, en la cual la girofrecuencia fh, puede ser obtenida para cualquier localización geográfica de la Fig. 2-24. Conociendo el ángulo de radiación y el índice de absorción, trazar

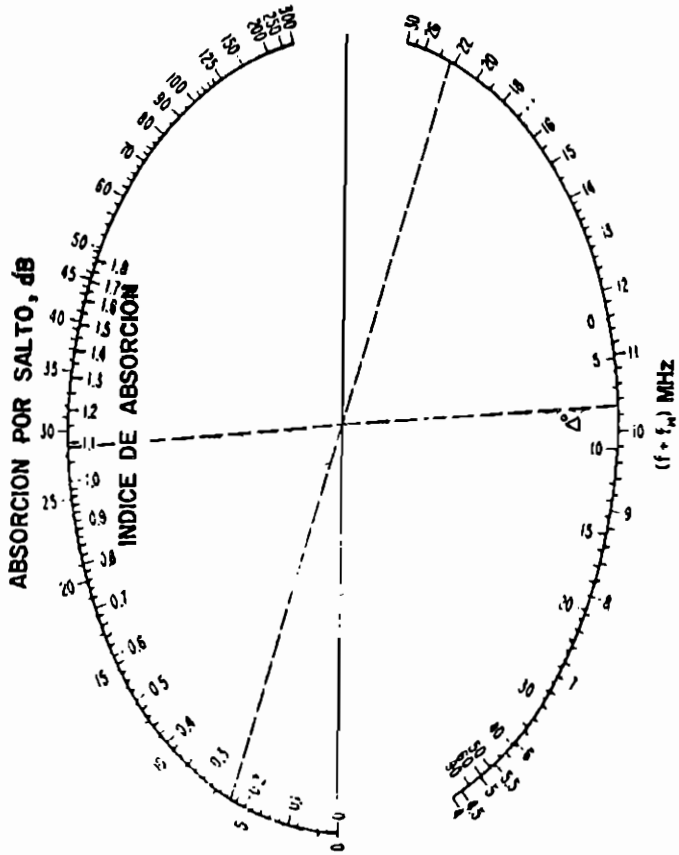


FIG. 2-46 NOMOGRAMA PARA OBTENER LA ABSORCION IONOSFERICA POR SALTO.

una línea interceptando a la línea del centro. Esta intersección dá un punto de referencia. Con el punto de referencia efectiva (f + fh) dá la absorción por salto (en decibeles).

2.5.1.3 Pérdidas de reflexión terrestre. Lg.-

La tercera causa de pérdida de energía de radio para propagación por saltos múltiples se debe a la reflexión en la superficie de la tierra. Asumimos que las ondas ionosféricas están polarizadas aleatoriamente y que la energía radioelectrica está distribuida por igual entre los campos polarizados horizontal y verticalmente.

Estas pérdidas dependen de la conductividad de la tierra y del ángulo de elevación de la radiación incidente. Las pérdidas para una buena superficie conductora (por ejemplo agua de mar) son menores que para tierra de mala superficie conductora tales como

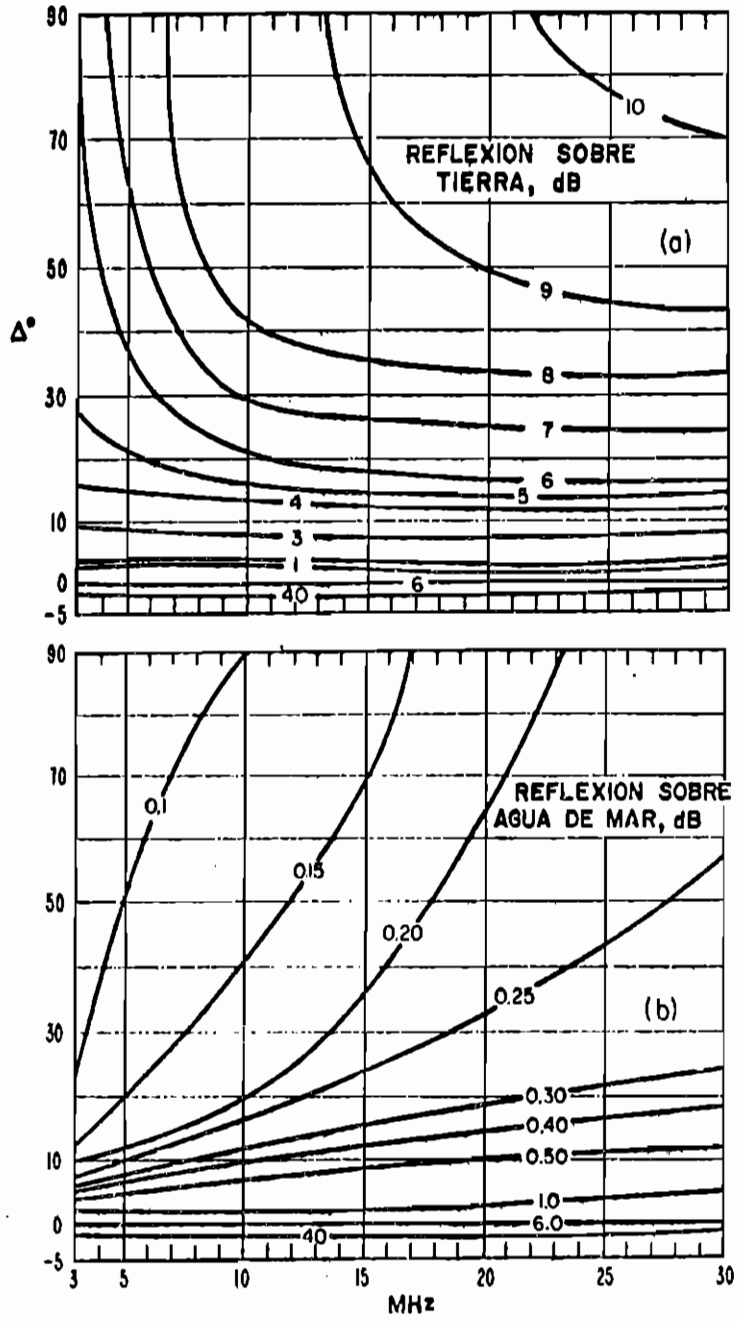


FIG. 2-47 NOMOGRAMAS PARA OBTENER LAS PERDIDAS POR REFLEXION TERRESTRE.

rocas o desiertos. Para dos tipos de superficie el valor de Lg (en decibeles) puede ser obtenido, conociendo la frecuencia de la onda y el ángulo de radiación Δ, utilizando las figuras 2.47a y 2.47b.

2.5.1.4 Ganancia de antenas.-

Para determinar las pérdidas del sistema, es necesario conocer las ganancias de las antenas transmisoras y receptoras en el apropiado ángulo de radiación. Esta información solamente puede ser obtenida de la geometría de las antenas.

2.5.2 Determinación de las pérdidas de transmisión:

En esta sección calcularemos las pérdidas de transmisión, usando nomogramas para el enlace en el mes de marzo a las 00 horas del tiempo universal y $R_{12} = 5$.

En las hojas de trabajo 2, se encuentran los resultados obtenidos en el calculo.

Paso 14.- Determinar el ángulo de radiación (F2) para la capa F2.

Usar la fig. 2-48, con la altura de la capa F2 y la distancia del círculo máximo (hoja de trabajo 1), determinar el ángulo de radiación. $\Delta = 27°$

Repetir para todos los bloques de tiempo.

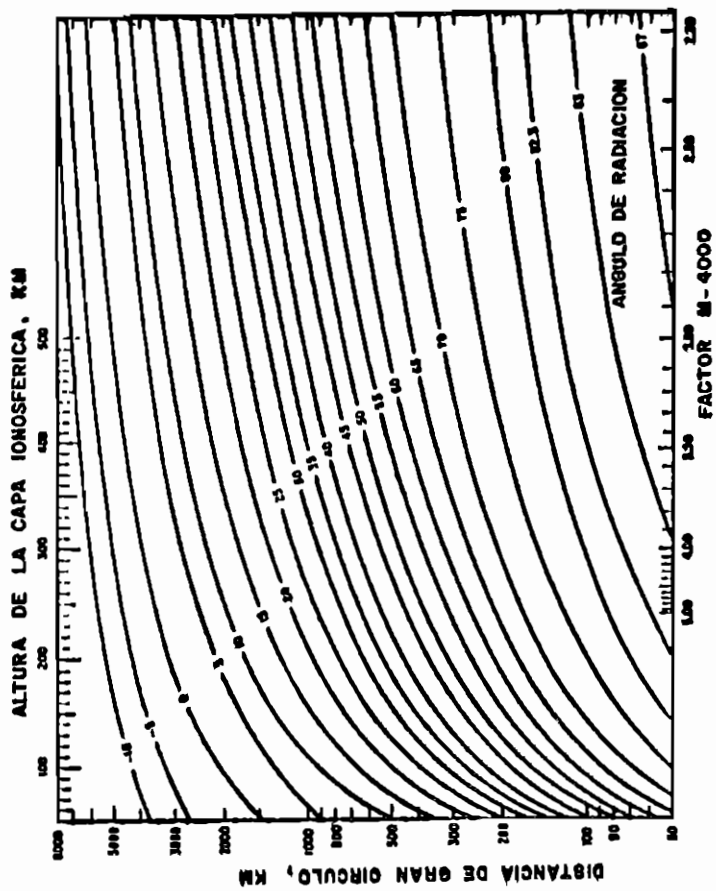


FIG. 2-48 NOMOGRAMA PARA DETERMINAR EL ANGULO DE RADIACION COMO FUNCION DE LA DISTANCIA DE GRAN CIRCULO Y - LA ALTURA DE LA CAPA IONOSFERICA.

Paso 15.- Determinar las pérdidas de transmisión básica L_b.

Usar la fig. 2-45, nomograma para determinar las pérdidas de transmisión básica L_b. Señalar la distancia del enlace y el ángulo de radiación en las respectivas escalas. Unir estos puntos con una recta y marcar la referencia (1). Usando este punto y la referencia trazar una línea recta y leer las pérdidas en el punto (2). Para una distancia de círculo máximo de 1088.5 km., en ángulo de radiación $\Delta = 27°$ y una frecuencia de 11.5 MHz las pérdidas de transmisión, debido a la atenuación por distancia es 116.0 dB. Repetir para todos los bloques de tiempo.

Paso 16.- Determinar las pérdidas ionosféricas por salto Li.

Usar la figura 2-46, nomograma de absorción ionosférica para obtener las pérdidas por reflexión en la ionósfera. Señalar el índice de absorción (I) y el ángulo de radiación (Δ). Unir estos puntos con una línea recta, esta corta a la línea central en el punto (1). Usando este punto y la frecuencia asignada más la girofrecuencia, determinar la absorción Li. Para nuestro ejemplo I = 1.42 y $\Delta = 27°$, la absorción de la onda Li es 8.2 dB. Cuando la frecuencia asignada es 11.5 MHz y la girofrecuencia 0.9 MHz. Repetir para cada bloque.

Paso 17.- Calcular el valor total de pérdidas del enlace L_{enlace}.

Con la fórmula (2.47), sumar las pérdidas de transmisión básica L_b (paso 15), pérdidas ionosféricas L_i - (paso 16).

$$L_{enlace} = L_b + L_i$$

$$L_{enlace} = 116.0 + 8.2$$

$$L_{enlace} = 124.2 \ d_B$$

Paso 18.- Anotar la potencia de transmisión.

Para nuestro caso, usaremos un transmisor de 5 Kw - (37.0 dB). Se ha llegado a determinar esta potencia - luego de realizar varias interaciones.

Paso 19.- Calcular la ganancia requerida de antenas La (dB).

De la ecuación (2-45), la potencia del transmisor P_t es:

$$P_t = P_r + L_s \qquad (2.51)$$

De la ecuación (2.49):

$$L_s = L_{enlace} - L_a$$

Reemplazando en (2.51) tenemos:

$$P_t = P_r + L_{enlace} - L_a \qquad (2.52)$$

Entonces:

$$L_a = P_r + L_{enlace} - P_t \qquad (2.53)$$

Para nuestro ejemplo tenemos:

$$La = -55.5 \text{ dB} + 124.2 \text{ dB} - 37 \text{ dB}$$

$$La = 31.7 \text{ dB}$$

Esta ganancia debe dividirse para dos, puesto que hay que considerar la ganancia de las antenas de transmisión y la ganancia de la antena de recepción.

HOJA DE TRABAJO 2

PREDICCIONES DE PROPAGACION HF - DETERMINACION DE RUIDO - POTENCIA - GANANCIA

DISTANCIA DEL ENLACE: 1090 Km. ENLACE DE: GALAPAGOS A: GUAYAQUIL.

NUMERO DE MANCHAS SOLARES: 5 PREDICCIONES PARA: MARZO

PASOS	PARAMETROS	TIEMPO					
		00TU	04TU	08TU	12TU	16TU	20TU
	DETERMINACION DEL RUIDO DE RADIO						
1	FRECUENCIA DE OPERACION	11.5	7.5	4.0	4.0	7.5	11.5
2	TIEMPO LOCAL EN EL RECEPTOR	19:00	23:00	03:00	07:00	11:00	15:00
3	POTENCIA DE RUIDO Fam EN 1 MHz SOBRE KT_o (dB)	85.0	90.0	90.0	80.0	64.0	68.0
4	POTENCIA DE RUIDO Fam EN FRECUENCIA DEL ENLACE (dB)	47.0	56.0	68.0	62.0	35.0	37.0
5	RELACION DECILO SUPERIOR Du VALOR MEDIANO Fam (dB)	9.0	6.0	7.6	12.0	9.0	10.0
6	DECILO SUPERIOR DE LA POTENCIA DE RUIDO Fau (dB)	56.0	62.0	75.6	74.0	44.0	47.0
7	DESVIACION ESTANDAR σ Fam (dB)	4.0	3.7	3.4	3.0	4.0	5.0
8	DESVIACION ESTANDAR σ Du (dB)	2.5	2.0	2.1	2.8	3.2	3.7
9	DESVIACION ESTANDAR TOTAL σ T (dB)	4.7	4.2	4.0	4.1	5.1	6.2
10	DECILO SUPERIOR EFECTIVO Fefe (dB)	60.7	66.2	79.6	78.1	49.1	53.2
11	NIVEL EFECTIVO DE RUIDO PARA 9MHz (dB)	-105.5	-100.0	-86.6	-88.1	-117.1	-113.0
	DETERMINACION DE LA POTENCIA PORTADORA						
12	VALOR REQUERIDO RELACION SENAL/RUIDO (dB)	50.0	50.0	50.0	50.0	50.0	50.0
13	POTENCIA PORTADORA REQUERIDA (dB)	-55.5	-50.0	-36.6	-38.1	-67.1	-63.0
	DETERMINACION DE LAS PERDIDAS - GANANCIAS DE ANTENAS						
14	ANGULO DE RADIACION Δ(F2) PARA LA CAPA F2	27°	22°	24°	22°	22°	25°
15	PERDIDAS DE TRANSMISION BASICA Lb (dB)	116.0	11.0	106.0	106.0	111.0	116.0
16	PERDIDAS IONOSFERICAS POR SALTO Li (dB)	8.2	8.0	0.0	0.0	0.0	6.3
17	TOTAL DE PERDIDAS DEL ENLACE (dB)	124.2	119.2	106.1	106.1	111.2	122.5
18	POTENCIA DE TRANSMISION (dB)	37.0	37.0	37.0	37.0	37.0	37.0
19	GANANCIA REQUERIDA DE ANTENAS (dB)	31.7	32.2	32.5	31.0	7.1	22.5

C A P I T U L O I I I

DISEÑO DE LAS ANTENAS

3.1 INTRODUCCION.

La antena es un circuito oscilante abierto, destinado a radiar energía radioeléctrica en la transmisión o captarla en la recepción. Las antenas desempañan un papel fundamental en los sistemas de telecomunicaciones, puesto que aseguran las interconexiones entre los elementos de los circuitos electrónicos y el medio que transmite la energía radioeléctrica. Los transmisores y los receptores no están conectados directamente con las antenas, por lo general se encuentran separadas; entonces es necesario considerar líneas de alimentación, dispositivos de adaptación y equilibrio.

Para mantener una buena confiabilidad en los sistemas de comunicación de altas frecuencias, es necesario una selección, diseño, localización, orientación, instalación y utilización apropiadas de los sistemas de antenas transmisoras y receptoras.

El enlace considerado está dentro de las radiocomunicaciones del servicio fijo, en consecuencia la información se radía y recibe desde una sola dirección. Por esta razón se necesita para este enlace, antenas direccionales.

Por lo tanto, para establecer un circuito seguro entre las estaciones por medio de la ionósfera, es necesario que las antenas radíen o capten un máximo de energía en la dirección deseada. Para elegir el tipo de antena, es necesario considerar las intensidades de campo requeridas para la clase de

emisión, el ángulo de elevación y la potencia de transmisión disponible.

El valor máximo de energía recibida, puede alcanzarse únicamente cuando el ángulo de elevación del diagrama de radiación coincide, para frecuencia de transmisión, con el ángulo de incidencia en el lado de recepción que proporciona la mayor energía, de acuerdo a las condiciones de propagación. Para distancias cortas son ventajosos ángulos de elevación grandes y para distancias grandes, los ángulos de elevación son pequeños. Cuando mayor es el agrupamiento del haz de una antena transmisora, mayor será la intensidad de campo que se produce en el lugar de recepción. Si la antena receptora tiene la misma estructura y la misma característica direccional de la antena transmisora, captará también un máximo de energía de la radiación entrante y aplicará de esta manera, la mayor tensión posible a la entrada del receptor. De estas consideraciones observamos que las antenas de transmisión y de recepción, no se distinguen fundamentalmente.

3.2 TEORIA BASICA DE LAS ANTENAS.

3.2.1 Propiedades generales de las antenas:

Todas las antenas producen radiación por el flujo de corrientes alternas en los conductores. La antena práctica más elemental, es el DIPOLO CORTO. Esta antena es pequeña en términos de longitud de onda, pero no es de longitud infinitesimal. Tiene dos brazos con corrientes uniformes en fase en cada brazo.- Asumiendo que el dipolo está localizado simétricamente sobre el eje Z de un sistema de coordenadas esfé-

ricas (Fig. 3.1), los campos de radiación producidos por esta antena, están dados por las fórmulas si - guientes:

$$E = \frac{j60\pi I \operatorname{sen}\theta}{d} \cdot \frac{\ell}{\lambda} \exp j \left(wt - \frac{2\pi d}{\lambda}\right) \text{volts/metro} \tag{3.1}$$

$$H = \frac{jI \operatorname{sen}\theta}{2d} \cdot \frac{\ell}{\lambda} \exp j \left(wt - \frac{2\pi d}{\lambda}\right) \text{amperios/metro} \tag{3.2}$$

donde:

E = Intensidad de campo eléctrico en voltios/- metro.

H = Intensidad de campo magnético en amperios/ metro.

I = Corriente del dipolo en amperios

d = Distancia desde el dipolo en metros.

λ = Longitud de onda en metros.

ℓ = Longitud del dipolo en metros.

ϕ = Angulo entre el eje Z y la línea en la - cual d es medida.

θ = Angulo entre el eje Z y la línea en la - cual d es medida.

j = (-1) 1/2, indica que los campos están en -

cuadratura con el elemento corriente.

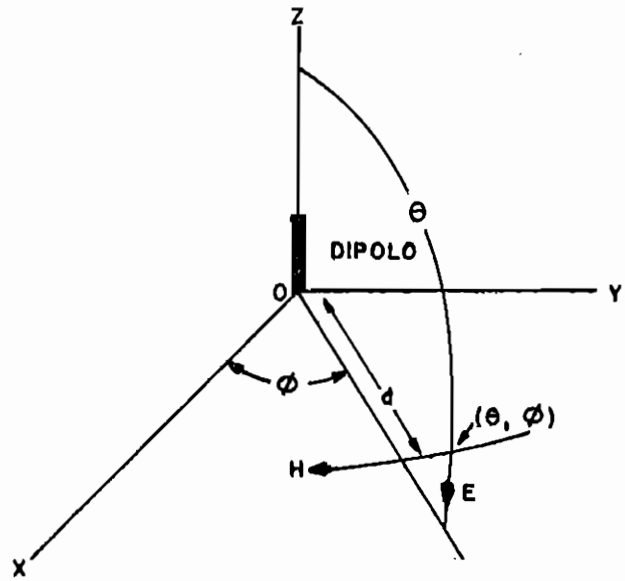


FIG. 3-1 DIPOLO SOBRE EL EJE Z DE UN SISTEMA DE COORDENADAS ESFERICAS.

Las antenas más complejas pueden subdividirse en segmentos suficientemente pequeños y considerarse como, compuestos de dipolos infinitesimales. El patrón de radiación de estas antenas puede ser determinado por un sumatorio de los campos de todos los dipolos infinitesimales que forman la antena.

Este sumatorio debe considerar la amplitud de campo, la orientación del segmento con respecto a la dirección de sumatorio y el tiempo de fase del campo. De la fórmula de la antena lineal, sin considerar su longitud, se deduce que no radía campo en la dirección del eje conductor.

En la distribución de corriente a lo largo de los conductores de la antena hay que considerar dos clases: la distribución de onda estacionaria y la dis

tribución de onda viajera. La distribución de onda estacionaria es similar a la distribución de corriente que existe en una línea de transmisión de circuito abierto, en la cual la corriente es cero en el terminal abierto de la línea y sinusoidal a lo largo de la longitud de la línea, teniendo fase uniforme a través de cada media longitud de onda y fase invertida 180° en cada nudo de corriente.

La distribución de la onda viajera corresponde a la distribución de corriente encontrada a lo largo de una línea de transmisión acoplada., en la cual la corriente tiene amplitud uniforme a través de la línea pero la fase cambia continuamente en una relación de 2 radianes por longitud de onda.

Ninguna de las dos distribuciones de corriente de una antena de longitud física fija, dará patrones de radiación independientes de la frecuencia, porque la longitud eléctrica de una antena es función de la frecuencia, haciendo de esta manera el vector adición de elementos de campo de la antena también variable con la frecuencia.

Las antenas Log-periódicas, tienen coracterísticas independientes de la frecuencia, debido a que la región activa de la antena es eléctricamente idéntica en cada frecuencia.

La impedancia de entrada de las antenas con distribución de corriente de onda viajera, es relativamente constante sobre amplias bandas de frecuencia, en cambio la impedancia de entrada de una antena con distribución de corriente de onda estacionaria, de-

pende de la frecuencia.

La componente resistiva de la impedancia de antenas aisladas, se debe a la potencia de radiación de la antena y a la presencia de las pérdidas resistivas en ésta. La componente reactiva es el resultado de la energía almacenada en el campo cerca a la antena y que cíclicamente retorna al generador. Además de estas componentes de impedancia, otras componentes resistivas y reactivas pueden estar presentes, si hay otros conductores junto a la antena. Estas últimas componentes, resultan de la interacción de campos producidos por la corriente de antena y las corrientes inducidas en los otros conductores.

En general para antenas aisladas, el acoplamiento de éstas con otros conductores, se evita dando una adecuada separación entre estos conductores y la antena. Este acoplamiento puede dar como resultado un patrón de radiación distorsionado y un cambio en la impedancia de entrada a la antena. En arreglos de antenas de elementos similares, el acoplamiento mutuo existente entre éstos y los efectos, deben ser considerados en el diseño de la antena. La impedancia mutua entre conductores de antena es función de la longitud, espaciamiento y orientación de los conductores.

3.2.2 Patrón de radiación:

El patrón de radiación de campo de las antenas es -

determinado por el vector suma de la contribución de campos de todos los elementos de la antena. Por lo tanto, para derivar un patrón de radiación, es necesario conocer la magnitud y fase de las corrientes de antena y el arreglo geométrico de sus conductores.

El patrón de radiación de todas las antenas, es modificado a causa de la reflexión de energía en la tierra. El efecto de reflexión terrestre para antenas polarizadas horizontalmente puede ser encontrado usando fórmulas relativamente simples, puesto que la reflexión terrestre, es aproximadamente igual a la reflexión en un conductor perfecto. El patrón de radiación también puede ser variado arreglando elementos similares.

El patrón de radiación es trazado convencionalmente de dos formas. En un caso es llamado patrón de campo, en este la amplitud del patrón es proporcional al valor del campo electrico o magnético producido por la antena. El segundo método de representación es el patrón de potencia en el cual la amplitud del patrón es proporcional a la densidad de potencia radiada por la antena. Esta última presentación es la más usada.

Una cantidad determinada por el patrón de radiación de una antena es la directividad, definida como la relación de la máxima densidad de potencia radiada sobre el promedio de densidad de potencia radiada por la antena.

3.2.2 Polarización:

La polarización de la radiación de una antena es producida porque la dirección del flujo de corriente, es una cantidad vectorial para la cual la orientación espacial de los campos eléctricos y magneticos están relacionados. Las antenas lineales en el espacio libre porducen ondas linealmente polarizadas con el vector de campo eléctrico en un plano paralelo y pasando a través del eje del elemento radiante. Las antenas que contienen elementos radiantes con diferente orientación espacial y fase de tiempo producen ondas elípticamente polarizadas.

Mucho de los efectos ópticos experimentados en la polarización de la luz también ocurren entre dos antenas que tienen diferente polarización cuando el medio, tal como el espacio libre entre las antenas, no afecta a la polarización. Una antena lineal usada para recepción, capta más energía de otra antena transmisora que tiene la misma polarización y no recibe nada si la antena transmisora está polarizada a 90° de la primera.

Para propagación ionosférica en altas frecuencias, la señal recibida es generalmente de polarización elíptica aún cuando la antena transmisora produzca polarización lineal. Esto se debe al efecto del campo magnético de la tierra en las capas ionizadas

el cual divide la señal linealmente polarizada en - onda ordinaria y extraordinaria. Las dos ondas viajan en diferentes velocidades y experimentan diferentes rotaciones de polarización. La señal resultante recibida es elípticamente polarizada.

3.2.4 Impedancia:

La impedancia de una antena depende de varios factores, entre los cuales están la resistencia de radiación, el campo reactivo almacenado, las pérdidas del conductor de la antena y los efectos de acoplamientos de impedancias de conductores cercanos. Para antenas simples tales como dipolos, la integración del patrón de potencia sobre una superficie esférica dará una cantidad llamada la resistencia de radiación, la cual aparece como el factor multiplicador, de la corriente de antena al cuadrado, en la integral del patrón de potencia. La resistencia de radiación es una cantidad obtenida de la impedancia de antena, la cual puede ser medida por un puente de radiofrecuencia localizado en los terminales de la corriente de referencia de la antena.

La impedancia de antena medida de esta manera contendrá: la resistencia de radiación, un término resistivo proporcional a las pérdidas del conductor y si la antena está cerca de otros objetos conductores, - una componente que representa una interacción entre la antena y los conductores cercanos. Esta última - componente puede ser una resistencia positiva o negativa y generalmente también tendrá una componente - reactiva.

El campo reactivo almacenado de una antena depende del diámetro y la forma física de la misma. El campo almacenado representa la energía que fluye en ésta y luego retorna al generador durante cada ciclo.

Cuando los elementos de ondas estacionarias son arreglados para producir antenas de más alta ganancia, el ancho de banda se reduce debido al efecto adverso de impedancias entre los elementos.

Los efectos de impedancia mutua entre los elementos de la antena y la reactancia de la antena, depende de la geometría y espaciamiento del elemento y de la interacción entre elementos y la antena cerca al campo.

3.2.5 Ganancia y directividad:

La ganancia de una antena es definida como la relación de la máxima densidad de potencia radiada por la antena, sobre la máxima densidad de potencia radiada por una antena de referencia cuando ambas tienen igual potencia de entrada. La directividad de una antena, la cual es algunas veces confundida con la ganancia de antena, es la relación de máxima densidad de potencia radiada por la antena. La diferencia entre estos dos términos es que la ganancia toma en cuenta las pérdidas de la antena, mientras que la di

rectividad no. Como todas las antenas tienen pérdi - das, la directividad de una antena siempre será mayor que la ganancia de la misma. La directividad puede - ser obtenida del patrón de radiación de una antena, - excepto para un tipo de antenas simples, es general - mente difícil por medio de las fórmulas de integra - ción matemática y, es calculado por gráficos o méto - dos numéricos. Una rápida aproximación para calcular la directividad de una antena es asumir que toda la - potencia radiada está contenida dentro de un rectángu lo tangente a los 3 db del contorno del lóbulo princi pal. El área de este rectángulo en grados cuadrados- es $\phi 1 . \theta 1$, donde $\phi 1$ es el ancho del Haz en el plano .H y $\theta 1$, es el ancho del Haz en el plano E. La directi- vidad f (d) es luego:

$$f\ (d) = 10 \log \frac{41.253}{\phi_1\ \theta_1}\ db \qquad (3.3)$$

Donde 41,253 es el número de grados cuadrados en una- esfera. Esta aproximación es mejor para antenas con - lóbulo lateral de bajo nivel. Excepto para patrones - de antenas poco comunes con lóbulo lateral de nivel - más alto que el normal; la aproximación da valores de directividad 2 db más grande que la directividad ver- dadera.

Para obtener la ganancia de una antena particular es- necesario comparar con la ganancia de una antena de - referencia, la antena de referencia más conveniente - es un dipolo de media longitud de onda. Esta antena- puede ser fácilmente construida, eregida y es a menu do usada como antena de referencia haciendo medidas - patrones de una antena instalada. El dipolo de me - dia onda es localizado a la misma altura que la ante- na a ser medida y comparando contínuamente el patrón

de ésta con el dipolo patrón. Esta antena tiene una directividad y ganancia 1.64 veces (2.15 db) más grande que una antena isotrópica, la cual radia potencia igualmente en todas las direcciones.

3.2.6 Efectos de la tierra:

El patrón de radiación en el espacio libre y la impedancia de una antena, son modificados cuando la antena está localizada cerca a la superficie de la tierra. El cambio de impedancia es pequeño cuando la antena se encuentra a una longitud de onda sobre la tierra incrementando conforme la altura es reducida. La tierra se asemeja a un dieléctrico en medias y altas frecuencias, la localización de la antena cerca de la tierra, puede incrementar las pérdidas considerablemente, al menos que se usen alambres tierra o redes conductivas para reducir la resistencia terrestre. Las antenas verticales son a menudo localizadas con el punto de alimentación de la antena en la superficie terrestre, requieren un sistema de alambres radiales terrestres, extendidos desde la antena a una distancia suficiente para dar un camino de retorno de baja resistencia para las corrientes producidas por los campos de inducción. Para antenas verticales cortas, la longitud radial debería ser aproximadamente igual a la longitud dividida por 2 ; para antenas más grandes, la longitud es aproximadamente igual a la altura de la antena. En resumen, cerca de la base de la antena, donde los campos son intensos un tipo de red terrestre es de uso fundamental. Para antenas de radiodifusión verticales de media frecuencia, donde la eficiencia y la impedancia-

característica deben ser estables se usa una red conductiva terrestre y 120 alambres igualmente espaciados. Las antenas horizontales son generalmente montadas en un cuarto de longitud de onda sobre la tierra y no requieren tratamiento terrestre para reducción de pérdidas.

En resumen la presencia de la tierra causa un cambio en la impedancia de la antena. Este cambio se debe a la interacción entre el campo de la antena y los campos de las corrientes terrestres. El cambio de impedancia puede ser calculado representando el efecto de la tierra por una antena imagen idéntica a la antena real y localizada bajo la tierra tan lejos como la antena real está sobre ella (Fig. 3.2). La antena imagen tienen la misma amplitud de corriente como la antena real.

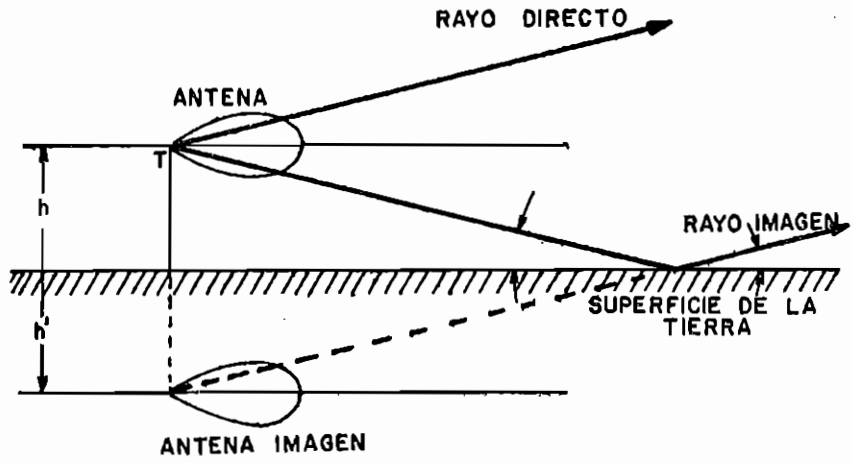


FIG. 3-2 EFECTO DE LA TIERRA EN LA IMPEDANCIA DE LA ANTENA.

La dirección del flujo de corriente es opuesta a la-de la antena real para polarización horizontal y en-la misma dirección para la polarización vertical. - La impedancia de la antena puede ser calculada como-sigue:

$$Zg = Za \pm Zm \qquad (3.4)$$

donde:

Zg es la impedancia de la antena sobre la tierra.

Za es la impedancia de la antena en el espacio-libre.

Zm es la impedancia mutua entre la antena y la antena imagen.

El signo + es usado para polarización vertical y el-signo - para la polarización horizontal. Las variaciones de la impedancia de antena como una función - de la altura son ilustradas en la fig. 3.3.

La energía reflejada en la tierra combinada con la - radiación directa de una antena, modifica el pa - trón de radiación en el espacio libre. La magnitud-de la corriente de la antena imagen es igual a la - magnitud de la corriente de la antena real multiplicada por la amplitud del coeficiente de reflexión terrestre. La fase de la corriente imagen es retrasada de la fase de corriente de la antena real por la-fase del coeficiente de reflexión. Una diferencia - adicional de fase entre el campo directo y el reflejado, se debe a la diferencia entre las longitudes -

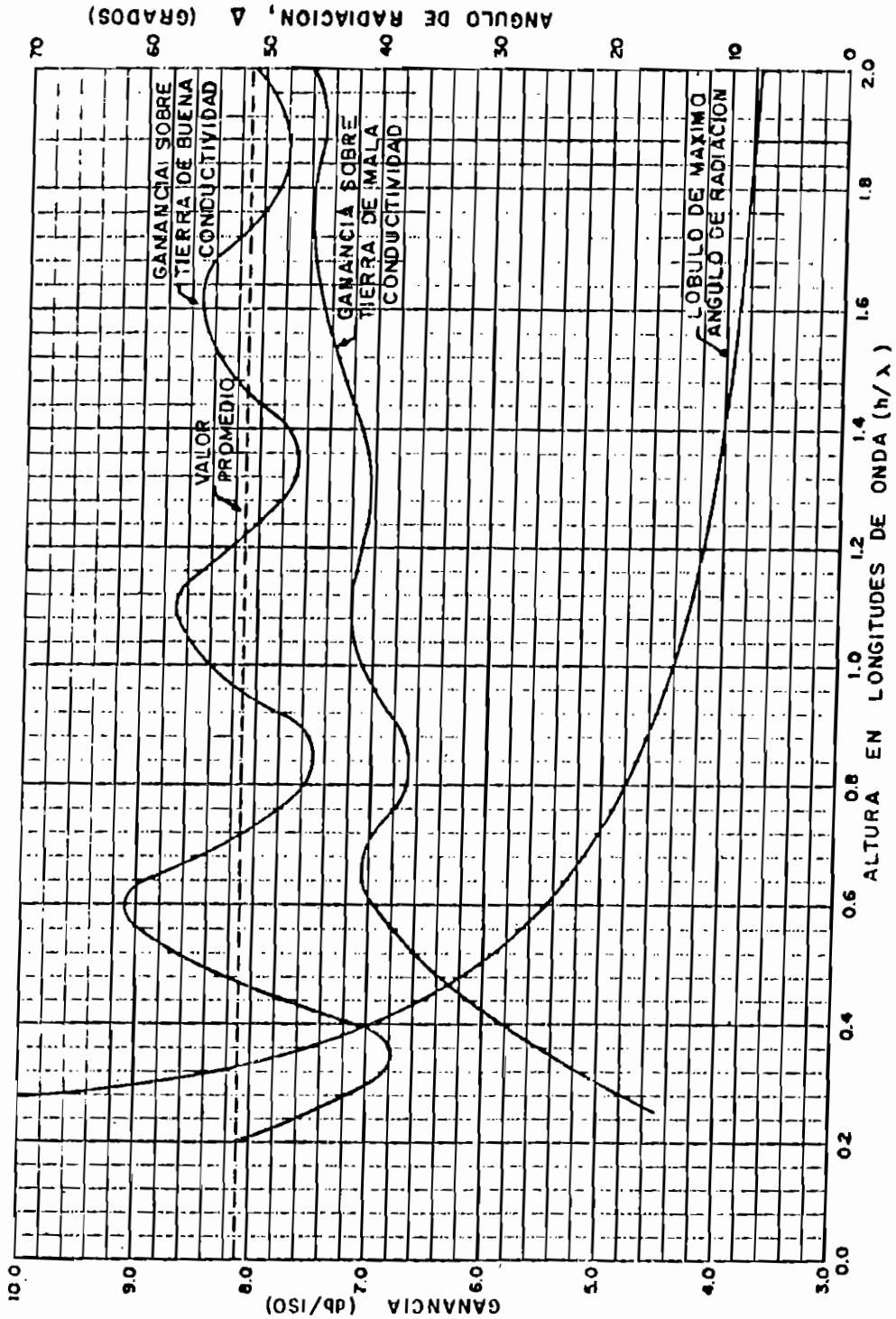


FIG. 3.3 GANANCIA Y ANGULO DE RADIACION DE UN DIPOLO HORIZONTAL DE MEDIA ONDA.

del camino (Fig. 3-2). El patrón de radiación vertical de una antena sobre la tierra es dado por la siguiente expresión:

$$E_{\Delta} = E_{\Delta fs} + E_{-\Delta fs} \; Re^{-j\left(P + 4\pi \frac{h}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta\right)} \tag{3.5}$$

donde $E_{\Delta fs}$ y $E_{-\Delta fs}$, son las respuestas del patrón de radiación del espacio libre en Δ y $-\Delta$.

R y P son la amplitud y el ángulo del coeficiente de reflexión terrestre, h es la altura de la antena sobre la tierra.

λ es la longitud de onda en las mismas unidades de h.

Δ es el ángulo de elevación sobre la superficie de la tierra.

R y P dependen de la polarización de la onda incidente sobre la tierra. En el caso del patrón de radiación vertical en el espacio libre y simétrico a un plano horizontal, $E_{\Delta fs}$ y $E_{-\Delta fs}$ son iguales y la ecuación (3.5) se reduce a lo siguiente:

$$E_{\Delta} = E_{\Delta fs} \left[1 + Re^{-j\left(P + 4\pi \frac{h}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta\right)}\right] \tag{3.6}$$

Un número de antenas comunes tales como dipolos hori

zontales yagis, rómbicas y V tienen tales patrones y la ecuación (3.6), es aplicable.

Cuando el vector eléctrico está en el plano de incidencia, la polarización es horizontal. El coeficiente de reflexión para las dos polarizaciones es:

$$R \angle P \text{ vertical} = \frac{(\epsilon r - j60\sigma\lambda)\operatorname{sen}\Delta - (\epsilon r - \cos^2\Delta - j60\sigma\lambda)^{1/2}}{(\epsilon r - j60\sigma\lambda)\operatorname{sen}\Delta + (\epsilon r - \cos^2\Delta - j60\sigma\lambda)^{1/2}} \qquad (3.7)$$

$$R \angle P \text{ horizontal} = \frac{\operatorname{sen}\Delta - (\epsilon r - \cos^2\Delta - j60\sigma\lambda)1/2}{\operatorname{sen}\Delta + (\epsilon r - \cos^2\Delta - j60\sigma\lambda)1/2} \qquad (3.8)$$

donde:

ϵr = constante dieléctrica de la tierra relativa al espacio libre como la unidad.

σ = conductancia de la tierra en mhos/metro.

λ = longitud de onda en metros.

Δ = ángulo de elevación sobre la superficie de la tierra.

Para condiciones promedio, el coeficiente de reflexión en altas frecuencias se comporta en la siguiente manera. Para polarización horizontal la fase del

coeficiente de reflexión es 180° en la incidencia tangencial y cercanamente 180° para todos los ángulos. - La amplitud del coeficiente de reflexión es la unidad de ángulos bajos de elevación y decrece suavemente a 0.6 en 90° de elevación. Para polarización vertical, la fase del coeficiente de reflexión varía - desde 180° en la incidencia tangencial a casi 0° en ángulos altos de elevación. La amplitud es la unidad en la incidencia tangencial y tiene un mínimo de unos pocos décimos en el ángulo de elevación en el - cual la desviación de fase es 90° (seudo-ángulo Brewster) y luego incrementa lentamente a la misma amplitud como la polarización horizontal cuando el ángulo de elevación es igual a 90° (figuras 3-4 y 3-5).

Entonces el lóbulo de radiación principal, de las antenas usadas para propagación ionosférica en altas - frecuencias, generalmente está localizado en ángulos de elevación de menos de 30°, los patrones de radiación de antenas polarizadas horizontalmente, pueden-ser encontrados, con pequeños errores para el lóbulo de radiación principal asumiendo que el coeficiente-de reflexión terrestre tiene una amplitud igual a la unidad y una fase de 180°. Con esta simplificación-la ecuación (3.6), se transforma en:

$$E_{\Delta} = 2E_{\Delta fs} \operatorname{sen}\left(2\pi \frac{h}{\lambda} \operatorname{sen} \Delta\right) \qquad (3.9)$$

Y representa el patrón de radiación de una antena - con polarización horizontal, la ecuación (3.9) es aplicable únicamente para las antenas que tienen patrones-verticales en el espacio libre simétricos con respec

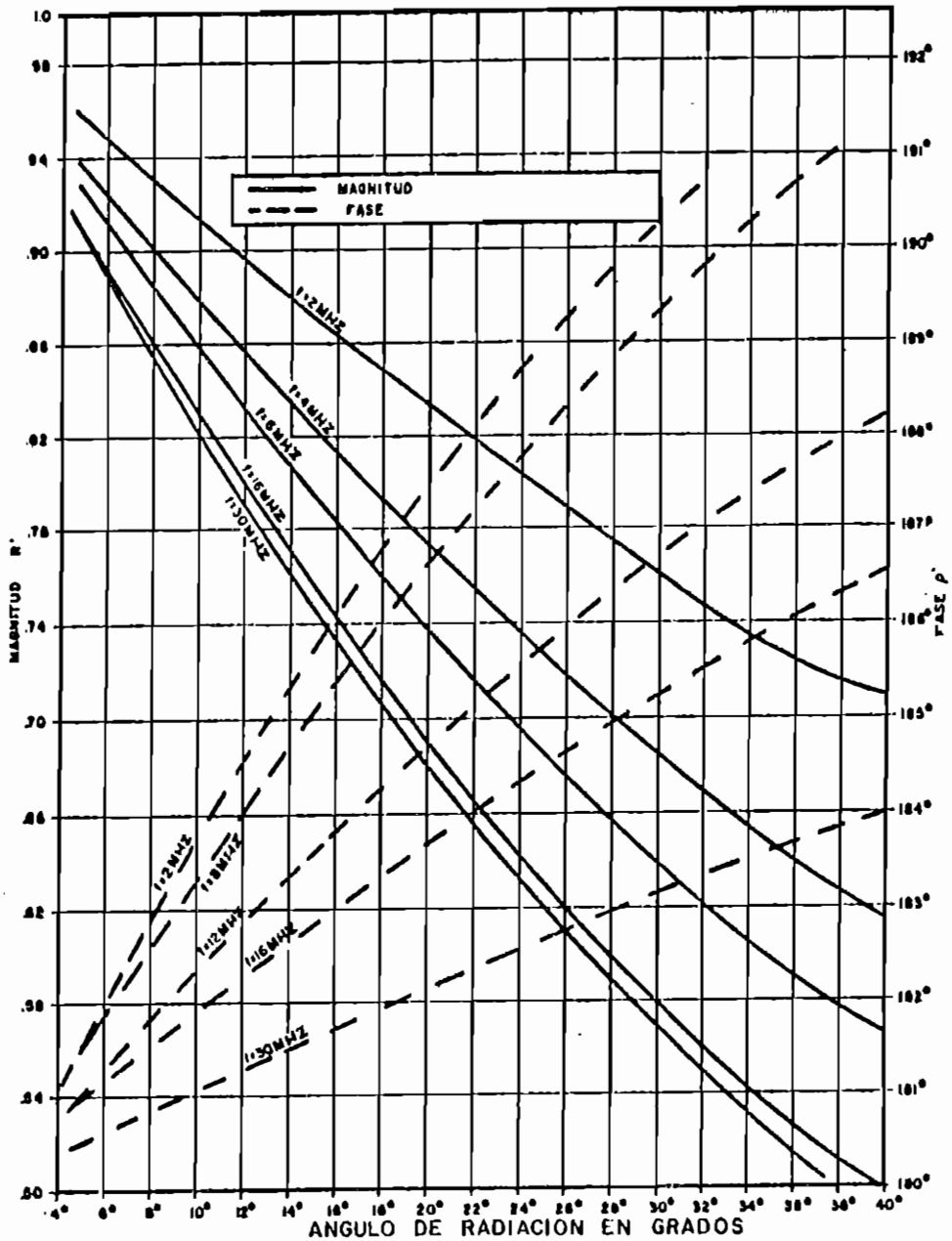


FIG. 3.4 AMPLITUD Y FASE DEL COEFICIENTE DE REFLEXION VS ANGULO DE RADIACION EN VARIAS FRECUENCIAS POLARIZACION HORIZONTAL.

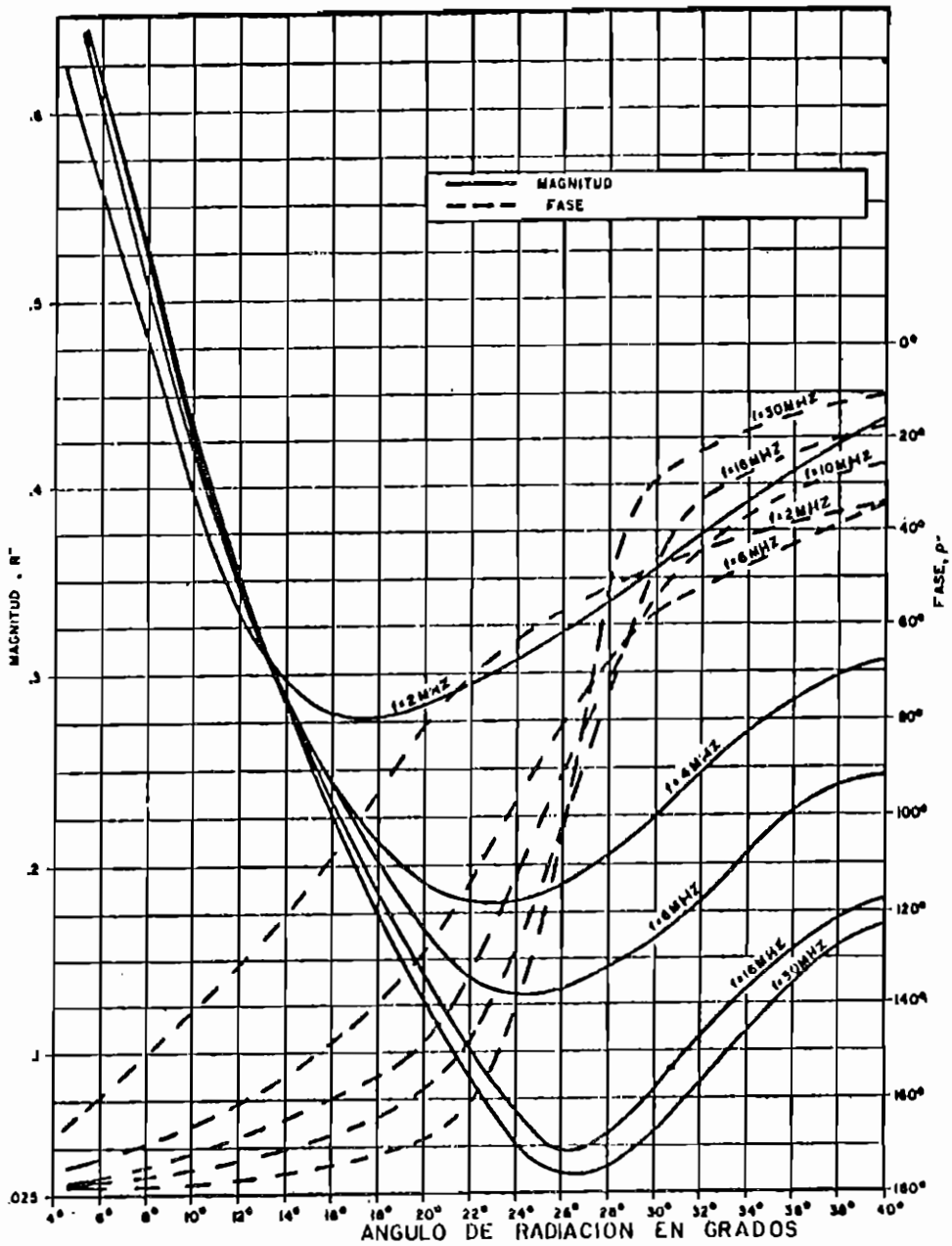


FIG. 3.5 MAGNITUD Y FASE DEL COEFICIENTE DE REFLEXION VS EL ANGULO DE RADIACION EN VARIAS FRECUENCIAS POLARIZACION VERTICAL.

to a un plano horizontal.

3.2.7 Antenas de referencia:

Si las pérdidas internas y el patrón de potencia de una antena son conocidas, la ganancia de la antena puede ser obtenida por integración de la densidad de potencia sobre una esfera para obtener una potencia-promedio y dividiendo por el área para obtener un promedio de densidad de potencia. La ganancia será igual a la relación de la máxima densidad de potencia radiada sobre el promedio de densidad de potencia multiplicada por la eficiencia de la antena. La eficiencia es igual a la potencia de entrada a la antena menos las pérdidas de ésta, dividido por la potencia de entrada. Aunque esta determinación de ganancia parece ser obtenida sin recurrir a una antena de referencia, esto en realidad es una comparación entre la ganancia de potencia de la antena y la de un radiador isotrópico de pocas pérdidas.

Es generalmente difícil obtener una medida tridimensional del patrón de potencia a una escala total para antenas de alta frecuencia; existiendo un método relativamente fácil y que consiste en la comparación de la máxima señal recibida en la antena con la señal recibida en una antena de referencia cuando las dos están ubicadas a una misma distancia del transmisor.

Debido a la reciprocidad, la medida de ganancia puede también ser tomada por comparación de la máxima señal recibida en un punto distante, cuando la ante-

na en estudio y la antena de referencia alternadamente transmite con igual potencia de entrada.

La antena de referencia más conveniente en altas frecuencias para medidas de ganancia, es el dipolo de media onda. Por integración del patrón de radiación se ha determinado que tiene una ganancia de 2.15 db sobre una antena isotrópica.

Para medidas de ganancia, ambas antenas son localizadas relativamente cerca de la tierra, entonces los patrones de radiación en el espacio libre serán modificadas por las reflexiones terrestres. Para una reflexión especular de la tierra, el patrón de radiación de la antena, tendrá máximo 6 db sobre los valores del patrón del espacio libre en ángulos de elevación en los cuales los rayos directos y reflejado en la tierra estén en fase. En ángulos de elevación en los cuales los dos están completamente defasados, se produce la anulación de estos rayos. Por lo tanto, es evidente que las antenas en medición y la de referencia deben tener idénticos patrones de reflexión terrestre para una determinación exacta de ganancia.

Esta identidad de patrones de reflexión, es alcanzado montando los dos centros de las antenas en la misma altura sobre la tierra y probando, tan cerca como sea posible, idénticas zonas de reflexión terrestre para las dos antenas. Debería admitirse que esta medida de ganancia no es absoluta, puesto que la ganancia de la antena de referencia es afectada por las pérdidas de reflexión terrestre. Para antenas verticalmente polarizadas, las pérdidas de reflexión te -

rrestre, son generalmente importantes excepto sobre - agua de mar; para antenas polarizadas horizontalmente, las pérdidas son pequeñas en ángulos de elevación usados para propagación ionosférica.

3.2.8 Ancho de Banda:

El ancho de banda de una antena es especificado como la banda de frecuencia sobre la cual los criterios - de ROE son satisfechos. El ancho de banda es limitado por la variación de cualquiera de las dos principales características de la antena que dependen de - la frecuencia. Estas características son la forma del patrón de radiación y la impedancia de entrada.

El cambio del patrón de radiación con la frecuencia, ocurre para cualquier antena en la cual los mismos - conductores son usados para un mismo rango de fre - cuencia. Este cambio ocurre debido a que las dimensiones eléctricas de una antena incrementan con la - frecuencia.

Otro factor que causa el cambio del patrón de radiación con la frecuencia es la energía radiada por la antena, la cual es reflejada desde la tierra y combinada con la energía radiada directamente. Puesto - que la diferencia de caminos eléctricos entre la - energía directa y la reflejada en la tierra es pro - porcional a la frecuencia.

El cambio de impedancia de entrada de una antena puede limitar el alcance de ésta a un rango de frecuencia más pequeño que el que debería ser esperado del

patrón de radiación.

Esto es verdad para antenas transmisoras en las cuales la antena constituye la carga para la línea de transmisión y el transmisor, cualquier ROE considerable en la antena puede llevar a la rotura de la línea de transmisión o inhabilitar la carga del transmisor. Los requerimientos de impedancia de entrada para antenas receptoras no son severos porque el receptor es la terminación de la línea y el ROE de la antena causa solamente una reducción en la transferencia de potencia recibida.

3.3 SELECCION DE ANTENAS

La existencia de muchos tipos y formas de antenas disponibles para el uso en la banda de altas frecuencias hace difícil seleccionar una configuración óptima. Para eliminar las antenas no apropiadas y seleccionar la mejor, es importante reunir la mayor información posible de los requerimientos del medio de propagación para un enlace particular. Los resultados del estudio de propagación son de vital importancia en la selección y diseño de la antena apropiada.

El proceso inicial de selección, constituye la comparación de los requerimientos de propagación del enlace con las características de un número de antenas, luego de seleccionar las que mejor calidad tienen para satisfacer estos requerimientos. La selección final toma en cuenta la capacidad de la antena para

cumplir con los requerimientos de propagación del enlace basado en el análisis de los estudios de propagación. Este proceso deberá ser ordenado, empezando con los factores más importantes. Las siguientes características, se deberán establecer para cada enlace, como base de una selección inicial:

a). Frecuencias de operación.

b). Angulo de radiación.

c). Ganancia de antenas

d). Limitaciones de tamaño

e). Mínima capacidad de potencia

f). Costo relativo

g). Máximo ROE

h). Máximo nivel de lóbulo lateral

i). Impedancia de entrada

j). Polarización.

Todos estos factores aparecen en la Hoja de Trabajo-3 y los pasos a seguirse son los siguientes:

Paso 1.- Los parámetros más importantes que afectan el sistema son las características a, b y c. Estos parámetros deberán ser comparados con las características de las antenas y aquellas que son seleccionadas se deben considerar más adelante. Por lo tanto cualquier antena que no cumple completamente con todas las características deberá ser eliminada.

Para nuestro caso los requerimientos de propagación están tabulados en la hoja de trabajo 3, selección -

HOJA DE TRABAJO 3

A FRECUENCIA DE OPERACION (MHz)	B ANGULO DE RADIACION	C GANANCIA DE ANTENA (dB)	ANTENAS QUE CUMPLEN ESTOS REQUERIMIENTOS
4	20°	10.15	ROMBICA, LOG-PERIODICA HORIZONTAL, DIRECCIONAL DE REELECTOR PLANO.
	22°	15.5	
	24°	16.25	
7.5	20°	7.5	ROMBICA, LOG-PERIODICA HORIZONTAL DIRECCIONAL DE REFLECTOR PLANO, YAGI.
	22°	16.1	
	24°	17.9	
	26°	12.5	LOG-PERIODICA HORIZONTAL, ROMBICA, YAGI, DIRECCIONAL DE REFLECTOR PLANO.
11.5	22°	13.5	ROMBICA, LOG-PERIODICA HORIZONAL, DIRECCIONAL DE REFLECTOR PLANO YAGI.
	24°	10.95	
	25°	16.35	
	26°	10.95	LOG-PERIODICA HORIZONTAL, ROMBICA, YAGI.
	27°	17.7	
	29°	13.0	
	30°	16.05	

ANTENAS SELECCIONADAS : LOG-PERIODICA HORIZONTAL

REQUERIMIENTOS ADICIONALES	NOTAS
LIMITACION DE ESPACIO 20,000 mts.^{2}	1) SE ELIMINA LA ROMBICA POR QUE NECESITA MUCHO AREA.
MINIMA CAPACIDAD DE POTENCIA 5 KW.	2) SE ELIMINA LA ANTENA YAGI PUESTO QUE ESTA ANTENA COMIENZA A OPERAR EN 6 MHZ.
FACTOR COSTO	
MAXIMO ROE 20:1	
MAXIMO NIVEL DE LOBULO LATERAL LO MAS BAJO POSIBLE	
IMPEDANCIA DE ENTRADA 300 - 600 OHMS.	
POLARIZACION CUALQUIERA	

de antenas. El área disponible es aproximadamente - 20.000 mts^2 en cualquiera de los dos terminales; de la sección 2.5.2 se determinó que la potencia a usarse es 5 Kw. pep. Asumiendo que se utilizará una línea de transmisión de circuito abierto en el terminal transmisor, el nivel del lóbulo lateral debe ser lo más bajo posible para un tipo de polarización horizontal. En la frecuencia de 4 MHz, para ángulos - de radiación $\Delta < 24°$ se necesitan ganancias de antena $G \leq 16.25$ dB, las antenas que cumplen con este requisito según la tabla 3.2 son: rómbica, log--periódica horizontal, Direccional de Reflector Plano.

Para la frecuencia de 7.5 MHz, con ángulos de radiación Δ entre 20° y 24°, necesitamos ganancias - $G \leq 17.9$ db, las antenas que cumplen con este requisito según la tabla 3.2 son: rómbica, Log-Periódica horizontal, Direccional de Reflector Plana, Yagi.

Además para 7.5 MHz con ángulos de radiación $\Delta > 24°$ se necesita ganancias $G < 14$ dB, las antenas quecumplen con este requerimiento son: Log-periódica - horizontal, Rómbica, Yagi, Direccional de Reflector Plano.

Para 11.5 MHz, con ángulos de radiación $\Delta \leq 24°$ se requiere ganancias $G < 14$ db, las antenas que satisfacen con este requerimiento son: rómbica, Log--Periódica horizontal, Direccional de Reflector Plano, Yagi.

También para 11.5 MHz, con ángulos de radiación -

TABLA 3.2 CARACTERISTICAS DE ANTENAS

TIPOS DE ANTENAS Columna 1	RANGO DE FRECUENCIA UTIL (MHz) Columna 2	GANANCIA DE POTENCIA (REFERIDA AL ISOTROPICO) (dB) Columna 3	ANGULO DE RADIACION UTIL (GRADOS) Columna 4	ESPACIO NECESARIO (HECTAREAS) Columna 5	CAPACIDAD DE POTENCIA (KW - PEP). Columna 6	RELACION DE ANCHO DE BANDA NOMINAL Columna 7	ANCHO DE BANDA NOMINAL - LIMITADO POR Columna 8	ANCHO DEL HAZ HORIZONTAL - (-3 dB) (GRADOS). Columna 9	ANCHO DEL HAZ HORIZONTAL (-10 dB) (GRADOS). Columna 10	SUPRESION DEL LOBULO LATERAL (dB) Columna 11	MAXIMO VSWR Columna 12	IMPEDANCIA DE ENTRADA NOMINAL (ohms) Columna 13
Patrón Unidireccional												
Rombica Horizontal	2-30	8 to 23	4-35	5 - 15		2 : 1	Patron	6° - 26°	11° - 46°	6	2 : 1	600
Tipo V Horizontal	2-30	4 to 10	5-30	5 - 9		2 : 1	Patron	8° - 36°	11° - 48°	6	2 : 1	600
Log-Periódica Horizontal	2-30	10 to 17	5-45	2 - 4	40	8 : 1	VSWR	55° - 75°	75° - 120°	12	2 : 1	50/300
Log-Periódica Vertical (Dipolo)	2-30	6 to 10	3-25	3 - 5	40	8 : 1	VSWR	90° - 140°	150° - 180°	12	2 : 1	50
Yagi (Horizontal)	6-30	12 to 19	5-30	1	20	3 %	VSWR	28° - 50°	38° - 80°	9	1 . 5 : 1	50
Direccional de Reflector Plano (Horiz.)	4-30	9 to 17	5-30	1 - 2	40	NA	VSWR	50° - 70°	80° - 100°	12	2 : 1	50
Log-Periódica Vertical (Monopolo)	2-30	4 to 8	3-25	3 - 5	20	8 : 1	VSWR	90° - 140°	150° - 180°	12	2 : 1	50
Dipolo Horizontal /2	2-30	5 to 7	5-80	1	20	5 %	VSWR	80° - 180° lobe	180° / lobe	NA	1 . 5 : 1	50
Patrón Omnidireccional												
Monopolo Cónico	2-30	-2 to +2	3-45	2 - 4	40	4 : 1	Patron	NA	NA	NA	2 . 0 : 1	50
Disconica	6-30	2 to 5	4-40	1	40	4 : 1	Patron	NA	NA	NA	2 . 0 : 1	50
Disconica Invertida	2-16	1 to 5	5-45	2 - 4	40	4 : 1	Patron	NA	NA	NA	2 . 0 : 1	50
Torre Vertical	2-30	-5 to +2	3-35	2 - 4	10	5 %	VSWR	NA	NA	NA	1 . 5 : 1	50

$\Delta > 24°$, se necesitan ganancias $G \leq 17$ dB, las antenas que cumplen con este requerimiento son: Log periódica horizontal, Rómbica, Yagi, Direccional de Reflector Plano.

El rango de frecuencia de la antena direccional de reflector plano, empieza en 4 MHz en consecuencia se elimina esta antena; de igual manera se procede con la antena yagi, puesto que su rango de frecuencia comienza en 6 MHz.

Paso 2.- Los parámetros de importancia secundaria para el proceso de selección son las características de la (d) hasta la (g) mencionados anteriormente. Todas las antenas seleccionadas en el paso 1 deben ser reconsideradas con respecto a estas nuevas características. Si cualquier antena seleccionada en el paso 1 no cumple con estas características deberá ser eliminada. Especial cuidado deberá tenerse al considerar el criterio (d) limitación de tamaño.

Para nuestro ejemplo, puesto que el área disponible es 20.000 mts^2, eliminamos la antena rómbica. La potencia requerida es 5 kw. pep, de la tabla 3.2, observamos que todas las antenas son capaces de soportar esta potencia y todas pueden ser diseñadas para dar un buen ROE.

Paso 3.- Los parámetros de la (h) hasta la (j) llegan a ser factores no muy importantes en el análisis final del proceso de selección de antenas.

El lóbulo lateral y la polarización no son factores críticos, para nuestro caso, sin embargo es necesario que la antena de transmisión tenga una impedancia de entrada de 50/300 Ω. La antena que satisface este requerimiento es: Horizontal Log-periódica.

Paso 4.- De los pasos 1, 2 y 3 debe resultar una o más antenas que cumplan con los requerimientos generales del enlace. En el caso que todas las antenas sean eliminadas, es necesario cambiar uno o más de los requerimientos básicos.

La antena que cumple con todas estas consideraciones es: la Log-Periódica horizontal.

Paso 5.- Un análisis final, debe realizarse para escoger la antena que mejor funcionamiento técnico dé al circuito. Hay muchos casos en los cuales la selección más lógica técnicamente no puede ser implementada debido a limitaciones de espacio, presupuesto, etc. En este caso debe reducirse la eficiencia del circuito a una cantidad tolerable, sin embargo es importante conocer la causa y grado de esta reducción.

Para nuestro caso la antena Log-Periódica Horizontal es la seleccionada, debido a que la ganancia está de acuerdo a los requerimientos del enlace.

3.4 DISEÑO DE ANTENAS.

Esta sección trata principalmente de los procedimientos de diseño de antenas de alta frecuencia. Estos procedimientos

consideran los requerimientos del enlace en términos de frecuencia, ángulos de radiación, potencia del transmisor y ganancia de antena, factores que se consideran en la sección-3.3.3.

El tipo seleccionado para el enlace en la sección 3.3.3 es-la Log-Periódica Horizontal, por lo tanto es necesario mencionar algunas de sus características más importantes.

3.4.1 Características de la antena Log-Periódica horizontal:

La variación de las propiedades eléctricas de una antena es función de las propiedades geométricas, forma y dimensión expresada en unidades de longitud de-onda. Si los elementos radiantes de una antena, son arreglados de tal forma que sus dimensiones físicas-forman una progresión geométrica, las propiedades - eléctricas de la antena se repiten en intervalos determinados por el factor de escalamiento. Cuando la variación geométrica es pequeña, la variación de las propiedades eléctricas también es pequeña, esto sucede cuando el factor de escalamiento tiende a la unidad; en este caso la antena presenta una pequeña variación periódica de impedancia y patrón de radia - ción con el logaritmo natural de la frecuencia, ra - zón por la cual se denominan Log-Periódicas.

3.4.1.1 Configuración geométrica y eléctrica.-

Varias configuraciones de antenas, alcanzan las condiciones físicas que presentan - una variación periódica de las propiedades-eléctricas, con el logaritmo de la frecuen-

cia son: arreglo dipolo, arreglo trapezoidal y arreglo monopolo vertical.

La antena dipolo log-periódica, consiste en elementos de media longitudinal de ondas paralelas y coplanares, la longitud y espaciamiento de los elementos es periódicamente logarítmico, desde un pequeño vértice hasta el elemento más largo. Esta antena es alimentada con una línea balanceada de dos alambres entrando en el vértice y corriendo a través del centro de la estructura, transpuesto entre elementos adyacentes de tal manera que los elementos adyacentes estén 180° fuera de fase. Para alimentar con una línea desbalanceada se requiere de un balum, el cual puede ser incluido como parte de la estructura de la antena.

3.4.1.2 Impedancia.-

Un diseño apropiado de la antena log-periódica, presenta una variación en la impedancia de entrada sobre un período; un dibujo sobre la carta de Smith de la impedancia de entrada en un rango de varios períodos será aproximadamente un círculo. La impedancia característica de la log-periódica es definida como la media geométrica de los valores reales máximo y mínimo del coeficiente de reflexión. El ROE es luego la relación de la impedancia máxima sobre la impedancia característica.

3.4.1.3 Capacidad de potencia y eficiencia.-

Las antenas log-periódicas son disponibles generalmente para niveles medios y altos de potencia, la máxima capacidad de potencia, normalmente es limitada por las líneas de transmisión, balums y aparatos de acoplamiento. El rango típico de nivel de potencia es de 5 a 50 kw.

La eficiencia de radiación para antenas log periódicas es 100% excepto para la configuración monopolo vertical, la cual debe ser instalada sobre un sistema de tierras.

Cualquier sistema de tierras tiene pérdidas ohmicas, entonces la eficiencia de la configuración monopolo vertical es limitada por las pérdidas del sistema de tierra.

3.4.1.4 Parámetros físicos significantes.-

El funcionamiento de una antena log-periódica, depende de la selección apropiada de los parámetros físicos para cada aplicación. El parámetro físico más fundamental, del cual dependen los demás es el factor de escalamientos τ, algunas veces denominado "relación de diseño".

El factor de escalamiento determina los otros parámetros físicos, tales como la longitud del elemento ln, la separación entre-

elementos dn y el número de elementos n. - La altura h, en logitudes de onda sobre la tierra es determinada por el ángulo de radiación. α

3.4.1.5 Espacio requerido.-

Una antena dipolo log-periódica que opera entre 2 y 30 MHz requiere más de 8.000 mts^2 de área. La altura típica de las torres tiene un rango de 30 a 40 mts.

3.4.1.6 Ganancia y directividad.-

La ganancia de antena de la log-periódica dipolo tiene valores típicos entre 8 y 19 db.

La directividad en el plano vertical es influenciada por la altura de la antena, en longitudes de onda sobre la tierra.

El ángulo de radiación vertical de una antena instalada a una altura infinita cerca de la tierra, depende de la cancelación o reforzamiento, de los campos directos y reflejados. En consecuencia el ángulo vertical a lo largo del cual el reforzamiento ocurre depende de la altura eléctrica del radiador sobre la tierra, por esto es necesario inclinar la configuración de la log-periódica de manera que la altura de la apertura efec

tiva sea constante cuando se mide en longitudes de onda. El plano del patrón E y H - para el espacio libre de las antenas log-periódicas es independiente de la frecuencia; cuando la antena es inclinada con respecto a la tierra, el patrón horizontal no es - afectado por la reflexión terrestre.

3.4.1.7 Ancho de banda.-

La verdadera independencia de frecuencias - en una antena log-periódica se obtiene bajo las condiciones teóricas de una progresión infinita, geométricamente avanzando desde - los elementos de longitud infinitesimal a - los elementos de longitud finita. En la práctica sin embargo, la configuración log-periódica es substancialmente independiente de frecuencia entre las frecuencias supe - rior e inferior para las que ha sido diseñada.

La frecuencia superior de corte es determinada por la precisión a la cual la geome - tría de la antena puede ser mantenida; en el caso de la configuración dipolo log-pe - riódica, que debe ser alimentada en el vértice, la frecuencia superior de corte es limitada también por la dimensión práctica de la línea de alimentación. La frecuencia inferior es determinada por el máximo tamaño práctico de toda la configuración, esta frecuencia se encuentra cuando el elemento más

largo es ligeramente más grande que un cuarto de longitud de onda; esto es uno o dos elementos largos deben permanecer activos - detrás del elemento de un cuarto de longitud de onda.

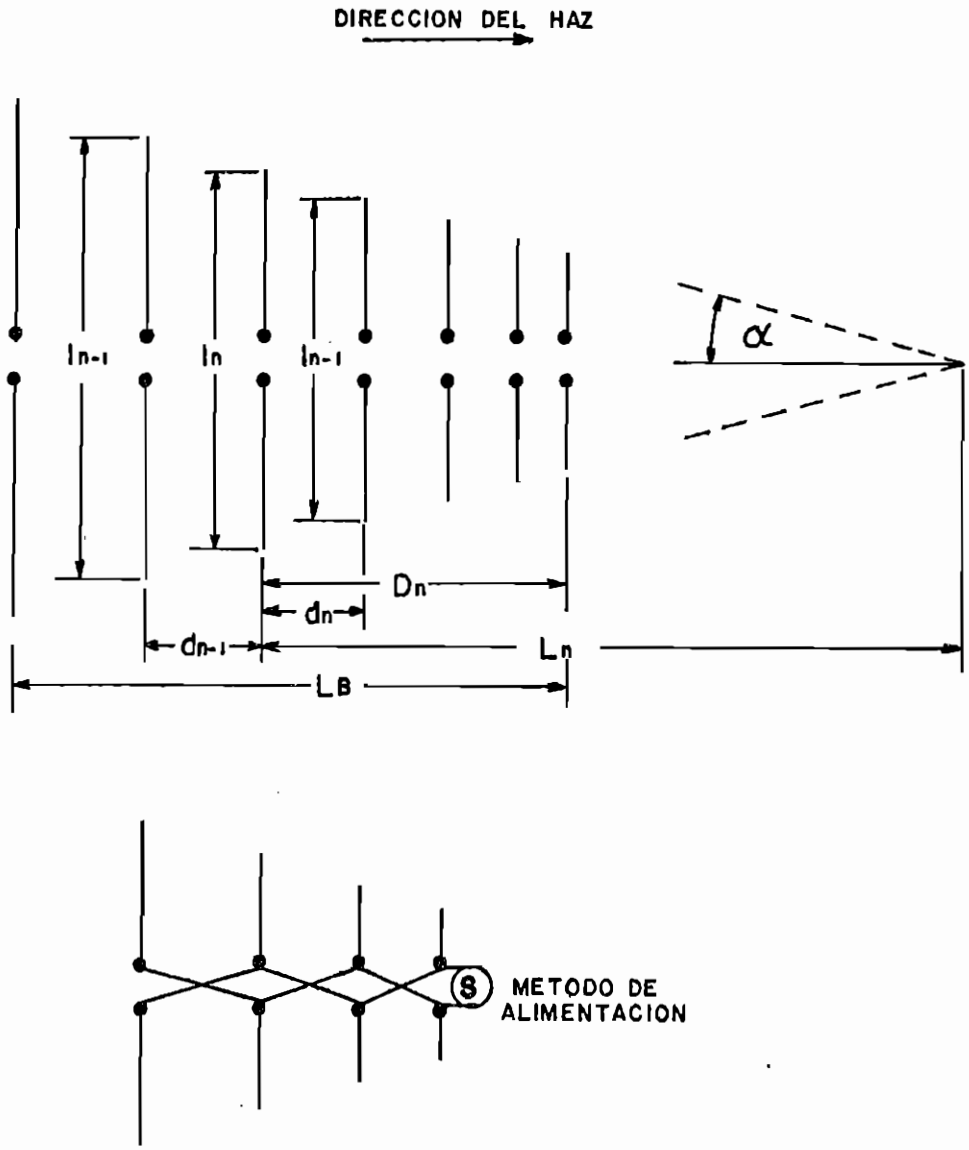


FIG. 3-5 DIAGRAMA ESQUEMATICO DE LA ANTENA LOG-PERIODICA

La operación de frecuencia independiente sobre la - frecuencia inferior de corte es posible porque la corriente de antena decrese rápidamente con la distancia desde el vértice; así la parte más pequeña de - la antena es utilizada cuando la frecuencia está incrementando. El ancho de banda es limitado por el - tamaño físico para el cual la antena es construida , para antenas de dimensiones físicas prácticas, el - ROE puede ser mantenido bajo 2.0:1 para relaciones - de ancho de banda 15:1 o más. .

3.4.2 Diseño de la antena Log-Periódica:

La antena dipolo log-periódica es una antena de una gran estabilidad de impedancia, la cual puede ser - controlada en el diseño independientemente de las características del patrón de radiación. El diagrama-esquemático de la figura 3.5 presenta a la antena dipolo log-periódica, en éste se mira que los dipolos-sucesivos son conectados alternativamente a lados - opuestos de la línea de alimentación, lo que produce el desfasamiento requerido del elemento. La energía de radio frecuencia baja a lo largo de la línea de - alimentación hasta alcanzar una sección de la estructura en la cual la longitud eléctrica de los elementos y la relación de fase son tal que se produce la la radiación. El haz resultante de esta región activa es dirigido hacia el extremo del arreglo donde se encuentran los elementos más cortos de manera que el haz siempre viaja a través de los elementos cuya longitud es menor que media longitud de onda en la frecuencia de operación. Además, los elementos estan - casi juntos y conectados opuestamente lo que ocasio-

na que los campos producidos por las corrientes en los elementos delante de la región activa, tienden a anularse.

3.4.2.1 Ecuaciones de diseño.-

El diseño de una antena dipolo log-periódica es una función de varios parámetros, los más importantes son el factor de escalamiento τ y el ángulo de diseño α (fig. 3.5). Estos parámetros son función de la ganancia requerida en el espacio libre. La más baja frecuencia de operación determina la longitud del elemento más largo y la frecuencia de operación más alta, determina la longitud del elemento más corto. El ángulo de diseño α, determina la longitud de la antena y el factor de escalamiento τ determina el número de elementos requeridos, dentro de la banda de frecuencia de operación. La relación entre el factor de escalamiento τ, el ángulo de diseño α, la longitud de elementos ℓn, la separación dn y la distancia Ln al vértice, son relaciones geométricas.

La longitud ℓ_1 del elemento uno es aproximadamente $\lambda/2$, en la frecuencia más baja de operación y la longitud de los elementos $\ell 2$ hasta ℓn, son relacionados a $\ell 1$, por el factor de escalamiento τ como sigue:

$$\tau = \frac{\ell (n+1)}{\ell n} \qquad (3.10)$$

luego:

$$\ell 2 = \tau \ell 1, \quad y \ \ell(n+1) = \tau \ell n \qquad (3.11)$$

y la longitud del elemento ℓn es:

$$\ell n = \tau^{(n-1)} \ell, \qquad (3.12)$$

La longitud de todos los elementos es determinada como función de la longitud del elemento más largo y el factor de escalamiento τ.

La posición de cada elemento sobre la línea de alimentación es relacionada en una manera similar.

$$\tau = \frac{L(n+1)}{Ln} \qquad (3.13)$$

Así la longitud L_1 es conocida la posición de L2 puede ser determinada desde:

$$L2 = L1 \tau \qquad (3.14)$$

y el elemento de la posición n es:

$$Ln = \tau^{(n-1)} L1 \qquad (3.15)$$

La longitud de la línea de alimentación L1, es función del angulo α, donde:

$$\alpha = \arctan \frac{\ell n}{2Ln} \qquad (3.16)$$

La longitud de L_1, es:

$$L1 = \frac{\ell_1 \cot g\, \alpha}{2} \qquad (3.17)$$

La separación dn entre un elemento y el próximo más corto es:

$$dn = Ln\,(1 - \tau) \qquad (3.18)$$

entonces:

$$\tau = \frac{d\,(n+1)}{dn} \qquad (3.19)$$

El espaciamiento constante σ se define como:

$$\sigma = \frac{dn}{2\ell n.} \qquad (3.20)$$

Expresado en términos de τ y α tenemos:

$$\sigma = \frac{(1 - \tau)}{4 \tan\alpha} \qquad (3.21)$$

El ancho de banda de la estructura de la antena Bs, se encuentra para determinar la longitud del soporte y el número de elementos. El ancho de banda de la estructura se determina por:

$$Bs = B.\ Bar. \qquad (3.22)$$

donde:

B = ancho de banda requerido

Bar = ancho de banda de la región activa.

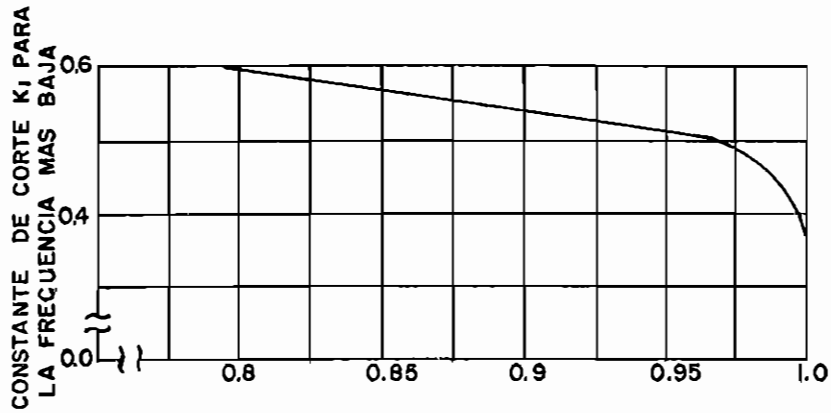
El número de elementos requeridos se determina por:

$$N = 1 + \frac{\log Bs}{\log 1/\tau} \qquad (3.23)$$

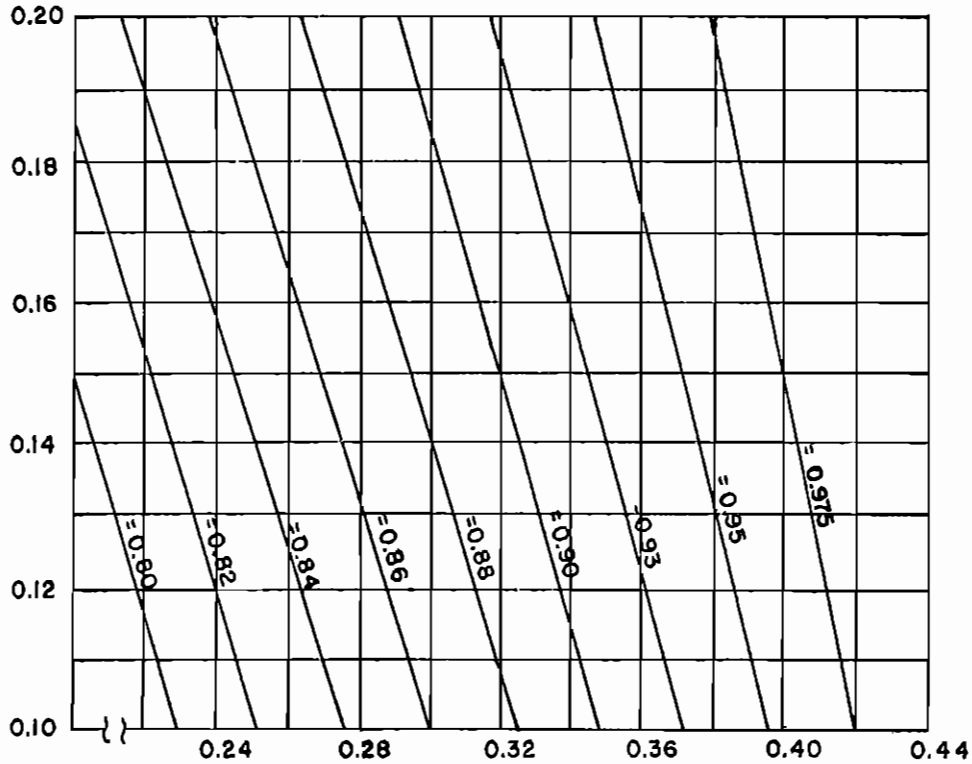
La antena dipolo log-periódica debe ser cortada de manera que la antena funcione como una estructura infinita en todas las frecuencias entre los dos límites establecidos por este corte. Esto impone un requerimiento de atenuación rápida de la onda incidente fuera de la región activa de manera que poca energía o ninguna sea reflejada por la frecuencia baja de corte. Las longitudes de los elementos más corto y más largo deben ser escogidas para satisfacer los requerimientos de diseño y las constantes de corte. La constante de corte K1 para la frecuencia más baja y la constante de corte K2 para la frecuencia más alta están dadas en la figura 3.6, como la función de τ y σ respectivamente. La longitud del elemento más largo en el arreglo puede ser encontrado de:

$$\ell 1 = K1 \, \lambda 1 \qquad (3.24)$$

y la longitud del elemento más corto



a) CONSTANTE DE CORTE K1 vs



b) CONSTANTE DE CORTE K2 vs

FIG. 3-6 CONSTANTES DE CORTE

$$\ell x = K2 \; \lambda x \qquad (3.25)$$

donde:

ℓ = longitud total del elemento en mts.

λ_1 = longitud de onda para la frecuencia de operación más baja en mts.

λx = longitud de onda para la frecuencia de operación más alta en mts.

K1 = constante de corte para la frecuencia baja.

K2 = constante de corte para la frecuencia alta.

La distancia entre el elemento n y el vértice es:

$$Ln = \frac{\ell n}{2 \tan \alpha} = \frac{\ell n \; ctg \, \alpha}{2} \qquad (3.26)$$

La longitud del soporte L_B puede ser determinada por:

$$L_B = L1 - L_X = \frac{\ell 1 - \ell x}{2 \tan \alpha} = \frac{2 \, \sigma \, (\ell 1 - \ell x)}{1 - \tau}$$

(3.27)

o por la siguiente ecuación:

$$\frac{L}{\lambda_{max}} = \frac{1}{4} (1 - 1/Bs) \, ctg\alpha \qquad (3.28)$$

3.4.2.2 Ganancia en el espacio libre.-

En muchos casos el diseñador debe construir una antena que acople un conjunto particular de condiciones de propagación en términos de ganancia mínima requerida, ancho de banda y ángulo de radiación. Es posible colocar la antena sobre la tierra a una altura necesaria para dar el ángulo de radiación requerido, luego determinar la configuración espacio libre de la antena.

La figura 3.7, representa curvas curvas de directividad en el espacio libre como función de τ y σ, seleccionando una directividad mínima, se puede encontrar más combinaciones de τ y σ para dar una ganancia específica. El correspondiente valor de α se puede determinar por:

$$\alpha = \arctan \left(\frac{1 - \tau}{4\sigma} \right) \qquad (3.29)$$

Empezando con el óptimo σ, la mínima longitud o número de elementos pueden determinarse ajustando los valores de τ y σ a lo largo de las curvas de ganancia.

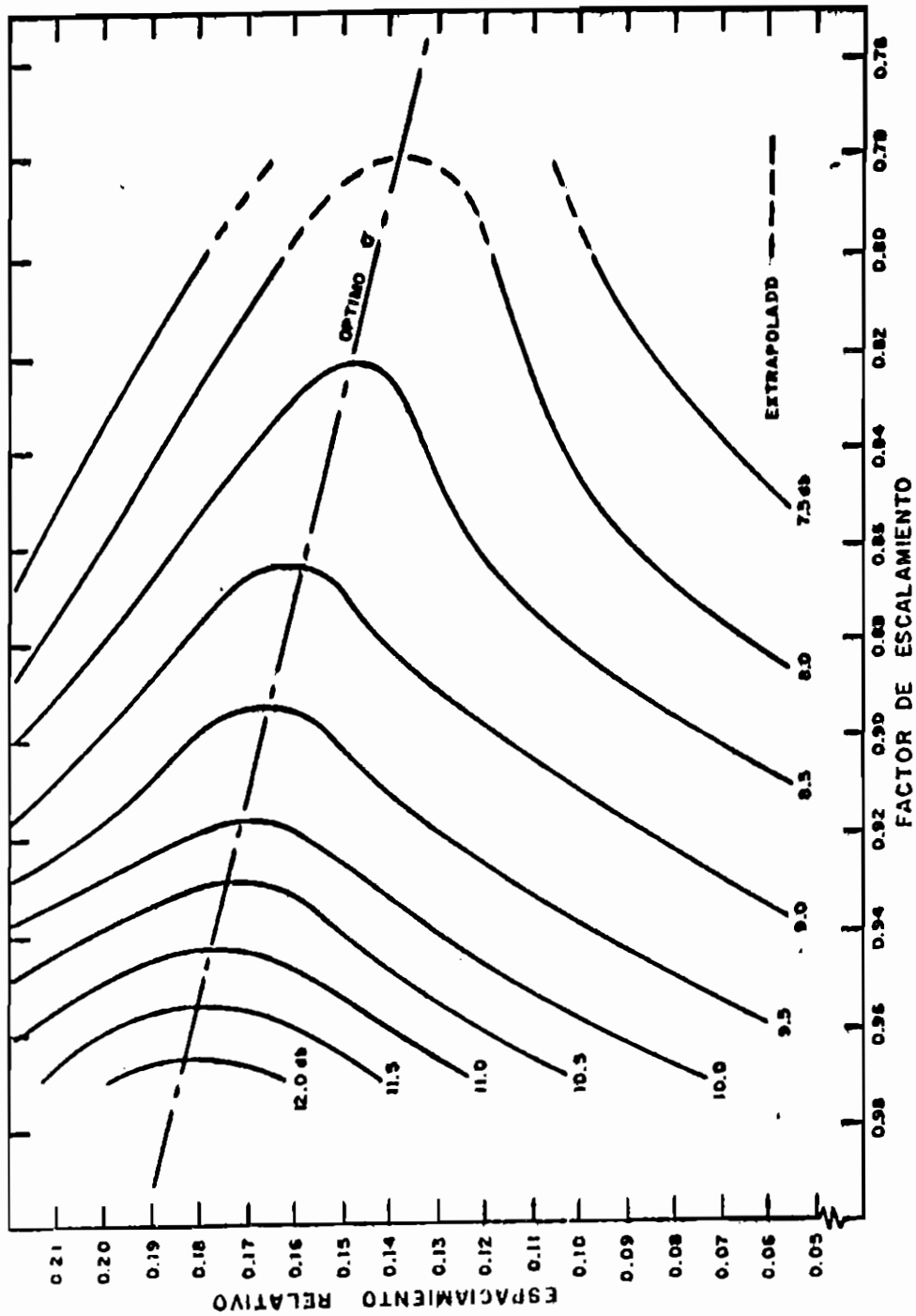


FIG. 3.7 CURVAS DE DIRECTIVIDAD EN EL ESPACIO LIBRE EN FUNCION DE τ Y σ

La experiencia demuestra que el rango útil de τ es aproximadamente entre 0.81 y 0.95 Cuando τ incrementa, el número de elementos en la región activa también incrementa, dando como resultado una operación más independiente de frecuencia.

3.4.2.3 Impedancia de entrada.-

La impedancia de entrada (Ro) es función de la impedancia característica Zo de la línea balanceada sin carga y también de τ y α. La impedancia de entrada de la antena será menor que la impedancia característica de la línea balanceada, debido principalmente a la proximidad de los elementos a lo largo de la línea. Cuando la distancia entre elementos llega a ser más pequeña, la relación de la impedancia de entrada de la antena a la impedancia característica de línea abierta, Ro/Zo, es también más pequeña.

La impedancia de entrada de la antena puede ser calculado usando la relación:

$$Ro = \frac{Zo}{\sqrt{1 + \frac{Zo}{4\sigma' Za}}} \qquad (3.30)$$

Donde:

Zo = impedancia característica de la línea-

Za = Impedancia característica promedio del dipolo dado por:

$$Za = 276 \log_{10} \ell/a \ 270 \text{ ohms} \qquad (3.31)$$

ℓ/a = Relación longitud/diámetro del elemento dipolo.

$$\sigma' = \frac{\sigma}{\sqrt{\tau}} \text{ factor medio de espaciamiento.}$$

(3.32)

Para determinar el valor requerido de Zo en términos de Ro para una antena de dimensión fija tenemos:

$$Zo = \frac{Ro^2}{8\,\sigma' Za}\left(1 + \sqrt{1 + \frac{64\,\sigma'^2\, Za^2}{Ro^2}}\right) \qquad (3.33)$$

Los valores prácticos de la impedancia de entrada para la antena dipolo log-periódica varían entre 50 a 300 ohms., usando una línea balanceada de 2 o 4 alambres, o usando un cable coaxial con una transición de balanceado a desbalanceado. La impedancia característica de una línea balanceada de dos alambres es:

$$Zo = 276 \quad \log_{10}\left(\frac{2S}{a}\right); \quad H > 2S \text{ y } S > 2a$$

(3.34)

Donde:

S = Separación entre conductores en mts.

a = Diámetro del conductor en mts.

H = Altura del conductor sobre la tierra en mts.

La impedancia característica de una línea - balanceada de 4 alambres conexión lateral - es:

$$Zo = 138 \log_{10}\left[\frac{2S}{a}\sqrt{1 + \frac{S}{b}^{2}}\right] \quad (3.35)$$

donde:

b = Separación vertical entre conductores en mts.

La impedancia característica de una línea - balanceada de 4 alambres conexión en cruz - es:

$$Zo = 138 \log_{10}\left[\frac{2S}{a\sqrt{1 + \left(\frac{S}{b}\right)^{2}}}\right] \quad (3.36)$$

La impedancia característica promedio del - dipolo Za, es función de la relación longitud/diámetro (ℓ/a). Los valores típicos de ℓ/a tienen un rango desde 1200 (alambre No. 6 en 30 MHz) hasta 20.000 (alambre No. 10 - en 3 MHz), para antenas hechas de alambre.

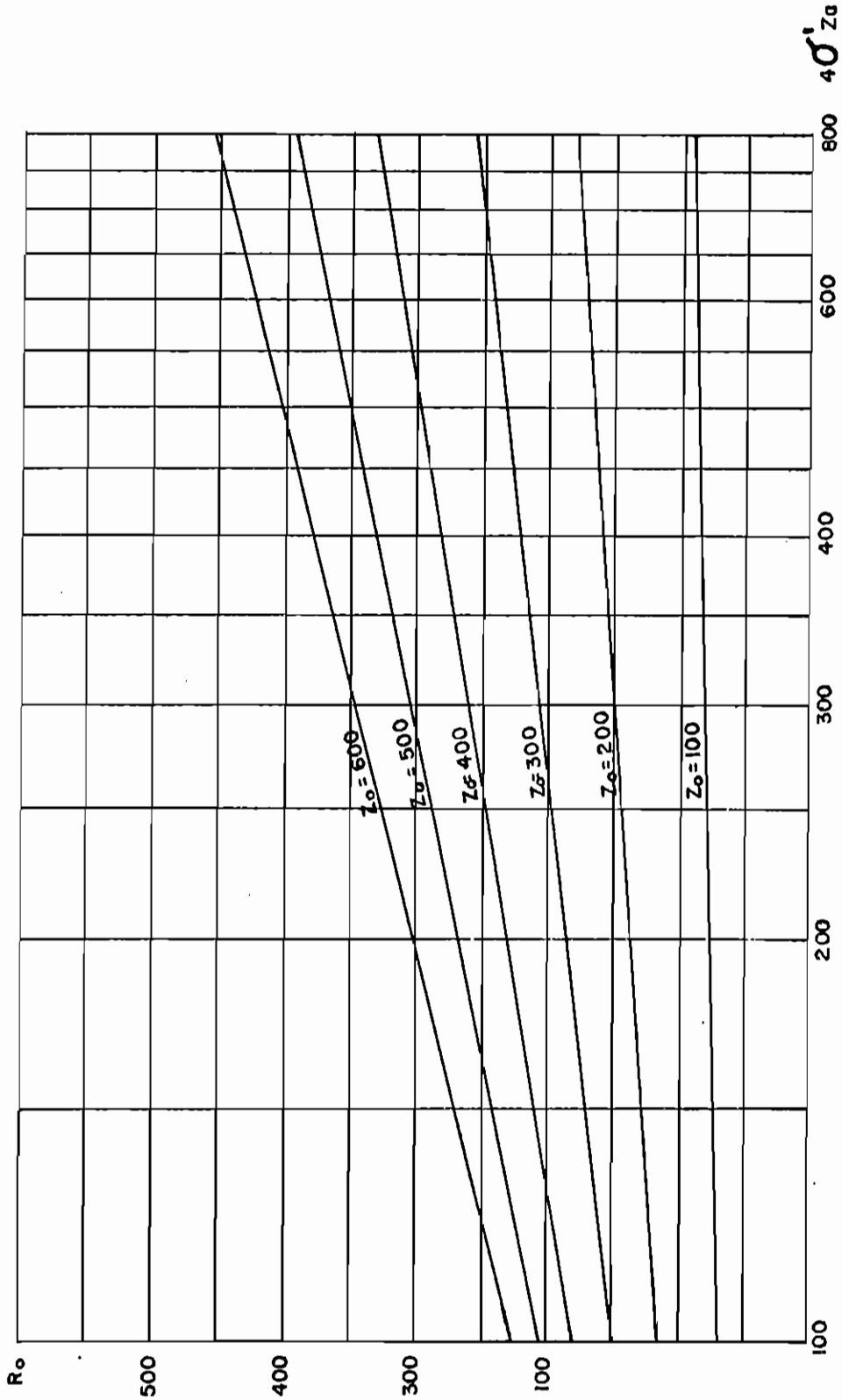


FIG. 3-8 RELACION APROXIMADA ENTRE LA IMPEDANCIA CARACTERISTICA DE LA LINEA DE ALIMENTACION Y LA IMPEDANCIA DE ENTRADA DE LA ANTENA.

La figura (3.8), presenta una relación aproximada entre la impedancia característica - Zo de la línea de alimentación y la impedancia de entrada de la antena Ro como función de los parámetros de diseño 4 σ' Za. Estas curvas se pueden usar para simplificar el cálculo de impedancia.

3.4.2.4 Procedimiento de diseño.-

Una buena aproximación del diseño de la log periódica, es determinar las características del espacio libre, luego el arreglo de esta sobre la superficie de la tierra, a - fin de obtener el ángulo de radiación deseado. Con esta aproximación la ganancia mínima requerida en el espacio libre, se determina como función de los parámetros del enlace, se debe seleccionar las combinaciones óptimas de τ y α, a fin de obtener la ganancia requerida. Estos valores deben estar ajustados a la práctica, para dar la - configuración física deseada en términos de longitud y separación entre elementos.

El rango óptimo de la altura, H/λ, como- función del ángulo de radiación se determina aproximadamente de la figura (3.9) y el valor evaluado de reflectividad. La suma - de la ganancia en el espacio libre y el factor de reflexión en un determinado ángulo - de radiación es la ganancia total. En ra -

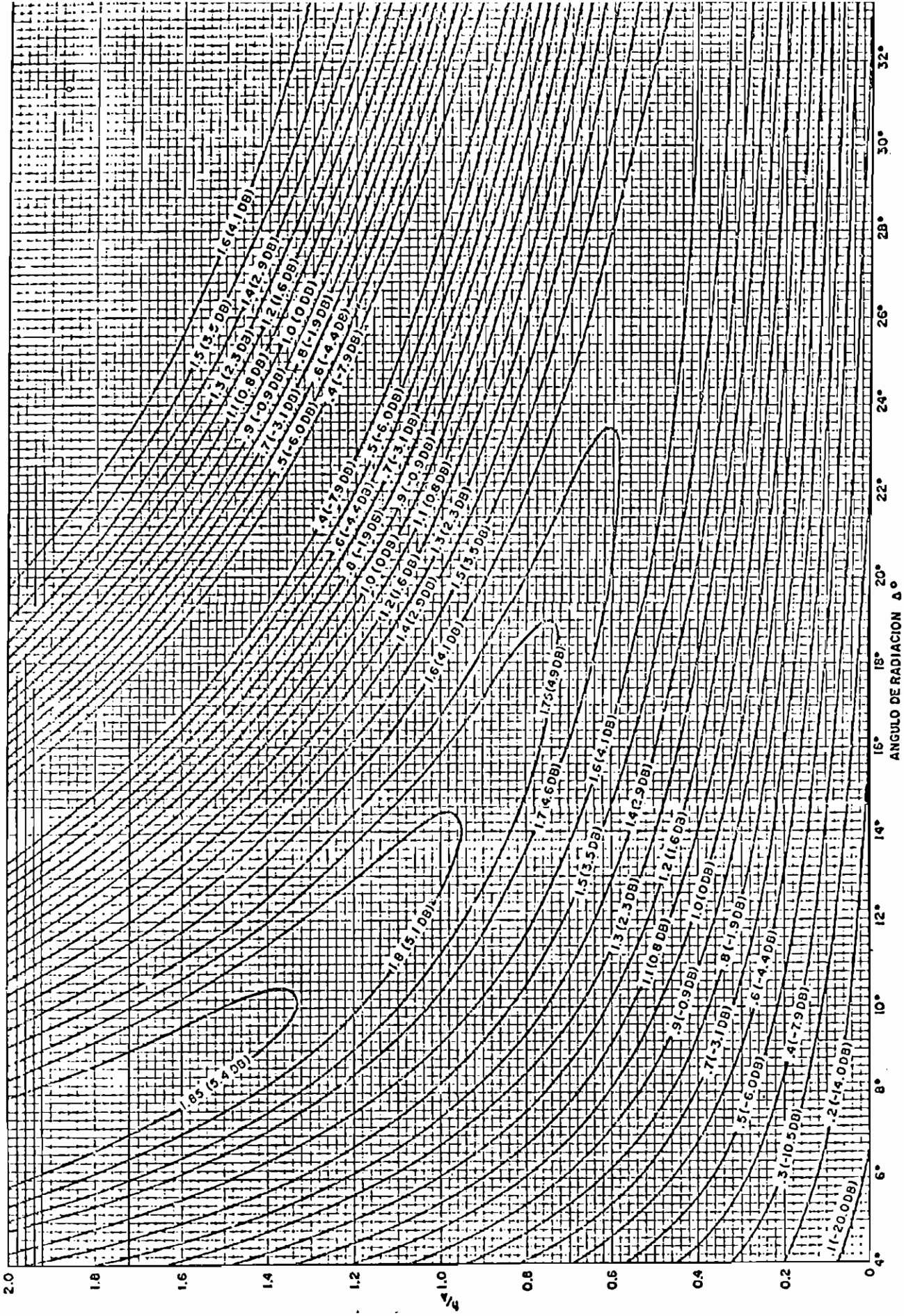


FIG. 3.9 CONTORNOS DE REFLECTIVIDAD

zón de los cambios en los parámetros de escalamiento y los errores de alineamiento en el arreglo de la antena sobre la tierra se debe añadir a cada antena 1.0 a 1.5 dB.

Paso 1.- En base al análisis de propagación establecer la ganancia total requerida para cada frecuencia y ángulo de radiación. Asumiendo una altura óptima, determinar la directividad del espacio libre requerida.

De la tabla 3.1a la ganancia requerida más grande es 17.9 en 7.5 MHz y $\Delta = 24°$. De la figura (3.9) se observa que la antena debe ser arreglada a una altura de 0.5 λ para obtener máxima reflectividad de aproximadamente 4.3 dB en $\Delta = 30°$, (ángulo de radiación más alto) y es 4.0 dB en $\Delta = 20°$, (ángulo de radiación más bajo). En consecuencia la antena deberá ser instalada a una altura de 0.5 λ para satisfacer el requerimiento de mayor ganancia. En la frecuencia más baja de nuestro enlace 4 MHz, la antena deberá estar a 0.5 x 75 mts. = 37.5 mts. de altura.

Paso 2.- Determinar el ancho de banda requerido, luego determinar las longitudes de onda λ_1 y λ_x en los límites inferior y superior de frecuencia.

El rango de frecuencia para nuestro enlace

es de 4 a 11.5 MHz, en consecuencia el ancho de banda será 2.88 a 1.

Paso 3.- Usando la figura (3.7) contornos de Directividad, seleccionar la combinación óptima de σ y τ para ganancia máxima.

Seleccionamos para $\tau = 0.93$ y $\sigma = 0.142$ luego de varias interacciones.

Paso 4.- Usando la ecuación (3.29) determinar el valor de:

$$\alpha = \arctan\left(\frac{1 - \tau}{4\sigma}\right)$$

$$\alpha = \arctan \frac{1 - 0.93}{4 \times 0.142}$$

$$\alpha = 7^\circ$$

Paso 5.- Determinar el ancho de banda Bs de la estructura usando la ecuación (3.22)

$$Bs = B.\ Bar.$$

Con ayuda del nomograma de la Fig. (3.10), determinar el valor de Bar = 1.4

$$Bs = 2.88 \times 1.4$$

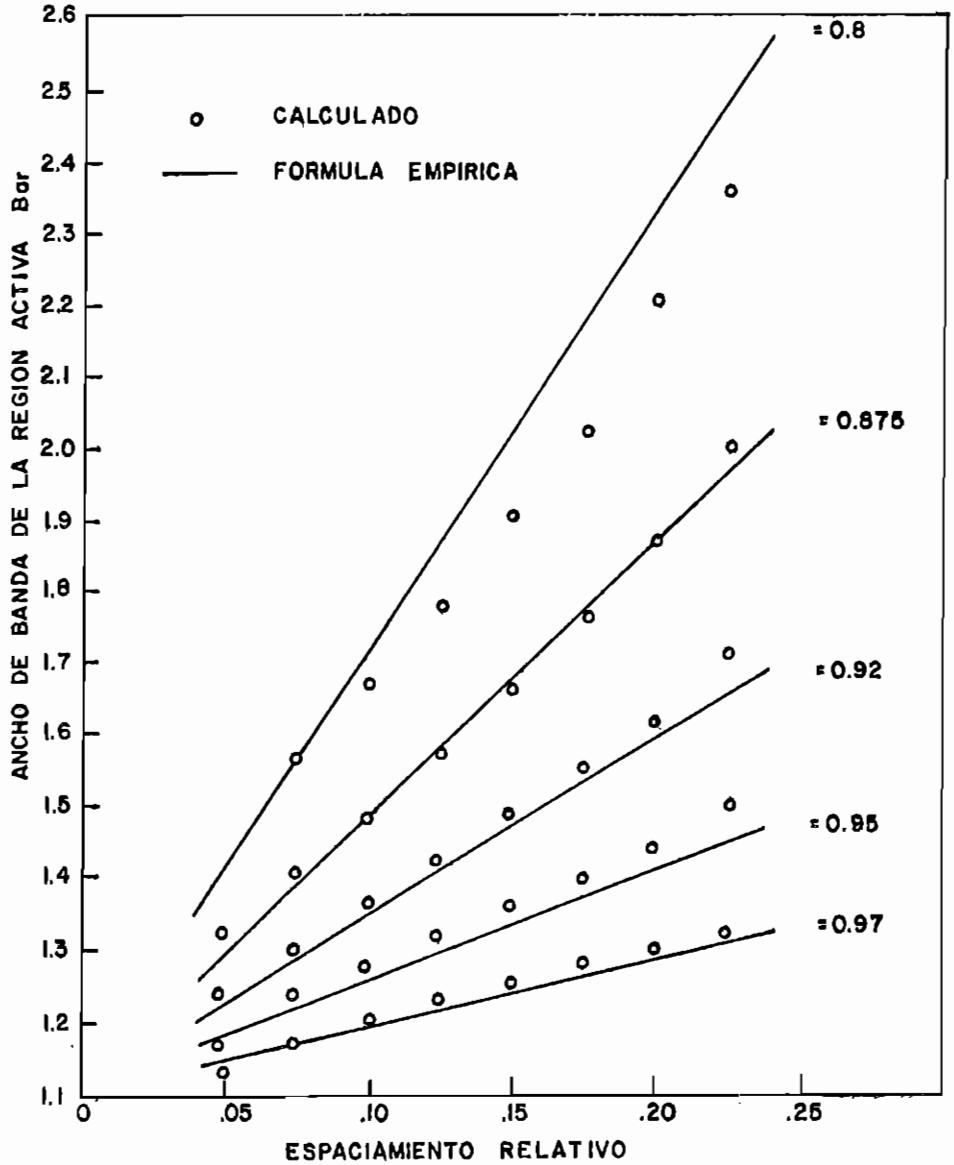


FIG. 3-10 ANCHO DE BANDA Bar de la Región Activa vs.

$$Bs = 4.03$$

Paso 6.- Usando la ecuación (3.23), determinar el número de elementos.

$$N = 1 + \frac{\log Bs}{\log 1/\tau}$$

$$N = 1 + \frac{\log 4.3}{\log 1/0.93}$$

$$N = 1 + 19.2$$

$$N = 20 \text{ elementos}$$

Paso 7.- Determinar las longitudes ℓ_1 y ℓx usando las ecuaciones (3.24) y - (3.25) y la figura 3.6.

$$\ell_1 = K_1 \lambda_1$$

$$\lambda_1 = \frac{c}{\sigma_1}$$

$$\lambda_1 = \frac{3 \times 10^8 \text{ mts./seg}}{4 \times 10^6 \text{ Hz.}}$$

$$\lambda_1 = 75 \text{ mts.}$$

$$K_1 = 0.52$$

$$\ell_1 = 0.52 \times 75 \text{ mts.}$$

$$\ell_1 = 39 \text{ mts.}$$

$$\ell x = K_2 \lambda_x$$

$$\lambda_x = \frac{3 \times 10^8 \text{ mts./seg.}}{11.5 \times 10^6 \text{ Hz.}}$$

$$\lambda_x = 26.08 \text{ mts.}$$

$$K_2 = 0.35$$

$$\ell x = 0.35 \times 26.08 \text{ mts.}$$

$$\ell x = 9.13 \text{ mts.}$$

Paso 8.- Determinar la longitud L_B usando-la ecuación (3.27)

$$L_B = L_1 - L_x$$

Usando la ecuación (3.26)

$$L_1 = \frac{\ell_1 \text{ ctg } \alpha}{2}$$

$$L_1 = \frac{39 \text{ ctg } 7^\circ}{2}$$

$$L_1 = 158.81 \text{ mts.}$$

$$L_x = \frac{\ell x \text{ ctg } \alpha}{2}$$

$$L_x = \frac{9 \text{ ctg } 7^\circ}{2}$$

$$L_x = 37.18 \text{ mts.}$$

$$L_B = 158.81 - 37.18$$

$$L_B = 121.63 \text{ mts.}$$

Paso 9.- Encontrar la impedancia característica Zo de la línea de alimentación.

Asumir que la impedancia de entrada requerida Ro es 300 ohms, la antena será hecha de alambre Nº 6 es decir de 0.41 cm (0.162 pulg.) de diámetros. En la mitad de la banda aproximadamente 7.5 MHz la relación ℓ/a es:

$$\ell = 20 \text{ mts.} = 2000 \text{ cm.}$$

$$a = 0.41 \text{ cm.}$$

$$\frac{\ell}{a} = \frac{2000}{0.41} = 487.8$$

Utilizando la ecuación (3.31)

$$Za = 276 \log \frac{\ell}{a} - 270 \text{ ohms.}$$

$$Za = 276 \log 487.8 - 270 \text{ ohms.}$$

$$Za = 472 \text{ ohms.}$$

Usando la ecuación (3.32) tenemos:

$$\sigma' = \frac{\sigma}{\sqrt{\tau}} = \frac{0.142}{\sqrt{0.93}} = 0.15$$

Con la ecuación (3.33) obtenemos:

$$Zo = \frac{Ro^2}{8\,\sigma' Za}\left(1 + \sqrt{1 + \frac{64\,\sigma'^2\,Za^2}{Ro^2}}\right)$$

$$Zo = \frac{300^2}{8 \times 0.15 \times 472}\left(1 + \quad 1 + \frac{64 \times 0.15^2 \times 472^2}{300^2}\right)$$

$Zo \approx 500$ ohms.

Paso 10.- Tabular la longitud de los elementos y espaciamiento. En la tabla 3.3 se encuentra la longitud y separación de cada elemento. La longitud de los elementos fue calculada usando la ecuación (3.15).

$$Ln = \tau^{(n-1)}\,L_1$$

$$L_2 = 0.93^{(2-1)} \times 39$$

$$L_2 = 36.27 \text{ mts.}$$

$$L_3 = 0.93^2 \times 39.$$

$$L_3 = 33.73 \text{ mts.}$$

La separación Dn entre elementos se calcula mediante la fórmula:

$$Dn = \frac{\ell n - \ell x}{2\ tg\ \alpha} \qquad (3.37)$$

$$D_1 = \frac{\ell_1 - \ell x}{2\ tg\ \alpha}$$

$$D_1 = \frac{39 - 9.13}{2\ tg\ 7}$$

$$D_1 = 121.63\ mts.$$

$$D_2 = \frac{L_2 - \ell_x}{2\ tan}$$

$$D_2 = \frac{36.23 - 9,13}{2\ tan\ 7^\circ}$$

$$D_2 = 110.9\ mts.$$

$$D_3 = \frac{L3 - \ell x}{2\ tan}$$

$$D_3 = \frac{33.73 - 9.13}{2\ tan\ 7^\circ}$$

$$D_3 = 100.7\ mts.$$

TABLA 3.3 LONGITUD Y SEPARACION DE ELEMENTOS

n	ℓn (mts.)	Dn (mts.)
1	39	121.63
2	36.27	110.52
3	33.73	100.18
4	31.37	90.57
5	29.17	81.61
6	27.13	73.30
7	25.23	65.56
8	23.47	58.39
9	21.82	51.68
10	20.30	45.49
11	18.88	39.70
12	17.55	34.29
13	16.33	29.32
14	15.18	24.64
15	14.12	20.32
16	13.13	16.29
17	12.21	12.54
18	11.36	9.08
19	10.56	5.82
20	9.82	2.81
21	9.14	0.00

C A P I T U L O I V

ESPECIFICACION Y SELECCION DE LOS EQUIPOS DE TRANSMISION Y RECEPCION DE ALTAS FRECUENCIAS

De acuerdo a las recomendaciones del CCIR, que aconseja utilizar de la mejor manera el espectro de frecuencia. En este capítulo se darán las especificaciones técnicas de los principales equipos a usarse en el sistema de altas frecuencias. En la fig. 4.1 se presenta la configuración de los equipos de la estación Guayaquil y la estación Galápagos.

4.1 SISTEMA DE ANTENAS.

4.1.1 Antenas Log-Periódicas:

De acuerdo con la finalidad de un puesto transmisor y otro receptor, consistente en radiar o captar comunicaciones por ondas electromagnéticas espaciales, se requieren antenas adecuadas para la radiación y la recepción de las comunicaciones. Como los transmisores y receptores no están conectados directamente con las antenas, se necesitan adicionalmente líneas de energía y cables de antena, así como dispositivos de adaptación y simetría.

Nuestros enlaces son circuitos directos de punto a punto, en consecuencia la energía electromagnética se radía o se capta de una direccion determinada.

Por esta razón y de acuerdo a los resultados obtenidos en el capítulo III, se utilizarán antenas Log-periódicas.

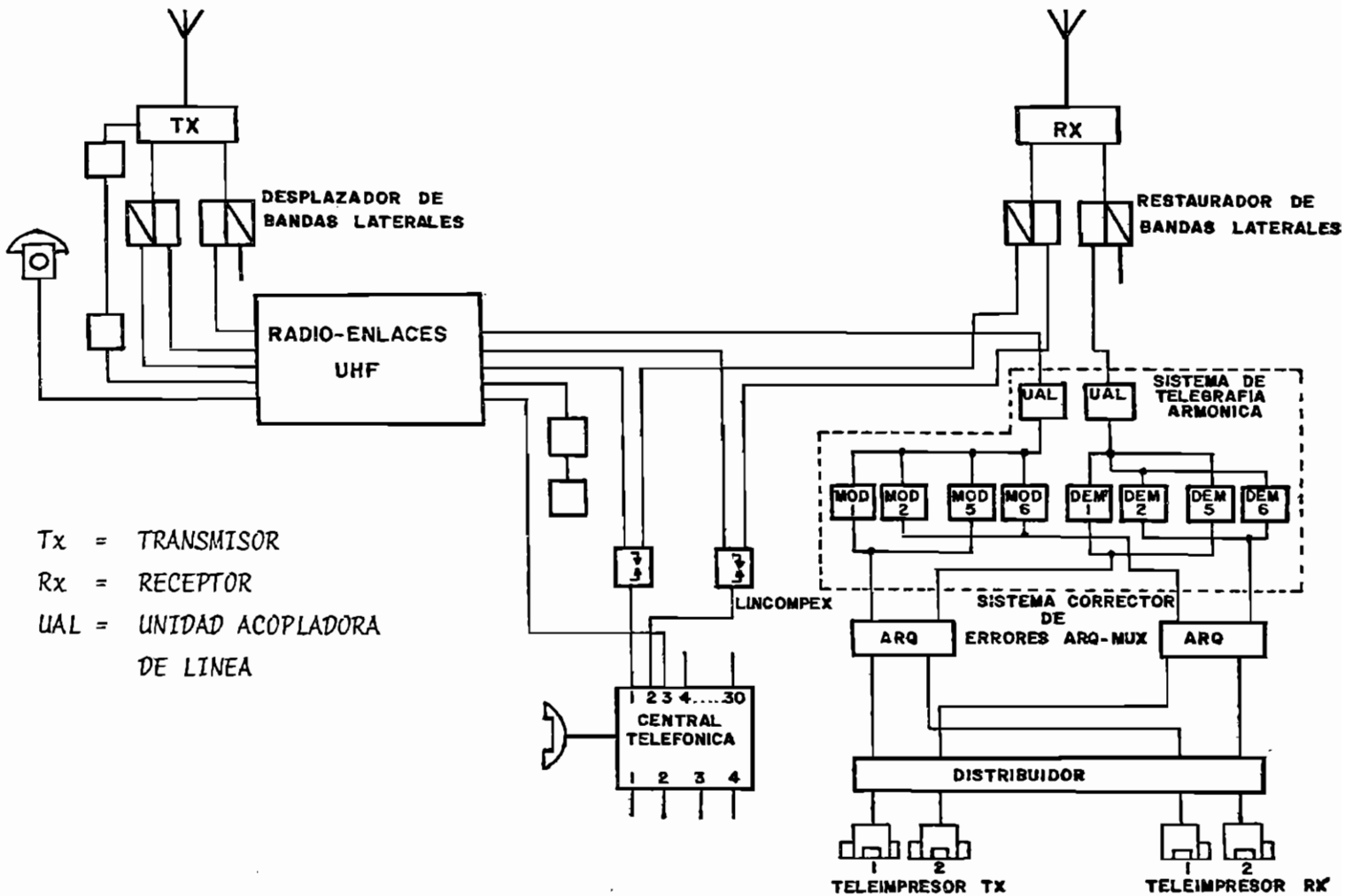


FIG. 4-1 CONFIGURACION DE EQUIPOS DE LA ESTACION GUAYAQUIL.

Las antenas deberán cumplir con las siguientes especificaciones:

Rango de frecuencia útil:	4 MHZ - 39 MHZ.
Ganancia de potencia con referencia a una radiador isotrópico:	≥ 19 dB
Angulo útil de radiación	5° - 45°
Capacidad de potencia	20 Kw. PEP.
Relación Nominal de ancho de Banda.	≥ 8:1
Ancho de Banda Nominal limitado Por.	ROE
Ancho del Haz Horizontal (-3 dB)	55° - 75°
Ancho del Haz Horizontal (-10 dB)	75° - 120°
Supresión del lóbulo lateral	≥ 12 dB
Máximo ROE para transmisión	2:1
Máximo ROE para recepción	3:1
Impedancia de entrada Nominal	300 OHMIOS

4.1.2 Líneas de energía de RF:

A través de la línea de alimentación, debe pasar la energía de radiofrecuencia, producida por el transmisor o llevar al receptor la señal captada por la antena, en lo posible sin pérdidas.

La transferencia debe hacerse en ambos casos, con la mínima pérdida de energía. Las pérdidas de potencia a lo largo de las líneas de alimentación, son de tres géneros: pérdidas por radiación, pérdidas por disipación y pérdidas debido a las reflexiones.

Para la gama de altas frecuencias, se presentan líneas simétricas y asimétricas.

La línea simétrica de energía de RF, consiste en una línea abierta de alambres paralelos, relativamente económica y tiene una atenuación reducida, debido a su elevada impedancia característica, comprendida generalmente entre 300 y 600 Ohmios.

La línea asimétrica de energía de RF, consiste de líneas de tubo coaxial o cables flexibles con una impedancia característica de 50 a 75 ohmios. La ventaja que tienen es que pueden tenderse fácilmente en la estación transmisora y son bien apantalladas, siendo insensibles tanto a la irradiación como a las radiaciones del exterior y entrantes.

En base a estas consideraciones y tomando en cuenta que se utilizará una combinación de líneas simétricas y asimétricas, las líneas de transmisión deberá cumplir con lo siguiente:

Impedancia de la línea asimétrica	50-75 OHMIOS
Impedancia de la línea simétrica	300-600 OHMIOS

Transformador de adaptación:

Impedancia del primario asimétrico	50-75 OHMIOS
Impedancia del secundario simétrico	300-600 OHMIOS
Gama de frecuencia	3 - 30 MHz
Capacidad de potencia	20 Kw. PEP.

4.2 FILTRO PARA DIVIDIR LA BANDA LATERAL.

La operación de banda lateral única para conecciones de radio en onda corta, emplea dos bandas laterales independientes, las cuales pueden extenderse desde 0.1 a 6 KHZ, de acuerdo a las normas internacionales de desviación de canales. Dos canales de voz con un rango 0.25 a 3 KHZ, son trasladados a una banda lateral en el desviador de canales, un canal permance en su posición normal de frecuencia (canal interior A_i o B_i de la fig. 2.1), el otro se trasladaal rango de 3 a 6 KHZ (canal exterior A_a o B_a de la fig. 2.1). Los cuatro canales de transmisión, son de esta manera disponibles en un transmisor de Banda Lateral Independiente.

Las bandas de frecuencia de voz, de 0.25 a 3 KHZ, son alimentados al modulador, donde son trasladados en frecuenciade 7 a 9.75 KHZ, usando una portadora de 6.75 KHZ. Un filtro pasa-banda a la salida del modulador suprime los productos de modulación no deseados. Dependiendo del plan de defasamiento de canales esta banda es conectada a un filtro pasa bajo, el cual limita en 9.2 KHZ o 8.75 KHZ. (Fig. 4.2)

El ecualizador conectado delante del filtro remueve la distorción producida por el limitador de banda. Las pérdidas introducidas por el modulador y el filtro, son compensadas

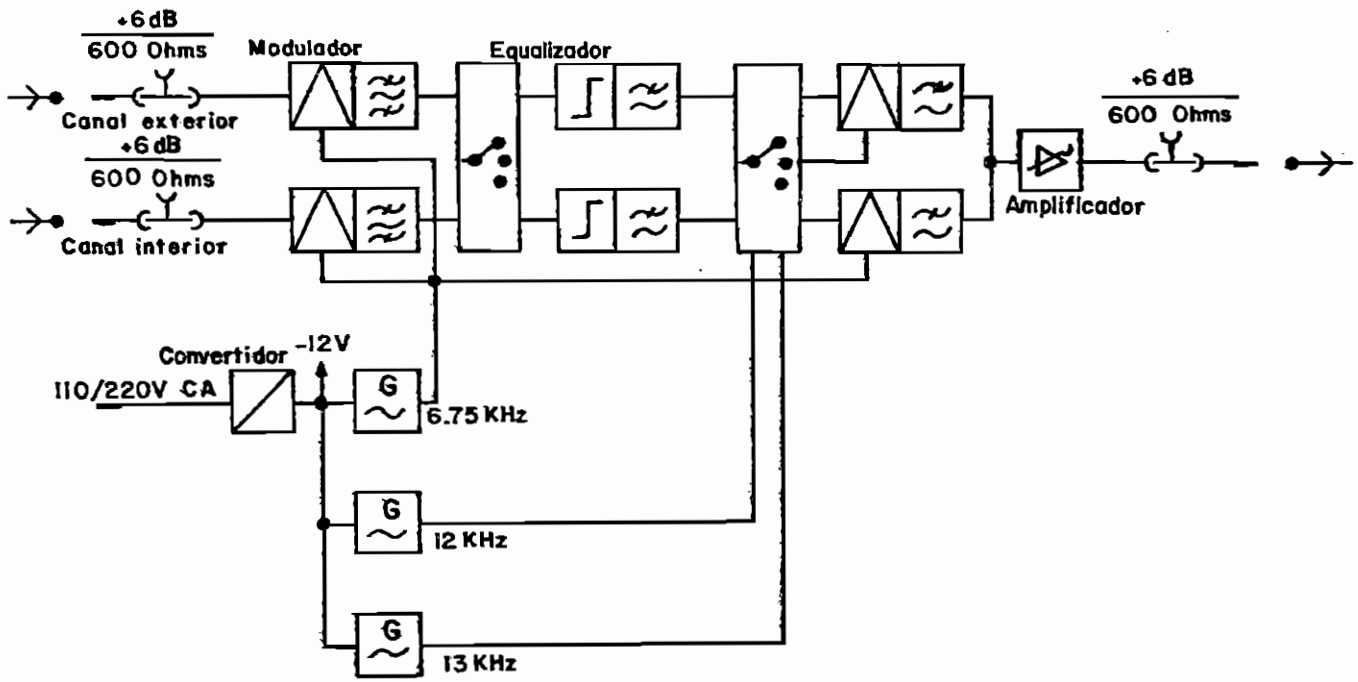


FIG. 4.2 DIAGRAMA EN BLOQUES DEL FILTRO DIVISOR DE LA BANDA LATERAL.

en el canal interior por un amplificador de portadora y en el canal exterior por un amplificador de audio.

La demodulación de las dos bandas con una portadora de 6.75 KHZ produce el canal interior de 0.25 KHZ a 3 KHZ. El canal exterior de 3.25 a 6 KHZ se produce con una portadora de 13 KHZ.

Los demoduladores son seguidos por un filtro pasa-bajo, el cual elimina la banda superior no deseada, producida durante la modulación. Los canales interior y exterior son luego combinados para formar la una banda lateral y alimentados a un amplificador de transmisión en el cual alcanza un nivel entre 0 y -6 dB, dependiendo del canal. Esta banda lateral es alimentada a la entrada del modulador del transmisor.

En base a esto el equipo debe cumplir con las siguientes especificaciones:

Nivel de entrada	+ 6 dB / 600 OHMIOS
Nivel de salida	+ 6 dB/600 OHMIOS
Impedancia de entrada	600 ohmios
Impedancia de salida	600 ohmios
Frecuencias portadoras	6.75 KHZ $\pm$ 0.3 HZ
	12.0 KHZ $\pm$ 0.1 HZ
Error de Frecuencia	$\leq 7 \times 10^{-3}$ ($\leq$ 1 HZ)
Voltaje de Portadora	1 Volt.

Factor de distorción medio con bucle medido en el canal interior y exterior	$\leqslant 1\%$
Diafonía lineal	$\geqslant 65$ dB
Diafonía no lineal inintelegible	$\geqslant 56$ dB
Distorsión residual en 1000 HZ	0 ± 1 dB
Coeficiente de reflexión	$\leqslant 10\%$
Ruido no ponderado	$\leqslant 7$ mV
Resíduo de Portadora	$\leqslant 7$ mV
Voltaje AC	110/220 V $\pm$ 10%
Frecuencia	60 HZ
Rango de Temperatura	0°C. hasta +50°C
Máximo húmedad relativa	95% en + 40°C.

4.3 AMPLIFICADOR PARA RESTAURAR LA BANDA LATERAL.

La banda lateral (0.1 a 6 KHZ) de un receptor de onda corta es alimentada al restaurador. De aquí se envía por dos caminos; uno directamente al modulador y el otro, a través de un filtro pasa-bajo al modulador. El canal interior el cual es limitado por un filtro, pasa-bajo en 3 KHZ es trasladado de acuerdo con el plan de defasamiento de canales de 7.0 a 9.75 KHZ usando una portadora de 6.75 KHZ. (Fig. 4.3).

Un filtro pasa-banda suprime los productos de modulación indeseables. La banda de frecuencias de voz, es alimentada a un filtro en el cual, dependiendo del plan de defasamiento-

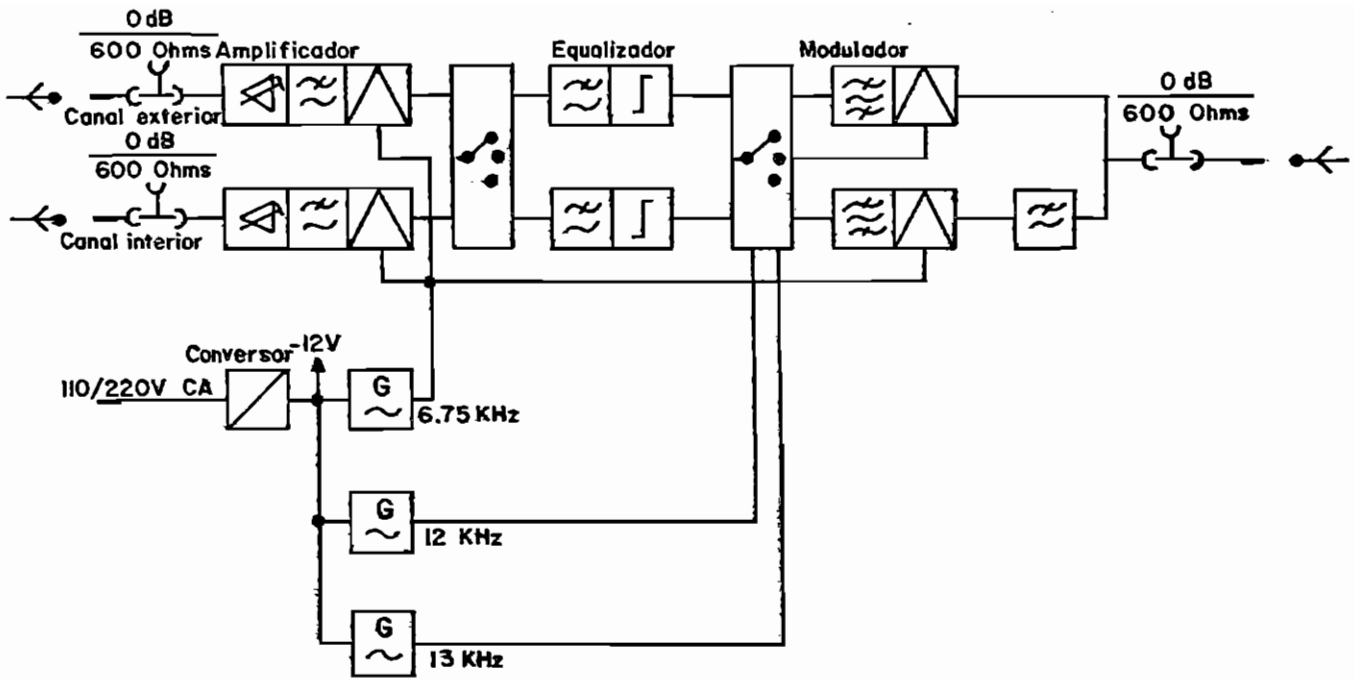


FIG. 4.3 DIAGRAMA EN BLOQUES DEL AMPLIFICADOR RESTAURADOR DE LA BANDA LATERAL

de canales, limita en 9.75 KHZ, 9.2 KHZ ó 8.75 KHZ. Un - ecualizador remueve la distorsión introducida por el limitador de banda.

La banda original de frecuencia de voz (0.25 KHZ a 3 KHZ), - se recupera en la etapa del modulador. Para obtener el canal interior se modula usando una portadora de 6.75 KHZ. - Esta banda de frecuencias de voz se alimenta al terminal de radio a través de un amplificador regulado. La secuencia - para recibir el canal exterior es la misma que para el canal exterior. La única diferencia es que se usa 13 KHZ como portadora para la translación en la sección receptora.

Por lo expuesto el equipo debe tener las siguientes condiciones:

Nivel de entrada	0 dB/600 OHMIOS
Nivel de salida	0 dB/600 OHMIOS
Impedancia de entrada	600 ohmios
Impedancia de salida	600 ohmios
Frecuencias Portadoras	6.75 KHZ $\pm$ 0.3 HZ
	13.0 KHZ $\pm$ 0.1 HZ
Error de Frecuencia	$\leq 7.10^{-3}$ ($\leq$ 1 HZ)
Voltaje de Portadora	1 Volt.
Factor de distorsión medido con bucle en el canal interior y exterior	$\leq$ 1%
Diafonía lineal	$\geq$65 dB

Diafonía no lineal ininteligible	≥56 dB
Distorsión residual en 1000 HZ	0 ± 1 dB
Voltaje de ruido	≤ 0.35 mV
Voltaje C A	110/220V ± 10%
Frecuencia C A	60 HZ
Rango de temperatura	0°C hasta + 50°C
Máxima humedad relativa	95% en + 40° C

4.4 SISTEMA DE TRANSMISION CON COMPRESOR Y EXPANSOR ACOPLADO - (LINCOMPEX).

Las comunicaciones en altas frecuencias, están sujetas a - grandes atenuaciones atmosféricas y otras interferencias. - Las pérdidas relacionadas con la calidad de transmisión, - son compensadas parcialmente por los equipos convencionales de radio.

Es posible obtener buena calidad de transmisión en enlaces- de altas frecuencias, comparables con otros sistemas de - transmisión, utilizando al principio LINCOMPEX (Enlace compresor-expansor), en el cual la señal de voz es transmitida en un nivel constante sobre la radio frecuencia despreciando el volúmen original de la voz.

Básicamente el equipo está compuesto principalmente por compresores, expansores y dispositivos de piloto. Las fluctuaciones de la amplitud de la señal de voz que se presentan - en el sentido de transmisión, incluso las fluctuaciones al- compás de las sílabas, se eliminan completamente por el sis

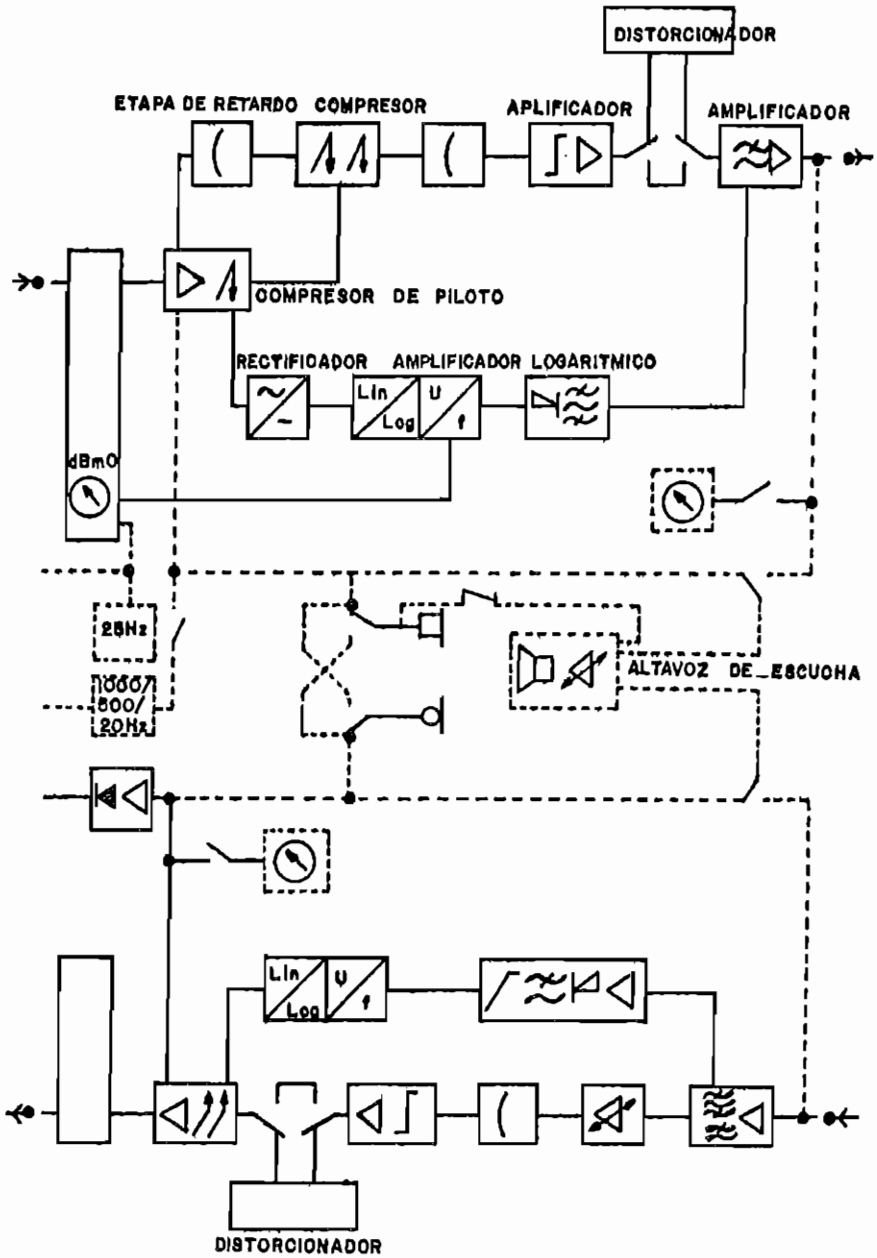


FIG. 4.4 DIAGRAMA EN BLOQUES DEL SISTEMA LINCOMPEX

tema Lincompex mediante dos compresores conectados en serie.

La vía de transmisión se ramifica en la entrada, formandose el canal de telefonía y el de piloto (fig. 4.4).

En el canal telefónico, las señales de voz pasan a través de una etapa de retardo a un compresor de dos etapas. Estos compresores son gobernados por el compresor de piloto el cual da un voltaje de control proporcional a la señal de entrada. En el compresor de dos etapas, se realiza el procedimiento de regulación y a la salida se evitan las tensiones punta grandes, cuando se producen saltos bruscos de nivel en la entrada de la vía de transmisión.

Las señales de voz reguladas, a un valor constante pasando a un elemento de retardo, un amplificador, un equipo distorsionador (si el caso así lo requiere), un filtro pasa-banda y un amplificador de salida. El filtro pasa-bajo limita la banda de voz a 2700 HZ.

En el canal de piloto, el compresor de piloto extrae una señal proporcional a la señal de entrada, la cual pasa a un rectificador, amplificador logarítmico para formar la señal piloto que lleva la información de la señal de voz. El voltaje obtenido de esta manera controla la frecuencia del generador en el modulador de frecuencia Modulada 2, el cual varía como una función lineal del nivel de la curva envolvente de voz, debido al proceso de logaritmación. La variación de frecuencia del generador, con relación al cambio de nivel de la señal de entrada es 2 HZ por dB. Con ayuda de un oscilador, la onda de frecuencia modulada se traslada al rango de frecuencia del piloto de 2840 HZ 2960 HZ. En el amplificador de salida se combinan nuevamente el piloto mo-

dulado en frecuencia y la banda de voz limitada a 2700 HZ.

En el lado de recepción, las señales de voz y de piloto pasan por un amplificador de entrada a un filtro, el cual separa las dos señales, conduciéndolas al canal de telefonía y al canal de piloto.

En el canal telefónico un amplificador de grupo operando en la banda de voz, elimina las fluctuaciones de nivel, producidas en el enlace y que no han sido eliminadas por el radio receptor, reduciendo de este modo, el efecto del desvanecimiento selectivo. La señal de voz amplitud constante, se envía directamente o a través de un equipo distorcionador de voz (si el caso lo requiere), a un expansor doble el cual reproduce la variación original de voltaje. Los expansores en cascada se controlan mediante el voltaje obtenido del canal de piloto; este voltaje obtenido a través del filtro, se alimenta a un limitador, a un discriminador de frecuencia, cuyo trabajo es dar el voltaje proporcional a la frecuencia de piloto. Las características logarítmicas de este voltaje son inversas al de la vía de transmisión, de modo que la propocionalidad de niveles se vuelve a convertir en proporcionalidad de voltajes.

Los varios grupos de retardo en transmisión y recepción, compensan los retardos en el canal de telefonía y en el canal de piloto. Aplicando supresores de eco en los dos extremos de las líneas alámbricas puede eliminarse o reducirse el efecto perturbador del retardo de eco.

Las características del equipo Lincompex deben ser las siguientes:

Nivel de conexión en circuito tetrafilar:

Entrada del sentido de transmisión	-17 dBr a + 2 dBr.
Salida del sentido de transmisión	-13 dBm a + 6 dBm.
Entrada del sentido de recepción	-17 dBm a + 2 dBm.
Salida del sentido de recepción	-10 dBr a + 9 dBr.

Nivel de conexión en circuito bifilar:

Entrada del sentido de transmisión	-11 dBr a + 8 dBr.
Salida del sentido de recepción	-16 dBr a + 3 dBr.

Canal telefónico en el sentido de transmisión:

Margen de regulación del compresor de dos etapas	-35 dBm0 a + 5 dBm0
Exactitud de regulación	± 1 dB.
Atenuación del voltaje de ruido no ponderado respecto al nivel nominal	≥ 38 dB
Atenuación del voltaje de ruido ponderado respecto al nivel nominal	≥ 41 dB

Canal de piloto en el sentido de transmisión:

Variación de frecuencia en el rango de 2480 HZ a 2860 HZ	2 Hz/dB
Alcance de regulación del margen de trabajo	60 dB.
Desviación permisible de frecuencia	± 1 HZ.

Desviación de la variación de frecuencia al aumentar el nivel de entrada	5 ms a 7 ms.
Velocidad de la variación de frecuencia al disminuir el nivel de entrada	1,5 HZ/ms a 3.3 HZ/ms

Canal telefónico en el sentido de recepción:

Alcance de regulación del regulador de desvanecimiento	22 dB
Margen de regulación del regulador de desvanecimiento.	-15 dBm0 a + 7 dBm0
Tiempo de regulación del regulador de desvanecimiento cuando el nivel de entrada aumenta en 12 dB.	11 ms ± 2 ms.

Tiempo de regulación del regulador de desvanecimiento:

Cuando el nivel disminuye en 12 dB	32 ms ± 6 ms.
Atenuación de armónicas	≥ 28 dB
Atenuación de ruido no ponderado	≥ 54 dB
Atenuación de ruido ponderado	≥ 67 dB

Canal de piloto en la dirección de recepción:

Alcance de regulación del expansor doble, para una variación de 120 HZ en la señal de piloto	60 dB

Margen de regulación para el nivel de

salida	- 55 dBm0 a + 5 dBm0
Margen de trabajo de la señal de piloto	- 9 dBm0 - 59 dBm0
Variación de nivel, para una variación de frecuencia de 2 HZ	1 dB

Fuente de alimentación:

Voltaje c.a.	110/220 V ± 1%
Frecuencia	60 Hz.

4.5 TRANSMISOR

De acuerdo a los estudios realizados en los primeros capítulos de esta memoria, se necesitan dos canales telefónicos y dos canales telegráficos, es por esto que se ha elegido para transmisión, el sistema de Banda Lateral Independiente - (BLI). A continuación se describirá brevemente este tipo - de transmisión.

La figura 4.5 , escencialmente consiste de dos canales de banda lateral única con portadora reducida, los cuales son sumados para obtener las dos bandas laterales. Cada banda-lateral es completamente independiente y de acuerdo a las - necesidades (sección 1.3), la banda lateral superior se usará para telefonía, mientras que la banda lateral inferior, se usará para telegrafía.

Cada canal de 6 KHZ, es enviado a su propio modulador balanceado, el recibe también la señal de 100 KHZ del oscilador-

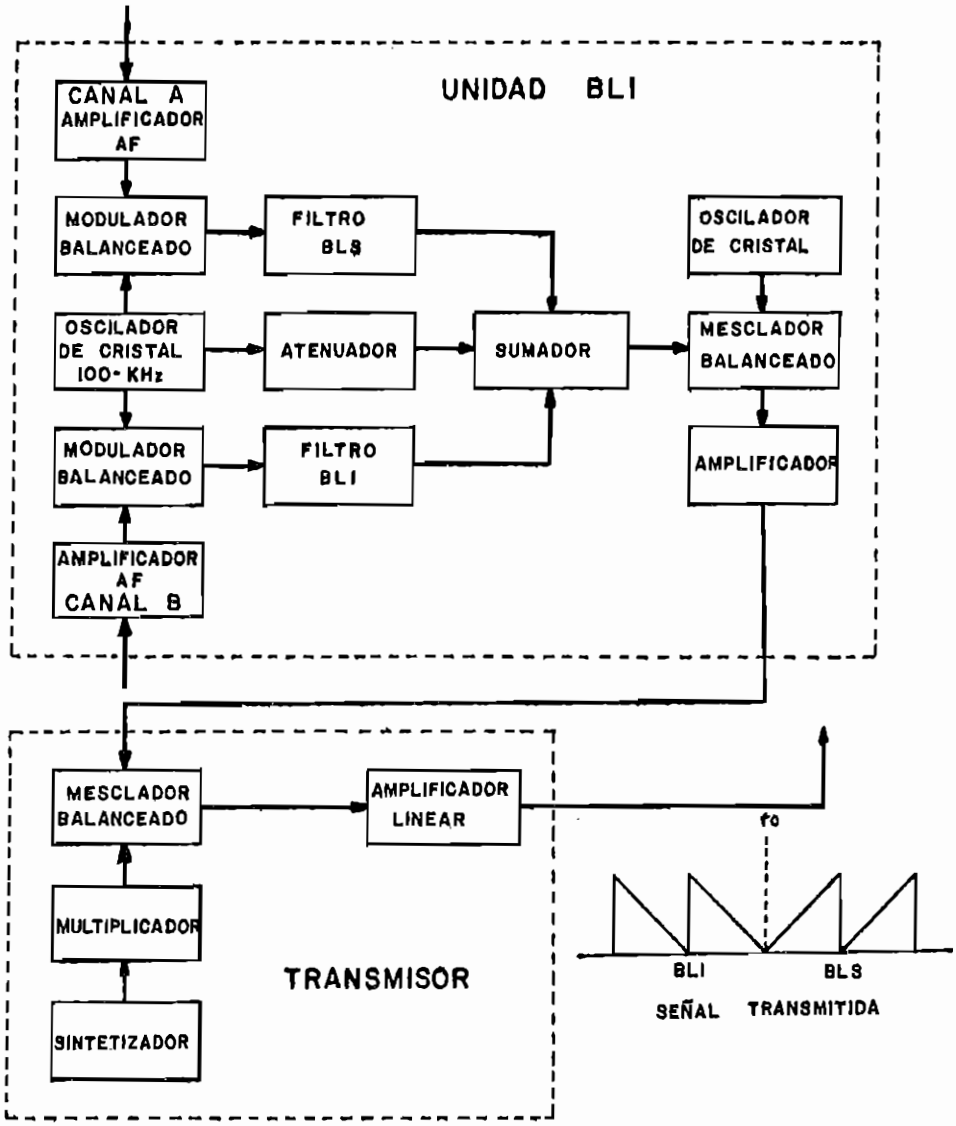


FIG. 4.5 DIAGRAMA EN BLOQUES DEL TRANSMISOR

de cristal. La portadora es suprimida en el modulador balanceado y en el filtro (BLI o BLS), la principal función del filtro es eliminar una de las bandas laterales. Las salidas de los filtros se combinan con una portadora en el sumador, a la salida de este último tenemos ya, la señal de Banda Lateral Independiente. Esta señal se envía al mesclador balanceado, en el cual se produce una mezcla con la señal que llega del oscilador de cristal y se obtiene una señal con una frecuencia estandar de 3.1 MHZ.

En este instante la señal sale de la unidad exitadora y entra al transmisor normal. La frecuencia se eleva unicamente en el mesclador, utilizando la salida de otro oscilador de cristal o un sintetizador de frecuencia. La señal de radio frecuencia de banda lateral independiente, es amplificada por un amplificador lineal y luego se envia a la antena para su transmisión.

La banda lateral de 6 KHz de anchura, puede dividirse en dos canales cada uno de ellos de una anchura máxima de 3 KHZ. De esta manera puede transmitirse simultáneamente cuatro bandas de telefonía de 3 KHz de anchura cada una. Como cada una de estas bandas de 3 KHz, se puede modular independientemente de los otros, se puede combinar emisiones de radiotelefonía con emisiones de telegrafía armónica. Para nuestro caso como se va a utilizar tres canales es conveniente elegir los canales más próximos a la portadora, talcomo se indica en la fig. # 2.1.

El procedimiento para desplazar los canales telefónicos almargen de la radio frecuencia y a las bandas laterales independientes se representa en la fig. 4.6.

De acuerdo a esto, el transmisor deberá cumplir con las si-

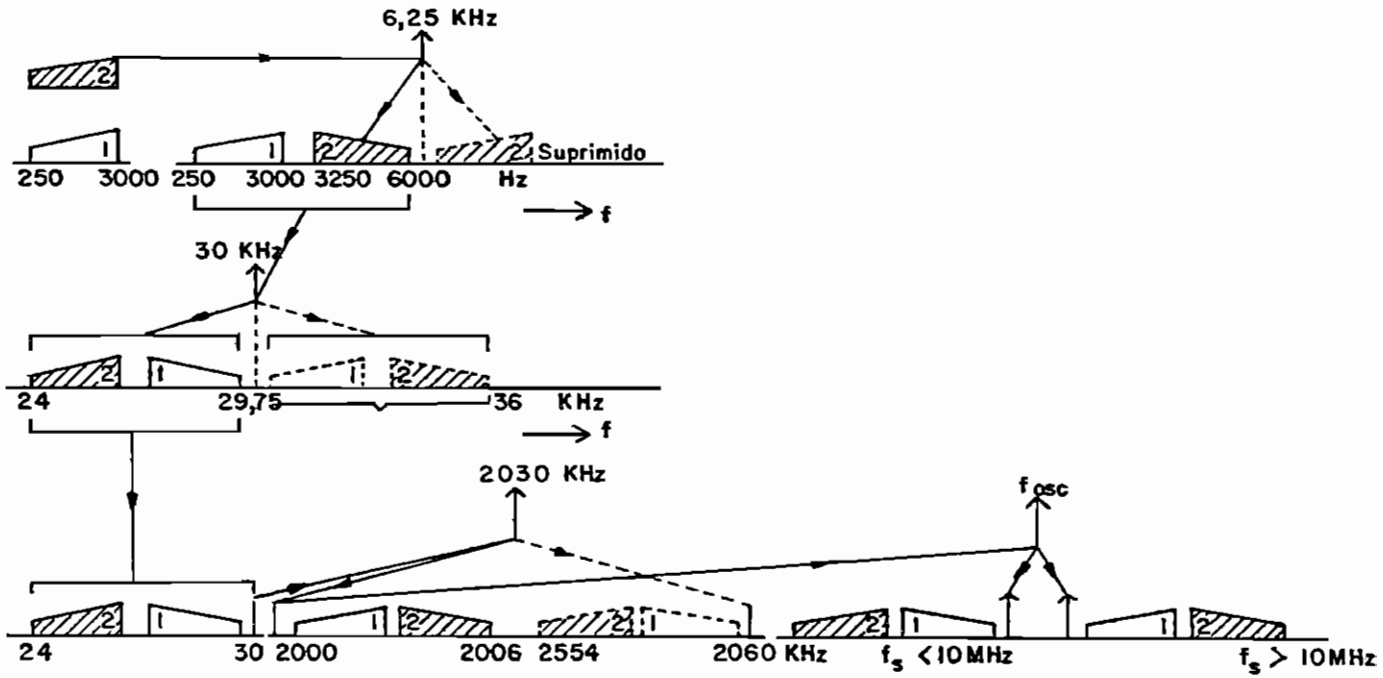


FIG. 4.6 DESPLAZAMIENTO DE CANALES PARA FORMAR LA BANDA LATERAL INDEPENDIENTE

guientes especificaciones:

Datos Generales:

Rango de Frecuencia	3.5 a 30 MHz.
Inestabilidad de frecuencia del transmisor en operación en un - cuarto de temperatura constante:	
inestabilidad de tiempo largo	$\leq 5 \times 10^{-8}$/mes
inestabilidad de tiempo corto	$\leq 3 \times 10^{-8}$/día
Inestabilidad de frecuencia con alteración de la temperatura ambiente:	
entre + 15°C y + 35°C	$\leq 3 \times 10^{-8}$
entre - 20°C y + 50°C	$\leq 3 \times 10^{-8}$
Con alteración de la línea de voltaje:	
$\pm$ 10% y - 15%	$\leq 1 \times 10^{-8}$
Clase de Emisión	A 9 B
Salida del transmisor:	
Impedancia de salida	50 ohm desbalanceada
Desacoplamiento permisible a toda potencia	≤ 2

Potencia piso de la envolvente de RF	10 KW
Potencia de la portadora	2.5 KW.

Valores de atenuación para 10 KW en una terminación de 50 OHMIOS.

Supresión de armónicas	≥ 56 dB
Supresión de seriales espurias	≥ 60 dB
Atenuación de portadora	desde -16 a -26 dB.
Supresión de líneas de diafonía (crosstalk) promedio en el punto más crítico.	mejor que 40 dB aproximadamente 3 dB sobre el valor del CCIR.
Relación señal/ruido no ponderado con relación a la modulación total	≥ 46 dB

Clase de emisión A 9 B:

Rango de frecuencia de modulación para las dos bandas laterales	150 a 6000 Hz.

Respuesta de frecuencia:

250 a 6000 Hz	≤ 2 dB
150 a 6000 Hz	≤ 4 dB

Impedancia de entrada para cada banda lateral 600 OHMIOS + 10%

Nivel ajustable de entrada para cada banda lateral	- 10 dB a + 10 dB
Atenuación ajustable de portadora	- 16 dB a - 26 dB
Supresión de líneas de diafonía - (crosstalk) de banda lateral a banda - lateral	≥ 50 dB
Fuente de alimentación:	
Voltaje	220 V c.a. trifásico + 10% - 15% con neutro.
frecuencia	60 Hz ± 5%
Potencia de entrada	20 KVA, Cos 4 φ 0.95

4.6 SISTEMA DE TELEGRAFIA ARMONICA

Se utiliza un canal telefónico (0.3 a 3 KHZ), dividido en - estrechos canales telegráficos según el sistema multiplex - de frecuencia. El número de canales depende de la velocidad telegráfica, que determina la desviación de frecuencia y la separación entre canales. Cada canal cuenta con dos - frecuencias: una se emite cuanto el impulso telegráfico a transmitir tiene polaridad de parada (P), y la otra, cuando tiene polaridad de arranque (A).

Existe tres sistemas de telegrafía armónica para enlaces de altas frecuencias, cada uno con distinto ancho de banda. - Las separaciones de canal para todos los sistemas, se basa- en el esquema de 170 Hz. Todos trabajan con manipulación - de frecuencia.

ESQUEMA 170

Canal	P	M	A
C1	382	425	467
C2	552	595	637
C3	722	765	807
C4	892	935	977
C5	1062	1105	1147
C6	1232	1275	1317
C7	1402	1445	1487
C8	1572	1615	1657
C9	1742	1785	1827
C10	1912	1955	1997
C11	2082	2125	2167
C12	2252	2295	2337
C13	2422	2465	2507
C14	2592	2635	2677
C15	2762	2805	2847
C16	2932	2975	3017

ESQUEMA 340

Canal	P	M	A
C1'	425	510	595
C2'	765	850	935
C3'	1105	1190	1275
C4'	1445	1530	1615
C5'	1785	1870	1955
C6'	2125	2210	2295
C7'	2465	2550	2635
C8'	2805	2890	2975 (38)

ESQUEMA 680

Canal	P	M	A
C1"	765	935	1105
C2"	1445	1615	1785
C3"	2125	2295	2465

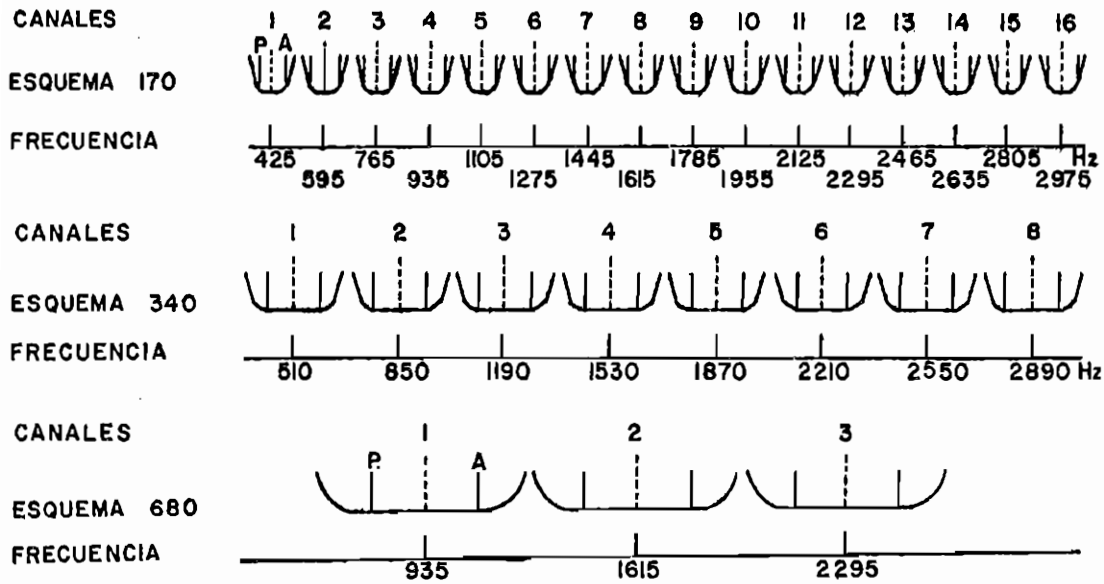


FIG. 4.7 SISTEMA DE TELEGRAFIA ARMONICA PARA ENLACES DE ALTA FRECUENCIA.

Como se ve en la fig. 4.7, la frecuencia central más baja en el esquema de 170 Hz es de 425 Hz. Habiendo una separación de 170 Hz entre los canales, se obtiene una banda telefónica de 300 a 3000 Hz. La frecuencia central más alta es 2975 Hz, lo que significa un total de 16 canales telegráficos (C1 hasta C16), con una desviación de ± 42.5 Hz.

Al tener una separación doble de 340 Hz entre los canales, se reduce el número de estos a ocho, con una desviación de ± 85 Hz. Las frecuencias centrales del esquema 170 Hz, se utilizan en este caso como frecuencias de manipulación de los canales C1' a C8'.

Si se vuelve a duplicar a 680 Hz, la separación de frecuencias entre los canales, se obtienen tres canales (C1" a C3") con una desviación de ± 170 Hz.

En la tabla 4.1 se indican los sistemas de telegrafía armónica para altas frecuencias.

TABLA 4.1. SISTEMAS DE TELEGRAFIA ARMONICA PARA ALTAS FRECUENCIAS.

SISTEMA	# CANALES	SEPARACION ENTRE CANALES (HZ)	DESVIACION DE FRECUENCIA (HZ)	ANCHO DE BANDA (HZ)	VELOCIDAD TELEGRAFICA (Baudios) NORMAL	MAXIMA
170	16	170	± 42.5	125	50	100
340	8	340	± 85	250	100	200
680	3	680	± 170	500	200	400

Para mejorar la calidad del enlace y protegerse contra los efectos de los desvanecimientos selectivos, se hace uso de la técnica de recepción por diversidad. En nuestro enlace se utilizará el sistema de diversidad en frecuencia (fig. -

4.1), en este método, las señales de dos canales de tele - grafía armónica conectados en paralelo son radiados por un solo transmisor. Para la recepción de tales transmisiones- se requiere también un sólo receptor con una antena. En la sección receptora del equipo de telegrafía armónica se in - terconectan los dos canales, que llevan la misma informa - ción a través de un dispositivo evaluador. Si la diferen - cia de nivel de los dos canales es grande (> 8 dB), el ca- nal con señal más débil, es eliminado. Los dos canales lle van la misma información deben estar separados por lo menos 400 HZ.

El equipo de telegrafía armónica, deberá sujetarse a las si guientes características:

Parámetros del sistema:

Tipo de Modulación	Modulación de frecuencia	
Operación de Diversidad	Diversidad en frecuencia	
Rango de operación del Demodulador relativo al nivel de recepción	+ 6 a - 45 dB	
Sistemas	FM 170	FM 340
Número de canales telegráficos den tro de un canal telefónico (0.3 a 3 KHZ)	16	8
Frecuencia central para el canal más bajo/más alto	425/2975 HZ	510/2890 HZ.
Velocidad telegráfica (Arranque-Parada)	75 baudios	150 baudios

Velocidad telegráfica (sincrónica)	100 baudios	200 baudios
Separación entre canales	170 HZ	340 HZ
Desviación de frecuencia	± 42.5 HZ	± 85 HZ
Nivel de canal en transmisión (nominal)	- 40 dB	- 37 dB
Nivel de canal en recepción (nominal)	- 10 dB	- 10 dB
Relación de error de Bit (medido en 100 baudios en FM 170)	10^{-4} con una relación señal/ruido de 14.6 dB.	

$$\text{relación señal/ruido} = \frac{\text{energía por bit}}{\text{Potencia de ruido por HZ}}$$

Entrada de circuito local — Corriente Neutral/Polar

Entrada de Voltaje

Voltaje de entrada=5 V. a 48 V. dependiendo de la Resistencia de entrada.

Resistencia de entrada=0.3 a 3.3 KΩ max (adaptable)

Potencia de entrada= 0.7 W.

Salida de circuito local
Corriente Polar — ± 12 V/± 12 mA en 1 KΩ

	(voltaje de circuito abierto = ± 20 V, Ri = 500 OHMIOS).
	± 20 V/± 20 mA en 1 K OHMIOS (voltaje de circuito abierto = ± 30 V, Ri = 500 OHMIOS)
Corriente Neutral	60 V/40 mA en 1 K OHMIOS
Impedancia de línea	600 OHMIOS
Fuente de alimentación Voltaje	110/200 V + 10% - 15%, 60 HZ.
Rango de temperatura	- 25 a 60° C.

4.7 SISTEMA DE CORRECCION AUTOMATICA DE ERRORES (SISTEMA ARQ-MUX).

En el viaje desde el teleimpresor de transmisión, hasta el teleimpresor de recepción, la señal telegráfica está sujeta a diversos tipos de distorsiones sucesivas. Estas distorsiones son la causa de la mayoría de los errores que en la recepción se traducen en alteraciones del texto del mensaje.

El sistema multicanal conocido por la designación ARQ-MUX, evita automáticamente que se reciban signos mal transmitidos, de modo que la seguridad de transmisión en el circuito radio-eléctrico alcanza prácticamente a la de los circuitos por cable.

Se basa en el alfabeto telegráfico de siete impulsos, código CCITT No. 3 (fig. 4. 8). De las 128 posibles combinaciones, se aprovechan 35 para transmitir la comunicación. -

Serie de cifras	Serie de letras	Alfabeto No. 2 Código de 5 impulsos						Alfabeto No. 3 Código de 7 impulsos						
-	A	●	●	○	○	○		○	○	●	●	○	●	○
?	B	●	○	○	●	●		○	○	●	●	○	○	●
:	C	○	●	●	●	○		●	○	○	●	●	○	○
✠	D	●	○	○	●	○		○	○	●	●	●	○	○
3	E	●	○	○	○	○		○	●	●	●	○	○	○
	F	●	○	●	●	○		○	○	●	○	○	●	●
	G	○	●	○	●	●		●	●	○	○	○	○	●
	H	○	○	●	○	●		●	○	●	○	○	●	○
8	I	○	●	●	○	○		●	●	●	○	○	○	○
♨	J	●	●	○	●	○		○	●	○	○	○	●	●
(	K	●	●	●	●	○		○	○	○	●	○	●	●
)	L	○	●	○	○	●		●	●	○	○	○	●	○
.	M	○	○	●	●	●		●	○	●	○	○	○	●
,	N	○	○	●	●	○		●	○	●	○	●	○	○
9	O	○	○	○	●	●		●	○	○	○	●	●	○
0	P	○	●	●	○	●		●	○	○	●	○	●	○
1	Q	●	●	●	○	●		○	○	○	●	●	○	●
4	R	○	●	○	●	○		●	●	○	○	●	○	○
'	S	●	○	●	○	○		○	●	○	●	○	●	○
5	T	○	○	○	○	●		●	○	○	○	●	○	●
?	U	●	●	●	○	○		○	●	●	○	○	●	○
=	V	○	●	●	●	●		●	○	○	●	○	○	●
2	W	●	●	○	○	●		○	●	○	○	●	○	●
/	X	●	○	●	●	●		○	○	●	○	●	●	○
6	Y	●	○	●	○	●		○	○	●	○	●	○	●
+	Z	●	○	○	○	●		○	●	●	○	○	○	●
Retroceso del carro		○	○	○	●	○		●	○	○	○	○	●	●
Avance de renglón		○	●	○	○	○		●	○	●	●	○	○	○
Letras		●	●	●	●	●		○	○	○	●	●	●	○
Cifras		●	●	○	●	●		○	●	○	○	●	●	○
Espacio		○	○	●	○	○		●	●	○	●	○	○	○
Cinta no perforada		○	○	○	○	○		○	○	○	○	●	●	●
Señal de marcha en vacío α								○	●	○	●	○	○	●
Señal de marcha en vacío β								○	●	○	●	●	○	○
Señal de consulta RQ								○	●	●	○	●	○	○

○ Polaridad de arranque
(corriente negativa en servicio de corriente doble,
ausencia de corriente en servicio de corriente simple)

● Polaridad de parada
(corriente positiva en servicio de corriente doble,
corriente negativa en servicio de corriente simple)

✠ ¿ Quién ?

♨ Timbre

FIG. 4-8 ALFABETOS TELEGRAFICOS INTERNACIONALES No. 2 y No. 3.

De estas 32 están asignadas a las letras, cifras y señales de puntuación del alfabeto telegráfico de cinco impulsos, código CCITT No. 2; los tres signos restantes se utilizan uno como señal de consulta (RQ) y dos como criterio de ocupación (A para polaridad de arranque y P para polaridad de parada). La característica común de las 35 combinaciones de impulsos, es que consisten siempre de tres impulsos de espacio y cuatro impulsos de signo. Si se deforma una señal en el circuito radio-eléctrico, puede esperarse con gran probabilidad que la relación entre los impulsos de espacio y de signo ya no sea de 3:4. Se reconoce asi que la señal es falsa y no se imprime.

El sistema esta provisto de un dispositivo automático de consulta que presupone un enlace duplex. Apenas un signo se deforme a tal punto, que la relación de las polaridades de impulsos difiera de 3:4, el equipo receptor (estación 2, fig. 4. 9), interrumpe primero la salida del mensaje hacia el abonado y provoca en el transmisor la emisión de una señal de consulta (señal RQ), seguida por los tres últimos caracteres (ciclo de repetición 4 caracteres). Al llegar el signo RQ a la estación colateral (estación 1), se detiene la transmisión continua y se envía primero la señal RQ, como confirmación para la estación 2. Esta señal RQ es seguida por la repetición de los 3 últimos caracteres transmitidos a la estación 2. Estos 3 últimos caracteres, fueron almacenados para retransmisión en previsión de una posible consulta.

La longitud del ciclo de repetición, es función del retardo de la señal en el camino de transmisión. Si debido a la longitud del circuito radioeléctrico, resulta insuficiente el ciclo de repetición de cuatro caracteres (1 señal RQ y 3 caracteres repetidos) se debe usar el ciclo de repetición -

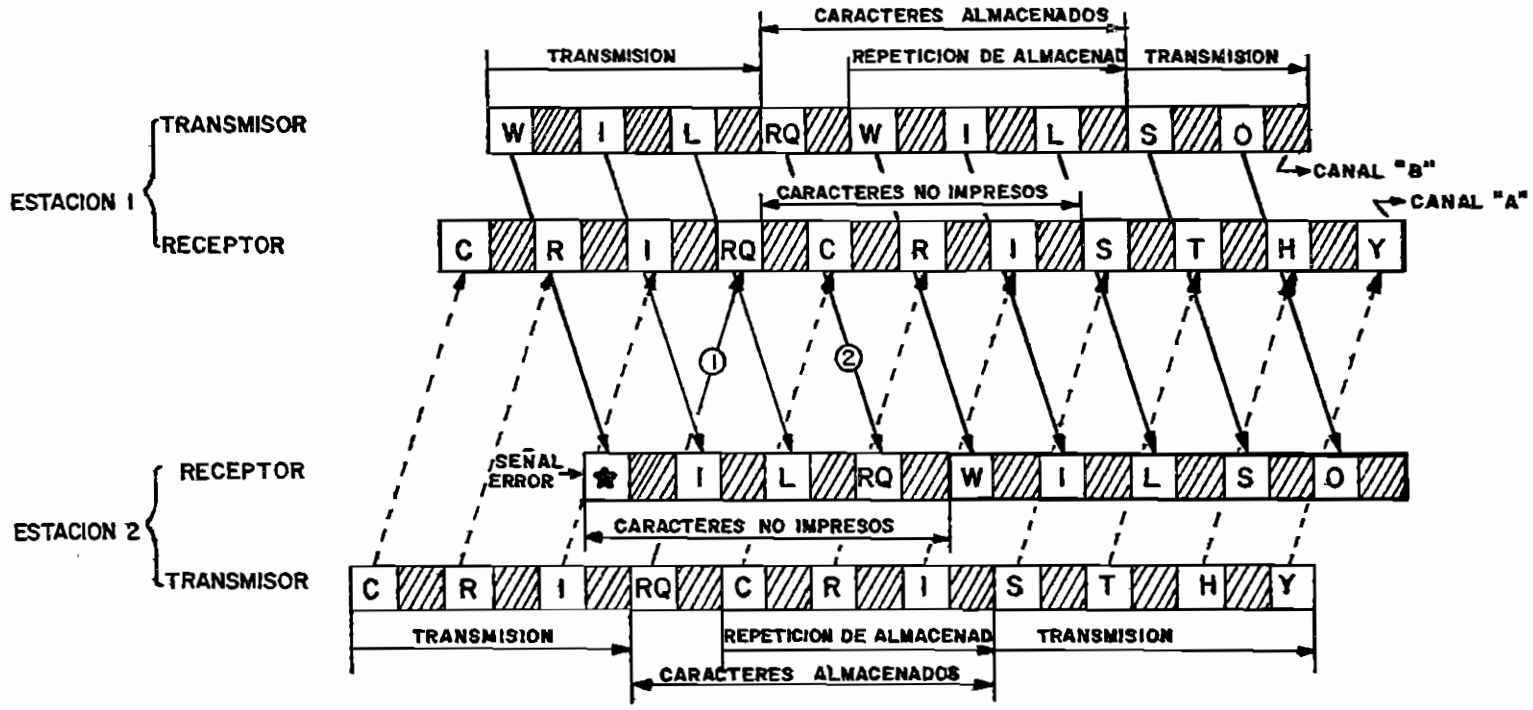


FIG. 4.9 PROCESO DE REPETICION DE DOS CANALES PARA UN TERMINAL MULTIPLEX POR DIVISION DE TIEMPO EMPLEANDO EL CICLO DE REPETICION DE CUATRO CARACTERES.

de ocho caracteres (1 señal RQ y 7 caracteres repetidos).

El ciclo continúa en ambas direcciones, hasta que la repetición de la señal RQ haya sido recibida correctamente (RQ-gated). Los abonados solamente reciben los caracteres del mensaje originalmente transmitido; los caracteres erróneos y los repetidos no se escriben en las máquinas de los abonados.

El sincronismo entre las dos estaciones se establece automáticamente, mediante un oscilador de cristal y circuitos de sincronismo. Las dos estaciones son condicionadas a trabajar una como directora y la otra como esclava.

Conectando un equipo multiplex, es posible establecer dos o cuatro canales. En la operación de dos canales, los canales A y B son combinados de tal manera, que los caracteres sean seleccionados alternadamente desde los dos canales (fig. 4.9). En la operación de cuatro canales los pares A, B y C, D, son seleccionados alternadamente. Para asegurar una segregación clara de corte de los canales individuales A, B, C y D, los canales B y C son transmitidos con polaridad invertida de acuerdo a las recomendaciones del CCIR.

Las características que debe tener este sistema son:

Método de transmisión	Principio ARQ, multiplex por división de tiempo en 2 o 4 canales.
Circuitos de transmisión	lado agregado: 4 alambres (full - duplex).
	lado local : 4 alambres (full duplex.)

Alfabeto telegráfico	lado agregado: código de 7 unidades, CCITT No. 3
	lado local : código de 5 unidades, CCITT No. 2
Frecuencia reloj	1843.2 KHZ
	error de frecuencia $\frac{\Delta f}{f} \leq \pm 1 \times 10^{-6}$
Velocidad de transmisión	
lado local	seleccionable: 50,75,100,150,200 baudios.
lado agregado	seleccionable: 85 5/7 a 2400 bits/seg con operación de dos canales, dependiendo de la velocidad telegráfica del abonado local.
Máximo retardo de señal permitido	
lado local	298 ms en 50 baudios
lago agregado	293 ms con un ciclo de repetición de 4 caracteres.
Defasaje	con 4 caracteres ciclo repetitivo.
Período de espera	4 seg.
Período de defasaje	máximo 5 seg.
Ciclo de repetición	seleccionable: ciclo de 4 caracteres.

	ciclo de 8 caracteres
	seleccionable:
	tested RQ
	gated RQ
	seleccionable:
	operación con repetición de señal
	operación sin repetición de señal
Ciclo de Marca	seleccionable:
	cada cuarto caracter invertido cada octavo caracter invertido
	seleccionable:
	con o sin ciclo marcado
Entrada lado local	
Entrada en serie	seleccionable:
	Corriente polar ± 5 a ± 30 m A - en 1 K OHMIO
	Corriente neutra de 40 a 60 mA - en 200 OHMIOS
Entrada en paralelo	Para conexión de equipo electrónico o electromecánico.
	Polaridad de parada (P): 0 a + 3V
	Polaridad de arranque (A) : cir

	cuito abierto o alta impedancia.
Salida lado local y pulso de disparo tripping	Relé de estado sólido seleccionable:
	corriente polar ± 20 a ± 30 m A ± 60 V.
	corriente neutra de 40 a 60 m A, 60 V o 120 V.
Entrada lado agregado	
entrada en serie	Ver entrada lado local.
entrada de frecuencias de voz	0.8 a 3 KHZ nivel de entrada de -25 a + 10 - dB en 600 OHMIOS
Salida lado agregado Relé polar de estado sólido.	
Salida de frecuencias de voz	1.9 KHZ; nivel ajustable -6 a + 6 dB en 600 OHMIOS
Voltaje de alimentación	110, 220 V ± 10% 60 HZ.
Potencia de consumo	máximo 350 VA
Rango de temperatura	- 20 a + 50° C
Húmedad Relativa máxima	90% en + 40° C.

4.8 RADIO RECEPTOR.

En la figura 4. 10 , se presenta un diagrama en bloque simplificado de un receptor de Banda lateral independiente.

Las señales recibidas en la antena, son enviadas a un amplificador de radio frecuencia en el cual se amplian estas señales para luego ser trasladadas a un primer mezclador, en donde se combinan con las señales que entran desde el sintetizador y de esta manera obtener una primera frecuencia intermedia (IF), la misma que contiene la modulación de la portadora original; luego se amplifican en la etapa de amplificación de frecuencia intermedia, la salida de esta se conecta a un segundo mezclador para obtener las dos bandas independientes, las mismas que son separadas por los filtros de la respectiva banda lateral y obtener de esta manera los dos canales de banda lateral independiente.

El receptor deberá cumplir con las siguientes especificaciones:

Rango de Frecuencia	3 - 30 MHZ
Clase de Emisión	A 3 B
Impedancia de entrada	50 OHMIOS
Máximo voltaje de entrada	$\leq$ 5 u V
Sensitividad	
Voltaje de entrada para la clase de emisión A 3 B	5 u V
Control Automático de Ganancia	
Fluctuaciones entre 1 u V y 100 m V deben producir un cambio en la salida	$\leq$ 6 dB

Frecuencias Intermedias	
Primera frecuencia intermedia	73.03 MHZ
Segunda frecuencia intermedia	30 KHZ
Supresión de Interferencias	
Reinyección de FI	≥ 90 dB
Reinyección de frecuencia imagen	≥ 80 dB
Voltaje de salida de FI	≥ 0.5 V en 600 OHMIOS
Nivel de audio, continuamente variable	max + 3 dBm en 600 OHMIOS
Distorción de armónicas	≤ 1%
Relación señal/ruido no ponderado	≥ 40 dB
Potencia a la salida del parlante con una distorción de armónica 5%	2 W /5 OHMIOS
Voltaje de alimentación	110-220V ± 10%, 60 HZ
Rango de temperatura	- 40 a + 70°C
Húmedad Relativa Máxima	90% en + 40°C

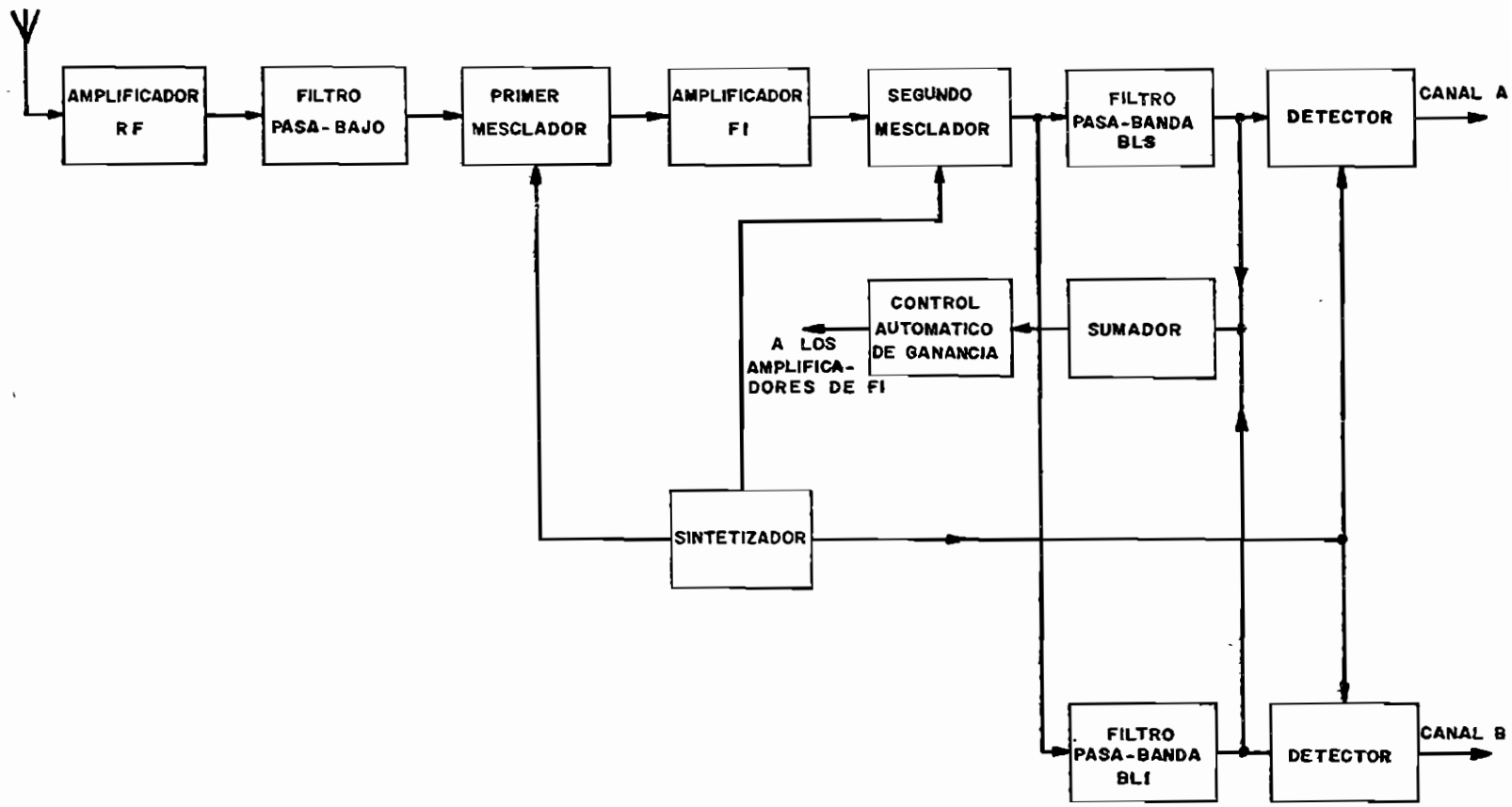


FIG. 4.10 DIAGRAMA EN BLOQUES DE UN RECEPTOR DE BANDA LATERAL INDEPENDIENTE

C A P I T U L O V

ESTUDIO DE LOS ENLACES SECUNDARIOS

5.1 INTRODUCCION.

En esta planificación se ha previsto el uso de dos enlaces - en ultra alta frecuencia (UHF), para interconectar las estaciones de altas frecuencias con la red de Micro-ondas. Por lo tanto es necesario dar ciertos conocimientos básicos relacionados con estos enlaces.

La calidad de un canal de comunicación, en sistemas de radio-enlace, es dada principalmente por la relación señal/ - ruido, SG, existente en la estación terminal del circuito . Para el cálculo de la relación señal/ruido se requiere la - determinación del total de pérdidas a_t, que viene dada por la fórmula:

$$SG = 10 \log_{10} \frac{P_S}{P_G} \text{ dB} \qquad (5.1)$$

P_S = Potencia de la señal de referencia en el punto de - prueba.

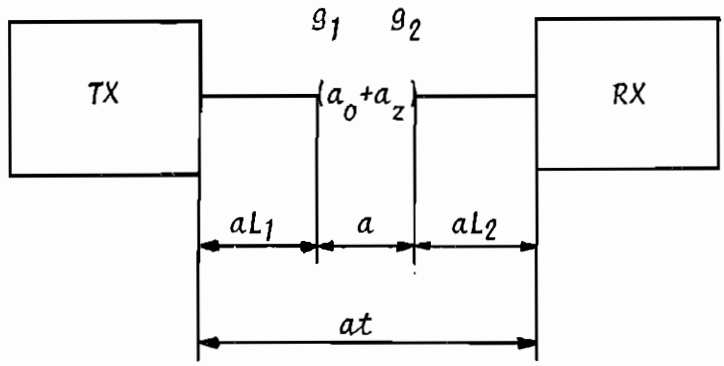
P_G = Potencia de ruido ponderada en el punto de prueba.

Las ondas de radio en la gama de ultra alta frecuencia (UHF), se propagan siguiendo la curvatura de la tierra debido al - fenómeno de difracción, por consiguiente es importante que entre las dos estaciones de un enlace, no exista ningún obstáculo dentro de la primera zona de Fresnel que impida la - propagación de las ondas de radio. Por lo tanto es impor -

tante chequear las condiciones de obstrucción de los enla - ces de radio, tomando en cuenta la forma esférica de la superficie de la tierra y la refracción atmosférica.

5.2 LOCALIZACION DE LAS PERDIDAS DE TRANSMISION.

La transmisión de RF empieza en los terminales de salida - del transmisor y finaliza en los terminales de entrada del receptor. Esta transmisión está caracterizada por el total de pérdidas a_t.



at = Pérdida total de un salto

a = Pérdida del enlace

a_o = Pérdida de transmisión básica

a_z = Pérdida por obstrucción

a_L = Pérdida de los alimentadores de antena incluyendo - filtros separadores.

g = ganancia de antena.

Fig. 5.1 Localización de pérdidas

Para propósitos de cálculos a_t es dividida en cuatro componentes principales:

a). Pérdidas de transmisión básica: a_o.- Definida como pérdidas del espacio libre referidas a un dípolo de media onda o a un radiador isotrópico.

b). Pérdidas por obstrucción a_z.- Toma en cuenta los efectos de obstrucción de la primera zona Fresnal.

c). Ganancias de antena g_1 y g_2.- La directividad de las antenas de transmisión y de recepción son tomadas en cuenta como pérdidas negativas.

d). Pérdidas a_{L1} y a_{L2}.- En los alimentadores de antena son las pérdidas en las líneas de transmisión, incluyendo las de los filtros separadores.

El total de las pérdidas para un enlace está dado por la siguiente relación:

$$a_t = a_o + a_z - (g_1 + g_2) + a_{L1} + a_{L2} \qquad (5.2)$$

5.3 TRAZADO DE PERFILES.

5.3.1 Factor (K) Equivalente del radio de la tierra:

La propagación de las ondas de radio en la atmósfera inferior es levemente curvada hacia la superficie de

la tierra, debido a la refracción atmosférica. Esta curvatura se toma en cuenta introduciendo el factor (K), equivalente del radio de la tierra por el cual se multiplica el radio verdadero. Cuando se traza perfiles de enlaces, se modifica la curvatura de la tierra de manera que los rayos puedan ser representados por líneas rectas.

Bajo condiciones atmosféricas normales es costumbre calcular con un factor K = 4/3.

5.3.2 Curvatura h de la tierra y rango de vista geométrico d geom.:

En el caso de radio enlaces mayores de 10 Km. se debe tomar en cuenta la curvatura de la tierra y la refracción atmosférica. La curvatura de la tierra h es dada por:

$$h = \frac{d_1 \times d_2}{2K\ r_E} \times 1000 \qquad (5.3)$$

donde:

h = altura en metros de la superficie de la tierra en un punto P del enlace comparado con la cuerda entre los puntos A y B tomando en cuenta la refracción atmosférica. (fig. 5.2).

d_1 = Distancia en kms. entre el terminal A y el punto P.

d_2 = Distancia en kms. entre el terminal B y el pun

to P.

r_E = Radio verdadero de la tierra = 6370 Km.

K = Factor equivalente del radio de la tierra.

El alcance de vista geométrico d geom. en Km. para terrenos planos y agua es dado por:

$$d\ geom. = 3.57 \sqrt{K}\ (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}) \qquad (5.4)$$

Donde h_1 y h_2 son las alturas en mts. del centro hipotético de radiación de la antena sobre el nivel del terreno. Con una longitud del enlace d geom. en km. la línea de conexión entre las antenas deberá ser tangencial a la superficie de la tierra.

5.3.3 Consideraciones de formación del terreno:

La curvatura de la tierra puede ser calculada con Ko = 4/3 de la ecuación (5.3); generalmente existe un papel especial para gráficos de perfil usado para el trazado de perfil de los enlaces. Por apreciación se usa escalas diferentes para alturas y distancias, las escalas vertical y horizontal son fijadas con anterioridad para un hoja de gráfico del perfil.

Para trazar el perfil de un enlace, se necesitan mapas con líneas de contorno en escalas de 1:25000 ó 1:50.000.

En un radio enlace entre los puntos A y B la línea

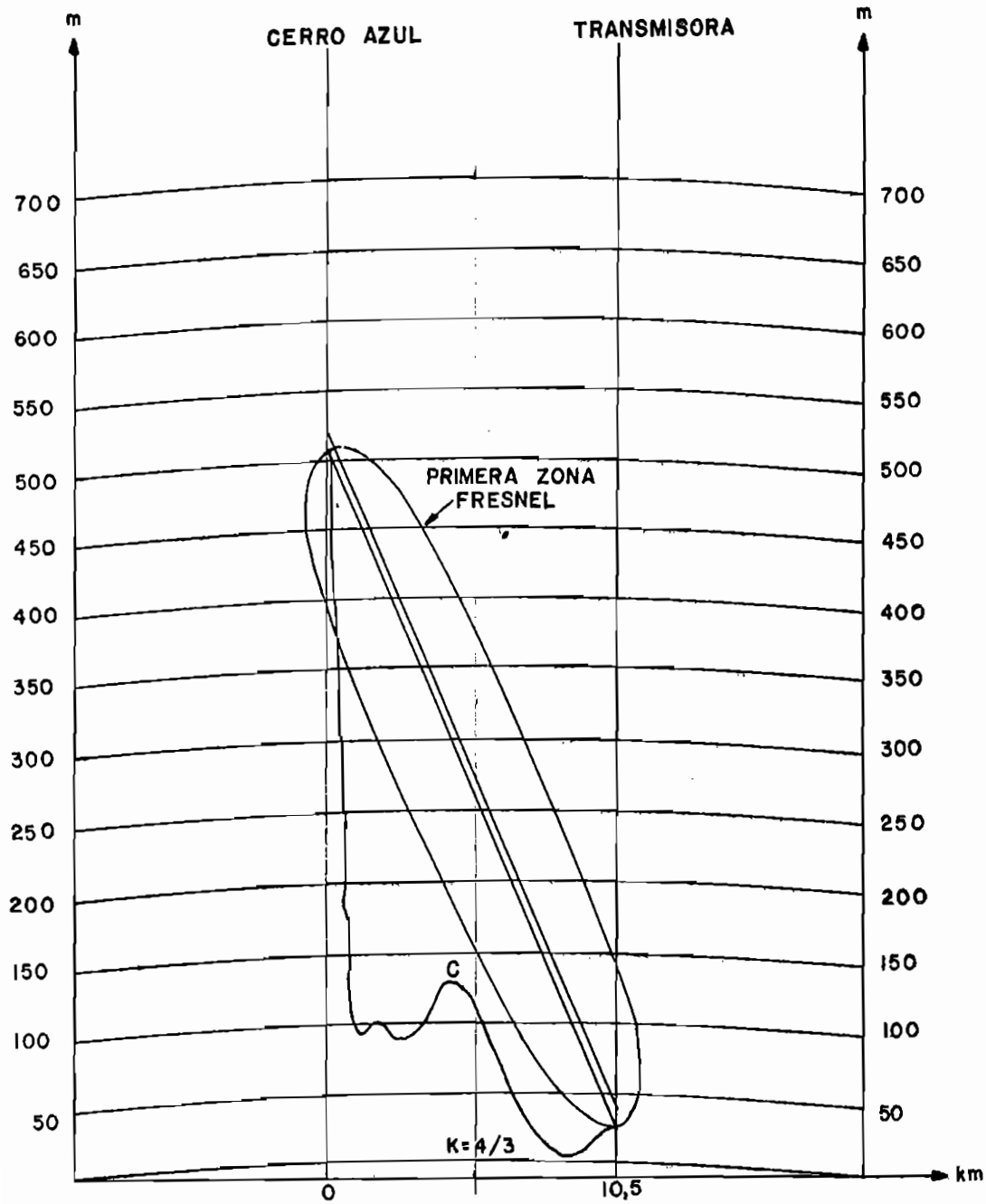


FIG. 5.2 PERFIL PARA EL ENLACE ESTACION TRANSMISORA-CERRO AZUL

de conexión A - B es dibujada sobre el mapa. Por referencia a las líneas de contorno de los mapas, los puntos más altos y más bajos son determinados a lo - largo del enlace A - B, y cada elevación del terreno es dibujado sobre la curvatura de la tierra en el papel del gráfico de perfil a la distancia apropiada - entre A y B. Todos estos puntos son interconectados por líneas rectas (ver fig. 5.2), aparte del trazado de perfiles usando mapas, es necesario inspeccionar- el terreno.

5.4 PROPAGACION EN EL ESPACIO LIBRE.

El espacio alrededor de la línea de vista también afecta a la propagación. Sin embargo es suficiente que la primera - zona Fresnel esté libre de obstrucción. Esta zona es un - elipsoide de revolución cuyos puntos focales están en los - terminales del enlace, es decir las antenas, los contornos- incluyen todos los puntos desde los cuales, una onda puede- ser reflejada como una longitud diferente a una media longitud de onda.

Para las escalas vertical y horizontal del perfil del enlace, la distancia focal en los dibujos coinciden para todos- los propósitos prácticos con los vértices de la elipse. - El semi-eje menor de la elipse y las líneas paralelas a este pueden ser dibujadas con suficiente exactitud como paralelas al eje vertical del sistema de coordenas sobre el gráfico del perfil, aún si la elipse esté inclinada debido a - la diferencia de altura en las antenas.

Las siguientes ecuaciones sirven para determinar la primera zona Fresnel.

Semi-eje menor en el punto medio del enlace:

$$r_{Fm} = 15.8\sqrt{\lambda . d} = 274\sqrt{\frac{d}{f}} \qquad (5.5)$$

Otros puntos:

$$r_F = 31.6\sqrt{\frac{d_1 \times d_2}{d} . \lambda} = 547\sqrt{\frac{d_1 . d_2}{f . d}} \qquad (5.6)$$

Cerca de la antena:

$$r_F \approx 31.6\sqrt{\lambda . d_1} = 547\sqrt{\frac{d_1}{f}} \qquad (5.7)$$

Donde:

d_1, d_2 = distancia en km. desde los terminales A o B.

$d = d_1 + d_2$ = longitud total del enlace.

f = Radio frecuencia en MHz.

λ = Longitud de onda en mts.

r_{Fm}, r_F = altura en mts. de un punto en la primera zona Fresnel bajo o sobre la línea de conexión A - B en una distancia d/2, d1 ó d2, desde los extremos del enlace.

5.4.1 Pérdidas del enlace a y pérdidas de transmisión básica a_o para propagación en el espacio libre:

Asumiendo que el trazado del perfil se realiza con - K = 4/3 y la primera zona Fresnel libre de obstrucción. Las pérdidas del enlace a y de transmisión básica a_0 pueden ser calculadas de las siguientes ecuaciones:

$$a = 10 \log_{10} \frac{P1}{P2} \; dB = 20 \log_{10} \frac{\lambda . d}{A} \; dB$$

[5.8]

$$= 20 \log_{10} \frac{4 \pi . d}{Gk \; \lambda} \qquad dB = 20 \log_{10} \frac{8 \pi \; d}{1.09 \; 3G_0} \; dB$$

Donde:

P1, P2 = Potencia de transmisión y recepción en los terminales de antena.

λ = Longitud de onda asociada con la radio frecuencia a ser transmitida.

d = Longitud del enlace.

A = Area efectiva de las antenas transmisora -- (A1) y receptora (A2) $A = \sqrt{A1 . A2}$

G_K = Ganancia de potencia sobre el radiador isotrópico para las antenas de trasmisión (G_{K1}) y recepción (G_{K2}); $GK = \sqrt{GK_1 . GK_2}$.

G_D = Ganancia de potencia sobre el dipolo de media onda para antenas de transmisión (G_{D1})

y recepción (G_{D2}); $GD = \sqrt{G_{D1} \cdot G_{D2}}$

Cuando $G_K = 1$ las pérdidas de transmisión básica a_{ok} se refieren al radio isotrópico. Para $G_D = 1$ las pérdidas de transmisión básica a_{oD} se refieren al dipolo de media onda.

De las ecuaciones (5.8) obtenemos las siguientes ecuaciones:

$$aoK = 82 \text{ dB} + 20 \log_{10} \frac{d}{\lambda} \text{ dB}$$

(5.9a)

$$= 92.4 \text{ dB} + 20 \log_{10} d \text{ dB} + 20 \log_{10} f \text{ dB}$$

$$aoD = 77.7 \text{ dB} + 20 \log_{10} \frac{d}{\lambda} \text{ dB}$$

(5.9b)

$$= 28.1 \text{ dB} + 20 \log_{10} d \text{ dB} + 20 \log_{10} f \text{ dB}$$

La frecuencia f. a ser transmitida esta en GHz (ecuación 5.9a) o en MHz (ecuación 5.9b); d en km. y λ - en mts.

Las pérdidas del enlace pueden ser calculadas con razonable exactitud con ayuda de las ecuaciones (5-9 a, b). Si las pérdidas del enlace debe ser determinadas exactamente, o si la reflexión sobre el terreno se espera que sea extraña, la dependencia del cambio de las pérdidas del enlace con la altura de la antena debe ser determinada por medidas de [illegible] durante períodos sin desvanecimientos.

5.5 CALCULOS DE LOS ENLACES.

5.5.1 Trazado del perfil para el enlace estación transmisora-Cerro Azul (Guayaquil):

Longitud del enlace	10.5 Km.
Frecuencia	317.25
antenas	4 dipolos de onda completa.
alimentadores	53 mts. de cable de 5/8"
perfil del enlace	fig. 5.2

Usando una hoja de trazado de perfiles para K = 4/3- trazar el perfil para el enlace fig. 5.2.

5.5.1.1 Cálculo de la primera zona Fresnel-altura - requerida de antenas.-

Observando el perfil de la fig. 5.2 se puede anticipar que podría existir obstrucción en el punto C (4.25 Km. desde A).

La ecuación 5.6 dá el radio de la primera - zona Fresnel en el punto C : d1 = 4.25 Km.- d2 = 10.5 Km. - 4.25 Km. = 6.25 Km.

$$r_F = 547\sqrt{\frac{d1 \cdot d2}{f.d}}$$

$$r_F = 547\sqrt{\frac{4.25 \times 6.25}{317.25 \times 10.5}} \text{ mts.}$$

$r_F = 48.85$ mts.

Trazando este valor sobre el punto C de la fig. 5.2 se observa que no existe obstrucción, en consecuencia la altura de la antena se colocará a 27 mts. del suelo, en la torre existente en el Cerro Azul y en un mástil de 9 mts. en la estación transmisora. Para comprobar la línea de vista de la 1 Zona Fresnel calculamos los siguientes valores:

$$r_{Fm} = 274\sqrt{\frac{d}{f}}$$

$$r_{Fm} = 274\sqrt{\frac{10.5 \text{ Km.}}{317.25 \text{ Hz.}}}$$

$$r_{Fm} = 49.85 \text{ mts.}$$

De la ecuación 5.6 para d1 = 3.5 ~~mts.~~ Km. y d2= 7 mts.

$$r_F = 547\sqrt{\frac{d1 \cdot d2}{f \cdot d}}$$

$$r_F = 547\sqrt{\frac{3.5 \times 7.0}{317.25 \times 10.5}}$$

$$r_F = 46.91 \text{ mts.}$$

y de la ecuación 5.7 para d1 = 1 km. desde las antenas

$$r_F = 547\sqrt{\frac{d1}{f}} \text{ mts.}$$

$$r_F = 547\sqrt{\frac{1}{317.25}} \text{ mts.}$$

$$r_F = 30.71 \text{ mts.}$$

Con estos valores trazamos la primera Zona-Fresnel para comprobar la línea de vista.

5.5.1.2 Cálculo de las pérdidas de transmisión básicas.-

La primera zona Fresnel es libre de obstrucción, asumiendo la propagación en el espacio libre para el cálculo. Las pérdidas de transmisión básica referidas a un radiador-isotrópico se calcula con la ecuación (5.9b).

$$a_{oD} = 28.1 \text{ dB} + 20 \log_{10} d \text{ dB} + 20 \log_{10} f \text{ dB}$$

$$a_{oD} = 28.1 \text{ dB} + 20 \log 10.5 \text{ dB} + 20 \log_{10} 317.25$$

$$a_{oD} = 98.55 \text{ dB}$$ 92.2518

5.5.1.3 Ganancia de antena.-

De la tabla Datos de ganancias de antenas del fabricante (Tabla 5.1), obtenemos la ganancia de antena para una Yagi de un dipolo y reflector:

$$g_K = 8.0 \text{ dB}$$

TABLA 5.1 GANANCIAS DE ANTENA g_K y g_D

Tipo de Antena	Frecuencia (MHz)	gK (dB)	gD (dB)
2 dípolos de media onda	435	9.6	7.45
4 dípolos de media onda	435	12.9	10.75
8 dípolos de onda completa	435	17.0	14.85
Yagi de un dipolo y reflector	350	8.00	7.85
Bocina reflectora	350	12.0	9.85
4 dípolos de onda completa	270	13.7	11.55

La ganancia combinada de las antenas de transmisión y recepción es $2g_2 = 16.0$ dB.

5.5.1.4 Pérdida en los cables de alimentación.-

Asumiendo que se utilizará 35 mts. de cable en el Cerro Azul y 18 mts. en la estación transmisora, usando un cable de 5/8" que según los datos del fabricante tiene una atenuación de 3.1 dB por cada 100 mts. de longitud y una impedancia de 50 Ω para una frecuencia de 300 MHz., en consecuencia el total de atenuación por longitud del cable es:

$$a_{L1} = \frac{3.1}{100} \times 53 \text{ dB}$$

$a_{L1} = 1.64$ dB

Incluyendo 1 dB de pérdidas en los filtros tenemos:

$a_L = 2.64$ dB

5.5.1.5 Total de pérdidas del enlace.-

Total de Pérdidas $= a_o + (a_{L1} + a_{L2})$

$= 98.55$ dB $+ 2.64$ dB

$= 101.19$ dB

5.5.1.6 Atenuación Neta del enlace.-

De acuerdo a la ecuación 5.2 tenemos:

$a_t = a_o + a_z - (g_1 + g_2) + (a_{L1} + a_{L2})$

$a_t = 98.55$ dB $- 16.0$ dB $+ 2.64$ dB

$a_t = 85.19$ dB

5.5.1.7 Potencia del transmisor P_T.-

De las características técnicas del equipo se determina que se tiene una potencia de salida igual a = 31.76 dBm.

5.5.1.8 Potencia recibida Pr.-

$$Pr = P_T - a_t \qquad (5.10)$$

$= 31.76$ dBm $- 85.19$

$= -53.43$ dBm

5.5.1.9 Nivel de Umbral Práctico P_{th}.-

El nivel de umbral práctico P_{th}, expresado en dBm se calcula por la siguiente fórmula:

$$P_{th} = 10 \log (10 KT_oBF) \qquad (5.11)$$

Donde:

$K = 1,38 \times 10^{-23}$ (watt-seg/°K)

$T_o = 300°K$ (= 27°C)

B = ancho de Banda

F = Figura de Ruido

De los datos técnicos del equipo obtenemos:

B = 750 KHZ para 24 canales

F = 6 dB.

Entonces:

$$P_{th} = 10 \log (10 KTB) + 10 \log F$$

$$P_{th} = 10 \log (10x1.38x10^{-23}x300x750x10^{3}) + 6$$

$$P_{th} = - 99.08 \text{ dBm.}$$

5.5.1.10 Margen de desvanecimiento M_D.-

$$M_D = P_r - P_{th} \qquad (5.12)$$

$$M_D = -53.43 \text{ dBm} - (-99.08 \text{ dBm})$$

$$M_D = 46.65 \text{ dBm.}$$

5.5.1.11 Confiabilidad de propagación C_p.-

$$C_p = 100\ (1 - U) \qquad (5.13)$$

$$U = 2.6 \times 10^{-6}\ f\ d^3 \times 10^{-\frac{M_D}{10}} \qquad (5.14)$$

Donde:

U = Probabilidad de Desvanecimiento

f = Frecuencia en GHZ

d = Distancia en Km.

M_D = Margen de desvanecimiento

$$U = 2.6 \times 10^{-6} \times 0.317 \text{ GHZ} \times \overline{10.5}^3 \text{ Km}^3 \times 10^{-\frac{46.65}{10}}$$

$$U = 2.063 \times 10^{-8}$$

$$C_p = 100\ (1 - U)$$

$$C_p = 100\ (1 - 2.063 \times 10^{-8})$$

$$C_p = 99.99\%$$

Las tablas 5.2, 5.3, 5.4 dan los resultados de los cálculos de los enlaces UHF de esta planificación. En las figuras 5.2, 5.3, 5.4 se han trazado los pérfiles de estos enlaces.

TABLA 5.2.- CALCULOS PARA EL ENLACE ESTACION TRANSMISORA (GUAYAQUIL) - CERRO AZUL

ENLACE: ESTACION TRANSMISORA (GUAYAQUIL) - CERRO AZUL FRECUENCIA: 317.25 MHZ.		
ESTACION	TRANSMISORA	CERRO AZUL
LATITUD GEOGRAFICA	02°05.95' S	02°08.84' S
LONGITUD GEOGRAFICA	79°55.62' W	79°58.89' W
ALTURA DEL TERRENO (mts.)	30	507
ALTURA DE LA TORRE (mts.)	9	35
AZIMUT DESDE EL NORTE VERDADERO	311°41.21'	131°41.33'
LONGITUD DEL ENLACE (Km.)	10.5	
ATENUACION DE PROPAGACION (dB)	98.55	
GANANCIA DE ANTENAS (dB)	8.00	8.00
GANANCIA TOTAL DE ANTENAS (dB)	16.00	
LONGITUD DEL ALIMENTADOR (mts.)	18	35
PERDIDAS DEL ALIMENTADOR (dB)	1.64	
PERDIDAS POR FILTROS (dB)	1.0	
TOTAL DE PERDIDAS (dB)	101.19	
ATENUACION NETA DEL ENLACE (dB)	85.19	
POTENCIA DEL TRANSMISOR (dBm)	31.76	
POTENCIA RECIBIDA (dBm)	-53.43	
NIVEL PRACTICO DE UMBRAL (dBm)	- 99.08	
MARGEN DE DESVANECIMIETO (dB)	46.65	
CONFIABILIDAD DE PROPAGACION	99.99999%	

TABLA 5.3.- CALCULOS PARA EL ENLACE ESTACION RECEPTORA (GUAYAQUIL) - CERRO AZUL

ENLACE: ESTACION RECEPTORA (GUAYAQUIL) - CERRO AZUL FRECUENCIA: 313.25 MHZ		
ESTACION	RECEPTORA	CERRO AZUL
LATITUD GEOGRAFICA	02°15.98' S	02°08.84' S
LONGITUD GEOGRAFICA	79°54.17' W	79°58.89' W
ALTURA DEL TERRENO (mts.)	3	507
ALTURA DE LA TORRE (mts.)	15	35
AZIMUT DESDE EL NORTE VERDADERO	146°22.5'	326°22.31'
LONGITUD DEL ENLACE (Km.)	15.7	
ATENUACION DE PROPAGACION (dB)	101.94	
GANANCIA DE ANTENAS (dB)	8.00	8.00
GANANCIA TOTAL DE ANTENAS (dB)	16.00	
LONGITUD DEL ALIMENTADOR (mts.)	25	49
PERDIDAS DEL ALIMENTADOR (dB)	2.29	
PERDIDAS POR FILTROS (dB)	1.0	
TOTAL DE PERDIDAS (dB)	104.23	
ATENUACION NETA DEL ENLACE (dB)	88.23	
POTENCIA DEL TRANSMISOR (dBm)	31.76	
POTENCIA RECIBIDA (dBm)	-56.47	
NIVEL PRACTICO DE UMBRAL (dBm)	- 99.08	
MARGEN DE DESVANECIMIETO (dB)	41.61	
CONFIABILIDAD DE PROPAGACION	99.99999%	

TABLA 5.4.- CALCULOS PARA EL ENLACE ESTACION TRANSMISORA ESTACION RECEPTORA (GALAPAGOS)

ENLACE: ESTACION TRANSMISORA - ESTACION RECEPTORA (GALAPAGOS) FRECUENCIA: 359.75 MHZ.		
ESTACION	TRANSMISORA	RECEPTORA
LATITUD GEOGRAFICA	00°54,01' S	00°53.47' S
LONGITUD GEOGRAFICA	89°36,72' W	89°30,23' W
ALTURA DEL TERRENO (mts.)	5	615
ALTURA DE LA TORRE (mts.)	15	30
AZIMUT DESDE EL NORTE VERDADERO	95°16.35'	275°16.25'
LONGITUD DEL ENLACE (Km.)	12	
ATENUACION DE PROPAGACION (dB)	100.8	
GANANCIA DE ANTENAS (dB)	8.00	8.00
GANANCIA TOTAL DE ANTENAS (dB)	16.00	
LONGITUD DEL ALIMENTADOR (mts.)	20	40
PERDIDAS DEL ALIMENTADOR (dB)	1.86	
PERDIDAS POR FILTROS (dB)	1.00	
TOTAL DE PERDIDAS (dB)	103.66	
ATENUACION NETA DEL ENLACE (dB)	87.66	
POTENCIA DEL TRANSMISOR (dBm)	31.76	
POTENCIA RECIBIDA (dBm)	-55.90	
NIVEL PRACTICO DE UMBRAL (dBm)	- 99.08	
MARGEN DE DESVANECIMIETO (dB)	43.13	
CONFIABILIDAD DE PROPAGACION	99.99999%	

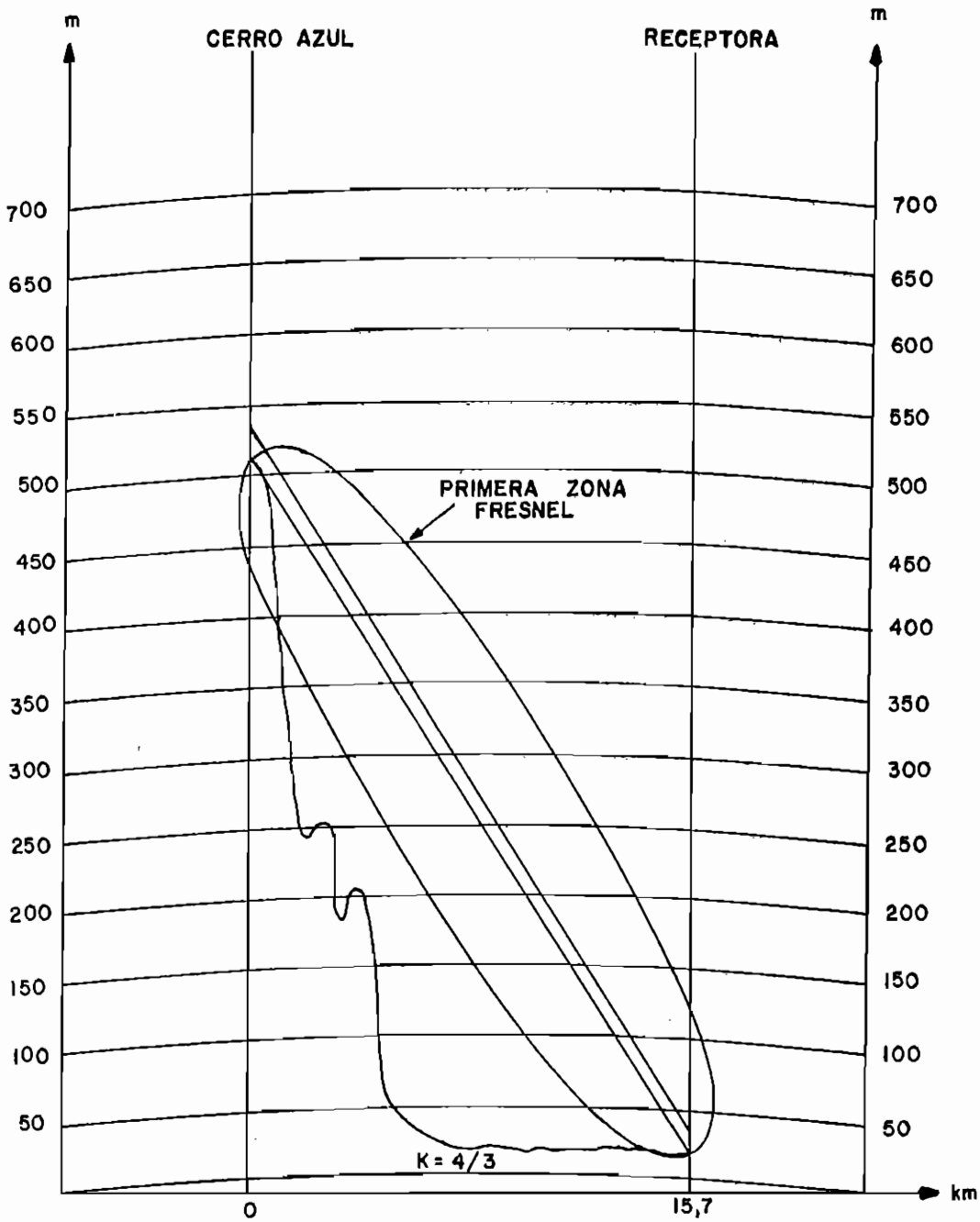


FIG. 5.3 PERFIL PARA EL ENLACE ESTACION RECEPTORA - CERRO AZUL.

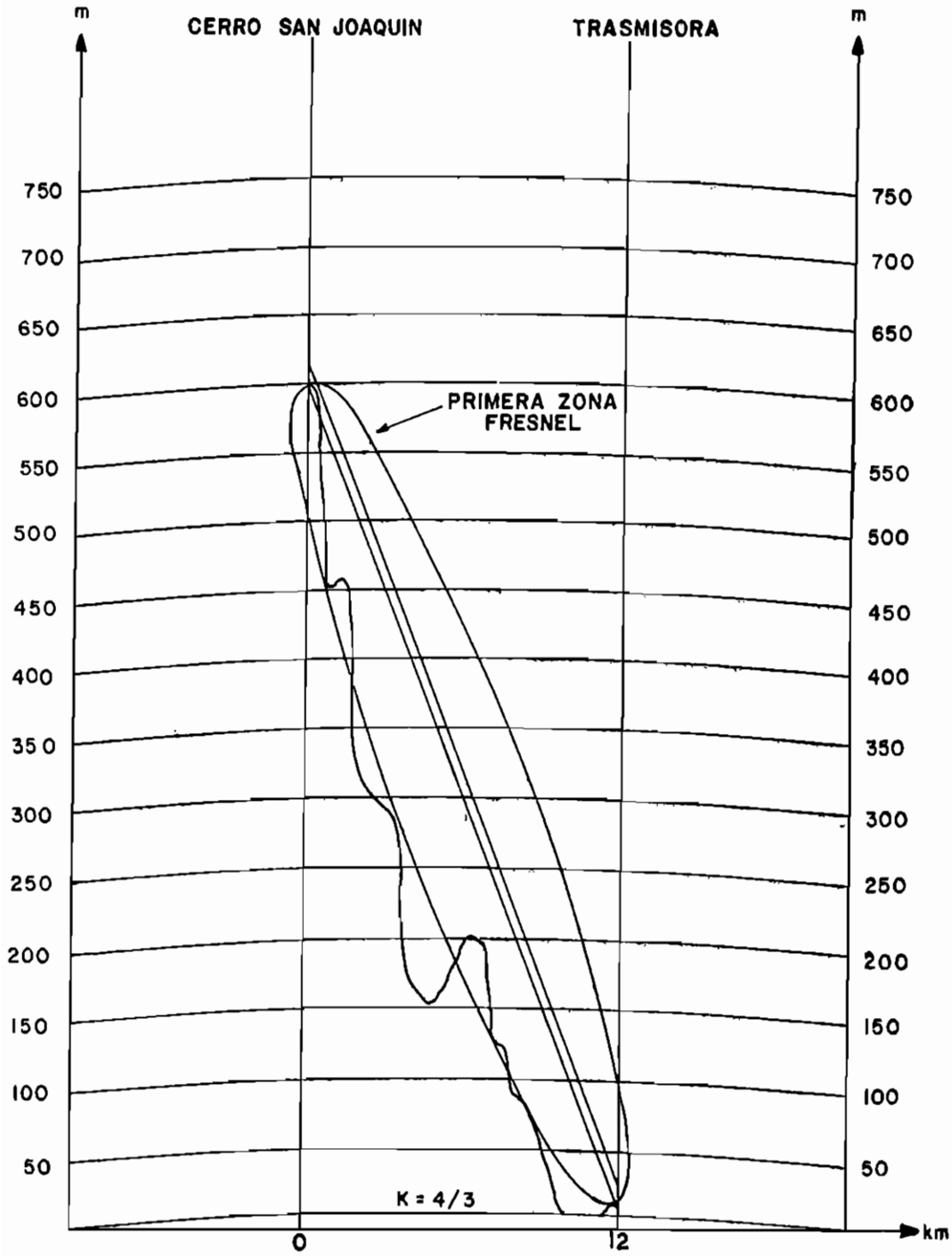


FIG. 5.4 PERFIL PARA EL ENLACE ESTACION TRANSMISORA - CERRO SAN JOAQUIN.

C A P I T U L O V I

LISTA COMPLETA DE EQUIPOS Y MATERIALES REQUERIDOS PARA GUAYAQUIL Y GALAPAGOS

En este capítulo y como conclusión de todo lo mencionado en los capítulos anteriores se presenta una lista de equipos necesarios para la implementación de las estaciones del enlace entre Guayaquil y Galápagos.

ITEM	O B J E T O	TRANSMISOR		RECEPTOR		TOTAL
		GYL	GLPS	GYL	GLPS	
1	Transmisor de altas frecuencias (3 - 30 MHz) 5 Kw.	1	1			2
2	Filtro para dividir la banda lateral	1	1			2
3	Antena log-periódica completa	1	1			2
4	Línea de Energía de RF					500 m.
5	Radioreceptor de altas frecuencias (3-30 MHz)			1	1	2
6	Amplificador restaurada de altas frecuencias.			1	1	2
7	Sistema de transmisión con expansor y compresor acoplado (LINCOMPEX).		1	1		2
8	Central de Conmutación Telefónica		1	1		2
9	Sistema de Telegrafía Armónica para altas frecuencias		1	1		2
10	Sistema de corrección automática de errores (ARQ-MUX)		1	1		2
11	Teleimpresor		2	2		4
12	Teléfono		2	2		4
13	Plantas Diesel Eléctricas 4 Kw.			1	1	2
14	Plantas Diesel Eléctricas 25 Kw.	1	1			2

NOTA 1.- Dentro del ITEM 3 Antena Log-periódica se considera la torre de erección.

NOTA 2.- En este cuadro no se incluye los equipos necesarios - para los enlaces UHF en razón que estos forman parte - de la red existente.

A N E X O " A "

HOJA DE TRABAJO 1

PREDICCIONES DE PROPAGACION HF - DETERMINACION DE FRECUENCIAS

DISTANCIA DEL ENLACE: 1090 Km. ENLACE DE: GALAPAGOS A: GUAYAQUIL

NUMERO DE MANCHAS SOLARES 5 PREDICCIONES PARA: J U N I O

PARAMETROS INDEPENDIENTES DE LA HORA

PASOS	PARAMETROS	TERMINAL TRANSMISOR	TERMINAL RECEPTOR	PUNTO MEDIO
1-3	LONGITUD GEOGRAFICA	89.61° W	79.9° W	84.74° W
2-3	LATITUD GEOGRAFICA	0.9° S	2.27° S	1.5° S
4	TIPO DE TERRENO	TIERRA	TIERRA	AGUA
5	GIROFRECUENCIA	----	----	0.9 MHz

PARAMETROS DEPENDIENTES DE LA HORA

PASOS	PARAMETROS	TIEMPO											
		00UT	02UT	04UT	06UT	08UT	10UT	12UT	14UT	16UT	18UT	20UT	22UT
6	TIEMPO LOCAL	18:30	20:30	22:30	00:30	02:30	04:30	06:30	08:30	10:30	12:30	14:30	16:30
7	MUF-CERO-F2 RI2=0	8.1	6.1	5.2	3.8	3.4	2.5	4.0	6.0	6.4	7.0	8.0	9.0
8	MUF-4000-F2 RI2=0	26.0	20.0	17.0	13.0	10.2	8.0	13.0	17.8	17.0	18.0	22.0	26.0
9	MUF-CERO-F2 RI2=100	10.0	9.0	8.5	7.4	6.7	5.0	6.0	8.4	9.0	9.8	10.5	11.0
10	MUF-4000-F2 RI2=100	27.0	25.8	25.0	23.2	21.5	16.0	18.0	23.8	22.0	23.5	26.0	32.0
11	MUF-CERO-F2 RI2=	8.20	6.25	5.37	3.98	3.57	2.63	4.1	6.12	6.53	7.14	8.13	9.1
11	MUF-4000-F2 RI2=	26.05	20.29	17.40	13.51	10.77	8.40	13.25	18.10	17.25	18.28	22.20	26.30
12	ALTURA DE LA CAPA F2	350	325	260	260	260	250	230	230	230	250	300	330
13	ANGULO DEL ZENIT SOLAR	30°	50°	76°	105°	131°	155°	155°	134°	105°	82°	52°	31°
14	INDICE DE ABSORCION I	0.88	0.66	0.30	--	--	--	--	--	--	0.22	0.64	0.87

DETERMINACION DE LA MUF Y LA FOT DEL ENLACE

15	MUF-2000-E	16.5	14.9	10.8	--	--	--	--	--	--	9.4	14.6	16.4
16	MUF-d ENLACE-F2	11.9	9.1	7.8	5.8	5.1	4.0	6.0	8.5	8.8	9.4	11.0	12.6
17	MUF-d ENLACE-E	12.4	11.2	8.2	--	--	--	--	--	--	7.1	11.0	12.2
18	MUF-ENLACE	12.4	11.2	8.2	5.8	5.1	4.0	6.0	8.5	8.8	9.4	11.0	12.6
19	FOT-ENLACE	10.12	7.74	6.63	4.93	4.34	3.4	5.10	7.23	7.48	7.99	9.35	10.71

HOJA DE TRABAJO I

PREDICCIONES DE PROPAGACION HF - DETERMINACION DE FRECUENCIAS

DISTANCIA DEL ENLACE: 1090 Km. ENLACE DE: GALAPAGOS A: GUAYAQUIL.

NUMERO DE MANCHAS SOLARES 5 PREDICCIONES PARA: SEPTIEMBRE

PARAMETROS INDEPENDIENTES DE LA HORA

PASOS	PARAMETROS	TERMINAL TRANSMISOR	TERMINAL RECEPTOR	PUNTO MEDIO
1-3	LONGITUD GEOGRAFICA	89.61° W	79.9° W	84.74° W
2-3	LATITUD GEOGRAFICA	0.9 ° S	2.27° S	1.5 ° S
4	TIPO DE TERRENO	TIERRA	TIERRA	AGUA
5	GIROFRECUENCIA			0.9 MHz

PARAMETROS DEPENDIENTES DE LA HORA

PASOS	PARAMETROS	TIEMPO											
		00UT	02UT	04UT	06UT	08UT	10UT	12UT	14UT	16UT	18UT	20UT	22UT
6	TIEMPO LOCAL	18:30	20:30	22:30	00:30	02:30	04:30	06:30	08:30	10:30	12:30	14:30	16:30
7	MUF-CERO-F2 R12=0	9.0	7.5	7.2	5.6	3.9	2.5	4.5	6.7	7.2	8.2	9.5	10.5
8	MUF-4000-F2 R12=0	30.0	25.0	24.0	19.0	13.5	8.0	15.0	20.0	19.0	22.0	28.0	32.0
9	MUF-CERO-F2 R12=100	12.0	11.5	11.0	9.0	7.2	4.8	7.0	10.5	11.1	11.6	12.0	12.0
10	MUF-4000-F2 R12=100	34.0	34.0	34.0	30.0	24.0	15.0	22.0	31.0	28.0	30.0	32.0	34.0
11	MUF-CERO-F2 R12=	9.15	7.70	7.39	5.77	4.07	2.62	4.63	6.89	7.40	8.37	9.63	10.58
11	MUF-4000-F2 R12=	30.20	25.45	24.5	19.55	14.03	8.35	15.35	20.55	19.45	22.40	28.20	32.10
12	ALTURA DE LA CAPA F2	350	310	260	250	250	250	250	250	250	250	260	300
13	ANGULO DEL ZENIT SOLAR	16°	45°	57°	106°	136°	166°	165°	135°	105°	75°	45°	15°
14	INDICE DE ABSORCION I	0.98	0.73	0.32	--	--	--	--	--	--	0.32	0.73	0.98
	DETERMINACION DE LA MUF Y LA FOT DEL ENLACE												
15	MUF-2000-E	17.1	15.4	11.0	--	--	--	--	--	--	11.0	15.4	17.1
16	MUF-d ENLACE-F2	13.4	11.2	10.8	8.5	6.0	3.8	6.9	9.8	9.9	11.2	13.5	15.0
17	MUF-d ENLACE-E	13.0	11.6	8.5	--	--	--	--	--	--	8.5	11.6	13.0
18	MUF-ENLACE	13.4	11.6	10.8	8.5	6.0	3.8	6.9	9.8	9.9	11.2	13.5	15.0
19	FOT-ENLACE												

HOJA DE TRABAJO I

PREDICCIONES DE PROPAGACION HF - DETERMINACION DE FRECUENCIAS

DISTANCIA DEL ENLACE: 1090 Km. ENLACE DE: GALAPAGOS A: GUAYAQUIL

NUMERO DE MANCHAS SOLARES 5 PREDICCIONES PARA: DICIEMBRE

PARAMETROS INDEPENDIENTES DE LA HORA

PASOS	PARAMETROS	TERMINAL TRANSMISOR	TERMINAL RECEPTOR	PUNTO MEDIO
1-3	LONGITUD GEOGRAFICA	89.61° W	79.9° W	84.74° W
2-3	LATITUD GEOGRAFICA	0.9 ° S	2.27° S	1.5 ° S
4	TIPO DE TERRENO	TIERRA	TIERRA	AGUA
5	GIROFRECUENCIA	----	----	0.9 MHz

PARAMETROS DEPENDIENTES DE LA HORA

PASOS	PARAMETROS	TIEMPO											
		00UT	02UT	04UT	06UT	08UT	10UT	12UT	14UT	16UT	18UT	20UT	22UT
6	TIEMPO LOCAL	18:30	20:30	22:30	00:30	02:30	04:30	06:30	08:30	10:30	12:30	14:30	16:30
7	MUF-CERO-F2 R12=0	9.0	7.2	6.1	4.5	2.9	2.0	5.0	8.7	9.5	9.6	10.0	9.7
8	MUF-4000-F2 R12=0	32.0	26.0	22.0	16.0	9.0	5.0	16.0	28.0	29.0	29.0	32.0	34.0
9	MUF-CERO-F2 R12=100	12.0	11.5	10.7	8.5	6.6	4.7	8.0	12.0	13.0	12.7	12.6	12.6
10	MUF-4000-F2 R12=100	36.0	34.0	34.0	27.0	22.0	15.0	26.0	38.0	36.0	34.0	34.2	36.0
11	MUF-CERO-F2 R12=	9.15	7.42	6.33	4.7	3.09	1.85	5.15	8.87	9.68	9.76	10.13	9.85
11	MUF-4000-F2 R12=	32.20	26.40	22.60	16.55	9.65	5.50	16.50	28.50	29.35	29.25	32.11	34.10
12	ALTURA DE LA CAPA F2	335	330	310	277	260	260	260	275	260	260	285	320
13	ANGULO DEL ZENIT SOLAR	26°	49°	75°	102°	130°	150°	150°	128°	100°	75°	46°	25°
14	INDICE DE ABSORCION I	0.91	0.67	0.32	--	--	--	--	--	—	0.32	0.71	0.92
	DETERMINACION DE LA MUF Y LA FOT DEL ENLACE												
15	MUF-2000-E	16.8	15.0	11.0	4.0	00	00	00	00	4.2	11.0	15.1	16.8
16	MUF-d ENLACE-F2	13.9	11.2	9.8	7.0	4.2	2.6	7.4	12.6	13.8	13.8	14.6	14.6
17	MUF-d ENLACE-E	13.7	11.2	8.5	3.0	--	--	--	--	3.2	8.5	11.2	13.7
18	MUF-ENLACE	13.9	11.2	9.8	7.0	4.2	2.6	7.4	12.6	13.8	13.8	14.6	14.6
19	FOT-ENLACE	11.82	9.52	8.33	5.95	3.57	2.21	6.29	10.71	11.73	11.73	12.41	12.41

HOJA DE TRABAJO I

PREDICCIONES DE PROPAGACION HF - DETERMINACION DE FRECUENCIAS

DISTANCIA DEL ENLACE: 1090 Km. ENLACE DE: GALAPAGOS A: GUAYAQUIL

NUMERO DE MANCHAS SOLARES 125 PREDICCIONES PARA: MARZO

PARAMETROS INDEPENDIENTES DE LA HORA

PASOS	PARAMETROS	TERMINAL TRANSMISOR	TERMINAL RECEPTOR	PUNTO MEDIO
1-3	LONGITUD GEOGRAFICA	89.61° W	79.9° W	84.74° W
2-3	LATITUD GEOGRAFICA	0.9 ° S	2.27° S	1.5 ° S
4	TIPO DE TERRENO	TIERRA	TIERRA	AGUA
5	GIROFRECUENCIA	----	----	0.9 MHz

PARAMETROS DEPENDIENTES DE LA HORA

PASOS	PARAMETROS	TIEMPO											
		00UT	02UT	04UT	06UT	08UT	10UT	12UT	14UT	16UT	18UT	20UT	22UT
6	TIEMPO LOCAL	18:30	20:30	22:30	00:30	02:30	04:30	06:30	08:30	10:30	12:30	14:30	16:30
7	MUF-CERO-F2 RI2=0	10.0	8.5	7.5	6.0	4.0	2.3	4.5	7.6	8.3	9.5	10.2	10.6
8	MUF-4000-F2 RI2=0	32.0	28.0	26.0	21.0	14.0	7.0	15.0	23.8	23.0	27.0	32.0	34.0
9	MUF-CERO-F2 RI2=100	12.5	12.0	11.7	10.0	7.5	5.0	7.0	11.6	12.3	12.7	13.0	13.0
10	MUF-4000-F2 RI2=100	36.0	36.0	36.0	33.0	26.0	16.0	23.0	35.0	33.0	32.0	35.0	35.0
11	MUF-CERO-F2 RI2=	13.13	12.88	12.75	11.0	8.38	8.18	7.63	12.60	13.30	13.50	13.70	13.60
11	MUF-4000-F2 RI2=	37.0	38.0	38.5	36.0	29.0	18.25	25.0	37.80	35.50	33.25	35.75	35.25
12	ALTURA DE LA CAPA F2	310	262	250	275	260	250	250	250	250	275	275	300
13	ANGULO DEL ZENIT SOLAR	10°	40°	71°	102°	131°	161°	166°	139°	109°	78°	49°	19°
14	INDICE DE ABSORCION I	1.42	1.13	0.54	--	--	--	--	--	--	0.4	0.97	1.38
	DETERMINACION DE LA MUF Y LA FOT DEL ENLACE												
15	MUF-2000-E	19.3	18.0	13.8	4.0	--	--	--	--	--	12.1	17.1	19.1
16	MUF-d ENLACE-F2	18.0	18.0	18.0	16.0	12.5	10.0	11.1	17.8	17.8	17.5	18.1	18.0
17	MUF-d ENLACE-E	14.9	13.8	10.5	3.0	--	--	--	--	--	9.2	13.0	14.5
18	MUF-ENLACE	18.0	18.0	18.0	16.0	12.5	10.0	11.1	17.8	17.8	17.5	18.1	18.0
19	FOT-ENLACE	15.30	15.30	15.30	13.60	10.63	8.5	9.44	15.13	15.13	14.88	15.39	15.30

HOJA DE TRABAJO I

PREDICCIONES DE PROPAGACION HF - DETERMINACION DE FRECUENCIAS

DISTANCIA DEL ENLACE: 1090 Km. ENLACE DE: GALAPAGOS A: GUAYAQUIL

NUMERO DE MANCHAS SOLARES 125 PREDICCIONES PARA: JUNIO

PARAMETROS INDEPENDIENTES DE LA HORA

PASOS	PARAMETROS	TERMINAL TRANSMISOR	TERMINAL RECEPTOR	PUNTO MEDIO
1-3	LONGITUD GEOGRAFICA	89.61° W	79.9° W	84.74° W
2-3	LATITUD GEOGRAFICA	0.9 ° S	2.27° S	1.5 ° S
4	TIPO DE TERRENO	TIERRA	TIERRA	AGUA
5	GIROFRECUENCIA	----	----	0.9 MHz

PARAMETROS DEPENDIENTES DE LA HORA

PASOS	PARAMETROS	TIEMPO											
		00UT	02UT	04UT	06UT	08UT	10UT	12UT	14UT	16UT	18UT	20UT	22UT
6	TIEMPO LOCAL	18:30	20:30	22:30	00:30	02:30	04:30	06:30	08:30	10:30	12:30	14:30	16:30
7	MUF-CERO-F2 RI2=0	8.1	6.1	5.2	3.8	3.4	2.5	4.0	6.0	6.4	7.0	8.0	9.0
8	MUF-4000-F2 RI2=0	26.0	20.0	17.0	13.0	10.2	8.0	13.0	17.8	17.0	18.0	22.0	26.0
9	MUF-CERO-F2 RI2=100	10.0	9.0	8.5	7.4	6.7	5.0	6.0	8.4	9.0	9.8	10.5	11.0
10	MUF-4000-F2 RI2=100	27.0	25.8	25.0	23.2	21.5	16.0	18.0	23.8	22.0	23.5	26.0	32.0
11	MUF-CERO-F2 RI2=	10.48	9.73	9.33	8.30	7.53	5.63	6.50	9.00	9.65	10.50	11.13	11.50
11	MUF-4000-F2 RI2=	27.25	27.25	27.00	25.75	24.33	18.0	19.25	25.30	23.65	24.88	27.00	33.50
12	ALTURA DE LA CAPA F2	350	325	260	260	260	250	230	230	230	250	300	330
13	ANGULO DEL ZENIT SOLAR	30°	50°	76°	105°	131°	155°	155°	134°	105°	82°	52°	31°
14	INDICE DE ABSORCION I	1.27	0.95	0.44	--	--	--	--	--	--	0.31	0.91	1.25
	DETERMINACION DE LA MUF Y LA FOT DEL ENLACE												
15	MUF-2000-E	18.7	17.0	12.7	--	--	--	--	--	--	11.0	16.8	18.7
16	MUF-d ENLACE-F2	13.9	13.2	12.9	11.9	11.0	8.0	9.1	12.2	12.5	13.5	14.4	16.0
17	MUF-d ENLACE-E	14.1	13.0	9.6	--	--	--	--	--	--	8.5	13.7	14.1
18	MUF-ENLACE	14.1	13.2	12.9	11.9	11.0	8.0	9.1	12.2	12.5	13.5	14.4	16.0
19	FOT-ENLACE	11.82	11.22	10.97	10.12	9.35	6.80	7.74	10.37	10.63	11.48	12.24	13.60

HOJA DE TRABAJO I

PREDICCIONES DE PROPAGACION HF - DETERMINACION DE FRECUENCIAS

DISTANCIA DEL ENLACE: 1090 Km. ENLACE DE: GALAPAGOS A: GUAYAQUIL

NUMERO DE MANCHAS SOLARES 125 PREDICCIONES PARA: SEPTIEMBRE

PARAMETROS INDEPENDIENTES DE LA HORA

PASOS	PARAMETROS	TERMINAL TRANSMISOR	TERMINAL RECEPTOR	PUNTO MEDIO
1-3	LONGITUD GEOGRAFICA	89.61° W	79.9° W	84.74° W
2-3	LATITUD GEOGRAFICA	0.9° S	2.27° S	1.5 ° S
4	TIPO DE TERRENO	TIERRA	TIERRA	AGUA
5	GIROFRECUENCIA	----	----	0.9 MHz

PARAMETROS DEPENDIENTES DE LA HORA

PASOS	PARAMETROS	TIEMPO											
		00UT	02UT	04UT	06UT	08UT	10UT	12UT	14UT	16UT	18UT	20UT	22UT
6	TIEMPO LOCAL	18:30	20:30	22:30	00:30	02:30	04:30	06:30	08:30	10:30	12:30	14:30	16:30
7	MUF-CERO-F2 RI2=0	9.0	7.5	7.2	5.6	3.9	2.5	4.5	6.7	7.2	8.2	9.5	10.5
8	MUF-4000-F2 RI2=0	30.0	25.0	24.0	19.0	13.5	8.0	15.0	20.0	19.0	22.0	28.0	32.0
9	MUF-CERO-F2 RI2=100	12.0	11.5	11.0	9.0	7.2	4.8	7.0	10.5	11.1	11.6	12.0	12.0
10	MUF-4000-F2 RI2=100	34.0	34.0	34.0	30.0	24.0	15.0	22.0	31.0	28.0	30.0	32.0	34.0
11	MUF-CERO-F2 RI2=	12.75	12.50	11.95	9.85	8.03	5.38	7.63	11.45	12.08	12.45	12.63	12.38
11	MUF-4000-F2 RI2=	35.00	36.25	36.50	32.75	26.63	16.75	23.75	33.75	30.25	32.00	33.00	34.50
12	ALTURA DE LA CAPA F2	350	310	260	250	250	250	250	250	250	250	260	300
13	ANGULO DEL ZENIT SOLAR	16°	45°	75°	106°	136°	166°	165°	135°	105°	75°	45°	15°
14	INDICE DE ABSORCION I	1.41	1.04	0.46	--	--	--	--	--	--	0.46	1.04	1.41
	DETERMINACION DE LA MUF Y LA FOT DEL ENLACE												
15	MUF-2000-E	19.2	17.5	12.9	--	--	--	--	--	--	12.9	17.5	19.2
16	MUF-d ENLACE-F2	17.2	17.2	17.0	14.4	11.9	7.6	11.0	16.0	15.7	16.5	16.9	16.9
17	MUF-d ENLACE-E	14.9	13.2	9.6	--	--	--	--	--	--	9.6	13.2	14.9
18	MUF-ENLACE	17.2	17.2	17.0	14.4	11.9	7.6	11.0	16.0	15.7	16.5	16.9	16.9
19	FOT-ENLACE	14.62	14.62	14.45	12.24	10.12	6.46	9.35	13.6	13.35	14.03	14.37	14.37

HOJA DE TRABAJO I

PREDICCIONES DE PROPAGACION HF - DETERMINACION DE FRECUENCIAS

DISTANCIA DEL ENLACE: 1090 Km ENLACE DE: GALAPAGOS A: GUAYAQUIL

NUMERO DE MANCHAS SOLARES 125 PREDICCIONES PARA: DICIEMBRE

PARAMETROS INDEPENDIENTES DE LA HORA

PASOS	PARAMETROS	TERMINAL TRANSMISOR	TERMINAL RECEPTOR	PUNTO MEDIO
1-3	LONGITUD GEOGRAFICA	89.61° W	79.9° W	84.74° W
2-3	LATITUD GEOGRAFICA	0.9 ° S	2.27° S	1.5 ° S
4	TIPO DE TERRENO	TIERRA	TIERRA	AGUA
5	GIROFRECUENCIA	----	----	0.9 MHz

PARAMETROS DEPENDIENTES DE LA HORA

PASOS	PARAMETROS	TIEMPO											
		00UT	02UT	04UT	06UT	08UT	10UT	12UT	14UT	16UT	18UT	20UT	22UT
6	TIEMPO LOCAL	18:30	20:30	22:30	00:30	02:30	04:30	06:30	08:30	10:30	12:30	14:30	16:30
7	MUF-CERO-F2 R12=0	9.0	7.2	6.1	4.5	2.8	1.7	5.0	8.7	9.5	9.6	10.0	9.7
8	MUF-4000-F2 R12=0	32.0	26.0	22.0	16.0	9.0	5.0	16.0	28.0	29.0	29.0	32.0	34.0
9	MUF-CERO-F2 R12=100	12.0	11.5	10.7	8.5	6.6	4.7	8.0	12.0	13.0	12.7	12.6	12.6
10	MUF-4000-F2 R12=100	36.0	34.0	34.0	27.0	22.0	15.0	26.0	38.0	36.0	34.0	34.2	36.0
11	MUF-CERO-F2 R12=	12.75	12.58	11.85	9.50	7.55	5.45	8.75	12.83	13.88	13.48	13.25	13.33
11	MUF-4000-F2 R12=	37.00	36.00	37.00	29.75	29.25	17.50	28.50	40.50	37.75	35.25	34.75	36.50
12	ALTURA DE LA CAPA F2	335	330	310	277	260	260	260	275	260	260	285	320
13	ANGULO DEL ZENIT SOLAR	26°	49°	75°	102°	130°	150°	150°	128°	100°	75°	46°	25°
14	INDICE DE ABSORCION I	1.31	0.97	0.46	--	--	--	--	--	0.01	0.46	1.02	1.32
	DETERMINACION DE LA MUF Y LA FOT DEL ENLACE												
15	MUF-2000-E	18.9	17.1	12.9	4.0	--	--	--	--	4.1	12.9	17.4	18.9
16	MUF-d ENLACE-F2	17.8	17.2	17.0	13.8	11.9	7.9	12.6	18.5	18.8	18.0	17.5	18.0
17	MUF-d ENLACE-E	14.1	13.0	9.6	3.0	--	--	--	--	3.0	9.6	13.1	14.1
18	MUF-ENLACE	17.8	17.2	17.0	13.8	11.9	7.9	12.6	18.5	18.8	18.0	17.5	18.0
19	FOT-ENLACE	15.13	14.62	14.45	11.73	10.12	6.72	10.71	15.73	15.98	15.30	14.88	15.30

HOJA DE TRABAJO 2

PREDICCIONES DE PROPAGACION HF - DETERMINACION DE RUIDO - POTENCIA - GANANCIA

DISTANCIA DEL ENLACE: 1090 KM. ENLACE DE: GALAPAGOS A: GUAYAQUIL

NUMERO DE MANCHAS SOLARES: 5 PREDICCIONES PARA: JUNIO

PASOS	PARAMETROS	TIEMPO					
		00TU	04TU	08TU	12TU	16TU	20TU
	DETERMINACION DEL RUIDO DE RADIO						
1	FRECUENCIA DE OPERACION	11.5	7.5	4.0	4.0	4.0	7.5
2	TIEMPO LOCAL EN EL RECEPTOR	19:00	23:00	03:00	07:00	11:00	15:00
3	POTENCIA DE RUIDO Fam EN 1 MHz SOBRE KT_o (dB)	74.0	80.0	80.0	64.0	45.0	55.0
4	POTENCIA DE RUIDO Fam EN FRECUENCIA DEL ENLACE (dB)	45.0	50.0	63.0	51.0	28.0	32.0
5	RELACION DECILO SUPERIOR Du VALOR MEDIANO Fam (dB)	8.8	4.2	7.0	11.5	11.5	12.1
6	DECILO SUPERIOR DE LA POTENCIA DE RUIDO Fau (dB)	53.8	54.2	70.0	62.5	39.5	44.1
7	DESVIACION ESTANDAR σ Fam (dB)	6.0	3.5	4.5	3.9	5.0	5.0
8	DESVIACION ESTANDAR σ Du (dB)	2.3	1.2	2.0	3.0	4.2	4.6
9	DESVIACION ESTANDAR TOTAL σ T (dB)	6.4	3.7	4.9	4.9	6.5	6.8
10	DECILO SUPERIOR EFECTIVO Fefe (dB)	60.2	57.9	74.9	67.4	46.0	50.8
11	NIVEL EFECTIVO DE RUIDO PARA 9MHz (dB)	-106.0	-108.3	-91.3	-98.8	-120.2	-115.4
	DETERMINACION DE LA POTENCIA PORTADORA						
12	VALOR REQUERIDO RELACION SENAL/RUIDO (dB)	50.0	50.0	50.0	50.0	50.0	50.0
13	POTENCIA PORTADORA REQUERIDA (dB)	-56.0	-58.3	-41.3	-48.8	-70.2	-65.4
	DETERMINACION DE LAS PERDIDAS - GANANCIAS DE ANTENAS						
14	ANGULO DE RADIACION Δ(F2) PARA LA CAPA F2	30°	24°	24°	20°	20°	26°
15	PERDIDAS DE TRANSMISION BASICA Lb (dB)	116.0	112.0	107.0	106.0	106.0	112.0
16	PERDIDAS IONOSFERICAS POR SALTO Li (dB)	6.6	14.2	0.0	0.0	0.0	14.4
17	TOTAL DE PERDIDAS DEL ENLACE (dB)	122.6	126.2	107.0	106.0	106.0	126.4
18	POTENCIA DE TRANSMISION (dB)	37.0	37.0	37.0	37.0	37.0	37.0
19	GANANCIA REQUERIDA DE ANTENAS (dB)	29.6	30.9	28.7	20.2	-1.0	24.0

HOJA DE TRABAJO 2

PREDICCIONES DE PROPAGACION HF - DETERMINACION DE RUIDO - POTENCIA - GANANCIA

DISTANCIA DEL ENLACE: 1090 KM. ENLACE DE: GALAPAGOS A: GUAYAQUIL

NUMERO DE MANCHAS SOLARES: 5 PREDICCIONES PARA: SEPTIEMBRE

PASOS	PARAMETROS	TIEMPO					
		00TU	04TU	08TU	12TU	16TU	20TU
DETERMINACION DEL RUIDO DE RADIO							
1	FRECUENCIA DE OPERACION	11.5	7.5	4.0	4.0	7.5	11.5
2	TIEMPO LOCAL EN EL RECEPTOR	19:00	23:00	03:00	07:00	11:00	15:00
3	POTENCIA DE RUIDO Fam EN 1 MHz SOBRE KT_o (dB)	68.0	75.0	76.0	70.0	51.0	53.0
4	POTENCIA DE RUIDO Fam EN FRECUENCIA DEL ENLACE (dB)	40.0	48.0	58.0	55.0	35.0	36.0
5	RELACION DECILO SUPERIOR Du VALOR MEDIANO Fam (dB)	7.4	6.1	8.0	11.2	8.8	8.4
6	DECILO SUPERIOR DE LA POTENCIA DE RUIDO Fau (dB)	47.4	54.1	66.0	66.2	43.8	44.4
7	DESVIACION ESTANDAR σ Fam (dB)	2.2	4.0	3.1	3.9	4.7	5.2
8	DESVIACION ESTANDAR σ Du (dB)	2.2	2.2	2.1	2.8	3.7	3.0
9	DESVIACION ESTANDAR TOTAL σ T (dB)	3.1	4.6	3.7	4.8	5.9	6.0
10	DECILO SUPERIOR EFECTIVO Fefe (dB)	50.5	58.7	69.7	71.0	49.8	50.4
11	NIVEL EFECTIVO DE RUIDO PARA 9MHz (dB)	-115.7	-107.5	-96.5	-95.2	-116.4	-115.8
DETERMINACION DE LA POTENCIA PORTADORA							
12	VALOR REQUERIDO RELACION SENAL/RUIDO (dB)	50.0	50.0	50.0	50.0	50.0	50.0
13	POTENCIA PORTADORA REQUERIDA (dB)	-65.7	-57.5	-46.5	-45.2	-66.4	-65.8
DETERMINACION DE LAS PERDIDAS - GANANCIAS DE ANTENAS							
14	ANGULO DE RADIACION Δ(F2) PARA LA CAPA F2	30°	24°	22°	22°	22°	24°
15	PERDIDAS DE TRANSMISION BASICA Lb (dB)	116.0	112.0	107.0	107.0	111.0	115.0
16	PERDIDAS IONOSFERICAS POR SALTO Li (dB)	7.5	6.6	0.0	0.0	0.0	6.8
17	TOTAL DE PERDIDAS DEL ENLACE (dB)	123.5	118.6	107.0	107.0	111.0	121.8
18	POTENCIA DE TRANSMISION (dB)	37.0	37.0	37.0	37.0	37.0	37.0
19	GANANCIA REQUERIDA DE ANTENAS (dB)	20.8	24.1	23.5	24.8	7.6	19.0

HOJA DE TRABAJO 2

PREDICCIONES DE PROPAGACION HF - DETERMINACION DE RUIDO - POTENCIA - GANANCIA

DISTANCIA DEL ENLACE: 1090 KM. ENLACE DE: GALAPAGOS A: GUAYAQUIL

NUMERO DE MANCHAS SOLARES: 5 PREDICCIONES PARA: DICIEMBRE

PASOS	PARAMETROS	TIEMPO					
		00TU	04TU	08TU	12TU	16TU	20TU
	DETERMINACION DEL RUIDO DE RADIO						
1	FRECUENCIA DE OPERACION	11.5	7.5	4.0	4.0	11.5	11.5
2	TIEMPO LOCAL EN EL RECEPTOR	19:00	23:00	03:00	07:00	11:00	15:00
3	POTENCIA DE RUIDO Fam EN 1 MHz SOBRE KT_o (dB)	68.0	80.0	85.0	76.0	43.0	59.0
4	POTENCIA DE RUIDO Fam EN FRECUENCIA DEL ENLACE (dB)	40.0	50.0	63.0	58.0	35.0	40.0
5	RELACION DECILO SUPERIOR Du VALOR MEDIANO Fam (dB)	7.8	7.2	8.0	10.1	10.0	8.0
6	DECILO SUPERIOR DE LA POTENCIA DE RUIDO Fau (dB)	47.8	57.2	71.0	68.1	45.0	48.0
7	DESVIACION ESTANDAR σ Fam (dB)	3.8	3.8	3.5	3.5	5.9	6.0
8	DESVIACION ESTANDAR σ Du (dB)	3.1	2.6	2.5	2.8	3.2	3.6
9	DESVIACION ESTANDAR TOTAL σ T (dB)	4.9	4.6	4.3	4.5	6.7	7.0
10	DECILO SUPERIOR EFECTIVO Fefe (dB)	52.7	61.8	75.3	72.6	51.7	55.0
11	NIVEL EFECTIVO DE RUIDO PARA 9MHz (dB)	-113.5	-104.4	-90.9	-93.6	-114.5	-111.2
	DETERMINACION DE LA POTENCIA PORTADORA						
12	VALOR REQUERIDO RELACION SENAL/RUIDO (dB)	50.0	50.0	50.0	50.0	50.0	50.0
13	POTENCIA PORTADORA REQUERIDA (dB)	-63.5	-54.4	-40.9	-43.6	-64.5	-61.2
	DETERMINACION DE LAS PERDIDAS - GANANCIAS DE ANTENAS						
14	ANGULO DE RADIACION Δ(F2) PARA LA CAPA F2	29°	27°	24°	24°	24°	25°
15	PERDIDAS DE TRANSMISION BASICA Lb (dB)	116.0	112.0	107.0	108.0	115.0	115.0
16	PERDIDAS IONOSFERICAS POR SALTO Li (dB)	7.2	6.0	0.0	0.0	0.0	6.4
17	TOTAL DE PERDIDAS DEL ENLACE (dB)	123.2	118.0	107.0	108.0	115.0	121.4
18	POTENCIA DE TRANSMISION (dB)	37.0	37.0	37.0	37.0	37.0	37.0
19	GANANCIA REQUERIDA DE ANTENAS (dB)	22.7	26.6	29.1	27.4	13.5	23.4

HOJA DE TRABAJO 2

PREDICCIONES DE PROPAGACION HF - DETERMINACION DE RUIDO - POTENCIA - GANANCIA

DISTANCIA DEL ENLACE: 1090 KM. ENLACE DE: GALAPAGOS A: GUAYAQUIL

NUMERO DE MANCHAS SOLARES: 125 PREDICCIONES PARA: MARZO

PASOS	PARAMETROS	TIEMPO					
		00TU	04TU	08TU	12TU	16TU	20TU
	DETERMINACION DEL RUIDO DE RADIO						
1	FRECUENCIA DE OPT.	11.5	11.5	7.5	7.5	11.5	11.5
2	TIEMPO LOCAL EN EL RECEPTOR	19:00	23:00	03:00	07:00	11:00	15:00
3	POTENCIA DE RUIDO Fam EN 1 MHz SOBRE KT_o (dB)	85.0	90.0	90.0	80.0	63.0	68.0
4	POTENCIA DE RUIDO Fam EN FRECUENCIA DEL ENLACE (dB)	47.0	50.0	56.0	38.0	37.0	47.0
5	RELACION DECILO SUPERIOR Du VALOR MEDIANO Fam (dB)	9.0	15.5	6.2	9.0	8.0	9.5
6	DECILO SUPERIOR DE LA POTENCIA DE RUIDO Fau (dB)	56.0	55.5	62.2	47.0	45.0	56.5
7	DESVIACION ESTANDAR σ Fam (dB)	4.0	3.8	3.8	4.0	4.5	4.0
8	DESVIACION ESTANDAR σ Du (dB)	2.5	2.1	2.1	3.4	3.0	2.5
9	DESVIACION ESTANDAR TOTAL σ T (dB)	4.7	4.3	4.3	5.25	5.41	4.7
10	DECILO SUPERIOR EFECTIVO Fefe (dB)	60.7	59.8	66.5	52.2	50.41	61.2
11	NIVEL EFECTIVO DE RUIDO PARA 9MHz (dB)	-105.5	-106.4	-99.7	-114.0	-115.8	-105.0
	DETERMINACION DE LA POTENCIA PORTADORA						
12	VALOR REQUERIDO RELACION SENAL/RUIDO (dB)	50.0	50.0	50.0	50.0	50.0	50.0
13	POTENCIA PORTADORA REQUERIDA (dB)	-55.5	-56.4	-49.7	-64.0	-65.8	-55.0
	DETERMINACION DE LAS PERDIDAS - GANANCIAS DE ANTENAS						
14	ANGULO DE RADIACION Δ(F2) PARA LA CAPA F2	27°	22°	27°	22°	22°	25°
15	PERDIDAS DE TRANSMISION BASICA Lb (dB)	116.0	115.0	112.0	111.0	115.0	116.0
16	PERDIDAS IONOSFERICAS POR SALTO LI (dB)	11.8	5.2	0.0	0.0	0.0	8.6
17	TOTAL DE PERDIDAS DEL ENLACE (dB)	127.8	120.2	112.0	111.0	115.0	124.6
18	POTENCIA DE TRANSMISION (dB)	37.0	37.0	37.0	37.0	37.0	37.0
19	GANANCIA REQUERIDA DE ANTENAS (dB)	35.3	26.8	25.3	10.0	12.2	32.6

HOJA DE TRABAJO 2

PREDICCIONES DE PROPAGACION HF - DETERMINACION DE RUIDO - POTENCIA - GANANCIA

DISTANCIA DEL ENLACE: 1090 KM. ENLACE DE: GALAPAGOS A: GUAYAQUIL

NUMERO DE MANCHAS SOLARES: 125 PREDICCIONES PARA: JUNIO

DETERMINACION DEL RUIDO DE RADIO

PASOS	PARAMETROS	TIEMPO					
		00TU	04TU	08TU	12TU	16TU	20TU
1	FRECUENCIA DE OPERACION	11.5	7.5	7.5	7.5	7.5	11.5
2	TIEMPO LOCAL EN EL RECEPTOR	19:00	23:00	03:00	07:00	11:00	15:00
3	POTENCIA DE RUIDO Fam EN 1 MHz SOBRE KT_o (dB)	74.0	80.0	80.0	64.0	45.0	55.0
4	POTENCIA DE RUIDO Fam EN FRECUENCIA DEL ENLACE (dB)	45.0	50.0	52.0	45.0	30.0	35.0
5	RELACION DECILO SUPERIOR Du VALOR MEDIANO Fam (dB)	8.8	4.2	6.6	8.4	8.8	10.0
6	DECILO SUPERIOR DE LA POTENCIA DE RUIDO Fau (dB)	53.8	54.2	58.6	53.4	38.8	45.0
7	DESVIACION ESTANDAR σ Fam (dB)	6.0	3.5	4.0	3.0	4.7	4.5
8	DESVIACION ESTANDAR σ Du (dB)	2.3	1.2	1.9	2.1	3.3	3.8
9	DESVIACION ESTANDAR TOTAL σ T (dB)	6.4	3.7	4.43	3.66	5.74	5.9
10	DECILO SUPERIOR EFECTIVO Fefe (dB)	60.2	57.9	63.0	57.1	44.5	50.9
11	NIVEL EFECTIVO DE RUIDO PARA 9MHz (dB)	-106.0	108.3	-101.4	-109.1	-121.7	-115.3
	DETERMINACION DE LA POTENCIA PORTADORA						
12	VALOR REQUERIDO RELACION SENAL/RUIDO (dB)	50.0	50.0	50.0	50.0	50.0	50.0
13	POTENCIA PORTADORA REQUERIDA (dB)	-56.0	-58.3	-50.8	-59.1	-71.7	-65.3
	DETERMINACION DE LAS PERDIDAS - GANANCIAS DE ANTENAS						
14	ANGULO DE RADIACION Δ(F2) PARA LA CAPA F2	30°	24°	24°	20°	20°	26°
15	PERDIDAS DE TRANSMISION BASICA Lb (dB)	116.0	112.0	112.0	111.0	111.0	116.0
16	PERDIDAS IONOSFERICAS POR SALTO Li (dB)	9.0	19.0	0.0	0.0	0.0	8.0
17	TOTAL DE PERDIDAS DEL ENLACE (dB)	125.0	131.0	112.0	111.0	111.0	124.0
18	POTENCIA DE TRANSMISION (dB)	37.0	37.0	37.0	37.0	37.0	37.0
19	GANANCIA REQUERIDA DE ANTENAS (dB)	32.0	35.7	24.2	14.9	2.3	21.7

HOJA DE TRABAJO 2

PREDICCIONES DE PROPAGACION HF - DETERMINACION DE RUIDO - POTENCIA - GANANCIA

DISTANCIA DEL ENLACE: 1090 KM. ENLACE DE: GALAPAGOS A: GUAYAQUIL

NUMERO DE MANCHAS SOLARES: 125 PREDICCIONES PARA: SEPTIEMBRE

PASOS	PARAMETROS	TIEMPO					
		00TU	04TU	08TU	12TU	16TU	20TU
	DETERMINACION DEL RUIDO DE RADIO						
1	FRECUENCIA DE OPERACION	11.5	11.5	7.5	7.5	11.5	11.5
2	TIEMPO LOCAL EN EL RECEPTOR	19:00	23:00	03:00	07:00	11:00	15:00
3	POTENCIA DE RUIDO Fam EN 1 MHz SOBRE KT_o (dB)	68.0	75.0	76.0	70.0	50.0	53.0
4	POTENCIA DE RUIDO Fam EN FRECUENCIA DEL ENLACE (dB)	40.0	40.0	45.0	47.0	36.0	36.0
5	RELACION DECILO SUPERIOR Du VALOR MEDIANO Fam (dB)	7.4	5.4	6.5	8.2	7.8	8.4
6	DECILO SUPERIOR DE LA POTENCIA DE RUIDO Fau (dB)	47.4	45.4	51.5	55.2	43.8	44.4
7	DESVIACION ESTANDAR σ Fam (dB)	2.2	4.1	3.5	4.1	5.2	5.2
8	DESVIACION ESTANDAR σ Du (dB)	2.2	2.2	2.0	2.1	3.0	3.0
9	DESVIACION ESTANDAR TOTAL σ T (dB)	3.1	4.6	4.0	4.6	6.0	6.0
10	DECILO SUPERIOR EFECTIVO Fefe (dB)	50.5	50.0	55.5	59.8	49.8	50.4
11	NIVEL EFECTIVO DE RUIDO PARA 9MHz (dB)	-115.7	-116.2	-110.7	-106.4	-116.4	-115.8
	DETERMINACION DE LA POTENCIA PORTADORA						
12	VALOR REQUERIDO RELACION SENAL/RUIDO (dB)	50.0	50.0	50.0	50.0	50.0	50.0
13	POTENCIA PORTADORA REQUERIDA (dB)	-65.7	-66.2	-60.7	-56.4	-66.4	-65.8
	DETERMINACION DE LAS PERDIDAS - GANANCIAS DE ANTENAS						
14	ANGULO DE RADIACION Δ(F2) PARA LA CAPA F2	30°	24°	22°	22°	22°	24°
15	PERDIDAS DE TRANSMISION BASICA Lb (dB)	116.0	115.0	112.0	111.0	115.0	115.0
16	PERDIDAS IONOSFERICAS POR SALTO Li (dB)	10.8	4.5	0.0	0.0	0.0	9.5
17	TOTAL DE PERDIDAS DEL ENLACE (dB)	126.8	119.5	112.0	111.0	115.0	124.5
18	POTENCIA DE TRANSMISION (dB)	37.0	37.0	37.0	37.0	37.0	37.0
19	GANANCIA REQUERIDA DE ANTENAS (dB)	24.1	16.3	14.3	17.6	11.6	21.7

HOJA DE TRABAJO 2

PREDICCIONES DE PROPAGACION HF - DETERMINACION DE RUIDO - POTENCIA - GANANCIA

DISTANCIA DEL ENLACE: 1090 KM. **ENLACE DE:** GALAPAGOS **A:** GUAYAQUIL

NUMERO DE MANCHAS SOLARES: 125 **PREDICCIONES PARA:** DICIEMBRE

PASOS	PARAMETROS	TIEMPO					
		00TU	04TU	08TU	12TU	16TU	20TU
	DETERMINACION DEL RUIDO DE RADIO						
1	FRECUENCIA DE OPERACION	11.5	11.5	7.5	7.5	11.5	11.5
2	TIEMPO LOCAL EN EL RECEPTOR	19:00	23:00	03:00	07:00	11:00	15:00
3	POTENCIA DE RUIDO Fam EN 1 MHz SOBRE KT_o (dB)	68.0	80.0	85.0	76.0	43.0	59.0
4	POTENCIA DE RUIDO Fam EN FRECUENCIA DEL ENLACE (dB)	40.0	45.0	47.0	49.0	35.0	40.0
5	RELACION DECILO SUPERIOR Du VALOR MEDIANO Fam (dB)	7.8	6.0	6.0	7.8	10.0	8.0
6	DECILO SUPERIOR DE LA POTENCIA DE RUIDO Fau (dB)	47.8	51.0	53.0	56.8	45.0	48.0
7	DESVIACION ESTANDAR σ Fam (dB)	3.8	3.8	3.8	3.2	5.9	6.0
	DESVIACION ESTANDAR σ Du (dB)	3.1	2.8	2.2	2.1	3.2	3.6
9	DESVIACION ESTANDAR TOTAL σ T (dB)	4.9	4.7	4.4	3.8	6.7	7.0
10	DECILO SUPERIOR EFECTIVO Fefe (dB)	52.7	55.7	57.4	60.6	51.7	55.0
11	NIVEL EFECTIVO DE RUIDO PARA 9MHz (dB)	-113.5	-110.5	-108.8	-105.6	-114.5	-111.2
	DETERMINACION DE LA POTENCIA PORTADORA						
12	VALOR REQUERIDO RELACION SENAL/RUIDO (dB)	50.0	50.0	50.0	50.0	50.0	50.0
13	POTENCIA PORTADORA REQUERIDA (dB)	-63.5	-60.5	-58.8	-55.6	-64.5	-61.2
	DETERMINACION DE LAS PERDIDAS - GANANCIAS DE ANTENAS						
14	ANGULO DE RADIACION Δ(F2) PARA LA CAPA F2	29°	27°	24°	24°	24°	25°
15	PERDIDAS DE TRANSMISION BASICA Lb (dB)	116.0	112.0	112.0	112.0	115.0	115.0
16	PERDIDAS IONOSFERICAS POR SALTO Ll (dB)	10.4	4.0	0.0	0.0	0.0	9.0
17	TOTAL DE PERDIDAS DEL ENLACE (dB)	126.4	116.0	112.0	112.0	115.0	124.0
18	POTENCIA DE TRANSMISION (dB)	37.0	37.0	37.0	37.0	37.0	37.0
19	GANANCIA REQUERIDA DE ANTENAS (dB)	25.9	18.5	16.2	19.4	13.5	25.8

BIBLIOGRAFIA

AHARONI, J. "Antennas" Clarendo Press, Oxford, 1946.

ALLEY, C. and ATWOOD, K. "Electronic Engineering"Wiley, New York,1973.

BELL TELEPHONE LABORATORIES. "Transmission Systems for Comunications" Wiston-Salem, 1971.

BLACK, H. "Modulation Theory" Princeton, New York, 1953.

CARLSON, B. "Comunication Systems" McGraw-Hill, Tokio 1975.

CLARKE and HESS. "Comunication Circuits:Analysis and Design" Addison-Wesley, Mass. 1971

CCIR INFORME 322. "Distribución y Caracteristicas del Ruido Atmosférico, 1964.

CCIR INFORME 340. "Atlas de las Caracteristicas Ionosféricas Oslo, 1966.

DAVIES. "Ionospheric Radio Propagation" NBS. 1965.

DEFRANCE, J. "C omunication Electronics Circuits" New York York, 1966

DCS. "Engineering-Instalation Standard Manual:Addendum Nº1 MF/HF Comunication Antennas., 1966.

HENNEY,K. "Radio Engineering Handbook", McGraw-Hill, New - York, 1959.

JASIK, H. "Antenna Engineering Handbook" McGraw-Hill, New-York, 1961.

JORDAN, E. "Electromagnetic Waves and Radiating Systems" - Prentice Hall, New York.

JOHNSON, W. "Transmission Lines and Networks" McGraw-Hill, Tokio, 1950.

KRAUS, J. "Antennas" McGraw-Hill, New York, 1950.

KENNEDY, G. "Electronic Comunication Systems" McGraw-Hill, Tokio, 1977.

LATHI, B. "Signal, Systems and Comunication" Wiley, New - York, 1965.

STRAUS, L. "Wave Generation and Shamping" McGraw-Hill, Tokio, 1970.

SHADOWITZ, A. "The Electromagnetic Field" McGraw-Hill, Tokio, 1975.

TAUB AND SCHILLING. "Principles of Comunication Systems", - McGraw-Hill, Tokio, 1971.

WEEKS, W. "Antenna Engineering" McGraw-Hill, New Delhi, 1978.

WIESNER, L. "Telegraph and Data Transmission Over Shortwave-Radio Links. Siemens. 1975.