

ESCANEAR TODO
MAL SUBIDA

BIBLIOTECA

ESPOL-CIB
INVENTARIO FÍSICO

05 SEP 2018

POR: Ing. María José Nieto M.

Liliana O.

BIBLIOTECA

Liliana 13/12/2017

18-11-15

Ing. María José Nieto Morán

ASISTENTE DE ACTIVOS FIJOS - CIB

T
621.38835
C352.



ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL
FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA



"OPTIMIZACION DE LA COBERTURA DE LA SEÑAL
DE TELEVISION DEL CANAL 23 UHF PARA LA
CIUDAD DE QUITO Y SUS ALREDEDORES"

TESIS DE GRADO

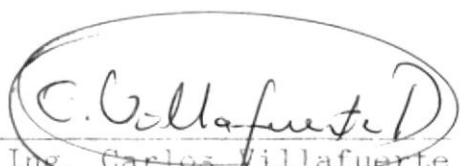
Previa a la obtención del Título de
INGENIERO EN ELECTRICIDAD
ESPECIALIZACION ELECTRONICA

Presentada por:
María Isabel Castilla Fassio

Guayaquil - Ecuador

1988

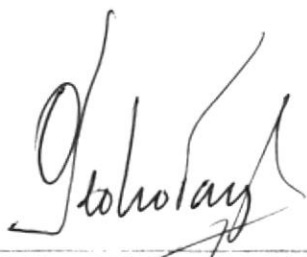




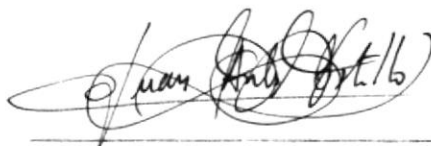
Ing. Carlos Villafuerte
SUB-DECANO DE LA FIE



ING. PEDRO CARLO P.
DIRECTOR DE TESIS



ING. PEDRO VARGAS G.
MIEMBRO PRINCIPAL
DEL TRIBUNAL



ING. J. CARLOS AVILES C.
MIEMBRO PRINCIPAL
DEL TRIBUNAL

A G R A D E C I M I E N T O

Al Ing. Pedro Carlo P., Director de Tesis, por la invalorable ayuda prestada para la realización de esta tesis.

Al Ing. Gustavo Falconí P., por su valiosa amistad, colaboración y experiencia prestada.

DEDICATORIA

A mis padres, por haber hecho posible mi formación humana y profesional.

A mi esposo e hija, por ser el incentivo para lograr mi objetivo.

DECLARACION EXPRESA

"LA RESPONSABILIDAD POR LOS HECHOS, IDEAS Y DOCTRINAS EXPUESTOS EN ESTA TESIS, ME CORRESPONDEN EXCLUSIVAMENTE; Y, EL PATRIMONIO INTELECTUAL DE LA MISMA A LA ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

(REGLAMENTO DE EXAMENES Y TITULOS PROFESIONALES DE LA ESPOL).


MARIA ISABEL CASTILLA FASSIO

R E S U M E N

El estudio que se presenta a continuación abarca las diferentes etapas que se deben realizar para obtener un buen diseño de un arreglo de antenas que logre cubrir la zona deseada.

Comienza con la teoría necesaria sobre las partes principales que conforman el sistema de transmisión, así como un análisis comparativo de los sistemas UHF y VHF. Se realiza un estudio sobre propagación en el espacio libre sin obstáculos y luego se detallan las pérdidas que pueden existir por los diferentes tipos de obstáculos.

La teoría principal en esta tesis es la concerniente a los arreglos de antenas, por lo cual se comienza con arreglos sencillos que den una idea clara de los pasos a seguir hasta llegar al tipo de arreglo que será el utilizado y trabajado hasta la obtención del patrón de irradiación buscado.

Partiendo de los cortes y trazos se toman los datos y se realizan los cálculos para por medio de programas diseñar el patrón más adecuado que cubra la zona de

ciudad y los alrededores deseados.

La realización de esta tesis ha sido hecha pensando en ser útil tanto para personas con conocimiento de la materia como para personas ajenas a esta, y se espera que su desarrollo sirva para beneficio del país.

INDICE GENERAL

RESUMEN.....	VII
INDICE GENERAL.....	IX
INDICE DE FIGURAS.....	XI
INDICE DE TABLAS.....	XV
INTRODUCCION.....	1
CAPITULO I	
SISTEMA DE TRANSMISION.....	3
1.1 TRANSMISOR.....	3
1.2 ANTENAS.....	11
1.3 LINEAS DE TRANSMISION.....	16
1.4 TORRES.....	23
1.4.1 ALTURA EFECTIVA DE LA ANTENA.....	28
CAPITULO II	
PROPAGACION UHF.....	34
2.1 PROPAGACION EN EL ESPACIO LIBRE SIN OBSTACULOS.....	34
2.1.1 PROPAGACION SOBRE LA SUPERFICIE TERRESTRE.....	36
2.1.2 EFECTO DE LA CURVATURA DE LA TIERRA.....	46
2.1.2.1 ZONA OSCURA.....	48
2.1.2.2 ZONA SEMIOBSCURA.....	54
2.1.2.3 ZONA DE CLARIDAD.....	55
2.1.3 PERDIDAS BASICAS.....	57
2.1.4 CALCULOS DEL PATRON DE PROPAGACION.....	59
2.2 PERDIDAS POR OBSTACULOS Y EDIFICIOS.....	94
2.2.1 EFECTO DE LAS COLINAS.....	94
2.2.2 EFECTO DE LOS EDIFICIOS.....	104
2.2.3 EFECTO DE ARBOLES Y OTRA VEGETACION.....	107
2.2.4 EFECTO DE LA ATMOSFERA BAJA O TROPOSFERA.....	109
2.2.5 EFECTO DE LA ATMOSFERA ALTA O IONOSFERA.....	110
CAPITULO III	
ARREGLOS DE ANTENAS.....	111
3.1 ARREGLOS LINEALES.....	112
3.1.1 METODO DE INSPECCION.....	122

3.1.2	EXPRESION DEL FACTOR DE ARREGLO PARA ARREGLOS LINEALES UNIFORMEMENTE EXCITADOS E IGUALMENTE ESPACIADOS.....	135
3.1.3	PATRON DE MULTIPLICACION.....	140
3.2	OTROS ARREGLOS.....	151
3.2.1	FUENTES PUNTUALES NO SIMILARES Y NO ISOTROPICAS.....	151
3.3	DIVISORES DE SEÑAL.....	156
3.4	DESFASADORES.....	161
CAPITULO IV		
	ESTUDIO DE PROPAGACION.....	166
4.1	TRAZOS Y CORTES DEL PERFIL TOPOGRAFICO.....	166
4.2	DATOS DE LOS CORTES TOPOGRAFICOS.....	168
4.3	CALCULOS.....	252
4.4	SINTESIS DEL PATRON DE PROPAGACION RECOMENDADO.....	262
	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	289
	MANUAL DEL USUARIO.....	290
	BIBLIOGRAFIA.....	291

INDICE DE FIGURAS

No.		PAG.
CAPITULO I		
1.1	ELEMENTOS DE UN SISTEMA DE TRANSMISION Y RECEPCION DE TELEVISION.....	4.
1.2	CONSUMO DE POTENCIA PRIMARIA DE TRANSMISORES UHF Y VHF COMO UNA FUNCION DE LA POTENCIA DE SALIDA.....	7.
1.3	POTENCIA DE SALIDA DE TRANSMISORES UHF Y VHF EN FUNCION DEL COSTO DE LA POTENCIA PRIMARIA.....	8.
1.4	POTENCIA DE SALIDA DE TRANSMISORES UHF Y VHF EN FUNCION DEL COSTO.....	10.
1.5	RELACION DE LONGITUDES DE ONDA.....	12.
1.6	COSTO DE UNA ANTENA DE TRANSMISION UHF EN FUNCION DE LA RELACION DE LA GANANCIA DE POTENCIA DE LA ANTENA.....	15.
1.7	ANTENA.....	18.
1.8	ANTENA DIPOLO.....	20.
1.9	COSTO DE LA TORRE EN FUNCION DE SU ALTURA.....	25.
1.10	DETERMINACION DE LA ALTURA EFECTIVA DE LA ANTENA.....	30.
1.11	PATRON DE COBERTURA ESTIMADO.....	32.
CAPITULO II		
2.1	LINEA DE VISTA O ALCANCE DE UNA SEÑAL.....	38.
2.2	CONSIDERACIONES GEOMETRICAS PARA LA LINEA DE VISTA DE UNA SEÑAL.....	40.
2.3	PROCESO DIFRACTORIO Y SUS CONSIDERACIONES GEOMETRICAS.....	41.
2.4	ZONA DE REFLEXION DE UNA SEÑAL.....	43.
2.5	GRAFICO DE DOMBS-PRICE. RESOLUCION GEOMETRICA DEL EFECTO DE LA CURVATURA DE LA TIERRA PARA LA ATENUACION F.....	45.

No.		PAG.
2.6	GRAFICO DE DOMBS-PRICE. RESOLUCION GEOMETRICA DEL EFECTO DE LA CURVATURA DE LA TIERRA PARA EL ANGULO DE ELEVACION α	47.
2.7	GRAFICO DE LAS DISTINTAS ZONAS EN LA PROPAGACION DE UNA SENAL.....	49.
2.8	GRAFICOS CON UN TERMINO DE LA SERIE DE CONVERGENCIA PARA F USADO EN LA ZONA OSCURA CON RESPECTO A LA DISTANCIA Y ALTURA NORMALIZADA.....	52.
2.9	GRAFICOS CON UN TERMINO DE LA SERIE DE CONVERGENCIA PARA F USADO EN LA ZONA OSCURA CON RESPECTO A LA DISTANCIA Y ALTURA NORMALIZADA.....	53.
2.10	GRAFICO CON LOS 5 PRIMEROS TERMINOS DE LA SERIE CONVERGENTE PARA ZONA SEMIOBSCURA CON RESPECTO A LAS ALTURAS NORMALIZADAS Y1 Y Y2.....	56.
2.11	INTENSIDAD DE CAMPO PARA ZONAS OSCURAS.....	60.
2.12	INTENSIDAD DE CAMPO PARA ZONAS OSCURAS.....	61.
2.13	INTENSIDAD DE CAMPO PARA ZONAS OSCURAS.....	62.
2.14	INTENSIDAD DE CAMPO PARA ZONAS OSCURAS.....	63.
2.15	PERDIDAS BASICAS DE TRANSMISION PARA ONDAS SUPERFICIALES SOBRE UNA SUPERFICIE ARENOSA.....	64.
2.16	PERDIDAS BASICAS DE TRANSMISION PARA ONDAS SUPERFICIALES SOBRE AGUA DE MAR.....	65.
2.17	CURVAS DE PROPAGACION DE LA ONDA DE SUPERFICIE, MAR.....	66.
2.18	CURVAS DE PROPAGACION DE LA ONDA DE SUPERFICIE, TIERRA.....	67.
2.19	CURVAS DE PROPAGACION DE LA ONDA DE SUPERFICIE, TIERRA.....	68.
2.20	CURVAS DE PROPAGACION DE LA ONDA DE SUPERFICIE, TIERRA.....	69.
2.21	CURVAS DE PROPAGACION DE LA ONDA DE SUPERFICIE.....	70.
2.22	ZONAS DE FRESNEL.....	71.
2.23	METODO DE GRAFICACION DEL PERFIL DE UN PATRON DE TRANSMISION.....	74.
2.24	DETERMINACION DE LAS ALTURAS DE LAS ANTENAS REQUERIDAS.....	77.
2.25	GRAFICO MOSTRANDO EL MARGEN DE DESVANECIMIENTO.....	81.
2.26	GANANCIA CON EL USO DE REFLECTORES PASIVOS.....	84.
2.27	RELACION SENAL-RUIDO.....	88.
2.28	USO DE REFLECTORES PASIVOS PARA SALVAR OBSTACULOS.....	90.
2.29	REFLEXION PARA SUPERFICIES CURVAS.....	92.

No.		PAG.
2.30	HAZ PARA ANTENAS QUE SE ENCUENTRAN DETRAS DE COLINAS.....	95.
2.31	PERDIDAS POR SOMBRAS RELATIVAS AL ESPACIO LIBRE.....	97.
2.32	PERDIDAS POR SOMBRAS RELATIVAS AL PLANETA TIERRA.....	101.
2.34	DISTRIBUCION ESTIMADA PARA PERDIDAS POR SOMBRA EN LOCALIDADES MEDIAS.....	103.

CAPITULO III

3.1	ARREGLO LINEAL TIPICO.....	114.
3.2	ARREGLO LINEAL TIPICO.....	117.
3.3	DOS FUENTES PUNTUALES ISOTROPICAS CON IDENTICAS AMPLITUDES Y CORRIENTES EN FASE Y ESPACIADOS MEDIA LONGITUD DE ONDA.....	118.
3.4	DOS FUENTES PUNTUALES ISOTROPICAS CON IDENTICAS AMPLITUDES Y FASES OPUESTAS Y ESPACIADOS MEDIA LONGITUD DE ONDA.....	121.
3.5	DOS FUENTES PUNTUALES ISOTROPICAS CON IDENTICAS AMPLITUDES Y EL ELEMENTO DE LA DERECHA DESFASADO 90 GRADOS DEL DE LA IZQUIERDA, Y ESPACIADOS UN CUARTO DE LONGITUD DE ONDA.....	123.
3.6	ARREGLO LINEAL DE FUENTES PUNTUALES ISOTROPICAS IGUALMENTE ESPACIADAS.....	125.
3.7	PROCEDIMIENTO PARA OBTENER EL GRAFICO DE UN FACTOR DE ARREGLO DE DOS ELEMENTOS ESPACIADOS MEDIA LONGITUD DE ONDA CON IDENTICAS CORRIENTES.....	128.
3.8	TECNICA DE CONSTRUCCION PARA ENCONTRAR EL FACTOR DE ARREGLO EN FUNCION DEL ANGULO POLAR θ	130.
3.9	FACTOR DE ARREGLO PARA UN ARREGLO DE DOS ELEMENTOS CON IGUALES AMPLITUDES DE CORRIENTE.....	131.
3.10	FACTOR DE ARREGLO PARA UN ARREGLO LINEAL DE CIERTO NUMERO DE ANTENAS UNIFORMEMENTE EXCITADAS E IGUALMENTE ESPACIADAS.....	138.
3.11	FACTOR DE ARREGLO PARA CUATRO ELEMENTOS UNIFORMEMENTE EXCITADOS E IGUALMENTE ESPACIADOS.....	141.
3.12	ARREGLO COLINEAL DE DIPOLOS CORTOS.....	142.

No.		PAG.
3.13	ARREGLO DE DOS DIPOLOS CORTOS ESPACIADOS MEDIA LONGITUD DE ONDA CON IGUAL AMPLITUD Y FASE.....	149
3.14	ARREGLO LINEAL DE FUENTES LINEALES PARALELAS.....	150
3.15	ARREGLO DE DOS DIPOLOS CORTOS PARALELOS DE IGUAL AMPLITUD Y FASE Y ESPACIADOS MEDIA LONGITUD DE ONDA.....	152
3.16	RELACION DE DOS FUENTES NO SIMILARES NO ISOTROPICAS PARA SISTEMA DE COORDENADAS.....	155
3.17	PATRON DE CAMPO DE UN ARREGLO DE DOS FUENTES NO SIMILARES NO ISOTROPICAS.....	157
3.18	PATRON DE FASE DEL ARREGLO DEL PATRON DE CAMPO DE LA FIG. 3.17.....	158
3.19	EJEMPLOS DE USOS DEL DIVISOR.....	160
3.20	USOS DEL DIVISOR COMO COMBINADOR.....	162
3.21	ESTRUCTURAS ALTERNAS DE ALIMENTACION PARA ESCANIAMIENTOS DE ARREGLOS LINEALES.....	164

CAPITULO IV

4.1	VALORES NORMALIZADOS DE LAS POTENCIAS IRRADIADAS ISOTROPICAS EQUIVALENTES.....	261
4.2	PANEL UTV-01/1 USADO EN EL ARREGLO.....	263
4.3	INCLINACION MECANICA DEL LOBULO VERTICAL.....	265
4.4	COLOCACION DE LOS PANELES PARA EL PATRON HORIZONTAL.....	266
4.5	PATRON HORIZONTAL DE UN PANEL.....	268
4.6	PATRON VERTICAL DE UN PANEL.....	270
4.7	PATRON HORIZONTAL DEL ARREGLO BUSCADO.....	285
4.8	PATRON VERTICAL DEL ARREGLO BUSCADO.....	288

INDICE DE TABLAS

No.	PAG.
CAPITULO I	
1.1 VALORES CON QUE SE DEBE CUBRIR A LA COMUNIDAD PRINCIPAL.....	26.
CAPITULO II	
2.1 CLARIDAD MINIMA DEL PATRON DE TRANSMISION (EN PIES) SOBRE LOS 4/3 DE LA TIERRA.....	76.
2.2 GANANCIA APROXIMADA (SOLO PARA REFLECTORES PARABOLICOS).....	83.
2.3 PERDIDA APROXIMADA EN EL ESPACIO LIBRE.....	85.
CAPITULO IV	
4.1 GRADOS DE SERVICIO DE TELEVISION.....	253.

INTRODUCCION

En la actualidad la televisión ha pasado a ser el principal medio de comunicación, mediante el cual el mundo entero puede mantenerse enlazado de la manera más rápida y eficaz, es por esto que día a día se van creando nuevas formas de llegar a más televidentes y de la manera más rápida posible.

Como se vió la necesidad de crear otra banda para televisión se asignó una banda más alta que es la correspondiente a UHF y es en la cual se realizará el estudio para un rango de frecuencia de 524 a 530 MHz que corresponden al canal 23.

Para conseguir cubrir la zona deseada el diseño debe ser realizado tomando en cuenta las diferentes características del terreno, tales como: la irregularidad de la zona, forma del patrón a obtenerse, alcances de la señal a los puntos en cuestión, obstáculos, etc.

El trabajo se realizará considerando que el patrón actual con que trabaja la estación de televisión no es el adecuado por no considerar muchas zonas de interés.

El objetivo principal de esta tesis será el de conseguir una mayor cobertura usando los mismos equipos instalados pero con una ubicación diferente.

Un punto muy importante es que si la ciudad crece en alguna dirección que esté incluida dentro de los 180 grados que abarca el lóbulo horizontal es posible, con el mismo arreglo de antenas, dentro de un margen tolerable obtener el nuevo patrón necesario variando tan solo la distancia entre paneles.

CAPITULO I

SISTEMA DE TRANSMISION

Los elementos básicos para un sistema de transmisión/recepción de un sistema de televisión VHF/UHF son mostrados en el diagrama de bloques de la figura No. 1.1

1.1. TRANSMISOR

La principal diferencia entre una estación de televisión VHF y una UHF son los rangos de frecuencia de operación de los transmisores. La potencia efectiva irradiada (PEI) es una medida del nivel de señal irradiado por la estación. Esta depende de la potencia de salida del transmisor, de las pérdidas en la línea de transmisión y de la ganancia de la antena. En la operación de las estaciones de VHF la máxima potencia efectiva irradiada es de 100 Kw para los canales 2-6, y de 316 Kw para los canales 7-13, mientras que en las estaciones UHF la regulación para la máxima potencia efectiva irradiada es de 5 Mw, pero que en muy pocas ocasiones alcanza este límite.

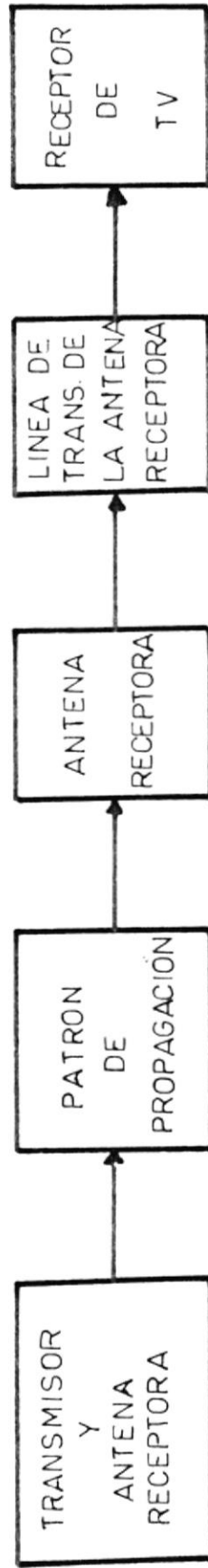


FIG. 1.1: ELEMENTOS DE UN SISTEMA DE TRANSMISION Y RECEPCION DE TELEVISION

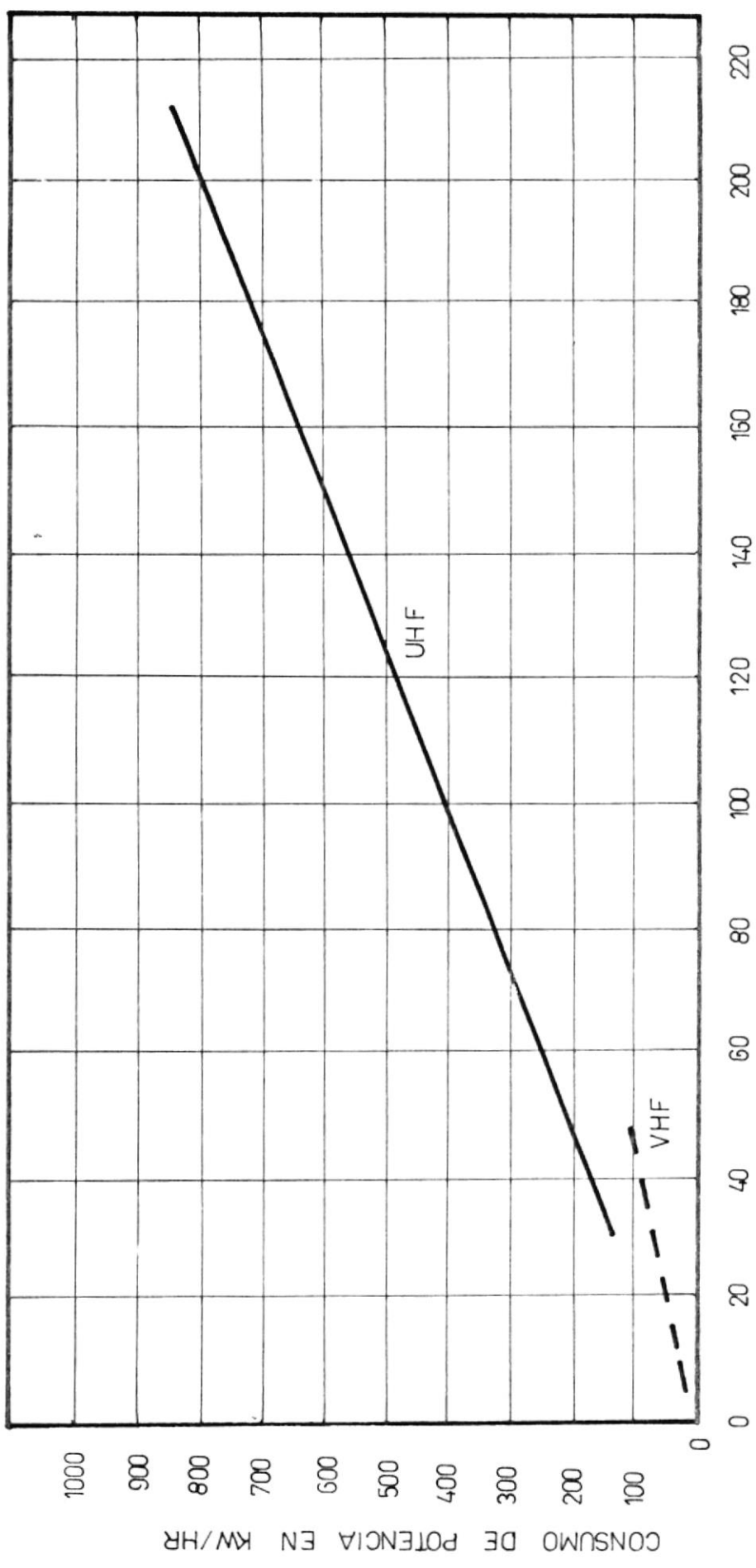
Los transmisores para VHF tienen rangos de potencia de salida que van de los 5 Kw a los 50 Kw. En cambio en los de UHF el rango es de 30 Kw a 220 Kw, y están diseñados con amplificadores finales Klystron de 30 Kw y 55 Kw. El amplificador de 30 Kw es usado para transmisores con potencia de salida de 30 Kw y 60 Kw, mientras que el amplificador de 55 Kw se usa para los transmisores con potencia de salida entre 55 Kw y 220 Kw (múltiplos de 55 Kw), es decir que un transmisor de 110 Kw se construye en base a 2 amplificadores de 55 Kw, y un transmisor de 220 Kw se lo hace en base a 4 de 55 Kw.

Los transmisores de alta potencia en UHF han sido desarrollados gracias a los amplificadores Klystron de múltiples cavidades de alta potencia y ganancia. Si estos tubos no se hubieran desarrollado los transmisores de UHF estarían basados en los tetrodos usados para los transmisores VHF, con lo cual no serían técnica ni económicamente accesibles, debido a que los tetrodos en los canales UHF tienen relativamente baja ganancia, potencia de salida limitada y corta vida, por lo cual las principales ventajas de los amplificadores Klystron de múltiples cavidades en UHF son: la alta potencia de salida, alta ganancia y un gran ancho

de banda.

La alta ganancia de los tubos Klystron minimiza el número de etapas RF requeridos en el transmisor, la característica del ancho de banda hace necesario un tedioso y crítico ajuste de "ancho de banda", y el tubo ha demostrado su estabilidad, larga vida y confiabilidad. Pero, la eficiencia típica de los transformadores en UHF en función de consumo de potencia primaria versus potencia de salida es relativamente baja comparándola con la de los transmisores en VHF, lo cual ocasiona un gran consumo de potencia para los radiodifusores de UHF, ya que generalmente utilizan altas potencias en sus transmisores, además de ser menos eficientes que los transmisores en VHF (Potencia AC consumida vs. Potencia de salida RF) y por lo tanto consumiendo una gran potencia por kilovatio de salida.

Las figuras No. 1.2 y 1.3 nos muestran aspectos cuantitativos del consumo de potencia de los transmisores en UHF vs. los de VHF. La figura No. 1.2 muestra el consumo de potencia primaria (pico visual) para el rango comúnmente apreciable de transmisores VHF y UHF. Los consumos de potencia mostrados en las figuras son para un transmisor completo, incluyendo el excitador, amplificadores



POTENCIA DE SALIDA DEL TRANSMISOR EN KW (PICO VISUAL)

FIG. 12: CONSUMO DE POTENCIA PRIMARIA DE TRANSMISORES UHF Y VHF
 COMO UNA FUNCION DE LA POTENCIA DE SALIDA

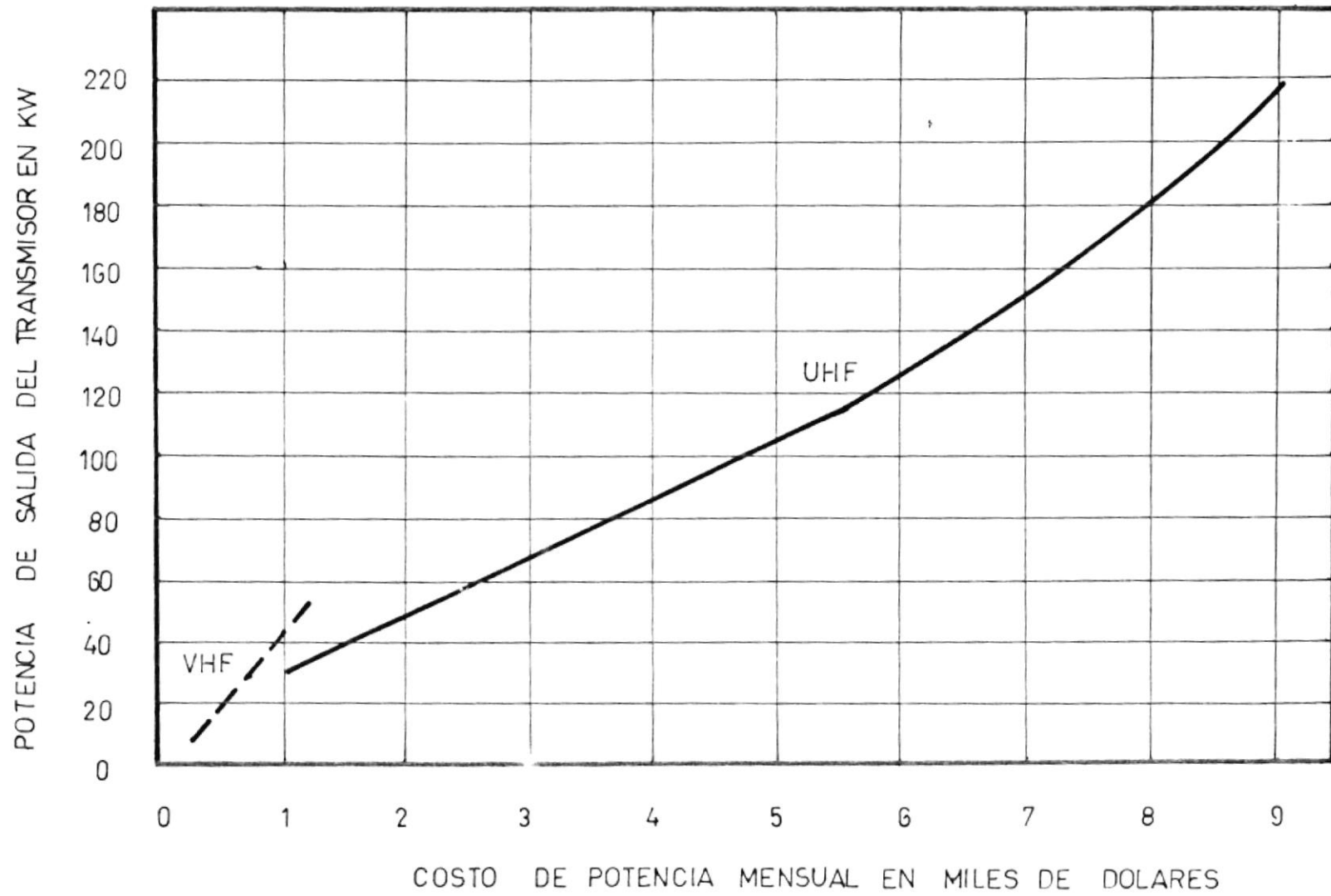


FIG.13: POTENCIA DE SALIDA DE TRANSMISORES UHF Y VHF EN FUNCION DEL COSTO DE LA POTENCIA PRIMARIA

finales de audio y video, motores ventiladores, etc., y están basados en una potencia de audio que es el 20 % de la de video. La figura No. 1.3 traslada la información de potencia de la figura No. 1.2 en costo mensual de potencia primaria, y este costo de potencia de la figura No. 1.3 no se incrementa en proporción directa al consumo de potencia de la figura No. 1.2 debido al consumo de potencia en función de tiempo que tienen las diferentes compañías.

La figura No. 1.4 nos muestra los costos como una función de potencia de salida del transmisor, de donde podemos observar que el costo de los transmisores en UHF es más elevado que para VHF, en igualdad de condiciones de operación con una regulación de máxima potencia efectiva irradiada.

Actualmente se han desarrollado transmisores UHF de menor costo, mayor potencia y mayor eficiencia, lo cual permite facilidades económicas para el campo de operación en UHF.

Aún si la eficiencia y el costo de los transmisores en UHF fuera igual que los de VHF, lo cual es improbable, permanece el hecho de que la transmisión en UHF emplea una mayor potencia de transmisión y consecuentemente un mayor consumo

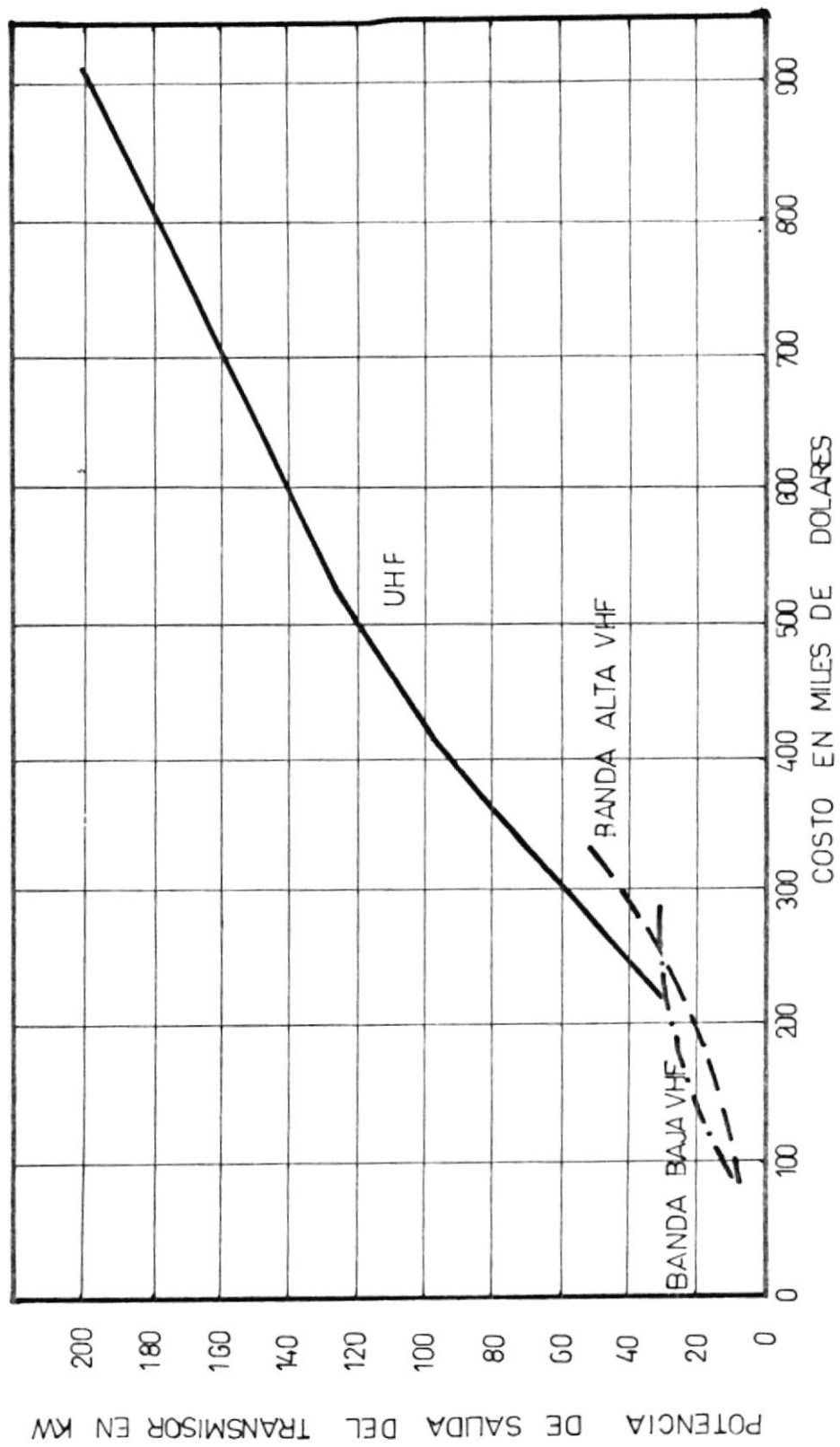


FIG.14: POTENCIA DE SALIDA DE TRANSMISORES UHF Y VHF EN FUNCION DEL COSTO

eléctrico para mantener una paridad de cobertura con las estaciones VHF.

Estos hechos nos indican que las transmisiones en UHF permanecen económicamente mayores que las de VHF, además de las ventajas de los transmisores, que por sus características de funcionamiento presentan mejores condiciones que los de UHF.

1.2. ANTENAS

Una antena puede ser definida como una estructura asociada con la región de transición entre una guía de onda y una onda en el espacio libre, o viceversa.

La energía radiada por las antenas oscila como frecuencia de radio. El rango de ondas en el espacio libre abarca longitudes de onda que van desde los miles de metros de onda larga a fracciones de centímetros de onda corta. La relación de longitudes de onda es mostrada en la figura No. 1.5.

La ganancia de las antenas transmisoras corrientes en VHF varían de una relación de ganancia de potencia de 1 a una relación de ganancia de potencia de 18 (0 dB a 12.55 dB) para antenas transmisoras omnidireccionales comunes. La

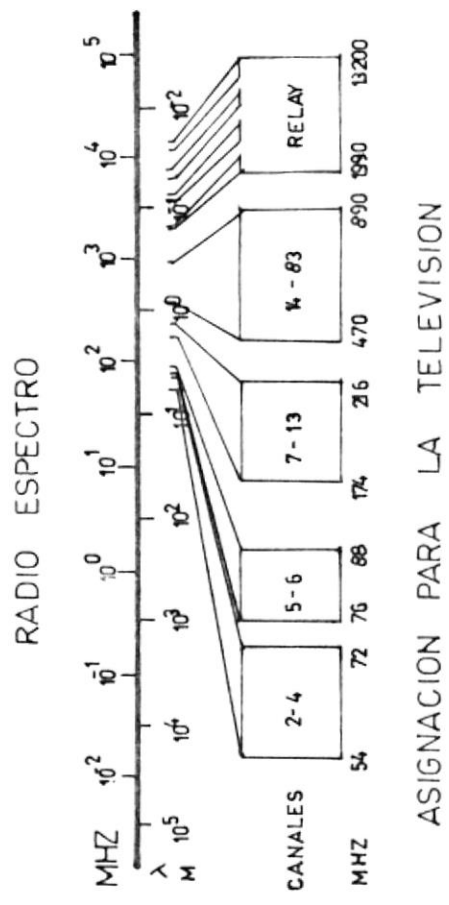


FIG. 1.5: RELACION DE LONGITUDES DE ONDA

ganancia de las antenas transmisoras corrientes en UHF varían de una relación de ganancia de potencia de 6 a una relación de ganancia de potencia de 50 (7.78 dB a 17 dB) para las antenas transmisoras omnidireccionales.

En el consenso de Ingenierías de Antenas desarrollado informalmente en Octubre de 1973, dice que excepto en casos especiales, una relación de ganancia de potencia de 50 representa el límite superior de la ganancia de las antenas transmisoras en UHF. Las razones que ocasionan este límite superior son una combinación compleja de factores asociados con los cambios de fase a lo largo de las extremadamente largas aperturas de antenas, rigidez mecánica, y, el principal, los problemas de poca cobertura asociados con el extremadamente estrecho patrón vertical, los cuales son una consecuencia necesaria para el uso de antenas de alta ganancia.

La relación de ganancia de potencia de 50 no representa un límite absoluto máximo desde el punto de vista técnico. Se puede desarrollar ganancias de potencia de 60 o 70 (17.78 dB y 18.45 dB), pero los Ingenieros responsables del diseño de dichas antenas no aseguran que el costo de estas antenas pueda tener necesariamente beneficios

satisfactorios en la transmisión de la señal.

Las antenas de alta ganancia de VHF son más económicas considerando el mismo límite de ganancia de 50. Las antenas de VHF son estructuras físicas largas comparadas con las de UHF, y tienen un límite de aproximadamente 18 veces la ganancia de potencia (12.55 dB), con lo cual llega a ser más económico desarrollar un PEI (Potencia Efectiva Irradiada) incrementando la potencia del transmisor que con antenas más grandes.

Los aspectos económicos de las antenas en UHF de alta ganancia son duplicados. Primero, el aspecto físico en que por cada 3 dB de incremento en la ganancia de la antena se debe incrementar al doble la relación de ganancia de potencia y consecuentemente duplicar la longitud de la antena. Así, con cada 3 dB de incremento en la ganancia resulta en más del doble del costo de la antena, como se muestra en la figura No. 1.6. Segundo, el uso de antenas físicamente altas y de alta ganancia exige la colocación de soportes altos para soportar las cargas del viento sobre la torre de la antena. Además, la característica de inclinación de la torre llega a ser más importante con antenas de alta ganancia que se caracterizan por anchos de

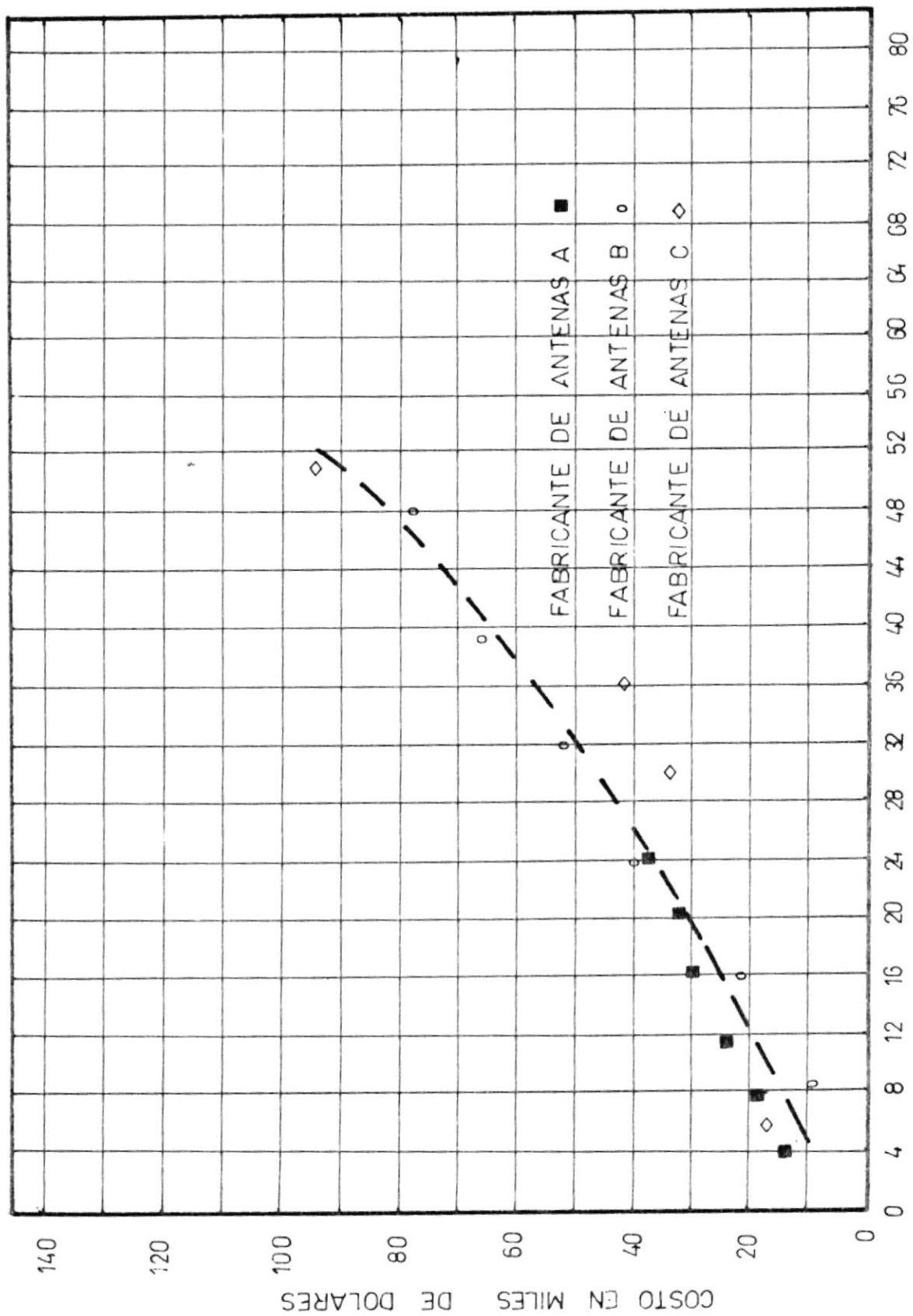


FIG. 1.6: COSTO DE UNA ANTENA DE TRANSMISION UHF EN FUNCION DE LA RELACION DE LA GANANCIA DE POTENCIA DE LA ANTENA

banda verticales estrechos, ya que la excesiva inclinación bajo moderadas condiciones de vientos fuertes puede inclinar el haz de la antena sobre o bajo el radio donde se encuentra dirigida.

Una antena de alta ganancia requiere entonces una torre fuerte para soportar el peso adicional y ajustar el gran movimiento de la antena, así como de una torre más rígida para evitar las inclinaciones de la antena.

1.3. LINEAS DE TRANSMISION

Una línea de transmisión es un medio para transmitir o conducir una cierta energía de radio frecuencia de un punto a otro. Usualmente es deseable transmitir la energía con un mínimo tan pequeño como sea posible de pérdida de atenuación, calor y radiación. Esto significa que mientras la energía está siendo transportada de un lugar a otro esta está siendo confinada dentro de la línea de transmisión o en su vecindad. La onda transmitida a lo largo de la línea es unidireccional, por lo cual esta no se esparce en la superficie sino que sigue a lo largo de la línea. Desde el punto de vista general, el término línea de transmisión incluye no solo dos cables coaxiales de línea de transmisión sino también conductos huecos o líneas

de transmisión.

Un generador conectado al infinito en una línea de transmisión sin pérdidas produce una onda viajera uniforme a lo largo de la línea. Si la línea es corto-circuitada aparece una onda fija debido a la interferencia entre la onda incidente y la onda reflejada. La onda fija está asociada con la concentración local de energía. Si la onda reflejada es igual a la incidente, tenemos una onda fija pura. La concentración de energía de estas ondas oscilan de energía puramente eléctrica a energía puramente magnética dos veces por ciclo. Tal comportamiento de energía es característico de un circuito resonador o resonante. El término resonante es usado para elementos que tienen concentraciones de energía almacenada que son grandes comparadas con el flujo de energía que entra o sale. Cuando no hay conductores internos, como en una sección corto-circuitada de una guía de onda, el elemento es llamado cavidad resonante.

Una ilustración de estas definiciones es considerada en la figura No. 1.7. Un generador o transmisor es conectado a una doble línea de transmisión AB. Cuando la línea está conectada, transporta una onda viajera externa, y actúa como

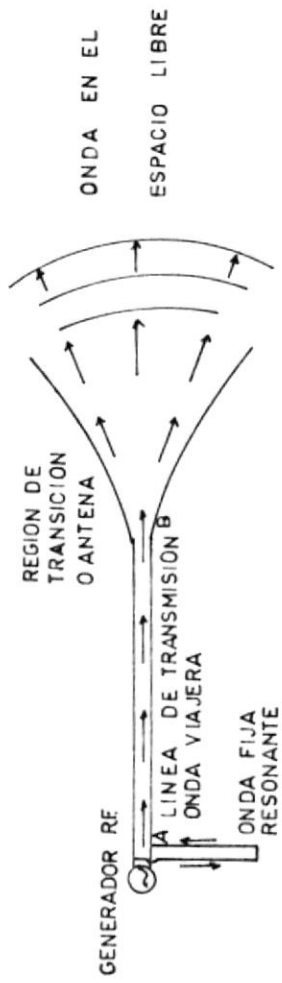


FIG.1.7: UNA ANTENA ES UNA REGION DE TRANSICION ENTRE UNA ONDA GUIADA POR UNA LINEA DE TRANSMISION Y UNA ONDA EN EL ESPACIO LIBRE

una línea de transmisión pura. En A tenemos la sección de la línea cortocircuitada conectada en paralelo. Esta línea tiene una onda fija y actúa como una línea resonante. Además tenemos que la línea de transmisión B esparce gradualmente hacia afuera las ondas hasta la separación de sus conductores. En esta región la onda transportada por la línea de transmisión es irradiada en el espacio libre. Esta región de la línea actúa como una antena. Si conectamos la línea de transmisión a una antena dipolo como en la figura No. 1.8, el dipolo actúa como una antena debido a que este es lanzado al espacio libre. Este tiene muchas de las características de un resonador, donde la energía reflejada de los terminales del dipolo nos da un incremento de la onda fija de la antena. Es así como en este caso un simple elemento, en este caso el dipolo, exhibe simultáneamente propiedades características de una antena, una línea de transmisión y un resonador.

Para seleccionar la línea de transmisión para las estaciones en VHF se deben tener en cuenta las siguientes consideraciones. La línea coaxial rígida de 3 1/8" de diámetro es convencionalmente usada para la banda baja de VHF por sus facilidades, se ajusta a los transmisores con potencias mayores de

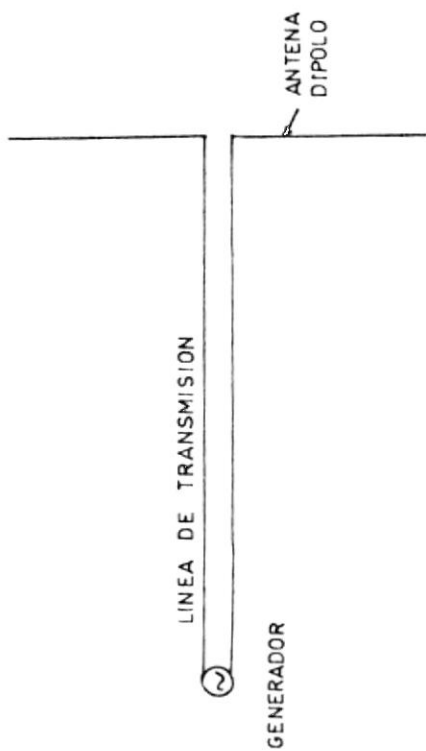


FIG. 1.8: ANTENA DIPOLO

50 Kw y ofrece una atenuación relativamente baja (nominalmente 0,09 dB por 100' en el canal 6). Esta línea también es usada en muchas bandas altas de televisión debido a las facilidades que otorga, sin embargo, la línea de 6 1/8" es también común por razones de atenuación reducida y/o por la alta capacidad de manejo de potencia, particularmente para estaciones de canales altos que utilizan líneas de alimentación simple para sus antenas.

La línea de 6 1/8" es también escogida para estaciones UHF con potencia de transmisión moderada de 30 Kw, 55 Kw y 60 Kw. Sin embargo, las pérdidas son significativamente más altas en UHF que en VHF. Las pérdidas de línea en el canal 14 son nominalmente 0.105 dB por 100', incrementándose a 0.1415 por 100' en el canal 69. Existe una técnica acertada para seleccionar la línea de transmisión para las estaciones UHF que utilizan transmisores de alta potencia (más de 110 Kw). El uso de transmisores de alta potencia determina el uso de líneas de transmisión de grandes diámetros con alta capacidad de manejo de potencia, pero, a medida que el diámetro se incrementa aparecen limitaciones acerca de la frecuencia máxima a la cual la línea puede operar sin excesiva atenuación. Esto es, que existe una frecuencia de corte a la

cual la señal en la línea deja de propagarse con relativamente bajas pérdidas. La frecuencia de corte en las líneas 3 1/8" y 6 1/8" están sobre la frecuencia superior de la banda UHF, sin embargo, para la línea 8 3/16" la frecuencia de corte cae en el canal 47, y para la línea de 9 3/16" solamente sirve para los canales bajos, para los transmisores de 110 Kw. Sin embargo, los transmisores de 220 Kw imponen severas demandas en la capacidad de manejo de potencia de las líneas de 9 3/16".

Con el fin de utilizar la línea de 9 3/16" con los transmisores de 220 kW es necesario utilizar dieléctricos gaseosos con grandes coeficientes de transferencia de calor que los que convencionalmente usan dieléctrico de nitrógeno. En los canales altos (sobre el 40), o con transmisores de alta potencia, se deberán utilizar las guías de onda rectangulares en lugar de las líneas de transmisión. Las guías de onda rectangulares, típicamente la BWG-1400 o la BWG-1500, ofrecen una alta capacidad de manejo de potencia, 625 Kw para la primera y 750 Kw para la segunda, y una baja atenuación de 0.0787 dB/100 pies para la BWG-1400 y 0.0678 dB/100 pies para la BWG-1500 en el canal 42, que es la mitad de la

banda UHF.

Nuevamente los factores de costo operan en perjuicio de los radiodifusores UHF. No solo la guía de onda es más costosa que la línea de transmisión coaxial, sino que debido a su gran sección exige grandes cargas de viento en la torre que para el caso de la línea coaxial, requiriendo una torre con una estructura más fuerte y consecuentemente más costosa.

1.4. TORRES

Los lugares para la ubicación de las antenas de las estaciones de radiodifusión de televisión deben ser escogidas de tal manera que como mínimo la primera zona de Fresnel sea obtenida sobre todas las obstrucciones en las áreas a ser servidas. Las colinas con laderas suavemente inclinadas no se deben escoger ya que la intensidad de campo es reducida debido a la baja altura de la antena sobre el plano de reflexión y pueden ocurrir campos no uniformes y fantasmas en áreas distantes que se encuentran dentro de la línea de vista de la antena transmisora. Así mismo se deben evitar los sitios rodeados de edificios altos, a no ser que se la pueda colocar sobre uno de ellos.

Las estaciones en UHF podrían reducir su diferencia de cobertura con respecto a las estaciones en VHF mediante el empleo de torres altas. Sin embargo existen dos limitaciones prácticas con respecto a la máxima altura de las torres. La primera se refiere a la claridad del espacio aéreo. La segunda limitación práctica es nuevamente la materia costos. La figura No. 1.9 muestra los costos como una función de la altura de la torre para típicas torres de varias alturas. La elevación rápida en los costos para torres mayores de 1000 pies indica que las torres de esas alturas deben ser reservadas únicamente para los operadores de mayor afluencia en UHF, y necesariamente estos deben estar colocados en un área donde el tráfico aéreo no sea interferido con una torre alta.

La localización de los transmisores deben ser escogidos de tal manera que la potencia efectiva irradiada y la altura de la antena sobre el terreno promedio nos de una intensidad de campo promedio en decibelios por microvoltio por metro (dBu/m) que deben cubrir a la comunidad principal con los valores que se muestran en la tabla 1.1.

La localización de las antenas en un punto de elevación alto es necesario para reducir al mínimo

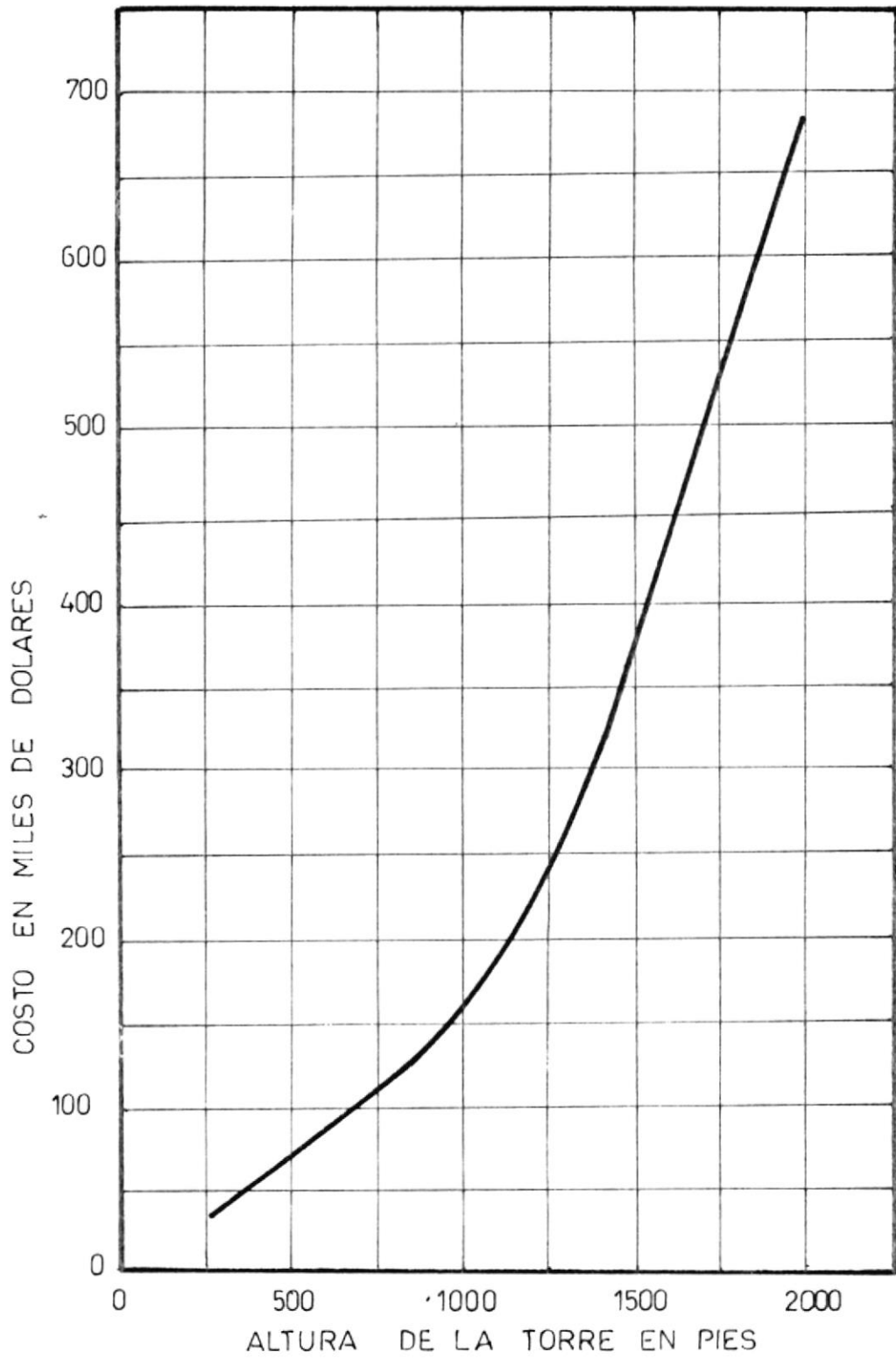


FIG. 19: COSTO DE LA TORRE EN FUNCION DE SU ALTURA

CANALES 2-6	CANALES 7 - 13	CANALES 14 - 83
74 dBu	77 dBu	80 dBu

TABLA 1.1: VALORES CON QUE SE DEBE
CUBRIR A LA COMUNIDAD
PRINCIPAL

los efectos de sombras causados por los cerros y edificios los cuales pueden reducir materialmente la intensidad de la propagación de las estaciones de las señales. En general, la antena transmisora de una estación debe ser colocada en el punto más central y elevado posible. Para suministrar un mejor grado de servicio en el área es usualmente preferible usar una antena alta en lugar de una baja con un transmisor de mayor potencia. La localización debe ser escogida de tal manera que exista línea de vista desde la antena hacia la comunidad principal a ser servida, siendo esta el principal punto a ser considerado. La antena debe ser construida en un lugar apartado en lo posible de edificios u objetos que puedan causar problemas de sombras. Hay que reconocer que la topografía, el área que se desea servir y la distribución de la población pueden hacer difícil la localización del transmisor. En tales casos puede ser necesario el uso de una antena omnidireccional, pero es preferible escoger un sitio en que una antena de este tipo no sea indispensable.

En casos de que la localización de la antena sea cuestionable es conveniente hacer test de propagación para indicar la intensidad de campo esperada en la comunidad principal a servir y en

otras áreas, en especial donde se pueden esperar severos problemas de sombras.

En el área adyacente a los transmisores la recepción de otras estaciones está sujeta a interferencias debido a la fuerza de la señal de esta estación. Para la construcción de las estaciones el aplicante debe asumir la responsabilidad de ajustar el crecimiento de una señal excesivamente fuerte o tomar alguna medida correctiva.

Cuando una antena de TV va a ser montada en una torre en la vecindad de una antena direccional de una estación AM, la señal de esta última puede ser afectada, por lo cual se deben hacer mediciones de campo de la señal de la estación AM y luego construir la estación de la antena de TV haciendo los reajustes necesarios.

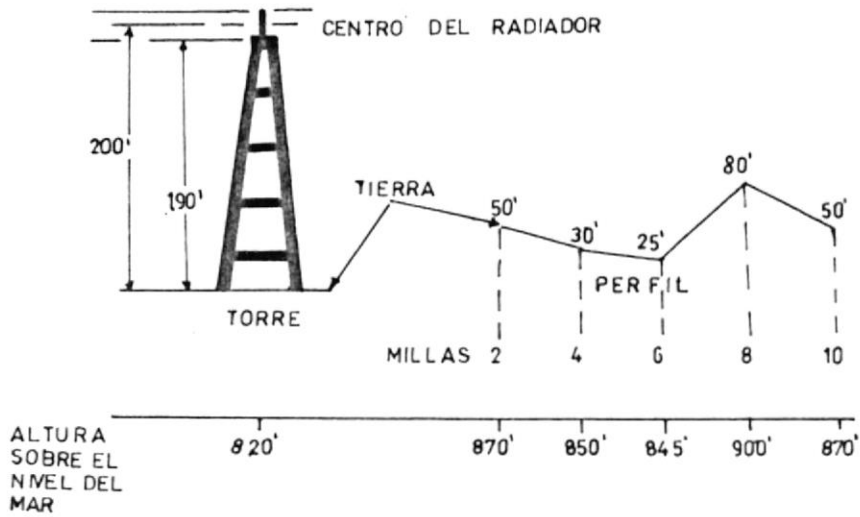
1.4.1. ALTURA EFECTIVA DE LA ANTENA

Antes de estimar la cobertura de una localidad es necesario determinar la altura efectiva de la antena transmisora. En general, el procedimiento envuelve encontrar la altura de la antena sobre el terreno que descansa tomando como referencia ocho radiales que se extienden desde la

localización de la antena. En el cómputo solo se considera el intervalo entre 2 y 10 millas, partiendo de la antena a lo largo de cada radial.

Un ejemplo para la determinación de uno de los ocho radiales es mostrado en la figura No. 1.10. Este ejemplo es para una torre que se eleva 190 pies sobre la superficie y soporta una antena que tiene una altura total de 20 pies. El primer paso es encontrar la altura del centro del radiador sobre la superficie de la localización de la torre. En este ejemplo el centro de la antena está a 200 pies sobre la superficie. Los trazos son hechos en mapas topográficos que muestran las elevaciones sobre el nivel del mar. En ciudades las alturas de los edificios son sumadas a estos mapas. En la figura No.1.10 a lo largo del radial se muestra que la elevación promedio es 235 dividido para el número de puntos de muestreo (5), o 47 pies. La altura efectiva de la antena sobre la superficie a lo largo del radial es entonces $200-47$, o 153 pies. Mientras mayor es el número de puntos de muestreo, más cercano a lo real es el valor.

En el ejemplo ilustrado, la torre está localizada en un punto más bajo que el terreno promedio.



TABULACION DE DATOS

50		870
30		850
25		845
80	0'	900
50		870
<hr/>		<hr/>
235		4335
$\frac{235}{5} = 47'$		$\frac{4335}{5} = 867'$

ALTURA EFECTIVA:
 $200' - 47' = 153'$ A LO LARGO DEL
 RADIAL

ALTURA EFECTIVA: $867' - 820' = 47'$
 $200' - 47' = 153'$ A LO LARGO DEL
 RADIAL

FIG. 1.10: DETERMINACION DE LA ALTURA EFECTIVA DE LA ANTENA

Si la topografía fuera inversa (la torre en una colina o loma) y la tierra estuviera en una ladera, de tal manera que los valores mostrados fueran negativos, la altura efectiva de la antena sería $200+47$, o 247 pies.

En la práctica encontramos que la altura efectiva de la antena es diferente a lo largo de cada radial, como se observa en la figura No. 1.11. Las líneas oscuras muestran el patrón de cobertura estimado basado en la altura efectiva resultante de la antena determinado por los respectivos radiales. La línea fina muestra el patrón basado en la altura de una antena obtenida por el promedio de la altura efectiva de los ocho radiales.

Es importante anotar los siguientes puntos:

- 1.- El doble de la altura de la antena es aproximadamente equivalente a incrementar la potencia por un factor de cinco. Viéndolo de otra manera, un incremento de potencia de aproximadamente cinco veces es necesario para obtener la altura efectiva de la antena que es equivalente a doblar la altura de la antena con el mismo PEI.
- 2.- Como la frecuencia de operación es

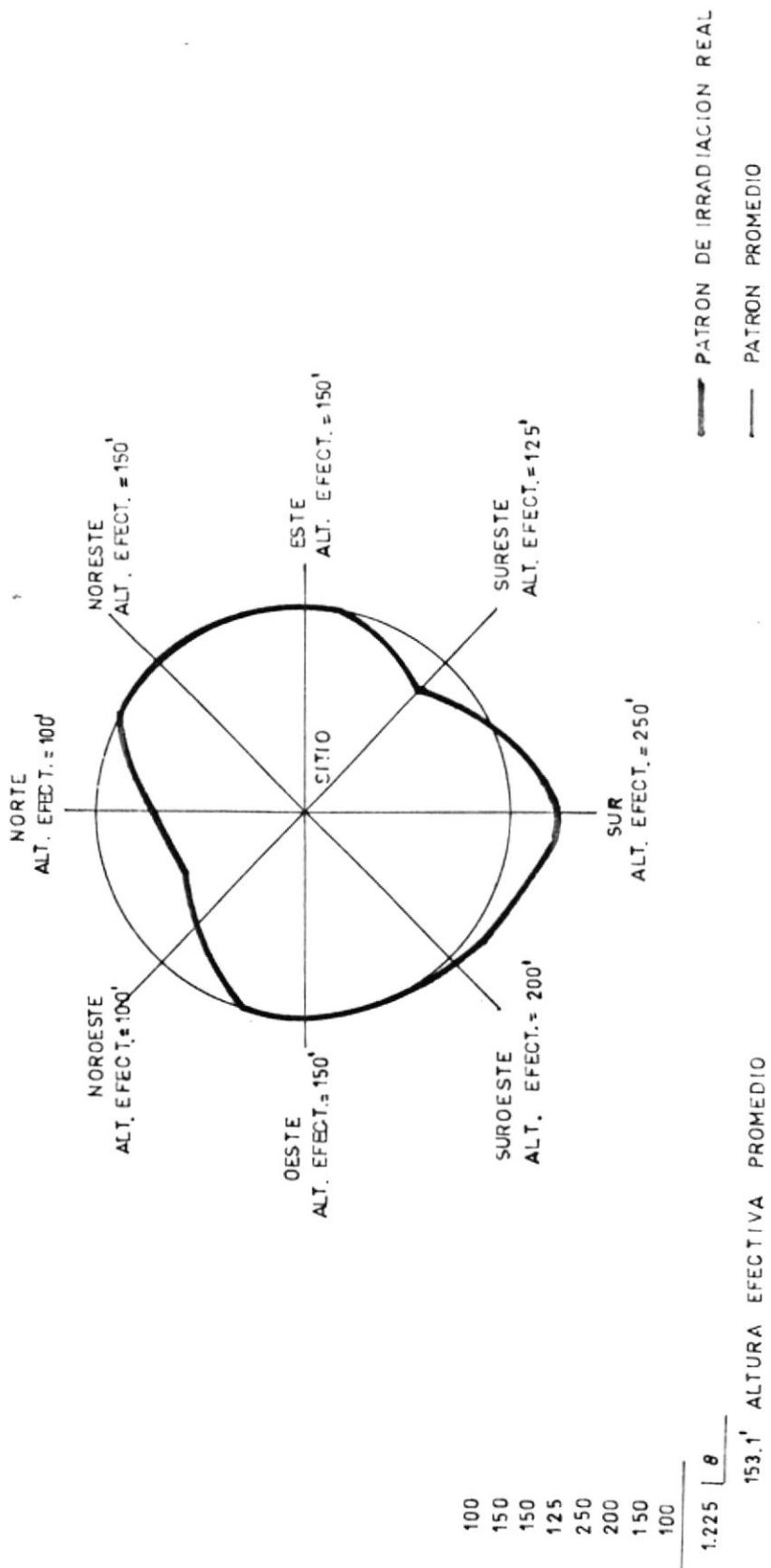


FIG. 1.11: PATRON DE COBERTURA ESTIMADO

incrementada, la cobertura del servicio de televisión secundario (Grado B) es reducida más drásticamente que la cobertura del servicio de televisión primario (Grado A).



CAPITULO II

PROPAGACION UHF

2.1. PROPAGACION EN EL ESPACIO LIBRE SIN OBSTACULOS

La propagación en el espacio puede ser tratada como la propagación de un rayo en que la radiación es uniforme en todas las direcciones partiendo de un punto fuente o un radiador isotropico. Es útil considerar la comparación con una fuente de luz. La energía radiada pasa con una intensidad uniforme a través de todas las porciones de una superficie esférica imaginaria localizada a un radio r de la fuente. El área de tal superficie es $4\pi r^2$ y el flujo de potencia por unidad de área es $w=Pt/4\pi r^2$, donde Pt es la potencia total irradiada por la fuente. Es usual medir mejor la intensidad de radiación en términos de intensidad de campo eléctrico E_o que en términos de densidad de flujo de potencia W . La densidad de flujo de potencia es igual al cuadrado de la intensidad de campo dividida por la impedancia del medio, de tal manera que en el espacio libre $W=E_o^2/120\pi$, y $Pt=4\pi r^2 E_o^2 /120\pi$,

o

$$P_t = \frac{r^2 E_0^2}{30}$$

donde P_t está en vatios irradiados, W está en vatios por metros cuadrados, E_0 es el campo en voltios por metro, y r es el radio en metros. Una forma más útil de esta ecuación, la cuál se aplica también a antenas que no son radiadores isotrópicos es:

$$E_0 = \frac{\sqrt{30 g_t P_t}}{r}$$

donde g_t es la ganancia de potencia de la antena en la dirección pertinente comparada con un radiador isotrópico.

Una antena isotrópica es útil como referencia para especificar los patrones de radiación de antenas más complejas, pero de hecho no existe. La más simple forma de antenas prácticas son pares eléctricos y pares magnéticos, estas forman conductores rectos que son cortos comparados con la longitud de onda. Para el par radiador, la ganancia es 1.5 y la intensidad de campo en el plano ecuatorial es:

$$E_0 = \frac{\sqrt{45 P_t}}{r}$$

Para un dipolo de media onda la ganancia de potencia es 1.64 y:

$$E_0 = \sqrt{\frac{72 P_t}{r}}$$

2.1.1. Propagación sobre la superficie terrestre

Las ondas de radio siguen la curvatura de la tierra debido al fenómeno de difracción, con la particularidad de que a medida que la frecuencia se incrementa, la curvatura disminuye.

La difracción es una propiedad fundamental del movimiento de las ondas, y en óptica es la corrección para aplicar la óptica geométrica (teoría del rayo) para obtener mayor exactitud en las ondas ópticas. En las ondas ópticas cada punto en el frente de onda es considerado para actuar como una fuente radiante. Cuando el frente de onda es coherente, el resultado es una progresión del frente en dirección perpendicular a lo largo del patrón, el cual constituye el rayo. Cuando el frente es turbado el frente resultante puede cambiar en magnitud y dirección, con el resultado de una atenuación y curvatura en el rayo.

El efecto de difracción alrededor de la curvatura de la tierra hace posible la transmisión más allá de la línea de vista con algunas grandes pérdidas que son incurridas en el espacio libre o sobre el planeta tierra. La magnitud de esta pérdida se incrementa ya sea por el incremento de la distancia o de la frecuencia, y también depende en algo de la altura de la antena.

La línea de vista es el alcance geométrico de la antena sobre la superficie esférica de la tierra. (fig. No. 2.1).

La solución geométrica (fig. No. 2.2) será :

$a = 6.37E+06$ mt. (radio de la tierra)

$$r_o' = \sqrt{(a+h_1)^2 - a^2}$$

$$r_o' = \sqrt{a^2 + 2ah_1 + h_1^2 - a^2}$$

$$r_o' = \sqrt{2ah_1 + h_1^2}$$

Asumiendo que:

$$h_1 \ll a$$

$$\cos \alpha = \frac{a}{a + h_1}$$

Al cumplirse la condición de que $\alpha \rightarrow 0^\circ$, tenemos:

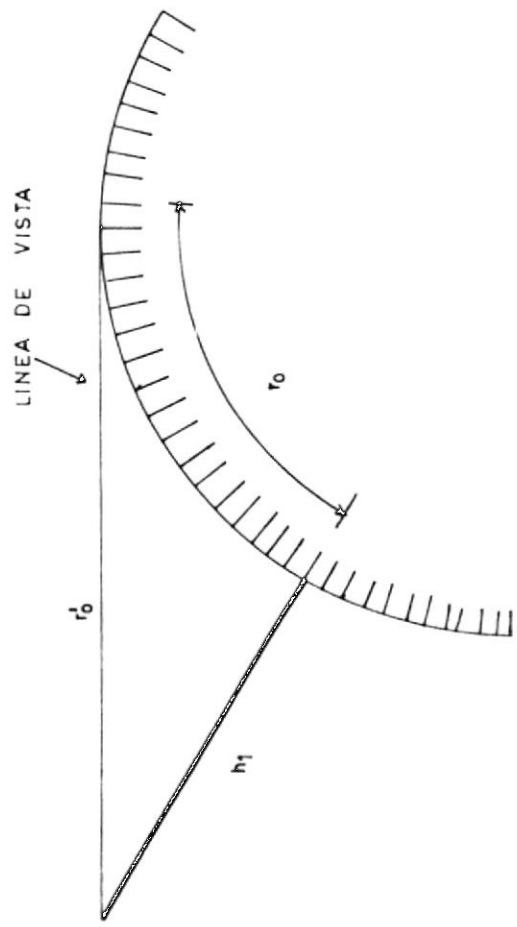


FIG. 2.1: LINEA DE VISTA O ALCANCE DE UNA SEÑAL

$$r_o' \approx \sqrt{2ah_1} \approx r_{10} \quad (\alpha \rightarrow 0^\circ, h_1 \ll a)$$

$$r_o' = r_{10} = 3.57 \sqrt{h_1(\text{mt})} \quad [\text{km}]$$

Considerando dos antenas elevadas, sus alcances serán:

$$r_o = 3.57 \left(\sqrt{h_1(\text{mt})} + \sqrt{h_2(\text{mt})} \right) \quad [\text{km}]$$

Si la antena h_2 se colocara más a la derecha (fig. No.2.2) teóricamente la recepción sería nula ($ER=0$), pero por efectos difractorios ese valor es diferente de cero en la realidad.

En VHF Y UHF la onda se propaga como un haz. Al incrementar la potencia en la antena h_1 (Tx), a pesar de h_2 estar colocada más allá de la línea de vista, ER comienza a crecer debido a los efectos difractorios. (fig. No. 2.3)

La curvatura de la tierra afecta entonces a dos factores:

- a. La diferencia de recorrido Δr se va a diferenciar en su cálculo para el caso en que la superficie terrestre era considerada plana.
- b. Realmente no hay un solo punto de reflexión, sino que habrá una zona de

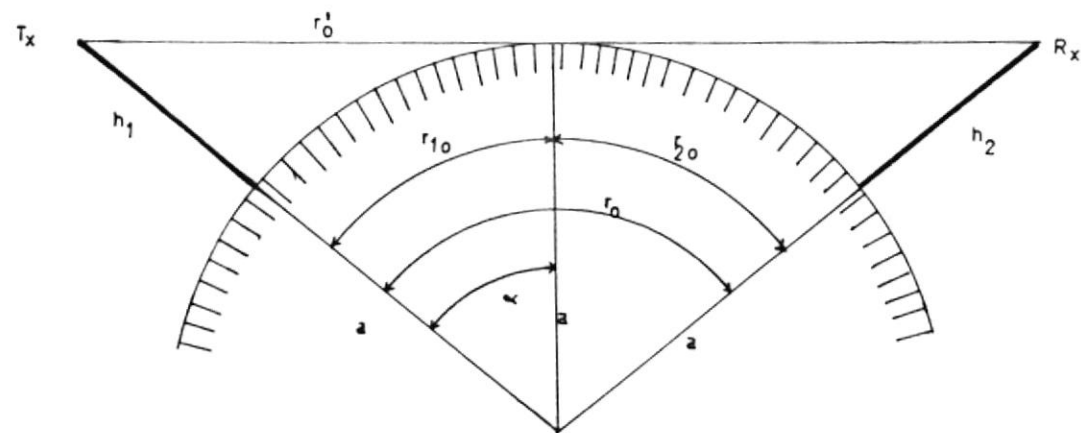


FIG. 2.2: CONSIDERACIONES GEOMETRICAS PARA LA LINEA DE VISTA DE UNA SEÑAL

reflexión ya que la onda no es un haz.

(fig. No. 2.4)

Cuando se incide sobre una superficie esférica hay mayor dispersión, por lo tanto, hay mayores pérdidas que cuando se incide sobre superficies planas.

Para este caso tenemos:

$$\gamma_{SP} = \gamma_{SE}$$

donde:

γ_{SP} = ángulo de elevación de la superficie plana

γ_{ST} = ángulo de elevación de la superficie esférica

h_1', h_2' = alturas de las antenas referidas al plano tangencial de la superficie terrestre

La diferencia de recorrido será:

$$\Delta r = \frac{2h_1' h_2'}{r}$$

MN

por lo que la solución geométrica será igual para superficies planas y esféricas, pero existiendo un error:

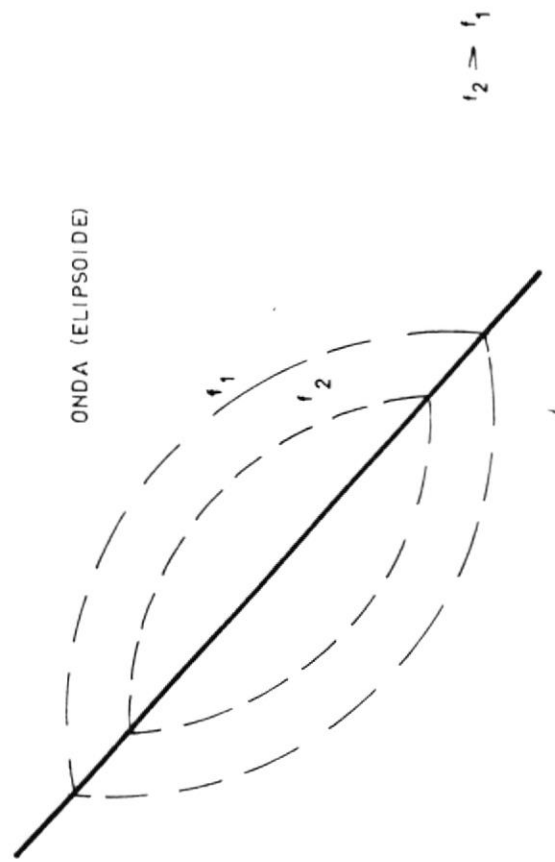


FIG. 24: ZONA DE REFLEXION DE UNA SEÑAL

$$h1' = h1 - \Delta h1$$

$$h2' = h2 - \Delta h2$$

Además de que:

$$h1 \ll a \quad \text{y} \quad h2 \ll a$$

De aquí que $\alpha \rightarrow 0^\circ$ y $\beta \rightarrow 0^\circ$; y podemos aproximar B' y B'' a D' y D'' y por ende $h2'$ a $h2$.

Los gráficos resumen la resolución trigonométrica del efecto de la curvatura de la tierra y son los llamados gráficos de Dombs-Price. (fig. No. 2.5). En él se puede determinar directamente el producto $h1'h2'$ en función del producto de las antenas reales por el factor de corrección de la curvatura de la tierra.

$$h1'h2' = m h1h2$$

La atenuación para $|R|=1$ y $\phi = 180^\circ$, será igual a:

$$F = \frac{4\pi h1'h2'}{\lambda r} = \frac{4\pi m h1h2}{\lambda r} \quad (\alpha, \beta \rightarrow 0^\circ)$$

MN MN MN

(r → r)

R: coeficiente de reflexión de la superficie terrestre

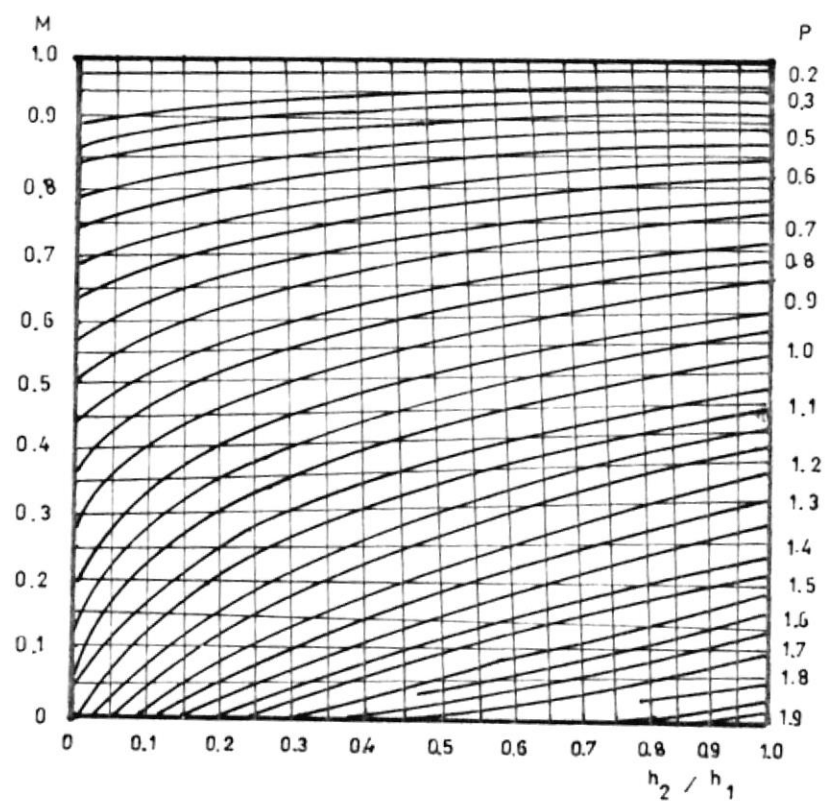


FIG. 25: GRAFICO DE DOMBS-PRICE
 RESOLUCION GEOMETRICA DEL EFECTO
 DE LA CURVATURA DE LA TIERRA
 PARA LA ATENUACION F
 h_2 = ALTURA DE LA ANTENA MAS ELEVADA

ϕ : ángulo de la expresión compleja del coeficiente de reflexión

Refiriéndonos al ángulo de elevación tendremos:

$$r \approx \frac{h_1^2 + h_2^2}{r} \approx n \frac{h_1 + h_2}{r}$$

El factor de corrección de la curvatura de la tierra se encuentra de igual manera en los gráficos de Dombs-Price (fig. No. 2.6)

Para utilizar estos gráficos de Dombs-Price es necesario obtener el factor p:

$$p = \frac{r}{\sqrt{2} h a}$$

r = distancia entre antenas

h = altura de la antena más elevada

De igual manera se debe hallar la relación h_2/h_1 donde h_1 es la antena más elevada y h_2 la altura de la antena menos elevada.

2.1.2. Efecto de la curvatura de la tierra

Como el método geométrico es un método aproximado y el análisis difractorio es un análisis riguroso, el método geométrico es válido solo en el rango de:

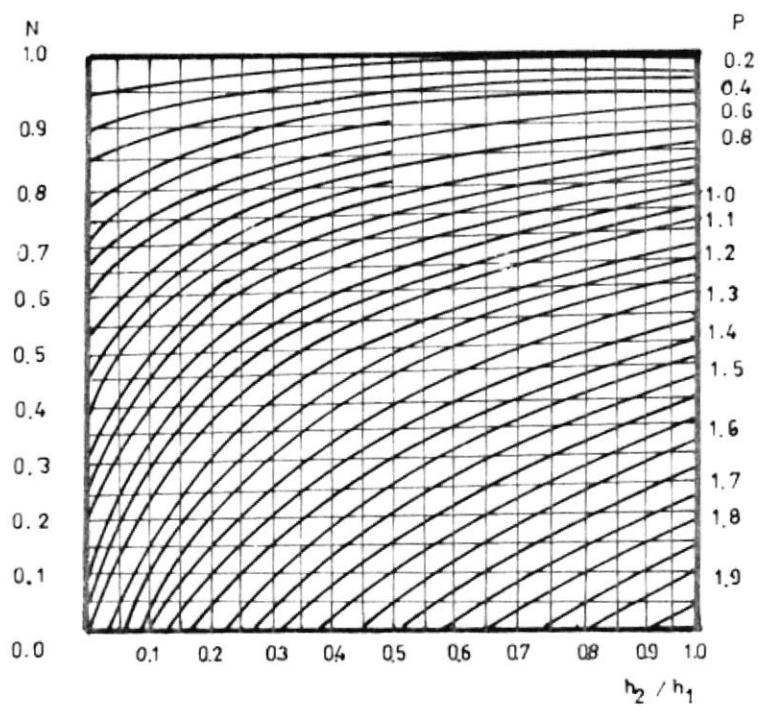


FIG.2.6: GRAFICO DE DOMBS-PRICE
 RESOLUCION GEOMETRICA DEL EFECTO DE LA
 CURVATURA DE LA TIERRA PARA EL AN-
 GULO DE ELEVACION γ
 h_2 = ALTURA DE LA ANTENA MAS ELEVADA

$$r \leq 0.60 r_0$$

donde r_0 es el radio de la línea de vista.

En un radioenlace existen tres zonas, dependiendo de la relación entre el radio de la línea de vista y el radio del radioenlace r (fig. No. 2.7). Estas son:

1. Zona de claridad

$$r = 0.70 r_0$$

2. Zona semiobscura

$$0.80 r_0 \leq r \leq 1.20 r_0$$

3. Zona obscura

Aquí se dá el proceso difractorio.

2.1.2.1. Zona Obscura

La intensidad de campo se calcula así:

$$E = E_0 F$$

donde:

E_0 : intensidad de campo E en el espacio libre

F : primer término de la serie convergente difractora.

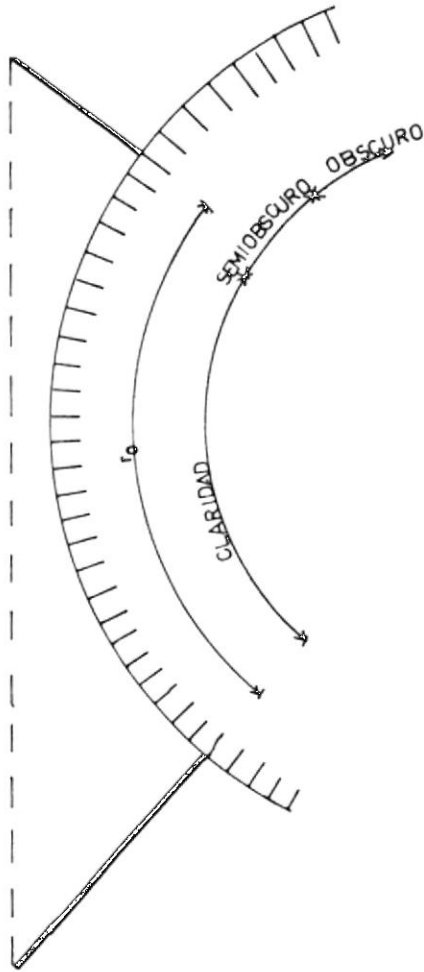


FIG. 2.7: GRAFICO DE LAS DISTINTAS ZONAS EN LA PROPAGACION DE UNA SEÑAL

4

La intensidad de campo en el espacio libre es:

$$E_0 = \frac{245\sqrt{P \text{ [kW]} D}}{r \text{ [Km]}} \quad \text{[mV/m]}$$

D : coeficiente de direccionalidad de la antena

y la atenuación será igual a:

$$F = U(x) V(Y1) V(Y2)$$

Para la obtención de estos términos se deben de hacer normalizaciones de las alturas de las antenas y de las distancias entre antenas, los cuales serán H y L respectivamente, esto es:

$$L = \left(\frac{\lambda a^2}{\pi} \right)^{1/3} \quad \text{[mt]}$$

$$H = 1/2 \left(\frac{a \lambda^2}{\pi^2} \right)^{1/3} \quad \text{[mt]}$$

donde:

a : radio de la tierra

λ : longitud de onda

Para normalizar estos valores tenemos:

$$X = r/L$$

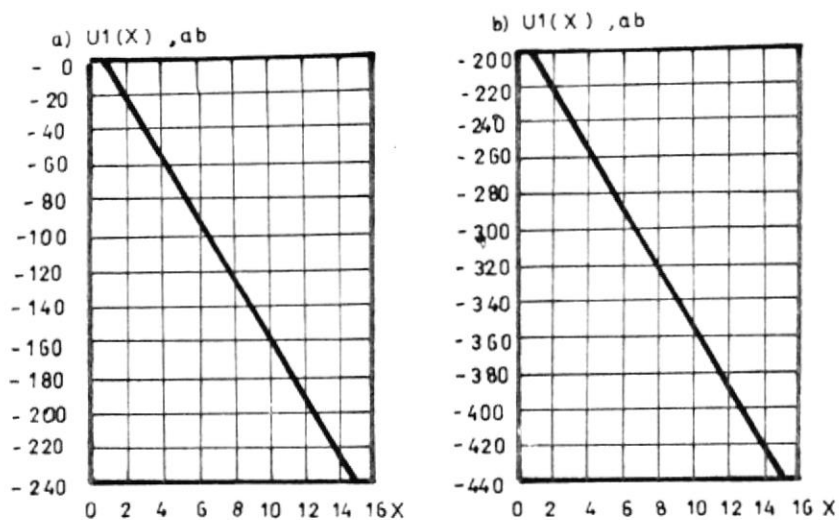
$$Y1 = h1/H$$

$$Y2 = h2/H$$

Observamos que para obtener E_0 solo se necesitan la potencia del transmisor T_x , el coeficiente de direccionalidad de la antena transmisora y la distancia entre antenas. Para el caso de atenuación observaremos lo siguiente:

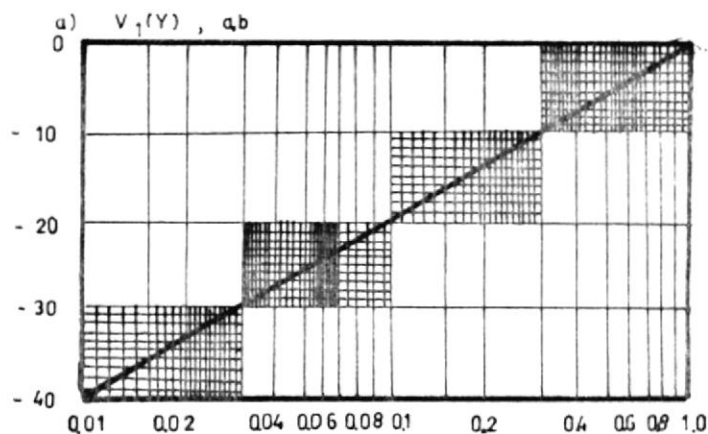
- a. El factor $U(x)$ lo obtenemos de la figura No. 2.8, utilizando la distancia normalizada.
- b. Los factores $V(Y1)$ y $V(Y2)$ los obtenemos de la figura No. 2.9 utilizando las alturas normalizadas $Y1$ y $Y2$.

Los valores que se obtienen de los gráficos para $U(x)$, $V(Y1)$ y $V(Y2)$ se encuentran en decibelios, por lo que hay que sumarlos y llevarlos a número de veces, esto es:

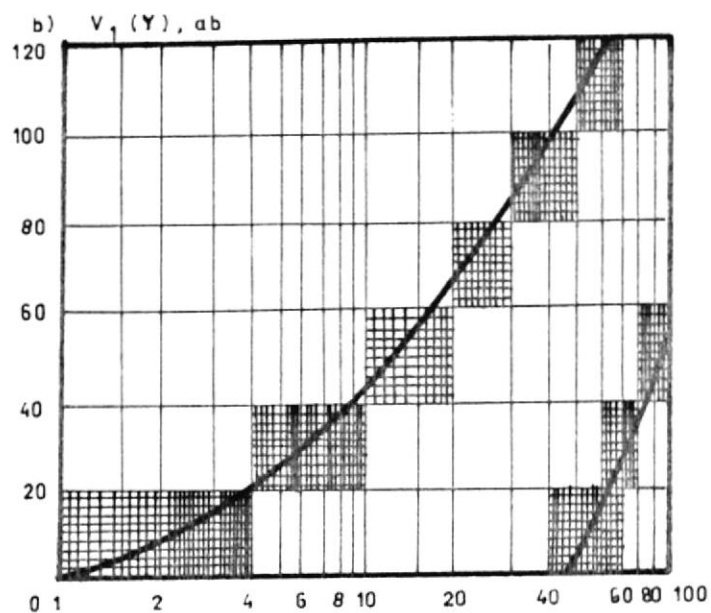


LA DISTANCIA NORMALIZADA X

FIG. 2.8: GRAFICOS CON UN TERMINO DE LA SERIE DE CONVERGENCIA PARA F USADO EN LA ZONA OSCURA CON RESPECTO A:
 1. LA DISTANCIA NORMALIZADA
 2. LA ALTURA NORMALIZADA



LA ALTURA NORMALIZADA Y



LA ALTURA NORMALIZADA Y

FIG. 2.9: GRAFICOS CON UN TERMINO DE LA SERIE DE CONVERGENCIA PARA F. USADO EN LA ZONA OSCURA CON RESPECTO A:
 1 LA DISTANCIA NORMALIZADA
 2 LA ALTURA NORMALIZADA

$$F \text{ [dB]} = U(x) \text{ [dB]} + V(Y1) \text{ [dB]} + \\ + V(Y2) \text{ [dB]}$$

$$F \text{ [dB]} = 20 \log [F]$$

$$F \text{ [veces]} = \text{antilog } \frac{F[\text{db}]}{20}$$

Es así como obtenemos la intensidad de campo E_0 para la zona obscura.

2.1.2.2. Zona Semiobscura

Para este caso la intensidad de campo E es:

$$E = E_0 F$$

donde:

$$E = \frac{245 \sqrt{P \text{ [kW]}}}{r \text{ [km]}} \text{ [mV/m]}$$

y la atenuación será:

$$F = r_0/L \quad [F(Y1, Y2)]$$

$$F \text{ [dB]} = 20 \log \left(\frac{r_0}{L} \right) + F(Y1, Y2)$$

Este cálculo funciona bien para ondas polarizadas horizontalmente pero para ondas polarizadas

verticalmente el método es menos exacto y debe aplicarse para longitudes de onda de menos de 50 cm.

El término $F(Y_1, Y_2)$ se obtiene de igual manera que en el caso anterior pero utilizando la figura No. 2.10. De igual manera obtenemos la atenuación y la pasamos de dB a veces para obtener así la intensidad de campo de la zona semiobscura.

2.1.2.3. Zona de claridad

Aquí son válidos los principios de óptica geométrica, y el análisis para el cálculo de atenuación, es decir:

$$E = E_0 F$$

$$E_0 = \frac{245 \sqrt{P} [\text{kw}] D}{r [\text{km}]} \quad [\text{mV/m}]$$

$$F = \frac{4\pi m h_1 h_2}{\lambda r} \quad (\phi = 180^\circ ; /R = 1)$$

donde el factor m se obtiene de los gráficos de Dombs-Price (fig. No. 2.5).

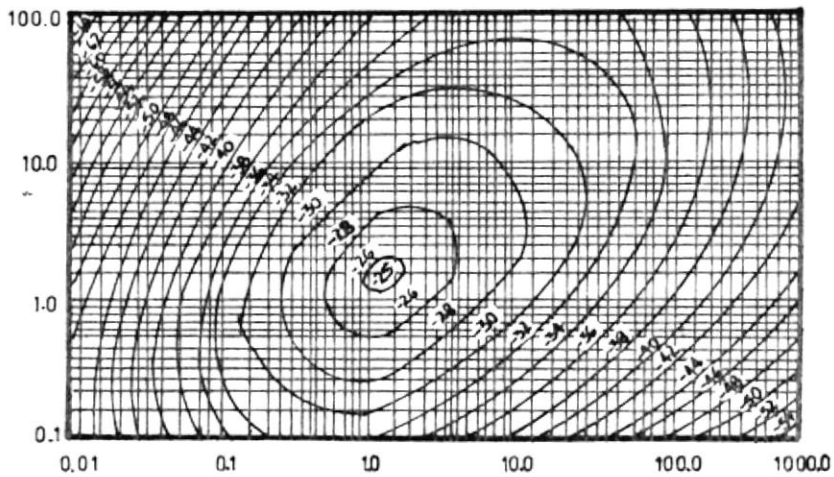


FIG. 2.10: GRAFICO CON LOS 5 PRIMEROS TERMINOS DE LA SERIE CONVERGENTE PARA ZONA SEMIOBSCURA CON RESPECTO A LAS ALTURAS NORMALIZADAS Y_1 Y Y_2

2.1.3. Pérdidas Básicas

Asumimos que la antena receptora es una superficie eléctrica que capta energía del frente de onda que incide en ella.

El área efectiva de la antena será:

$$A = \frac{D \lambda^2}{4\pi}$$

donde:

D = direccionalidad de la antena
2

λ = longitud de onda

Trataremos la antena real como una antena isotrópica que irradia una potencia P_1 . En base a esta consideración, el vector de Poynting en la recepción será:

$$S = \frac{P_1 D_1}{4\pi r^2}$$

la potencia en la recepción será:

$$P_2 = S A = \frac{P_1 D_1 D_2 \lambda^2}{(4\pi r)^2}$$

y las pérdidas:

$$L = P_1 / P_2 = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 \frac{1}{D_1 D_2}$$

La pérdida básica de radioenlace en el espacio libre para dos antenas isotrópicas D1 y D2 es el término oscuro.

Los términos D_1 y D_2 los da el fabricante.

$$L \text{ [dB]} = 10 \log L$$

$$= 20 \log (4\pi r) - 20 \log \lambda - D_1 \text{ [dB]} - D_2 \text{ [dB]}$$

Las pérdidas básicas de transmisión están tabuladas, y estos gráficos fueron obtenidos en base a la radiación de una antena de baja pérdida de 30 pies de altura sobre la superficie y considerando polarización vertical. Los gráficos están hechos para diversos tipos de suelo (σ, ϵ).

Quando hay pérdidas adicionales a las pérdidas básicas, tales como la conductividad finita, la heterogeneidad del terreno, reflexión de la onda en el terreno, curvatura de la tierra, etc., la expresión final de pérdidas incluirá estos factores a través de la atenuación F, así:

$$L = \left(\frac{4\pi r}{\lambda F} \right)^2 \frac{D_1 D_2}{1}$$

$$L \text{ [dB]} = 20 \log [4\pi r] - 20 \log [\lambda] - 20 \log F \\ - D_1 \text{ [dB]} - D_2 \text{ [dB]}$$

Los gráficos que nos permiten encontrar los valores de las pérdidas $20 \log [4\pi r] - 20 \log [\lambda]$, son los que van desde la figura No. 2.11 hasta la figura No. 2.21, los cuales fueron obtenidos de la recomendación 368 del documento de la XI Asamblea Plenaria del CCIR volumen II, sobre propagación.

2.1.4. Cálculos del Patrón de Propagación

La energía de microonda existente entre dos puntos toma un infinito número de patrones que dependen tanto de las condiciones atmosféricas así como del terreno. Puede ocurrir una refracción ascendente o descendente.

La energía que llega como varios patrones toma el nombre de Zonas de Fresnel. Estas zonas son nombradas de acuerdo al círculo de diferente radio centrado en la línea directa entre las antenas. La zona con el radio más pequeño es la primera zona de Fresnel (figura No. 2.22). Existen

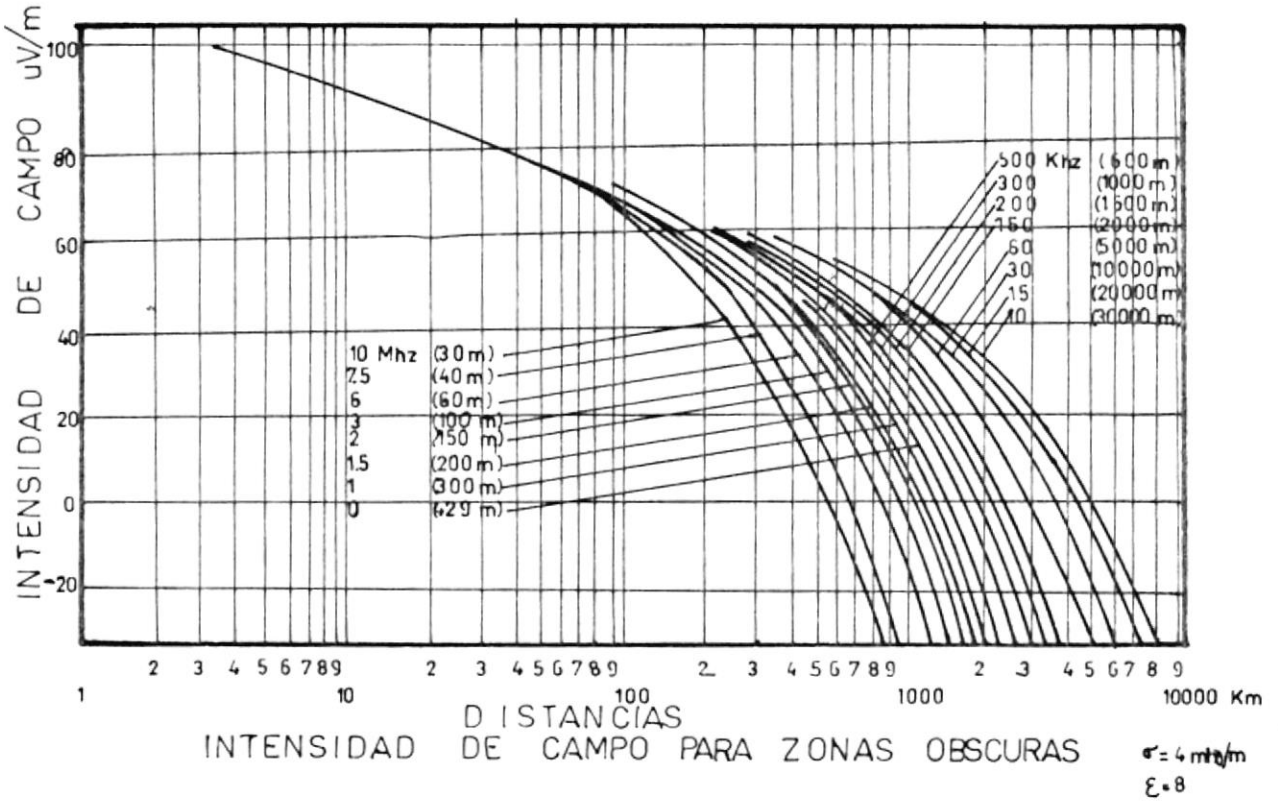


FIG. 2.11

FIG. 2.12.

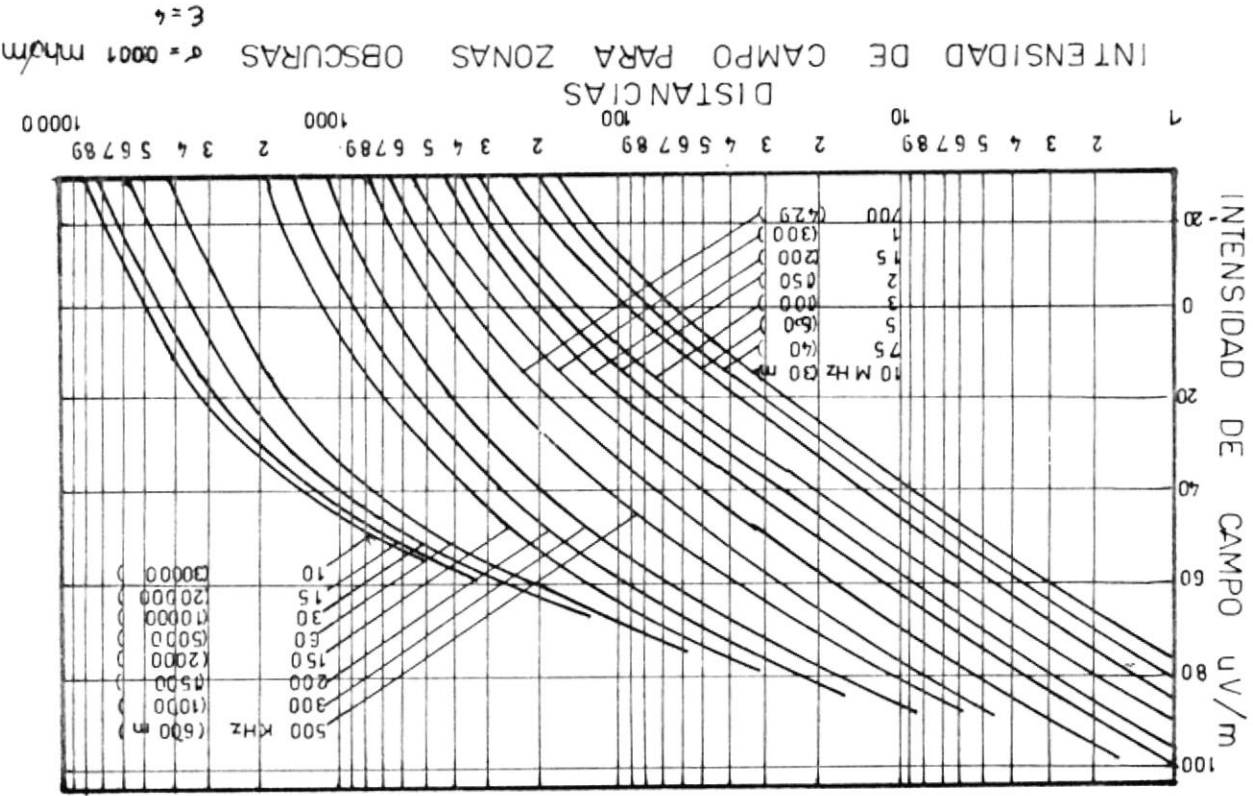
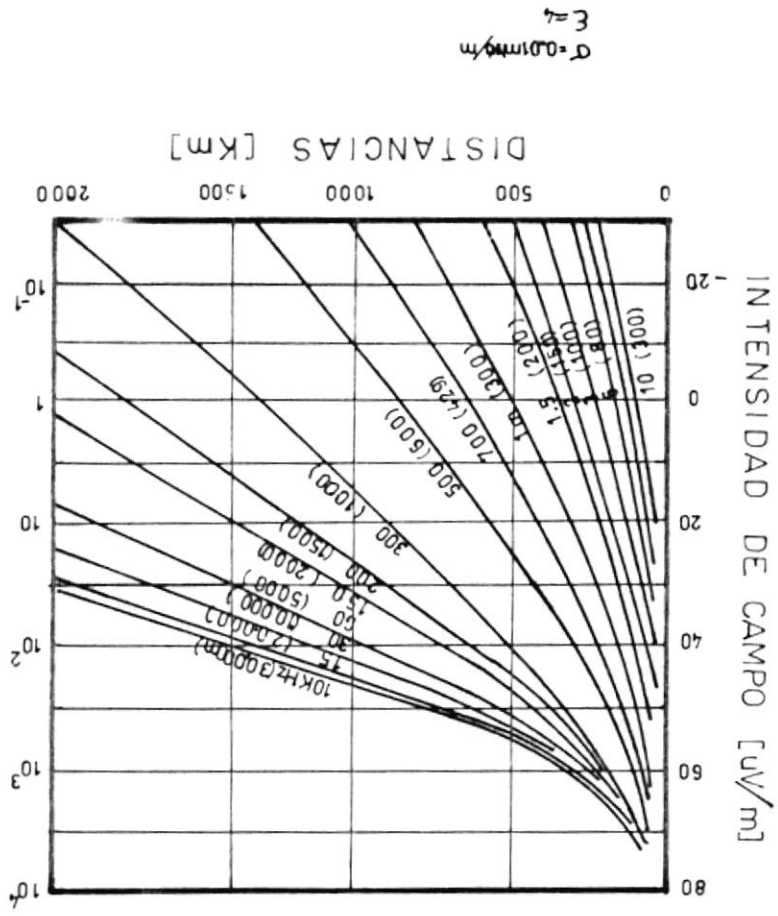


FIG 2.13: INTENSIDAD DE CAMPO PARA ZONAS OSCURAS



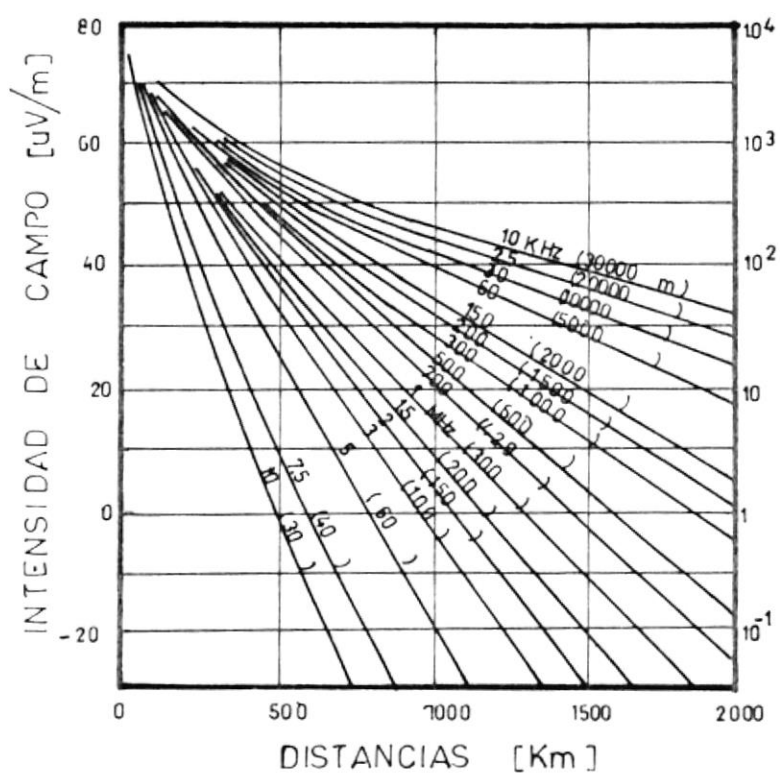


FIG. 2.14: INTENSIDAD DE CAMPO PARA ZONAS OSCURAS

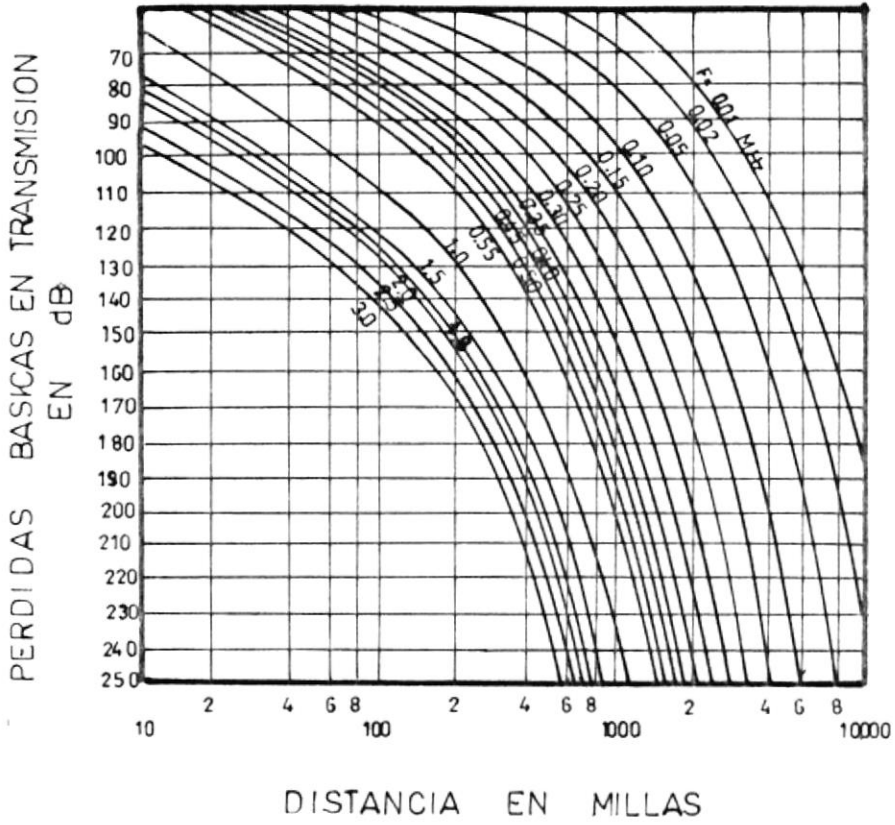


FIG. 2.15: PERDIDAS BASICAS DE TRANSMISION PARA ONDAS SUPERFICIALES SOBRE UNA SUPERFICIE ARENOSA: $\sigma = 0.005 \text{ mho/cm}$; $\epsilon = 15$

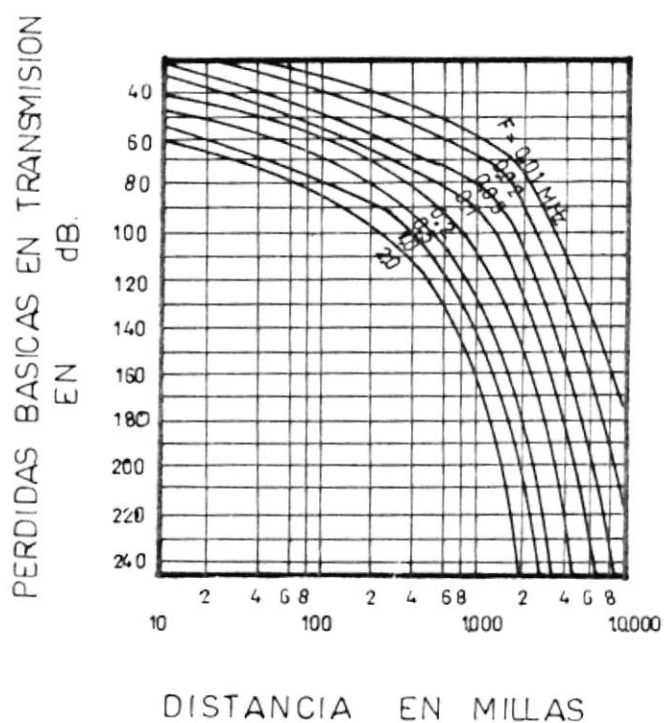


FIG. 2.16: PERDIDAS BASICAS DE TRANSMISION PARA ONDAS SUPERFICIALES SOBRE AGUA DE MAR
 $\sigma = 5 \text{ mg/m}$; $\epsilon = \infty$

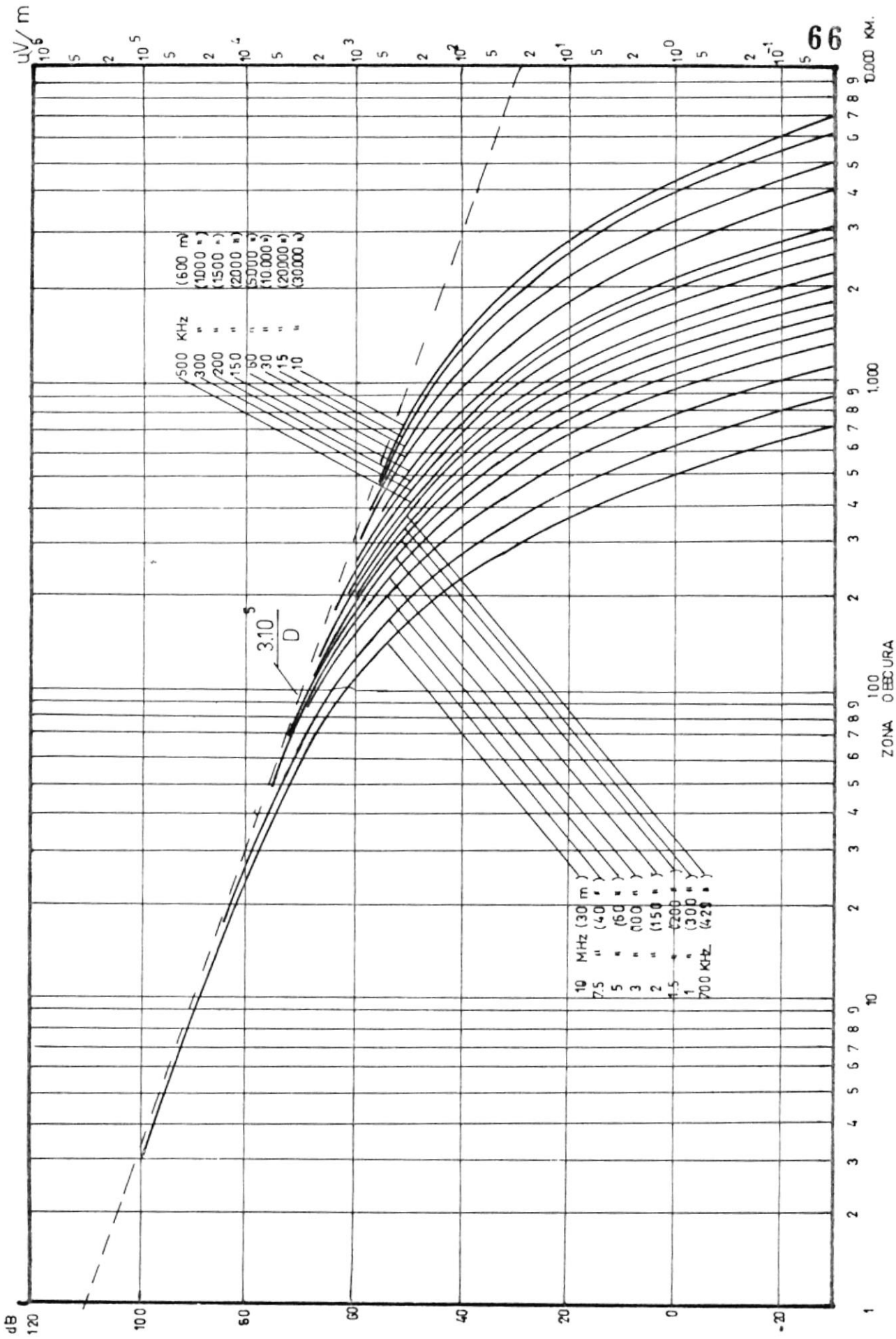


FIG. 2.17: CURVAS DE PROPAGACION DE LA ONDA DE SUPERFICIE ; MAR, $\sigma = 4 \text{ mho/m}$, $\epsilon = 80$

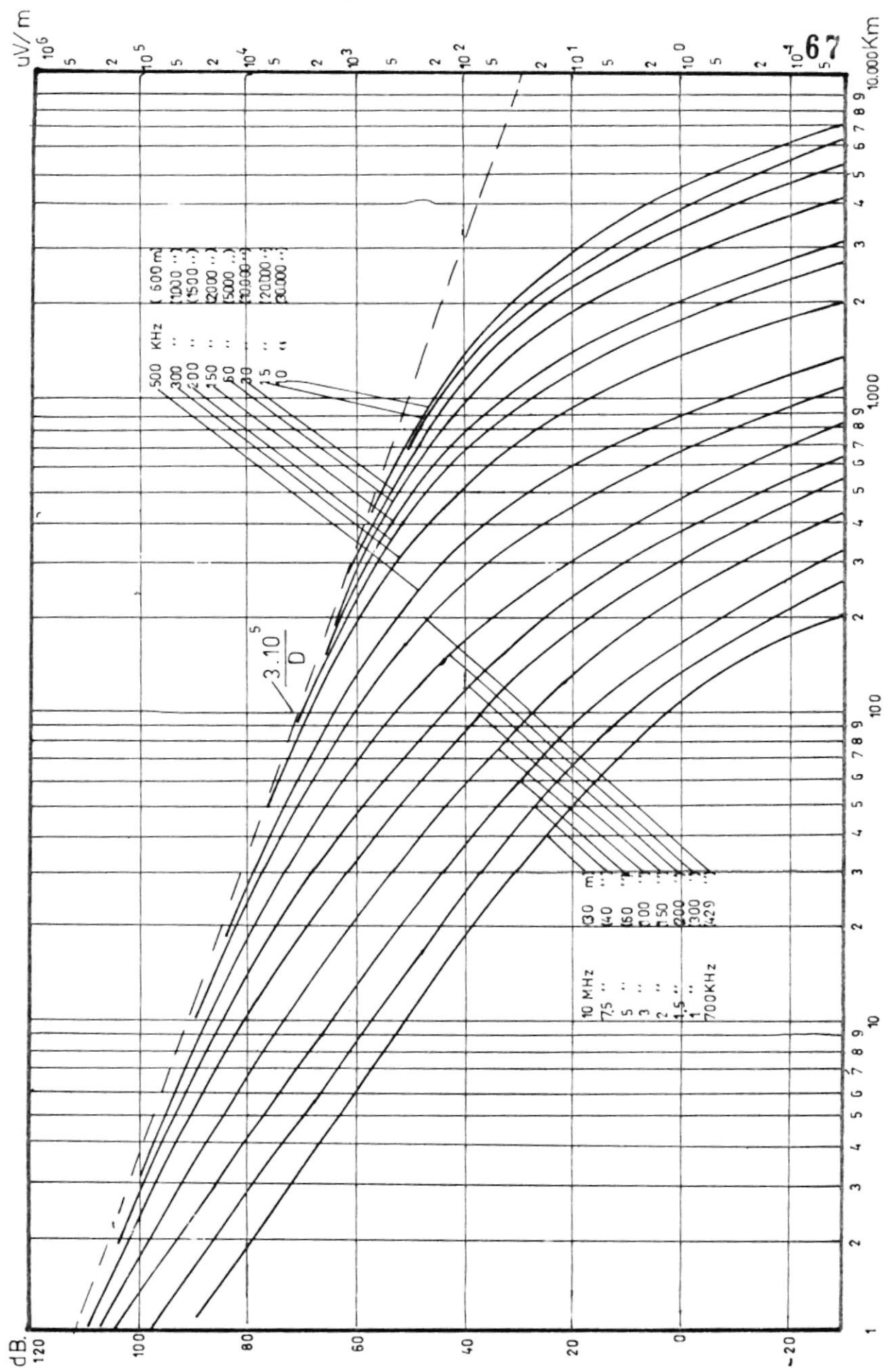
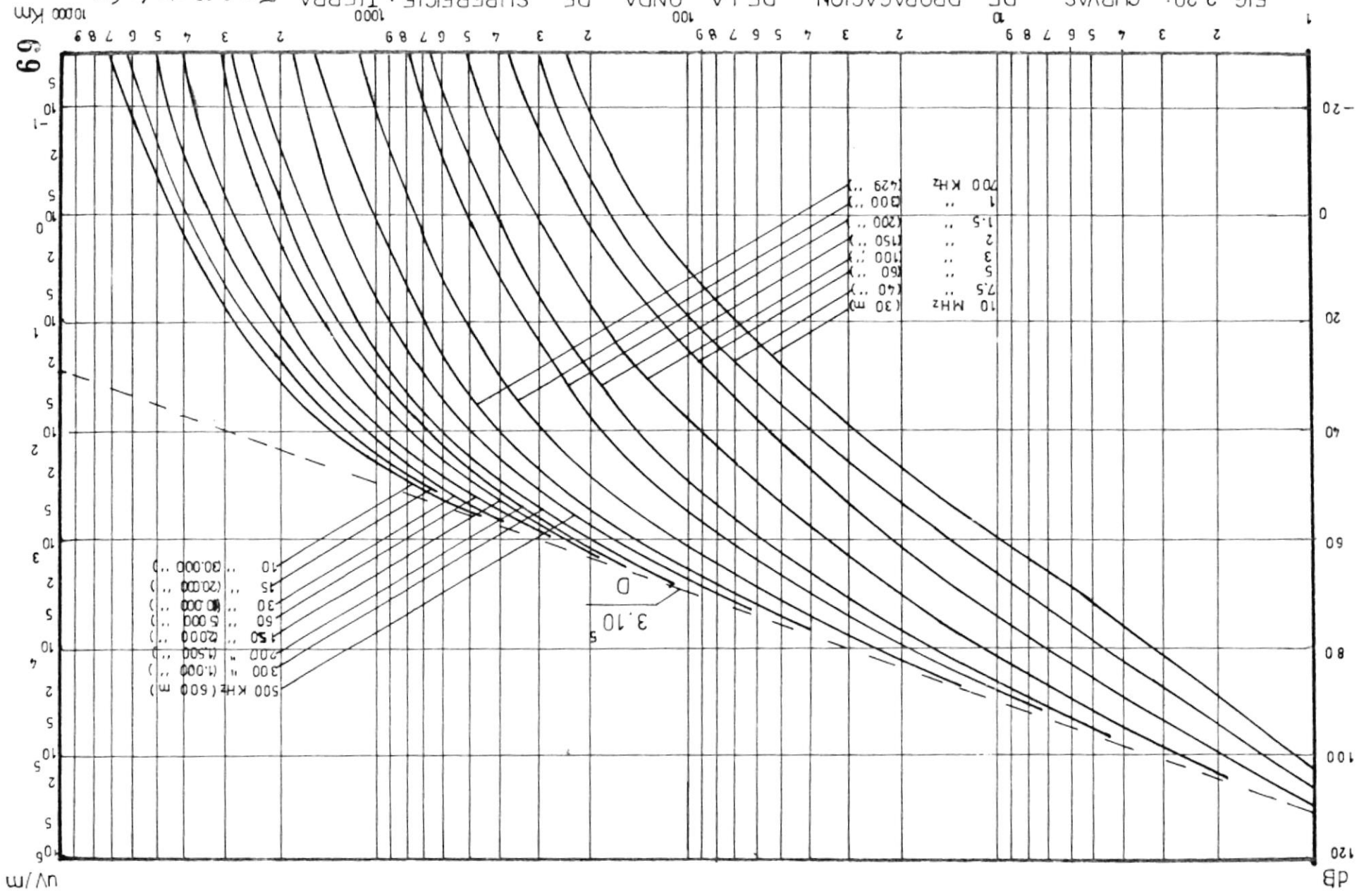


FIG. 2.18: CURVAS DE PROPAGACION DE LA ONDA DE SUPERFICIE; TIERRA, $\sigma = 10^{-2}$ mho/m, $\epsilon = 4$

FIG 2.20: CURVAS DE PROPAGACION DE LA ONDA DE SUPERFICIE; TIERRA, $\sigma = 3 \cdot 10 \text{ mho/m}$, $\epsilon = 1$



uv/m

69

10000 Km



FIG. 2.22: ZONAS DE FRESNEL

muchas zonas de Fresnel. La energía de la segunda zona de Fresnel así como en todas las otras zonas pares tienen una relación de media longitud de onda (180°), con respecto a la energía de la primera zona de Fresnel.

La energía en la tercera zona de Fresnel y todas las otras zonas impares tienen una longitud de onda completa, y por lo tanto una fase aditiva en relación con la energía de la primera zona de Fresnel.

La energía primaria está contenida en la primera zona de Fresnel, y la energía contenida en las zonas numeradas pares están en cancelación de fase; de aquí que es deseable obstruir la energía contenida en todas menos en la primera zona de Fresnel.

La primera zona de Fresnel debe estar provista de una amplia claridad. El valor de 0.6 veces el radio de la primera zona de Fresnel es tomado como un mínimo absoluto de claridad.

El radio de la primera zona de Fresnel al punto de mayor obstrucción en el patrón

puede ser calculado por la ecuación:

$$R = 72 \sqrt{\frac{AB}{P^2}}$$

donde:

R = radio en pies

A = distancia de un terminal de la ruta al

al punto de obstrucción en millas

B = distancia del otro terminal de la ruta

al punto de obstrucción en millas

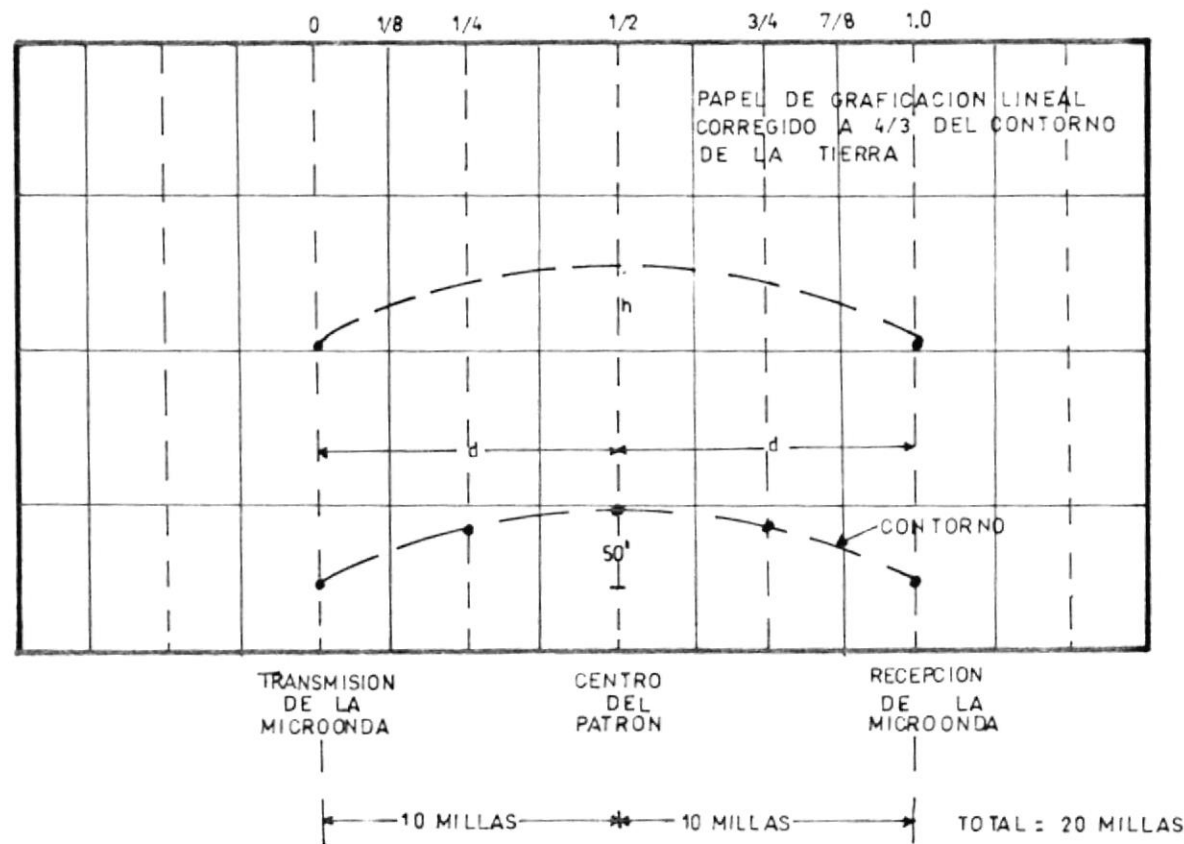
P = longitud total en millas

f = frecuencia en GHz

El siguiente procedimiento nos ayuda a entender el mapeo de las rutas que debe seguirla señal.

1. Grafique un perfil de la ruta de transmisión. Se debe usar un papel que presente la curvatura de la tierra en un radio de 4/3 de veces su valor real. Para usos limitados, es más conveniente usar papel de gráfico ordinario y los datos de la figura No. 2.23. Papel con 10 divisiones para las pulgadas es ideal para este propósito.

2. El perfil y obstrucciones de la ruta



EN EL CENTRO DEL PATRON: $h = 0.5 d^2$
 EJEMPLO PARA UN PATRON DE 20 MILLAS: $h = 0.5 (10)^2 = 50$ PIES

FIG. 2.23; METODO DE GRAFICACION DEL PERFIL DE UN PATRON DE TRANSMISION

deben ser obtenidos de mapas topográficos. Los mapas topográficos dan alturas de la superficie de la tierra sobre el nivel del mar.

3. La claridad de la mayor obstrucción de la ruta debe ser la mínima que se muestra en la tabla No. 2.1.

Tomando el ejemplo ilustrado en la figura No. 2.24-A, la curvatura (h) de la tierra en pies con la distancia d1 en millas de el punto más cercano y la distancia d2 en millas de el punto más lejano es:

$$h = 0.5 d1 d2$$

$$h = 0.5 (12) (8) = 0.5 (96) = 48 \text{ pies}$$

El radio de la primera zona de Fresnel del punto en cuestion (P) para 7000 MHz (7 GHz) es:

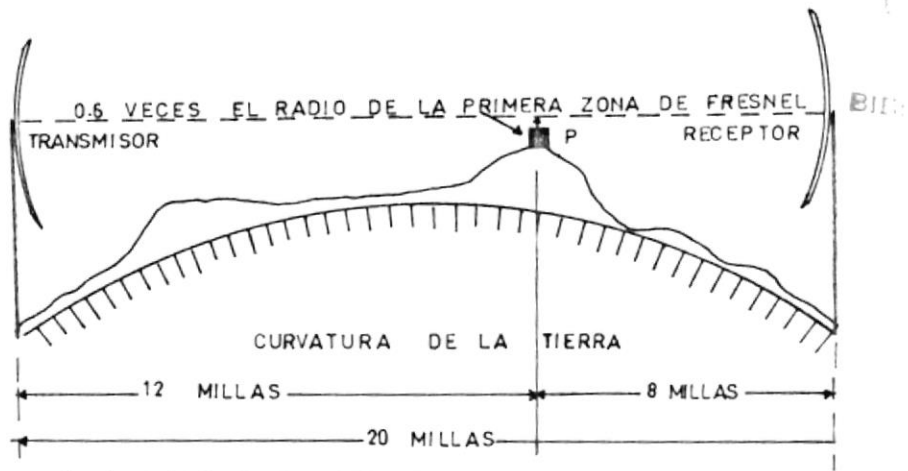
$$R = 72 \sqrt{\frac{(12)(8)}{(20)(7)}} = 72 (0.825) = 60 \text{ pies}$$

Entonces, la mínima claridad es: $0.6 (60) = 36$ pies.

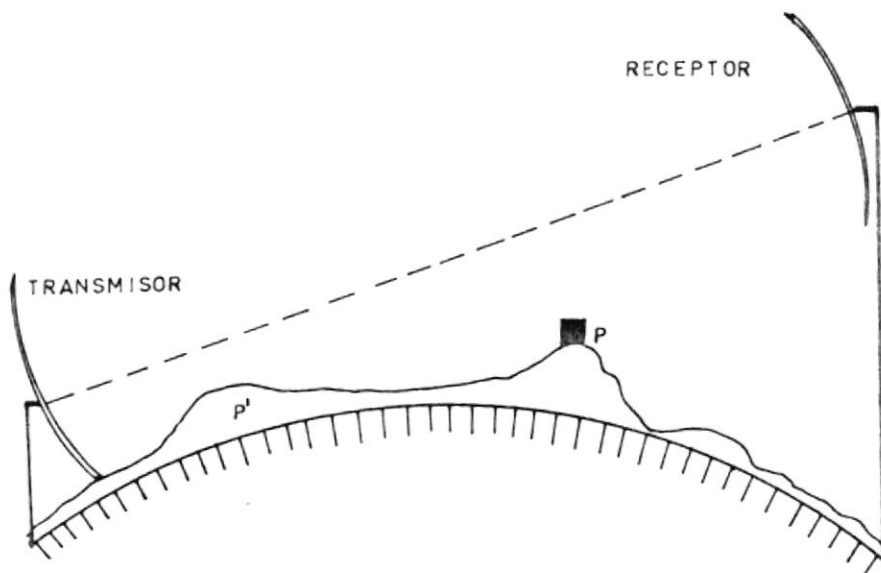
Asumiendo que la ruta de la estructura en la ruta del punto P son 100 pies, encontramos

TABLA 2.11: CLARIDAD MINIMA DEL PATRON DE TRANSMISION (EN PIES) SOBRE LOS 43 DE LA TIERRA

LONGITUD DEL PATRON (MILLAS)	DISTANCIA 1/8 Y 7/8	DISTANCIA 1/4 Y 3/4	DISTANCIA 1/2
5	13	16	19
10	21	27	32
15	29	36	45
20	38	49	57
25	46	59	69
30	54	71	82



(a) ALTURAS IGUALES



(b) ALTURAS DESIGUALES

FIG. 2.24: DETERMINACION DE LAS ALTURAS DE LAS ANTENAS REQUERIDAS

que el factor de corrección de la curvatura de la tierra es 48 pies, y que la claridad debe tener un mínimo de 36 pies. La suma de estas cantidades es :

$$100 + 48 + 36 = 184 \text{ pies}$$

Asumiremos que los mapas muestran las localizaciones de los terminales de transmisión y recepción a una altura de 1000 pies sobre el nivel del mar, y que el punto P se encuentra a 1100 pies sobre el nivel del mar. Esto suma otros 100 pies a la claridad negativa de los platos. Entonces en el ejemplo se necesitan $100 + 184 = 284$ pies de altura para colocar los platos de envío y recepción en la ruta de línea de vista. La colocación de los transmisores normalmente incluye una alta torre en la cual se deben montar los platos como en la figura No. 2.24-B. Notese que el punto P' limita que tan bajo debe colocarse el plato de envío para una adecuada claridad.

Usualmente la energía en la segunda y demás zonas de Fresnel de más alto orden son atenuadas severamente como resulta de las diferencias normales del terreno. Si la

ruta contiene variaciones de magnitudes iguales a un mínimo del 75 % del radio de la primera zona de Fresnel al centro de la ruta, se esperan pocos problemas en cuanto a la claridad de la primera zona. Si la ruta es lisa (como sobre el agua), los problemas se multiplican debido a que las reflexiones no se dispersan.

Es conveniente poner atención a la claridad de la primera zona de Fresnel, ya que es todo lo que se necesita para tener una cobertura promedio, de tal manera que la longitud de la ruta y el sistema de la antena sean tales que se obtenga el conveniente margen de desvanecimiento. Los siguientes fundamentos sirven como una guía básica:

1. El ruido debe ser visible cuando la relación señal ruido se deteriora en menos de 24 dB.
2. El campo de las microondas algunas veces se combe y se dispersa debido a las condiciones atmosféricas, por lo que se debe preveer no solo una adecuada claridad, sino también un adecuado margen

de desvanecimiento. La imagen se vuelve rara con una relación señal ruido de 8 dB. Estos 8 dB establecen una base para computar el margen de desvanecimiento.

3. Por ejemplo, si existe una relación señal ruido de 24 dB, el margen de desvanecimiento es solamente 16 dB ($24 - 8 = 16$). De la figura No. 2.25 un margen de desvanecimiento de 16 dB indican un 98 % de confiabilidad en una ruta de 25 millas. Nótese que para una confiabilidad de 99.99 % el margen de desvanecimiento par una ruta de 25 millas es de 37 dB. Esto requiere una relación señal ruido de $37 + 8 = 45$ dB.
4. Asumiendo que la longitud de la ruta es de 20 millas, esto requiere un margen de desvanecimiento de 31 dB, entonces la mínima relación señal ruido de $31 + 8 = 39$ dB debe ser indicada por un promedio de mediciones hechas bajo condiciones promedias de tiempo. Normalmente las mediciones son hechas de día o noche por un período de una o dos semanas que nos dan una indicación de confiabilidad de

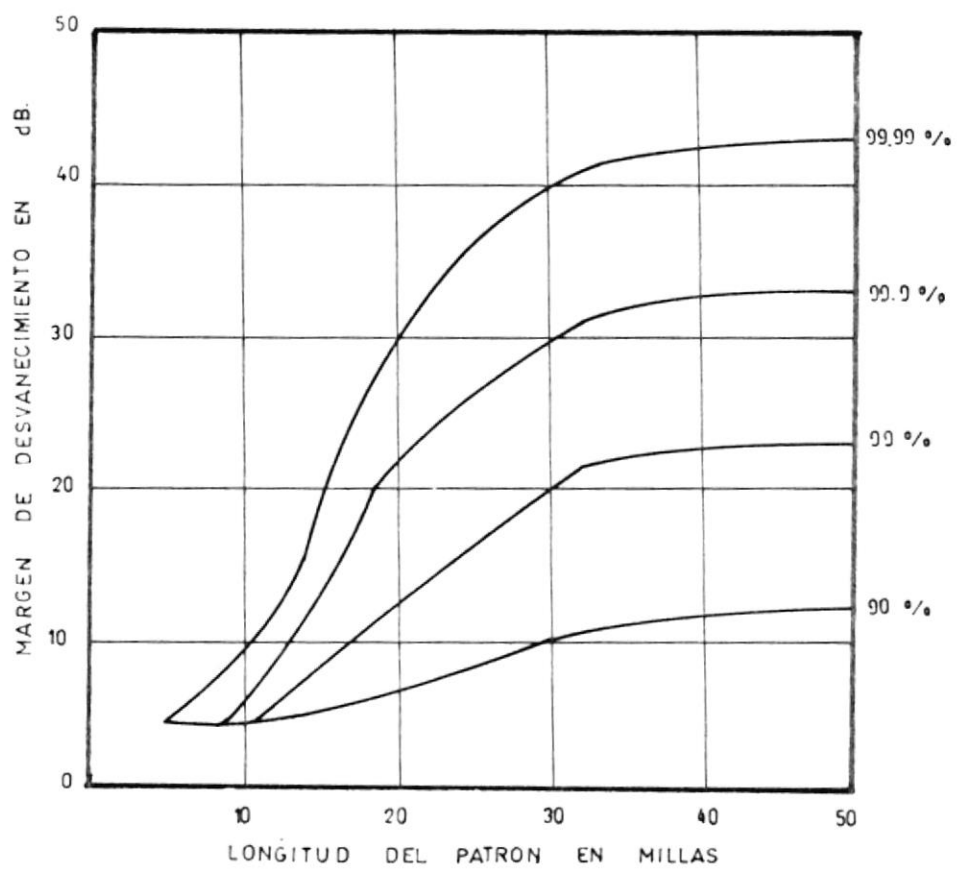


FIG. 2.25: GRAFICO MOSTRANDO EL MARGEN DE DESVANECIMIENTO

una relación práctica señal-ruido del sistema.

Se puede estimar la relación señal-ruido por el uso de la ganancia de un sistema de antenas y la atenuación en el espacio libre. La tabla No. 2.2 muestra la ganancia de reflectores parabólicos como una función del tamaño y frecuencia de operación.

La figura No. 2.26 muestra la ganancia de un sistema a 7000 MHz para cada uno de los tamaños de los platos y reflectores designados. Este tipo de información es la que se obtiene de una unidad de microonda particular como dato del fabricante. La tabla No. 2.3 es una tabulación de las pérdidas en el espacio libre en la banda de microondas para rutas de longitudes mayores a 30 millas (la máxima distancia utilizada para un salto simple). Los valores de esta tabla se basan en la fórmula:

$$A' = 37 + 20 \log f + 20 \log D$$

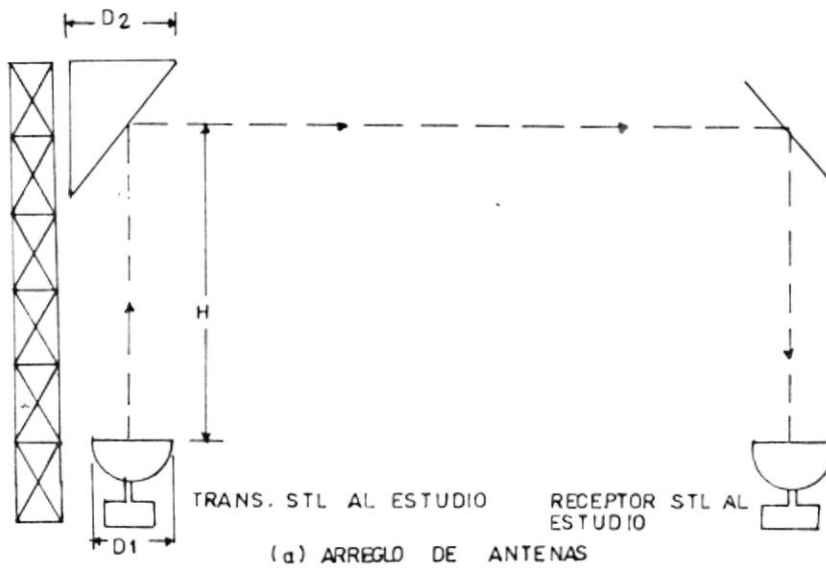
donde:

A' = pérdida en el espacio libre en dB

f = frecuencia de operación en MHz

PLATO	GANANCIA EN dB.	
	2.000 MHz	7.000 MHz
4 PIES	25	37
6 PIES	28	40
		13.000 MHz
		42
		45

TABLA 2.2: GANANCIA APROXIMADA (SOLO PARA REFLECTORES PARABOLICOS)



DIMENSION H (PIES)	GANANCIA (dB)		
	D2=4 PIES	D2=6 PIES	
80	35	39	D1=4 PIES PARAB.
100	34	38.5	
120	33	38	
140	32	37.5	
160	31	37	
180	30	36.5	
200	29	36	
80	36	40.5	D2=6 PIES PARAB.
100	35	40	
120	34	39.5	
140	33	39	
160	32	38.5	
180	31	38	
200	30	37.5	

(b) GANANCIA APROXIMADA DE UN SISTEMA DE ANTENAS
(PARABOLA Y REFLECTOR) (F = 7.000 MHz)

FIG 2.26: GANANCIA CON EL USO DE REFLECTORES PASIVOS

LONGITUD DEL PATRON (MILLAS)	P E R D I D A S ¹ (dB)		
	2.000 MHz	7.000 MHz	13.000 MHz
5	117	127	133
10	123	133	140
15	126	136.5	143.5
20	129	139	146
25	131	141	147
30	132	142.5	148

TABLA 2.3: PERDIDA APROXIMADA EN EL ESPACIO LIBRE

D = distancia en millas

Asumiendo los siguientes datos:

Potencia de salida del transmisor = 1 vatio
(0 dBW)

Frecuencia = 7000 MHz

Longitud de la ruta = 20 millas

Ganancia del sistema de antenas para cada terminal = 35 dB (70 dB en total)

La pérdida en la ruta es:

$$A = A' - G_t - G_r$$

donde:

A = pérdida en la ruta

A' = pérdida en el espacio libre (tabla No. 2.3)

G_t = ganancia del sistema de transmisión
(tabla 2.2 o figura No. 2.26)

G_r = ganancia del sistema de antenas receptoras (tabla 2.2 o figura No. 2.26)

En este ejemplo:

$$\begin{aligned} A &= 139 - (+35) - (+35) \\ &= 139 - 70 \end{aligned}$$

$$= 69 \text{ dB}$$

La potencia de entrada en la recepción es:

$$Pr = Pt - A$$

donde:

Pr = potencia de entrada en la recepción

Pt = potencia de salida del transmisor

A = atenuación de la ruta

La pérdida de la ruta en dB restada de la potencia de salida del transmisor en dBW (dB por 1 vatio) dá la potencia de entrada del receptor en dBW. Para este ejemplo:

$$Pr = 0 - 69 = -69 \text{ dBW}$$

La figura No. 2.27 es un gráfico de la relación señal-ruido esperada versus la potencia de entrada (dBW) para un receptor de la RCA TVM-1 de un sistema de microonda. Notese que para una potencia de entrada de -69 dBW, la relación de video de pico a pico al ruido pico a pico debe ser de 38 dB. Esto es aproximadamente 56 dB de una relación de pico a pico de video a ruido rms. Nótese en la figura No. 2.27 que la potencia de entrada en el receptor debe

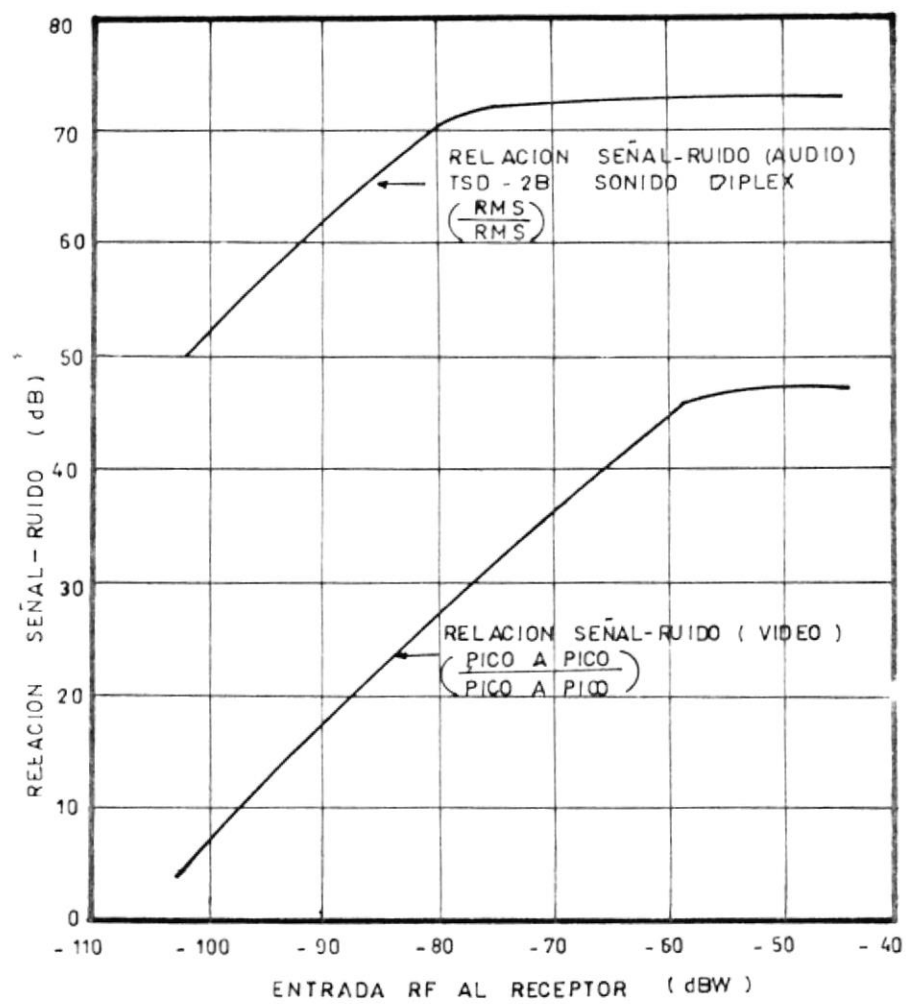


FIG. 2.27: RELACION SEÑAL-RUIDO

resultar mejor que 72 dB en la relación señal-ruído en el sonido diplex.

Cuando una ruta de propagación no tiene una línea de vista directa desde un punto remoto, esto no quiere decir que una retransmisión de la microonda desde este punto de origen sea imposible. Debido a la naturaleza de las microondas, estas pueden ser fácilmente dobladas en esquinas si se consideran los factores relativos adecuados. La primera consideración es determinar un punto común de línea de vista para los puntos de transmisión y recepción. En circunstancias no muy comunes donde no existen puntos comunes, se deben escoger algunos puntos a fin de formar una ruta zigzag entre los terminales. La figura No.2.28 muestra este procedimiento. La superficie reflectora debe ser plana para una máxima eficiencia de reflexión, y esta debe estar orientada con un ángulo de reflexión de campo adecuado hacia el punto del plato receptor. Tal superficie reflectora puede ser actualmente un edificio construido de acero y lo suficientemente alto o cualquier otra estructura que esté propiamente

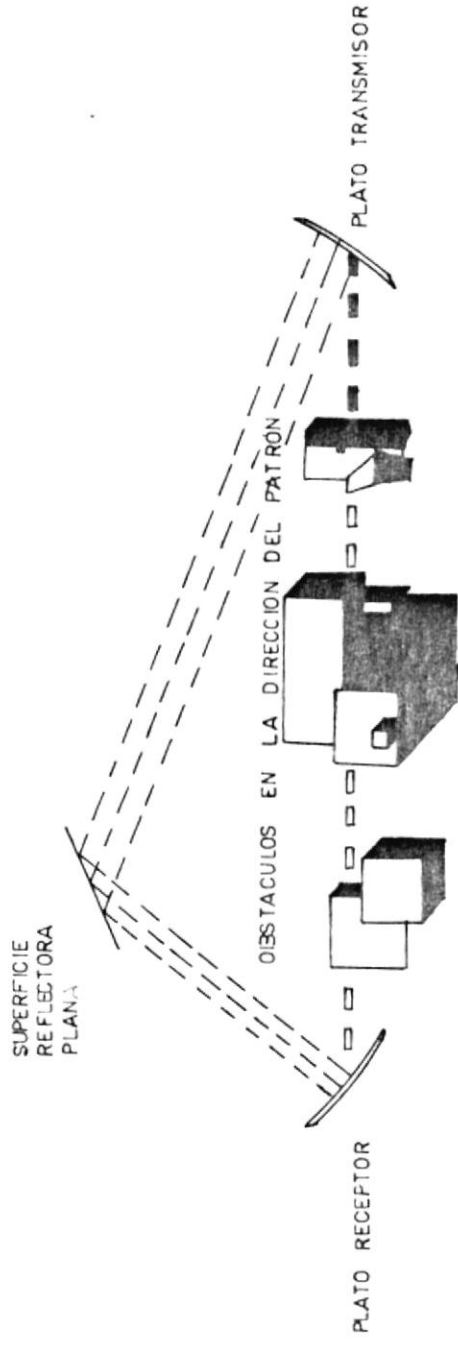
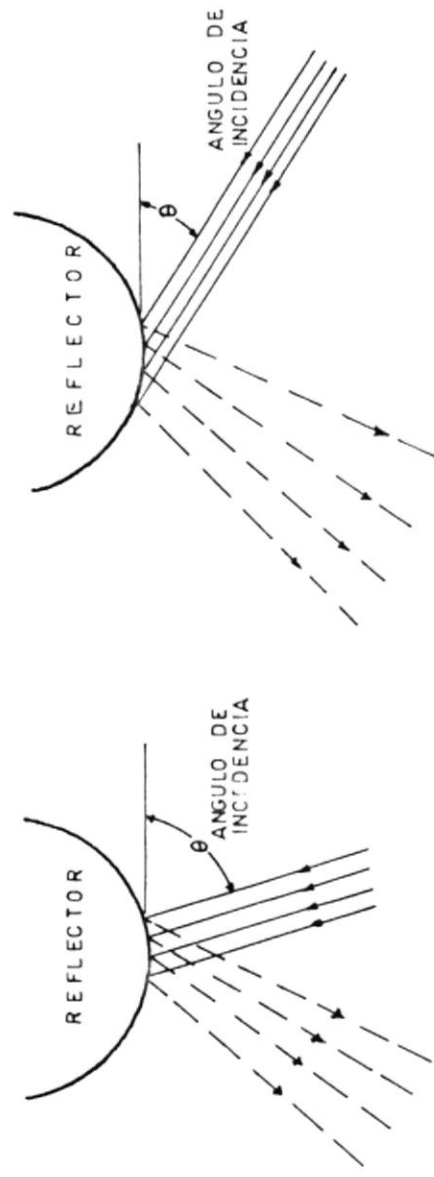


FIG. 2.28: USO DE REFLECTORES PASIVOS PARA SALVAR OBSTACULOS

orientada para este propósito. Cuando tal estructura no está disponible, un soporte sólido de pantalla de cobre de 6 a 8 pies cuadrados puede ser usado, y algunas estaciones construyen algunas de estas estructuras para ajustar tales contingencias. Cuando retransmisiones de este tipo son instaladas es necesario instalar una línea privada (PL) en el punto reflector así como en los otros terminales, de tal manera que un ajuste óptimo de todos los elementos del sistema sea obtenido.

La conveniencia del uso de algunas superficies encorvadas estratégicamente ubicadas depende de algunos factores. Esto puede ser observado en la figura No. 2.28, en que la densidad de potencia reflejada de una superficie plana es la misma que la densidad de potencia incidente, donde los ángulos de reflexión e incidencia son iguales. Sin embargo, cuando la superficie es encorvada, el campo de reflexión diverge en una cantidad que depende del ángulo de incidencia. En la figura No. 2.29-A el efecto de un ángulo grande de incidencia es mostrado; la densidad de potencia es menor



(a) ANGULO DE INCIDENCIA GRANDE (b) ANGULO DE INCIDENCIA PEQUEÑO

FIG 2.29: REFLEXION PARA SUPERFICIES CURVAS

en el campo reflejado que en el campo original. Este factor no solo disminuye la intensidad del campo receptor, sino que también incrementa la posibilidad de reflexiones molestas de otros objetos. Estas reflexiones pueden causar fantasmas y otros efectos de fase. Cuando el ángulo de incidencia disminuye, como en la figura No. 2.29-B, la sección que cruza el campo transmisor tropieza con una gran área curvada de la superficie reflectora, y la divergencia incrementa, disminuyendo la densidad de potencia. En tales superficies reflectoras los platos reflectores deben estar muy cercanos para poder obtener una potencia suficiente y la reflexión sea mínima. El acercamiento entre un plato transmisor y un plato receptor puede ser enteramente impráctico. Los factores que determinan la practicidad de este tipo de superficies reflectoras incluyen cantidades de curvaturas (tamaño de circunferencia del objeto), ángulo de incidencia y distancia al plato receptor.

2.2. PERDIDAS POR OBSTACULOS Y EDIFICIOS

La presencia de colinas, edificios y arboles tienen efectos complejos en la propagación que hace imposible computar en detalle la intensidad de campo a esperarse en puntos discretos en una vecindad inmediata de tales obstrucciones o aún los valores medios de una pequeña área. Sin embargo, examinando el perfil de la tierra en la ruta de propagación y por el uso de ciertas simplificadas asunciones, se puede predecir con mayor seguridad que los cálculos sobre la superficie plana de la tierra pueden ser hechos de los valores medios a ser esperados sobre áreas representativas de las características gruesas del terreno.

2.2.1. Efecto de las colinas

El perfil de la tierra entre los puntos de transmisión y recepción es tomado de los mapas topográficos disponibles en el Instituto Oceanográfico de la Armada y graficado en papeles especiales que consideran $4/3$ del radio de la tierra.

La propagación sobre una cordillera puntiaguda o sobre un cerro cuando las

localizaciones de las antenas transmisoras y receptoras están distantes de estos pueden ser tratados como una difracción sobre un filo de cuchillo, mostrado esquemáticamente en la figura No. 2.30. La altura de la obstrucción H es medida desde la línea que mide los centros de las dos antenas hasta el tope de la cordillera. Como se muestra en la figura No. 2.31 la sombra pierde aproximadamente 6 dB cuando la altura H se aproxima a 0, incide sobre la tierra, y se incrementa con el incremento positivo de H . Cuando el rayo directo sobrepasa la obstrucción, H es negativo, y la sombra pierde aproximadamente 0 dB de una manera oscilatoria de acuerdo a como se incrementa la claridad. Entonces, una substancial claridad es requerida sobre la ruta de la línea de vista para obtener una transmisión en el espacio libre. Una óptima claridad es la llamada primera zona de Fresnel, para la cual la transmisión es teóricamente 1.2 dB mejor que en el espacio libre. Físicamente, esta claridad es de tal magnitud que el cambio de fase a lo largo de la línea desde la antena al tope de obstrucción, y desde

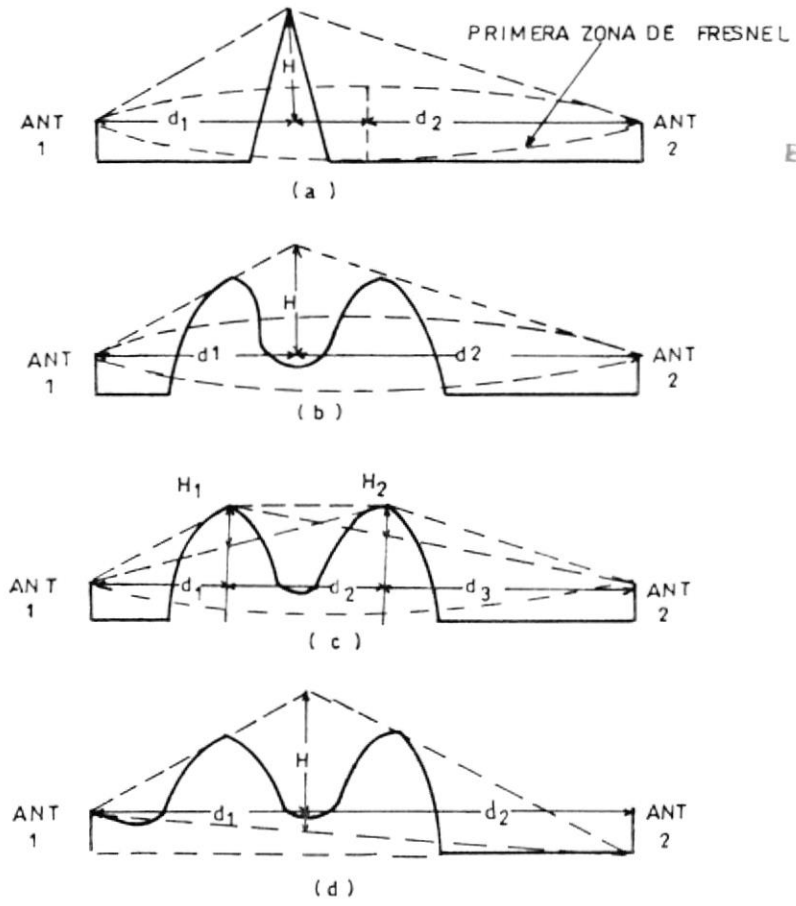
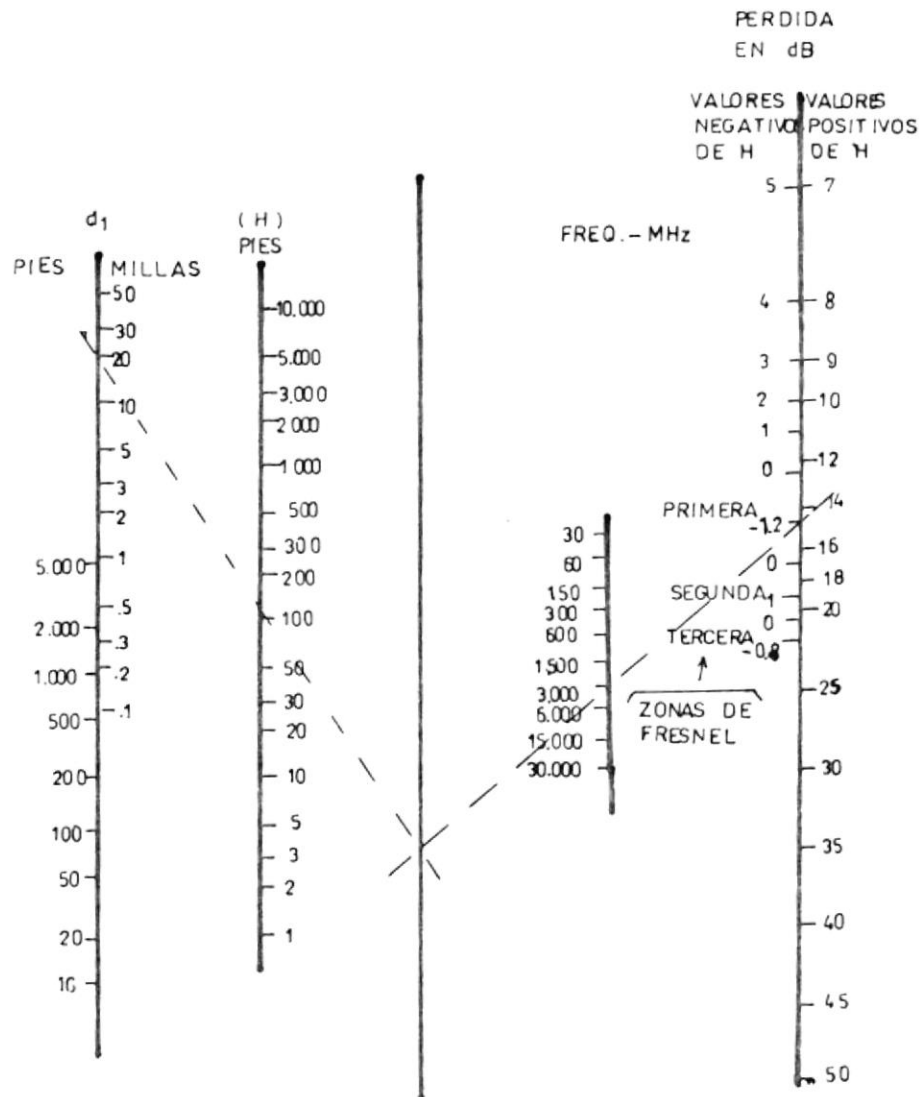


FIG. 2.30: HAZ PARA ANTENAS QUE SE ENCUENTRAN
DETRAS DE COLINAS



CUANDO LA PRECISION ES MAYOR QUE ± 1.5 dB LOS VALORES EN LA ESCALA d_1 DEBEN SER:

$$d_1 \left[\frac{\sqrt{2}}{1 + \frac{d_1}{d_2}} \right]$$

FIG. 2.31: PERDIDAS POR SOMBRAS RELATIVAS AL ESPACIO LIBRE

aquí hasta la segunda antena es alrededor de media longitud de onda más grande que el desplazamiento de fase de una ruta directa entre las antenas. Las localizaciones de las tres primeras zonas de Fresnel están indicadas en la escala derecha de la figura No. 2.31, y las claridades necesarias pueden ser obtenidas por medio de esta figura. A 3000 MHz, por ejemplo, el rayo directo debe estar libre de toda obstrucción en el centro de una ruta de 40 millas por sobre los 120 pies, para obtener una primera zona de claridad completa. La correspondiente claridad para una loma de 100 pies en frente de la otra antena es 4 pies. El lugar geométrico de todos los puntos que satisface esta condición para todas las distancias es un elipsoide de revolución con foco a las dos antenas.

Cuando hay más de dos montañas o filos de cordilleras entre las antenas transmisora y receptora, una hoja de cuchillo equivalente puede ser representada por el trazo de una línea desde cada antena al tope del pico que bloquea la línea de vista, como en la figura 2.30-B.

La pérdida de transmisión puede ser computada por la suma de las pérdidas incurridas cuando se pasa sobre cada una de las montañas siguientes, como en la figura No. 2.30-C. La altura H_1 es medida desde el tope de la montaña hasta la línea que conecta la antena 1 y el tope de la montaña 2. Similarmente H_2 es medida desde el tope de la montaña 2 hasta la línea que conecta la antena 2 con el tope de la montaña 1. La figura No. 2.31 sirve para calcular las pérdidas por las condiciones de terreno que se presentan en la figura 2.30-A-B-C.

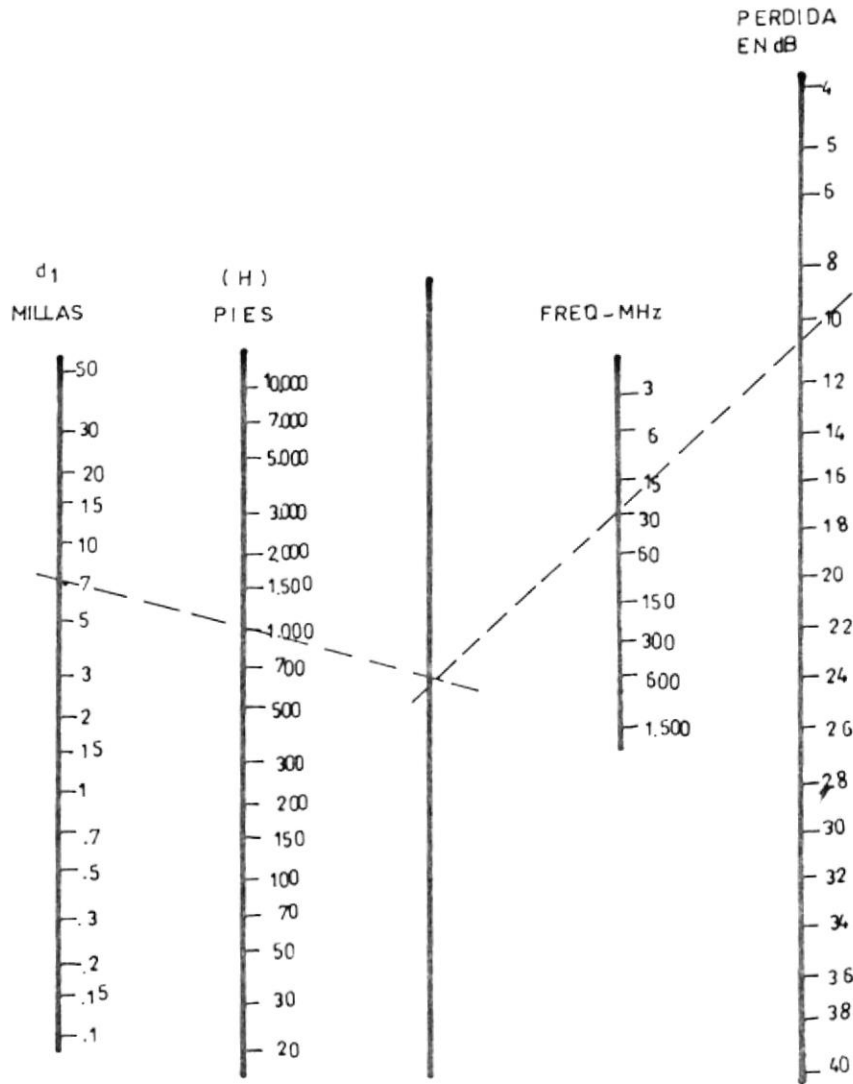
El procedimiento anterior se aplica para condiciones en las cuales no se toman en cuenta las ondas reflectoras de la tierra, tales como la presencia de la rugosidad de la tierra, arboles o estructuras en puntos a lo largo del perfil, donde la reflexión de la tierra puede tomar lugar a una frecuencia bajo consideración, o donde la claridad de la primera zona de Fresnel es obtenida en el primer plano de cada antena y la geometría es tal que los componentes no contribuyen al campo dentro de la primera zona de Fresnel. Si las condiciones son favorables para la

reflexión de la tierra, la línea base del triángulo de difracción no debe ser graficada a través de las antenas, pero debe pasar a través de los puntos de reflexión de la tierra, como en el figura No. 2.30-D. H es medida verticalmente desde la línea base hasta el tope de la montaña, donde d_1 y d_2 son medidas hasta las antenas como antes. En este caso, la figura No. 2.32 es usada para determinar la pérdida por sombra a ser sumada a la atenuación del planeta tierra.

Bajo condiciones donde las componentes reflejadas del planeta tierra reforsen las componentes directas de las antenas transmisoras y receptoras, se pueden encontrar perfiles para los cuales las pérdidas de transmisión sobre un obstáculo son menores que las pérdidas sobre la superficie esférica de la tierra.

Un método alternativo para estimar el valor medio de todas las mediciones en un área completamente obscura es la siguiente:

1. La rugosidad del terreno está representada por una altura H , mostrada



CUANDO SE DESEA UNA PRECISION MAYOR A ±1.5 dB LOS VALORES DE LA ESCALA d₁ DEBEN SER:

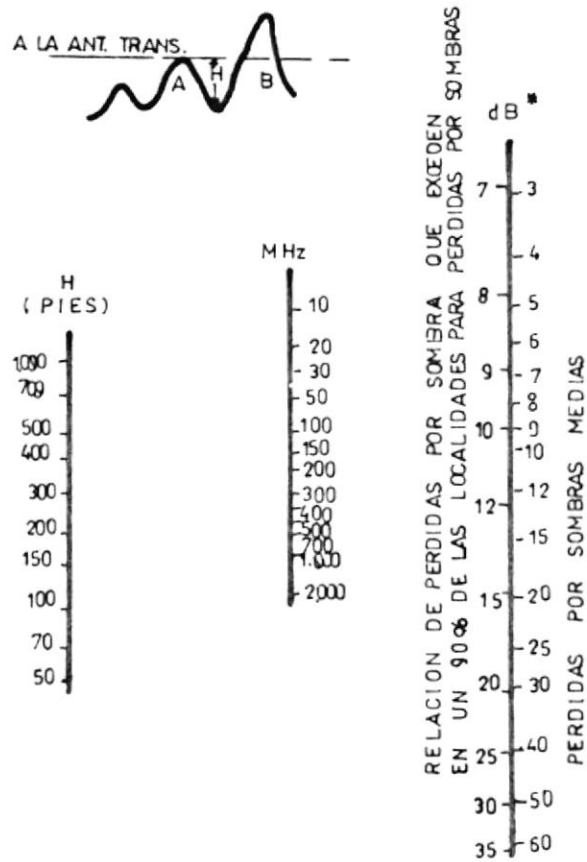
$$d_1 \left[\frac{\sqrt{2}}{1 + \frac{d_1}{d_2}} \right]$$

FIG.2.32: PERDIDAS POR SOMBRAS RELATIVAS AL PLANETA TIERRA

en la figura No. 2.33.

2. Esta altura es la diferencia en elevación entre el fondo del valle y la elevación necesaria para obtener la línea de vista con la antena transmisora.
3. La diferencia entre el valor medido de la intensidad de campo y el valor esperado sobre el planeta tierra es computado para cada punto de medición del área sombreada.
4. El valor medio para cada uno de los puntos es graficado como una función de $\sqrt{H/\lambda}$

Estas relaciones empíricas están resumidas en el gráfico de la figura No. 2.33. Las escalas del lado derecho indican el valor medio de las pérdidas por sombra, comparados con los valores del planeta tierra, y la diferencia en pérdidas por sombra a ser esperado por el 90 % de los valores medios. Por ejemplo, con variaciones de terreno de 500 pies la pérdida por sombra media a 4500 MHz es cerca de 20 dB, y la pérdida por sombra excede en un 90 % a las posibles ubicaciones, esto es: $20 + 15 = 35$ dB. Este análisis se basa en una gran escala de



* VALORES REFERIDOS AL PLANETA TIERRA

FIG. 2.33: DISTRIBUCION ESTIMADA PARA PERDIDAS POR SOMBRA EN LOCALIDADES MEDIAS

variaciones en la intensidad de campo y no incluye los efectos de onda fija, la cuál algunas veces causa que la intensidad de campo varíe considerablemente en cuestión de unos pocos pies.

2.2.2. Efecto de los edificios

Las áreas de construcción de edificios tienen un pequeño efecto en la transmisión de radio a la baja frecuencia de unos pocos megaciclos, donde el tamaño de una obstrucción es usualmente pequeña comparada con la longitud de onda y las sombras causadas por las construcciones metálicas y los puentes no son notables, exepcto inmediatamente detrás de estas obstrucciones. Sin embargo, a partir de los 30 MHz las ondas de radio son absorbidas por estas obstrucciones y las pérdidas por sombras ya no son despreciables, y estos dos tipos de pérdidas tienden a incrementar con el incremento de frecuencia. La atenuación a través de una pared de ladrillo, por ejemplo puede variar de 2 a 5 dB a 30 MHz y de 10 a 40 dB a 3000 MHz, dependiendo de que la pared esté seca o mojada.

Consecuentemente, la mayoría de los edificios son bastante opacos a la frecuencia del orden de los miles de megaciclos.

Para propósitos de retransmisiones de radio, es usual usar sitios de claridad, pero como es poco probable encontrar muchos espacios sin grandes edificios se puede usar el método de difracción. En la ingeniería de sistemas de radio-difusión y radio-móvil esto no es práctico, por lo cual se trata estadísticamente. Sin embargo las mediciones se dividen de acuerdo a categorías generales, dentro de las cuales las construcciones pueden ser rápidamente clasificadas, nominalmente, la altura de los edificios de los centros de las ciudades por un lado, y las áreas residenciales por otro.

Las construcciones son más transparentes para las ondas de radio que para la tierra sólida, y estas son ordinariamente mucho más disipadas en la ciudad que en el campo abierto. Estos factores tienden a reducir las pérdidas por sombras causadas por los edificios. Por otro lado los ángulos de

difracción sobre o alrededor de los edificios son usualmente mayores que en la tierra natural, y este factor tiende a incrementar la pérdida resultante por la presencia de edificios. El dato cuantitativo de los efectos de construcciones indican que el rango de 40 a 450 MHz no es un cambio significativo de la frecuencia, o al menos, la variación de la frecuencia es algo menor que la raíz cuadrada de la relación notada en el caso de las montañas. La intensidad de campo medio en el nivel de las calles para un punto cualquiera de Manhattan (Nueva-York) es alrededor de 25 dB por debajo del valor correspondiente al planeta tierra.

Mediciones en áreas residenciales congestionadas indican algo menos de atenuación que entre los grandes edificios. En el reporte de la Ad Hoc Committee mediciones entre 4 y 10 millas del transmisor, las cuales incluyen áreas de grandes edificios y algunas áreas abiertas pero que son principalmente áreas residenciales, muestran valores medios de 4 a 6 dB por debajo de los valores

correspondientes al planeta tierra para frecuencia menores a 100 MHz y cerca de 10 dB para frecuencias cercanas a 200 MHz. Recientes mediciones hechas para 850 MHz muestran valores entre 15 y 26 dB por debajo de los valores para el espacio libre, lo cual corresponde de 10 a 15 dB por debajo de las del planeta tierra.

2.2.3. Efecto de arboles y otra vegetación

Cuando una antena está rodeada por abundantes arboles y se encuentra por debajo del nivel de estos, el promedio de pérdida a 30 MHz resultante de los arboles es usualmente 2 o 3 dB para polarización vertical y despreciable para la polarización horizontal. Sin embargo, pueden existir grandes y rápidas variaciones en la intensidad de campo recibido dentro de una pequeña área resultante de un patrón de onda fija debido a las reflexiones de arboles localizados a una distancia de alrededor de 100 pies o más de la antena. A 100 MHz la pérdida promedio con un cercamiento de arboles puede ser de 5 a 10 dB para polarización vertical y de 2 a 3 dB

para polarización horizontal. La pérdida por los árboles se incrementa a medida que la frecuencia se incrementa y cerca de los 300 a 500 MHz tiende a ser independiente del tipo de polarización. A los 1000 MHz una densa capa de árboles que bloquee la visión presenta una sólida obstrucción, y la pérdida por difracción sobre o alrededor de estas obstrucciones puede ser obtenida de la figura No.2.31 y 2.32.

Existe un efecto estacional pronunciado en el caso de los árboles, ya que tienen menos sombra y absorción en los meses de invierno cuando las hojas caen. Sin embargo cuando la ruta a través de los árboles es suficientemente larga esta es obscura y pérdidas de grandes magnitudes pueden ocurrir y el modo principal de propagación puede ser el de difracción sobre los árboles.

Cuando la antena está colocada alrededor de árboles y otras formas de vegetación la intensidad de campo de nuevo depende de la estimación de la altura de la antena sobre las áreas de reflexión y de los coeficientes

de reflexión aplicables. Para el aumento de alturas bastante uniformes y para ángulos cercanos a la incidencia en la vegetación el coeficiente de reflexión puede ser aproximadamente -1 a frecuencias cercanas a 30 MHz.

2.2.4. Efectos de la Atmósfera Baja o Tropósfera

La constante dieléctrica del aire es ligeramente mayor que 1 y es variable. Esta depende de la presión y temperatura del aire y, de la cantidad de vapor de agua presente, es decir que esta varía con las condiciones del clima y la altura sobre la tierra. Cuando la constante dieléctrica varía con la altura una onda viajera horizontal puede ser reflejada y la ruta desviada de la línea recta. Una solución general del problema para cualquier posible distribución de la constante dieléctrica con la altura a cualquier punto a lo largo de la ruta de radio es virtualmente imposible debido al gran número de variables que envuelve, es necesario asumir algunas simplificaciones para obtener alguna solución que nos permita calcular la intensidad de campo bajo

conocidas condiciones meteorológicas.

2.2.5. Efectos de la Atmósfera Alta o Ionósfera

Actualmente cuatro capas principales o regiones de la ionósfera son reconocidas. Estas son: la capa E, la capa F1 y la capa F2, centradas a alturas de 100, 200 y 300 Km respectivamente, y la región D, la cuál está menos claramente definida pero que se encuentra debajo de la capa E. Estas capas regulares son producidas por la radiación del sol, de tal manera que la densidad del ión, y de aquí que las frecuencias de las ondas de radio puedan ser reflejadas mejor en el día que en la noche. Las características de las capas son diferentes para las diferentes posiciones geográficas, y los efectos geográficos no son los mismos para todas las capas. Las características también difieren con las estaciones y con la intensidad de la radiación del sol, como evidencia del número de manchas solares, y las diferencias son generalmente más pronunciadas sobre la capa F2 que sobre las capas F1 y E.

CAPITULO III

ARREGLOS DE ANTENAS

Algunas antenas son arregladas en el espacio e interconectadas entre sí para producir un patrón de radiación direccional. Tal configuración de múltiples elementos de radiación es a lo que se llama un arreglo de antenas.

Se puede formar un arreglo con algunas antenas pequeñas a fin de obtener el mismo nivel de funcionamiento que el de una antena grande.

Mientras las antenas grandes tienen asociados problemas mecánicos, los arreglos con varias antenas pequeñas tienen problemas eléctricos de alimentación. Con los avances de la tecnología la alimentación requerida para la excitación de los arreglos es de una calidad mejorada y reducido costo. Los arreglos son los únicos capaces de explorar el campo principal. Cambiando la fase a la corriente que excita cada elemento de la antena el patrón de radiación puede explorar el espacio. El arreglo es entonces llamado arreglo de fase. Los arreglos de fase tienen muchas aplicaciones,

especialmente en radares.

Los arreglos son encontrados en muchas configuraciones geométricas. El más elemental es el arreglo lineal en el cual el arreglo de elementos descansa a lo largo de una línea recta. Los elementos pueden estar espaciados a distancias iguales o desiguales. Cuando los elementos del arreglo están localizados en un plano se dice que es un arreglo planar. Ejemplos de arreglos planares son arreglos circulares o rectangulares, en los cuales los elementos son dispuestos en un círculo o contenidos dentro de un área rectangular respectivamente. Una clase de arreglo que está surgiendo es el arreglo conformante, en el cual los elementos del arreglo deben conformar un arreglo no planar tal como la que se encuentra en un misil o aparato de vuelo.

El patrón de radiación de un arreglo es determinado por el tipo de elementos usados, sus orientaciones, sus posiciones en el espacio y la amplitud y fase de sus corrientes de alimentación. Para simplificar la discusión asumiremos que cada elemento del arreglo es una fuente de alimentación isotrópica. El patrón de radiación resultante es llamado el factor de arreglo.

3.1. Arreglos Lineales

Un típico arreglo lineal compuesto de elementos

similares de antenas es mostrado en la figura No. 3.1. La salida de cada elemento del arreglo puede ser controlada en amplitud y fase como indican los desfases y atenuadores. Sumando a la amplitud y control de fase impuesta por cada elemento representada por I_n tenemos el desfaseamiento relativo de fase entre las ondas que arriban a los elementos de la antena debido a sus posiciones en el espacio y al ángulo de arribo de la onda. Por lo tanto, el patrón de cada elemento nos conduce a una respuesta que varía con el ángulo de arribo de la onda plana incidente. Si este es el mismo para cada elemento el principio del patrón multiplicativo nos lleva a considerar a este como un factor multiplicativo del patrón total. La permanente dependencia angular del patrón es llamada factor de arreglo, y es determinado por las posiciones, amplitudes y fases de los elementos representados por I_n . El arreglo de la figura No. 3.1 muestra un arreglo receptor, sin embargo, por reciprocidad, el patrón receptor es igual que el patrón transmisor.

Debido a que el patrón de arreglo es obtenido despreciando los patrones de los elementos individuales de los arreglos, si reemplazamos cada elemento del arreglo (sin tocar las corriente

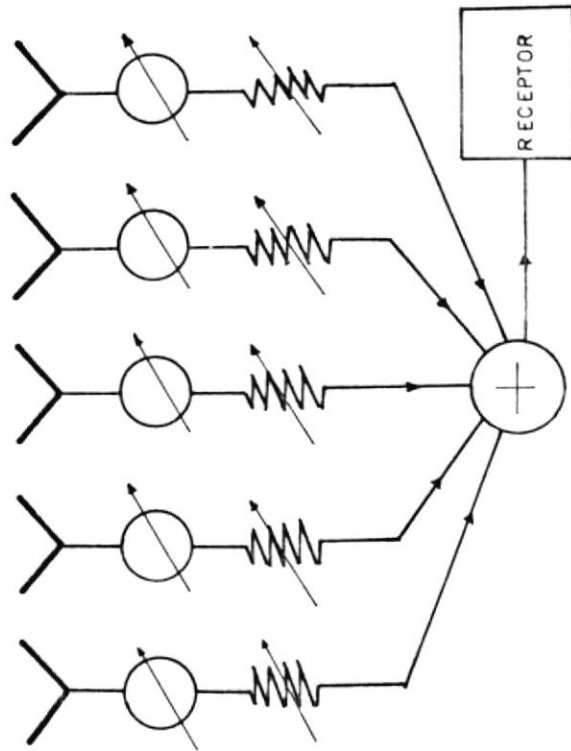


FIG. 3.1: ARREGLO LINEAL TIPOICO. LOS SIMBOLOS ϕ Y R INDICAN DESFASADORES VARIABLES Y ATENUADORES

relativas o sus posiciones) con una fuente isotrópica, el patrón resultante es el factor de arreglo. Una fuente isotrópica es una antena hipotética que ocupa un punto en el espacio e irradia uniformemente en todas direcciones. Los campos radiantes de una fuente puntual en el origen de un sistema de coordenadas esféricas son proporcionales a:

$$I_0 e^{-j\beta r} / 4\pi r$$

donde I_0 es la corriente de la fuente puntual. El patrón de campo lejano es obtenido de la dependencia angular de los campos radiantes, es constante y está dada por:

$$AF = I_0$$

donde AF es el factor de arreglo para este arreglo de solo una fuente puntual. Como I_0 es constante el factor de arreglo puede ser escrito como una unidad, pero como los elementos son sumados al arreglo, cada uno con diferente corriente, es necesario observar sus intensidades de campo relativas determinados por sus elementos de corrientes.

El factor de arreglo de la figura No. 3.1 es

encontrado del arreglo de la figura No. 3.2 la cual tiene fuentes puntuales para los elementos del arreglo en lugar de los elementos actuales. El factor de arreglo para estos arreglos receptores es entonces la suma de las fuentes puntuales de la antena receptora, esto es: $\{e^{j\xi_0}, e^{j\xi_1}, \dots\}$ diferenciadas por los desplazamientos de amplitud y fase $\{I_0, I_1, \dots\}$ introducidos en la línea de transmisión conectada a cada elemento. El factor de arreglo del arreglo mostrado en la figura No. 3.2 es entonces:

$$AF = I_0 e^{j\xi_0} + I_1 e^{j\xi_1} + I_2 e^{j\xi_2} + \dots$$

donde, ξ_0, ξ_1, \dots son las fases de la onda plana incidente en los elementos designados 0, 1, ... Usualmente, estas fases son relativas al origen de coordenadas, esto es, que a la fase de la onda incidente del enésimo elemento le corresponde la fase de la onda incidente al origen por ξ_n .

EJEMPLO 3.1:

Dos fuentes puntuales isotrópicas con idénticas amplitudes y corrientes en fase, y espaciadas media longitud de onda. (figura No. 3.3)

La contribución de las dos fuentes isotrópicas a lo largo del eje X se suman debido a que tienen las

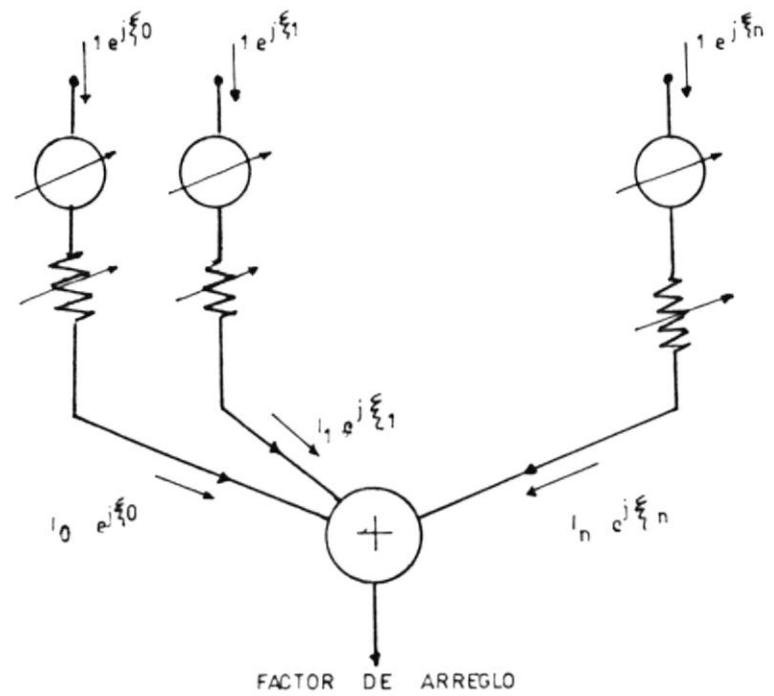


FIG. 3.2: CONFIGURACION EQUIVALENTE DEL ARREGLO EN LA FIGURA 3.1. PARA LA DETERMINACION DEL FACTOR DE ARREGLO USANDO FUENTES PUNTUALES ISOTROPICAS

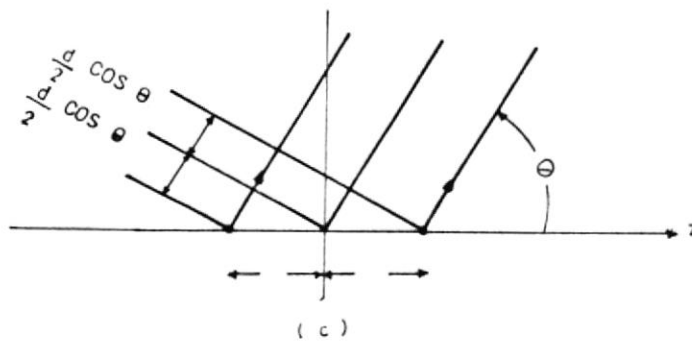
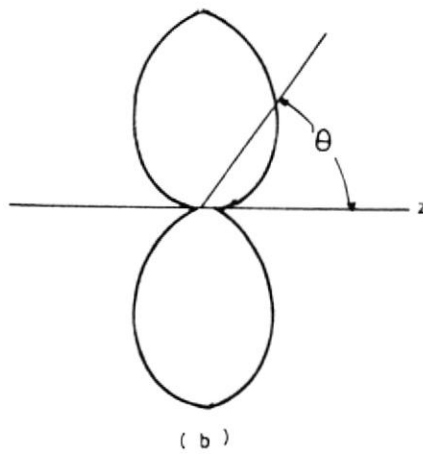
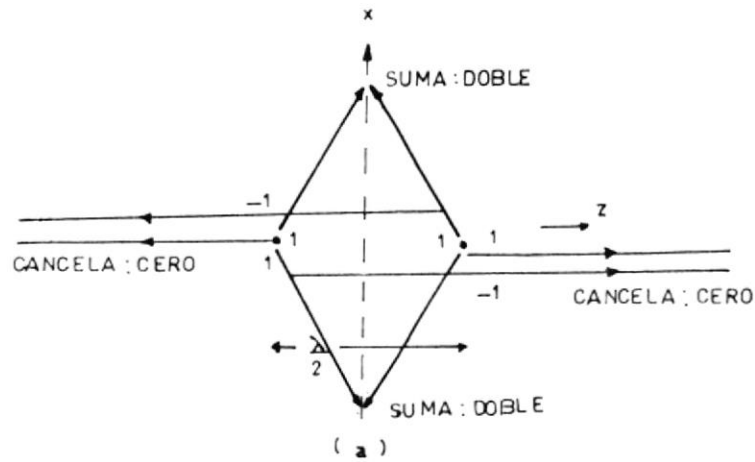


FIG. 33: DOS FUENTES PUNTALES ISOTROPICAS CON IDENTICAS AMPITUDES Y CORRIENTES EN FASE Y ESPACIADOS MEDIA LONGITUD DE ONDA a) METODO DE INSPECCION b) GRAFICO POLAR DEL FACTOR DE ARREGLO $f(\theta) = \cos\left(\frac{\Delta}{2} \cos\theta\right)$ c) METODO DE CALCULO

mismas amplitudes, están en fase y recorren iguales distancias (figura No. 3.3-A). En cambio a lo largo del eje Z las ondas al viajar de una fuente a la otra recorren media longitud de onda, esto les suma 180 grados a la fase de cada una de ellas con lo cual arriban a la otra fuente con una diferencia de fase de 180 grados por lo cual se cancelan. El patrón total puede ser observado en la figura No. 3.3-B.

También se puede calcular el factor de arreglo de una manera exacta usando las fases correspondientes a las diferencias de longitud del patrón, como se muestra en la figura No. 3.3-C, el factor de arreglo es:

$$\begin{aligned} AF &= 1 e^{-j\beta(d/2)\cos\theta} + 1 e^{j\beta(d/2)\cos\theta} \\ &= 2 \cos\left(\frac{\beta d}{2} \cos\theta\right) \end{aligned}$$

La distancia entre los elementos es $d = \lambda/2$, entonces $\beta d/2 = \pi/2$ por lo que:

$$AF = 2 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)$$

Normalizando el factor de arreglo tenemos:

$$f(\theta) = \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)$$

EJEMPLO 3.2:

Dos fuentes puntuales isotrópicas con idénticas amplitudes y fases opuestas, y espaciadas media longitud de onda. (figura No. 3.4)

Como se muestra en la figura 3.4-A la longitud de cada fuente puntual a un punto sobre el eje X es la misma, pero la fuente puntual izquierda está 180 grados fuera de fase con respecto a la fuente derecha, de tal manera que las ondas que arriivan sobre los puntos del eje X están 180 grados fuera de fase y como tienen igual amplitud nos dan un campo resultante cero. A lo largo del eje Z (en ambas direcciones) los 180 grados de diferencia de fase en las corrientes son compensados por la media onda de diferencia entre las ondas de las dos fuentes. El patrón resultante puede ser observado en la figura 3.4-B.

$$AF = -1 e^{-j\beta(d/2)\cos\theta} + 1 e^{j\beta(d/2)\cos\theta}$$

$$= 2j\sin\left(\beta \frac{d}{2} \cos\theta\right)$$

Usando $d = \lambda/2$ y normalizando tenemos:

$$f(\theta) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)$$

Graficando este patrón obtenemos igual resultado que con el método de inspección (ver figura No. 3.4-B).

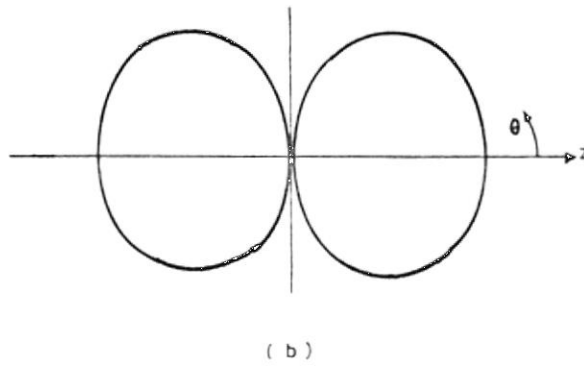
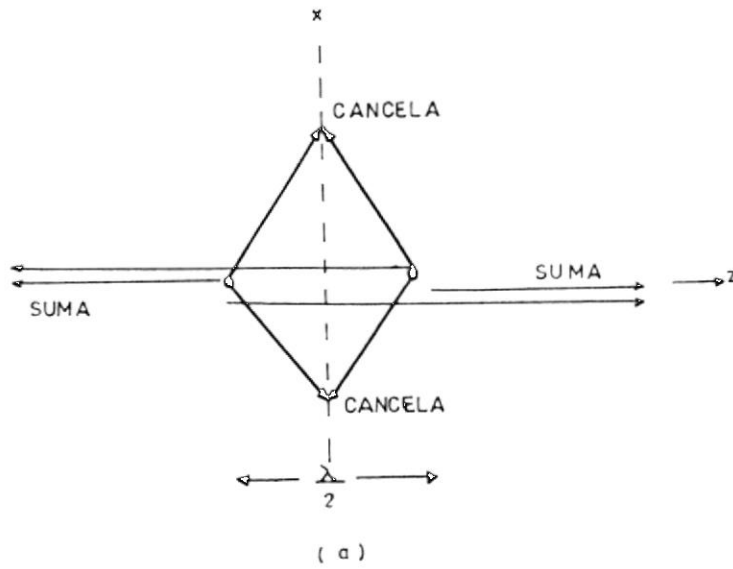


FIG. 3.4: DOS FUENTES PUNTUALES ISOTROPICAS CON IDENTICAS AMPLITUDES Y FASES OPUESTAS Y ESPACIADOS MEDIA LONGITUD DE ONDA
 a) METODO DE INSPECCION b) METODO POLAR DE UN FACTOR DE ARREGLO DE MAGNITUD $|f(\theta)| = |\text{SIN}[(\pi/2) \cos \theta]|$

EJEMPLO 3.3:

Dos fuentes puntuales isotrópicas con idénticas amplitudes y 90 grados fuera de fase, y espaciadas un cuarto de longitud de onda. (figura No. 3.5)

Las ondas que viajan desde la fuente izquierda de la antena transmisora y viajan en la dirección +Z arriban a la fuente derecha desfasadas 90 grados debido al un cuarto de longitud de onda. Pero la excitación de la fuente derecha retrasa a la fuente izquierda por 90 grados, de tal manera que las ondas en la dirección +Z están en fase y se suman. Las ondas que parten de la fuente derecha y viajan en la dirección -Z al llegar a la fuente derecha tienen un desfase de 180 grados con respecto a esta (90 grados por recorrido y 90 grados por excitación), por lo cual se anulan. Es decir que entre los ángulos 0 y 180 grados hay una variación del patrón desde una perfecta adición a una perfecta cancelación. Este patrón es mostrado en la figura No. 3.5-C y es llamado cardioide.

3.1.1. Método de inspección

El método de inspección es difícil de usar excepto en los arreglos más simples, por lo que examinaremos el factor de arreglo para

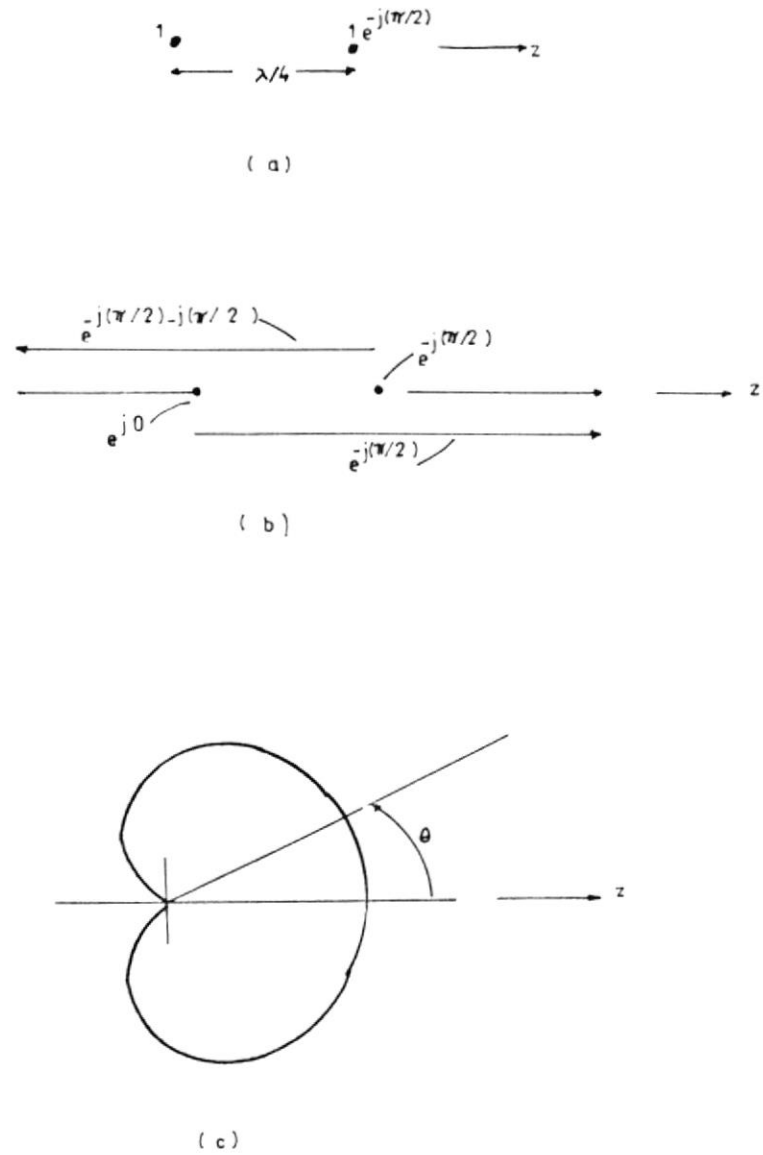


FIG. 3.5: DOS FUENTES PUNTUALES ISOTROPICAS CON IDENTICAS AMPLITUDES Y EL ELEMENTO DE LA DERECHA DESFASADO 90° DEL DE LA IZQUIERDA, Y ESPACIADOS UN CUARTO DE LONGITUD DE ONDA.
 a) CONFIGURACION DEL ARRLEGLO. b) METODO DE INSPECCION
 c) GRAFICO POLAR DEL FACTOR DE ARRLEGLO $f(\theta) = \cos[(\pi/4)\cos(\theta-1)]$
 ESTA FIGURA ES LLAMADA CARDIOIDE.

el caso de arreglos igualmente espaciados.

Si tenemos un arreglo de varios elementos igualmente espaciados (figura No. 3.6) la expresión del factor de arreglo queda simplificada. El ángulo θ es el de la onda plana incidente relativo al eje del arreglo receptor. Las fuentes isotrópicas responden igual en todas direcciones, pero cuando se suman todas sus salidas se obtiene una respuesta direccional. La fase de la onda arribante está colocada arbitrariamente en cero, es decir, $\xi_0 = 0$. Las ondas incidentes en el elemento 1 arriban antes al origen debido a que la distancia es más corta por una longitud de $d \cos \theta$. La correspondiente fase de la onda al elemento 1 relativa a 0 es: $\xi_1 = \beta d \cos \theta$. El factor de arreglo será:

$$AF = I_0 + I_1 e^{j\beta d \cos \theta} + I_2 e^{j\beta 2d \cos \theta} + \dots$$

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\beta n d \cos \theta}$$

Ahora consideremos que el arreglo está transmitiendo. Si el arreglo tiene una fase lineal progresiva podemos tratarlas por separado, es decir:

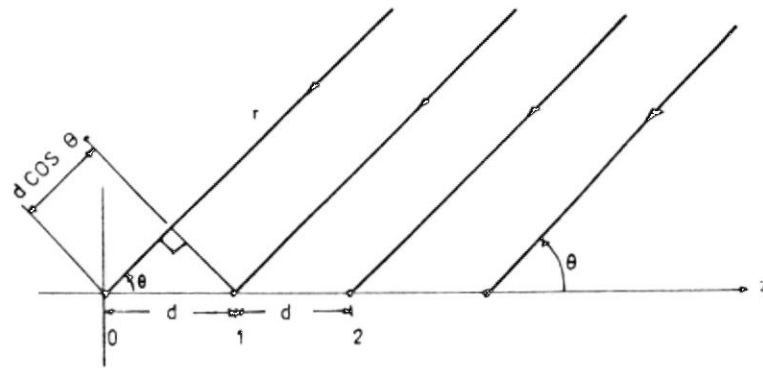


FIG. 3.6: ARREGLO LINEAL DE FUENTES PUNTUALES ISOTROPICAS IGUALMENTE ESPACIADAS

$$I_n = A_n e^{jn\alpha}$$

Donde el elemento n ésimo más uno se diferencia del n ésimo en fase por α .

Entonces:

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn(\beta d \cos \theta + \alpha)}$$

Definiendo:

$$\Psi = \beta d \cos \theta + \alpha$$

Entonces:

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn\Psi}$$

Este factor de arreglo es una función de Ψ y puede ser reconocido como una serie de Fourier. Esta forma es conveniente para cálculos, pero usualmente deseamos graficar campos en función del ángulo polar θ .

Por ejemplo, consideremos dos elementos espaciados media longitud de onda y con corrientes idénticas. Encontraremos el factor de arreglo normalizado:

$$f(\theta) = \cos \left(\frac{\pi}{2} \cos \theta \right)$$

En este caso tenemos:

$$\Psi = \beta d \cos \theta + \alpha = \pi \cos \theta$$

Ya que $d = \lambda/2$ y $\alpha = 0$. Ahora f puede expresarse en términos de Ψ , así:

$$f(\Psi) = \cos \frac{\Psi}{2}$$

Esta es una función simple para graficar. Si deseamos obtener un gráfico de f como función de θ , graficamos primero $f(\Psi)$ como se muestra en la figura No. 3.7. Trazamos un círculo de radio $\Psi = \pi$ ya que la ecuación obtenida es la ecuación polar de un círculo. Para valores arbitrarios de Ψ , digamos Ψ_1 , trazamos una línea recta hacia abajo hasta intersectar el círculo. El valor de $\theta = \theta_1$ y $f = f_1$ corresponden a $\Psi = \Psi_1$. Localizando varios puntos tomados de esta manera obtendremos el gráfico deseado. Note que el rango de θ va de 0 a π , y Ψ va de π a $-\pi$ en este caso.

El gráfico polar resultante está mostrado en la figura No. 3.9-B, y es el mismo gráfico obtenido por inspección en la figura No. 3.5.

Antes de proseguir con ejemplos más específicos consideremos un factor de

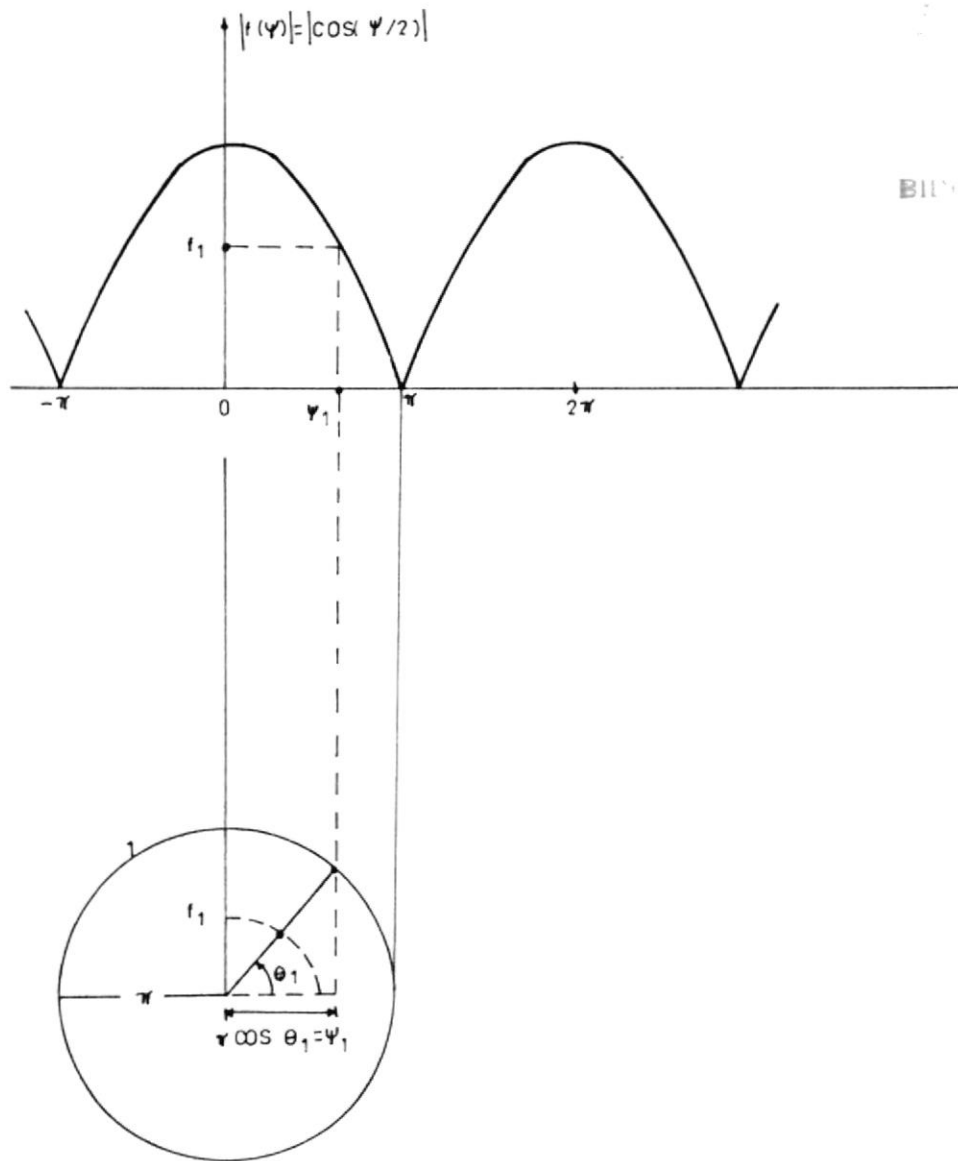


FIG. 3.7: PROCEDIMIENTO PARA OBTENER EL GRAFICO DE UN FACTOR DE ARREGLO DE DOS ELEMENTOS ESPACIADOS MEDIA LONGITUD DE ONDA CON IDENTICAS CORRIENTES.

arreglo general y veamos como un patrón polar es obtenido de él. La magnitud de un típico factor de arreglo es graficado como una función de θ en la figura No. 3.8. Bajo él un círculo es construido con un radio βd y su centro está localizado a $\psi = \alpha$. El ángulo θ es como se muestra. Para un valor dado de θ se localiza la intersección de una línea radial desde el origen del círculo hasta el perímetro de él, punto a. El valor correspondiente de ψ , al punto b, está sobre una línea vertical de a. El valor del factor de arreglo correspondiente a estos valores de ψ y θ es entonces el punto c, también sobre la línea vertical de a. Note que las distancias del eje $\psi = 0$ a un punto llamado a puede ser descrita como:

$$\psi = \alpha + \beta d \cos \theta$$

Para ilustrar el procedimiento encontraremos el gráfico polar de los factores de arreglo para algunos arreglos de dos elementos con amplitudes de corrientes iguales.

El factor de arreglo para un arreglo de dos elementos ($N = 2$) es:

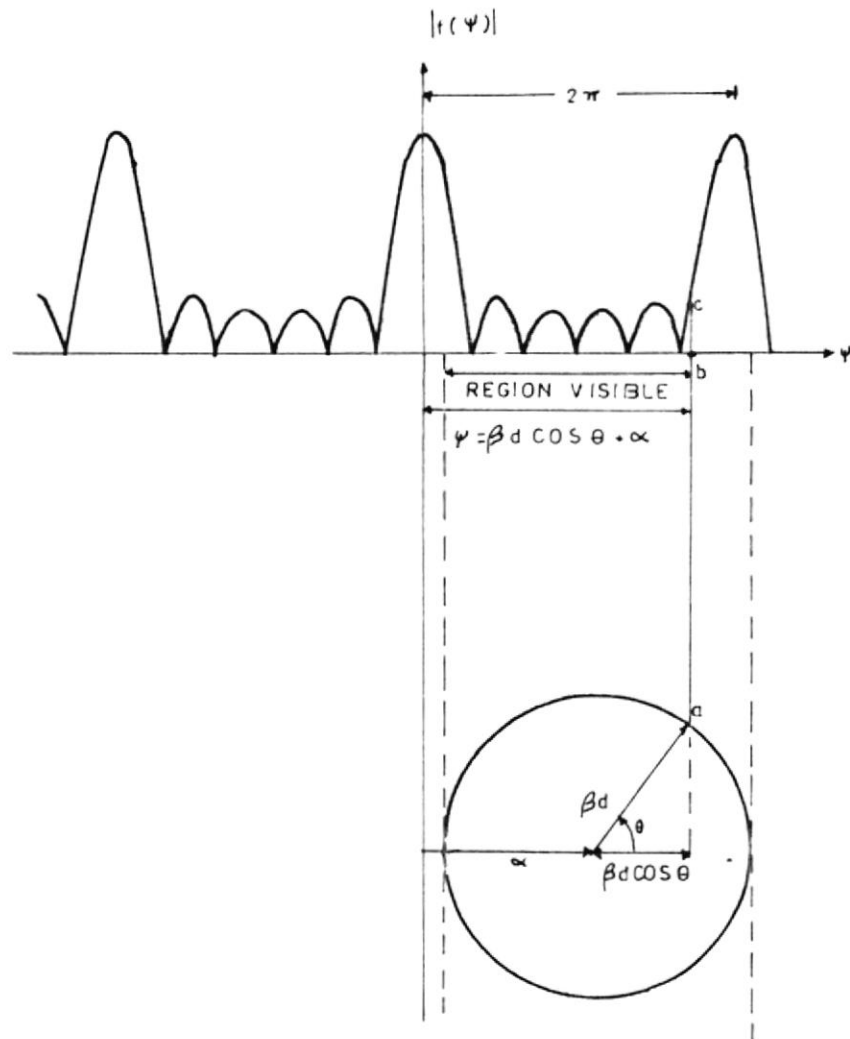


FIG. 3.8: TECNICA DE CONSTRUCCION PARA ENCONTRAR EL FACTOR DE ARREGLO EN FUNCION DEL ANGULO POLAR θ

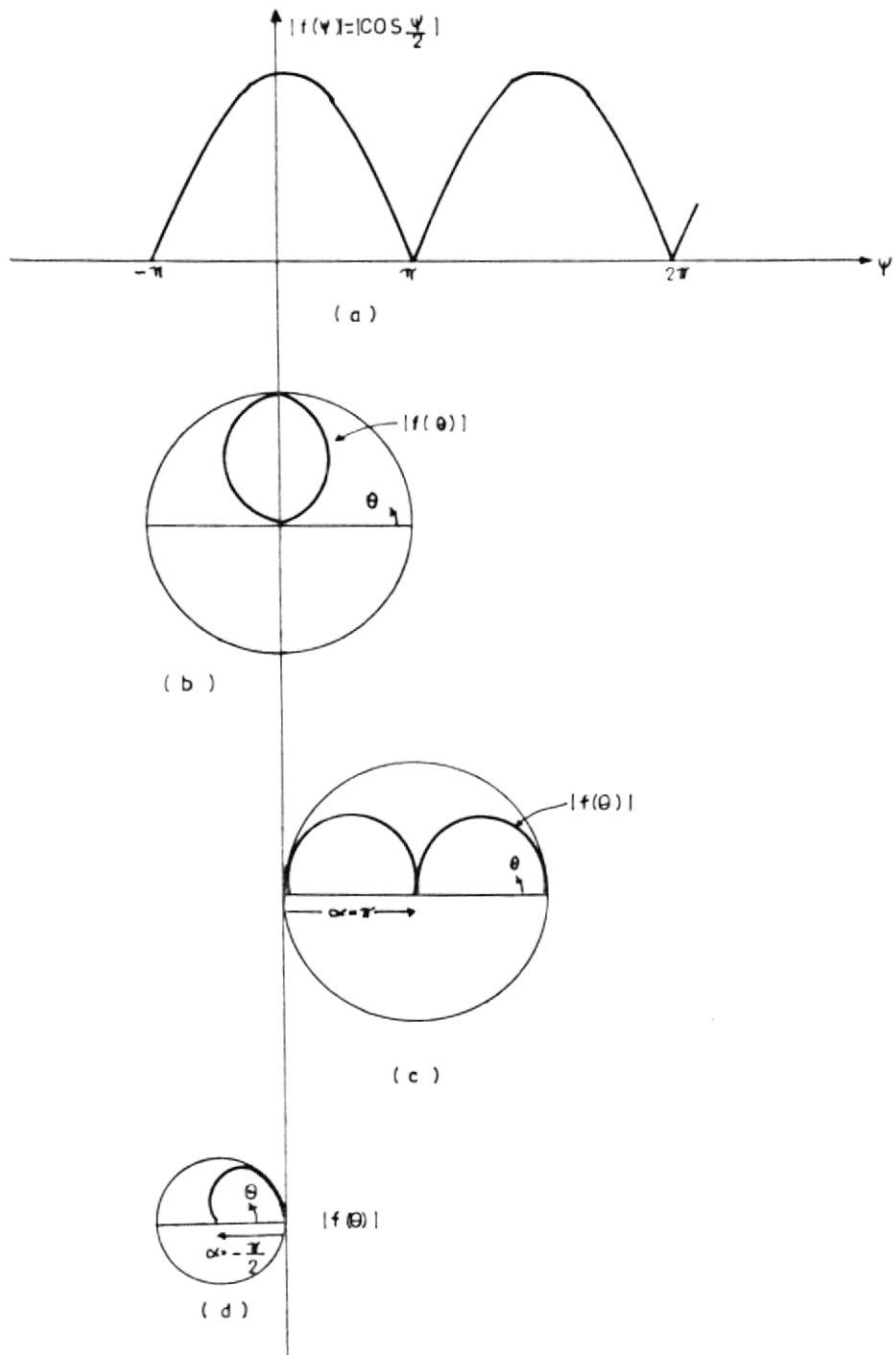


FIG. 3.9: FACTOR DE ARREGLO PARA UN ARREGLO DE DOS ELEMENTOS CON IGUALES AMPLITUDES DE CORRIENTE. (a) FACTOR DE ARREGLO UNIVERSAL. (b) GRAFICO POLAR PARA: $d = \lambda/2, \beta d = \pi, \alpha = 0$. (EJEMPLO 3.1). (c) GRAFICO POLAR PARA $d = \lambda/2, \beta d = \pi, \alpha = \pi$ (EJEMPLO 3.2). (d) GRAFICO POLAR PARA $d = \lambda/4, \beta d = \pi/2, \alpha = -\pi/2$ (EJEMPLO 3.3).

$$AF = 1 + e^{j\psi} = e^{j(\psi/2)} (e^{-j(\psi/2)} + e^{j(\psi/2)})$$

$$AF = 2 e^{j(\psi/2)} \cos \psi/2$$

Donde:

$$A_0 = A_1 = 1$$

Tomando la magnitud eliminaremos el factor exponencial y la normalización remueve el factor de 2. El factor de arreglo normalizado en magnitud es:

$$|f(\psi)| = |\cos(\psi/2)|$$

El factor de arreglo $f(\psi)$ es el mismo para todos los arreglos de dos elementos con las mismas amplitudes de corriente, y está graficado en la figura No. 3.9-A. cambia con la fase y el espaciamento entre los elementos. Por ejemplo si el espaciamento es media longitud de onda y las fases de cada elemento son cero ($\alpha = 0$), el patrón es obtenido como se muestra en la figura No. 3.7. con el patrón resultante graficado en la figura No. 3.9-B. Si $d = \lambda/2$ y $\alpha = \pi$ el gráfico polar resultante del factor de arreglo usando este procedimiento está mostrado en la figura No. 3.9-C. El factor

de arreglo para $d = \lambda/4$ y $\alpha = -\pi/2$ está mostrado en la figura No. 3.9-D.

Examinando el factor general del factor de arreglo algunas propiedades generales pueden derivarse para la construcción de gráficos de patrones. En primer lugar, el factor de arreglo es periódico en la variable con periodo 2π . Esto es fácilmente mostrado como sigue.

$$\begin{aligned} AF(\psi + 2\pi) &= \sum A_n e^{jn(\psi+2\pi)} = \sum A_n e^{jn\psi} e^{jn2\pi} \\ &= \sum A_n e^{jn\psi} = AF(\psi) \end{aligned}$$

El factor de arreglo de un arreglo lineal a lo largo del eje Z es una función de θ pero no de ϕ (el patrón del elemento puede ser pensado). En otras palabras, el factor de arreglo es un patrón que tiene simetría rotacional con respecto a la línea del arreglo. Por consiguiente, su estructura completa está determinada para sus valores por:

$$0 < \theta < \pi$$

Esto es llamado la región visible. Esto corresponde a:

$$-1 < \cos \theta < 1$$

o

$$-\beta d < \beta d \cos \theta < \beta d$$

o

$$\alpha - \beta d < \psi < \alpha + \beta d$$

Ver la figura No. 3.9.

- * El espaciamiento entre los elementos del arreglo en términos de una longitud de onda, d/λ , determina el tamaño del círculo en la figura No. 3.8, y así como cuanto del factor de arreglo aparece visible. La región visible en la variable ψ es de longitud $2\beta d$. Este es el diámetro del círculo de la figura No. 3.8. Supongamos que exactamente un período aparece en la región visible. Debido a que el período es 2π tenemos que:
- $$2\pi = 2\beta d = 2(2\pi/\lambda)d \text{ o } d/\lambda = 1/2.$$
- Así, exactamente un período del factor de arreglo aparece en la región visible cuando el espaciamiento entre los elementos es media longitud de onda. Menos de un período es visible cuando $2\beta d < 2\pi$, lo cual corresponde a $d/\lambda < 1/2$, esto es, para espaciamientos de onda menores que media

longitud de onda.

Para espaciamentos mayores que media longitud de onda más de un período será visible. Para espaciamentos de una longitud de onda 2 períodos serán visibles. Para espaciamentos mayores que media longitud de onda habrá más de un lóbulo mayor en la región visible, dependiendo de las fases de los elementos. Lóbulos mayores adicionales que tienen intensidades iguales a la del lóbulo principal son llamados lóbulos irritantes. Como resultado de esto la mayoría de los arreglos son diseñados para que los elementos estén espaciados menos de una longitud de onda, usualmente cerrados a media longitud de onda.

3.1.2. Expresión del factor de arreglo para arreglos lineales uniformemente excitados e igualmente espaciados

Un caso especial muy importante de arreglos lineales igualmente espaciados es el de los arreglos uniformemente excitados. Estos son los arreglos cuyas amplitudes de corrientes son idénticas, esto es:

$$A_0 = A_1 = A_2 = \dots$$

Consideraremos solo elementos en fase en forma lineal con un desplazamiento de fase

. El factor de arreglo es entonces:

$$AF = A_0 \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} = A_0 (1 + e^{j\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi})$$

Multiplicando por $e^{-j\psi}$ obtenemos:

$$AF e^{-j\psi} = A_0 (e^{-j\psi} + 1 + e^{j\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi})$$

Restando de la ecuación anterior tenemos:

$$AF (1 - e^{j\psi}) = A_0 (1 - e^{jN\psi})$$

ó

$$AF = \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} A_0$$

Escribiéndolo de una manera más conveniente:

$$\begin{aligned} AF &= A_0 e^{jN\psi/2} \frac{1 - e^{jN\psi}}{1 - e^{j\psi}} = A_0 e^{jN\psi/2} \frac{(e^{jN\psi/2} - e^{-jN\psi/2})}{(e^{j\psi/2} - e^{-j\psi/2})} \\ &= A_0 e^{j(N-1)\psi/2} \frac{\text{Sin}(N\psi/2)}{\text{Sin}(\psi/2)} \end{aligned}$$

El factor de fase $e^{j(N-1)\psi/2}$ no es importante (solo en el caso de combinar la señal de salida del arreglo con la salida de otra antena). De hecho, si el arreglo estuviera centrado en el origen, el factor

de fase puede no estar presente, ya que este representa el desplazamiento de fase del centro de fase del arreglo con respecto al origen. Despreciando el factor de fase nos dá:

$$AF = A_0 \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)}$$

Esta expresión es máxima para $\psi = 0$:

$$AF(\psi = 0) = A_0 (1 + 1 + \dots + 1) = A_0 N$$

Normalizando:

$$f(\psi) = \frac{\sin(N\psi/2)}{N \sin(\psi/2)}$$

Este es el factor de arreglo normalizado para N elementos uniformemente excitados, igualmente espaciados, el cual está centrado en el origen de las coordenadas.

La figura No. 3.10 muestra el factor de arreglo para tres valores de N. De estos gráficos sacamos las siguientes conclusiones:

1. A medida que N se incrementa el lóbulo principal se estrecha.
2. A medida que N se incrementa hay más lóbulos laterales en un período de

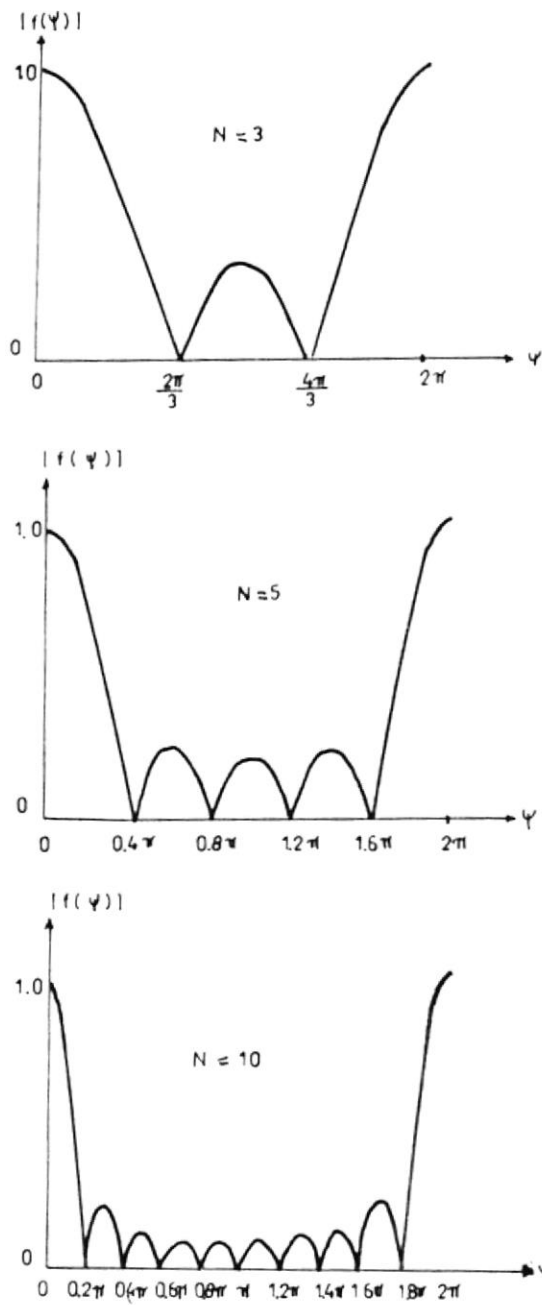


FIG. 3.10: FACTOR DE ARREGLO PARA UN ARREGLO LINEAL DE CIERTO NUMERO DE ANTENAS UNIFORMEMENTE EXITADAS E IGUALMENTE ESPACIADAS. (a) TRES ELEMENTOS. (b) CINCO ELEMENTOS. (c) DIEZ ELEMENTOS.

$f(\Psi)$. El número de lóbulos en un período es igual a $N-1$, donde $N-2$ es el número de lóbulos laterales y uno es el lóbulo principal por cada período.

3. El lóbulo menor es de un ancho $2\pi/N$ en la variable Ψ y el lóbulo mayor es dos veces su ancho.
4. Los picos de los lóbulos laterales disminuyen con el incremento de N . Una medida de los lóbulos laterales es el nivel del lóbulo lateral, el cuál está definido por:

$$SLL = \frac{\text{Máximo valor del más grande lóbulo lateral}}{\text{Máximo valor del lóbulo principal}}$$

y este es expresado en decibelios.

5. $|f(\Psi)|$ es simétrica en función de Ψ .

Por ejemplo, consideremos el caso de dos elementos, entonces:

$$f(\Psi) = \frac{\sin \Psi}{2 \sin (\Psi / 2)}$$

Esta es la función del patrón universal para todos los arreglos de dos elementos de iguales amplitudes y es graficado en la

figura No. 3.9-A. El factor de arreglo universal para un arreglo de cuatro elementos uniformemente excitados e igualmente espaciados es mostrado en la figura No.3.11-B. Entonces encontramos el factor de arreglo para gráficos polares en el caso especial de un espaciamiento de media longitud de onda y 90 grados de desfase entre los elementos ($\alpha = \pi/2$). La excitación del arreglo es mostrada en la figura No. 3.11-A.

3.1.3. Patrón de Multiplicación

Hasta ahora se han tratado arreglos con fuentes puntuales isotrópicas, pero los arreglos son hechos con elementos de antenas, los cuales no son isotrópicas.

Cuando los elementos de un arreglo son colocados a lo largo de una línea y las corrientes de cada elemento fluyen en la dirección de la línea, se dice que el arreglo es colineal. Tomemos el ejemplo de N dipolos cortos como se muestra en la figura No. 3.12. Los elementos se encuentran igualmente espaciados a una distancia d , y tienen corrientes $I_0, I_1,$

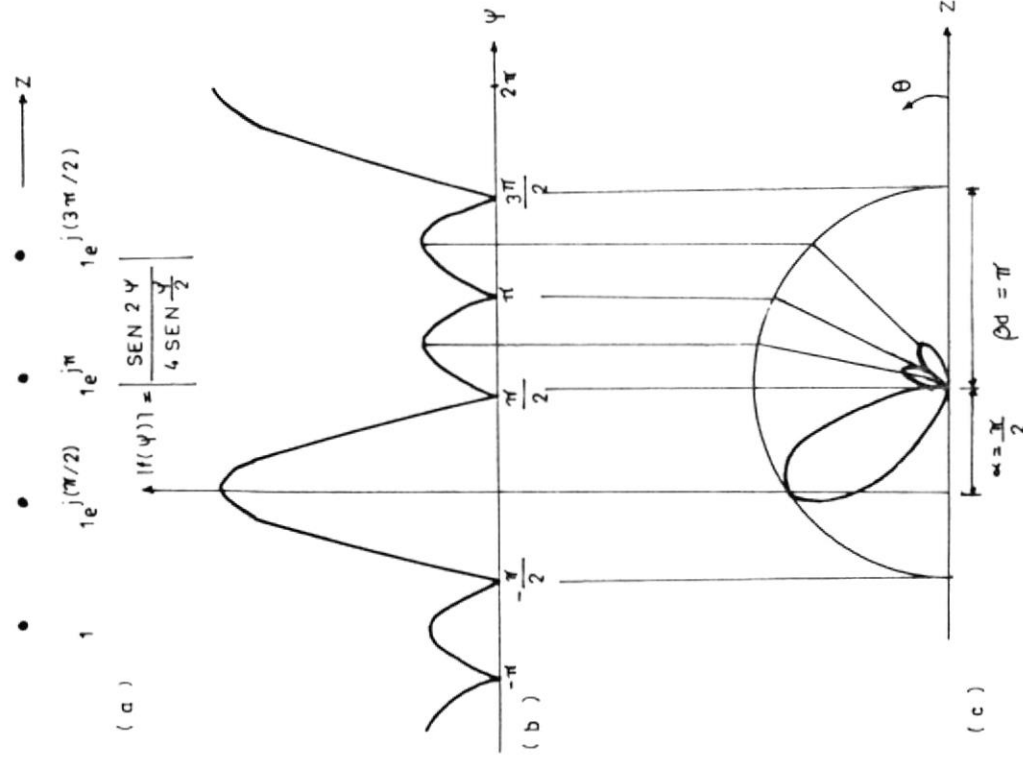


FIG. 3.11: FACTOR DE ARREGLO PARA CUATRO ELEMENTOS UNIFORMEMENTE EXITADOS E IGUALMENTE ESPACIADOS.
 (a) EXITACIONES DEL ARREGLO
 (b) PATRON UNIVERSAL PARA $N = 4$
 (c) GRAFICO POLAR PARA: $d = \lambda/2$ Y $\alpha = \pi/2$.

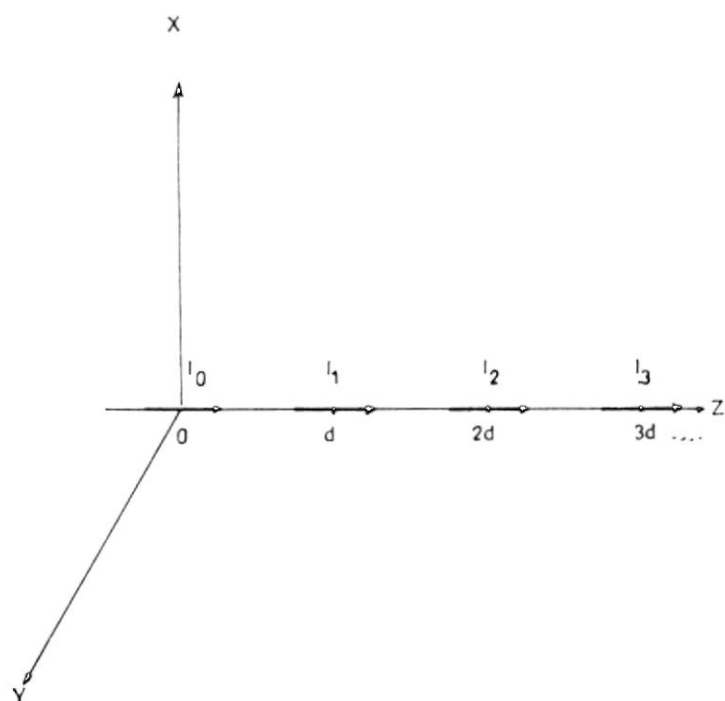


FIG. 3.12: ARREGLO COLINEAL DE DIPOLOS CORTOS

I_2, \dots, I_{N-1} . La corriente total es la suma de las corrientes de los dipolos de la dirección Z, por lo que el vector potencial estará también dirigido en esa dirección. El vector potencial será:

$$A_z = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \Delta z [I_0 + I_1 e^{j\beta d \cos \theta} + I_2 e^{j\beta 2d \cos \theta} + \dots + I_{N-1} e^{j\beta (N-1)d \cos \theta}]$$

$$A_z = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \Delta z \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\beta n d \cos \theta}$$

por lo cual:

$$E_\theta = j\omega \mu_0 \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \Delta z \sin \theta \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\beta n d \cos \theta}$$

De esta expresión podemos identificar a $\sin \theta$ como el patrón de un simple elemento llamado patrón del elemento. El factor restante:

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} I_n e^{j\beta n d \cos \theta}$$

es el factor de arreglo. El factor de arreglo puede ser considerado como la suma de fuentes puntuales isotrópicas localizadas en el centro de cada elemento del arreglo. El factor de arreglo es el factor del patrón de radiación, el cuál es obtenido de las

corrientes de los elementos (amplitudes y fases) y sus posiciones. Por otro lado el patrón del elemento es el factor del patrón de radiación determinado por las propiedades individuales de un elemento (su distribución de corriente y orientación en el espacio). Este proceso es general si los elementos tienen igual patrón y están similarmente orientados.

Consideremos ahora que tenemos N elementos idénticos de antenas formando un arreglo colineal a lo largo del eje Z , donde el n -ésimo elemento está centrado en $z = zn$ y la distribución de corriente es $in(z')$, además tienen igual espaciamiento; entonces, la corriente total a lo largo del eje será:

$$I(z') = \sum_{n=0}^{N-1} in(z')$$

El vector potencial es entonces:

$$Az = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} in(z') e^{j\beta z' \cos\theta} dz'$$

El campo eléctrico es :

$$E = j\omega u \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \sum_{n=0}^{N-1} En(\theta)$$

donde:

$$E_n(\theta) = \sin\theta \int_{-\infty}^{\infty} i_n(z') e^{j\beta z' \cos\theta} dz'$$

es el patrón del enésimo elemento.

Si el arreglo no posee simetría, la expresión del campo E no puede ser simplificada, pero si el arreglo tienen elementos similares si es posible. Por similar se entiende que las corrientes de cada elemento de la antena tienen la misma dirección, tienen la misma longitud y tienen igual distribución. Asumiendo que en el ejemplo cada elemento tiene una longitud l tenemos una distribución de corriente normalizada sobre la longitud de $i(z')$ y la corriente de entrada I_n . Entonces:

$$i_n(z') = I_n i(z' - z_n)$$

donde z_n es la posición del enésimo elemento centrado a lo largo del eje z . De donde:

$$E_n(\theta) = \sin\theta I_n \int_{z_n - l/2}^{z_n + l/2} i(\xi - z_n) e^{j\beta \xi \cos\theta} d\xi$$

donde ξ reemplaza z' . Si $\zeta = \xi - z_n$ tenemos:

$$E_n(\theta) = \sin\theta I_n \int_{-l/2}^{l/2} i(\zeta) e^{j\beta(\zeta + z_n)\cos\theta} d\zeta$$

$$= \sin \theta \left| \int_{-l/2}^{l/2} i(z') e^{j\beta z' \cos \theta} dz' \right| \ln e^{j\beta z_n \cos \theta}$$

Para mantener una notación consistente reemplazamos z' por z'' :

$$\text{En } (\theta) = \sin \theta \left| \int_{-l/2}^{l/2} i(z'') e^{j\beta z'' \cos \theta} dz'' \right| \ln e^{j\beta z_n \cos \theta}$$

El patrón para cada elemento de un arreglo de elementos similares es el producto de el patrón de la distribución de corriente, la amplitud y fase de excitación \ln , y el último factor representa la fase espacial debido a la separación del origen. Por lo que el campo eléctrico será:

$$E = j\omega \mu \frac{e^{-j\beta r}}{4r} \sin \theta \int_{-l/2}^{l/2} i(z'') e^{j\beta z'' \cos \theta} dz'' \times$$

$$\times \sum_{n=0}^{N-1} \ln e^{j\beta z_n \cos \theta}$$

El factor:

$$\sin \theta \int_{-l/2}^{l/2} i(z'') e^{j\beta z'' \cos \theta} dz''$$

cuando es normalizado es el elemento $g(\theta)$ del patrón de cualquier elemento en el arreglo de elementos similares. La suma:

$$AF = \sum_{n=0}^{N-1} \ln e^{j\beta z_n \cos \theta}$$

es el factor no normalizado del arreglo.

El proceso de factoro del patrón de un arreglo en un patrón elemento y un factor de arreglo es referido como el principio del patrón de multiplicación. Esta situación es la siguiente: El patrón del campo eléctrico de un arreglo que consiste de elementos similares es el producto del patrón de uno de los elementos y el patrón de un arreglo de fuentes puntuales isotrópicas con las mismas ubicaciones, relativas amplitudes y fases como en el arreglo original.

Para un arreglo de antenas llamaremos g_a al patrón de un elemento de la antena. Por lo cual el patrón de campo eléctrico normalizado está compuesto por un factor elemento, el cual es el patrón de una pieza infinitesimal de corriente en el arreglo del elemento, y f , un factor patrón, el cual es el patrón de la distribución de corriente. El patrón completo normalizado de un arreglo es entonces:

$$F(\theta, \phi) = g_a(\theta, \phi) f(\theta, \phi)$$

donde $g_a(\theta, \phi)$ es el patrón normalizado de un elemento simple de antena de un arreglo (el elemento patrón) y $f(\theta, \phi)$ es el

factor de arreglo normalizado.

Por ejemplo, consideremos dos dipolos cortos colineales espaciados media longitud de onda e igualmente excitados. El patrón elemento es $\sin\theta$ para un elemento a lo largo del eje Z y el factor de arreglo es $\cos[(\pi/2) \cos\theta]$. El patrón total es entonces:

$$\sin\theta \cos[(\pi/2) \cos\theta]$$

El patrón es ilustrado en la figura No. 3.13.

El principio del patrón de multiplicación puede ser usado directamente por muchas geometrías diferentes. Por ejemplo, suponiendo que las fuentes lineales posicionadas a lo largo del eje Z no tienen una dirección como en el arreglo colineal sino que se encuentran en forma paralela como se muestra en la figura No. 3.14. Entonces γ es el ángulo polar esférico del eje X. Note que $0^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ$. El patrón elemento se encuentra entonces de la siguiente expresión:

$$\sin \gamma \int_{-l/2}^{l/2} i(x') e^{j\beta x \cos \gamma} dx$$

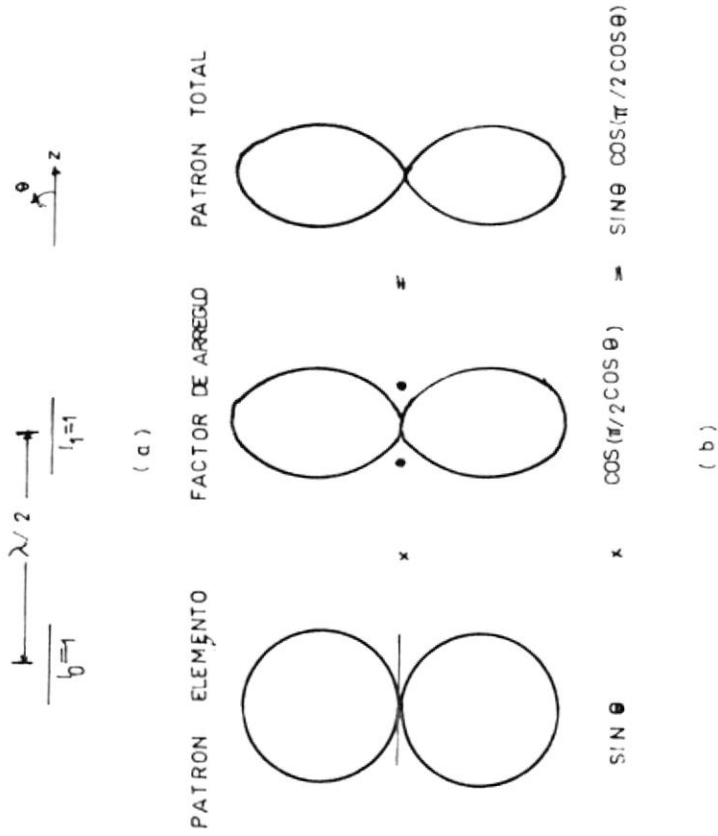


FIG. 3.13: ARREGLO DE DOS DIPOLOS CORTOS COLINEALES ESPACIADOS MEDIA LONGITUD DE ONDA CON IGUAL AMPLITUD Y FASE. (a) EL ARREGLO. (b) EL PATRON

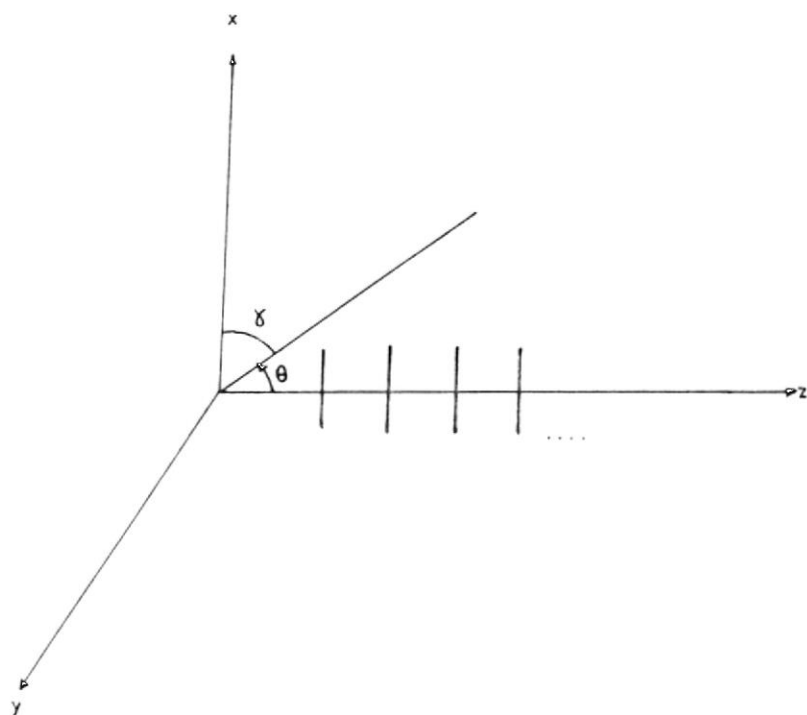


FIG. 3.14: ARREGLO LINEAL DE FUENTES LINEALES PARALELAS

Note que $\cos \chi = \sin \theta \cos \phi$. Por ejemplo, si dos dipolos son colocados en paralelo como se muestra en la figura No. 3.15-A, el patrón total es encontrado por el patrón de multiplicación como se ve en la figura 3.15-B y 3.15-C.

3.2. OTROS ARREGLOS

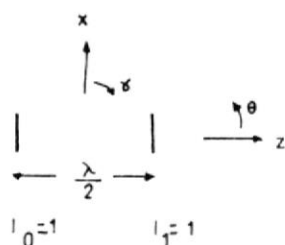
3.2.1. Fuentes puntuales no similares y no isotrópicas

Si las fuentes no son similares el campo de las fuentes debe ser sumado para cada ángulo ϕ , para lo cual el patrón total es calculado. Entonces, para dos fuentes 1 y 2 no similares situadas en el eje X con la fuente 1 en el origen y las fuentes separadas una distancia d, el campo total es en general:

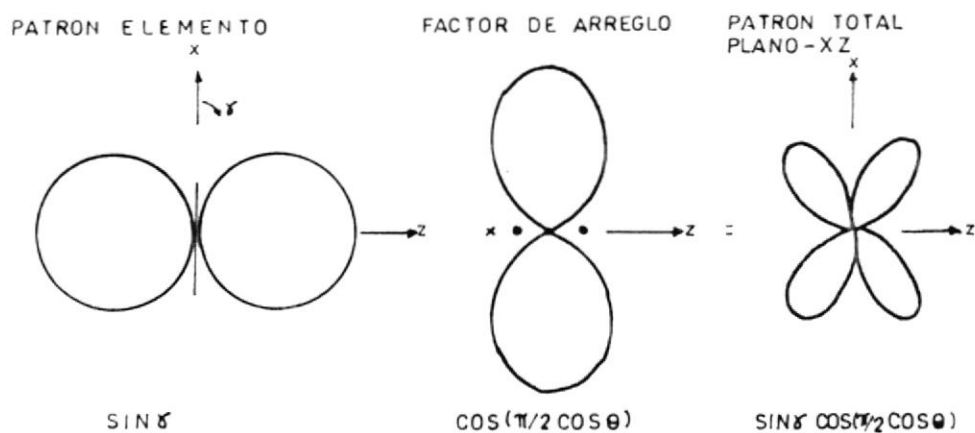
$$E = E_1 + E_2$$

$$= E_0 \frac{[f(\phi) + aF(\phi) \cos \psi]^2 + [aF(\phi) \sin \psi]^2}{f(\phi) + \arctan \frac{aF(\phi) \sin \psi}{f(\phi) + aF(\phi) \cos \psi}}$$

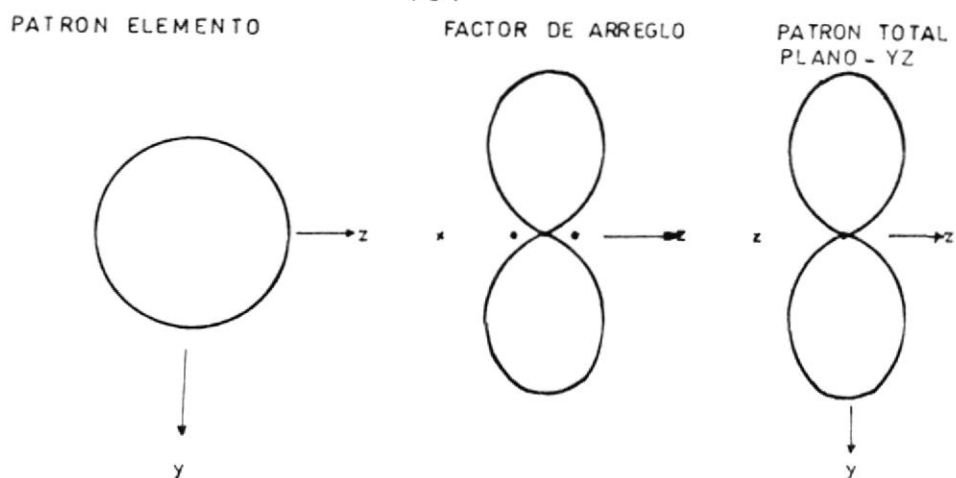
donde el campo de la fuente 1 es tomado como:



(a)



(b)



(c)

FIG. 3.15: ARREGLO DE DOS BIPOLOS CORTOS PARALELOS DE IGUAL AMPLITUD Y FASE Y ESPACIADOS MEDIA LONGITUD DE ONDA. (a) EL ARREGLO. (b) PATRON DEL PLANO-XZ. (c) PATRON DEL PLANO-YZ.

$$E_1 = E_0 \frac{f(\phi)}{f_p(\phi)}$$

y el de la fuente 2 como:

$$E_2 = a E_0 \frac{F(\phi)}{F_p(\phi) + dr \cos \phi + \delta}$$

donde:

E_0 = constante

a = radio de máxima amplitud de la fuente 1 a la fuente 2 ($0 \leq a \leq 1$)

$$\psi = dr \cos \phi + \delta - f_p(\phi) + F_p(\phi)$$

donde:

δ = fase relativa de la fuente 2 con respecto a la fuente 1.

$f(\phi)$ = patrón de campo relativo de la fuente 1

$f_p(\phi)$ = patrón de fase de la fuente 1

$F(\phi)$ = patrón de campo relativo de la fuente 2

$F_p(\phi)$ = patrón de fase de la fuente 2

El ángulo fase se refiere a la fase del campo de la fuente 1 en alguna dirección de referencia ($\phi = \phi_0$).

Antes de efectuar el cálculo es usualmente mucho más fácil encontrar la amplitud y fase del campo total por un gráfico de suma vectorial de E_1 y E_2 . En el caso especial

donde los patrones de los campos son idénticos pero los patrones de fase no lo son, $a=1$, y

$$f(\phi) = F(\phi)$$

de donde:

$$E = 2 E_0 f(\phi) \cos \frac{\psi}{2} \quad /fp(\phi) + \frac{\psi}{2}$$

donde la fase es referida a la fuente 1 con alguna dirección de referencia ϕ_0 .

Como una ilustración de fuentes puntuales distintas y no isotrópicas consideremos un ejemplo en el cual el campo de la fuente 1 está dado por:

$$E_1 = \cos \phi \quad / 0$$

y para la fuente 2 por:

$$E_2 = \sin \phi \quad / \psi$$

donde:

$$\psi = dr \cos \phi + \delta$$

La relación de las dos fuentes a las coordenadas del sistema y el patrón de campo total es mostrado en la figura No. 3.16. La fuente 1 se encuentra en el origen. El

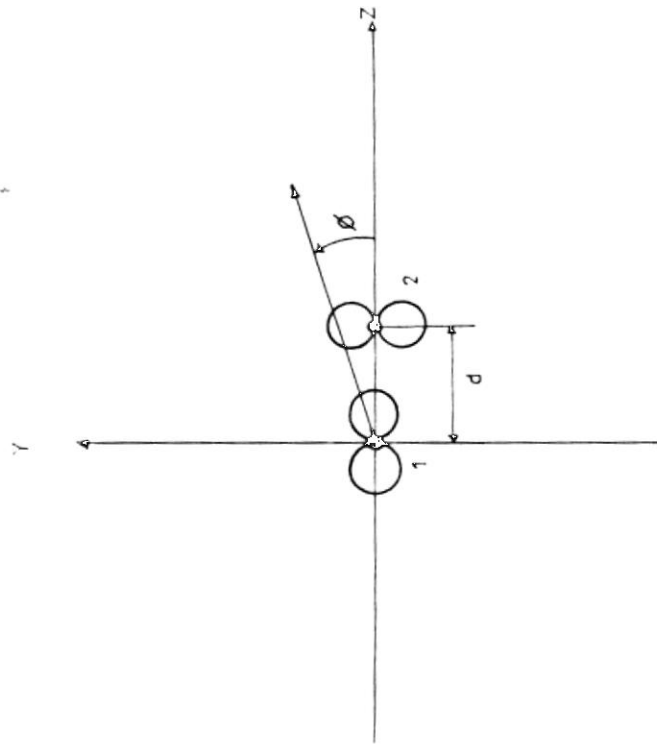


FIG. 3.16. RELACION DE DOS FUENTES NO SIMILARES NO ISOTROPICAS PARA UN SISTEMA DE COORDENADAS.

campo total es entonces la suma vectorial de E_1 y E_2 , o:

$$E = \cos \phi + \sin \phi / \psi$$

Considerando el caso en que se tiene que las fuentes están a $1/4$ de longitud de onda y un espaciamento $d = \lambda/4$ y que la fase es en cuadratura ($\delta = \pi/2$), entonces:

$$\psi = \frac{\pi}{2} (\cos \phi + 1)$$

El cálculo para este caso es más fácilmente llevado a cabo con un gráfico de suma vectorial. La resultante del patrón de campo para el patrón total E del arreglo se muestra en la figura No. 3.17 y el patrón de fase resultante para el ángulo está dado en la figura No. 3.18. El ángulo es el ángulo de fase entre el campo total y el campo de la fuente 1 en la dirección $\phi=0$.

3.3. DIVISORES DE SENAL

Los divisores de señal en fase son redes con una señal de entrada y varias señales de salida cuya relación de fase es 0 grados. En algunas aplicaciones esta característica es una necesidad para obtener el patrón de propagación deseado.

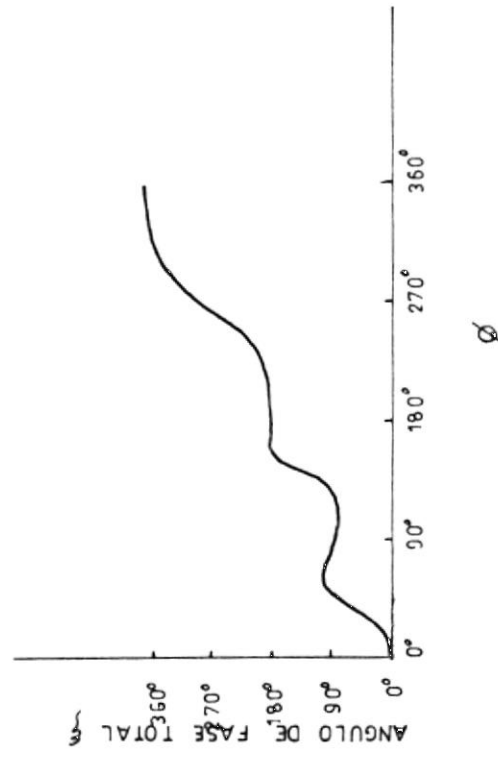


FIG. 3.18: PATRON DE FASE DEL ARREGLO DEL PATRON DE CAMPO DE LA FIG. 3.17: EL ANGULO DE FASE ϕ ES CON RESPECTO A LA FUENTE 1 COMO CENTRO DE FASE.

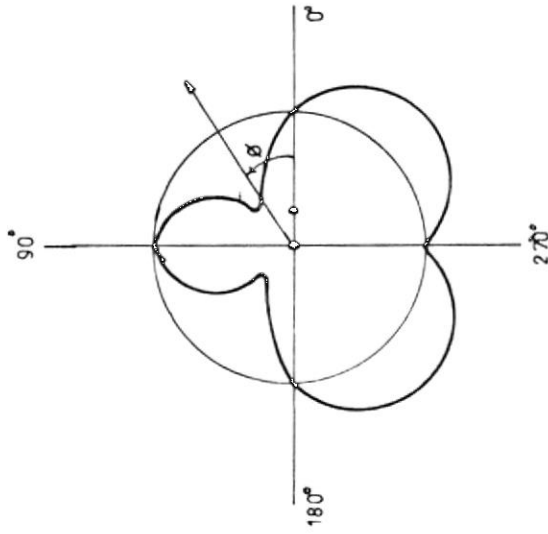


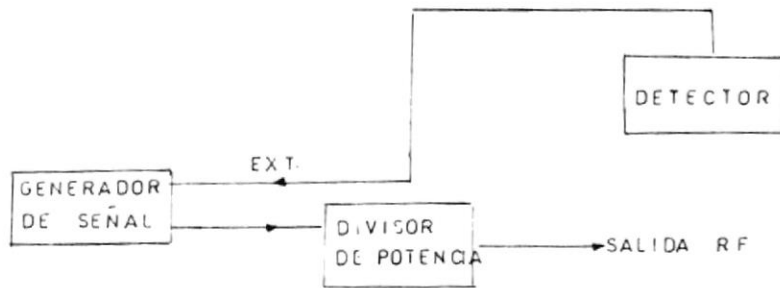
FIG. 3.17; PATRON DE CAMPO DE UN ARREGLO DE DOS FUENTES NO SIMILARES NO ISOTROPICAS DE LA FIG. 3.16.
 PARA $d = \lambda/4$ Y $\delta = 90^\circ$.

Una ventaja distintiva de los divisores de señal en fase es su gran balance de amplitud. El balance de amplitud es la máxima diferencia de amplitud de pico a pico en dB entre la puerta de salida de un divisor de señal sobre el rango de frecuencia específico. La figura No. 3.19 muestra ejemplos de usos de divisores de señal.

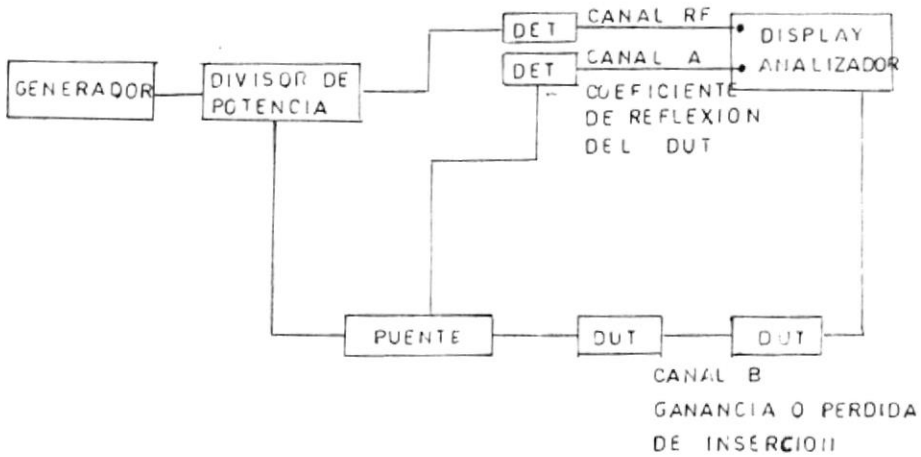
Puesto que la puerta de la señal de salida es estrecha, una puerta del divisor es realimentada por la señal generadora de barrido para proporcionar una señal de amplitud muy plana en el punto de medición.

En un caso ideal, la señal de salida en el punto de medición es una línea recta debido a que es la misma de la puerta de salida, y utilizada para suministrar información para la corrección de amplitud para el barrido de la señal generadora.

De esta manera, las mediciones en el coeficiente de reflexión y pérdidas por inserción de un dispositivo pueden ser hechas con un generador de la señal de barrido en un modo desnivelado. Cualquier variación inadvertida del control de la potencia de salida del barrido de la señal generadora podría no tener efectos en las mediciones. Cabe anotar que existe una pérdida



EJEMPLO MOSTRANDO EL USO DE UN DIVISOR COMO UN NIVELADOR EXTERNO MEJORANDO EL BALANCE EN LA PUERTA DE SALIDA



OTRO EJEMPLO EN EL USO DE LA EXCELENTE CARACTERISTICA DE RASTREO DEL DIVISOR ES EN UN SISTEMA DE MEDICION DE RELACION

FIG. 3.19

nominal de 3 dB de potencia en la señal de entrada.

Los divisores de señal en fase también pueden ser usados como combinadores, esto es que las señales de alimentación con su propia relación de fase y amplitud pueden aparecer combinadas en la puerta de entrada del divisor, como se muestra en la figura No. 3.20.

3.4. DESFASADORES

Si una fase progresiva uniforme controlable puede atribuirse a la distribución de corriente de un arreglo que ha sido diseñado para producir un patrón suma, entonces el lóbulo principal puede realizar el barrido.

Esta característica de rastreo desafortunadamente introduce distorsiones en el patrón y disturbios en la impedancia de entrada, las cuales se vuelven más severas cuando el ángulo de rastreo se incrementa. Las causas son cambiadas en un mutuo acoplamiento y en las longitudes eléctricas de estos segmentos de la estructura alimentada, la cual contiene los desfasadores. A la alimentación de la estructura se puede sumar una compensación para prever esta deterioro, pero solo a un costo de incrementada complejidad.

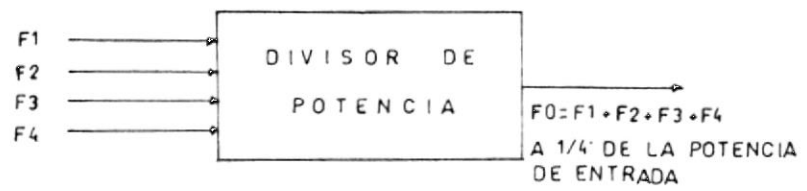


FIG. 3.20: USO DEL DIVISOR COMO COMBINADOR

Para que el arreglo de una suma de patrones pueda rastrear en el plano H se colocan desfases de variables idénticas entre las uniones sucesivas en la línea principal de alimentación, como se muestra en la figura No. 3.21-A. Una posibilidad alterna es la de colocar desfases variables en las líneas de los ramales, como sugiere la figura No. 3.21-B. Un tercer método es causar el rastreo del campo variando la frecuencia, es decir, colocando en la línea de alimentación principal la alimentación de una onda viajera con longitudes eléctricas que son fuertemente dependientes de la frecuencia. Con los desfases colocados en las líneas de los ramales no se tienen idénticas direcciones para una posición de campo dada; en una tentativa por obtener un desfase progresivo uniforme en las corrientes del dipolo se pueden usar desfases con direcciones que son proporcionales a la posición relativa del centro del arreglo. Esto impone un severo requerimiento en el diseño de los desfases. Sin embargo, los desfases en las líneas de los ramales no necesitan manejar toda la potencia transmisora, tal como los desfases que se encuentran colocados en la línea principal. Aún si se idealizan los desfases asumiendo que están emparejados y que

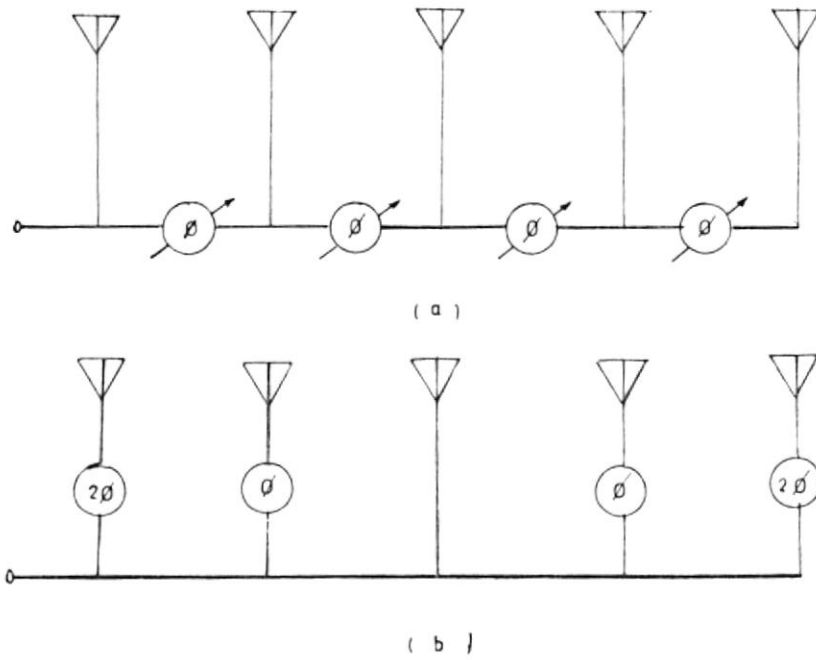


FIG 321: ESTRUCTURAS ALTERNAS DE ALIMENTACION PARA BARRIDOS DE ARREGLOS LINEALES. a) DESFASADORES EN LA LINEA PRINCIPAL b) DESFASADORES EN LOS RAMALES

no tienen pérdidas, su función es afectada por la presencia de un mutuo acoplamiento, sea que estén colocados en la línea principal de alimentación o en las líneas de los ramales.



BIBLIOTECA

CAPITULO IV

ESTUDIO DE PROPAGACION

4.1. TRAZOS Y CORTES DEL PERFIL TOPOGRAFICO

Los trazos y cortes del perfil topográfico de la ciudad de Quito y sus alrededores han sido hechos en los mapas topográficos que se encuentran a continuación.

4.2. DATOS DE LOS CORTES TOPOGRAFICOS

Los datos de los trazos y cortes de los perfiles fueron obtenidos de los mapas topográficos de la ciudad de Quito y sus alrededores. La escala de los mapas es de 1:50.000 y los valores han sido tomados cada 1/2 cm., es decir cada 250 m.

La ubicación del transmisor y sistema de antenas de Ecuavisa es en el cerro Pichincha (al Oeste de la ciudad de Quito), a una altura de 3.780 m. sobre el nivel del mar, y las coordenadas geográficas en que se encuentra son:

78° 31' 19" Oeste

0° 09' 49" Sur

Como dato adicional cabe anotar que el estudio de Ecuavisa que se encuentra dentro de los límites de la ciudad de Quito está ubicado en las siguientes coordenadas geográficas:

78° 28' 44"

0° 11' 49" Sur

Para delimitar la ciudad y las áreas pobladas rurales se han usado los siguientes signos:

-> Límites de la ciudad de Quito <=

-> Límites de las áreas pobladas rurales <-

Las diferentes mediciones para cada corte son detallados a continuación.

CORTE 1 - (350°)

INICIAL PARALELO A LA CIUDAD, DIRECCION NORTE, ZONA NO
POBLADA

3.780	2.960	2.840
3.700	2.960	2.880
3.660	2.960	2.920
3.480	2.900	2.960
3.520	2.860	3.000
3.440	2.850	3.040
3.400	2.830	3.090
3.340	2.810	3.140
3.300	2.780	3.200
3.200	2.840	3.240
3.160	2.800	3.300
3.120	2.840	3.380
3.140	2.840	3.160
3.160	2.800	3.080
3.180	2.820	3.010
3.080	2.820	2.960
3.170	2.820	2.900
3.160	2.740	2.880
3.100	2.760	2.880
3.020	2.800	2.880
2.980	2.900	2.880
2.980	2.920	2.940

CORTE 2 - (345°)

3.780	2.900	2.800
3.700	2.900	2.840
3.640	2.880	2.880
3.480	2.840	2.920
3.440	->2.830	2.960
3.440	2.810	3.000
3.370	2.790	3.020
3.320	2.760	3.060
3.240	2.740	3.100
3.180	2.720	3.160
3.120	2.710	3.300
3.120	2.700	3.380
3.080	2.680	3.220
3.060	2.730	3.200
3.060	2.760	3.160
3.040	2.760	3.240
3.080	2.720	3.360
3.100	2.720	3.320
3.100	2.680	3.320
->3.040	2.720	3.200
2.980	2.720	3.200
2.940	2.720	3.140

CORTE 3 - (340°)

3.780	2.880	2.620
3.700	2.860	2.700
3.640	2.840	2.720
3.520	2.820	2.800
3.360	2.810	2.760
3.360	2.790	2.760
3.320	2.770	2.840
3.280	2.740	2.840
3.240	2.720	2.920
3.160	2.710	2.940
3.080	2.700	2.940
3.080	2.690	2.920
3.120	2.680	3.000
3.060	2.680	3.000
2.980	=>2.680	3.000
2.960	2.680	3.000
2.960	2.670	3.080
3.040	2.660	3.000
3.020	2.660	3.060
3.000	2.660	2.960
=>2.920	2.640	3.000
2.900	2.600	2.960

CORTE 4 - (335°)

3.780		2.560
3.680		=>2.560
3.640		2.570
3.520		2.580
3.400		=>2.600
3.380	2.760	2.640
3.260	2.740	2.600
3.260	2.730	2.580
3.240	2.710	2.600
3.180	=>2.700	2.600
3.100	2.690	2.600
3.040	2.680	2.620
3.020	2.680	2.560
=>3.000	2.680	2.600
2.980	2.680	2.640
2.920	2.680	2.580
2.900	2.640	2.600
2.880	2.640	2.580
2.860	2.680	2.500
2.860	2.600	2.500
	2.600	2.500
	2.600	2.500

CORTE 5 (330°)

		2.690
3.780		2.660
3.680		2.640
3.640		2.620
3.520		2.600
3.440		2.560
3.320		2.560
3.200	2.760	2.560
3.200	2.750	->2.540
3.200	2.750	2.520
3.200	2.750	2.500
3.140	2.760	2.480
3.020	2.780	2.470
2.980	2.800	2.460
2.980	2.810	2.450
=>2.940	2.810	=>2.440
2.910	2.810	2.440
2.900	2.800	2.440
2.880	2.780	2.440
2.840	2.750	2.440
	2.740	2.440
	=>2.730	2.440
	2.710	2.440

CORTE 6 - (325°)

3.780		2.680
3.660		2.660
3.600		2.630
3.500		2.620
3.400		2.610
3.320		2.600
3.260	2.800	2.560
3.160	2.820	2.540
3.160	2.840	2.500
3.160	2.860	2.500
3.080	2.860	2.520
3.000	2.860	2.520
2.960	2.860	2.560
2.920	2.860	2.600
2.910	2.840	2.620
=>2.890	2.830	2.520
2.860	2.810	2.600
	2.790	2.720
	2.770	2.840
	2.700	2.840
	2.720	2.780
	=>2.700	2.800

CORTE 7 (320°)

3.780		2.600
3.660		2.600
3.580		2.600
3.480		2.580
3.400		2.580
3.320		2.580
3.260		2.580
3.180	2.880	2.600
3.080	2.900	2.600
3.100	2.900	2.620
3.040	2.900	2.640
2.980	2.900	2.660
2.940	2.860	2.680
2.910	2.890	2.700
=>2.880	2.840	2.720
	2.860	2.740
	2.820	2.760
	2.780	2.760
	=>2.740	2.760
	2.700	2.760
	2.640	2.760
	2.620	2.760

CORTE 8 - (315°)

3.780		2.640
3.680		2.640
3.560		2.640
3.480		2.640
3.400		2.660
3.320		2.670
3.200	2.910	2.680
3.160	2.960	2.690
3.120	2.970	2.700
3.060	2.940	2.710
3.000	2.920	2.730
2.960	2.880	2.750
2.940	2.820	2.760
=>2.910	2.780	2.750
2.880	2.700	2.730
	2.720	2.720
	=>2.700	2.720
	2.680	2.720
	2.670	->2.720
	2.660	2.720
	2.650	2.720
	2.640	2.72

CORTE 9 (310")

3.780		2.640
3.660		2.640
3.520		2.640
3.480		2.640
3.380	2.880	2.680
3.300	2.900	2.680
3.220	2.910	2.680
2.180	2.920	2.680
3.080	2.920	2.680
3.040	2.910	2.680
=>3.000	2.900	2.680
2.960	2.890	2.680
2.920	=>2.860	2.680
2.880	2.780	2.680
	2.700	2.680
	2.640	2.680
	2.680	2.680
	2.680	>2.680
	=>2.640	2.680
	2.640	2.680
	2.640	2.700
	2.640	2.740

CORTE 10 - (305°)

3.780		2.640
3.660		2.640
3.520		2.640
3.460		2.640
3.360	2.880	2.640
3.280	2.880	2.640
3.200	2.880	2.650
3.160	2.880	2.660
3.080	2.880	2.660
3.000	2.860	2.660
2.960	=>2.840	2.670
=>2.940	2.880	2.680
	2.800	2.640
	2.740	2.560
	2.700	2.560
	2.600	2.580
	2.600	2.560
	2.640	->2.540
	->2.630	2.520
	2.630	2.480
	2.640	2.440
	2.640	2.400

CORTE 11 - (300°)

3.780		2.620
3.660		2.620
3.520	2.840	2.620
3.440	2.850	2.620
3.340	2.860	2.600
3.280	2.880	2.610
3.200	2.900	2.610
3.120	2.910	2.620
3.080	2.920	2.620
3.040	2.910	2.620
2.960	2.880	2.610
=>2.920	=>2.840	->2.560
2.880	2.760	2.400
	2.740	2.440
	2.700	2.420
	2.660	2.400
	->2.630	2.400
	2.620	2.360
	2.600	2.320
	2.600	2.340
	2.600	2.360
	2.620	2.360

CORTE 12 - (295°)

3.780		2.520
3.640		2.560
3.520	2.840	2.560
3.400	2.840	2.560
3.320	2.860	2.560
3.280	2.880	2.560
3.200	2.880	2.550
3.120	2.880	2.540
3.040	2.880	2.530
2.960	2.880	->2.520
2.920	2.860	2.480
=>2.880	=>2.840	2.480
	2.820	2.400
	2.760	2.340
	2.680	2.300
	->2.630	2.280
	2.620	2.250
	2.610	2.320
	2.600	2.320
	2.600	2.320
	2.580	2.320
	2.560	2.320

CORTE 13 - (290°)

3.780		2.580
3.660		2.570
3.540		2.560
3.360	2.840	2.520
3.280	2.850	2.400
3.240	2.860	2.400
3.160	2.860	2.460
3.080	2.860	2.500
3.020	2.850	2.520
= 3.000	2.850	2.480
2.960	= 2.840	2.400
2.910	2.800	2.320
2.880	2.720	2.400
	2.680	2.440
	2.600	2.400
	2.610	2.320
	2.620	2.240
	2.620	2.160
	2.610	2.260
	2.600	2.360
	2.590	2.400
	2.580	2.440

CORTE 14 (285°)

3.780		2.540
3.640		2.520
3.540		2.480
3.400		2.460
3.280	2.800	2.500
3.180	2.800	2.460
3.160	2.800	2.460
3.080	2.840	2.450
3.020	2.840	2.440
2.980	2.760	2.440
2.920	2.760	2.440
=>2.880	2.760	2.400
	2.660	2.280
	2.640	2.240
	2.640	2.280
	2.600	2.280
	=>2.520	2.120
	2.560	2.040
	2.580	2.240
	=>2.580	2.360
	2.570	2.360
	2.560	2.360

CORTE 15 - (280°)

3.780		2.320
3.640		2.320
3.520		2.280
3.420		2.320
3.280		2.280
3.200		2.240
3.100		2.200
3.040	2.880	2.260
3.000	2.880	2.340
2.960	2.840	2.300
2.920	2.840	2.200
2.900	2.680	2.080
=>2.880	2.700	2.240
	2.660	2.160
	2.600	2.160
	2.580	2.280
	2.520	2.360
	=>2.480	2.260
	2.440	->2.360
	2.400	2.360
	2.360	2.340
	2.360	2.360

CORTE 16 - (275°)

3.780		2.400
3.660		2.400
3.520		2.360
3.400	2.880	2.280
3.300	2.880	2.240
3.200	2.840	2.200
3.140	=>2.840	2.160
3.080	2.800	2.200
3.040	2.780	2.280
3.000	2.760	2.320
2.960	2.720	2.390
2.920	2.700	2.360
=>2.880	2.680	2.200
	2.630	2.130
	2.560	2.160
	2.580	2.320
	2.560	2.360
	2.560	2.340
	2.540	->2.340
	2.500	2.340
	2.480	2.360
	2.440	2.360

3.780		2.360
3.660		2.320
3.450	2.840	2.360
3.400	2.860	2.340
3.340	2.900	2.200
3.260	2.930	2.160
3.200	2.940	2.160
3.120	2.940	2.260
3.040	=>2.930	2.360
3.000	2.880	-->2.400
2.920	2.800	2.400
=>2.900	2.720	2.380
2.860	2.640	2.350
	2.600	2.300
	2.580	2.320
	2.560	2.360
	2.520	2.320
	2.500	2.200
	2.480	2.200
	2.460	2.280
	2.430	2.320
	2.400	2.360

CORTE 18 - (265°)

3.780		2.360
3.660		2.300
3.540	=>2.860	2.320
3.440	2.900	2.300
3.360	2.910	2.240
3.260	2.920	2.800
3.160	2.940	2.200
3.100	2.930	2.200
3.060	2.840	2.320
3.000	2.760	2.320
2.940	2.720	2.320
=>2.860	2.640	2.360
	2.580	2.360
	2.570	2.360
	2.550	=>2.360
	2.520	2.360
	2.480	2.360
	2.460	2.360
	2.440	2.360
	2.420	2.360
	2.390	2.320
	2.380	2.280

CORTE 19 - (260°)

3.780		2.280
3.660		2.320
3.540	=>2.880	2.320
3.440	2.900	2.300
3.340	2.920	2.320
3.200	2.950	2.280
3.120	2.960	2.320
=>3.080	2.960	2.320
3.040	2.800	2.280
3.000	2.720	2.240
2.960	2.720	2.240
2.880	2.600	=>2.280
	2.560	2.320
	2.520	2.320
	2.520	2.320
	2.500	2.320
	2.470	2.320
	2.440	2.320
	2.400	2.340
	2.340	2.360
	2.320	2.360
	2.300	2.400

CORTE 21 - (250°)

3.780		2.400
3.660		2.360
3.540	2.880	2.360
3.420	2.900	2.360
3.320	2.920	2.360
3.220	2.960	2.320
3.140	=>2.960	2.320
=>3.100	2.840	2.320
3.040	2.720	2.320
2.980	2.600	2.320
2.920	2.580	2.320
2.900	2.560	2.320
2.840	2.480	2.320
	2.440	2.320
	2.440	2.320
	2.440	2.320
	2.440	2.360
	2.440	2.360
	2.400	->2.360
	2.400	2.360
	->2.400	2.360
	2.400	2.360

CORTE 22 - (245°)

3.780		2.360
3.660		2.360
3.540	2.800	2.360
3.420	=>2.800	2.340
3.340	2.760	2.340
3.240	2.760	2.320
3.140	2.660	2.280
=>3.080	2.560	2.280
3.040	2.480	2.300
3.000	2.520	2.320
2.940	2.560	2.320
2.920	2.620	2.340
2.880	2.600	2.340
2.840	2.560	2.360
	=>2.520	2.380
	2.500	2.380
	2.460	2.400
	2.440	2.400
	2.400	2.440
	2.400	2.440
	2.360	=>2.440
	2.360	2.440

CORTE 23 -- (240°)

3.780		2.400
3.660		2.400
3.520	2.760	2.380
3.420	2.660	2.360
3.320	2.600	2.320
3.240 [*]	2.560	2.330
3.160	=>2.560	2.340
=>3.080	2.700	2.360
3.040	2.720	2.400
3.000	2.780	2.460
2.950	2.700	2.460
2.930	2.640	2.400
2.900	2.600	2.400
2.860	2.580	2.560
	2.560	2.560
	2.520	2.560
	2.480	2.680
	2.440	2.640
	2.430	2.600
	2.420	2.520
	2.410	2.600
	2.400	2.720

CORTE 24 (235°)

3.780		2.400
3.660		2.400
3.520		2.400
3.440	2.720	2.400
3.340	2.640	2.320
3.240	2.600	2.360
3.140	2.600	2.380
3.080	2.720	2.480
3.040	2.760	2.560
3.000	2.880	2.600
=>2.970	2.800	2.660
2.940	2.700	2.740
	2.640	2.760
	2.600	2.680
	2.560	2.660
	2.520	2.800
	2.480	3.000
	2.440	2.880
	2.440	2.740
	2.440	2.920
	2.440	3.040
	2.440	3.040

CORTE 25 - (230°)

3.780		2.440
3.660		2.420
3.560		->2.400
3.480		2.360
3.360	=>2.760	2.360
3.260	2.660	2.460
3.160	2.540	2.540
3.080	2.700	2.640
3.060	2.760	2.680
3.040	2.880	2.640
=>3.000	2.920	2.640
2.960	2.800	2.680
	2.700	2.740
	2.680	2.760
	2.640	2.760
	2.580	2.800
	2.540	2.860
	2.500	2.960
	2.480	3.160
	2.470	3.160
	->2.460	3.080
	2.450	3.120

CORTE 26 - (225°)

3.780		2.440
3.680		2.440
3.560		2.430
3.500		2.420
3.380		2.340
3.260		2.400
3.160	= 2.720	2.410
3.120	2.600	2.420
3.080	2.700	2.420
3.040	2.840	2.430
= > 3.000	2.860	2.440
	3.000	2.520
	2.880	2.640
	2.800	2.680
	2.740	2.740
	2.680	2.720
	2.620	2.640
	2.560	2.740
	2.540	2.840
	2.560	3.000
	2.520	3.040
	2.500	2.960

CORTE 27 - (220°)

3.780		2.500
3.680		2.480
3.560		->2.460
3.520		2.460
3.400		2.440
3.280		2.360
3.180	2.760	2.460
3.120	2.720	2.460
=>3.070	=>2.700	->2.460
3.040	2.760	2.520
	2.840	2.620
	2.960	2.560
	3.000	2.460
	2.960	2.520
	2.840	2.640
	2.780	2.760
	2.720	2.780
	2.640	2.680
	2.600	2.680
	2.540	2.740
	2.520	2.740
	2.480	2.700

CORTE 2B -- (215°)

3.780		2.560
3.680		2.540
3.600		2.520
3.540		2.480
3.400		->2.440
3.280		2.440
3.180	2.760	2.460
=>3.100	2.720	2.460
3.080	2.680	2.460
3.040	2.720	2.460
3.000	2.820	2.460
	2.860	2.460
	=>2.920	2.460
	2.980	2.420
	3.000	2.440
	3.000	2.440
	2.960	2.440
	2.880	2.440
	2.780	2.440
	2.720	2.440
	2.660	2.440
	2.600	2.480

CORTE 29 (210°)

3.780		2.600
3.660		2.560
3.540		2.540
3.400		2.520
3.240	=>2.800	2.520
3.160	2.700	2.520
=>3.120	2.700	2.510
3.120	=>2.760	2.500
3.070	2.820	2.500
3.040	2.880	2.500
3.000	2.880	2.490
	2.860	2.480
	2.880	2.460
	2.900	2.450
	2.920	2.440
	2.940	2.440
	2.920	2.440
	2.880	2.440
	2.800	2.440
	2.740	2.440
	2.700	2.460
	2.680	2.480

CORTE 30 - (205°)

BIBLIOTECA

3.780		2.740
3.700		2.700
3.660		2.660
3.520		2.640
3.360		->2.600
=>3.220		2.580
3.140	2.800	2.560
3.160	2.720	2.560
3.120	2.780	2.580
3.120	2.880	2.560
3.060	2.960	2.540
3.000	3.000	2.520
2.980	3.000	2.500
2.980	2.960	2.520
2.960	2.900	2.520
2.920	2.880	2.520
2.880	2.880	2.500
	2.860	2.480
	=>2.840	2.480
	2.820	2.480
	2.800	2.480
	2.780	2.480

SANGOLQUI

CORTE 31 (200")

		2.820
3.780		2.780
3.720		2.740
3.640		2.720
3.520		2.680
3.360		2.660
=>3.400		2.630
3.360		2.620
3.400	2.800	2.600
3.380	2.720	2.600
3.340	=>2.800	2.600
3.270	2.920	2.600
3.250	3.000	2.570
3.240	3.020	2.550
3.230	=>3.020	2.540
3.180	3.020	2.520
3.160	3.000	2.520
3.140	2.980	2.520
3.140	2.960	2.520
3.100	2.940	2.520
	2.900	2.520
	2.860	->2.520
	2.840	

CORTE 32 - (195°)

3.780		2.880
3.720		2.840
3.640		2.840
3.500		2.820
3.320		2.800
=>3.200		2.760
3.200		2.720
3.280		2.720
3.260		2.720
3.180	2.800	2.700
3.120	2.800	2.680
3.100	2.900	2.660
3.120	2.900	2.640
3.060	=>2.920	2.620
3.000	2.960	2.620
3.020	3.000	2.600
3.020	3.080	2.590
3.020	3.080	2.590
2.960	3.020	2.590
	3.020	2.580
	=>2.960	=>2.580
	2.900	2.560

CORTE 33 - (190°)

		EN	SA
3.780		3.120	
3.780		3.120	
3.680		3.140	
3.480		3.120	
3.320		3.100	
3.200		3.060	
3.280	2.800	3.020	
3.380		2.960	
3.320		2.900	
3.240		2.860	
3.160		2.840	
3.140		2.800	
3.140		2.800	
3.100		2.780	
3.060		2.740	
3.100		2.760	
3.100		2.740	
3.040		2.700	
2.980		2.720	
=>2.980		2.700	
	=>3.000	2.700	
	3.080	2.680	

CORTE 34 (185°)

PANECILLO

3.780		2.960
3.780		3.000
3.680		3.000
3.480		3.040
3.320		3.080
3.200	2.960	3.080
3.380	2.960	3.120
3.440	2.960	3.120
3.400	2.880	=>3.120
3.200		3.120
3.200		3.120
3.180		3.120
3.160		3.100
3.160		3.020
3.180		2.980
3.120		2.960
3.080		2.920
3.040		2.920
=>3.060		2.900
		2.900
		2.900
	2.940	2.900

CORTE 35 - (180°)

3.780	3.020	
3.780	3.060	
3.680	3.000	
3.500		
3.320		
3.270		2.880
3.400		2.920
3.520		3.000
3.480		3.040
3.380		= > 3.020
3.300		3.080
3.260		3.080
3.280		3.080
3.220		3.040
3.240		3.120
3.240		3.120
= > 3.200		3.100
3.120	2.800	3.080
3.140	2.800	3.100
3.160	2.800	3.100
3.040	2.800	3.100
3.020		3.080

CORTE 36 (175")

3.780	=>3.100	2.840
3.780	3.220	2.840
3.680	3.200	2.840
3.500	3.080	2.840
3.360	3.000	=>2.840
3.240		2.840
3.400		2.850
3.580		2.850
3.560		2.850
3.400		2.860
3.400		2.860
3.380		2.860
3.360		2.880
3.340		2.880
3.380		2.890
3.380		2.890
3.300		2.900
3.240		2.900
3.200		2.900
3.120		2.900
3.080	2.820	2.900
3.100	=>2.800	2.900

CORTE 37 - (170°)

3.780	3.280	2.840
3.780	3.320	2.840
3.680	3.200	2.840
3.500	3.160	2.860
3.380	3.160	2.860
3.260	3.100	2.860
3.400	3.120	2.860
3.600	3.080	->2.880
3.600	3.000	2.890
3.560	2.960	2.890
3.480	=>2.960	2.880
3.500		2.880
3.480		2.880
3.480		2.900
3.480		2.910
3.520		2.920
3.400		2.930
3.340	=>2.840	2.940
3.300	2.840	2.940
3.200	2.850	2.950
3.240	->2.840	2.960
3.200	2.840	2.960

CORTE 38 - (165°)

3.780	3.400	=>2.880
3.800	3.400	2.920
3.700	3.400	2.900
3.520	3.440	2.880
3.380	3.400	2.880
3.260	3.320	2.880
3.440	3.260	2.880
3.600	3.200	2.880
3.680	3.120	2.880
3.640	3.060	2.880
3.600	3.000	2.880
3.600	2.940	=>2.900
3.560	2.960	2.920
3.560	2.920	2.920
3.580	2.940	2.920
3.520	3.000	2.930
3.480	2.980	2.940
3.460	2.940	2.940
3.440	2.920	2.950
3.360	2.900	2.960
3.400	2.890	2.960
3.340	2.880	2.890

CORTE 39 - (233°)

TRANSMISOR - ESTUDIO - ECUAVISA

3.780		2.420
3.660		2.420
3.540		2.400
3.466	ESTUDIO-ECUAVISA =>2.780	2.340
3.380	2.700	2.360
3.260	2.660	2.440
3.160	2.520	2.420
3.080	2.680	2.400
3.040	2.760	2.440
3.020	2.860	2.500
=>2.980	2.880	2.600
2.960	2.760	2.580
	2.680	2.640
	2.640	2.800
	2.580	2.880
	2.540	2.880
	2.500	3.020
	2.480	2.900
	2.440	2.800
	2.440	3.000
	2.400	3.120
	2.420	3.180

CORTE 40 - (186°)

CIMA DEL PANECILLO

3.780		3.000
3.780		2.960
3.680		2.920
3.480		2.920
3.320	2.880	2.920
3.200	2.920	2.900
3.380	CIMA-PANECILLO 3.015,68	2.880
3.420	2.940	2.900
3.360	2.800	2.820
3.300		2.800
3.180		2.820
3.160		2.800
3.160		2.780
3.140		2.760
3.160		2.720
3.080		2.680
3.060		2.660
3.020		2.640
=>3.040		2.620
		2.620
		2.620
	->3.020	2.640

Con los datos de los cortes topográficos procedemos a graficar los perfiles en papel milimetrado, ya que no es necesario usar papel 4/3 debido a que la línea de vista es casi recta por ser distancias a cubrir relativamente pequeñas como se demuestra a continuación:

$$h = 0.5 d_1 d_2$$

h = curvatura de la tierra en pies

d_1 = distancia en millas a uno de los puntos en cuestión

d_2 = distancia en millas al otro punto en cuestión

Tomando:

$$d_1 + d_2 = 10.1 \text{ millas} = 16.25 \text{ km}$$

que es la distancia máxima a cubrir tenemos:

$$d_1 = 0.50 \text{ km} = 0.31 \text{ mi} \Rightarrow h = 0.46 \text{ m}$$

$$d_1 = 2.00 \text{ km} = 1.24 \text{ mi} \Rightarrow h = 1.67 \text{ m}$$

$$d_1 = 4.00 \text{ km} = 2.49 \text{ mi} \Rightarrow h = 2.89 \text{ m}$$

$$d_1 = 6.00 \text{ km} = 3.73 \text{ mi} \Rightarrow h = 3.62 \text{ m}$$

$$d_1 = 8.13 \text{ km} = 5.05 \text{ mi} \Rightarrow h = 3.89 \text{ m}$$

$$d_1 = 10.00 \text{ km} = 6.22 \text{ mi} \Rightarrow h = 3.68 \text{ m}$$

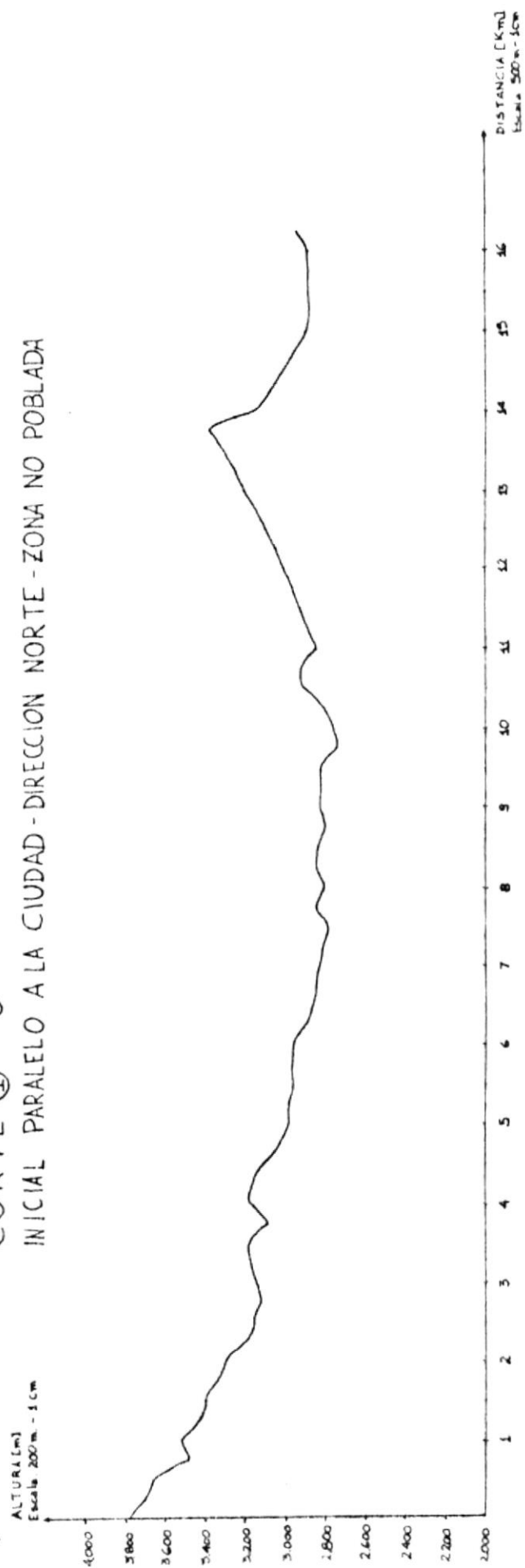
$$d_1 = 12.00 \text{ km} = 7.46 \text{ mi} \Rightarrow h = 3.00 \text{ m}$$

$$d_1 = 14.00 \text{ km} = 8.70 \text{ mi} \Rightarrow h = 1.86 \text{ m}$$

$$d_1 = 16.00 \text{ km} = 9.94 \text{ mi} \Rightarrow h = 0.24 \text{ m}$$

Los perfiles son mostrados a continuación:

CORTE ① 0°
 INICIAL PARALELO A LA CIUDAD - DIRECCION NORTE - ZONA NO POBLADA



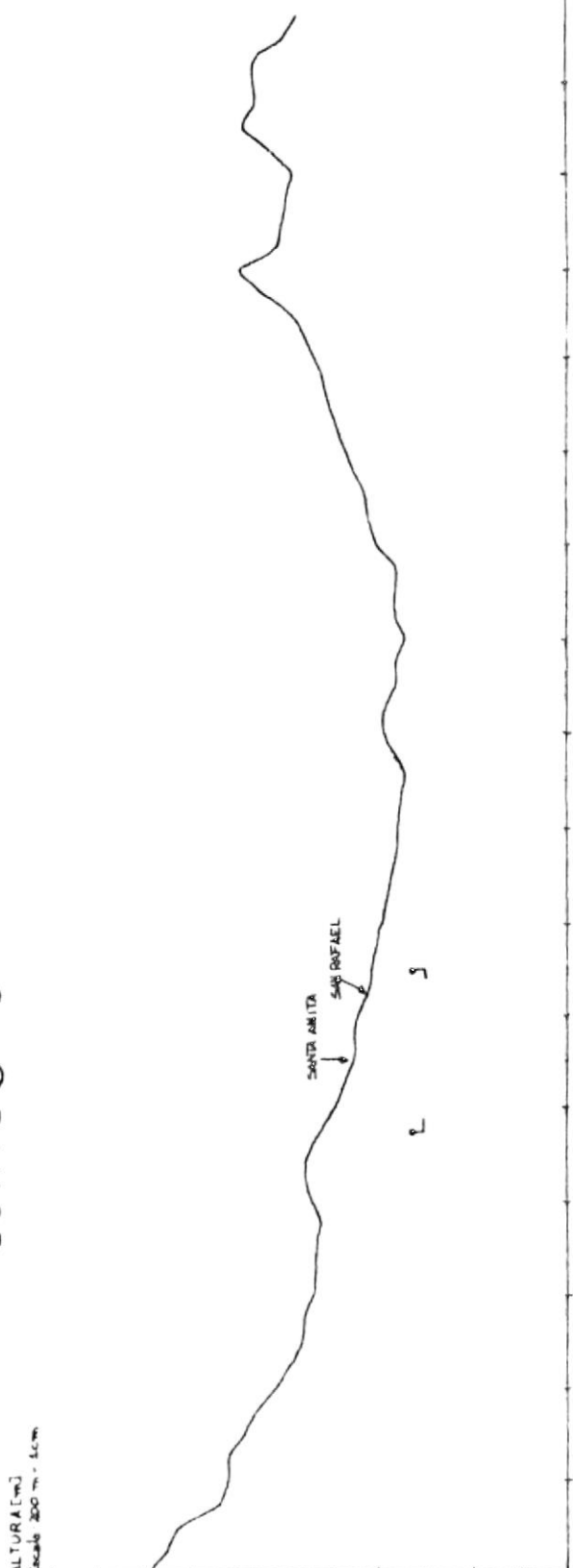
↑ LÍMITES DE LA CIUDAD DE GUITO ↓

↑ ÁREAS PUEBLADAS RURALES ↓

CORTE ② 5°

ALTURA (m)
Escala 200 m - 1 cm

4.000
3.800
3.600
3.400
3.200
3.000
2.800
2.600
2.400
2.200
2.000

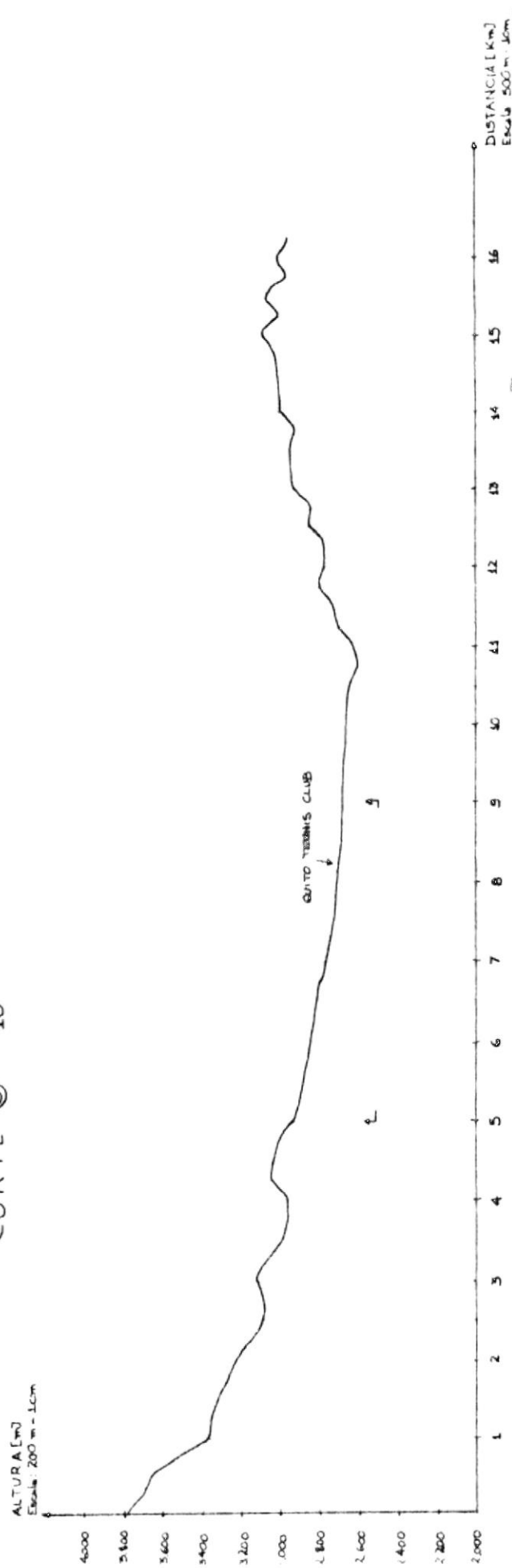


DISTANCIA (km)
Escala 500 m - 1 cm

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16

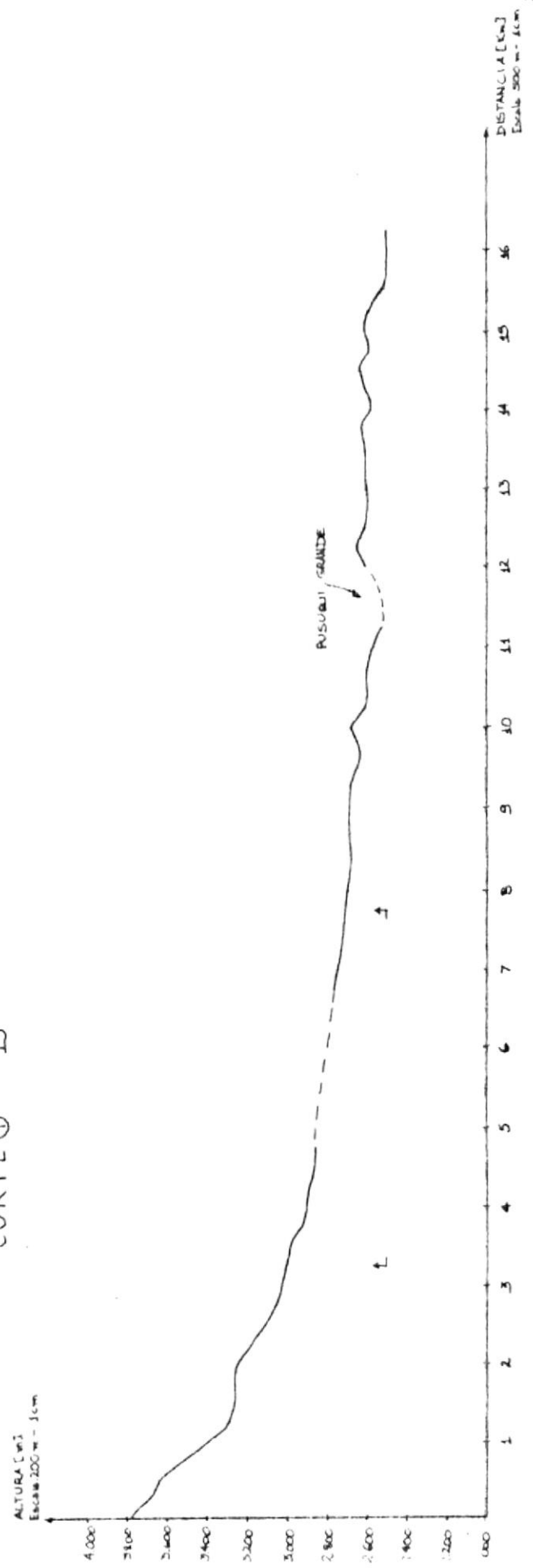
┌ LÍMITES DE LA CIUDAD DE QUITO ┐
└ ÁREAS POBLADAS RURALES ┘

CORTE ③ 10°

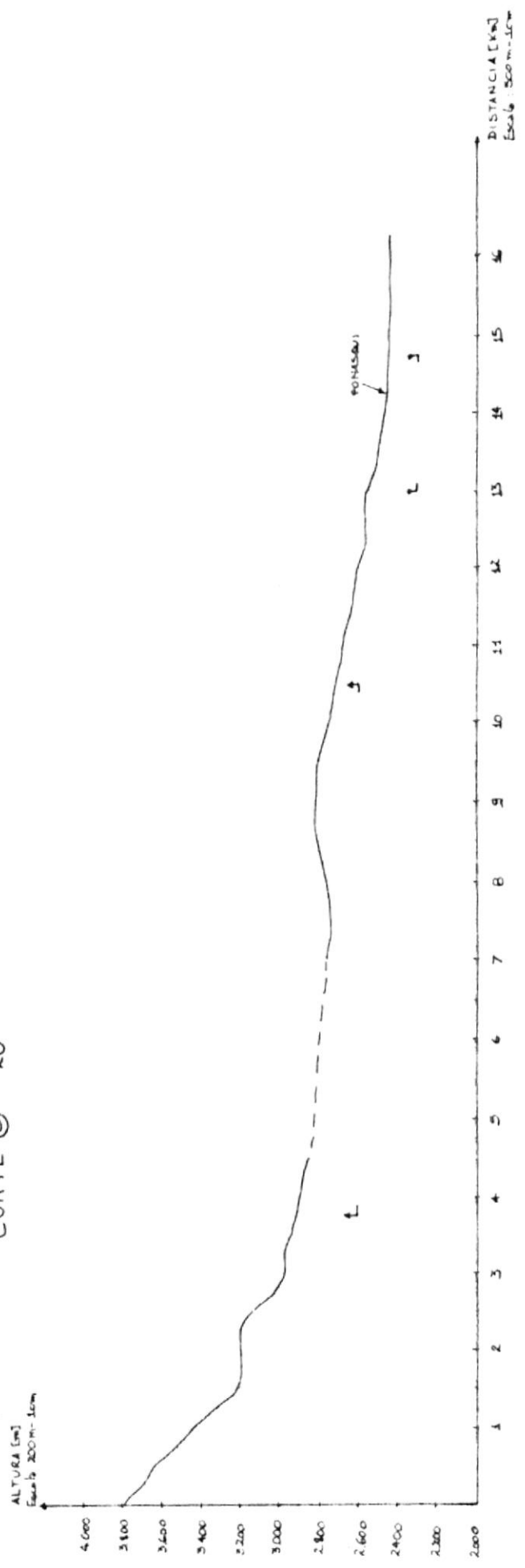


¡LÍMITES DE LA CIUDAD DE QUITO ¡
[ÁREAS PUEBLAS RURALES]

CORTE ④ 15°

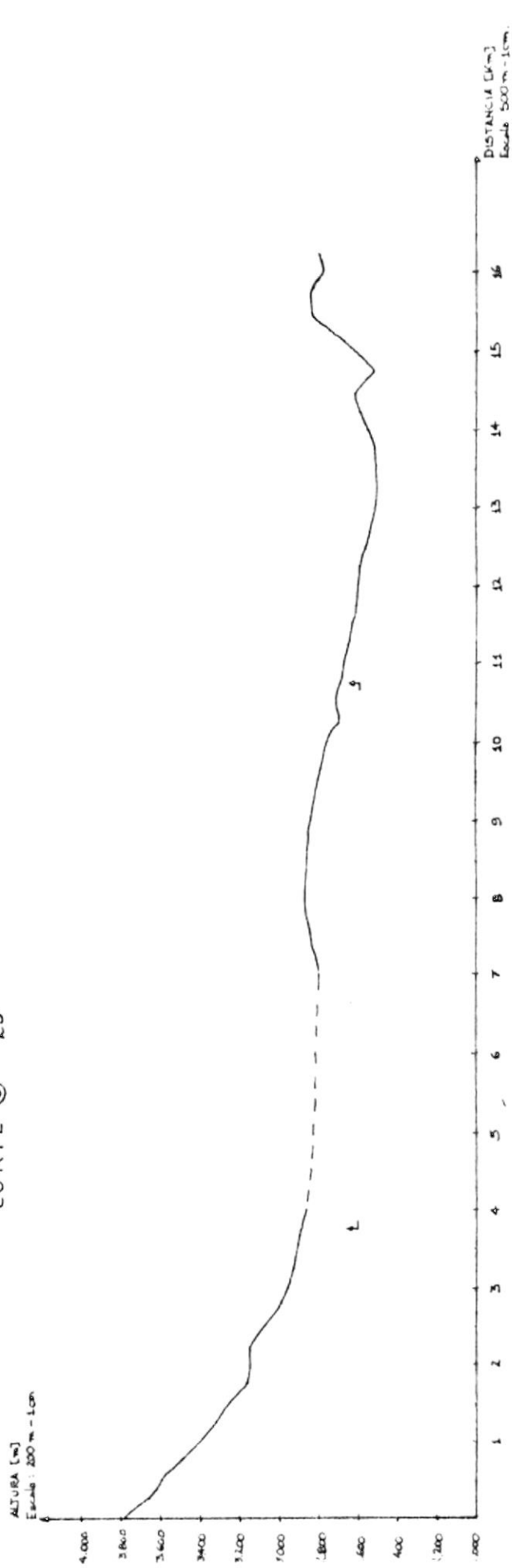


CORTE ⑤ 20°



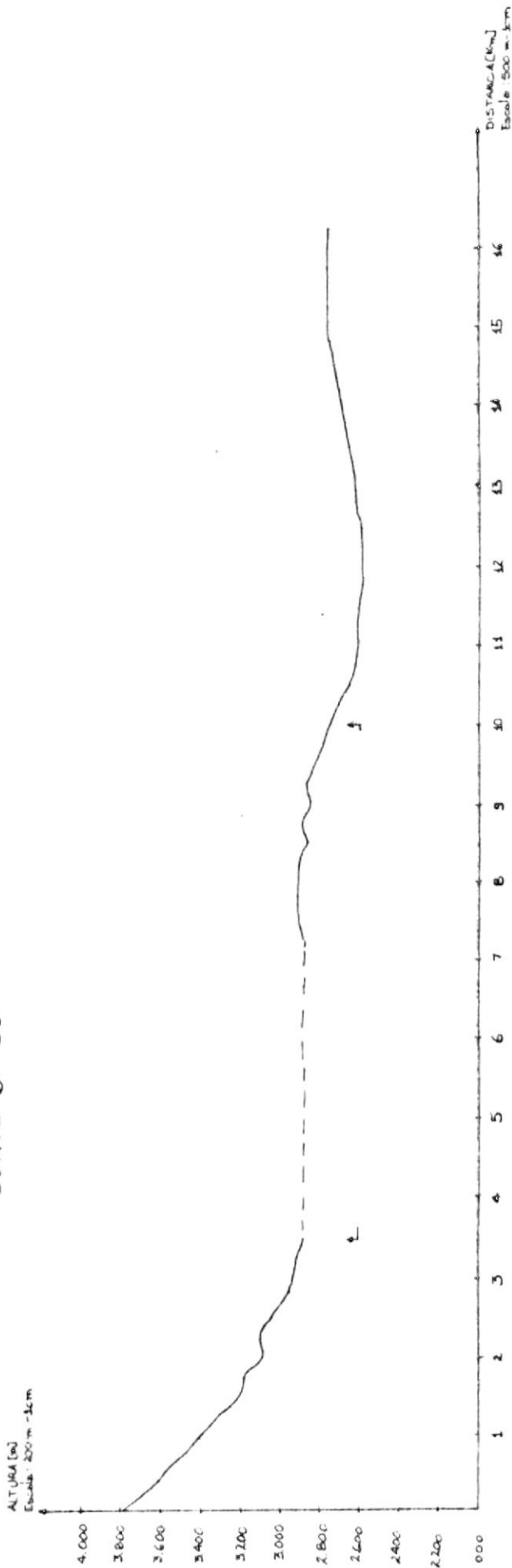
↑ LÍMITES DE LA CUBA DE GUATE ↑
 [ARREAS REGULARES RURALES]

CORTE @ 25°



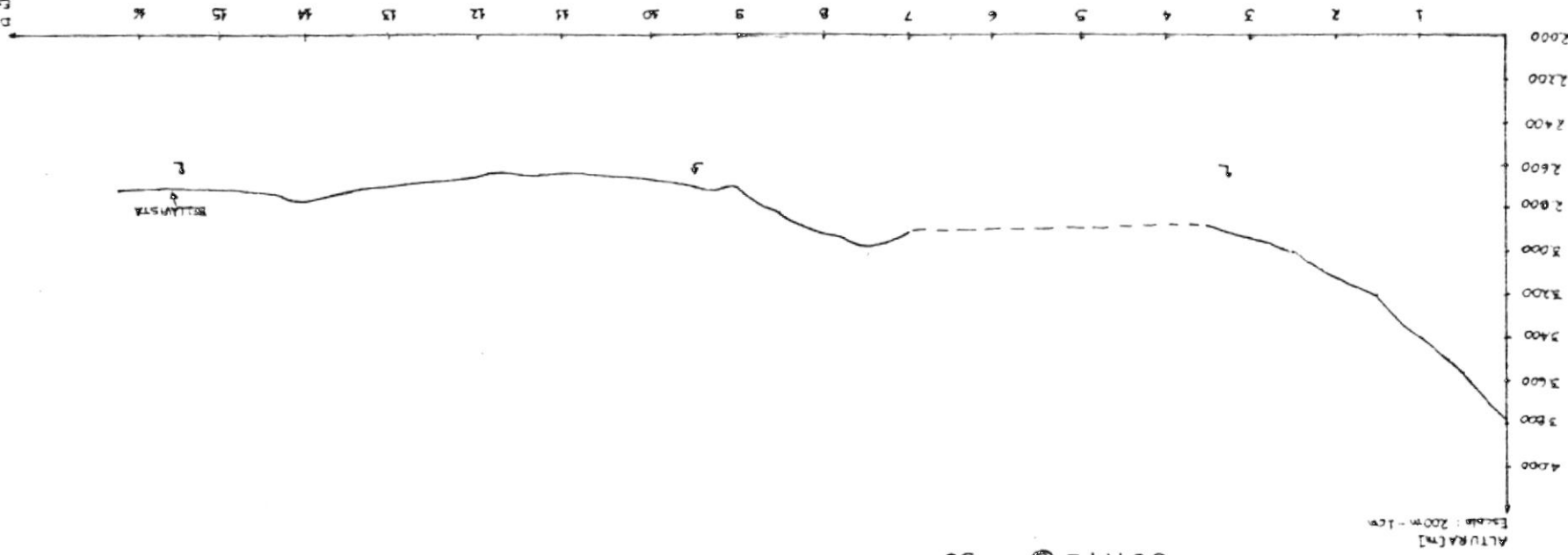
4. LIMITES DE LA CIUDAD DE QUITO J
1. AREAS POBLADAS RURALES J

CORTE ① 30'



● LÍMITES DE LA CIUDAD DE BUITO ●
 I ÁREAS PROYECTADAS BUQUES I

LIMITES DE LA CIUDAD DE QUITO
[AREAS PROYECTAS ADJUNTES]

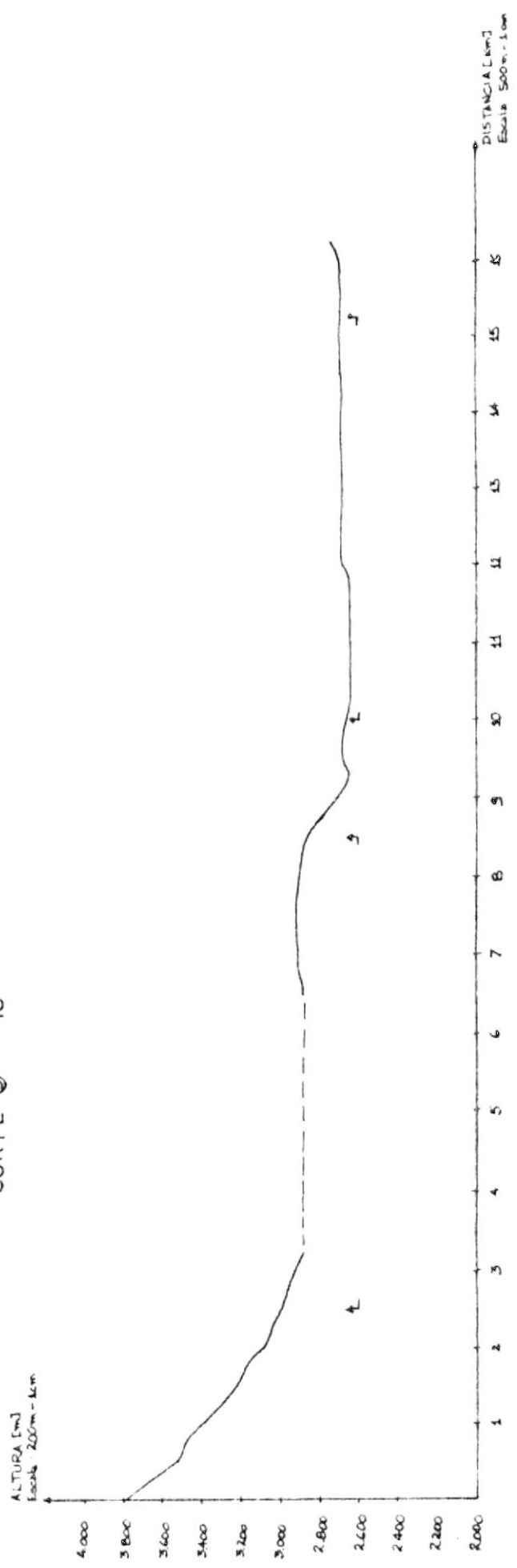


CORTE 35

210

ESTACIONES

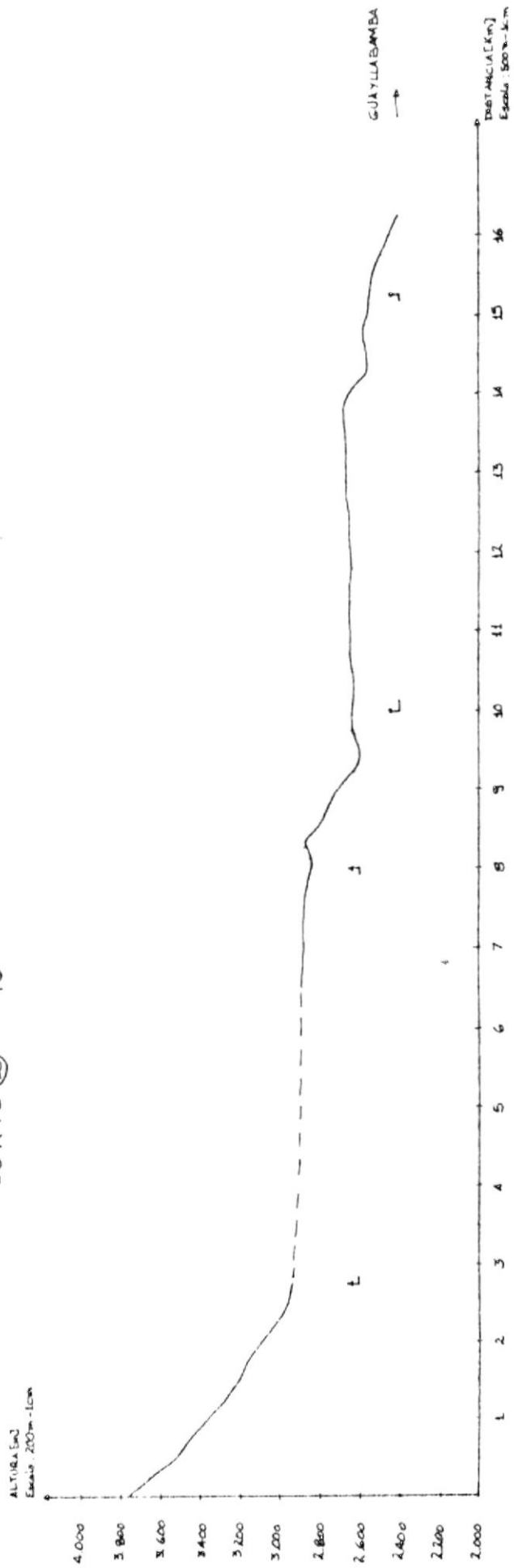
· CORTE ③ 40°



L LIMITE DE LA CIUDAD DE QUINDO

L AREAS FORMADOS RURALES

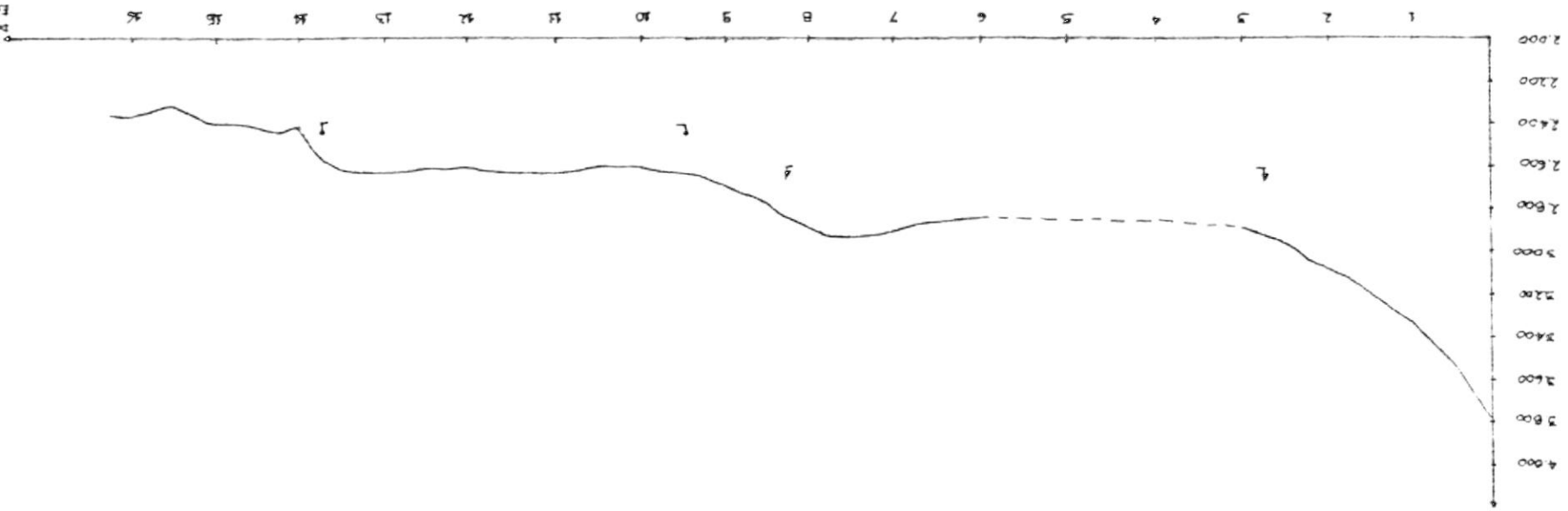
CORTE ⑩ 45°



LÍMITES DE LA CIUDAD DE QUITO
 ÁREAS PUEBLADO RURALES

222

ESTACION (KM)
Escala 500 m = 1 cm

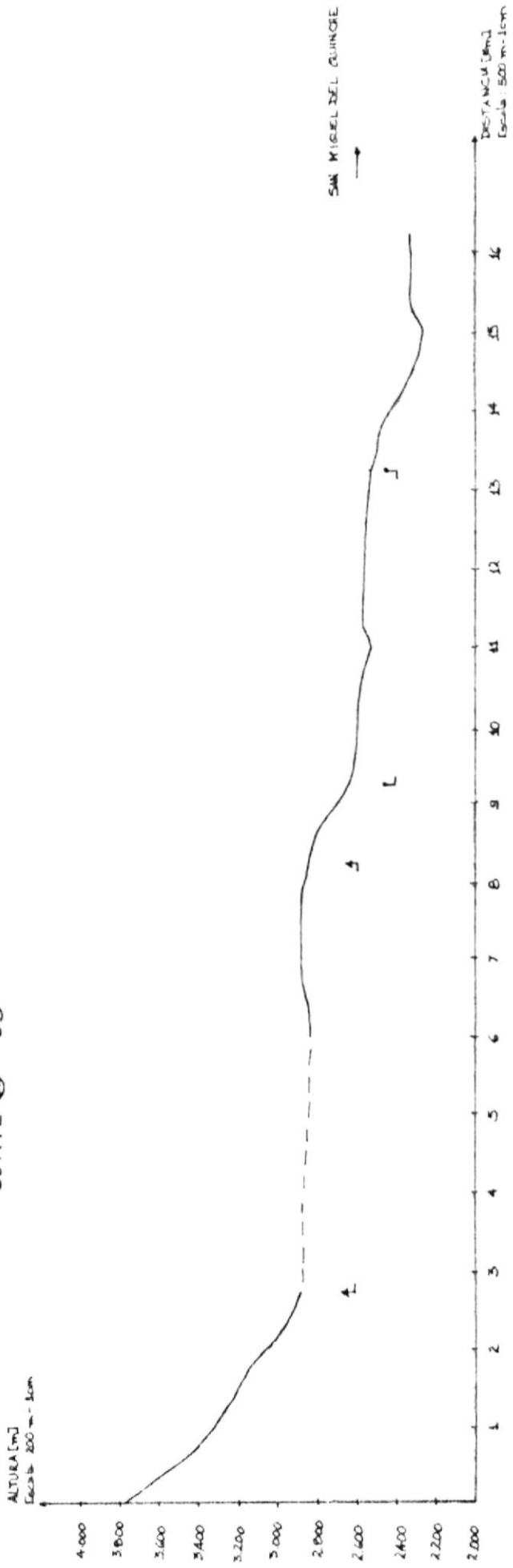


CORTE ⑪ 50°

LIMITES DE LA CIUDAD DE QUITO
LARGO PUEBLOS RURALES J

ALTURA (m)
Escala 100 m = 1 cm

CORTE ⑫ 55°

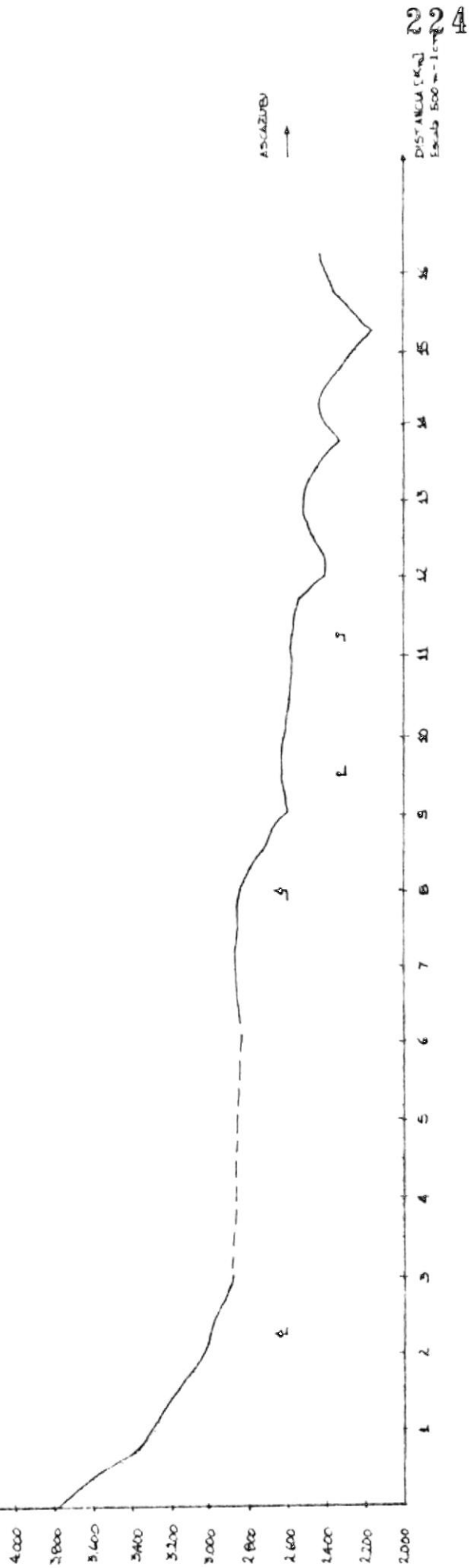


↑ LÍMITES DE LA CIUDAD DE BUITO ↓

↑ ÁREAS POBLADAS RURALES ↓

CORTE 13 60°

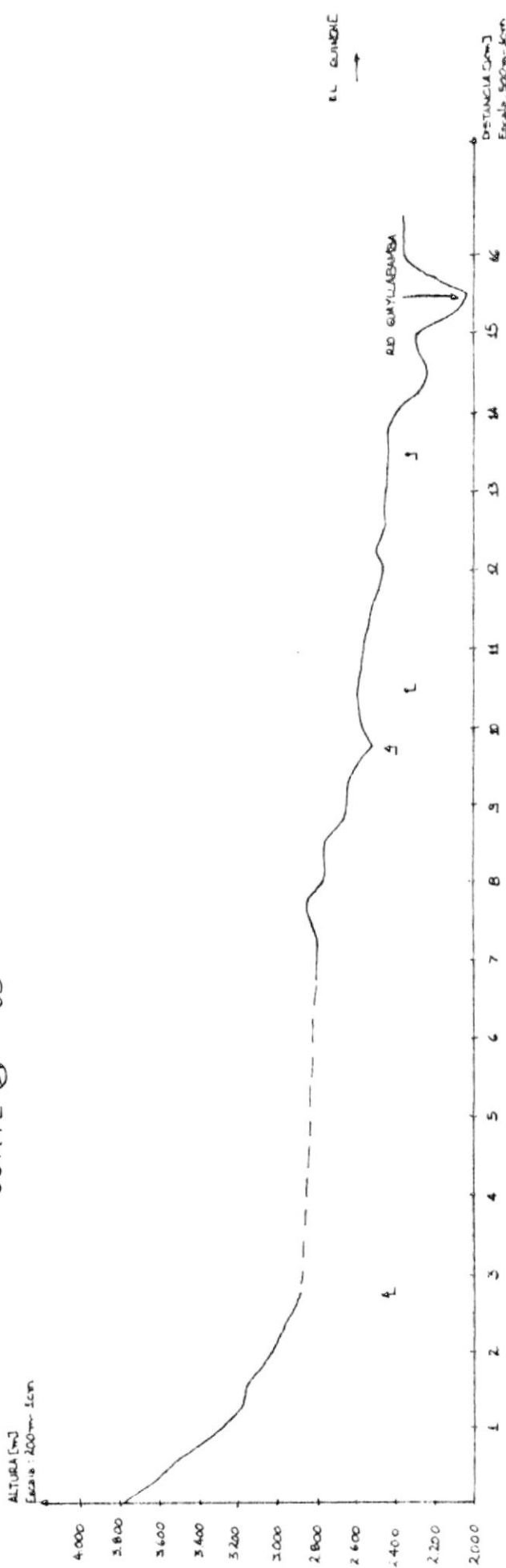
ALTURA [m]
Escala: 1:100 m = 1 cm



1 LÍMITES DE LA CIUDAD DE GUATOZACÁN

2 ÁREAS VERDEADAS SURVIVIENTES

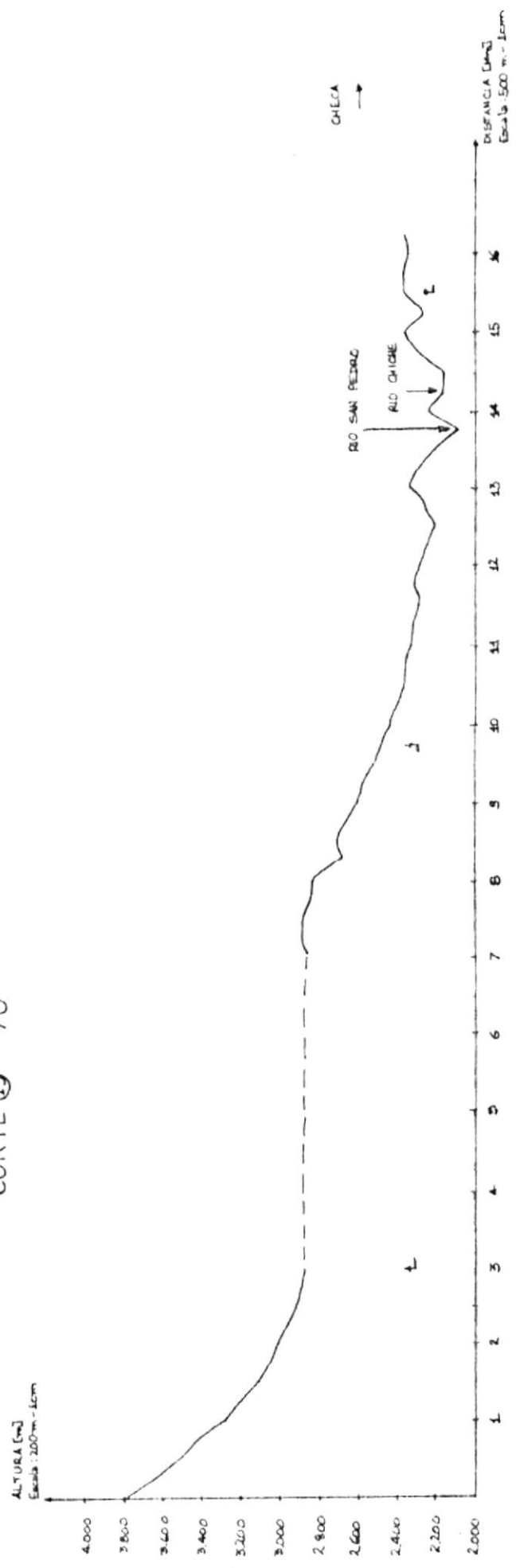
CORTE 14 65°



4. LÍMITES DE LA CIUDAD DE BUÑO J
 5. AREAS PUEBLOS RURALES J

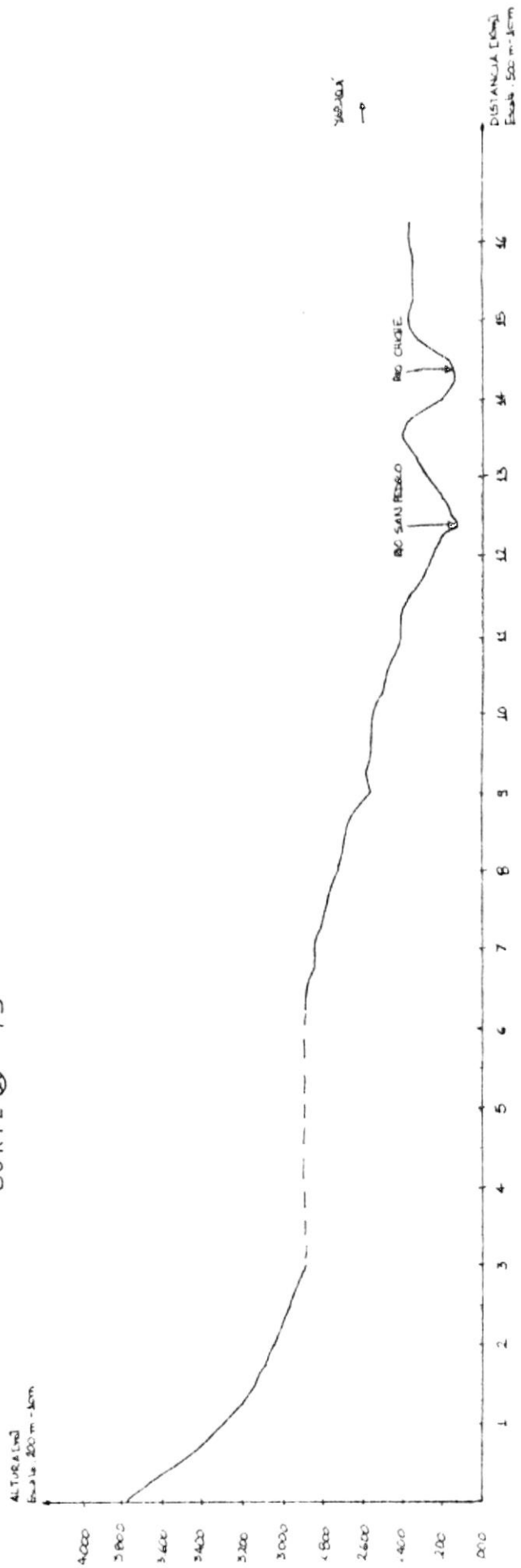
225
 65

CORTE 15 70°



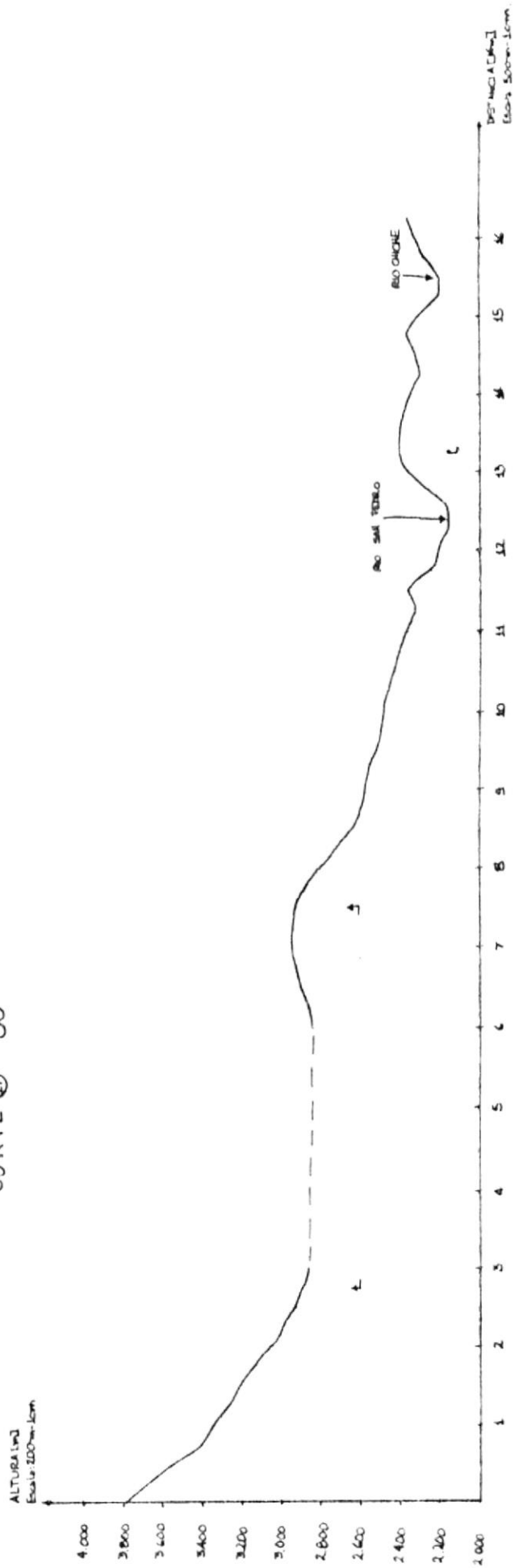
LÍMITES DE LA CIUDAD DE AUNO J
LÍMITES PUEBLAS RURALES J

CORTE ⑩ 75°



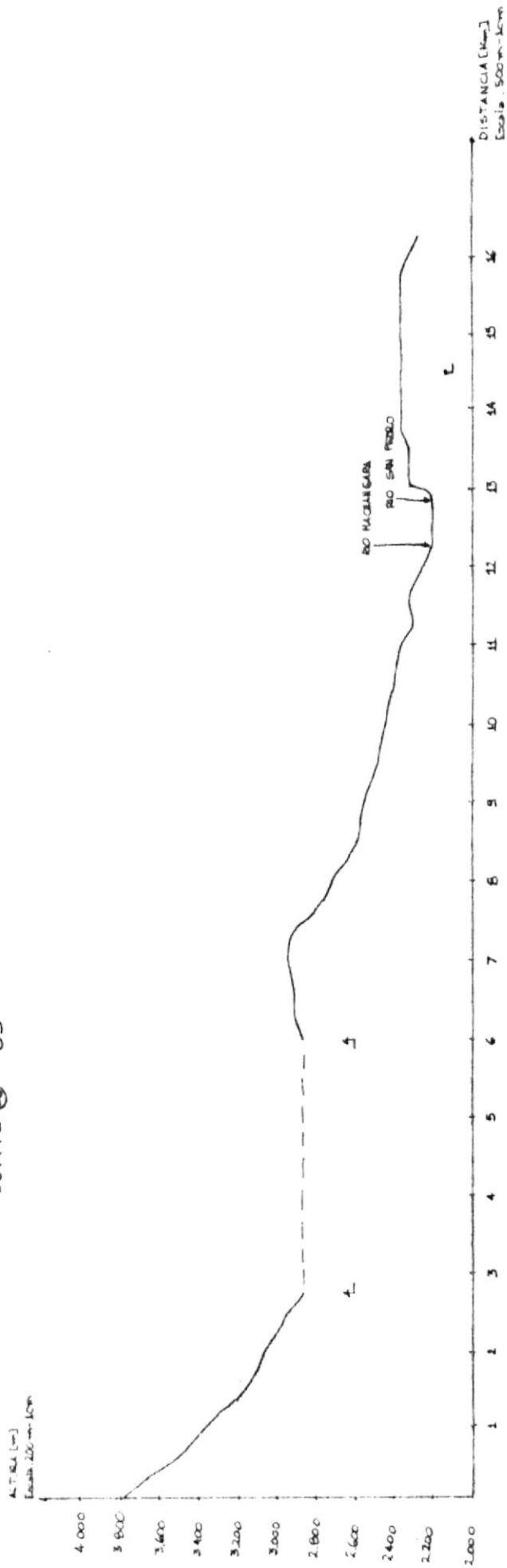
LIMITES DE LA CUENCA DE QUINTO S
LARENAS TROBANDAS BURALLES J

CORTE @ 80°



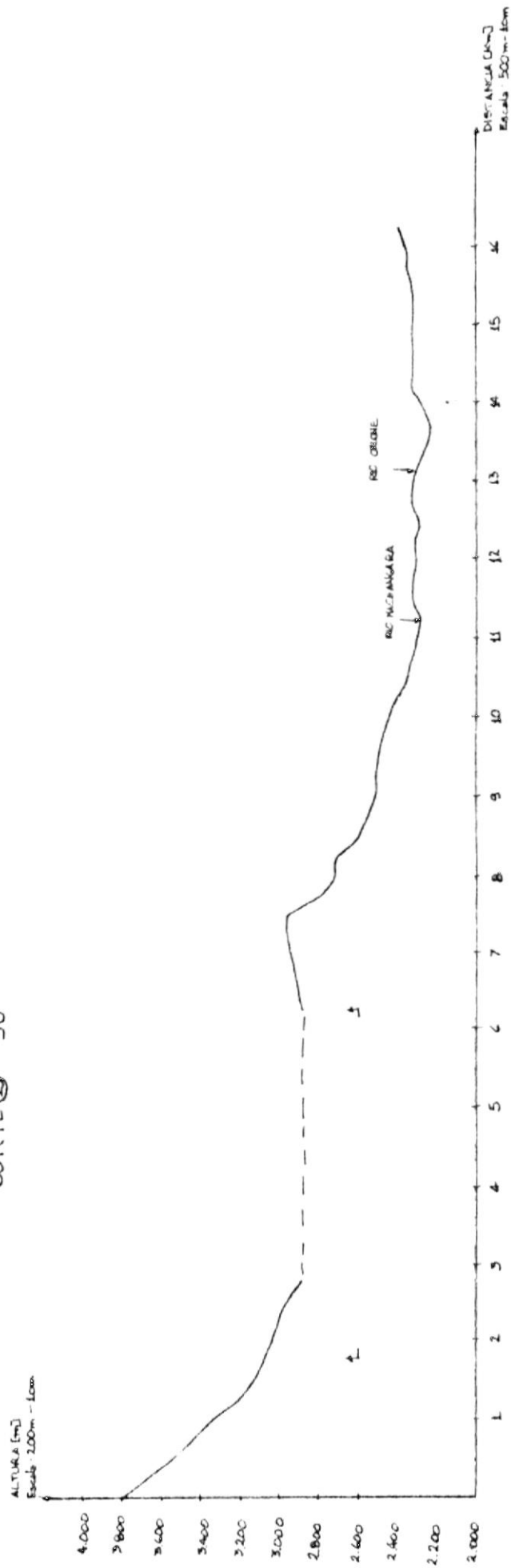
▲ LÍMITES DE LA CIUDAD DE QUITO J
 LUGARES PUEBLAS RURALES J

CORTE 18 85°



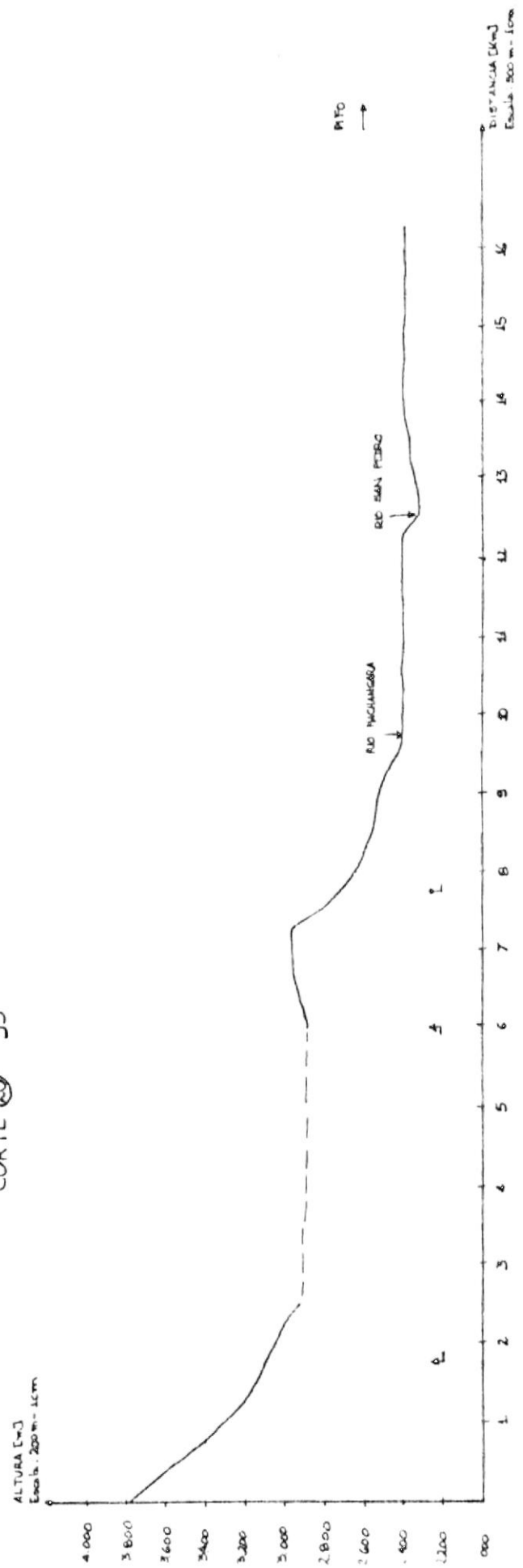
1. LÍMITES DE LA OUBA DE AUTO J
2. LÍMITES PUEBLOS RUALES J

CORTE 19 90°



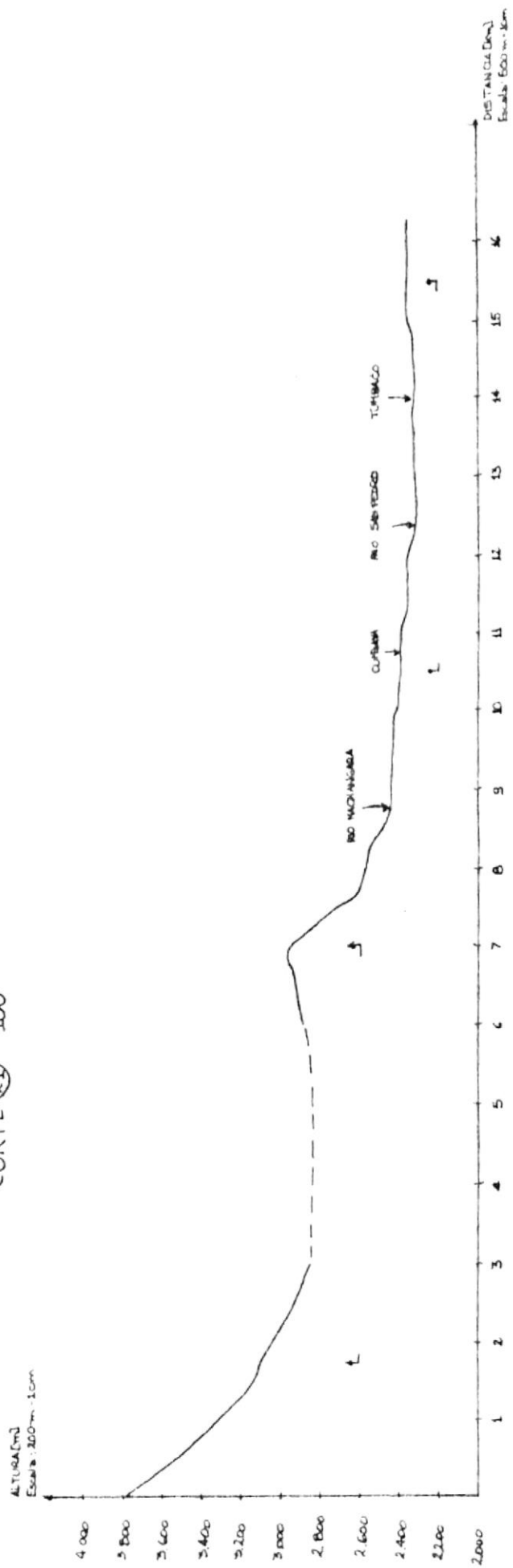
[LÍMITES DE LA CIUDAD DE QUITO]
 [ALZOS PERLADOS RURALES]

CORTE @ 95°



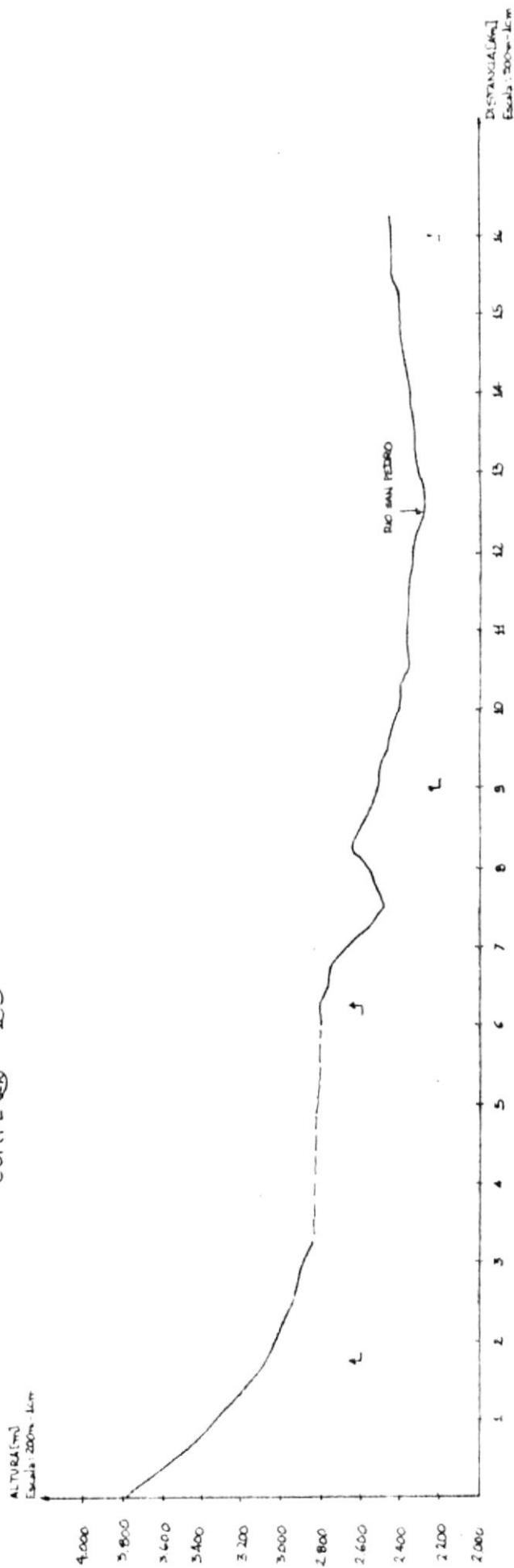
● LÍMITES DE LA CIUDAD DE BUITO
 ■ ÁREAS ROLANDAS RURALES

CORTE ②1 100°

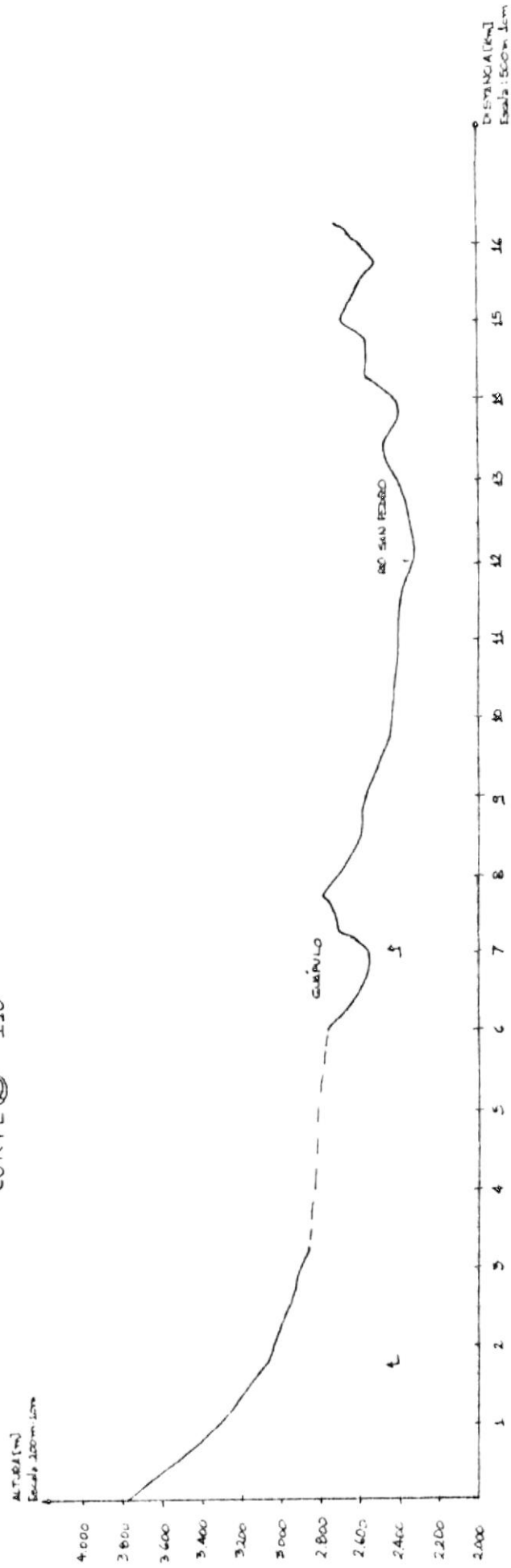


LIMITES DE LA CIUDAD DE QUINDIO
CARAS POBLADAS REALES

CORTE 22 105°

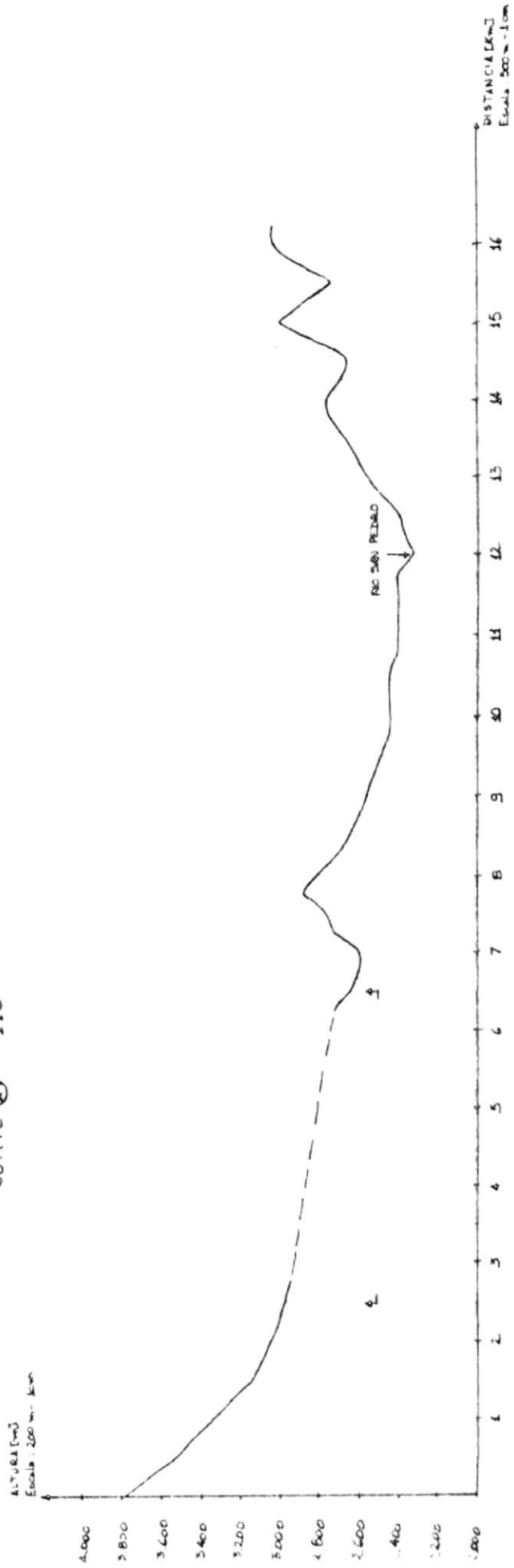


CORTE ② 110°



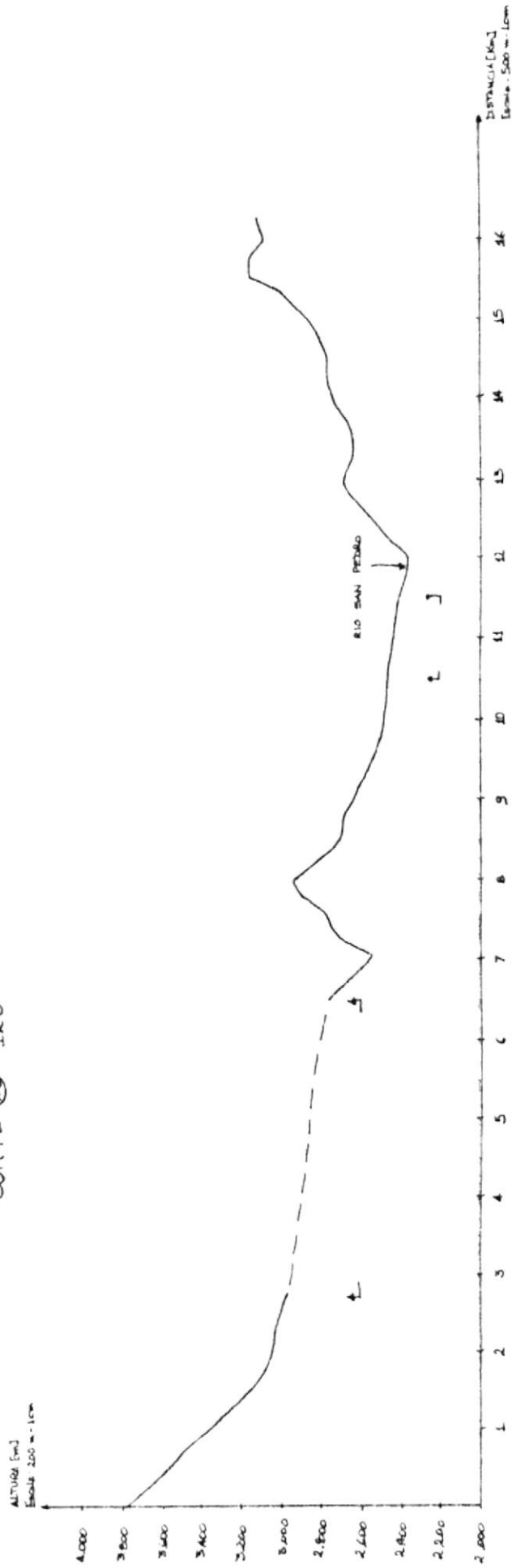
② LÍMITES DE LA CIUDAD DE GUITO ②
 [ÁREAS PUEBLOS BUENOS]

CORTE 24 115°



LÍMITES DE LA CIUDAD DE QUITO S
ÁREAS PRODUCCIONES PARALELAS J

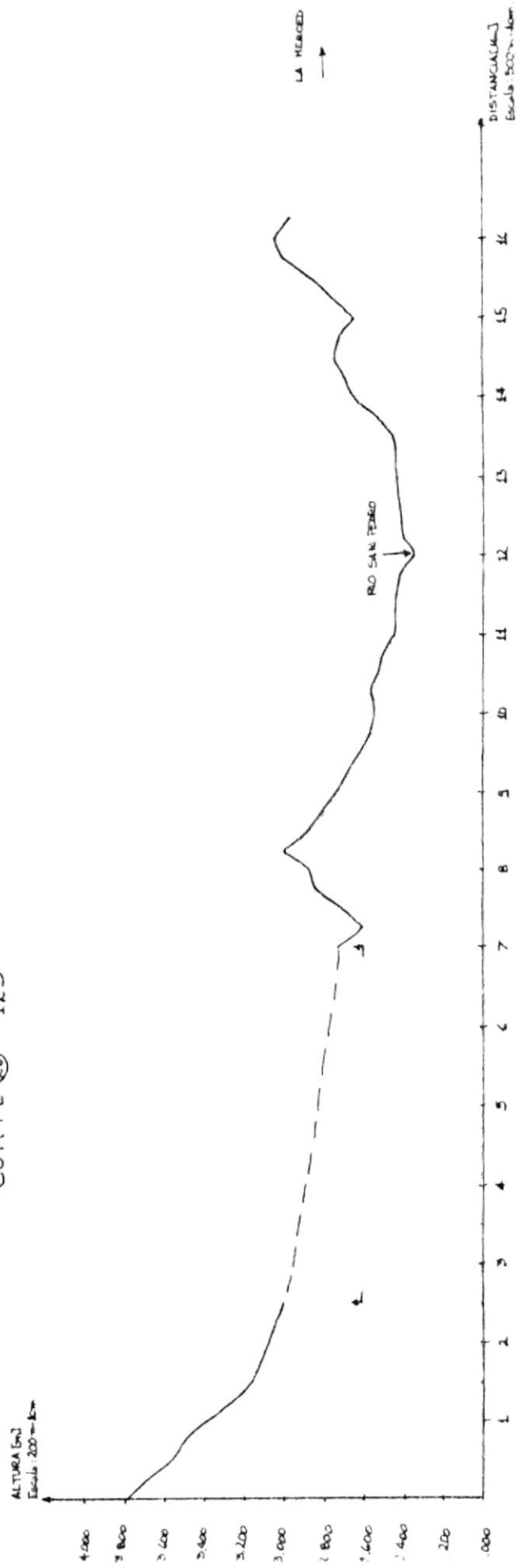
CORTE 25 120°



▲ LÍMITES DE LA CIUDAD DE QUITO

└ AGUAS REALES RURALES

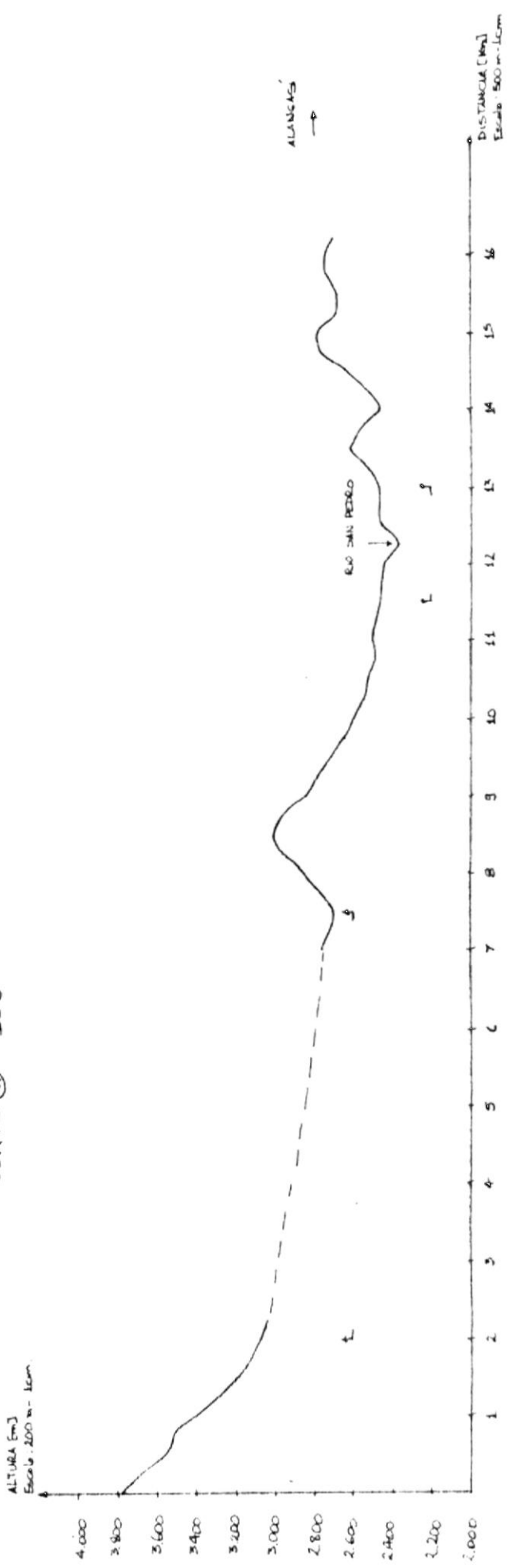
CORTE 29 125°



BIBLIOTECA

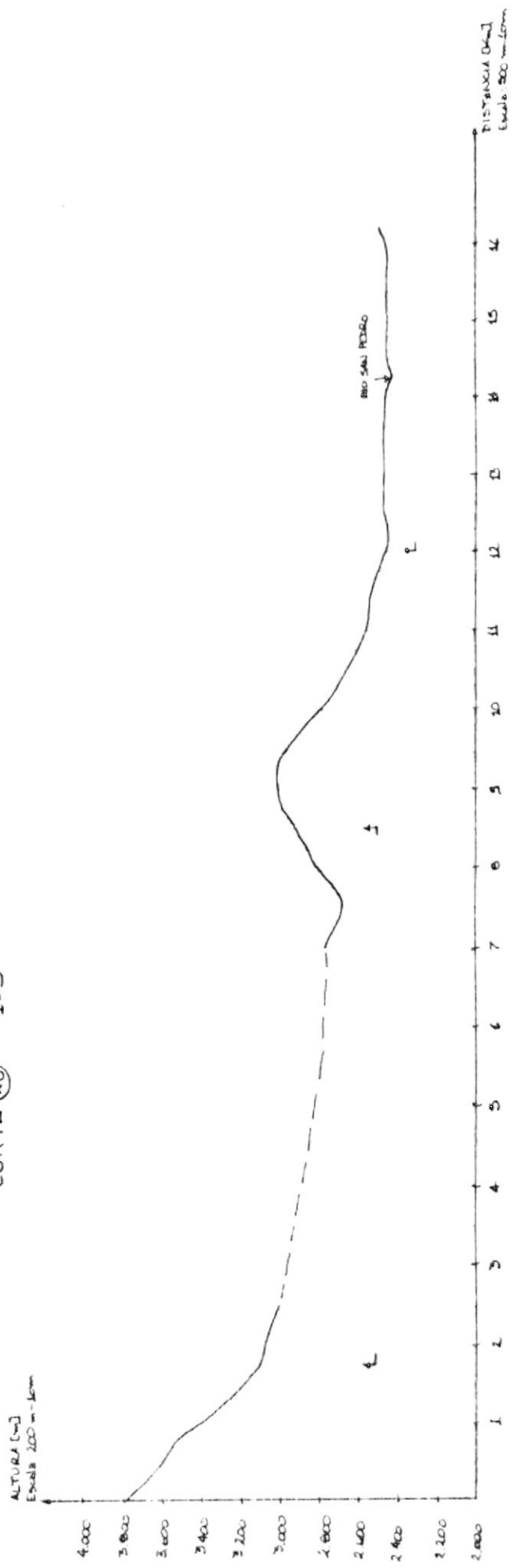
↑ LÍMITES DE LA CIUDAD DE QUITO ↓
↑ ÁREAS PROBABLES RURALES ↓

CORTE 27 130°



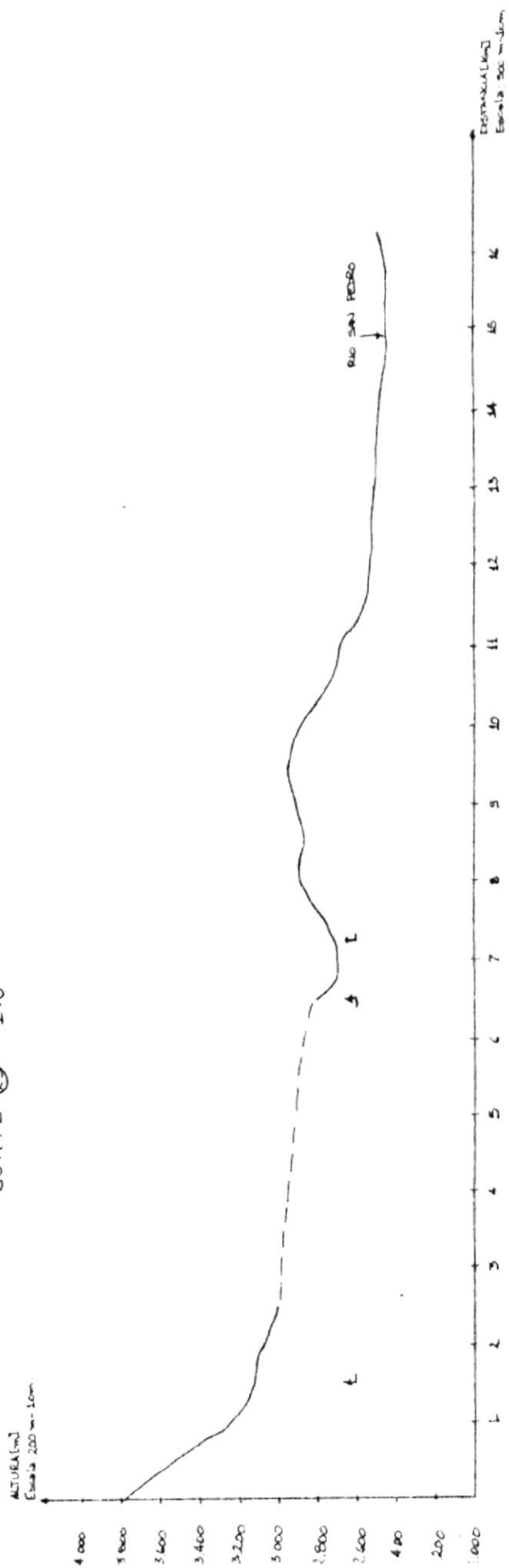
1. LÍMITES DE LA CORDILLERA DE QUITO S
 2. AREAS PBLORNAS INDIALES I

CORTE 28 135°



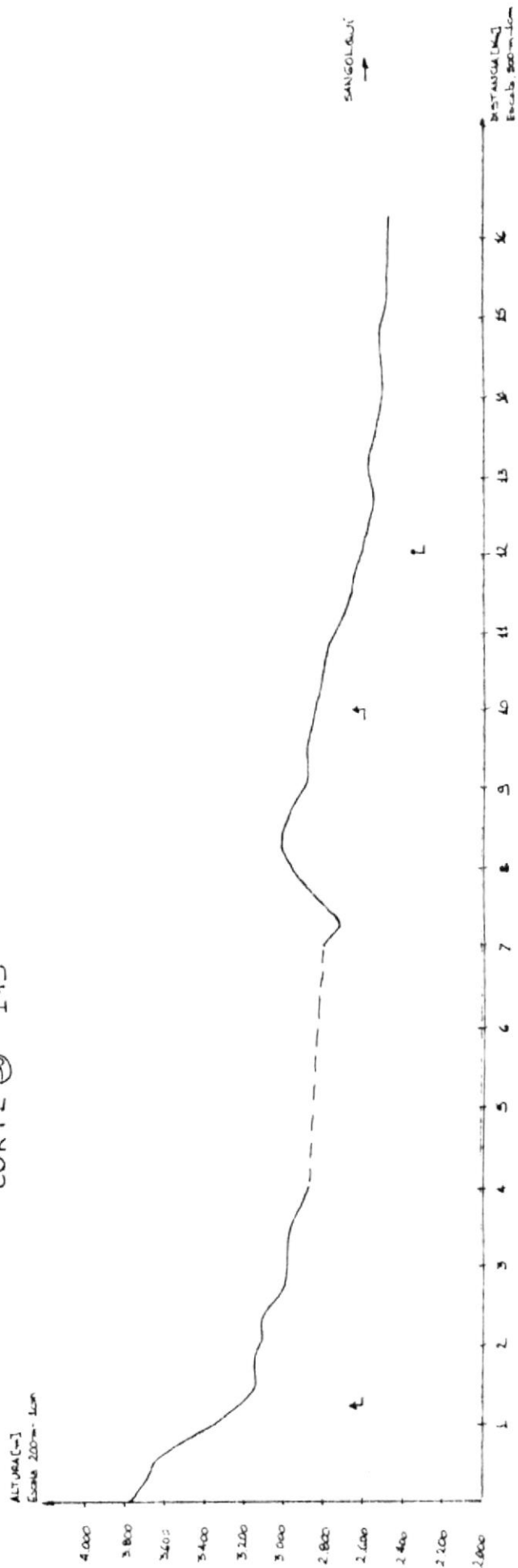
1 LIMITE DE LA CIUDAD DE QUITO
2 AGUAS RESERVAS BORALES

CORTE 29 140°



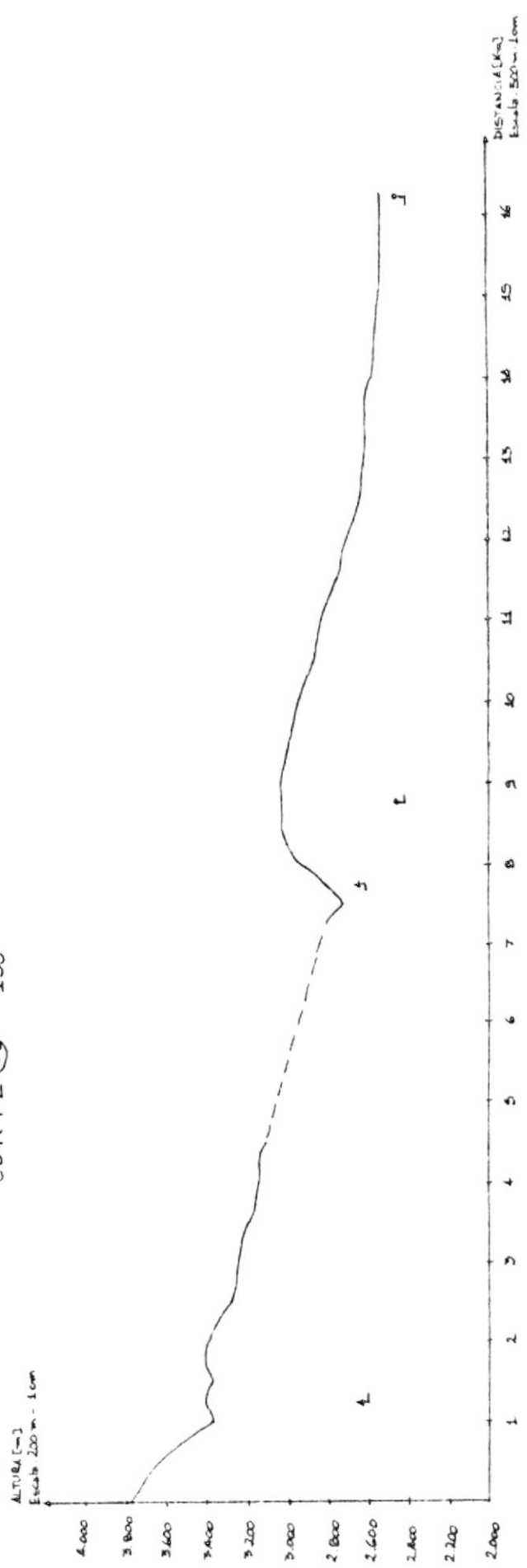
LIMITES DE LA CIUDAD DE QUITO
CERRAS ROJAS REALES

CORTE 50 145°



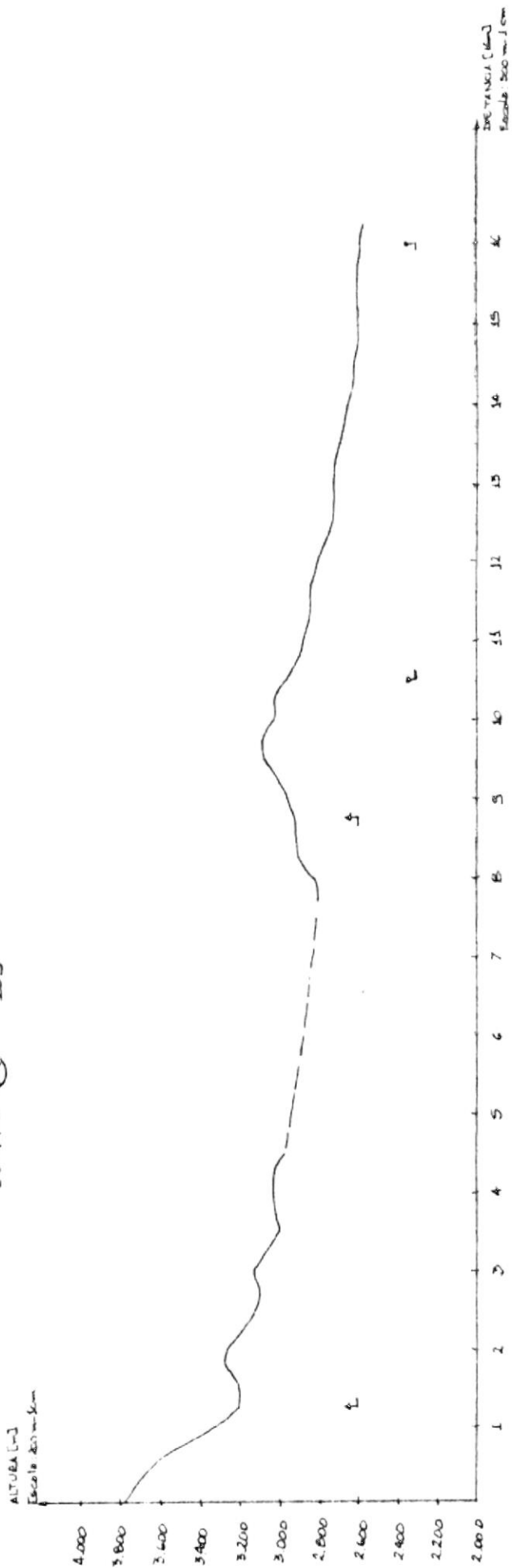
↑ LIMITE DE LA CIUDAD DE QUITO ↓
[NEZOS TORUGAS RURALES]

CORTE 31 150°



LIMITES DE LA CIUDAD DE BUITO A
AREAS POBLADAS REALES J

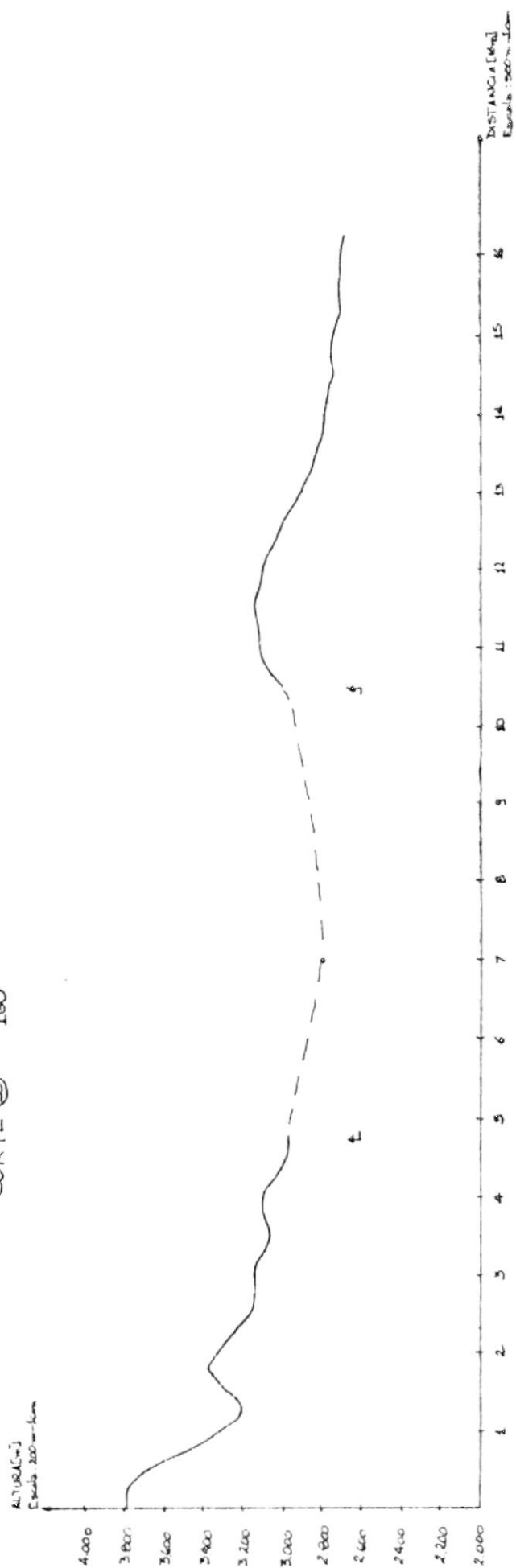
CORTE ② 155°



↑ LÍMITES DE LA CIUDAD DE QUINTO ②

↑ ÁREAS REGULARES BORNILES ①

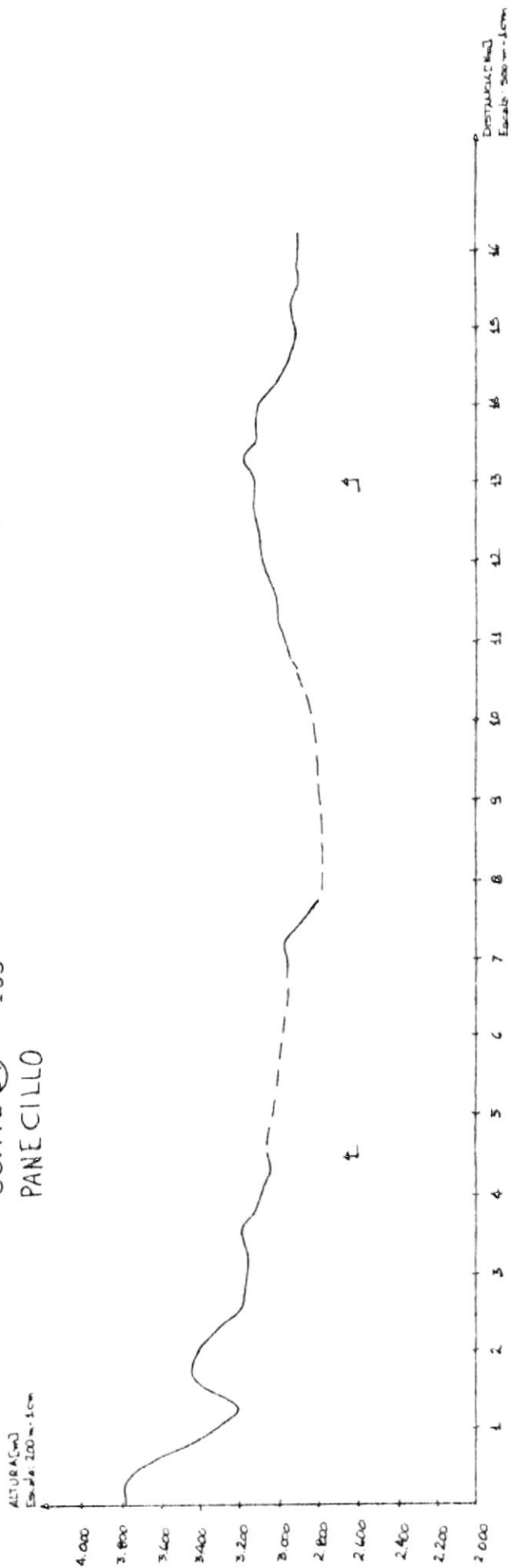
CORTE ③ 160°



● LÍMITES DE LA CATEDRAL DE GUAYO ●

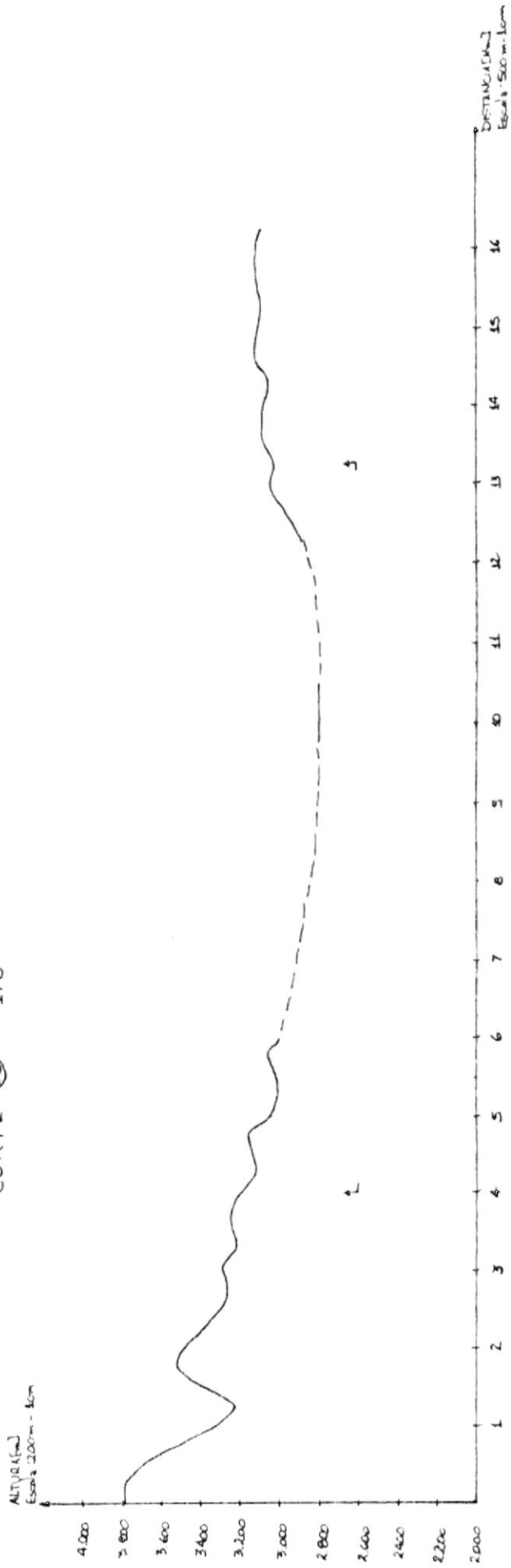
● ÁREAS PEDIJORNIS RURALES ●

CORTE 34 165°
 PANECILLO



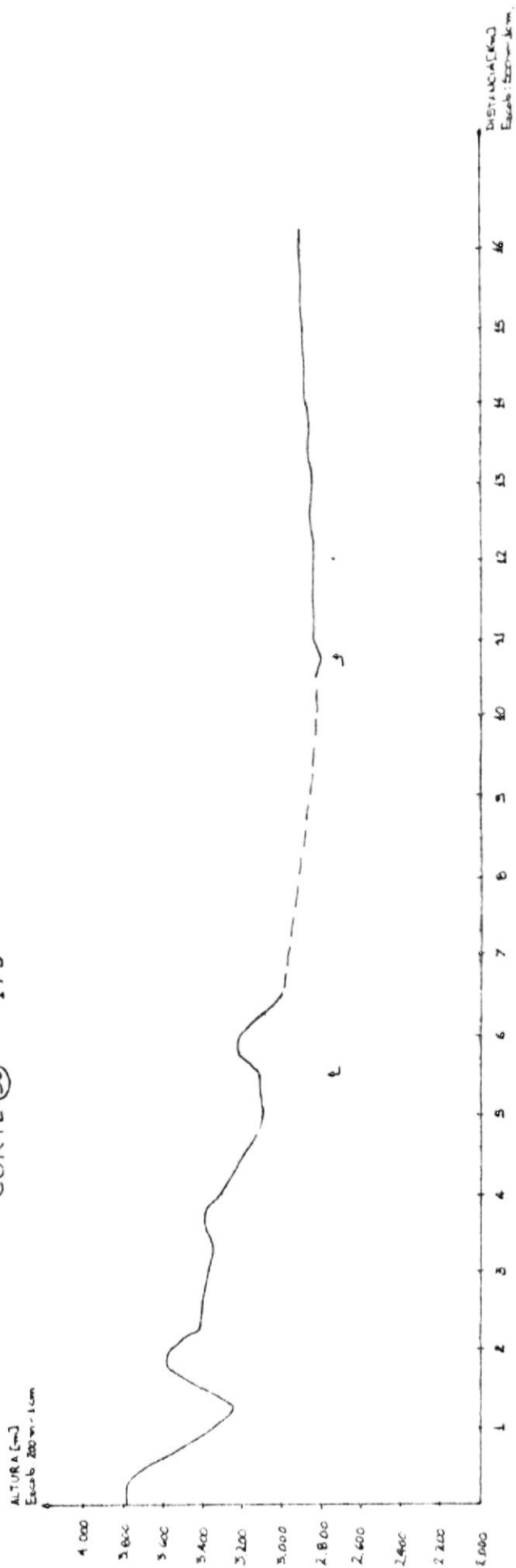
¿ LÍMITES DE LA CIUDAD DE QUINDE?
 ¿ ÁREAS RESERVAS RURALES?

CORTE 35 170°



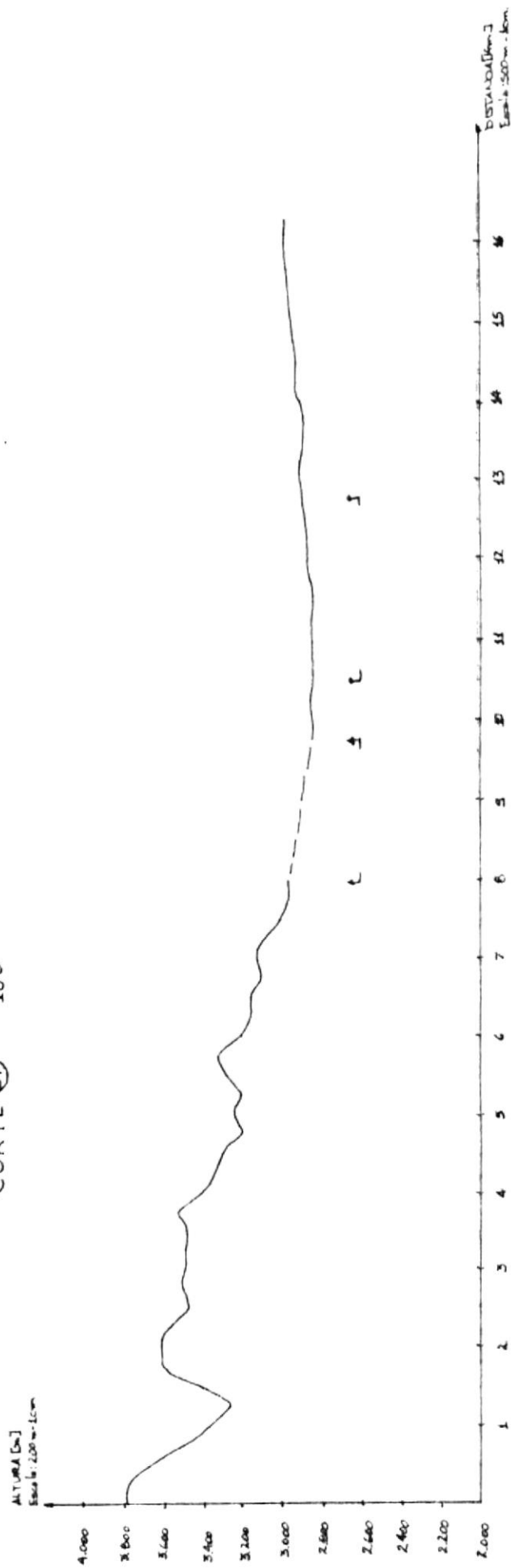
4 LÍMITES DE LA CIUDAD DE BUENOS AIRES
2 AREAS PRODUCCION RURALES 3

CORTE 36 175°



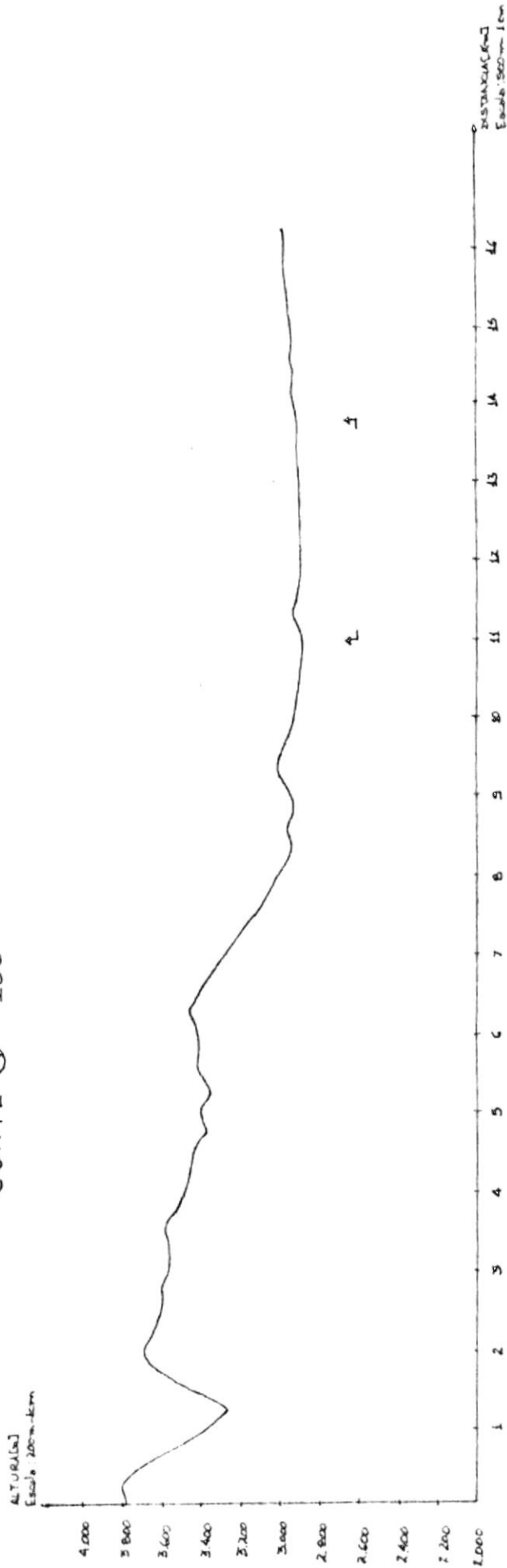
ALTIMETRIA DE LA CIUDAD DE GUITO A
CARRERA PUEBLAS RURALES 1

CORTE 37 180°



LÍMITES DE LA CUBA DE BUNO
LÍMITES PUEBLOS RURALES

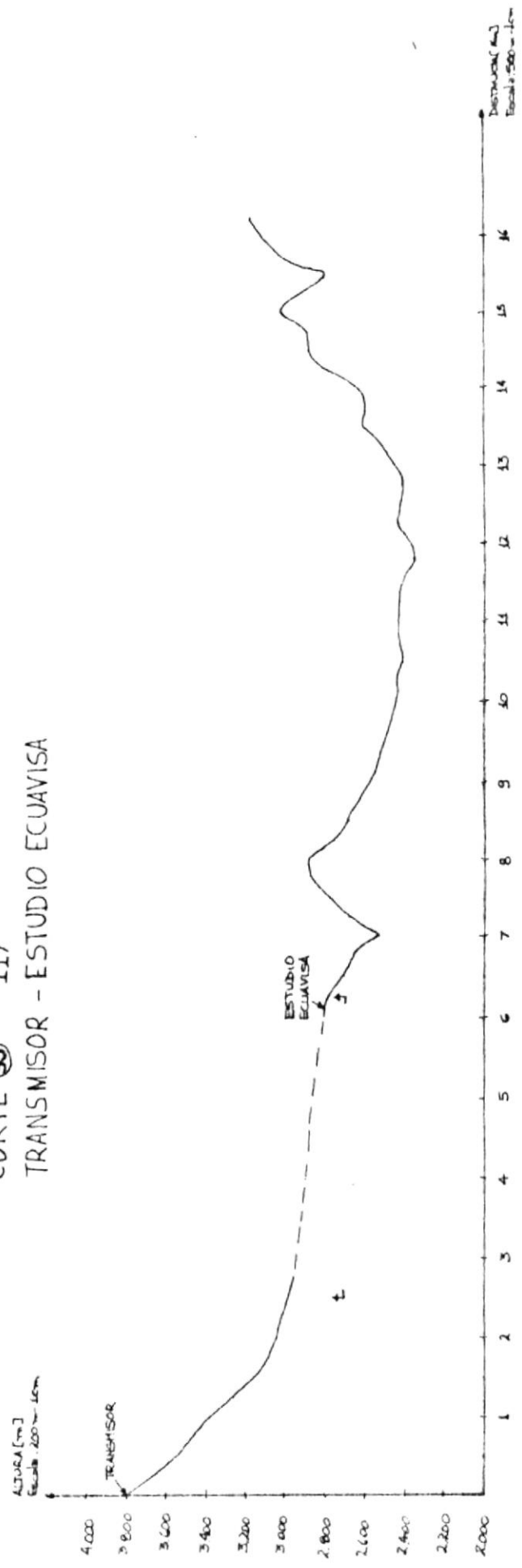
CORTE 69 185°



ELIMITES DE LA CUENCA DE BUENO 1

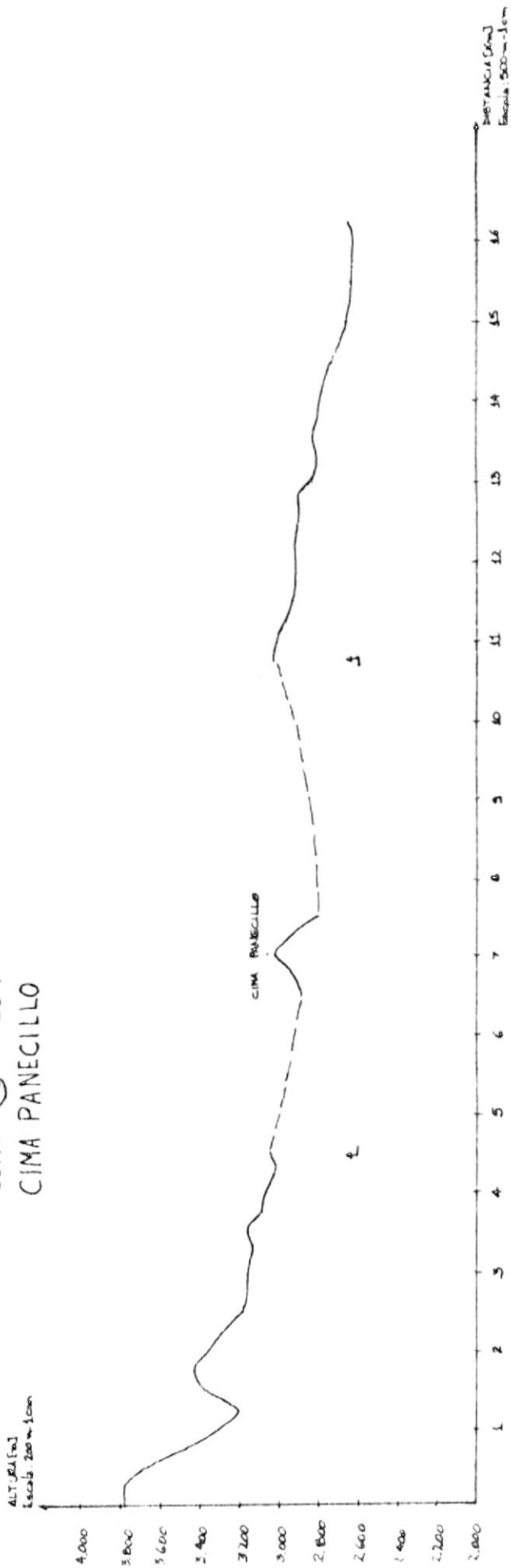
2 AREAS PORNIVAS SUBALIS-1

CORTE 29 117°
TRANSMISOR - ESTUDIO ECUAVISA



↑ LÍMITES DE LA CIUDAD DE BATO ↓
↑ ÁREAS POLIAGRIAS RURALES ↓

CORTE 40 164°
CIMA PANECILLO



LIMITES DE LA CIUDAD DE QUINTO J
LASAS PROBABILIS NUMEROS J

4.3. CALCULOS

Los primeros cálculos que se deben realizar son los de potencia, para lo cual utilizaremos la fórmula de intensidad de campo eléctrico general:

$$E = \frac{\sqrt{30 P}}{d}$$

donde:

E = intensidad de campo rms en V/m

P = potencia irradiada isotrópica equivalente (eirp) del transmisor en la dirección del punto en cuestión (metros).

d = distancia del transmisor al punto en cuestión (metros)

De aquí despejamos la potencia:

$$P = \left[\frac{E d}{\sqrt{30}} \right]^2$$

La intensidad de campo necesaria para irradiar cierta potencia en cada radial muestreado es tomada de la figura No. 4.1 con los valores obtenidos de acuerdo al grado de servicio de televisión (tabla No. 4.1) con que se desea llegar. Estos cálculos son:

$$80 \text{ dBu} \Rightarrow 10.000 \text{ uV/m} = 0.01 \text{ V/m}$$

$$74 \text{ dBu} \Rightarrow 5.000 \text{ uV/m} = 0.005 \text{ V/m}$$

CANAL	FRECUENCIA	GRADO A	GRADO B	COMUNIDAD LOCAL
2-5 (VHF BAJO)	54-88 MHZ	68 dBu	47 dBu	54 dBu
7-13 (VHF ALTO)	174-216 MHZ	71 dBu	55 dBu	77 dBu
14-69 LHF	470-805 MHZ	74 dBu	64 dBu	80 dBu

TABLA 4.1: GRADOS DE SERVICIO DE TELEVISION

Calculamos la potencia en cada radial para el grado de comunidad local (con los límites de distancia de la ciudad) y para el grado de servicio A (con los límites de distancias de las áreas rurales) a fin de tomar el valor mayor y obtener con este la configuración de patrón deseada.

En algunos de los cortes solo hay un valor de potencia calculado debido a que en ese radial solo había ciudad y no áreas rurales a donde dirigir la señal. Estos cálculos son mostrados a continuación:

$$\text{CORTE 1} \Rightarrow P(74) = \frac{[(0.005)(5.500)]^2}{30} = 25.21 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 2} \Rightarrow P(74) = \frac{[(0.005)(7.000)]^2}{30} = 40.83 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 3} \Rightarrow P(74) = \frac{[(0.005)(8.500)]^2}{30} = 60.21 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 4} \Rightarrow P(80) = \frac{[(0.010)(8.000)]^2}{30} = 213.33 \text{ W}$$

$$P(74) = \frac{[(0.005)(21.000)]^2}{30} = 367.5 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 5} \Rightarrow P(80) = \frac{[(0.010)(11.000)]^2}{30} = 403.33 \text{ W}$$

$$P(74) = \frac{[(0.005)(17.500)]^2}{30} = 255.21 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 6} \Rightarrow P(80) = \frac{[(0,010)(10,750)]^2}{30} = 385,21 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 7} \Rightarrow P(80) = \frac{[(0,010)(10,000)]^2}{30} = 333,33 \text{ W}$$

$$P(74) = \frac{[(0,005)(17,750)]^2}{30} = 262,55 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 8} \Rightarrow P(80) = \frac{[(0,010)(10,000)]^2}{30} = 333,33 \text{ W}$$

$$P(74) = \frac{[(0,005)(17,000)]^2}{30} = 240,83 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 9} \Rightarrow P(80) = \frac{[(0,010)(8,500)]^2}{30} = 240,83 \text{ W}$$

$$P(74) = \frac{[(0,005)(16,000)]^2}{30} = 213,33 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 10} \Rightarrow P(80) = \frac{[(0,010)(7,500)]^2}{30} = 187,50 \text{ W}$$

$$P(74) = \frac{[(0,005)(15,250)]^2}{30} = 193,80 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 11} \Rightarrow P(80) = \frac{[(0,010)(7,500)]^2}{30} = 187,50 \text{ W}$$

$$P(74) = \frac{[(0,005)(26,000)]^2}{30} = 563,33 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 12} \Rightarrow P(80) = \frac{[(0,010)(8,000)]^2}{30} = 213,33 \text{ W}$$

$$P(74) = \frac{[(0,005)(26,000)]^2}{30} = 563,33 \text{ W}$$

- CORTE 13 => $P(80) = \left[\frac{(0,010)(7,750)}{30} \right]^2 = 200,21 \text{ W}$
- $P(74) = \left[\frac{(0,005)(27,500)}{30} \right]^2 = 630,21 \text{ W}$
- CORTE 14 => $P(80) = \left[\frac{(0,010)(7,500)}{30} \right]^2 = 187,50 \text{ W}$
- $P(74) = \left[\frac{(0,005)(26,500)}{30} \right]^2 = 585,21 \text{ W}$
- CORTE 15 => $P(80) = \left[\frac{(0,010)(8,000)}{30} \right]^2 = 213,33 \text{ W}$
- $P(74) = \left[\frac{(0,005)(26,000)}{30} \right]^2 = 563,33 \text{ W}$
- CORTE 16 => $P(80) = \left[\frac{(0,010)(7,000)}{30} \right]^2 = 163,33 \text{ W}$
- $P(74) = \left[\frac{(0,005)(23,500)}{30} \right]^2 = 460,21 \text{ W}$
- CORTE 17 => $P(80) = \left[\frac{(0,010)(6,000)}{30} \right]^2 = 120 \text{ W}$
- $P(74) = \left[\frac{(0,005)(23,500)}{30} \right]^2 = 460,21 \text{ W}$
- CORTE 18 => $P(80) = \left[\frac{(0,010)(6,000)}{30} \right]^2 = 120 \text{ W}$
- $P(74) = \left[\frac{(0,005)(22,500)}{30} \right]^2 = 421,88 \text{ W}$
- CORTE 19 => $P(80) = \left[\frac{(0,010)(6,000)}{30} \right]^2 = 120 \text{ W}$

$$P(74) = \frac{[(0.005)(22,000)]^2}{30} = 403.33 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 20} \Rightarrow P(80) = \frac{[(0.010)(6,000)]^2}{30} = 120 \text{ W}$$

$$P(74) = \frac{[(0.005)(22,000)]^2}{30} = 403.33 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 21} \Rightarrow P(80) = \frac{[(0.010)(6,500)]^2}{30} = 140.83 \text{ W}$$

$$P(74) = \frac{[(0.005)(17,500)]^2}{30} = 255.21 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 22} \Rightarrow P(80) = \frac{[(0.010)(6,000)]^2}{30} = 120 \text{ W}$$

$$P(74) = \frac{[(0.005)(15,500)]^2}{30} = 200.21 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 23} \Rightarrow P(80) = \frac{[(0.010)(6,000)]^2}{30} = 120 \text{ W}$$

$$P(74) = \frac{[(0.005)(23,000)]^2}{30} = 440.83 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 24} \Rightarrow P(80) = \frac{[(0.010)(6,000)]^2}{30} = 120 \text{ W}$$

$$P(74) = \frac{[(0.005)(12,000)]^2}{30} = 120 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 25} \Rightarrow P(80) = \frac{[(0.010)(7,000)]^2}{30} = 163.33 \text{ W}$$

$$P(74) = \frac{[(0.005)(12,000)]^2}{30} = 120 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 26} \Rightarrow P(80) = \left[\frac{(0,010)(7,000)}{30} \right]^2 = 163,33 \text{ W}$$

$$P(74) = \left[\frac{(0,005)(20,000)}{30} \right]^2 = 333,33 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 27} \Rightarrow P(80) = \left[\frac{(0,010)(7,500)}{30} \right]^2 = 187,50 \text{ W}$$

$$P(74) = \left[\frac{(0,005)(46,000)}{30} \right]^2 = 440,83 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 28} \Rightarrow P(80) = \left[\frac{(0,010)(8,500)}{30} \right]^2 = 240,83 \text{ W}$$

$$P(74) = \left[\frac{(0,005)(22,500)}{30} \right]^2 = 421,88 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 29} \Rightarrow P(80) = \left[\frac{(0,010)(6,750)}{30} \right]^2 = 151,88 \text{ W}$$

$$P(74) = \left[\frac{(0,005)(21,000)}{30} \right]^2 = 367,50 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 30} \Rightarrow P(80) = \left[\frac{(0,010)(7,250)}{30} \right]^2 = 175,21 \text{ W}$$

$$P(74) = \left[\frac{(0,005)(21,000)}{30} \right]^2 = 367,50 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 31} \Rightarrow P(80) = \left[\frac{(0,010)(7,500)}{30} \right]^2 = 187,50 \text{ W}$$

$$P(74) = \left[\frac{(0,005)(21,000)}{30} \right]^2 = 367,50 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 32} \Rightarrow P(80) = \left[\frac{(0,010)(8,750)}{30} \right]^2 = 255,21 \text{ W}$$

$$P(74) = \left[\frac{(0.005)(19.500)}{30} \right]^2 = 316.88 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 33} \Rightarrow P(80) = \left[\frac{(0.010)(10.500)}{30} \right]^2 = 367.50 \text{ W}$$

$$P(74) = \left[\frac{(0.005)(19.000)}{30} \right]^2 = 300.83$$

$$\text{CORTE 34} \Rightarrow P(80) = \left[\frac{(0.010)(10.750)}{30} \right]^2 = 385.21 \text{ W}$$

$$P(74) = \left[\frac{(0.005)(13.500)}{30} \right]^2 = 151.88 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 35} \Rightarrow P(80) = \left[\frac{(0.010)(12.500)}{30} \right]^2 = 520.83 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 36} \Rightarrow P(80) = \left[\frac{(0.010)(10.000)}{30} \right]^2 = 333.33 \text{ W}$$

$$P(74) = \left[\frac{(0.005)(17.500)}{30} \right]^2 = 255.21 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 37} \Rightarrow P(80) = \left[\frac{(0.010)(9.500)}{30} \right]^2 = 300.83 \text{ W}$$

$$P(74) = \left[\frac{(0.005)(19.000)}{30} \right]^2 = 300.83 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 38} \Rightarrow P(74) = \left[\frac{(0.005)(18.750)}{30} \right]^2 = 292.97 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 39} \Rightarrow P(74) = \left[\frac{(0.010)(17.500)}{30} \right]^2 = 255.21 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 40} \Rightarrow P(80) = \left[\frac{(0.010)(6.250)}{30} \right]^2 = 130.21 \text{ W}$$

$$P(74) = \left[\frac{(0.005)(11.750)}{30} \right]^2 = 115.05 \text{ W}$$

$$\text{CORTE 41} \Rightarrow P(80) = \left[\frac{(0.010)(11.000)}{30} \right]^2 = 403.33 \text{ W}$$

$$P(74) = \left[\frac{(0.005)(17.750)}{30} \right]^2 = 262.55 \text{ W}$$

Tomando el valor mayor de potencia en cada caso y normalizandolos podemos graficar la configuración del patrón buscado, el cuál es mostrado a continuación:

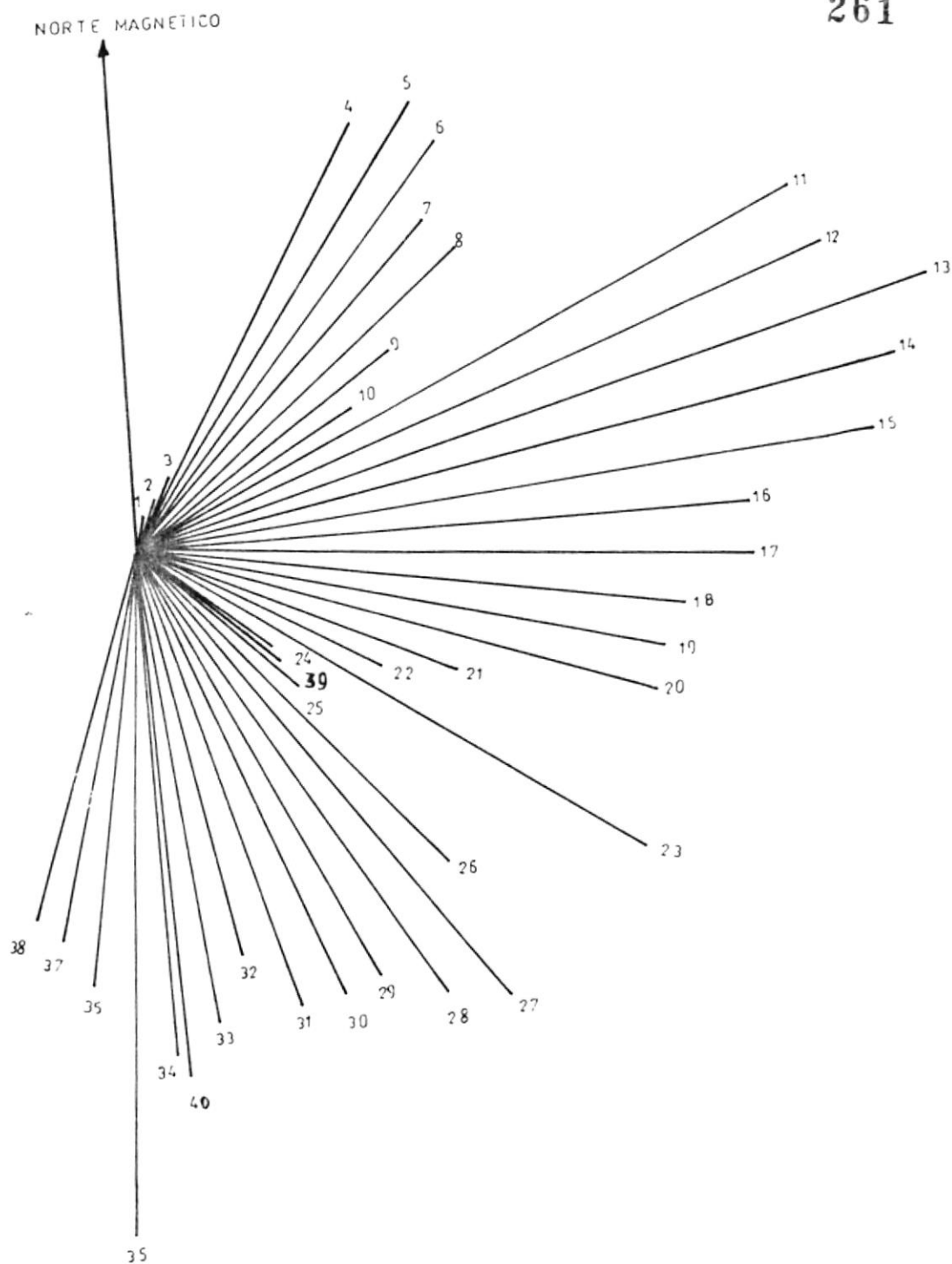


FIG. 4.1: VALORES NORMALIZADOS DE LAS POTENCIAS IRRADIADAS ISOTROPICAS EQUIVALENTES (E.I.R.P) DEL TRANSMISOR EN LAS DIRECCIONES DE LOS PUNTOS EN CUESTION

4.4. SINTESIS DEL PATRON DE PROPAGACION RECOMENDADO

El objetivo de esta tesis ha sido el de optimizar la cobertura de la señal de televisión del canal 23 utilizando el mismo transmisor y equipo y cambiando tan solo la forma del arreglo de los paneles ya montados, debido a que en ciertos lugares de Quito y sus alrededores la transmisión del canal no es recibida.

Los paneles utilizados por Ecuavisa para el arreglo son antenas de transmisión de banda ancha para radiodifusión de televisión UHF comprendida dentro de las frecuencias de 470 - 860 MHz producidos por la empresa Sistemas de Radio SIRA s.r.l., y son como el que se muestra en la figura No. 4.2.

El diagrama de radiación y adaptamiento de impedancia tanto para el plano vertical como para el horizontal son mostrados junto con los programas hechos para calcularlos al final de esta sección.

Para obtener el patrón direccional necesario es posible arreglar varios paneles en diferente configuración geométrica y en diferente número de ellos, así como alimentarlos con diferente potencia en las diferentes caras.

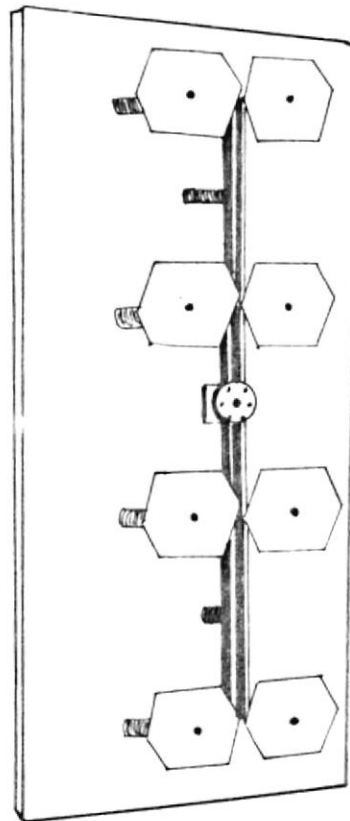


FIG. 4.2: PANEL UTV-01/1 USADO EN EL ARREGLO

Para lograr la cobertura deseada es necesario utilizar tres paneles en cada cara del arreglo en cuanto al patrón vertical se refiere, ya que así se obtiene el espesor del lóbulo deseado. Adicionalmente se debe hacer una inclinación ya sea eléctrica o mecánica para obtener la inclinación deseada. En nuestro caso la inclinación es hecha mecánicamente debido a las facilidades del caso.

El grado de inclinación a hacerse fue hecho muestreando los cortes antes utilizados y obteniendo la sumatoria de campo eléctrico para diferentes inclinaciones, escogiendo así el valor mayor que correspondió a 5 grados. Esto fue hecho en un programa de computadora que es mostrado al final de esta sección. Ver figura No. 4.3.

En cuanto al patrón horizontal se refiere se han colocado dos caras perpendiculares entre sí con una cierta distancia entre los centros de los paneles, los cuales han sido alimentados con una misma potencia y con un desfase mecánico de 90 grados. Ver figura No. 4.4.

La obtención del patrón horizontal fue hecho con un programa de computadora que es mostrado al final de esta sección.

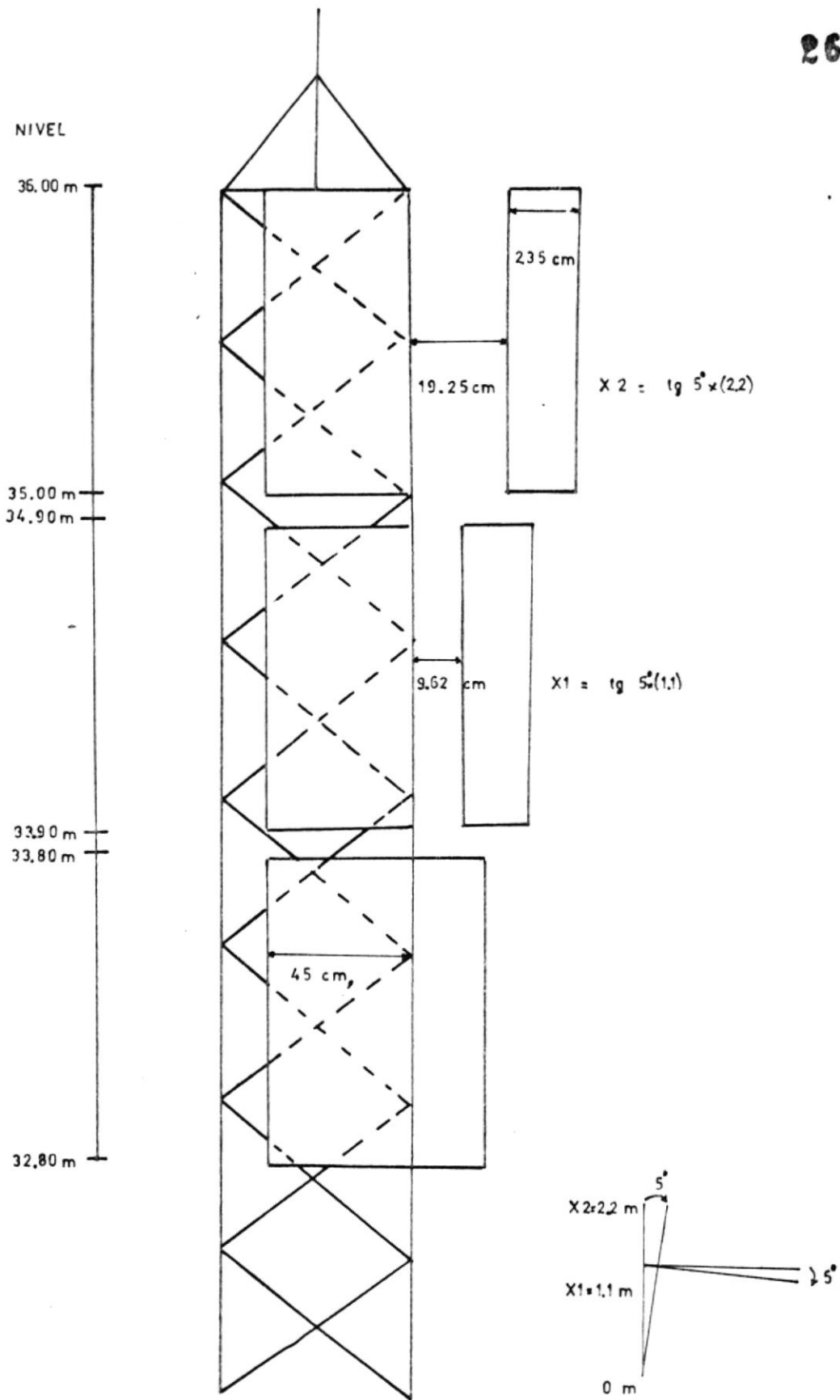
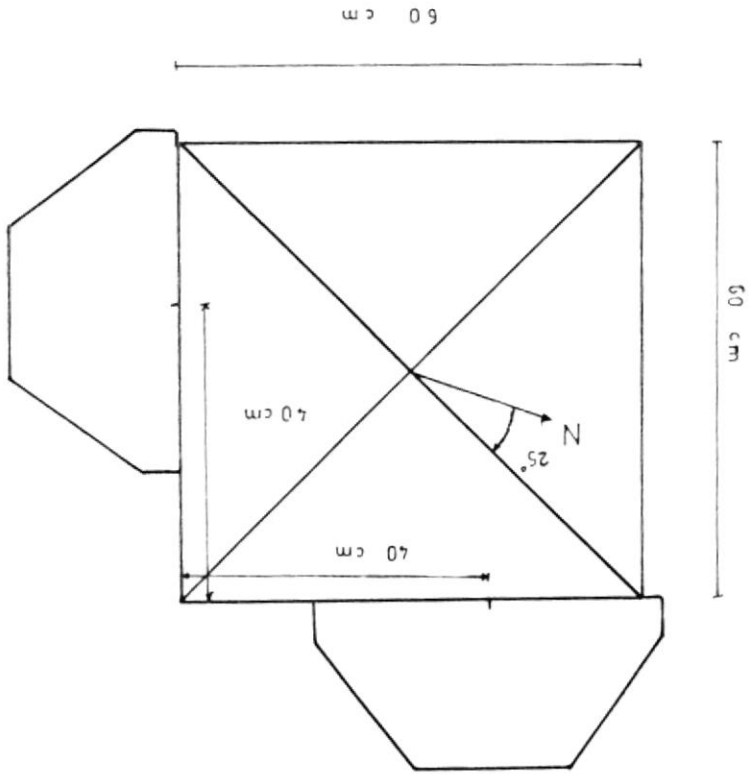


FIG.43• INCLINACION MECANICA DEL LOBULO VERTICAL (5 GRADOS)

FIG. 4.4. COLOCACION DE LOS PANELES PARA EL PATRON HORIZONTAL



100
 101
 102
 103
 104
 105
 106
 107
 108
 109
 110
 111
 112
 113
 114
 115
 116
 117
 118
 119
 120
 121
 122
 123
 124
 125
 126
 127
 128
 129
 130
 131
 132
 133
 134
 135
 136
 137
 138
 139
 140
 141
 142
 143
 144
 145
 146
 147
 148
 149
 150
 151
 152
 153
 154
 155
 156
 157
 158
 159
 160
 161
 162
 163
 164
 165
 166
 167
 168
 169
 170
 171
 172
 173
 174
 175
 176
 177
 178
 179
 180
 181
 182
 183
 184
 185
 186
 187
 188
 189
 190
 191
 192
 193
 194
 195
 196
 197
 198
 199
 200
 201
 202
 203
 204
 205
 206
 207
 208
 209
 210
 211
 212
 213
 214
 215
 216
 217
 218
 219
 220
 221
 222
 223
 224
 225
 226
 227
 228
 229
 230
 231
 232
 233
 234
 235
 236
 237
 238
 239
 240
 241
 242
 243
 244
 245
 246
 247
 248
 249
 250
 251
 252
 253
 254
 255
 256
 257
 258
 259
 260
 261
 262
 263
 264
 265
 266
 267
 268
 269
 270
 271
 272
 273
 274
 275
 276
 277
 278
 279
 280
 281
 282
 283
 284
 285
 286
 287
 288
 289
 290
 291
 292
 293
 294
 295
 296
 297
 298
 299
 300
 301
 302
 303
 304
 305
 306
 307
 308
 309
 310
 311
 312
 313
 314
 315
 316
 317
 318
 319
 320
 321
 322
 323
 324
 325
 326
 327
 328
 329
 330
 331
 332
 333
 334
 335
 336
 337
 338
 339
 340
 341
 342
 343
 344
 345
 346
 347
 348
 349
 350
 351
 352
 353
 354
 355
 356
 357
 358
 359
 360
 361
 362
 363
 364
 365
 366
 367
 368
 369
 370
 371
 372
 373
 374
 375
 376
 377
 378
 379
 380
 381
 382
 383
 384
 385
 386
 387
 388
 389
 390
 391
 392
 393
 394
 395
 396
 397
 398
 399
 400
 401
 402
 403
 404
 405
 406
 407
 408
 409
 410
 411
 412
 413
 414
 415
 416
 417
 418
 419
 420
 421
 422
 423
 424
 425
 426
 427
 428
 429
 430
 431
 432
 433
 434
 435
 436
 437
 438
 439
 440
 441
 442
 443
 444
 445
 446
 447
 448
 449
 450
 451
 452
 453
 454
 455
 456
 457
 458
 459
 460
 461
 462
 463
 464
 465
 466
 467
 468
 469
 470
 471
 472
 473
 474
 475
 476
 477
 478
 479
 480
 481
 482
 483
 484
 485
 486
 487
 488
 489
 490
 491
 492
 493
 494
 495
 496
 497
 498
 499
 500
 501
 502
 503
 504
 505
 506
 507
 508
 509
 510
 511
 512
 513
 514
 515
 516
 517
 518
 519
 520
 521
 522
 523
 524
 525
 526
 527
 528
 529
 530
 531
 532
 533
 534
 535
 536
 537
 538
 539
 540
 541
 542
 543
 544
 545
 546
 547
 548
 549
 550
 551
 552
 553
 554
 555
 556
 557
 558
 559
 560
 561
 562
 563
 564
 565
 566
 567
 568
 569
 570
 571
 572
 573
 574
 575
 576
 577
 578
 579
 580
 581
 582
 583
 584
 585
 586
 587
 588
 589
 590
 591
 592
 593
 594
 595
 596
 597
 598
 599
 600
 601
 602
 603
 604
 605
 606
 607
 608
 609
 610
 611
 612
 613
 614
 615
 616
 617
 618
 619
 620
 621
 622
 623
 624
 625
 626
 627
 628
 629
 630
 631
 632
 633
 634
 635
 636
 637
 638
 639
 640
 641
 642
 643
 644
 645
 646
 647
 648
 649
 650
 651
 652
 653
 654
 655
 656
 657
 658
 659
 660
 661
 662
 663
 664
 665
 666
 667
 668
 669
 670
 671
 672
 673
 674
 675
 676
 677
 678
 679
 680
 681
 682
 683
 684
 685
 686
 687
 688
 689
 690
 691
 692
 693
 694
 695
 696
 697
 698
 699
 700
 701
 702
 703
 704
 705
 706
 707
 708
 709
 710
 711
 712
 713
 714
 715
 716
 717
 718
 719
 720
 721
 722
 723
 724
 725
 726
 727
 728
 729
 730
 731
 732
 733
 734
 735
 736
 737
 738
 739
 740
 741
 742
 743
 744
 745
 746
 747
 748
 749
 750
 751
 752
 753
 754
 755
 756
 757
 758
 759
 760
 761
 762
 763
 764
 765
 766
 767
 768
 769
 770
 771
 772
 773
 774
 775
 776
 777
 778
 779
 780
 781
 782
 783
 784
 785
 786
 787
 788
 789
 790
 791
 792
 793
 794
 795
 796
 797
 798
 799
 800
 801
 802
 803
 804
 805
 806
 807
 808
 809
 810
 811
 812
 813
 814
 815
 816
 817
 818
 819
 820
 821
 822
 823
 824
 825
 826
 827
 828
 829
 830
 831
 832
 833
 834
 835
 836
 837
 838
 839
 840
 841
 842
 843
 844
 845
 846
 847
 848
 849
 850
 851
 852
 853
 854
 855
 856
 857
 858
 859
 860
 861
 862
 863
 864
 865
 866
 867
 868
 869
 870
 871
 872
 873
 874
 875
 876
 877
 878
 879
 880
 881
 882
 883
 884
 885
 886
 887
 888
 889
 890
 891
 892
 893
 894
 895
 896
 897
 898
 899
 900
 901
 902
 903
 904
 905
 906
 907
 908
 909
 910
 911
 912
 913
 914
 915
 916
 917
 918
 919
 920
 921
 922
 923
 924
 925
 926
 927
 928
 929
 930
 931
 932
 933
 934
 935
 936
 937
 938
 939
 940
 941
 942
 943
 944
 945
 946
 947
 948
 949
 950
 951
 952
 953
 954
 955
 956
 957
 958
 959
 960
 961
 962
 963
 964
 965
 966
 967
 968
 969
 970
 971
 972
 973
 974
 975
 976
 977
 978
 979
 980
 981
 982
 983
 984
 985
 986
 987
 988
 989
 990
 991
 992
 993
 994
 995
 996
 997
 998
 999
 1000

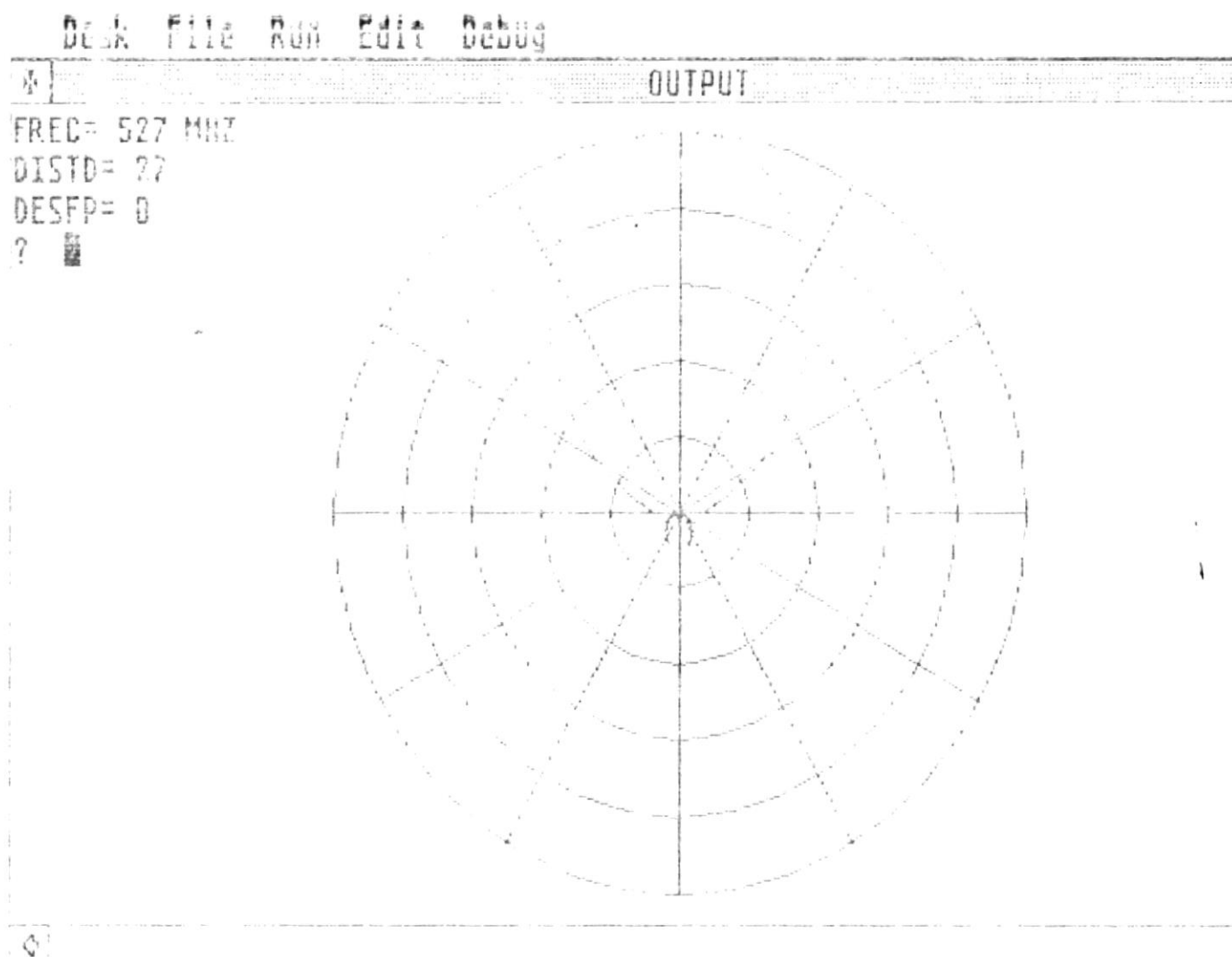


FIG45: PATRON HORIZONTAL DE UN PANEL
FRECUENCIA = 527 MHZ
DISTANCIA ENTRE LOS DIPOLOS = 27 cm.
DESFASE DEL PANEL EN GRADOS = 0°

Desk File Run Edit Debug

* OUTPUT

FREC= 527 MHZ
 LARGO= 14.63
 DISTE= 27
 ALPHA= 0
 ? █

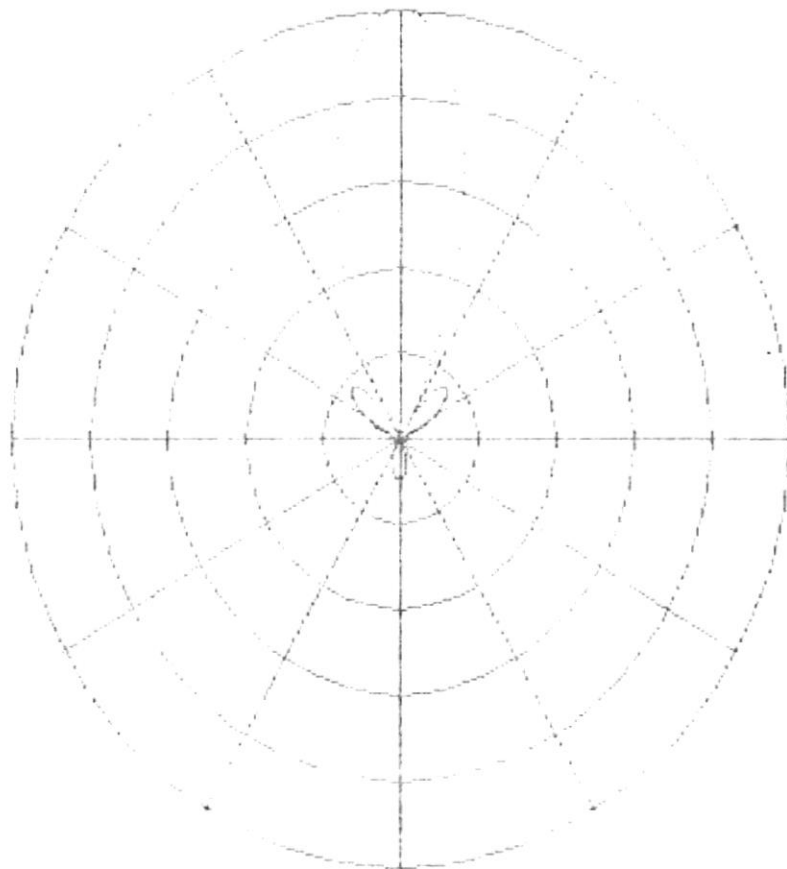


FIG.4.6 PATRON VERTICAL DE UN PANEL
 FRECUENCIA = 527 MHz
 LARGO DEL DIPOLO = 14.63 cm.
 DISTANCIA ENTRE LOS ELEMENTOS = 27 cm.
 DESPLAZAMIENTO ALPHA EN GRADOS = 0

120	2147707
121	2147710
122	2147713
123	2147716
124	2147719
125	2147722
126	2147725
127	2147728
128	2147731
129	2147734
130	2147737
131	2147740
132	2147743
133	2147746
134	2147749
135	2147752
136	2147755
137	2147758
138	2147761
139	2147764
140	2147767
141	2147770
142	2147773
143	2147776
144	2147779
145	2147782
146	2147785
147	2147788
148	2147791
149	2147794
150	2147797
151	2147800
152	2147803
153	2147806
154	2147809
155	2147812
156	2147815
157	2147818
158	2147821
159	2147824
160	2147827
161	2147830
162	2147833
163	2147836
164	2147839
165	2147842
166	2147845
167	2147848
168	2147851
169	2147854
170	2147857
171	2147860
172	2147863
173	2147866
174	2147869
175	2147872
176	2147875
177	2147878
178	2147881
179	2147884
180	2147887
181	2147890
182	2147893
183	2147896
184	2147899
185	2147902
186	2147905
187	2147908
188	2147911
189	2147914
190	2147917
191	2147920
192	2147923
193	2147926
194	2147929
195	2147932
196	2147935
197	2147938
198	2147941
199	2147944
200	2147947
201	2147950
202	2147953
203	2147956
204	2147959
205	2147962
206	2147965
207	2147968
208	2147971
209	2147974
210	2147977
211	2147980
212	2147983
213	2147986
214	2147989
215	2147992
216	2147995
217	2147998
218	2148001
219	2148004
220	2148007
221	2148010
222	2148013
223	2148016
224	2148019
225	2148022
226	2148025
227	2148028
228	2148031
229	2148034
230	2148037
231	2148040
232	2148043
233	2148046
234	2148049
235	2148052
236	2148055
237	2148058
238	2148061
239	2148064
240	2148067
241	2148070
242	2148073
243	2148076
244	2148079
245	2148082
246	2148085
247	2148088
248	2148091
249	2148094
250	2148097
251	2148100
252	2148103
253	2148106
254	2148109
255	2148112
256	2148115
257	2148118
258	2148121
259	2148124
260	2148127
261	2148130
262	2148133
263	2148136
264	2148139
265	2148142
266	2148145
267	2148148
268	2148151
269	2148154
270	2148157
271	2148160
272	2148163
273	2148166
274	2148169
275	2148172
276	2148175
277	2148178
278	2148181
279	2148184
280	2148187
281	2148190
282	2148193
283	2148196
284	2148199
285	2148202
286	2148205
287	2148208
288	2148211
289	2148214
290	2148217
291	2148220
292	2148223
293	2148226
294	2148229
295	2148232
296	2148235
297	2148238
298	2148241
299	2148244
300	2148247
301	2148250
302	2148253
303	2148256
304	2148259
305	2148262
306	2148265
307	2148268
308	2148271
309	2148274
310	2148277
311	2148280
312	2148283
313	2148286
314	2148289
315	2148292
316	2148295
317	2148298
318	2148301
319	2148304
320	2148307
321	2148310
322	2148313
323	2148316
324	2148319
325	2148322
326	2148325
327	2148328
328	2148331
329	2148334
330	2148337
331	2148340
332	2148343
333	2148346
334	2148349
335	2148352
336	2148355
337	2148358
338	2148361
339	2148364
340	2148367
341	2148370
342	2148373
343	2148376
344	2148379
345	2148382
346	2148385
347	2148388
348	2148391
349	2148394
350	2148397
351	2148400
352	2148403
353	2148406
354	2148409
355	2148412
356	2148415
357	2148418
358	2148421
359	2148424
360	2148427
361	2148430
362	2148433
363	2148436
364	2148439
365	2148442
366	2148445
367	2148448
368	2148451
369	2148454
370	2148457
371	2148460
372	2148463
373	2148466
374	2148469
375	2148472
376	2148475
377	2148478
378	2148481
379	2148484
380	2148487
381	2148490
382	2148493
383	2148496
384	2148499
385	2148502
386	2148505
387	2148508
388	2148511
389	2148514
390	2148517
391	2148520
392	2148523
393	2148526
394	2148529
395	2148532
396	2148535
397	2148538
398	2148541
399	2148544
400	2148547
401	2148550
402	2148553
403	2148556
404	2148559
405	2148562
406	2148565
407	2148568
408	2148571
409	2148574
410	2148577
411	2148580
412	2148583
413	2148586
414	2148589
415	2148592
416	2148595
417	2148598
418	2148601
419	2148604
420	2148607
421	2148610
422	2148613
423	2148616
424	2148619
425	2148622
426	2148625
427	2148628
428	2148631
429	2148634
430	2148637
431	2148640
432	2148643
433	2148646
434	2148649
435	2148652
436	2148655
437	2148658
438	2148661
439	2148664
440	2148667
441	2148670
442	2148673
443	2148676
444	2148679
445	2148682
446	2148685
447	2148688
448	2148691
449	2148694
450	2148697
451	2148700
452	2148703
453	2148706
454	2148709
455	2148712
456	2148715
457	2148718
458	2148721
459	2148724
460	2148727
461	2148730
462	2148733
463	2148736
464	2148739
465	2148742
466	2148745
467	2148748
468	2148751
469	2148754
470	2148757
471	2148760
472	2148763
473	2148766
474	2148769
475	2148772
476	2148775
477	2148778
478	2148781
479	2148784
480	2148787
481	2148790
482	2148793
483	2148796
484	2148799
485	2148802
486	2148805
487	2148808
488	2148811
489	2148814
490	2148817
491	2148820
492	2148823
493	2148826
494	2148829
495	2148832
496	2148835
497	2148838
498	2148841
499	2148844
500	2148847

A continuación se presentan los valores de Potencia teóricos normalizados de los cortes junto con el ángulo correspondiente al valor con que se debe comparar esta cifra en los resultados obtenidos en el patrón del programa :

		VALOR TEORICO NORMALIZADO		GRADOS
CORTE 1	->	0.04	->	350
CORTE 2	->	0.0648	->	345
CORTE 3	->	0.0955	->	340
CORTE 4	->	0.5831	->	335
CORTE 5	->	0.64	->	330
CORTE 6	->	0.6112	->	325
CORTE 7	->	0.5289	->	320
CORTE 8	->	0.5289	->	315
CORTE 9	->	0.3821	->	310
CORTE 10	->	0.3075	->	305
CORTE 11	->	0.8939	->	300
CORTE 12	->	0.8939	->	295
CORTE 13	->	1.0	->	290
CORTE 14	->	0.9286	->	285
CORTE 15	->	0.8939	->	280
CORTE 16	->	0.7302	->	275
CORTE 17	->	0.7302	->	270
CORTE 18	->	0.6694	->	265
CORTE 19	->	0.64	->	260
CORTE 20	->	0.64	->	255

CORTE 21	->	0.4050	->	250
CORTE 22	->	0.3177	->	245
CORTE 23	->	0.6995	->	240
CORTE 24	->	0.1904	->	235
CORTE 25	->	0.2592	->	230
CORTE 26	->	0.5289	->	225
CORTE 27	->	0.6995	->	220
CORTE 28	->	0.6694	->	215
CORTE 29	->	0.5831	->	210
CORTE 30	->	0.5831	->	205
CORTE 31	->	0.5831	->	200
CORTE 32	->	0.5028	->	195
CORTE 33	->	0.5831	->	190
CORTE 34	->	0.6112	->	185
CORTE 35	->	0.8264	->	180
CORTE 36	->	0.5289	->	175
CORTE 37	->	0.4773	->	170
CORTE 38	->	0.4649	->	165
CORTE 39	->	0.2066	->	233
CORTE 40	->	0.64	->	186

- 10 address
- 100 address
- 101 address
- 102 address
- 103 address
- 104 address
- 105 address
- 106 address
- 107 address
- 108 address
- 109 address
- 110 address
- 111 address
- 112 address
- 113 address
- 114 address
- 115 address
- 116 address
- 117 address
- 118 address
- 119 address
- 120 address
- 121 address
- 122 address
- 123 address
- 124 address
- 125 address
- 126 address
- 127 address
- 128 address
- 129 address
- 130 address
- 131 address
- 132 address
- 133 address
- 134 address
- 135 address
- 136 address
- 137 address
- 138 address
- 139 address
- 140 address
- 141 address
- 142 address
- 143 address
- 144 address
- 145 address
- 146 address
- 147 address
- 148 address
- 149 address
- 150 address
- 151 address
- 152 address
- 153 address
- 154 address
- 155 address
- 156 address
- 157 address
- 158 address
- 159 address
- 160 address
- 161 address
- 162 address
- 163 address
- 164 address
- 165 address
- 166 address
- 167 address
- 168 address
- 169 address
- 170 address
- 171 address
- 172 address
- 173 address
- 174 address
- 175 address
- 176 address
- 177 address
- 178 address
- 179 address
- 180 address
- 181 address
- 182 address
- 183 address
- 184 address
- 185 address
- 186 address
- 187 address
- 188 address
- 189 address
- 190 address
- 191 address
- 192 address
- 193 address
- 194 address
- 195 address
- 196 address
- 197 address
- 198 address
- 199 address
- 200 address
- 201 address
- 202 address
- 203 address
- 204 address
- 205 address
- 206 address
- 207 address
- 208 address
- 209 address
- 210 address
- 211 address
- 212 address
- 213 address
- 214 address
- 215 address
- 216 address
- 217 address
- 218 address
- 219 address
- 220 address
- 221 address
- 222 address
- 223 address
- 224 address
- 225 address
- 226 address
- 227 address
- 228 address
- 229 address
- 230 address
- 231 address
- 232 address
- 233 address
- 234 address
- 235 address
- 236 address
- 237 address
- 238 address
- 239 address
- 240 address
- 241 address
- 242 address
- 243 address
- 244 address
- 245 address
- 246 address
- 247 address
- 248 address
- 249 address
- 250 address
- 251 address
- 252 address
- 253 address
- 254 address
- 255 address
- 256 address
- 257 address
- 258 address
- 259 address
- 260 address
- 261 address
- 262 address
- 263 address
- 264 address
- 265 address
- 266 address
- 267 address
- 268 address
- 269 address
- 270 address
- 271 address
- 272 address
- 273 address
- 274 address
- 275 address
- 276 address
- 277 address

1954. 1954. 1954.
 1955. 1955. 1955.
 1956. 1956. 1956.
 1957. 1957. 1957.
 1958. 1958. 1958.
 1959. 1959. 1959.
 1960. 1960. 1960.
 1961. 1961. 1961.
 1962. 1962. 1962.
 1963. 1963. 1963.
 1964. 1964. 1964.
 1965. 1965. 1965.

Desk File Run Edit Debug

OUTPUT

FREC= 527 MHZ
 DISTD= 27
 DESFDP1= 0
 DESFDP2= 90
 SEPPAN1= 40
 SEPPAN2= 40
 DESFTP= 195
 ?

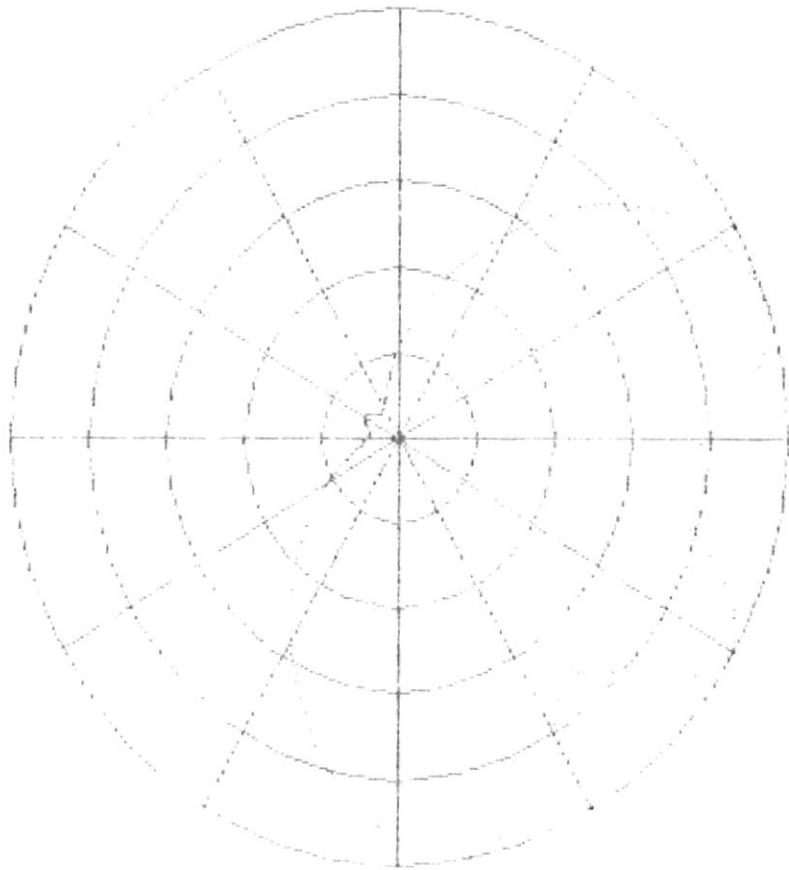


FIG.47: PATRON HORIZONTAL DEL ARREGLO BUSCADO
 FRECUENCIA = 527 MHz
 DISTANCIA ENTRE LOS DIPOLOS = 27 cm.
 DESFASE DEL DIPOLO 1 EN GRADOS = 0°
 DESFASE DEL DIPOLO 2 EN GRADOS = 90°
 SEPARACION DE PANEL 1 = 40 cm.
 SEPARACION DE PANEL 2 = 40 cm.
 DESFASE TOTAL DEL PATRON EN GRADOS = 195°

1000 1000 1000 1000 1000
 1000 1000 1000 1000 1000
 1000 1000 1000 1000 1000
 1000 1000 1000 1000 1000
 1000 1000 1000 1000 1000
 1000 1000 1000 1000 1000

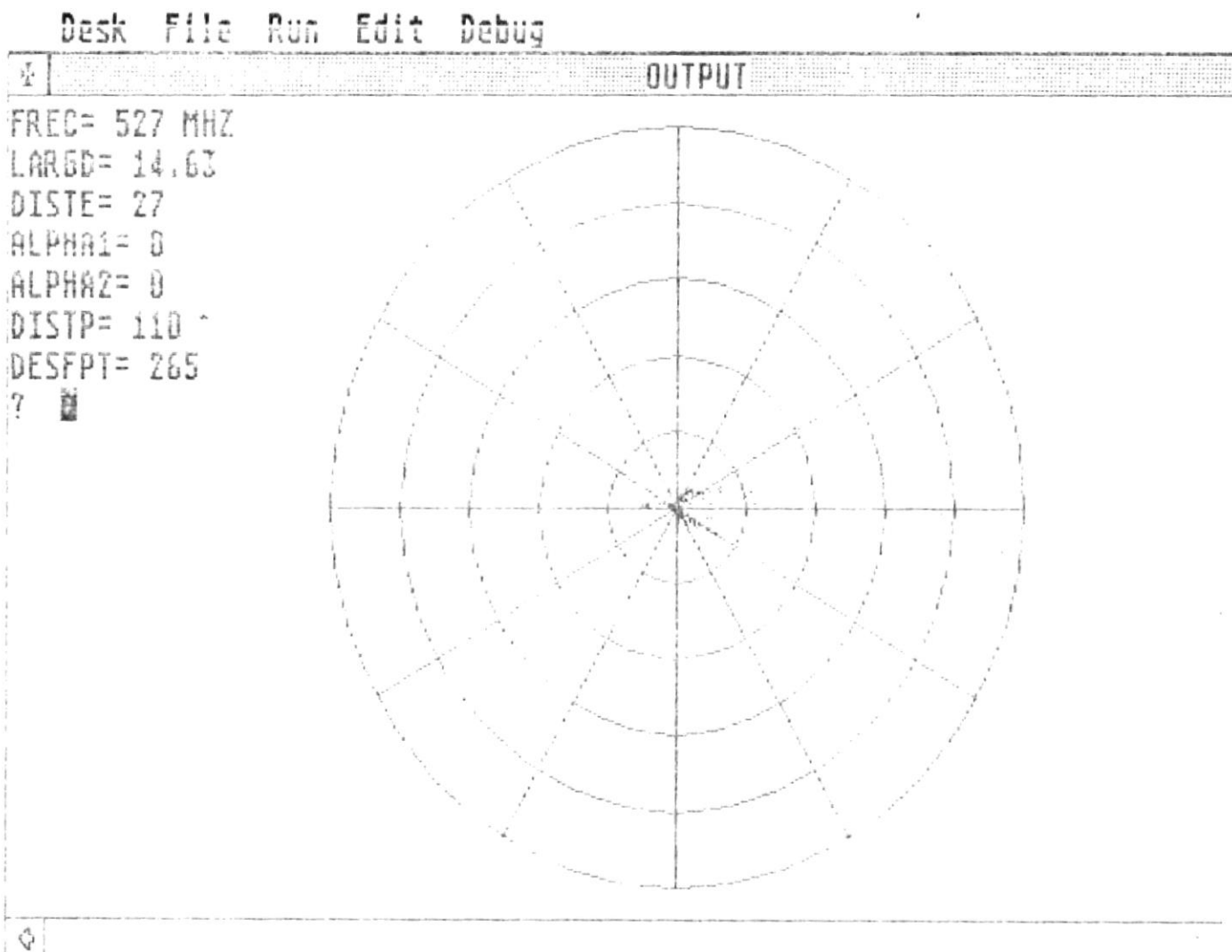


FIG. 4.8: PATRON VERTICAL DEL ARREGLO DUSCA DO
 FRECUENCIA = 527 MHz
 LARGO DEL DIPOLO = 14.63 cm
 DISTANCIA ENTRE LOS ELEMENTOS = 27 cm
 DESPLAZAMIENTO ALPHA1 EN GRADOS = 0°
 DESPLAZAMIENTO ALPHA2 EN GRADOS = 0°
 DISTANCIA ENTRE PANELES = 110 cm
 DESFASE DE PANEL TOTAL = 265°

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Al concluir esta tesis se ha logrado el objetivo de optimizar teóricamente la señal de televisión del canal 23 UHF de ECUAVISA - Quito a base de un estudio teórico introductorio así como de un estudio de propagación con lo cual se concluyó, con la ayuda de programas, con el arreglo adecuado de antenas.

Se debe tener muy en cuenta el subcapítulo 3.2.1 ya que es el método a utilizarse para la obtención del patrón horizontal que logra cubrir toda la ciudad de Quito y sus alrededores.

Se recomienda la colocación precisa de los paneles en la dirección concluida para que la cobertura de la señal sea la apropiada.

MANUAL DEL USUARIO

Los programas han sido realizados en una computadora ATARI 1040ST, y los pasos a seguir para operarlos son:

- 1.- Se coloca el diskette de Basic dentro de la casetera.
- 2.- Se enciende el monitor y luego el computador.
- 3.- Se oprime una vez con el ratón el archivo A.
- 4.- Se oprimen dos veces seguidas el programa Basic.
- 5.- Se carga el programa en la memoria del computador (load).
- 6.- Se lo ejecuta (run).

BIBLIOGRAFIA

- * A Quantitative comparison of the relative performance of VHF and UHF broadcast systems by Philip A. Rubin, W.J. Kessler and M.J. Wilhelm.
- * Television broadcasting, HINES.
- * Antennas Fundamentals and Definitions, Stutzman Thielz Editorial Wiley.
- * UHF Broadband dipoles curtain, Irte Electronic.
- * Federal Communications Commissions (rules and regulations)
- * Datos técnicos proporcionados por Ecuavisa (Corporación Ecuatoriana de televisión - Canal 2 - Guayaquil).
- * Basic Television (principles and servicing) Bernard Grob, Editorial Mc. Graw Hill.
- * Wave propagation, radiation and absorption, Edward W. Allen Jr. Sun City, Arizona (Former Chief Engineering FCC).



A.F. 141779

