

INFLUJO DE LA DISTRIBUCION DE  
CORRIENTE SOBRE LAS CARACTERISTICAS  
DIRECCIONALES DE UNA ANTENA

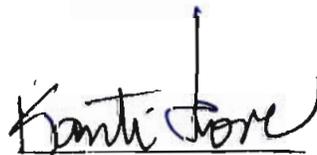
Tesis previa a la obtención del título de  
Ingeniero en la especialización de Electrónica  
y Telecomunicaciones de la Escuela Politécnica  
Nacional

Luis E. Montenegro

QUITO

Julio de 1972

Certifico que este trabajo ha sido  
realizado en su totalidad por el  
señor Luis E. Montenegro

A handwritten signature in black ink, reading "Kanti Hore". The signature is written in a cursive style with a prominent vertical stroke at the end.

Doctor Kanti Hore  
CONSULTOR DE TESIS

Quito, Julio de 1972

A MI MADRE

## IV

### PROLOGO

El tema del presente trabajo está incluido en una lista de temas de tesis que fue publicada por el grupo de profesores del Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones de la Escuela Politécnica Nacional.

Desde el momento de su publicación, sentí un especial interés por este tema, razón por la cual decidí llevar a cabo su desarrollo.

Dejo constancia de mi agradecimiento a todas las personas que de una u otra forma contribuyeron a la realización del mismo, sobre todo al Doctor Kanti Hore, consultor de tesis.

Es mi deseo que el trabajo efectuado sirva de alguna manera a los interesados en estudiar la Teoría Electromagnética, sobre todo en lo que se relaciona a Radiación y Antenas.

Luis E. Montenegro

Quito, Julio de 1972

## I N D I C E    G E N E R A L

	Página
PROLOGO	IV
INTRODUCCION	1
<u>Capítulo Primero: EXPOSICION DEL PROBLEMA</u>	5
1.1    La antena como línea de transmisión	7
1.2    Terminología usada en el estudio de antenas	8
1.2.1   Intensidad de Radiación	9
1.2.2   Potencia Radiada	9
1.2.3   Directividad	10
1.2.4   Ganancia de Potencia	12
1.3    Método de Cálculo a emplearse	12
1.3.1   Deducción de fórmulas empleadas	14
<u>Capítulo Segundo: CONFIGURACION DE RADIACION DE UN</u> <u>MONOPOLO CON DISTRIBUCION DE</u> <u>CORRIENTE EN FORMA DE ONDAS ESTA</u> <u>CIONARIAS</u>	16
2.2    Cálculo de las funciones de radiación	18
2.3    Configuración de radiación	22
2.4    Potencia Radiada y directividad	32

## VI

<u>Capítulo Tercero:</u> CONFIGURACION DE RADIACION	
ASUMIENDO LA DISTRIBUCION DE	
CORRIENTE EN FORMA DE ONDAS	
VIAJERAS	
	34
3.1	Funciones de radiación
	36
3.2	Configuración de radiación
	38
3.3	Potencia radiada y directividad
	45
3.4	Comparación de las configuraciones de
	radiación
	48
<u>Capítulo Cuarto:</u> ESTUDIO DE LAS CARACTERISTICAS	
DE RADIACION DE LA ANTENA ROMBICA	
HORIZONTAL	
	50
4.1	Funciones de radiación
	52
4.2	Efecto de la tierra sobre las funciones
	de radiación
	64
<u>Capítulo Quinto:</u> DISEÑO DE UNA ANTENA ROMBICA	
	72
5.1	Localización de la antena
	74
5.2	Orientación de la antena
	74
5.3	Criterios usados para dimensionar una antena
	rómbica
	77
5.3.1	Diseño para máxima potencia de salida
	79
5.3.2	Diseño por alineamiento
	89
5.3.3	Diseño de acuerdo a las necesidades
	95

## VII

### Capítulo Sexto: CRITICA DE LAS APROXIMACIONES

	REALIZADAS	96
6.1	El método de cálculo	97
6.2	La antena filamental	98
6.3	El campo lejano	99
6.4	La tierra perfectamente conductora	100

### Capítulo Séptimo: MEDICION DE LA GANANCIA DE

	ANTENAS RÓMBICAS	103
7.1	Método de diseño utilizado	104
7.2	Uso de modelos para mediciones en antenas	106
7.3	Impedancia de antena	107
7.3.1	Resistencia terminal para la antena rómbica	108
7.3.2	Antena de alambres múltiples	110
7.4	Consideraciones para la medición de la ganancia de antena	113
7.5	Medición de la ganancia	117

### Capítulo Octavo: COMENTARIOS SOBRE LOS RESULTADOS

	OBTENIDOS Y CONCLUSIONES	140
8.1	Errores en este tipo de mediciones	142
8.2	Conclusiones	143
ANEXO I		145
Dedución de las fórmulas para la intensidad de radiación ( $\Phi$ ) y la potencia radiada por una antena		146

VIII

ANEXO II	152
Cálculo del diagrama de radiación de la antena rómbica	153
BIBLIOGRAFIA	154

## IX

## I N D I C E    D E    T A B L A S

	Página
Tabla 2 - 1    Máximos y mínimos obtenidos	24
Tabla 2 - 2    Potencia radiada, $\Phi$ máxima y directividad	33
Tabla 3 - 1    Máximos y mínimos obtenidos	39
Tabla 3 - 2    Potencia radiada, $\Phi$ máxima y directividad	47
Tabla 7 - 1    Dimensiones de las antenas	105
Tabla 7 - 2    Impedancia calculada	108
Tabla 7 - 3    Impedancia calculada e impedancia medida	113
Tabla 7 - 4    Ganancia de los modelos de antenas rómbicas	121
Tabla 7 - 5    Valores medidos para los diagramas de radiación horizontales	124
Tabla 7 - 6    Valores medidos para los diagramas de radiación vertical	129

## INDICE DE GRAFICOS

	Página
Fig. 2.3, 2.4, 2.5, 2.6, 2.7 Diagramas de radiación de un monopolo con distribución de corriente en forma de ondas estacionarias	27-31
Fig. 3.2, 3.3, 3.4, 3.5, 3.6 Diagramas de radiación de un monopolo con distribución de corriente en forma de ondas viajeras	40-44
Fig. 5.3, 5.4 Diagramas de radiación de la antena rómbica diseñada por el método para "máxima salida de potencia"	87-88
Fig. 5.6, 5.7 Diagramas de radiación de la antena rómbica diseñada por el método "Diseño por alineamiento"	93-94
Fig. 7.8, 7.9, 7.10, 7.11, 7.12 Diagramas de radiación horizontal de antenas rómbicas, diseñadas por el "método de reducción de la longitud"	130-134
Fig. 7.13, 7.14, 7.15, 7.16, 7.17 Diagramas de radiación vertical de antenas rómbicas diseñadas por el método de "reducción de la longitud"	135-139

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

El influjo de la distribución de corriente en las características direccionales de una antena, es un aspecto de gran importancia en el estudio de la teoría de antenas, ya que las características de direccionalidad están íntimamente ligadas con la distribución de corriente.

El presente trabajo, no pretende ser el estudio de algo nuevo, sino mas bien una aplicación de la teoría de Schelkunoff, que trata a la antena como una línea de transmisión. Pudiéndose por lo tanto, aplicar conceptos de las líneas a las antenas.

La parte experimental se realizó con equipos disponibles en el Laboratorio del Departamento de Ingeniería Electrónica de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Escuela Politécnica Nacional, y en lo que se refiere al material necesario se utilizó el disponible en el mercado.

El primer capítulo presenta una exposición general del problema, junto con una terminología usada en el estudio de antenas y el método de cálculo a ser empleado en todo el desarrollo matemático.

Los capítulos segundo y tercero, contienen el estudio teórico de un monopolo con distribución de corriente en forma de ondas estacionarias y ondas viajeras respectivamente. Y al final del tercer capítulo se realiza una comparación de los resultados obtenidos para las dos distribuciones de corriente.

En el cuarto capítulo se realizó un estudio teorico-matemático de las características de radiación de la antena rómbica horizontal, tomán

do como base el estudio realizado por Donald Foster [1] para este tipo de antena en el caso de transmisión.

En el capítulo quinto se efectúa el diseño de una antena róbica, partiendo de las expresiones encontradas en el capítulo cuarto. Llegándose a los mismos resultados de Bruce, Beck y Lowry [2] que analizaron el caso en lo que se refiere a recepción.

Ya que en el estudio teórico fue necesario realizar algunas aproximaciones a fin de simplificar los cálculos. El capítulo sexto contiene una breve crítica de las aproximaciones más importantes.

El capítulo séptimo contiene la parte experimental sobre todo los análisis y mediciones preliminares que fueron necesarios para realizar la parte práctica en su totalidad. Es necesario destacar que si bien la antena róbica es una antena usada preferentemente en el rango de H. F., no fue posible trabajar en este rango dado que las dimensiones y estructura de la antena alcanzan grandes dimensiones, necesitándose equipos de transmisión y recepción apropiados. Siendo ésta la razón fundamental que llevo a trabajar con modelos de antenas de dimensiones adecuadas, aunque se tenga que enfrentar a los problemas que se presentan al trabajar con frecuencias ultra elevadas.

Finalmente en el capítulo octavo se realizan los comentarios sobre los resultados experimentales obtenidos, los posibles errores que pueden influir en la exactitud de las mediciones y las conclusiones que se pue-

den obtener del estudio realizado.

Se adjuntan al final dos anexos, el primero de los cuales contiene una deducción de las fórmulas matemáticas a ser empleadas y el segundo contiene uno de los programas típicos que fue pasado en la computadora IBM 1130 de la Universidad Central del Ecuador, para el cálculo de los diagramas de radiación.

C A P I T U L O      P R I M E R O

EXPOSICION DEL PROBLEMA

La corriente a través de los conductores de una antena determina el campo electromagnético, y este a su vez en puntos distantes, caracteriza las propiedades de radiación de la misma.

Por esto, para el cálculo del campo electromagnético de antenas, es de suma importancia conocer la verdadera distribución de corriente en función de la longitud de la antena.

Se puede obtener esta información resolviendo las ecuaciones de Maxwell sujetas a condiciones de borde apropiadas impuestas por la antena y la fuente, sin embargo, este es un problema relativamente dificultoso.

Max Abraham, León Brillouin, Erik Hallen, Sergei A. Shelkunoff y otros, han obtenido soluciones satisfactorias usando diferentes métodos [3] .

El método de Shelkunoff es más simple que los demás, porque representa a la antena como una línea de transmisión con constantes uniformemente distribuidas e involucra conceptos muy familiares al ingeniero de radio.

En el presente trabajo se comienza con un estudio de la configuración de radiación de una antena monopolo con distribución de corriente en forma de ondas estacionarias y en forma de ondas viajeras, considerando a la antena como una línea de transmisión; para luego, establecer una comparación entre las dos configuraciones de radiación, en base a

las características de direccionalidad.

Una aplicación de este estudio será la determinación de las características direccionales de la antena r**ó**mbica horizontal que en esencia consta de cuatro monopolos dispuestos en forma de rombo.

### 1.1 LA ANTENA COMO LINEA DE TRANSMISION.

Una antena es un circuito que tiene constantes distribuidas; en consecuencia, la distribución de corriente tiene el mismo carácter general que en una línea de transmisión. Aunque esta semejanza no es exacta, debido a que la inductancia y capacidad por unidad de longitud de un sistema de antena no son las mismas en todos sus puntos.

Si se considera el caso de un conductor que presenta un extremo abierto, la corriente se distribuye en tal forma que es nula en el extremo abierto y pasa por un mínimo a una distancia múltiplo de una media longitud de onda de aquel extremo. Además, debido a que la corriente mínima es muy pequeña con respecto a la corriente máxima, es común suponerla nula y las corrientes adyacentes se representan defasadas exactamente en 180 grados. En este caso ideal, la ecuación que representa la distribución de corriente es:

$$I = I_m \sin \beta (L - z) \quad (1-1)$$

Donde:  $\beta$  es la constante de fase, igual a  $2\pi / \lambda$  ,

$L$  es la longitud de la antena,

$I_m$  es el valor de la corriente máxima y

$z$  es la distancia desde un punto de la antena al extremo de la línea por el que se introduce la potencia.

Esta expresión corresponde exactamente a la que se obtendría si la línea se comportara como una línea de transmisión con pérdidas nulas, lo cual en la práctica no se realiza en forma perfecta, ya que la antena irradia y consume energía.

Cuando la antena termina en una impedancia igual a la impedancia característica, si se la considera como línea de transmisión, la distribución de corriente está caracterizada por un defasamiento progresivo uniformemente distribuido y que suma  $2\pi$  radianes por longitud de onda. Y si se supone despreciables las pérdidas de energía, la amplitud de la corriente será constante en todos los puntos y su expresión será de la forma:

$$I = I_0 e^{j\beta z} \quad (1-2)$$

Donde:  $I_0$  es la corriente a la distancia  $z=0$

## 1.2 TERMINOLOGIA USADA EN EL ESTUDIO DE ANTENAS

Para desarrollar el presente trabajo es conveniente definir ciertos términos y características peculiares a los sistemas de antenas.

### 1.2.1 Intensidad de radiación.

Se define como intensidad de radiación a la potencia radiada por unidad de ángulo sólido (estero-radián) en una dirección dada.

Ya que se considera el campo distante, llamado de radiación; para el cual, los vectores: intensidad de campo eléctrico  $\vec{E}$  e intensidad de campo magnético  $\vec{H}$  son perpendiculares al radio vector, el flujo de potencia  $P$  por unidad de área está dado por [ 4 ] :

$$P = \frac{E^2}{\eta} \quad (\text{watt./m}^2) \quad (1-3)$$

siendo  $\eta$  la impedancia característica del espacio libre.

Como hay  $r^2$  metros cuadrados de superficie por unidad de ángulo sólido, la potencia sera [ 5 ] :

$$Pr^2 = \frac{E^2 r^2}{\eta} \quad (\text{watt./estero-radián}) \quad (1-4)$$

donde  $r$  es la distancia desde el elemento radiante al punto considerado.

Esta expresión representa la intensidad de radiación que se la designa como  $\Phi(\theta, \varphi)$ , donde  $\theta$  y  $\varphi$  determinan la dirección de radiación.

### 1.2.2 Potencia radiada.

Como se verá luego la intensidad de radiación  $\Phi$  es únicamente

función de la dirección (  $\theta, \varphi$  ) por lo que la potencia total radiada se expresa como [ 6 ] :

$$W_r = \int \Phi d\Omega \quad (\text{watts}) \quad (1-5)$$

Donde  $d\Omega$  es el diferencial del ángulo sólido y puede ser escrito como:

$$d\Omega = \text{sen } \theta \, d\theta \, d\varphi$$

Si se considera la antena en el espacio libre,  $\theta$  variará desde cero hasta  $\pi$  y  $\varphi$  de cero a  $2\pi$  radianes.

### 1.2.3 Directividad

En el caso de una antena transmisora, se define a la directividad como la habilidad de concentrar radiación en una dirección particular.

Para tener una mejor idea se puede considerar una fuente de radiación isotrópica "D", como se ilustra en la figura 1.1. (El radiador isotrópico, que tiene direc

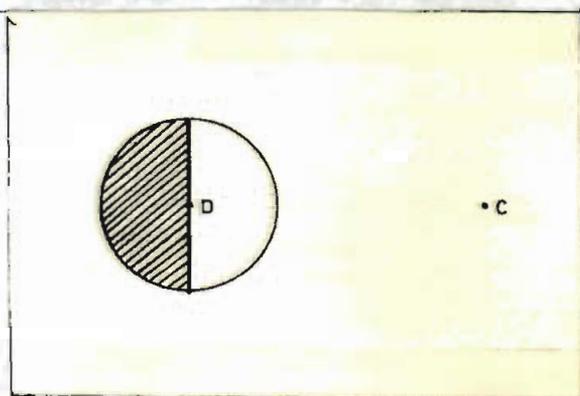


Fig. 1.1

tividad perfectamente omnidireccional, solamente existe como un concep-

to matemático, en la práctica toda antena exhibe algún grado de directividad). Una superficie de igual intensidad de radiación será de forma esférica y simétricamente dispuesta alrededor de "D". Ahora, si por algún medio se evita la radiación en una parte de la esfera, por ejemplo en la parte sombreada, se tiene un ahorro de energía, y si en lugar de ahorrar esa energía se la añade al lado no sombreado, la energía disponible en el punto "C" será mayor, esto en resumen representa un aumento de la directividad.

Para la antena receptora se tiene el caso recíproco, esto es, la antena interceptará mejor las ondas desde las mismas direcciones en las cuales concentra energía cuando se la emplea como transmisora.

La expresión para la ganancia de directividad en determinada dirección será [7] :

$$g_d(\theta, \varphi) = \frac{4\pi \Phi(\theta, \varphi)}{\int \Phi d\Omega} \quad (1-6)$$

Por lo tanto, la directividad no es más que la máxima ganancia de directividad.

$$D = \frac{4\pi \Phi_{max.}}{\int \Phi d\Omega} \quad (1-7)$$

#### 1.2.4 Ganancia de Potencia.

La ganancia de potencia es un término usado para expresar el aumento de potencia en el campo radiado por una antena, comparada con otra tomada como referencia y está definida por [ 8 ] :

$$G = \frac{\Phi_{\text{max. de la antena de prueba}}}{\Phi_{\text{max. de la antena de referencia}}} \quad (1-8)$$

#### 1.3 METODO DE CALCULO A EMPLEARSE

Existen dos métodos [ 9 ] para calcular la potencia radiada y las componentes de campo electromagnético de una antena producidas por una distribución de corriente conocida, estos son:

1.- El método del vector de Poynting (empleado por Hertz en 1889) que se basa en la idea de que en un medio sin pérdidas, la energía radiada debe atravesar toda superficie cerrada que encierra el sistema radiante y consecuentemente la potencia radiada puede calcularse integrando el vector de Poynting sobre dicha superficie. Dado que el campo electromagnético a gran distancia del sistema radiante es mucho más simple que el campo cercano, es conveniente seleccionar una gran esfera como la superficie cerrada.

2.- El método de la fuerza electromotriz inducida (sugerido por L.

Brillouin en 1921 que consiste en calcular el trabajo realizado para mover una corriente eléctrica dada, contra las fuerzas eléctricas por ella producidas, dando la energía total contribuida al campo electromagnético.

En un medio sin pérdidas, los dos métodos son matemáticamente equivalentes, y si la superficie sobre la cual se integra el vector de Poynting se hace coincidir con la superficie exterior del sistema radiante, el integral es fácilmente interpretado como el trabajo realizado por las fuerzas aplicadas para mantener la distribución de corriente dada. Cabe anotar, eso si, que el segundo método es más general porque hace factible el cálculo de la potencia radiada por una antena en cualquier medio, aunque usualmente en aplicaciones prácticas se trata de sistemas radiantes en el aire.

En este trabajo, debido a las aproximaciones matemáticas que van a ser introducidas, se usará el primer método por ser considerablemente más simple que el segundo.

Sergei A. Schelkunoff, en 1939, sistematizó el cálculo requerido por este método para los más complejos problemas de radiación [10] .

Para calcular el campo electromagnético a gran distancia del radiador ha tomado en cuenta las siguientes asunciones:

a) Las diferencias de distancia entre los puntos del elemento radiante y el punto de observación son totalmente despreciable en lo que

concierno a la magnitud, pero en lo relacionado a la fase es necesaria una mejor aproximación.

b) Las diferencias de ángulo de los distintos puntos del elemento radiante, con relación a dicho punto, son totalmente despreciables.

c) Interesa únicamente el campo electromagnético distante, de aquí que se pueden despreciar todas las componentes de campo que decrezcan más rápidamente que  $1/r$ .

### 1.3.1 Deducción de las fórmulas empleadas.

Para poder grafizar los diagramas de radiación se necesita conocer la expresión de la intensidad de radiación o la intensidad de campo, y para el cálculo de la directividad es necesario conocer la energía total radiada por la antena. Se puede llegar a estas expresiones tomando en cuenta las asunciones realizadas por Schelkunoff y desarrollando el proceso matemático indicado en el anexo 1.

C A P I T U L O      S E G U N D O  
CONFIGURACION DE RADIACION DE UN  
MONOPOLO CON DISTRIBUCION DE CORRIENT  
TE EN FORMA DE ONDAS ESTACIONARIAS

Como se dijo en el capítulo anterior, se puede considerar a la antena en estudio como una línea de transmisión con retorno a tierra, no terminada en su impedancia característica como se ilustra en la fig. (2.1).

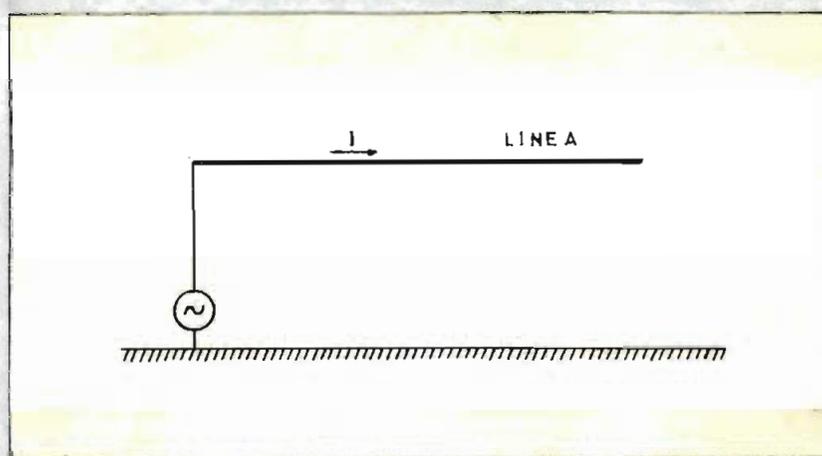


Fig. 2.1

Por lo tanto, los voltajes y corrientes existentes en la línea pueden ser considerados como la suma de dos componentes la primera es un tren de ondas que se propaga desde el generador hacia la carga, proporcional a  $e^{-\gamma z}$ ; y, la segunda es un tren de ondas que resulta de la reflexión del primero por la impedancia de carga en el extremo de la línea, se propaga de la carga hacia el generador y es proporcional a  $e^{\gamma z}$  ( $\gamma$  es la constante de propagación). Si el conductor es lo suficientemente delgado como para ser representado como una línea de corriente y asumiendo que las pérdidas son nulas, se puede tomar en cuenta únicamente la parte imaginaria de  $\gamma$  que no es más que la velocidad de fase  $\beta$ , ya definida anteriormente.

Para poder hacer un análisis unidimensional, se considera un conductor filamental que lleva una corriente en dirección positiva del eje "z" en un sistema de coordenadas Cartesianas como se ilustra en la figura 2.2.

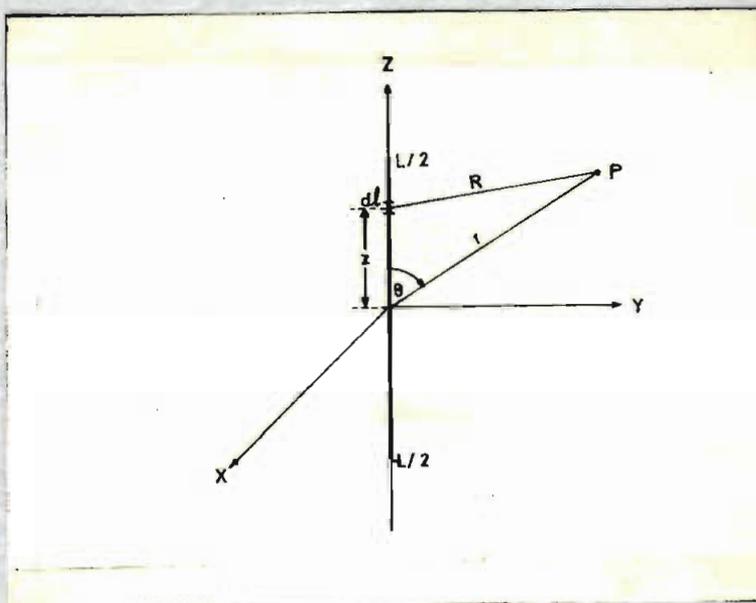


Fig. 2.2

Si se toma un elemento  $dl$  muy pequeño se puede asumir que la corriente es constante a lo largo de su longitud y que está uniformemente distribuida a través del conductor, luego cualquier circuito físico o antena portadora de corriente puede considerarse como consistente de un gran número de elementos juntados unos a otros.

## 2.2 CALCULO DE LAS FUNCIONES DE RADIACION

Haciendo uso de la ecuación (I-4)\* , en la cual, dada la orientación de la antena tenemos que:

$$r = z; \quad \theta' = 0^\circ; \quad \text{y} \quad \psi = \theta,$$

Reemplazando estos valores en dicha ecuación, el vector de radiación ( $\vec{N}$ ), viene a ser:

$$\vec{N} = \int_{V'} \vec{J}_a e^{j\beta z \cos \theta} dV' \quad (2-2)$$

La integración hay que realizarla sobre todo el volumen que contiene a  $\vec{J}_a$  , esto es, en el volumen del conductor elemental.

Como ya se dijo anteriormente que se trata de un conductor filamental, la integración de  $\vec{J}_a$  sobre su sección transversal dará justamente la corriente I, resultando al final un integral de línea.

También es importante tomar en cuenta que la corriente tiene la dirección positiva del eje "z", luego el vector de radiación  $\vec{N}$  tendrá la misma dirección "z", resultando por lo tanto:

$$\vec{N}_z = \int_{-L/2}^{L/2} \vec{I}(z) e^{j\beta z \cos \theta} dz, \quad (2-3)$$

\* Ver anexo I al final.

Donde  $L$  es la longitud total de la antena.

La corriente en cualquier punto " $z$ ", medido desde el centro de la antena será de la forma:

$$I(z,t) = I(z) e^{j\omega t} \quad (2-4)$$

Como se mencionó en el primer capítulo, una distribución sinusoidal está representada por la ecuación (1-1).

Es necesario tomar en cuenta que cuando se trata de una antena con distribución de corriente en forma de ondas estacionarias, su longitud debe ser preferentemente resonante, esto es que debe contener un número entero de medias longitudes de onda, para que su impedancia de entrada sea únicamente resistiva.

$$L = m\lambda/2, \quad \beta = m\pi/L$$

donde  $m$  es igual a  $1, 2, 3, \dots$ , etc.

La condición para que la corriente sea cero cuando  $z = L/2$  es satisfecha por:

$$I(z) = I_m \sin m\pi(z/L + 1/2) \quad (2-5)$$

El vector de radiación de acuerdo a la fórmula (2-3) será:

$$N(z) = I_m \int_{-L/2}^{L/2} e^{j\beta z \cos \theta} \operatorname{sen} m\pi (z/L + 1/2) dz.$$

Este es un integral del tipo:  $\int e^{ax} \operatorname{sen}(bx+c) dx$ ,

que evaluado en tablas [11] y reemplazado resulta:

$$N(z) = \frac{I_m e^{jm\pi/L z \cos \theta}}{(m\pi/L)^2 - (m\pi/L)^2 \cos^2 \theta} \left[ m\pi/L \operatorname{sen}(m\pi/L z + m\pi/2) - m\pi/L \cos(m\pi/L z + m\pi/2) \right]_{-L/2}^{L/2}$$

simplificado:

$$N(z) = -\frac{I_m}{\beta \operatorname{sen}^2 \theta} \left[ e^{jm\pi/2 \cos \theta} \cos m\pi - e^{-jm\pi/2 \cos \theta} \right]$$

En coordenadas esféricas las componentes de  $\vec{N}$  están dadas por las relaciones [12] :

$$N_\varphi = -N_x \operatorname{sen} \varphi + N_y \cos \varphi \quad (2-6)$$

$$N_\theta = (N_x \cos \varphi + N_y \operatorname{sen} \varphi) \cos \theta - N_z \operatorname{sen} \theta \quad (2-7)$$

En este caso  $N_x$  y  $N_y$  son iguales a cero, entonces  $N_\varphi = 0$  y  $N_\theta = -N_z \sin \theta$ , luego:

$$N(\theta) = \frac{I_m}{\beta \sin \theta} \left[ e^{j m \pi / 2 \cos \theta} \cos m \pi - e^{-j m \pi / 2 \cos \theta} \right] \quad (2-8)$$

La intensidad de campo se obtiene reemplazando  $N(\theta)$  en (I-10)\* resultando:

$$E(\theta) = j \frac{\omega \mu I_m}{2 \pi \beta r} e^{-j \beta r} \frac{\cos(m \pi / 2 \cos \theta)}{\sin \theta} \quad [\text{volt./m}] \text{ para } m \text{ impar} \quad (2-9)$$

$$E(\theta) = \frac{\omega \mu I_m}{2 \pi \beta r} e^{-j \beta r} \frac{\sin(m \pi / 2 \cos \theta)}{\sin \theta} \quad [\text{volt./m}] \text{ para } m \text{ par} \quad (2-10)$$

Y la intensidad de radiación está dada por la fórmula (I-14)\*

$$\Phi = \frac{\eta I_m^2}{2 \lambda^2 \beta^2} \times \frac{\cos^2(m \pi / 2 \cos \theta)}{\sin^2 \theta} \quad [\text{watt./esterorad.}] \text{ para } m \text{ impar.} \quad (2-11)$$

$$\Phi = \frac{\eta I_m^2}{2 \lambda^2 \beta^2} \times \frac{\sin^2(m \pi / 2 \cos \theta)}{\sin^2 \theta} \quad [\text{watt./esterorad.}] \text{ para } m \text{ par.} \quad (2-12)$$

Donde se puede ver que  $\Phi$  es únicamente función de la dirección  $\theta$ , confirmándose de esta manera lo dicho anteriormente.

### 2.3 CONFIGURACION DE RADIACION

Se puede tener una idea de la situación de los máximos y mínimos de las ecuaciones (2-11) y (2-12) mediante un procedimiento analítico

Para  $m$  impar, derivando  $\Phi$  con respecto a  $\theta$  e igualando a cero la primera derivada resulta:

$$\cos(m\pi/2 \cos\theta) [m\pi \operatorname{sen}^2\theta \operatorname{sen}(m\pi/2 \cos\theta) - 2 \cos(m\pi/2 \cos\theta) \cos\theta] = 0$$

Se ve claramente que cuando  $\cos(m\pi/2 \cos\theta)$  es igual a cero en la función  $\Phi$ , esto corresponde a:

$$m\pi/2 \cos\theta = \text{múltiplo impar de } \pi/2$$

Por lo tanto los ceros de  $\Phi$  ocurren cuando:

$$\cos\theta = 1/m, 3/m, \dots, m/m. \quad (2-13)$$

y los máximos necesariamente cuando:

$$m\pi \operatorname{sen}^2\theta \operatorname{sen}(m\pi/2 \cos\theta) = 2 \cos(m\pi/2 \cos\theta)$$

simplificando:

$$m\pi/2 \operatorname{tg} \theta \operatorname{sen} \theta = \operatorname{ctg} (m\pi/2 \cos \theta) \quad (2-14)$$

Procediendo en igual forma para  $m$  par, se ve que los ceros ocurren cuando:

$$\cos \theta = 0, 2/m, 4/m, \dots, m/m. \quad (2-15)$$

y los máximos cuando se satisface:

$$m\pi/2 \operatorname{tg} \theta \operatorname{sen} \theta = \operatorname{tg} (m\pi/2 \cos \theta) \quad (2-16)$$

Para evaluar el ángulo de máxima radiación se calcula las raíces de las ecuaciones (2-14) y (2-16), por el método llamado de horquillamiento llegándose a los valores de la tabla 2-1.

TABLA 2-1  
 MAXIMO Y MINIMOS OBTENIDOS

m	1º máximo	1º mínimo	2º máximo	2º mínimo	3º máximo
1	90,0°	-	-	-	-
2	53,5°	90,0°	-	-	-
3	42,0°	70,5°	90°	-	-
4	36,0°	60,0°	75°	90,0°	-
5	32,0°	53,2°	66°	78,4°	90°

Por simetría, como se verá luego en los diagramas, se ha tomado en cuenta en este cuadro la variación de  $\theta$  desde 0° hasta 90°. Pudiéndose considerar el primer máximo como lóbulo principal y a partir del segundo como secundarios.

La intensidad de radiación  $\Phi$  se dijo que es la potencia radiada en una dirección dada por unidad de ángulo sólido; esto es, el valor promedio del vector de Poynting en una esfera de radio unitario. Así que un gráfico de  $\Phi$  vs. dirección ( $\theta$ ) determina el diagrama de radiación y se lo reconoce como un diagrama de potencia. En cambio un gráfico de  $E(\theta)$  vs dirección ( $\theta$ ) será un diagrama de intensidad de campo y es proporcional a la raíz cuadrada de  $\Phi$  [13]. En el presente estudio todos los diagramas serán de intensidad de campo, a menos que se especifique lo contrario.

Teniendo en cuenta que  $\eta = 120\pi$  ohm. y  $\beta = 2\pi/\lambda$  las ecuaciones (2-11) y (2-12) se reducen a:

$$\Phi = \frac{30 I_m^2}{4\pi} \times \frac{[1 + \cos(m\pi \cos \theta)]}{\sin^2 \theta} \quad \text{para } m \text{ impar}$$

$$\Phi = \frac{30 I_m^2}{4\pi} \times \frac{[1 - \cos(m\pi \cos \theta)]}{\sin^2 \theta} \quad \text{para } m \text{ par}$$

De la tabla 2.1 se puede evaluar la intensidad de radiación máxima ( $\Phi$  max.), ya que se tiene la dirección ( $\theta$ ) del lóbulo principal. Además, el mayor interés radica en la forma del diagrama, por esto comúnmente se grafiza el lóbulo de radiación en términos de intensidad relativa.

Usando coordenadas polares, para cada valor de  $\theta$  se evalúa el valor de la relación  $\Phi / \Phi$  máx., disponiéndose entonces de magnitud y argumento de la función  $\Phi$ , necesarios para grafizarla en dicho sistema de coordenadas. Además se debe notar que  $\Phi$  es independiente del ángulo  $\varphi$ , por lo tanto, el diagrama de radiación será el sólido de revolución que engendre la figura, al girar sobre la antena tomada en eje.

Las figuras (2-3) hasta (2-7) muestran algunas características direccionales típicas para una antena con distribución de corriente en forma de ondas estacionarias situada en el espacio libre, desde media longi

tud hasta cinco medias longitudes de onda, calculadas mediante las ecuaciones (2-11) y (2-12).

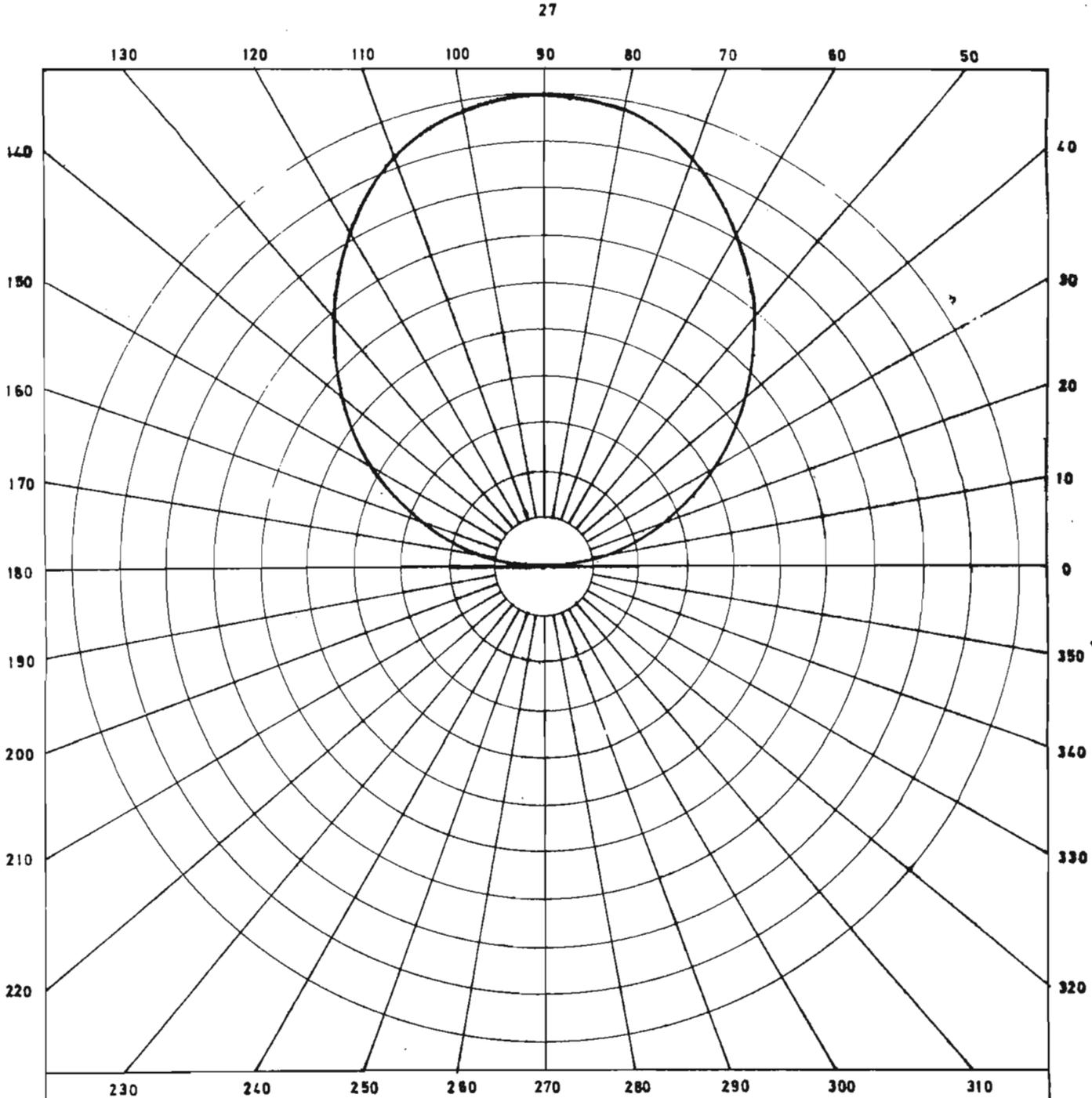
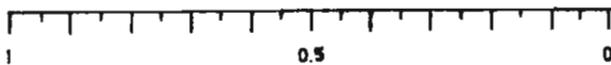


fig. 2.3

ESCALA.



MONOPOLO CON DISTRIBUCION DE CORRIENTE  
EN FORMA DE ONDAS ESTACIONARIAS

**DIAGRAMA DE RADIACION  
EN EL ESPACIO LIBRE**

CASO:  $m = 1$

DIBUJO: L. MONTENEGRO

APROBO: *Kantistore*

FECHA: JUNIO / 72

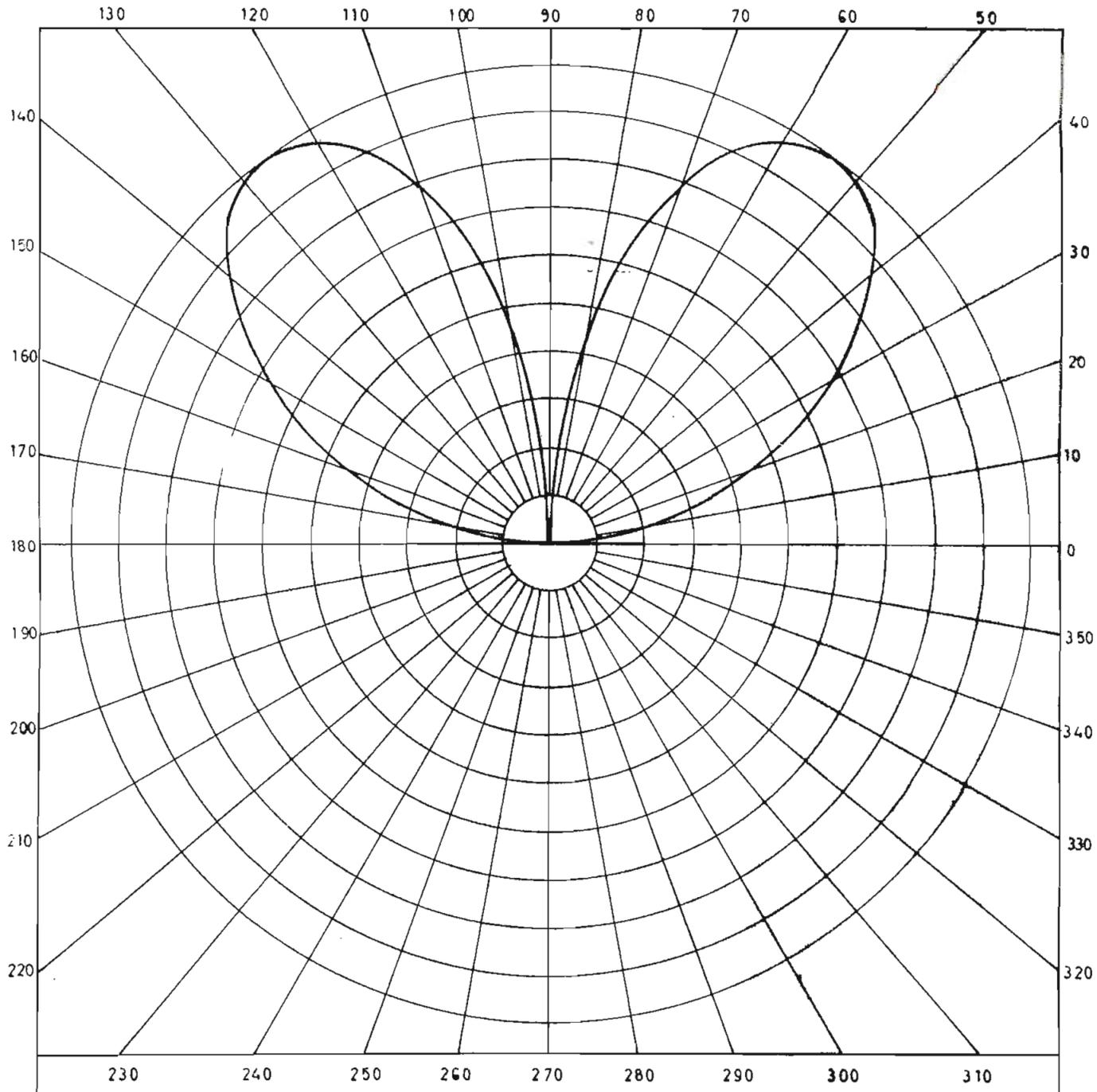
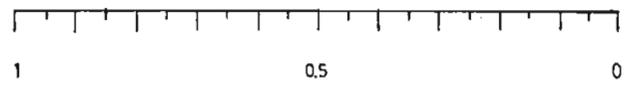


fig.2.4

ESCALA :



MONOPOLO CON DISTRIBUCION DE CORRIENTE EN FORMA DE ONDAS ESTACIONARIAS

**DIAGRAMA DE RADIACION EN EL ESPACIO LIBRE**

CASO :  $m = 2$

DIBUJO: L. MONTENEGRO

APROBO *Montenegro*

FECHA : JUNIO 172

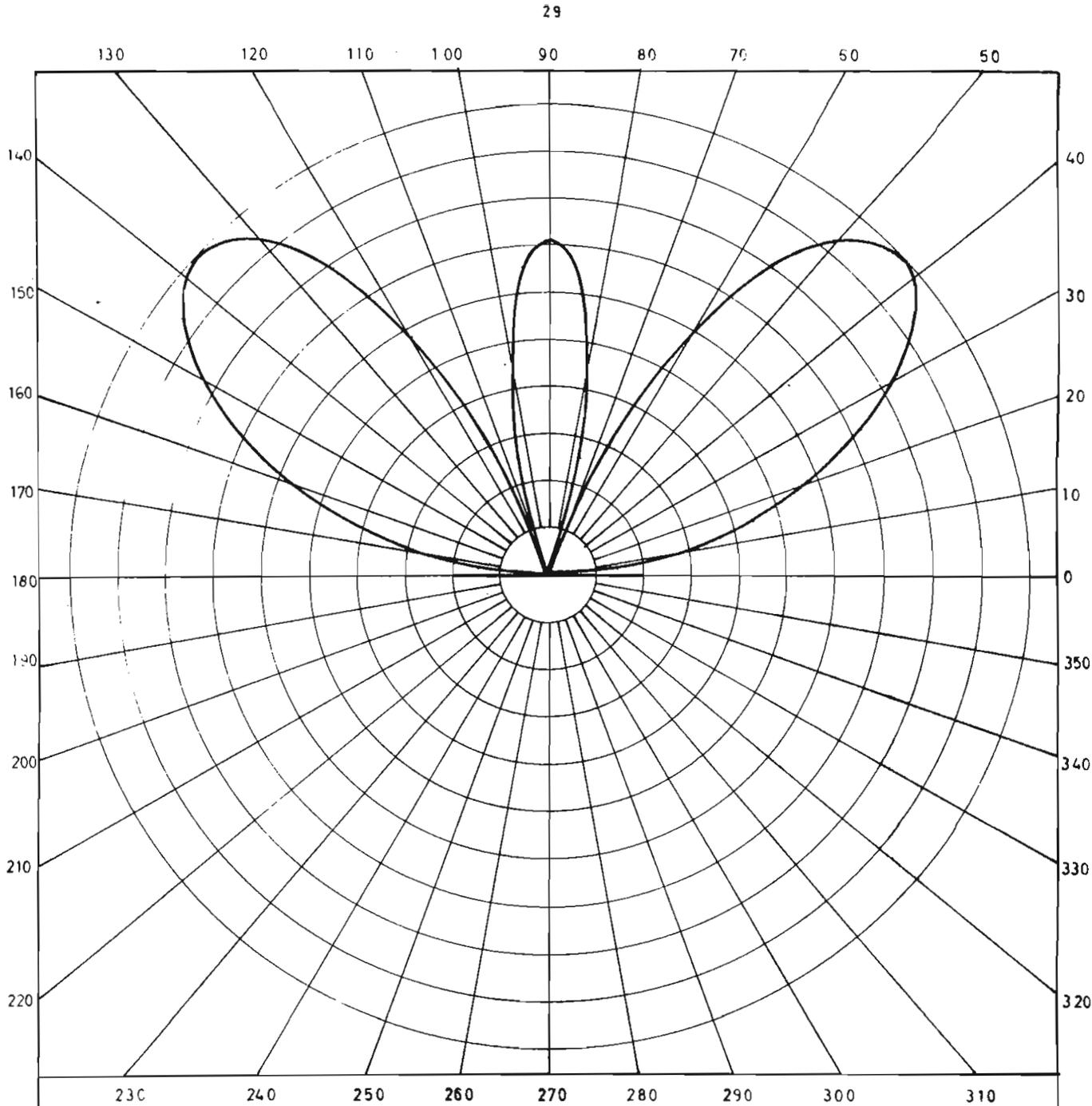
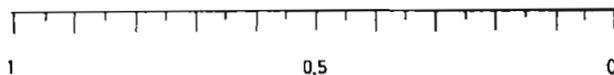


fig.2.5

ESCALA :



MONOPOLO CON DISTRIBUCION DE CORRIENTE  
EN FORMA DE ONDAS ESTACIONARIAS

**DIAGRAMA DE RADIACION  
EN EL ESPACIO LIBRE**

CASO:  $m = 3$

DIBUJO: L. MONTENEGRO

APROBO: *Kantichone*

FECHA: JUNIO / 72

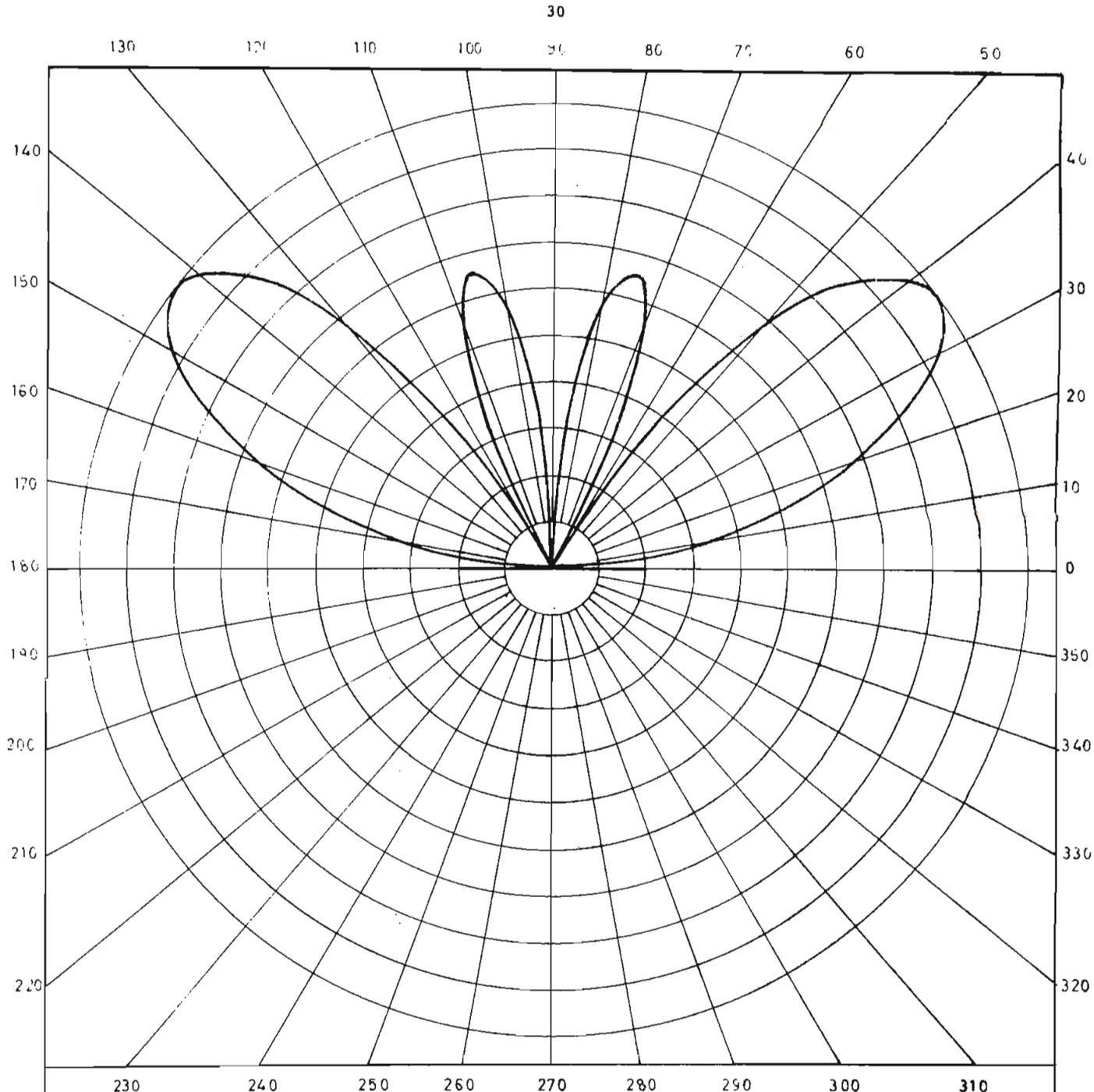
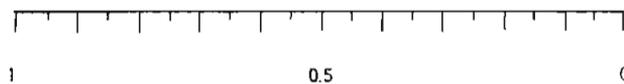


fig.2.6

ESCALA :



MONOPOLO CON DISTRIBUCION DE CORRIENTE  
EN FORMA DE ONDAS ESTACIONARIAS

**DIAGRAMA DE RADIACION  
EN EL ESPACIO LIBRE**

CASO :  $m = 4$

DIBUJO: L. MONTENEGRO

APROBO: *[Signature]*

FECHA: JUNIO / 72

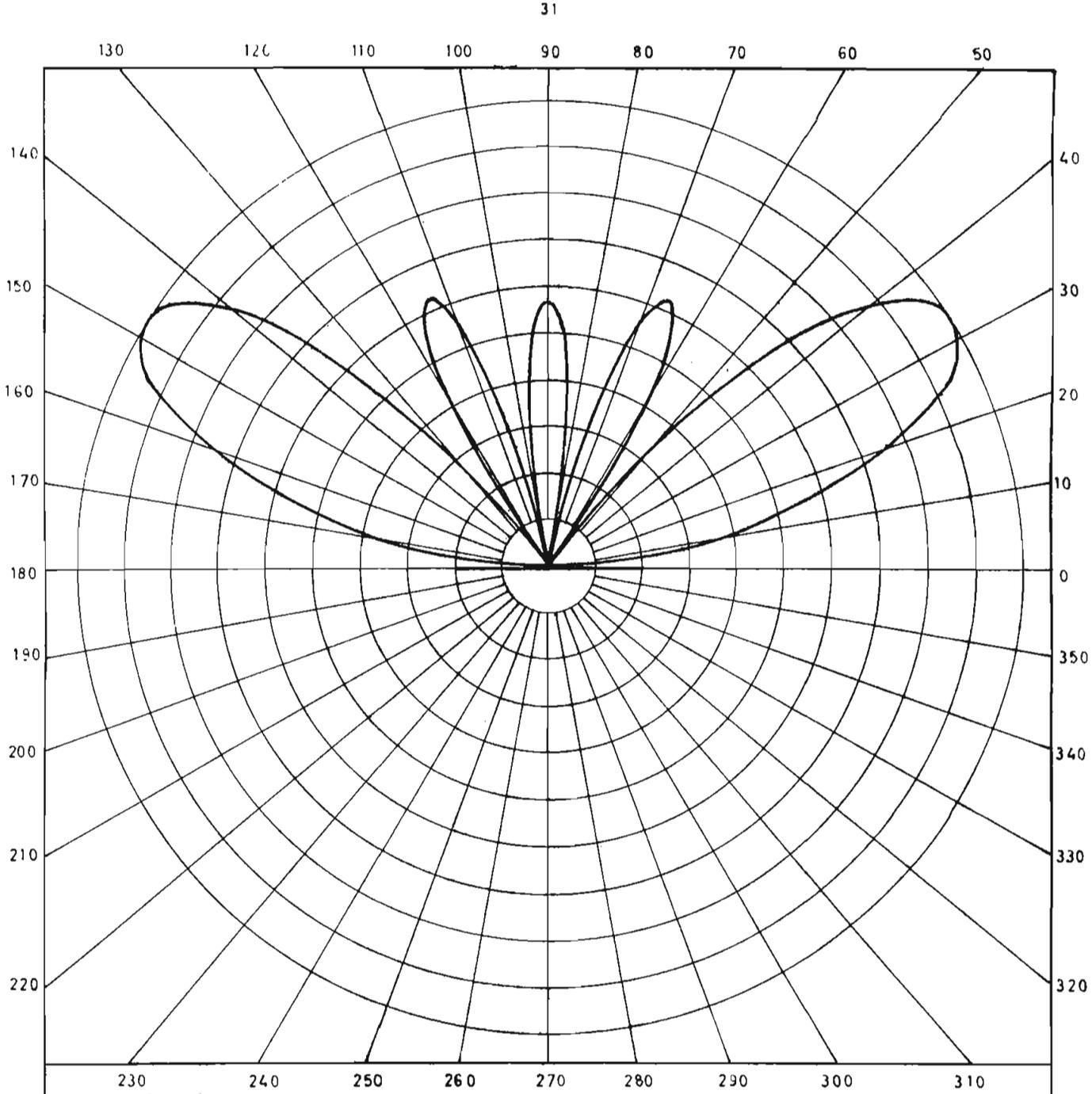
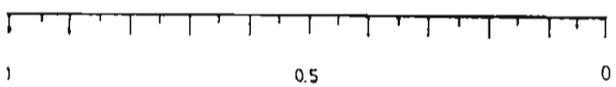


fig. 2.7

ESCALA:



MONOPOLO CON DISTRIBUCION DE CORRIENTE  
EN FORMA DE ONDAS ESTACIONARIAS

**DIAGRAMA DE RADIACION  
EN EL ESPACIO LIBRE**

CASO:  $m = 5$

DIBUJO: L. MONTENEGRO

APROBO: *[Signature]*

FECHA: JUNIO 72

## 2.4 POTENCIA RADIADA Y DIRECTIVIDAD

De la fórmula (I-16)\* se puede calcular la potencia radiada, obteniéndose:

$$W_r = \frac{30}{2} I_m^2 \int_0^\pi \frac{[1 + \cos(m\pi \cos\theta)]}{\sin\theta} d\theta \quad [\text{watt.}] \text{ para } m \text{ impar}$$

$$W_r = \frac{30}{2} I_m^2 \int_0^\pi \frac{[1 - \cos(m\pi \cos\theta)]}{\sin\theta} d\theta \quad [\text{watt.}] \text{ para } m. \text{ par}$$

Evaluando estos integrales por el método de integración numérica tomando intervalos de cinco grados y haciendo uso de la ecuación (1-7) para la máxima ganancia de directividad se elabora la tabla 2-2.

TABLA 2-2

m	Potencia radiada	$\Phi$ máxima	Directividad
1	$15 I_{eff}^2 \times \frac{\pi}{36} \times 27.93$	$30 I_{eff}^2 \times \frac{1}{4\pi} \times 2$	1.64
2	$15 I_{eff}^2 \times \frac{\pi}{36} \times 35.687$	$30 I_{eff}^2 \times \frac{1}{4\pi} \times 2.825$	1.82
3	$15 I_{eff}^2 \times \frac{\pi}{36} \times 40.70$	$30 I_{eff}^2 \times \frac{1}{4\pi} \times 3.91$	2.20
4	$15 I_{eff}^2 \times \frac{\pi}{36} \times 44.573$	$30 I_{eff}^2 \times \frac{1}{4\pi} \times 5.01$	2.57
5	$15 I_{eff}^2 \times \frac{\pi}{36} \times 47.52$	$30 I_{eff}^2 \times \frac{1}{4\pi} \times 6.16$	2.81

Esta tabla hace notar que la directividad de una antena monopolo con distribución de corriente en forma de ondas estacionarias, aumenta con su longitud.

C A P I T U L O      T E R C E R O  
CONFIGURACION DE RADIACION ASUMIENDO  
LA DISTRIBUCION DE CORRIENTE EN FORMA  
DE ONDAS VIAJERAS

En el capítulo anterior se consideró la distribución de la corriente en la antena como una onda estacionaria con nodos en los puntos terminales. Ahora se puede pensar la antena como un alambre terminado en su impedancia característica, como el de la fig. 3.1

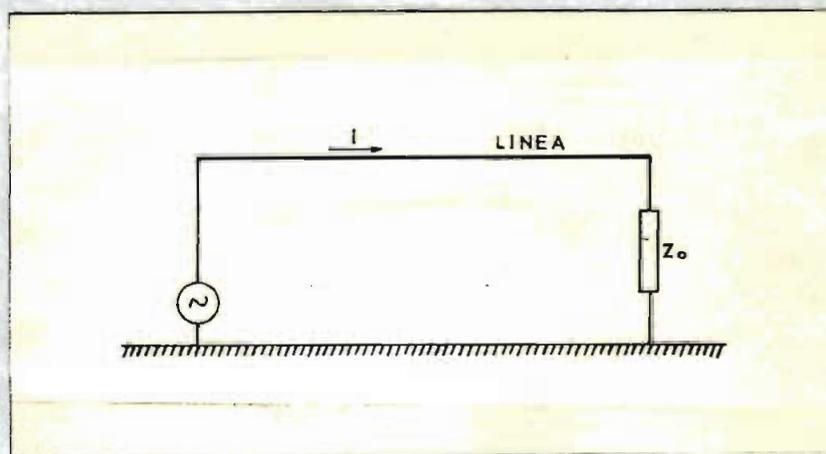


Fig. 3.1

La distribución de corriente es esencialmente aquella de una onda viajera, tal es el caso de una línea de transmisión, donde para asegurarse la más eficiente transferencia de energía se hace todo esfuerzo para evitar ondas estacionarias.

En el caso común, en que la amplitud de la corriente puede suponerse constante a lo largo del conductor, es decir con pérdidas nulas, la distribución de corriente, como ya se expuso en el primer capítulo, está dada por la expresión(1.2)

### 3.1 FUNCIONES DE RADIACION.

Orientando la antena en estudio en el eje Z de un sistema de coordenadas rectangulares, de tal forma que se extienda desde  $Z=0$  hasta  $Z=l$ , se puede asumir que la corriente fluye en la dirección positiva del eje Z y que la dependencia del tiempo es siempre de la forma  $e^{j\omega t}$ .

Para el cálculo de las funciones de radiación, se procede en idéntica forma, como en el capítulo anterior.

$$N_z = I_0 \int_0^l e^{-j\beta z(1-\cos\theta)} dz$$

realizado el integral se tiene que:

$$N_z = I_0 \frac{[1 - e^{-j\beta l(1-\cos\theta)}]}{j\beta(1-\cos\theta)} \quad (3-1)$$

Resulta conveniente expresar el factor del paréntesis en forma de magnitud y ángulo de fase, para ello se considera la expresión:

$$1 - e^{-j\nu} = 2 \operatorname{sen} \nu/2 e^{j\psi}$$

Donde:  $\psi = \pi/2 - \nu/2$

En nuestro caso  $\nu = \beta l(1-\cos\theta)$ , que reemplazado en la expresión (3-1), y tomando en cuenta únicamente la magnitud resulta que:

$$|N_z| = I_0 \frac{2 \operatorname{sen} \beta l / 2 (1 - \cos \theta)}{\beta (1 - \cos \theta)}$$

Expresando esta última ecuación en coordenadas esféricas de acuerdo a las ecuaciones (2-6) y (2-7),  $N_\theta$  se puede escribir como;

$$|N_\theta| = I_0 \frac{2 \operatorname{sen} \beta l / 2 (1 - \cos \theta)}{\beta (1 - \cos \theta)} \operatorname{sen} \theta$$

La intensidad de campo eléctrico dada por la ecuación (I-10)\* en función de  $\vec{N}$  resulta:

$$|E_\theta| = \frac{\omega \mu I_0}{4 \pi r} \times \frac{2 \operatorname{sen} \beta l / 2 (1 - \cos \theta)}{\beta (1 - \cos \theta)} \operatorname{sen} \theta$$

simplificando:

$$|E_\theta| = \frac{\omega \mu I_0 \operatorname{sen} \theta}{4 \pi \beta r (1 - \cos \theta)} \left[ 2 - 2 \cos \beta l (1 - \cos \theta) \right]^{1/2} \quad [\text{volt/m.}] \quad (3-2)$$

La intensidad de radiación de acuerdo a la ecuación (I-14)\*

será:

$$\Phi = \frac{\eta I_0^2}{8\lambda^2} \times \frac{4 \operatorname{sen}^2[\beta l/2(1-\cos\theta)]}{\beta^2(1-\cos\theta)^2} \operatorname{sen}^2\theta \quad [\text{watt./estero-rad.}]$$

Simplificando:

$$\Phi = \frac{15I_0^2}{\pi} \times \frac{\operatorname{sen}^2[\beta l/2(1-\cos\theta)]}{(1-\cos\theta)^2} \operatorname{sen}^2\theta \quad [\text{wat./estero-rad}] \quad (3-3)$$

### 3.2 CONFIGURACION DE RADIACION.

Se puede conocer los valores máximos y mínimos de la expresión (3-3), derivando con respecto a  $\theta$  e igualando a cero la primera derivada, es decir efectuando el mismo proceso que se realizó en el capítulo anterior; pero para este caso resulta una expresión bastante complicada, de tal manera que se procedió a grafizar la función a partir de los valores obtenidos en la computadora IBM 1130 de la Universidad Central del Ecuador, consiguiéndose los resultados que están tabulados a continuación.

TABLA 3-1

## MAXIMOS Y MINIMOS OBTENIDOS

m	MAXIMOS					MINIMOS					
	1°	2°	3°	4°	5°	1°	2°	3°	4°	5°	6°
1	65°	-	-	-	-	0°	180°	-	-	-	-
2	48°	113°	-	-	-	0°	90°	180°	-	-	-
3	40°	87°	127°	-	-	0°	71°	110°	180°	-	-
4	35°	74°	103°	135°	-	0°	60°	90°	120°	180°	-
5	31	65°	89°	112°	140°	0°	53°	78°	102°	127°	180°

En la tabla 3-1 se puede observar que el primer máximo corresponde al lóbulo principal y a partir del segundo se obtienen los lóbulos secundarios.

Disponiendo de los datos necesarios, se puede graficar los diagramas de radiación como se procedió en el capítulo anterior. Las figuras (3-2) hasta (3-6) representan las características direccionales típicas para una antena con distribución de corriente en forma de ondas viajeras, situada en el espacio libre, de longitud comprendida entre media y cinco medias longitudes de onda.

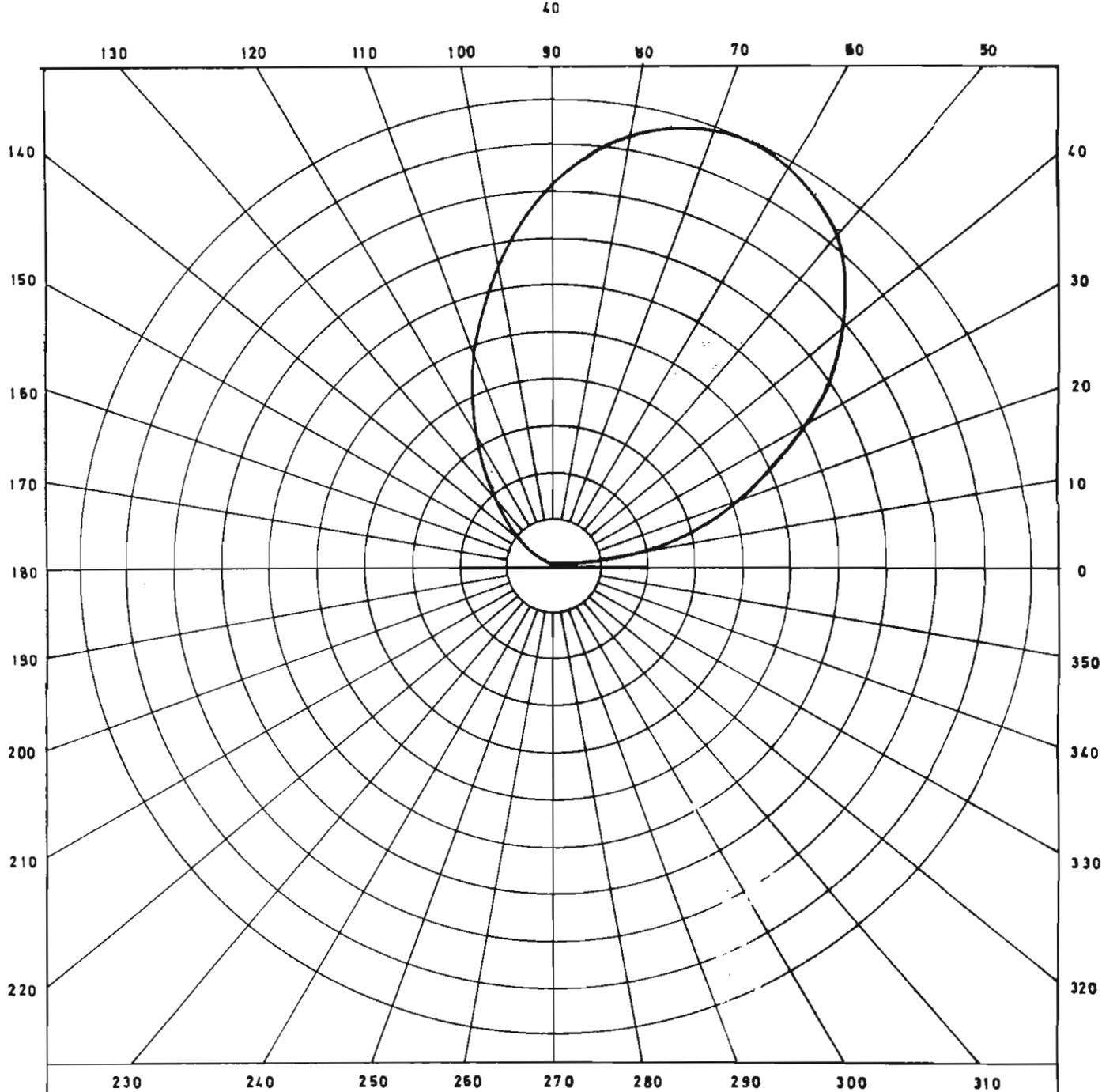
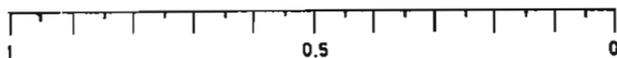


fig.3.2

ESCALA.



MONOPOLO CON DISTRIBUCION DE CORRIENTE  
EN FORMA DE ONDAS VIAJERAS

DIAGRAMA DE RADIACION  
EN EL ESPACIO LIBRE

CASO:  $m = 1$

DIBUJO: L. MC-TENEGRO

APROBADO: *Kenti Jove*

FECHA: JUNIO / 72

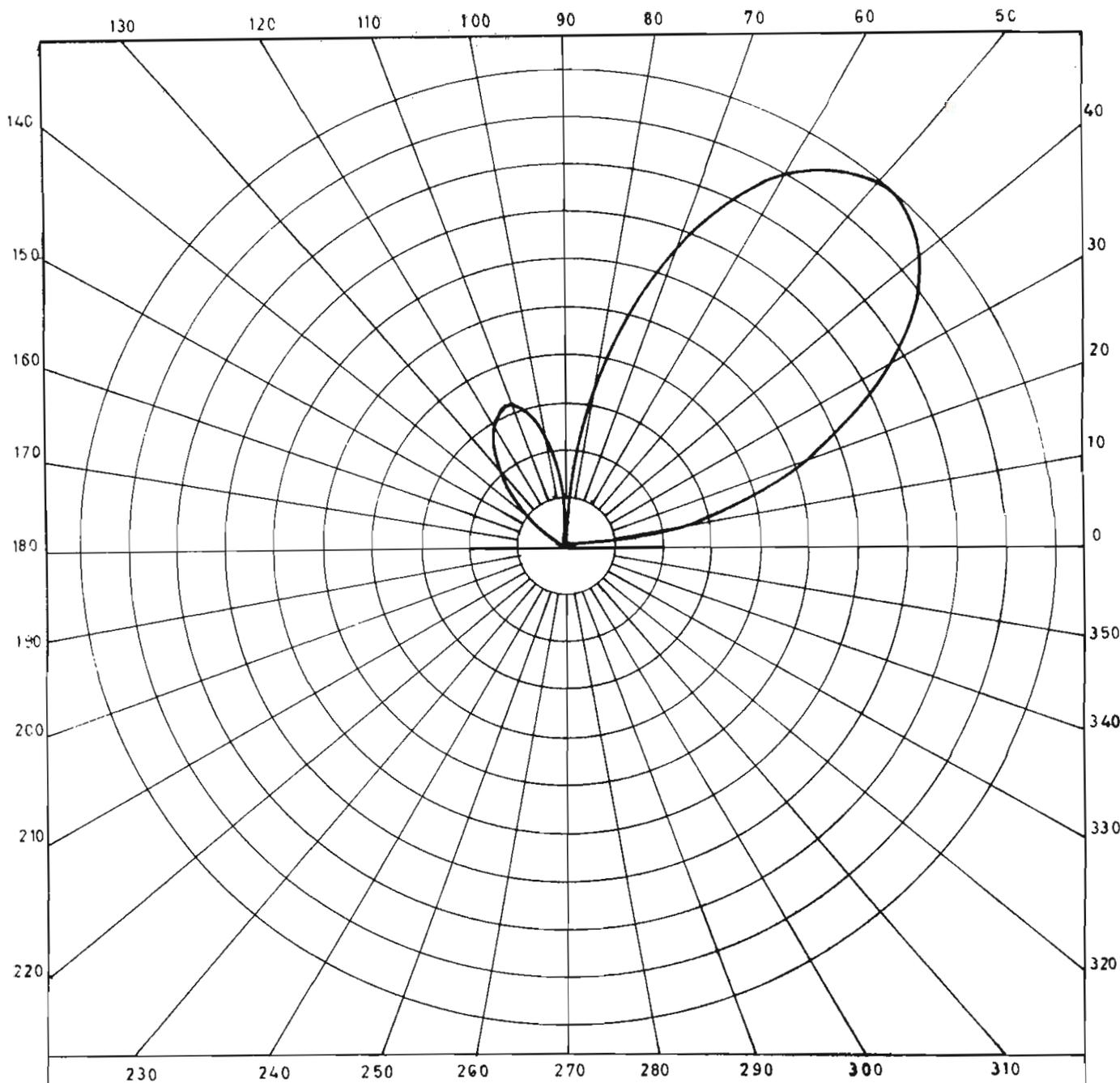
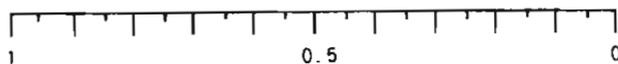


fig.3.3

ESCALA:



MONOPOLO CON DISTRIBUCION DE CORRIENTE  
EN FORMA DE ONDAS VIAJERAS

DIAGRAMA DE RADIACION  
EN EL ESPACIO LIBRE

CASO :  $m = 2$

DIBUJO : L. MONTENEGRO

APROBO *Konticdore*

FECHA : JUNIO / 72

130 120 110 100 90 80 70 60 50

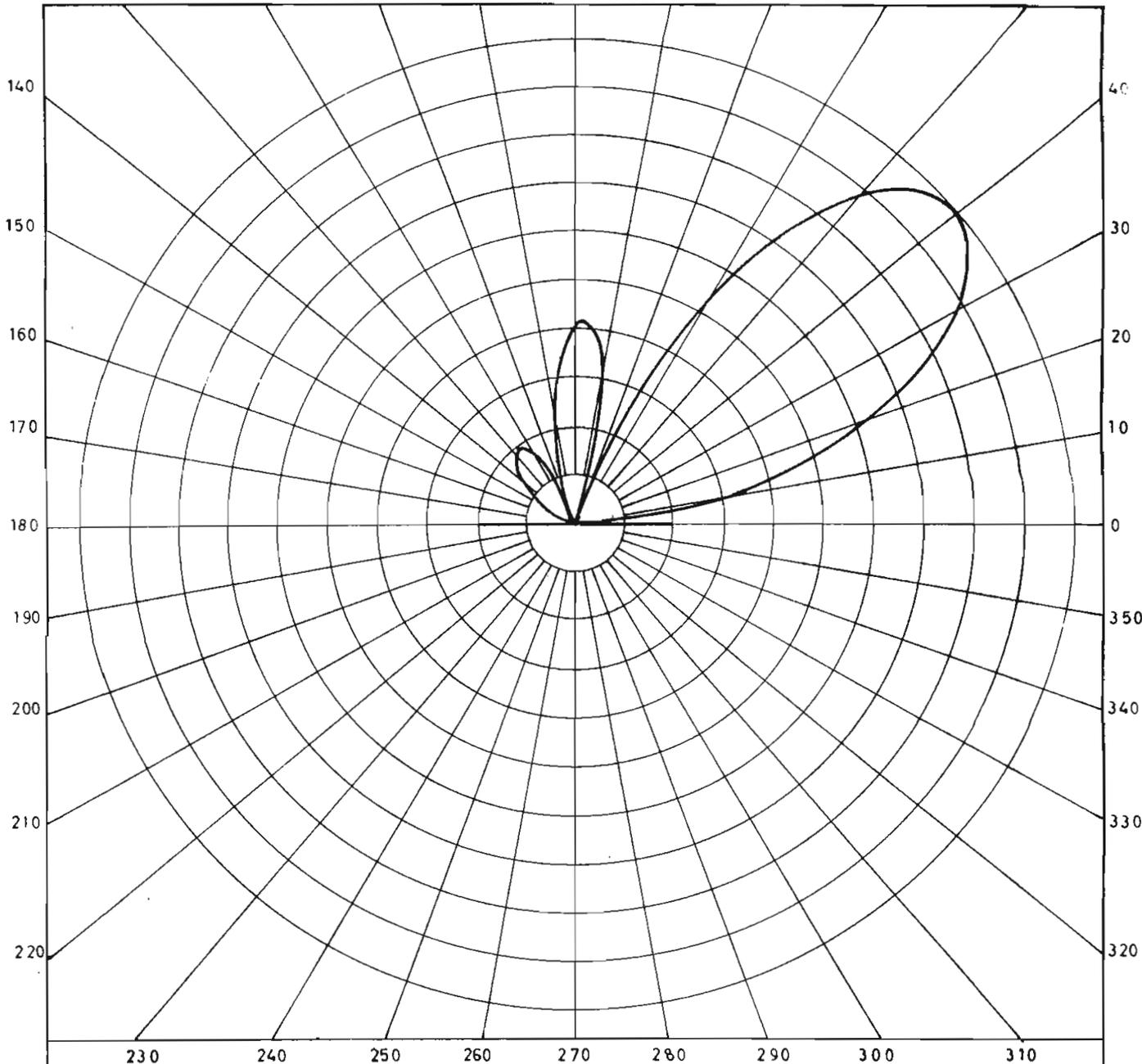
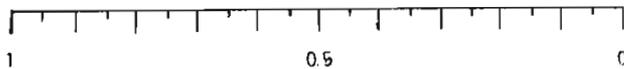


fig. 3.4

ESCALA :



MONOPOLO CON DISTRIBUCION DE CORRIENTE  
EN FORMA DE ONDAS VIAJERAS

DIAGRAMA DE RADIACION  
EN EL ESPACIO LIBRE

CASO:  $m = 3$

DIBUJO: L. MONTENEGRO

APROBADO *Kontidore*

FECHA: JUNIO /72

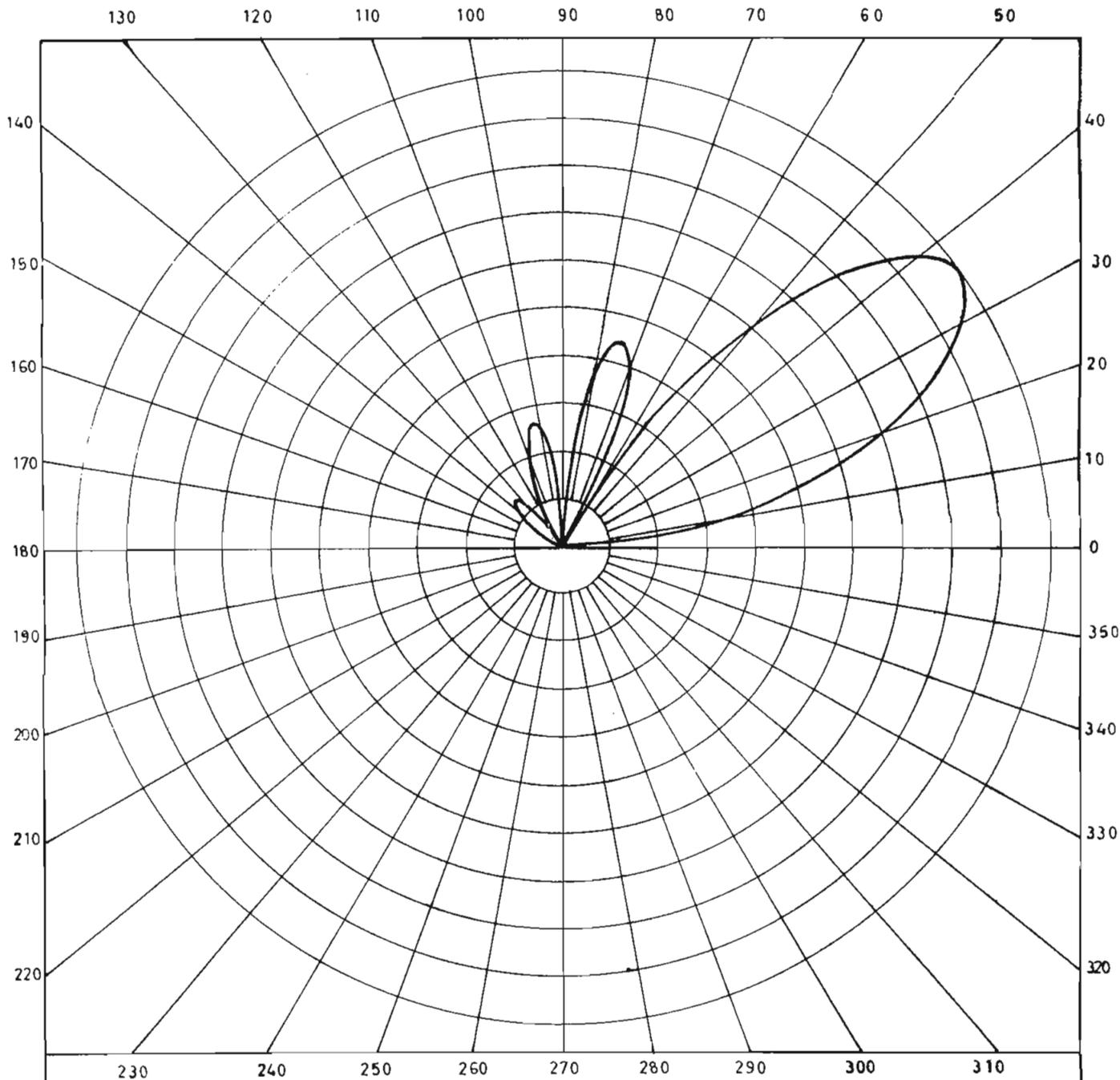
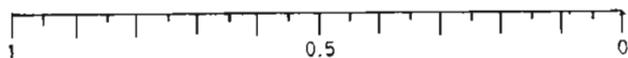


fig. 3.5

ESCALA.



MONOPOLO CON DISTRIBUCION DE CORRIENTE  
EN FORMA DE ONDAS VIAJERAS

**DIAGRAMA DE RADIACION  
EN EL ESPACIO LIBRE**

CASO:  $m = 4$

DIBUJO: L. MONTENEGRO

APROBADO: *Kontidore*

FECHA: JUNIO / 72

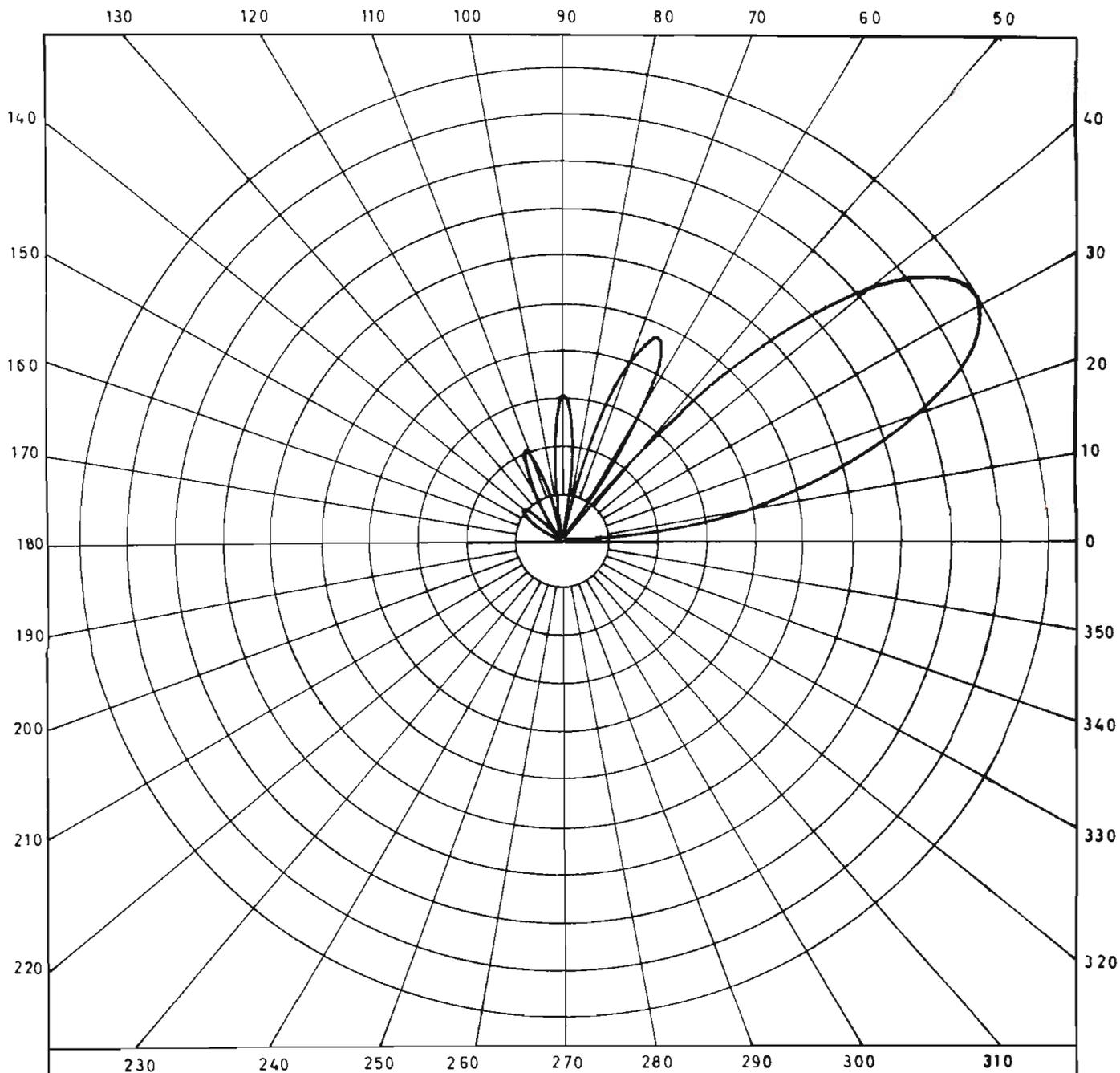
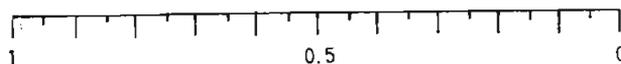


fig.3.6

ESCALA.



MONOPOLO CON DISTRIBUCION DE CORRIENTE  
EN FORMA DE ONDAS VIAJERAS

**DIAGRAMA DE RADIACION  
EN EL ESPACIO LIBRE**

CASO:  $m = 5$

DIBUJO: L. MONTENEGRO

APROBADO: *Kenti Jore*

FECHA: JUNIO / 72

### 3.3 POTENCIA RADIADA Y DIRECTIVIDAD.

La potencia radiada por la antena ( $W_r$ ) será igual a:

$$W_r = 30 I_0^2 \int_0^\pi \frac{\text{sen}^2 [\beta l / 2 (1 - \cos \theta)]}{(1 - \cos \theta)^2} \text{sen}^3 \theta \, d\theta \quad [\text{Watt}]$$

En este tipo de integrales se pueden hacer las siguientes sustituciones:

$$1 - \cos \theta = \mu \Rightarrow$$

$$\text{sen} \theta \, d\theta = d\mu$$

$$\cos^2 \theta = 1 - \mu \Rightarrow$$

$$\text{sen}^2 \theta = \mu(2 - \mu)$$

Los nuevos límites serán:  $\begin{cases} \theta = 0 \Rightarrow \mu = 0 \\ \theta = \pi \Rightarrow \mu = 2 \end{cases}$

reemplazando:

$$W_r = 30 I_0^2 \int_0^2 \frac{(2 - \mu) \text{sen}^2 \beta l / 2 \mu}{\mu} \, d\mu,$$

en función del ángulo doble:

$$W_T = 30I_0^2 \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{(2-\mu) [(1 - \cos \beta l \mu) \times 1/2]}{\mu} d\mu$$

Dividiendo en tres integrales tenemos.

$$W_T = 30I_0^2 \left[ \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1 - \cos \beta l \mu}{\mu} d\mu - \int_0^{\frac{\pi}{2}} 1/2 d\mu + \int_0^{\frac{\pi}{2}} 1/2 \cos \beta l \mu d\mu \right]$$

El segundo y tercer integral son directos, para el primero se puede hacer un cambio de variable.

$$\beta l \mu = \nu ; d\mu = \frac{1}{\beta l} d\nu \Rightarrow \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1 - \cos \nu}{\nu} d\nu = S_1(\frac{\pi}{2})$$

La relación del coseno integral [14] de  $x$  con  $S_1(x)$  está dada por:

$$Ci(x) = \ln(x) + C - S_1(x)$$

Donde  $C = 0.5772151$  es la constante de Euler, luego; reemplazando  $x$  por

$$\frac{4\pi l}{\lambda}, \text{ se obtiene:}$$

$$Sl\left(\frac{4\pi l}{\lambda}\right) = 0.5772 + \ln 2\pi + \ln \frac{2l}{\lambda} - Ci\left(\frac{4\pi l}{\lambda}\right)$$

El resultado final será:

$$W_r = 30 I_0^2 \left[ 1.415 + \ln \frac{2l}{\lambda} - Ci\left(\frac{4\pi l}{\lambda}\right) - \frac{\text{sen}\left(\frac{4\pi l}{\lambda}\right)}{4\pi l/\lambda} \right] \text{ (watt).} \quad (3-4)$$

Haciendo la antena de una longitud igual a un número entero  $m$  de medias longitudes de onda y evaluando la intensidad de radiación para la dirección ( $\theta$ ) de máxima radiación se elabora la siguiente tabla:

TABLA 3-2

$m$	Potencia radiada	$\Phi(\theta)$ máx.	Directividad
1	$30 I_0^2 \times 1.4376$	$15 I_0^2 / \pi \times 1.5285$	2.13
2	$30 I_0^2 \times 2.1145$	$15 I_0^2 / \pi \times 3.7495$	3.55
3	$30 I_0^2 \times 2.5150$	$15 I_0^2 / \pi \times 6.0106$	4.79
4	$30 I_0^2 \times 2.8050$	$15 I_0^2 / \pi \times 8.2765$	5.90
5	$30 I_0^2 \times 3.0263$	$15 I_0^2 / \pi \times 10.5526$	6.97

Esta tabla expresa la directividad de una antena monopolo con distribución de corriente en forma de ondas viajeras, para diferentes longitudes.

### 3.4 COMPARACION DE LAS CONFIGURACIONES DE RADIACION.

Examinando con alguna detención los diagramas de radiación de una antena monopolo, situada en el espacio libre, con las distribuciones de corriente estudiadas, se deduce lo siguiente:

- a) Para las dos distribuciones de corriente, existe un lóbulo por cada media longitud de onda de la antena y cada lóbulo es un cono de radiación centrado en la antena.
- b) Con respecto a la mitad de la antena como centro de radiación polar, la mitad de los lóbulos son inclinados hacia adelante y la otra mitad hacia atrás. Cuando la antena contiene un número impar de medias longitudes de onda, uno de sus lóbulos es perpendicular a la antena.
- c) Entre lóbulos sucesivos existen regiones de pequeña o no radiación, llamados ceros o mínimos de radiación.
- d) El ángulo entre la dirección del lóbulo principal y la antena es tanto menor cuanto mayor es la longitud de la misma.
- e) Para un monopolo con distribución de corriente en forma de ondas estacionarias, el diagrama de radiación es simétrico con relación al eje perpendicular que pasa por su centro, existiendo por lo tanto dos lóbulos máximos de radiación dispuestos uno a cada lado de dicho eje.
- f) Cuando se trata de un monopolo con distribución de corriente en forma de ondas viajeras, los diagramas de radiación no son simé-

tricos con respecto al eje anteriormente citado, en este caso el lóbulo de máxima radiación está solamente en la dirección de la corriente.

- g) La relación de amplitud de lóbulos sucesivos es alta para un monopolo con ondas viajeras que para un monopolo con ondas estacionarias.
- h) En lo que se refiere a las tablas 2-2 y 3-2 se puede apreciar que para la antena de ondas viajeras la directividad es mucho mayor que la de la antena de ondas estacionarias.

C A P I T U L O      C U A R T O  
ESTUDIO DE LAS CARACTERISTICAS DE  
RADIACION DE LA ANTENA ROMBICA  
HORIZONTAL

La antena terminada en su impedancia característica, en la forma como se la considera en el capítulo anterior, tiene mejores características direccionales, pero, en la práctica puede experimentar variaciones en dichas características, debido a la inestabilidad de la resistencia puesta a tierra, durante las diferentes condiciones del tiempo.

Si se disponen cuatro monopolos, de tal forma que determinen la forma de un rombo, figura 4.1. Se puede considerar este caso, como un sistema de elementos combinados, para su análisis, que, a más de ser un sistema balanceado, eliminando la necesidad de una conexión a tierra, posee un amplio rango de frecuencia [15] .

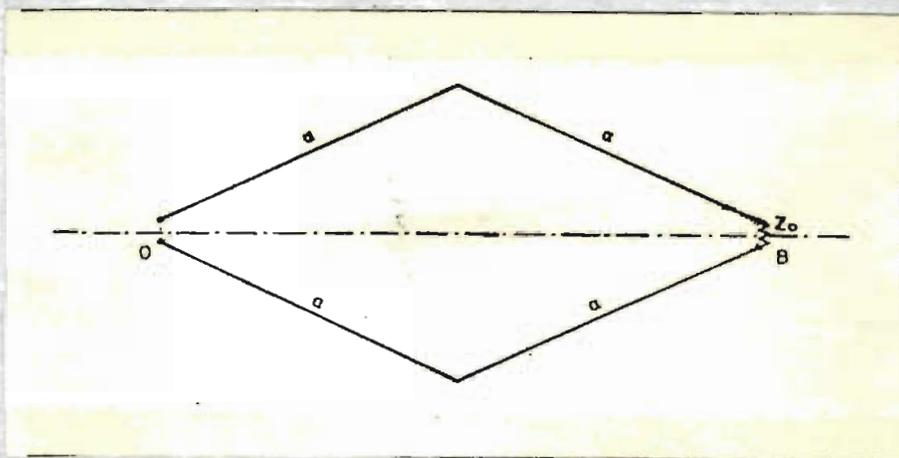


Fig. 4.1

La antena es alimentada en el punto O y terminada en el punto B por la propia impedancia característica, de tal manera que la energía viaja de O hacia B sin registrarse ninguna reflexión.

## 4.1 FUNCIONES DE RADIACION.

Para el cálculo de las funciones de radiación, [16] , se elige el sistema de coordenadas Cartesianas y se orienta la antena de tal forma que, el vértice por donde se introduce la potencia, coincida con el origen; el vértice opuesto donde está situada la impedancia característica, esté localizado en el eje "z"; y el plano de la antena sea el plano  $x=0$ , como se muestra en la figura 4.2

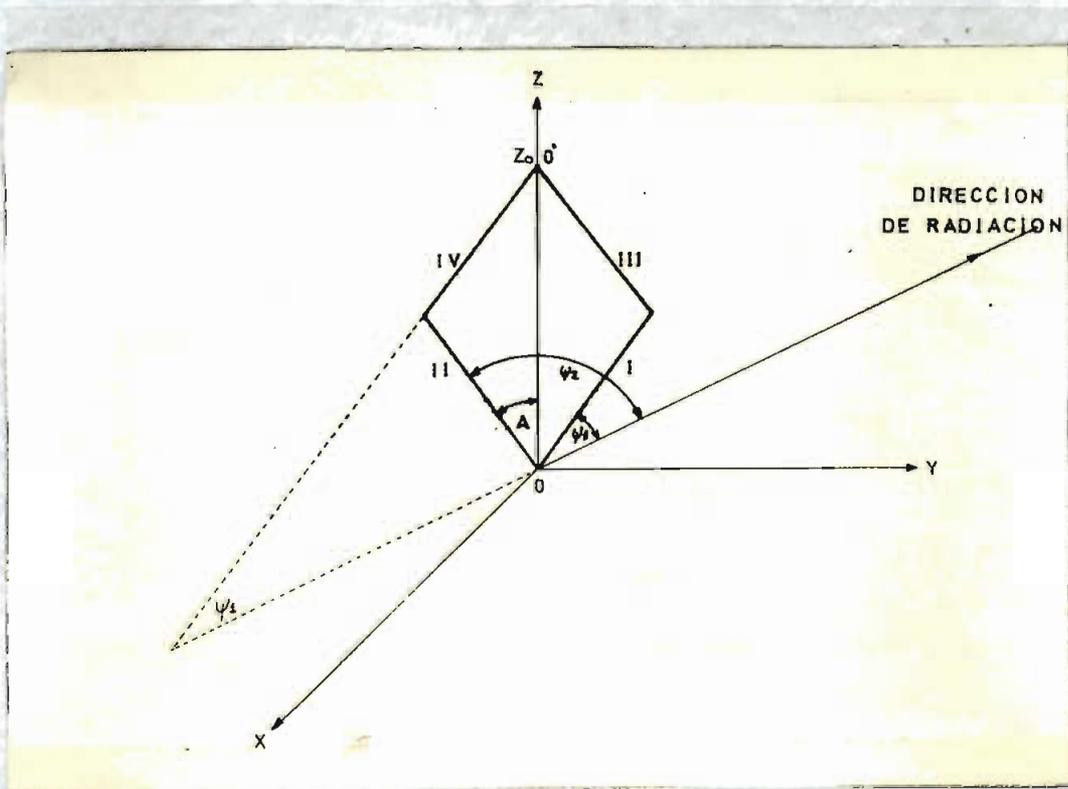


Fig. 4.2

En esta figura: "A" es el ángulo entre el eje "z" y un brazo de la antena, y, "a" es la longitud de un lado.

Asumiendo que la inductancia y la capacidad están uniformemente distribuidas, al corriente en la rama I será de la forma:

$$i = I_0 e^{-j\beta s + j\omega t} = I e^{-j\beta s} \quad (4-1)$$

Donde :  $I = I_0 e^{j\omega t}$

"s" es la distancia desde el origen "O" hasta cualquier punto a lo largo de la antena.

Asumiendo que la dirección positiva de la corriente es la ruta contraria a las manecillas del reloj, alrededor del rombo, es conveniente expresarla, en las ramas III y IV, en términos de la distancia  $s'$ , medida a partir de  $O'$  :

$$\begin{aligned} i &= I e^{-j\beta s} \\ s &= 2a - s'; \text{ entonces:} \\ i &= I e^{-j\beta(2a - s')} = I e^{-j\beta 2a} e^{j\beta s'} \end{aligned} \quad (4-2)$$

Las relaciones entre las componentes de la corriente en las diferentes ramas, en un punto "s" y en un instante "t" determinados, son:

$$\bar{I}_{Y1} = \bar{I}_{Y2} ; \bar{I}_{Y3} = \bar{I}_{Y4} ; \bar{I}_{Z1} = -\bar{I}_{Z2} ; \bar{I}_{Z3} = -\bar{I}_{Z4} \quad (4-3)$$

Y cada componente está dada por:

$$\bar{I}_{Y1} = I \sin(A) e^{-j\beta s} ; \bar{I}_{Y3} = -I \sin(A) e^{j2a\beta} e^{j\beta s'} \quad (4-4)$$

$$\bar{I}_{Z1} = I \cos(A) e^{-j\beta s} ; \bar{I}_{Z3} = I \cos(A) e^{j2a\beta} e^{j\beta s'} \quad (4-5)$$

Los vectores de radiación de las secciones I y II serán calculados con respecto al origen O, y en las secciones III y IV con respecto a O' para luego ser referidas a O y encontrar el vector resultante.

Los vectores de radiación para las cuatro secciones de acuerdo a la fórmula (I-4)\* son:

$$\begin{aligned} \vec{N}_1 &= \int_0^a \vec{I}_1 e^{-j\beta s} e^{j\beta s \cos \psi_1} ds = \frac{\vec{I}_1}{j\beta(\cos \psi_1 - 1)} \left[ e^{j\beta a(\cos \psi_1 - 1)} - 1 \right] \\ &= \frac{\vec{I}_1 e^{j\beta a/2(\cos \psi_1 - 1)}}{\beta/2(\cos \psi_1 - 1)} \left[ \frac{e^{j\beta a/2(\cos \psi_1 - 1)} - e^{-j\beta a/2(\cos \psi_1 - 1)}}{2j} \right] \end{aligned}$$

finalmente:

$$\vec{N}_1 = \vec{I}_1 \frac{e^{j\beta a/2 (\cos \psi_1 - 1)}}{\beta/2 (\cos \psi_1 - 1)} \lambda \sin \beta a/2 (\cos \psi_1 - 1) \quad (4-6)$$

Procediendo en igual forma para los demás tenemos:

$$\begin{aligned} \vec{N}_2 &= \int_0^a \vec{I}_2 e^{-j\beta s} e^{j\beta s \cos \psi_2} ds \\ &= \frac{\vec{I}_2 e^{j\beta a/2 (\cos \psi_2 - 1)}}{\beta/2 (\cos \psi_2 - 1)} \lambda \sin \beta a/2 (\cos \psi_2 - 1) \end{aligned} \quad (4-7)$$

$$\begin{aligned} \vec{N}_3 &= \int_0^a \vec{I}_3 e^{j2a\beta} e^{j\beta s'} e^{j\beta s' \cos (\pi - \psi_2)} ds' \\ &= \frac{\vec{I}_3 e^{j a \beta/2 (1 - \cos \psi_2) - j2a\beta}}{\beta/2 (1 - \cos \psi_2)} \lambda \sin a \beta/2 (1 - \cos \psi_2) \end{aligned} \quad (4-8)$$

$$\vec{N}_4 = \int_0^a \vec{I}_4 e^{-j2a\beta} e^{j\beta s'} e^{j\beta s' \cos (\pi - \psi_1)} ds'$$

$$= \frac{\vec{I}_4 e^{j\alpha\beta/2(1-\cos\psi_1) - j2\alpha\beta}}{\beta/2(1-\cos\psi_1)} \operatorname{sen} \alpha\beta/2(1-\cos\psi_1) \quad (4-9)$$

Es de notar que los vectores de corriente  $\vec{I}_1, \vec{I}_2, \dots$ , etc., tienen la magnitud  $I$  y la dirección  $s$  o  $s'$  de acuerdo a la sección a la que pertenecen.

La transformación de  $O'$  a  $O$  como origen único se realiza por las relaciones:

$$\begin{aligned} \vec{N}_3 &= \vec{N}'_3 e^{j\beta(2a \cos A) \cos \theta} \\ \vec{N}_4 &= \vec{N}'_4 e^{j\beta(2a \cos A) \cos \theta} \end{aligned} \quad (4-10)$$

Donde  $\theta$  es la distancia polar de la dirección de radiación con respecto al eje "z".

Las componentes de  $\vec{N}$  en la dirección "y" referidas a  $O$  serán:

$$\vec{N}_{y1} = I \operatorname{sen} A \frac{e^{-j\alpha\beta/2(1-\cos\psi_1)}}{\beta/2(1-\cos\psi_1)} \operatorname{sen} \alpha\beta/2(1-\cos\psi_1) \quad (4-11)$$

$$N_{y2} = I \operatorname{sen} A \frac{e^{-ja\beta/2(1-\cos\psi_2)}}{\beta/2(1-\cos\psi_2)} \operatorname{sen} a\beta/2(1-\cos\psi_2) \quad (4-12)$$

$$N_{y3} = -I \operatorname{sen} A \frac{e^{ja\beta/2(1-\cos\psi_2)}}{\beta/2(1-\cos\psi_2)} \operatorname{sen} a\beta/2(1-\cos\psi_2) \times e^{j\beta(2a \cos A) \cos \theta}, \text{ o sea,}$$

$$= -I \operatorname{sen} A e^{j2a\beta(\cos A \cos \theta - 1)} \frac{e^{ja\beta/2(1-\cos\psi_2)}}{\beta/2(1-\cos\psi_2)} \operatorname{sen} a\beta/2(1-\cos\psi_2) \quad (4-13)$$

$$N_{y4} = -I \operatorname{sen} A \frac{e^{ja\beta/2(1-\cos\psi_1)} - j2a\beta}{\beta/2(1-\cos\psi_1)} \operatorname{sen} a\beta/2(1-\cos\psi_1) \times e^{j\beta(2a \cos A) \cos \theta}$$

$$= -I \operatorname{sen} A e^{j2a\beta(\cos A \cos \theta - 1)} \frac{e^{ja\beta/2(1-\cos\psi_1)}}{\beta/2(1-\cos\psi_1)} \operatorname{sen} a\beta/2(1-\cos\psi_1) \quad (4-14)$$

Procediendo en igual forma, con las componentes en "z" estas son:

$$N_{z1} = I \cos A \frac{e^{-ja\beta/2(1-\cos\psi_1)}}{\beta/2(1-\cos\psi_1)} \operatorname{sen} a\beta/2(1-\cos\psi_1) \quad (4-15)$$

$$N_{z2} = -I \cos A \frac{e^{-ja\beta/2(1-\cos\psi_2)}}{\beta/2(1-\cos\psi_2)} \operatorname{sen} a\beta/2(1-\cos\psi_2) \quad (4-16)$$

$$N_{z3} = I \cos A e^{j2a\beta(\cos A \cos \theta - 1)} \frac{e^{ja\beta/2(1 - \cos \psi_2)}}{\beta/2(1 - \cos \psi_2)} \operatorname{sen} a\beta/2(1 - \cos \psi_2) \quad (4-17)$$

$$N_{z4} = -I \cos A e^{j2a\beta(\cos A \cos \theta - 1)} \frac{e^{ja\beta/2(1 - \cos \psi_1)}}{\beta/2(1 - \cos \psi_1)} \operatorname{sen} a\beta/2(1 - \cos \psi_1) \quad (4-18)$$

El vector de radiación total será igual a la suma de las cuatro componentes.

$$N_y = N_{y1} + N_{y2} + N_{y3} + N_{y4}$$

reemplazando:

$$N_y = I \operatorname{sen} A \left\{ \frac{\operatorname{sen} a\beta/2(1 - \cos \psi_1)}{\beta/2(1 - \cos \psi_1)} \left[ e^{-ja\beta/2(1 - \cos \psi_1)} - e^{ja\beta/2(1 - \cos \psi_1) + j2a\beta(\cos A \cos \theta - 1)} \right] \right. \\ \left. + \frac{\operatorname{sen} a\beta/2(1 - \cos \psi_2)}{\beta/2(1 - \cos \psi_2)} \left[ e^{-ja\beta/2(1 - \cos \psi_2)} - e^{ja\beta/2(1 - \cos \psi_2) + j2a\beta(\cos A \cos \theta - 1)} \right] \right\} \quad (4-19)$$

De la fig. (4.2) vemos que:

$$\psi_2 = A + \theta$$

$$\theta = \psi_1 + A, \text{ entonces:}$$

$$\psi_1 = \theta - A \quad \text{con lo que:}$$

$$2 \cos A \cos \theta = \cos(A + \theta) + \cos(A - \theta) = \cos \psi_2 + \cos \psi_1$$

Reemplazando estas relaciones en la ecuación (4-19) y simplificando, se obtiene:

$$N_y = 2j e^{j a \beta / 2 (\cos \psi_2 + \cos \psi_1 - 2)} \frac{I \sin A \sin a \beta / 2 (1 - \cos \psi_1) \sin a \beta / 2 (1 - \cos \psi_2)}{\sin a \beta / 2 (1 - \cos \psi_1) \sin a \beta / 2 (1 - \cos \psi_2)} \left[ \frac{1}{\beta / 2 (1 - \cos \psi_1)} + \frac{1}{\beta / 2 (1 - \cos \psi_2)} \right] \quad (4-20)$$

similarmente para  $N_z$  se tiene:

$$N_z = 2j e^{j a \beta / 2 (\cos \psi_1 + \cos \psi_2 - 2)} \frac{I \cos A \sin a \beta / 2 (1 - \cos \psi_1) \sin a \beta / 2 (1 - \cos \psi_2)}{\sin a \beta / 2 (1 - \cos \psi_1) \sin a \beta / 2 (1 - \cos \psi_2)} \left[ \frac{1}{\beta / 2 (1 - \cos \psi_1)} - \frac{1}{\beta / 2 (1 - \cos \psi_2)} \right] \quad (4-21)$$

En coordenadas esféricas las componentes de  $\vec{N}$  están dadas por las relaciones:

$$N_\varphi = -N_x \sin \varphi + N_y \cos \varphi$$

$$N_\theta = (N_x \cos \varphi + N_y \sin \varphi) \cos \theta - N_z \sin \theta$$

En el presente caso  $N_x = 0$  luego:

$$N_\theta = 2j e^{j a \beta / 2 (\cos \psi_1 + \cos \psi_2 - 2)} \int \text{sen } a \beta / 2 (1 - \cos \psi_1) \text{sen } a \beta / 2 (1 - \cos \psi_2)$$

$$\left[ \left( \frac{1}{\beta / 2 (1 - \cos \psi_1)} + \frac{1}{\beta / 2 (1 - \cos \psi_2)} \right) \text{sen } A \cos \theta \text{sen } \varphi + \right.$$

$$\left. - \left( \frac{1}{\beta / 2 (1 - \cos \psi_1)} - \frac{1}{\beta / 2 (1 - \cos \psi_2)} \right) \cos A \text{sen } \theta \right] \quad (4-22)$$

$$N_\varphi = 2j e^{j a \beta / 2 (\cos \psi_1 + \cos \psi_2 - 2)} \int \text{sen } a \beta / 2 (1 - \cos \psi_1) \text{sen } a \beta / 2 (1 - \cos \psi_2)$$

$$\left[ \frac{1}{\beta / 2 (1 - \cos \psi_1)} + \frac{1}{\beta / 2 (1 - \cos \psi_2)} \right] \text{sen } A \cos \varphi \quad (4-25)$$

La intensidad de radiación dada por la expresión (I-14)\* será:

$$\Phi = \frac{\eta}{8\lambda^2} \times 4 I_0^2 \text{sen}^2 a \beta / 2 (1 - \cos \psi_1) \text{sen}^2 a \beta / 2 (1 - \cos \psi_2) \left\{ \left[ \left( \frac{1}{\beta / 2 (1 - \cos \psi_1)} + \frac{1}{\beta / 2 (1 - \cos \psi_2)} \right) \text{sen } A \cos \theta \text{sen } \varphi + \right. \right.$$

$$\left. - \left( \frac{1}{\beta / 2 (1 - \cos \psi_1)} - \frac{1}{\beta / 2 (1 - \cos \psi_2)} \right) \cos A \text{sen } \theta \right]^2 +$$

$$\left. + \left( \frac{1}{\beta / 2 (1 - \cos \psi_1)} + \frac{1}{\beta / 2 (1 - \cos \psi_2)} \right)^2 \text{sen}^2 A \cos^2 \varphi \right\}$$

reduciendo:

$$\Phi = \frac{2M I_0}{\lambda^2} \frac{\text{sen}^2 a/\beta/2 (1 - \cos \psi_1) \text{sen}^2 a/\beta/2 (1 - \cos \psi_2)}{\beta^2 (1 - \cos \psi_1)^2 (1 - \cos \psi_2)^2} \left\{ [(2 - \cos \psi_1 - \cos \psi_2) \text{sen} A \cos \theta \text{sen} \varphi - (\cos \psi_1 - \cos \psi_2) \cos A \text{sen} \theta]^2 + (2 - \cos \psi_1 - \cos \psi_2)^2 \text{sen}^2 A \cos^2 \varphi \right\} \quad (4-24)$$

Para simplificar la expresión encerrada entre llaves se puede encontrar las relaciones entre los ángulos  $\psi_1$ ,  $\psi_2$  y  $\theta$ ,  $\varphi$ . Para este efecto, considérese los puntos b ( $x', y', z'$ ) y P ( $x, y, z$ ) de la figura 4.3, cuya localización en coordenadas esféricas corresponde a:

b ( $r', \theta', \varphi'$ ) y P ( $r, \theta, \varphi$ ).

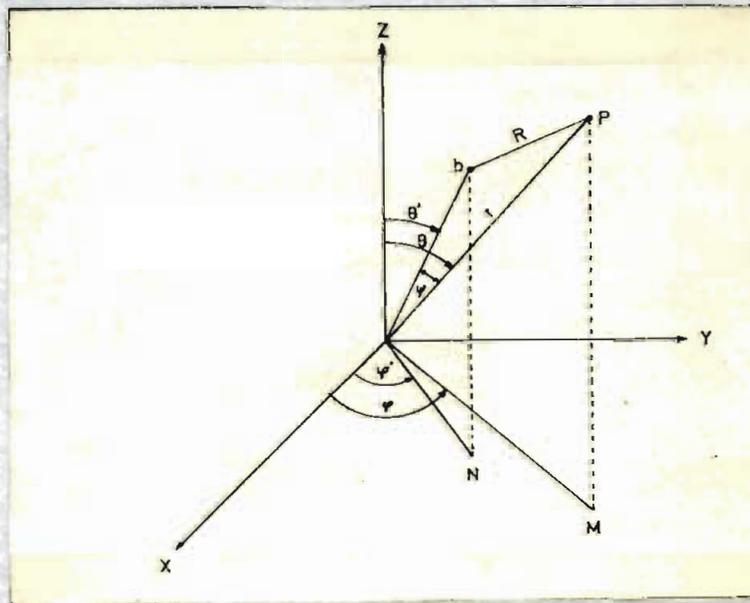


Fig. 4.3

La distancia entre dos puntos en coordenadas cartesianas y esféricas respectivamente se expresa como:

$$R^2 = (x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2 \quad (4-25)$$

$$R^2 = r^2 + r'^2 - 2rr' \cos \psi \quad (4-26)$$

Las expresiones que relacionan  $x, y, z$  con  $r, \theta, \varphi$  son:

$$x = r \sin \theta \times \cos \varphi$$

$$y = r \sin \theta \times \sin \varphi$$

$$z = r \cos \theta$$

Igualando las ecuaciones (5-25) y (5-26) y haciendo uso de las tres últimas relaciones se obtiene:

$$\cos \psi = \cos \theta \cos \theta' + \sin \theta \sin \theta' \cos (\varphi - \varphi') \quad (4-27)$$

Aplicando esta última ecuación al caso particular de la figura 4.2, y teniendo en cuenta que:

$$\theta' = \Delta \text{ y } \varphi' = 90^\circ$$

se llega a:

$$\cos \psi_1 = \cos \theta \cos A + \sin \theta \sin A \sin \varphi \quad (4-28)$$

De igual manera si:

$$\theta' = A \text{ y } \varphi' = 270^\circ ,$$

$$\cos \psi_2 = \cos \theta \cos A - \sin \theta \sin A \sin \varphi \quad (4-29)$$

Sumando y restando las ecuaciones (4-28) y (4-29) se llega a la relación final entre los ángulos  $\psi_1$  y  $\psi_2$  y los ángulos  $\theta$  y  $\varphi$ .

$$\cos \psi_1 + \cos \psi_2 = 2 \cos A \cos \theta \quad (4-30)$$

$$\cos \psi_1 - \cos \psi_2 = 2 \sin A \sin \theta \sin \varphi \quad (4-31)$$

Reemplazando estas dos últimas relaciones en la expresión encerrada entre llaves de la ecuación (4-24), y simplificando ésta se reduce a:

$$\begin{aligned} & \left\{ [(2 - 2 \cos A \cos \theta) \sin A \cos \theta \sin \varphi - 2 \sin A \sin^2 \theta \sin \varphi \cos A] + (2 - 2 \cos A \cos \theta) \sin^2 A \cos^2 \varphi \right\} = \\ & = 4 \sin^2 A [(1 - \cos \psi_1)(1 - \cos \psi_2)] \quad (4-32) \end{aligned}$$

expresión que reemplazada en la ecuación (4-24) da como resultado la intensidad de radiación para la antena rómbica en el espacio libre:

$$\Phi = \frac{8\eta I_0^2}{\lambda^2 \beta^2} \sin^2 A \frac{\sin^2 a/\beta/2 (1 - \cos \psi_1) \sin^2 a/\beta/2 (1 - \cos \psi_2)}{(1 - \cos \psi_1)(1 - \cos \psi_2)} \quad (4-35)$$

A continuación se tomará en cuenta el efecto de la tierra en las funciones de radiación ya estudiadas.

#### 4.2 EFECTO DE LA TIERRA SOBRE LAS FUNCIONES DE RADIACION.

Las funciones encontradas anteriormente, se aplican únicamente a antenas situadas en el espacio libre. En la práctica, toda antena de este tipo se encuentra generalmente a una distancia de pocas longitudes de onda sobre la tierra, bajo estas condiciones los diagramas de radiación sufren alteraciones considerables debido a reflexiones, dependiendo las magnitudes y fases de los campos reflejados, de la frecuencia y de las constantes de la superficie reflectora.

Para propósitos prácticos se calcula los campos resultantes con la asunción de que la tierra se comporta como un conductor perfecto, cumpliéndose que la componente tangencial de  $\vec{E}$  y normal de  $\vec{H}$  son cero en la superficie del plano conductor. Este mismo efecto se puede conseguir si se sustituye el plano conductor por una antena imagen cuya corriente tiene una dirección opuesta a la corriente de la antena róbica horizontal para producir el efecto deseado. En este caso el vector de radiación [17] de la antena imagen, referido a cero es:

$$\vec{N}_i = -\vec{N} e^{+j2/\beta H \cos(\pi-\theta)} \quad (4-34)$$

Donde: H es la altura sobre la tierra y

$\theta$  la distancia cenit de la dirección de radiación.

El vector de radiación total viene a ser:

$$\vec{N}_T = \vec{N}_i + \vec{N} (1 - e^{-j2/\beta H \cos\theta}) \quad (4-35)$$

Es decir, que todas las componentes del vector de radiación ya en contrado, estarán ahora afectadas por el factor  $(1 - e^{-j2/\beta H \cos\theta})$  resultando que:

$$N_{\theta T} = N_{\theta} (1 - e^{-j2/\beta H \cos\theta}) \quad (4-36)$$

$$N_{\varphi T} = N_{\varphi} (1 - e^{-j2/\beta H \cos\theta}) \quad (4-37)$$

Y la nueva intensidad de radiación  $\Phi_T$  será la del espacio libre multiplicada por el factor:

$$(1 - e^{-j2/\beta H \cos\theta})(1 - e^{j2/\beta H \cos\theta}) = 2 - 2 \cos(2/\beta H \cos\theta)$$

simplificando:

$$\Phi_T = 4 \operatorname{sen}^2(\beta H \cos \theta) \Phi \quad (4-38)$$

Luego la expresión final para la intensidad de radiación de la antena rómbica horizontal considerando el efecto de tierra es:

$$\Phi_T = \frac{240}{\pi} I_0^2 \operatorname{sen}^2 A \operatorname{sen}^2(\beta H \cos \theta) \frac{[1 - \cos \alpha \beta (1 - \cos \psi_1)] [1 - \cos \alpha \beta (1 - \cos \psi_2)]}{(1 - \cos \psi_1) (1 - \cos \psi_2)} \quad (4-39)$$

Si  $\varphi$  es el acimut correspondiente a  $\theta$  como en la figura 4.4, se puede encontrar la relación de los ángulos  $\psi_1$  y  $\psi_2$  con  $\theta$  y  $\varphi$  para la antena rómbica horizontal situada en nuestro caso en el plano  $z = 0$  y que su eje principal coincide con el eje "z".

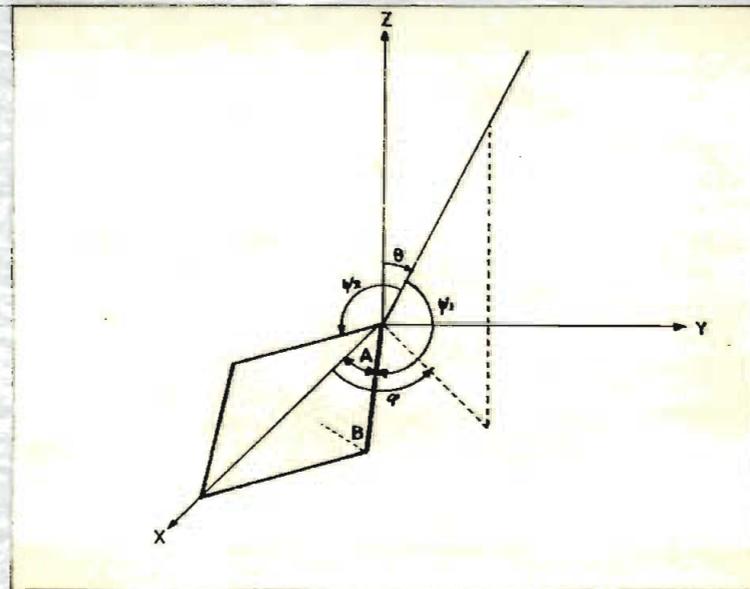


Fig. 4.4

Aplicando la ecuación (4-27) resulta:

$$\cos \psi_2 = \cos \theta \cos \pi/2 + \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \pi/2 \cos (\varphi - 360^\circ + A) = \operatorname{sen} \theta \cos (\varphi + A) \quad (4-40)$$

$$\cos \psi_1 = \cos \theta \cos \pi/2 + \operatorname{sen} \theta \operatorname{sen} \pi/2 \cos (\varphi - A) = \operatorname{sen} \theta \cos (\varphi - A) \quad (4-41)$$

Luego la intensidad de radiación total  $\Phi_T$  para la antena r**ó**mbica horizontal, en función de los ángulos  $\theta$  y  $\varphi$ , considerando el efecto de tierra es:

$$\Phi_T = \frac{960}{\pi} I_0^2 \operatorname{sen}^2 A \operatorname{sen}^2 (\beta H \cos \theta) \frac{\operatorname{sen}^2 a \beta/2 [1 - \operatorname{sen} \theta \cos (\varphi - A)] \operatorname{sen}^2 a \beta/2 [1 - \operatorname{sen} \theta \cos (\varphi + A)]}{[1 - \operatorname{sen} \theta \cos (\varphi - A)] [1 - \operatorname{sen} \theta \cos (\varphi + A)]} \quad (4-42)$$

La dirección de máxima radiación de una antena r**ó**mbica de forma y tamaño fijo, situada en el espacio libre puede ser encontrada satisfaciendo las siguientes relaciones:

$$\frac{\delta \Phi}{\delta \theta} = 0 \quad ; \quad \frac{\delta \Phi}{\delta \varphi} = 0 \quad (4-43)$$

es decir, igualando a cero las primeras derivadas parciales con respecto a  $\theta$  y  $\varphi$ , manteniendo constantes los demás parámetros.

Para simplificar la expresión (4-42), se puede considerar las siguientes transformaciones:

$$\mu = \pi a / \lambda (1 - \cos \psi_1) = \pi a / \lambda [1 - \operatorname{sen} \theta \cos(\varphi - A)] \quad (4-44)$$

$$\nu = \pi a / \lambda (1 - \cos \psi_2) = \pi a / \lambda [1 - \operatorname{sen} \theta \cos(\varphi + A)] \quad (4-45)$$

Con las cuales la expresión (4-35), se reduce a:

$$\Phi = \frac{2\eta}{\lambda^2} I_0^2 a^2 \operatorname{sen}^2 A \frac{\operatorname{sen}^2 \mu}{\mu} \frac{\operatorname{sen}^2 \nu}{\nu} \quad (4-46)$$

Diferenciando parcialmente la ecuación (4-46), con respecto a  $\theta$  y  $\varphi$ , se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\delta \Phi}{\delta \theta} &= \frac{\delta \Phi}{\delta \mu} \frac{\delta \mu}{\delta \theta} + \frac{\delta \Phi}{\delta \nu} \frac{\delta \nu}{\delta \theta} = 0 \\ \frac{\delta \Phi}{\delta \varphi} &= \frac{\delta \Phi}{\delta \mu} \frac{\delta \mu}{\delta \varphi} + \frac{\delta \Phi}{\delta \nu} \frac{\delta \nu}{\delta \varphi} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (4-47)$$

Resolviendo por el método de determinantes el sistema de ecuaciones (4-47), se llega a:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\delta \Phi}{\delta u} &= 0 \\ \frac{\delta \Phi}{\delta v} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4-48)$$

Las relaciones (4-48) se cumplen siempre y cuando el Jacobiano "J" de la transformación "u,v", sea diferente de cero, esto es:

$$J = \begin{vmatrix} \frac{\delta u}{\delta \theta} & \frac{\delta v}{\delta \theta} \\ \frac{\delta u}{\delta \varphi} & \frac{\delta v}{\delta \varphi} \end{vmatrix} \neq 0$$

entonces:

$$\frac{\delta \Phi}{\delta u} = \frac{2\eta}{\lambda^2} I_0^2 a^2 \operatorname{sen}^2 A \operatorname{sen}^2 v \operatorname{sen} u \cos u (2u - \operatorname{tg} u) = 0 \quad (4-49)$$

$$\frac{\delta \Phi}{\delta v} = \frac{2\eta}{\lambda^2} I_0^2 a^2 \operatorname{sen}^2 A \operatorname{sen}^2 u \operatorname{sen} v \cos v (2v - \operatorname{tg} v) = 0 \quad (4-50)$$

Por lo tanto, las direcciones críticas estarán dadas por:

$$\left. \begin{array}{l} \text{sen } u = 0 \\ \text{sen } v = 0 \end{array} \right\} \quad (4-51)$$

$$\left. \begin{array}{l} 2u - \text{tg}.u = 0 \\ 2v - \text{tg}.v = 0 \end{array} \right\} \quad (4-52)$$

La función de radiación se hace cero cuando se satisface cualquiera de las ecuaciones (4-5). Así que el último par de ecuaciones corresponden a un valor máximo y las raíces de (4-52) evaluadas por el método de Newton [18] para ecuaciones del tipo  $\text{tg}. x = 2x$  son:

$$U = 0 ; 0,371\pi ; 1,466\pi ; 2,480\pi ; \dots \text{ etc.}$$

$$V = 0 ; 0,371\pi ; 1,466\pi ; 2,480\pi ; \dots \text{ etc.}$$

El par de raíces  $U = 0; V = 0$ , hacen cero la función de radiación y las demás raíces tomadas por pares, corresponden a una serie de máximos que disminuyen cuanto más grande es el valor de  $U$  o de  $V$ . Correspondiendo el mayor valor de la función  $\Phi$  cuando  $U = V = 0,371\pi$

En términos de  $\psi_1$  y  $\psi_2$ , los máximos de  $\Phi$  están determinados por:

$$\cos \psi_1 = 1 - \frac{\lambda}{a} 0,371 ; 1 - \frac{\lambda}{a} 1,466 ; 1 - \frac{\lambda}{a} 2,480 \dots \text{ etc.}$$

$$\cos \psi_2 = 1 - \frac{\lambda}{a} 0,371 ; 1 - \frac{\lambda}{a} 1,466 ; 1 - \frac{\lambda}{a} 2,480 \dots \text{etc.}$$

Y los mínimos ocurren cuando se satisface cualquiera de las dos condiciones siguientes:

$$\cos \psi_1 = 1 ; 1 - \frac{\lambda}{a} ; 1 - \frac{2\lambda}{a} ; 1 - \frac{3\lambda}{a} ; \dots 1 - \frac{M\lambda}{a}$$

$$\cos \psi_2 = 1 ; 1 - \frac{\lambda}{a} ; 1 - \frac{2\lambda}{a} ; 1 - \frac{3\lambda}{a} ; \dots 1 - \frac{M\lambda}{a}$$

Donde  $M$  es la parte entera de  $2a/\lambda$  .

Luego habrá  $M + 1$  valores de  $\psi_1$  , y  $M + 1$  valores de  $\psi_2$  entre cero (incluyendo cero) y  $\pi$  para los cuales  $\Phi$  se hace cero. Y habrá  $M$  valores tanto de  $\psi_1$  como de  $\psi_2$  que se combinan en pares para determinar las direcciones de máxima radiación.

C A P I T U L O      Q U I N T O

DISEÑO DE UNA ANTENA ROMBICA

Desde el comienzo de la radio comunicación se pensó en un mejoramiento sustancial de la transmisión de señales; limitando la radiación o recepción a un pequeño ángulo sólido que incluya la trayectoria de transmisión. Por este medio es posible producir la intensidad de campo requerida en la estación receptora sin necesidad de radiar potencia en direcciones no deseadas. Similares e importantes ventajas se logran con antenas receptoras direccionales, en este caso se reduce el ruido que llega en direcciones contrarias al sector sólido de receptividad.

Empleando un número finito de elementos espaciados, de relaciones específicas de amplitud y fase, se consigue formar un sistema de antena direccional, pero generalmente resulta bastante costoso debido a su gran tamaño y, a más de esto, posee un rango de frecuencia muy limitado. Como resultado de esta restricción se tiene que emplear varias antenas que difieren únicamente en su frecuencia de diseño.

Puesto que numerosos tipos de antenas pueden ser diseñados para reunir las especificaciones de directividad, es evidente que la selección final se basa sobre todo en el costo total del sistema.

La antena rómbica no solamente resulta ser de un considerable rango de frecuencia, sino que es menos costosa que una de igual efectividad del tipo de arreglos ya indicado, sobre todo es más económica para frecuencias mayores de 15 MHz [19], si se combina sus dimensiones de tal forma que se obtenga la máxima señal de salida. Para frecuencias menores

se incrementan los costos, particularmente de los mástiles de soporte de la antena.

### 5.1 LOCALIZACION DE LA ANTENA

Cuando se escoge un lugar para instalar cualquier tipo de antena directiva, es conveniente evitar obstrucciones, tales como: montañas o estructuras conductoras que yacen directamente en la trayectoria de transmisión. Se elige ordinariamente un terreno plano, ya que las fórmulas del diseño son deducidas por dicho terreno. Cuando en algún caso se usa la antena transmisora como receptora, hay que evitar fuentes de ruido natural como son: montañas de alta concentración de tormentas anuales, y fuentes de ruido producido por el hombre tales como: complejos industriales, aparatos eléctricos de alta intensidad de corriente, ferrocarriles eléctricos, líneas de transmisión de energía, etc.

### 5.2 ORIENTACION DE LA ANTENA.

La antena debe estar orientada de tal forma que su acimut de máxima radiación y recepción, coincida con la trayectoria de transmisión. Si se trata de estaciones distantes esta trayectoria es afectada por la curvatura de la tierra; en este caso, la trigonometría esférica nos puede dar la distancia de la trayectoria y el acimut exactos entre dos estaciones de radio.

El ángulo vertical de óptima radiotransmisión es función de: la longitud de la trayectoria, de la frecuencia y de la altura de las capas

ionizadas de la atmósfera, siendo práctica común para antenas transmisoras hacer el ángulo de máxima radiación, igual al ángulo de llegada, usado para el diseño de la antena receptora correspondiente.

De la experiencia sobre comunicaciones de larga distancia, se conoce que el ángulo de llegada varía con la hora, y estación del año; por esto, su determinación se hace mas bien de estudios estadísticos.

Para circuitos de radio [20] que trabajan en frecuencias comprendidas entre 4 y 20 Mhz , el ángulo óptimo de máxima radiación es bajo cuando la longitud de la trayectoria de transmisión es mayor que 4.000 kilómetros; por ejemplo, para comunicaciones trans-oceánicas, las antenas son diseñadas para dar máxima transmisión o recepción a un ángulo sobre el plano horizontal comprendido entre 0 y 10 grados. Para distancias mucho más cortas que 4.000 km. es conveniente prestar mayor atención a la determinación del ángulo vertical óptimo; pero, en ausencia de datos tomados de medidas exactas, se puede dividir la trayectoria de transmisión en un determinado número de saltos entre la superficie de la tierra y la capa ionizada reflectora como se ilustra en la figura 5.1.

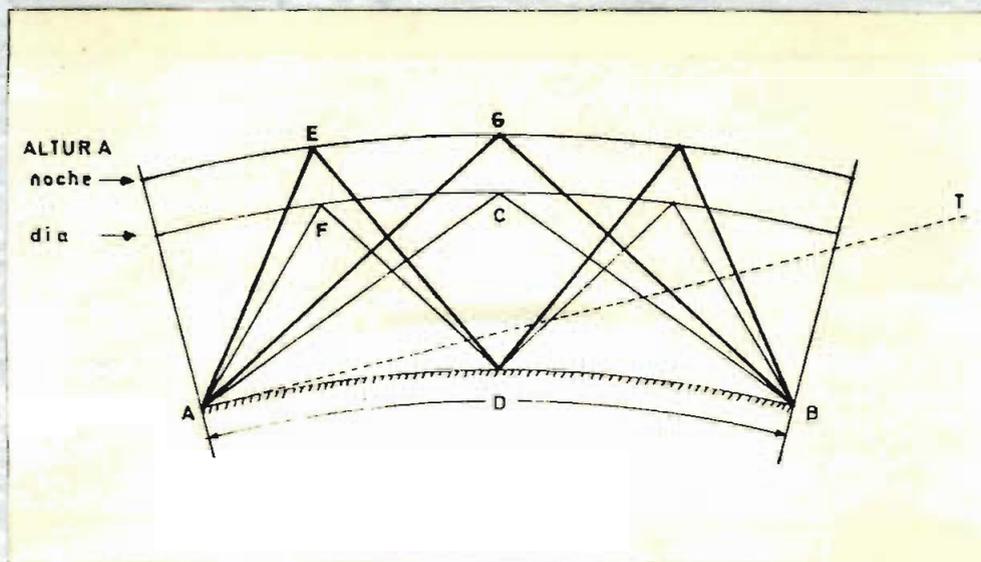


Fig. 5.1

Esta es una forma sencilla de estimar el ángulo de partida o de llegada para ondas de simple, doble, triple, ... etc. saltos, tomando siempre en cuenta que para un gran ángulo de partida, se requiere un gran número de saltos y en cada uno de éstos se tiene pérdidas de transmisión que se incrementan con la frecuencia.

Se puede evitar las variaciones horarias y estacionales del ángulo de llegada, para tener una buena transmisión mas continua, usando varias frecuencias de operación, diseñándose la antena para el ángulo al cual corresponde la hora de mayor tráfico. También es práctica común hacer el lóbulo principal relativamente ancho, sacrificando de esta forma un poco de ganancia, sobre todo cuando se trabaja a baja frecuencia.

### 5.3 CRITERIOS USADOS PARA DIMENSIONAR UNA ANTENA RÓMBICA.

Los criterios usados para dimensionar una antena rómbica son los siguientes[21]:

- a) "Diseño para máxima potencia de salida".- Este método consiste en determinar las dimensiones de la antena  $H$ ,  $a$ , y  $A$ , óptimas, de tal forma que con ellas se obtenga la máxima intensidad de radiación.
- b) "Diseño por alineamiento".- En este método se varían las dimensiones de la antena, con el fin de que la máxima intensidad de radiación, coincida con la dirección deseada.
- c) "Diseño de acuerdo a las necesidades".- Es muy usado en los casos donde se requiere reducir las dimensiones de la antena; claro está, que esto involucra un sacrificio en la salida de antena; por ejemplo, la reducción de la altura de la antena, si ésta es muy grande, puede ser compensada parcialmente por un incremento en la longitud de la misma. O en el otro caso, si no existe problema con la altura pero se requiere reducir la longitud, su efecto también puede ser compensado parcialmente con un reajuste del ángulo de apertura de los elementos. También puede darse el caso de reducción de la altura y longitud de la antena, aún así el diagrama de directividad puede ser alineado con la dirección deseada, con una modificación adecuada de las dimensiones.

Todos estos reajustes en las dimensiones de la antena se pueden realizar siempre que un incremento en los costos de antena sea lo suficiente pequeño con respecto al costo correspondiente al incremento de potencia del transmisor. Es por lo tanto obvio que la selección entre las dimensiones óptimas y las de reajuste para una antena transmisora es función del costo del transmisor a ser empleado.

Para el caso de la antena receptora, el diseño óptimo será para obtener una gran señal de recepción en los terminales de la antena y, además, mayor discriminación contra la estática. En general el tercer método de diseño que involucra también una pérdida en el nivel de señal de salida de antena y discriminación de estática, será recomendado en algunos casos especiales, tales como una restricción del terreno o si se requiere una característica direccional amplia debido a la dirección variable de la onda de llegada.

En los tres métodos de diseño se tomará como base la ecuación de la intensidad de radiación total (4-38), que incluye el efecto de tierra; esta es:

$$\Phi_T = 4 \sin^2(\beta H \cos \theta) \Phi \quad (5-38)$$

Donde  $\Phi$  es la intensidad de radiación de la antena róbica situada en el espacio libre, dada por la ecuación (4-46).

### 5.3.1 Diseño para máxima potencia de salida.

En este método de diseño, se trata de encontrar las dimensiones óptimas de la antena H, a, y A, para la frecuencia particular de trabajo.

Mirando la ecuación (4-38), la mejor actuación de la antena r**ó**mbica horizontal, se obtendrá, cuando un máximo del factor  $4\text{sen}^2 (\beta H \cos \theta)$  tenga el mismo ángulo de elevación como el del lóbulo principal de la antena r**ó**mbica situada en el espacio libre. El valor de este factor oscila entre cuatro y cero cuando el ángulo  $\theta$  varía entre cero y  $\pi/2$ . Es igual a cero cuando:

$$\cos \theta = 0 ; 1/2 \frac{\lambda}{H} ; 3/2 \frac{\lambda}{H} ; \dots m \frac{\lambda}{H} , \quad (5-1)$$

m es la parte entera de  $2H$

Y es igual a cuatro cuando:

$$\cos \theta = 1/4 \frac{\lambda}{H} ; 3/4 \frac{\lambda}{H} ; 5/4 \frac{\lambda}{H} \dots \frac{(2m'+1) \lambda}{4 H} \quad (5-2)$$

m' es la parte entera de  $(\frac{2H}{\lambda} - \frac{1}{2})$

De estos resultados la altura práctica más baja se tiene si  $\cos \theta = \frac{1}{4} \times \frac{\lambda}{H}$ , resolviendo se llega a la expresión de H para el diseño.

$$H = \frac{\lambda}{4 \cos \theta} \quad (5-3)$$

Derivando parcialmente la expresión de la intensidad de radiación en el espacio libre (4-46), con respecto a la longitud "a" y al ángulo de apertura "A" y simplificando:

$$\begin{aligned} \frac{\delta \Phi}{\delta a} &= \frac{2\eta I_0^2}{\lambda^2} \left[ 2a \frac{\text{sen}^2 \mu}{\mu} \frac{\text{sen}^2 \nu}{\nu} + a \frac{\text{sen}^2 \nu}{\nu} \frac{\text{sen}^2 \mu}{\mu} (2\mu \cos \mu - \text{sen} \mu) + \right. \\ &\quad \left. + a \frac{\text{sen}^2 \mu}{\mu} \frac{\text{sen}^2 \nu}{\nu} (2\nu \cos \nu - \text{sen} \nu) \right] \\ &= \frac{4\eta}{\lambda^2} I_0^2 a \text{sen}^2 A \frac{\text{sen} \nu}{\nu} \frac{\text{sen} \mu}{\mu} [\nu \text{sen} \mu \cos \nu + \mu \cos \mu \text{sen} \nu] \quad (5-4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\delta \Phi}{\delta A} &= \frac{2\eta}{\lambda^2} I_0^2 a^2 \frac{\text{sen} \mu}{\mu} \frac{\text{sen} \nu}{\nu} \left\{ 2 \text{sen} \mu \text{sen} \nu \text{sen} A \cos A + \right. \\ &\quad \left. + \frac{\pi a}{\lambda} \text{sen} \theta \text{sen}^2 A \left[ \frac{\text{sen} \mu (2\nu \cos \nu - \text{sen} \nu)}{\nu} \text{sen} (\varphi + A) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{\text{sen} \nu (2\mu \cos \mu - \text{sen} \mu)}{\mu} \text{sen} (\varphi - A) \right] \right\} \quad (5-5) \end{aligned}$$

Los factores que anulan la primera derivada  $\frac{\delta \Phi}{\delta a}$  son:

$$\text{sen } u = 0$$

$$\text{sen } v = 0$$

$$v \text{ sen } u \text{ cos } v + u \text{ cos } u \text{ sen } v = 0$$

Recordando que se trata de encontrar un valor máximo para  $\Phi$ , dada la expresión (4-46), deseamos los dos primeros factores porque anulan dicha expresión, entonces, la única posibilidad es que:

$$\text{cos } v = 0 \text{ y } \text{cos } u = 0$$

Es decir, que  $u$  y  $v$  deben ser múltiplos impares de  $\pi/2$

$$u = (2R+1) \pi/2, \quad R = 0, 1, 2, 3, \dots \text{ etc.}$$

$$v = (2S+1) \pi/2, \quad S = 0, 1, 2, 3, \dots \text{ etc.}$$

reemplazando  $u$  y  $v$  por sus propias expresiones resulta:

$$\pi a/\lambda (1 - \text{cos } \psi_1) = (2R+1) \pi/2$$

$$\pi a/\lambda (1 - \text{cos } \psi_2) = (2S+1) \pi/2$$

entonces:

$$a/\lambda = \frac{2R + 1}{2(1 - \cos \psi_1)} = \frac{2S + 1}{2(1 - \cos \psi_2)} \quad (5-6)$$

reemplazando estas relaciones en (4-46) se obtiene un grupo de valores máximos de:

$$\Phi_{\max} = \frac{8\eta}{\beta^2 \lambda^2} I_0^2 \text{sen}^2 A \frac{\text{sen}^2(2R+1)\pi/2 \text{sen}^2(2S+1)\pi/2}{(1 - \cos \psi_1)(1 - \cos \psi_2)} \quad (5-7)$$

Como ya se dijo anteriormente, se determina la dirección de máxima radiación, como primer paso para el diseño, o sea que  $\psi_1$  y  $\psi_2$  son ya valores fijos. De tal forma que estos valores máximos son todos de igual magnitud, siendo el que más interesa, desde el punto de vista de la economía, aquel para el cual  $a/\lambda$  es mínima. Esto requiere que S o R sea igual a cero, por ejemplo digamos que  $R = 0$ , entonces:

$$a/\lambda = \frac{1}{2(1 - \cos \psi_1)} = \frac{2S + 1}{2(1 - \cos \psi_2)} \quad (5-8)$$

Estas ecuaciones se satisfacen para ciertos pares de valores de  $\psi_1$  y  $\psi_2$ , y si  $S \neq 0$  el principal máximo direccional sufre una gran

variación, por lo tanto la antena está mejor orientada cuando  $R = 0$  Y  $S = 0$ , lo cual requiere que la dirección de máxima radiación sea en el plano  $\psi_1 = \psi_2$ . De esto resulta que los valores de  $u$  y  $v$  quedan reducidos a:

$$u = \pi/2 \quad \text{y} \quad v = \pi/2$$

En la figura 4.4 se ve que para el plano meridiano  $\psi_1 = \psi_2$  se cumple que  $\varphi = 0^\circ$ , que reemplazado en las ecuaciones (4-40) y (4-41) se obtiene:

$$\cos \psi_1 = \cos \psi_2 = \sin \theta \cos A$$

y con esto el valor óptimo de la relación  $a/\lambda$  es:

$$a/\lambda = \frac{1}{2(1 - \sin \theta \cos A)} \quad (5-9)$$

Ahora igualando a cero la primera derivada de  $\Phi$  con respecto a  $A$ , ecuación (5-5), se puede tener un valor máximo de este parámetro únicamente igualando a cero el factor encerrado entre llaves en el cual las variables  $u$  y  $v$  toman el valor de  $\pi/2$  ya determinado anteriormen-

te, de donde:

$$\cos A - \frac{2a}{\lambda} \sin \Theta \sin A = 0 \quad (5-10)$$

En esta expresión se reemplaza el valor de la relación  $a/\lambda$  de la ecuación (5-9), resultando finalmente la relación del ángulo  $A$  con el ángulo  $\Theta$  para cuyos valores se obtiene el diseño óptimo; esta es:

$$\cos A = \sin \Theta \quad (5-11)$$

En esta parte, ya se dispone de los requerimientos que deben satisfacer las dimensiones de la antena:  $H$ ,  $a$ , y  $A$ , para obtener la máxima intensidad de radiación  $\Phi_r$ .

Para facilitar el diseño de la antena, es más conveniente, referir dichas dimensiones con respecto al ángulo  $\Delta$  que no es más que aquel formado por la dirección de máxima radiación tomando como referencia la horizontal, luego sustituyendo  $\Theta$  por  $(90 - \Delta)$  se obtienen las expresiones que son la base para el diseño optimizado de la antena en estudio y pueden ser escritas directamente como:

$$H = \frac{1}{4 \sin \Delta} \quad (5-12)$$

$$a = \frac{\lambda}{2 \operatorname{sen}^2 \Delta} \quad (5-13)$$

$$B = \operatorname{sen}^{-1}(\cos \Delta). \quad (5-14)$$

B es el ángulo interior de la antena igual a  $(90^\circ - A)$ , como se puede apreciar en la figura 4.4.

Para hacer más fácil aún el diseño se adjunta el gráfico de las funciones (5-13) y (5-14), figura 5.2, que da directamente la longitud óptima de un elemento de la antena expresado en longitudes de onda, para cualquier ángulo de elevación de la máxima intensidad de radiación.

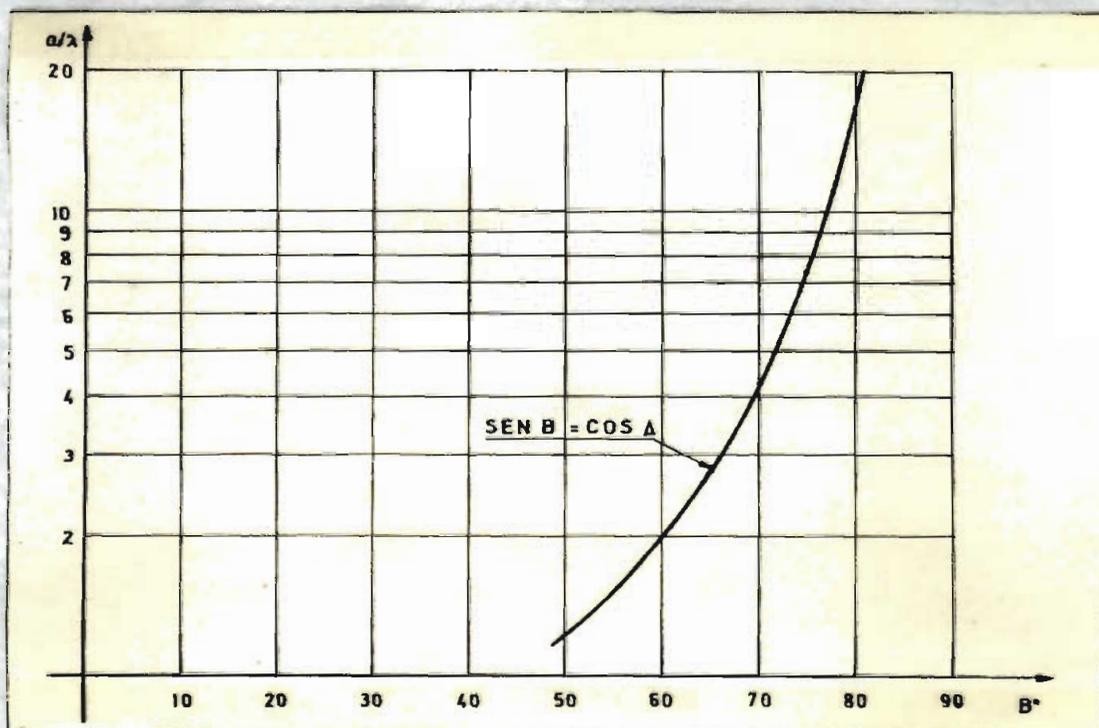


Fig. 5.2

Un ejemplo del uso de este método de diseño son las figuras 5.3 y 5.4 que muestran los diagramas de directividad para una antena diseñada para dar máxima radiación a un ángulo de 12 grados sobre la horizontal, cuyas dimensiones fueron calculadas mediante las ecuaciones (5-12), (5-13) y (5-14).

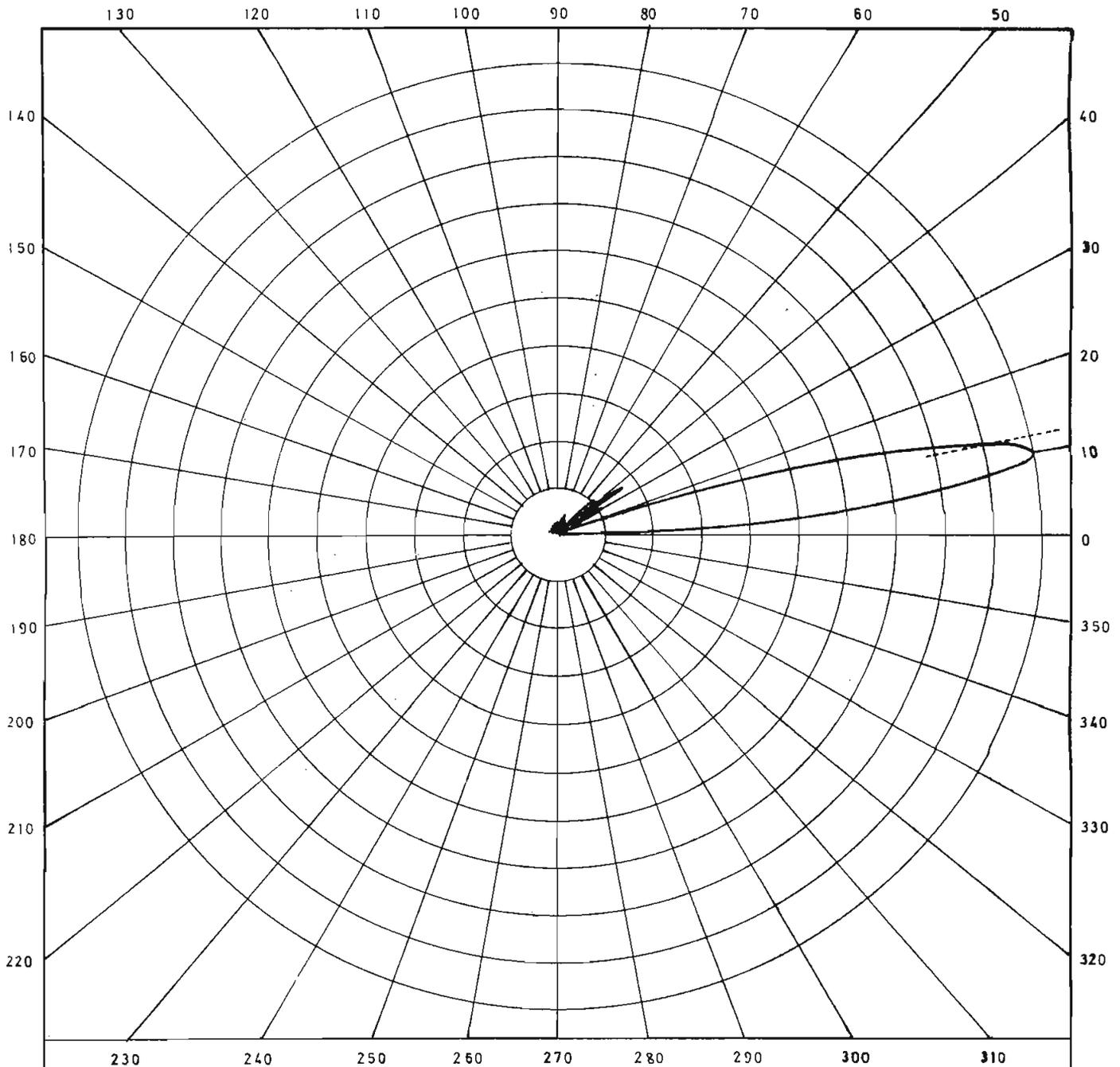
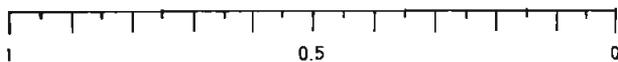


fig. 5.3

ESCALA.



ANTENA ROMBICA HORIZONTAL  
 DISEÑO PARA MAXIMA SALIDA

DIAGRAMA DE RADIACION  
 VERTICAL

DIMENSIONES:

$H = 1.2 \lambda$   
 $\alpha = 11.5 \lambda$   
 $B = 78^\circ$

DISEÑO: L. MONTENEGRO

APROBADO: *Kontidore*

FECHA: JUNIO / 72

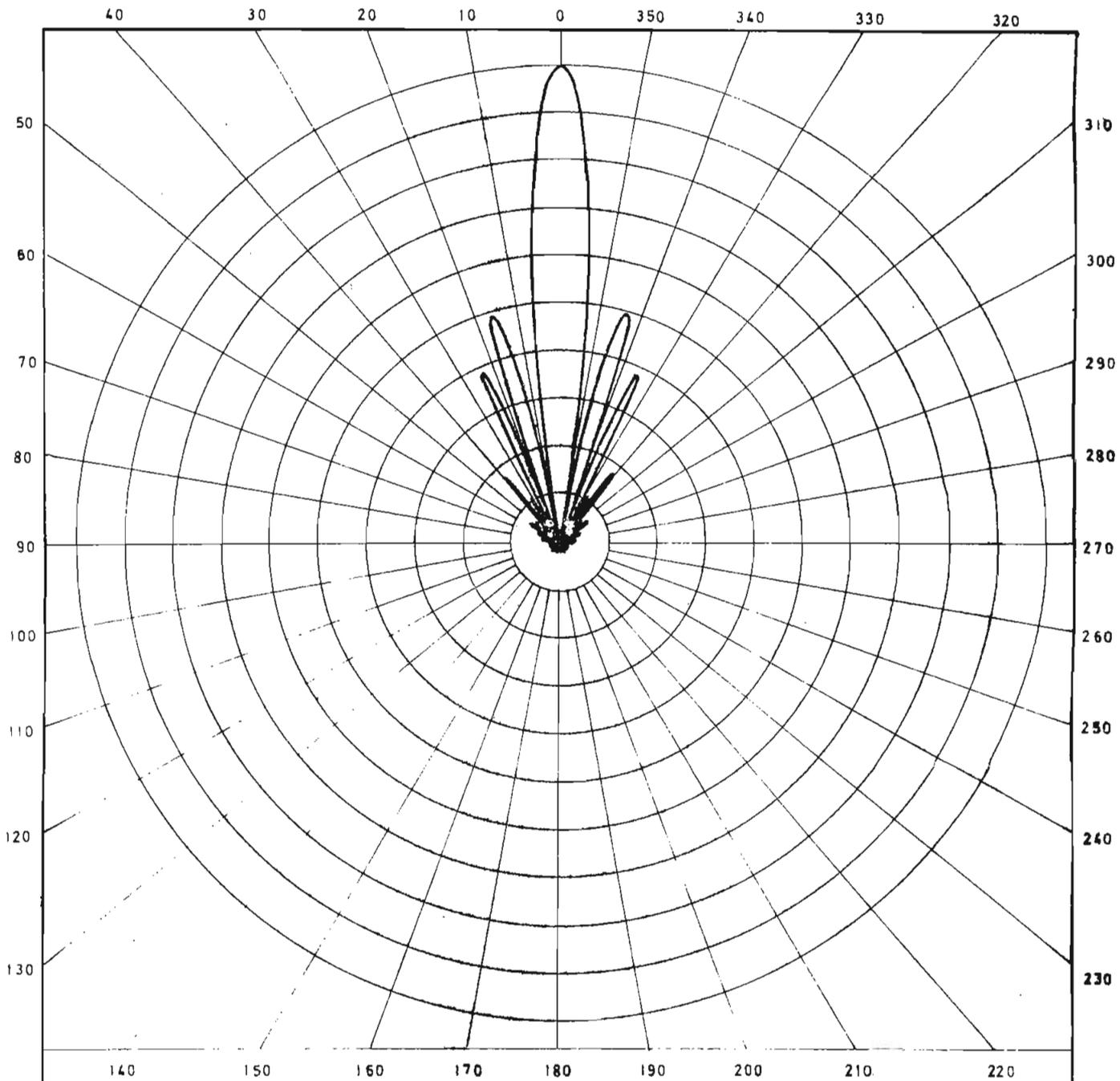
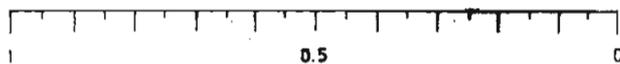


fig. 5.4

ESCALA.



ANTENA ROMBICA HORIZONTAL  
 DISEÑO PARA MAXIMA SALIDA

DIAGRAMA DE RADIACION  
 HORIZONTAL

DIMENSIONES:

$H = 1.2\lambda$

$a = 11.5\lambda$

$B = 78^\circ$

DI SEÑO: L. MONTENEGRO

APROBADO: *Kantishore*

FECHA: JUNIO / 72

Este método de diseño, fundamentado en las dimensiones óptimas de antena, tiene la desventaja de que la dirección de mayor intensidad no coincide exactamente con la dirección elegida de transmisión, como se puede apreciar en la figura 5.3 anteriormente anotada. Desde el punto de vista de la ganancia, el diseño más conveniente será aquel donde el máximo direccional y la dirección de transmisión sean coincidentes.

### 5.3.2 Diseño por alineamiento.

Este método asegura que la dirección de máxima intensidad de radiación coincida con la dirección de transmisión, a costo de una variación de cualquiera de las dos dimensiones de la antena "a" o "A".

Como ya se demostró anteriormente que la dirección de máxima radiación coincide con el plano meridiano  $\psi_1 = \psi_2$  que pasa por el eje principal de la antena, y este a su vez, está dirigido hacia el punto de recepción, se puede hacer coincidir dicho eje con aquel al cual corresponde  $\varphi = 0^\circ$ , con lo que la expresión (4-42) se reduce a:

$$\Phi_T = \frac{960}{\pi} I_0^2 \text{sen}^2 A \text{sen}^2(\beta H \cos \theta) \frac{\text{sen}^4 a \beta / 2 [1 - \text{sen} \theta \cos A]}{[1 - \text{sen} \theta \cos A]^2} \quad (5-15)$$

Para encontrar la dirección de radiación máxima, se iguala a cero la primera derivada parcial de  $\Phi_T$  con respecto a  $\theta$ , manteniendo

constantes las demás variables.

$$\frac{\delta \Phi}{\delta \theta} = 0$$

Esta primera derivada parcial es igual a cero cuando se cumple la relación:

$$\begin{aligned} & \beta H \operatorname{sen} \theta \cos(\beta H \cos \theta) \operatorname{sen} a/\lambda (1 - \operatorname{sen} \theta \cos A) = \\ & = \frac{\operatorname{sen}(\beta H \cos \theta) \cos A \cos \theta}{[1 - \operatorname{sen} \theta \cos A]} [\operatorname{sen} a/\lambda (1 - \operatorname{sen} \theta \cos A) - 2 a/\lambda (1 - \operatorname{sen} \theta \cos A) \cos a/\lambda (1 - \operatorname{sen} \theta \cos A)] \end{aligned}$$

despejando H y simplificando

$$H = \cos A \operatorname{ctg} \theta \operatorname{tg}(\beta H \cos \theta) \left[ \frac{\lambda}{2\pi(1 - \operatorname{sen} \theta \cos A)} - \frac{a}{\operatorname{tg} a/\lambda (1 - \operatorname{sen} \theta \cos A)} \right] \quad (5-16)$$

Sustituyendo (5-3) en (5-16) se obtiene:

$$\operatorname{tg} a/\lambda (1 - \operatorname{sen} \theta \cos A) = \frac{2\pi}{\lambda} a (1 - \operatorname{sen} \theta \cos A) \quad (5-17)$$

que es una ecuación del tipo  $\operatorname{tg} X = 2X$ , cuyas raíces evaluadas por el método de Newton [18] son:

$X = 0$  ;  $X = 0,371\pi$  ;  $X = 1,466\pi$  ;  $X = 2,460\pi$  ; . . . etc.

Correspondiendo a la primera solución mayor que cero el mayor lóbulo de radiación, o sea que:

$$a = \frac{0,371\lambda}{1 - \text{sen } \theta \cos A} \quad (5-18)$$

que es la ecuación que expresa la relación entre la longitud de la antena "a" y el ángulo de apertura "A", que debe ser satisfecha para obtener el lóbulo de máxima radiación apuntado en la misma dirección de transmisión.

Reemplazando este nuevo valor de "a" en la ecuación (5-15), se obtiene la intensidad de radiación en función de "A" y "θ", ecuación (5-19), la que puede ser de nuevo maximizada para un cierto valor de "A". Para esto se trabaja con la primera derivada parcial de (5-19) con respecto a "A" igualada a cero.

$$\Phi_T = \frac{960}{\pi} I_0^2 \text{sen}^2(\beta H \cos \theta) \text{sen}^4 0,371\pi \frac{\text{sen}^2 A}{[1 - \text{sen } \theta \cos A]^2} \quad (5-19)$$

$$\frac{\delta \Phi}{\delta A} = 0$$

Esta relación se cumple cuando:

$$\cos A = \sin \theta$$

Ecuación que es idéntica a (5-11), por lo tanto se puede decir que se logra el diseño por alineamiento únicamente cambiando la longitud "a" de la antena.

Reemplazando (5-11) en (5-19), "a" se reduce a:

$$a = \frac{0.371 \lambda}{\cos^2 \theta} \quad (5-20)$$

En resumen, el diseño por alimento se obtiene por el uso de las ecuaciones (5-13), (5-11) y (5-20), y se puede notar que solamente es necesario reducir la longitud de un lado de la antena en 74 por ciento del valor recomendado para máxima salida. Las figuras 5.6 y 5.7 son los diagramas de directividad para una antena diseñada por este método para un ángulo de máxima radiación de 12 grados.

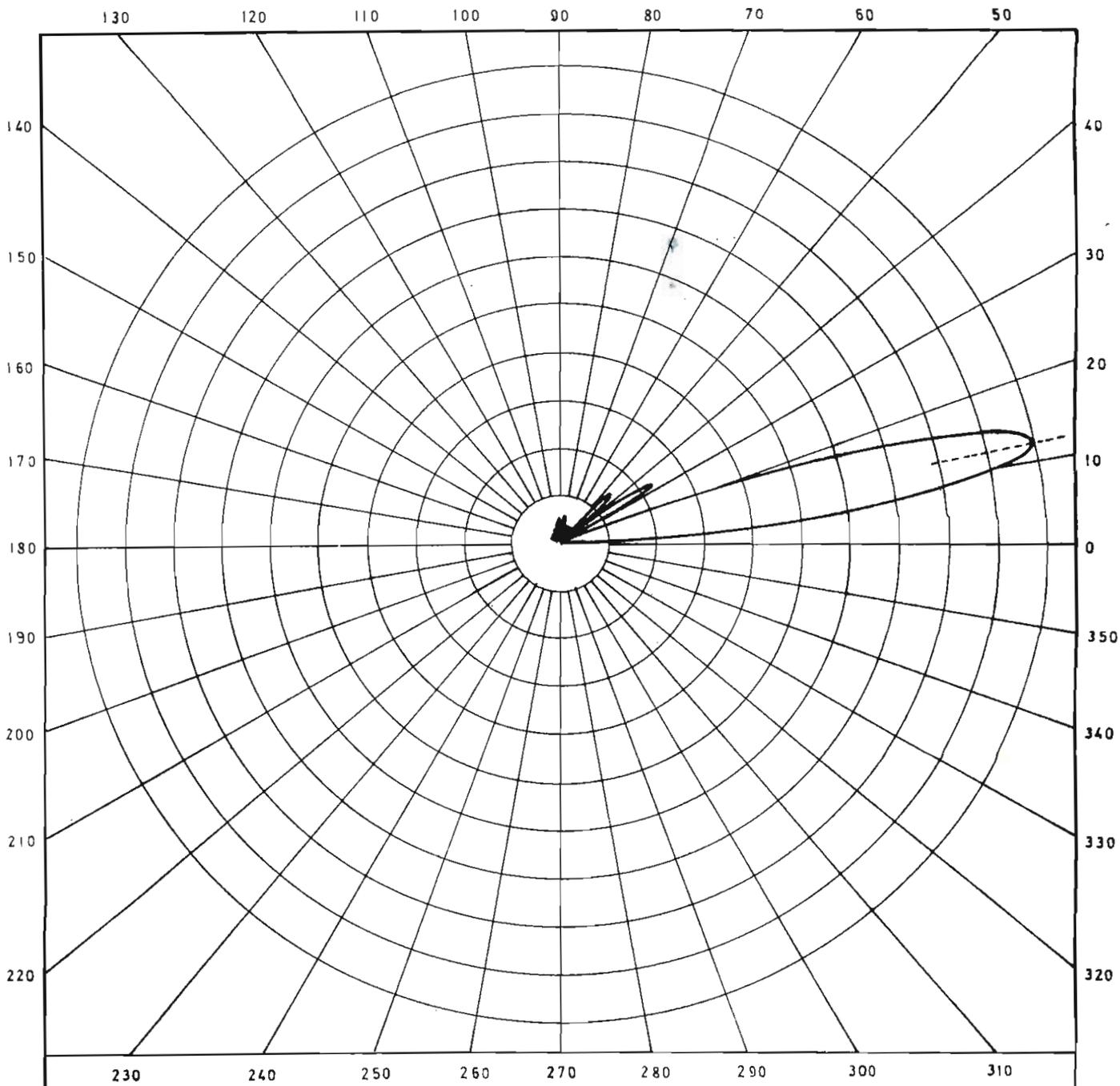
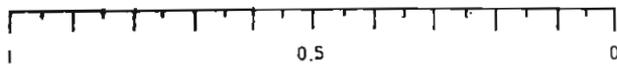


fig. 5.6

ESCALA.



ANTENA ROMBICA HORIZONTAL  
DISEÑO POR ALINEAMIENTO

DIAGRAMA DE RADIACION  
VERTICAL

DIMENSIONES:

$H = 1.2\lambda$   
 $\alpha = 8.58\lambda$   
 $B = 78^\circ$

DISEÑO: L. MONTENEGRO

APROBADO: *L. Montenegro*

FECHA: JUNIO / 72

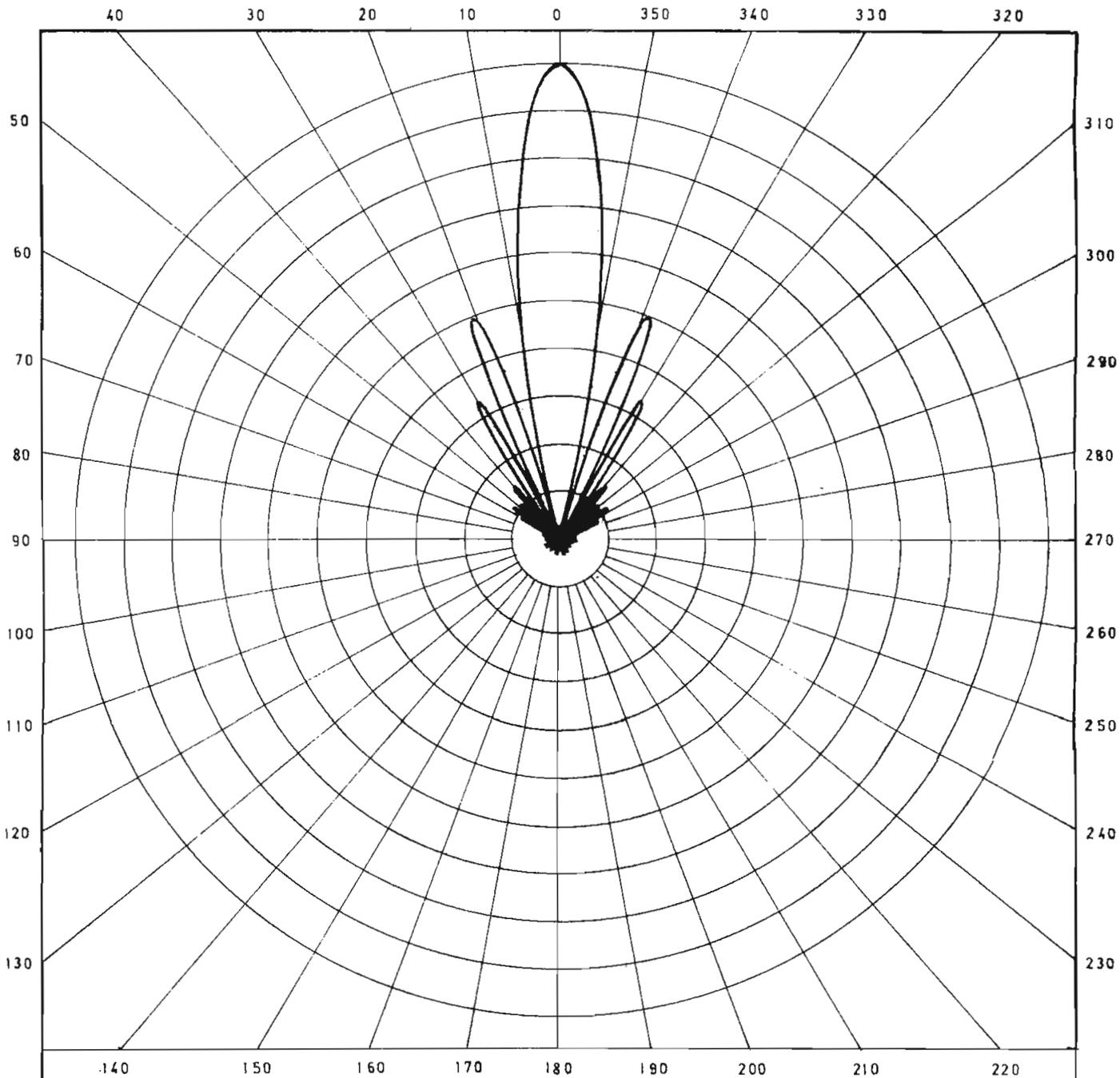
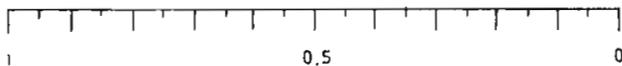


fig. 5.7

ESCALA.



ANTENA ROMBICA HORIZONTAL  
DISEÑO POR ALINEAMIENTO

DIAGRAMA DE RADIACION  
HORIZONTAL

DIMENSIONES:

$H = 1,2\lambda$   
 $a = 8,58\lambda$   
 $B = 78^\circ$

DISEÑO: L. MONTENEGRO

APROBADO: *Kontidore*

FECHA: JUNIO / 72

### 5.3.3 Diseño de acuerdo a las necesidades.

La altura "H" y la longitud "a" de la antena son funciones de la longitud de onda y a bajas frecuencias puede ser conveniente, por razones económicas, reducirlas.

- a) Reducción de la altura.- El efecto en el diagrama de radiación de una reducción de la altura "H", puede ser compensado con un incremento en la longitud. Sustituyendo (5-11) en (5-16) se tiene:

$$\frac{H}{\tan(\beta H \cos \theta)} = \frac{\lambda}{2\pi \cos \theta} - \frac{a \cos \theta}{\tan(a\beta/2 \cos \theta)} \quad (5-21)$$

De tal forma que cuando la dirección de máxima radiación "  $\theta$  " y la altura "H", son especificadas, esta relación debe ser satisfecha por la longitud "a" para ser usada con la altura "H" reducida.

- b) Reducción de la longitud.- Cuando se trata de reducir la longitud de la antena, su efecto en el diagrama de radiación puede ser compensado cambiando el ángulo de apertura "A". El nuevo ángulo puede ser obtenido a partir de la ecuación (5-18).

$$\cos A = \frac{a - 0.371 \lambda}{a \sin \theta} \quad (5-22)$$

CAPITULO SEXTO  
CRITICA DE LAS APROXIMACIONES REALIZADAS

En los capítulos anteriores se ha realizado un estudio teórico detallado, sobre la influencia de la distribución de corriente en la direccionalidad de una antena, encontrándose que, cuando se trabaja con ondas viajeras se obtienen las mejores características direccionales; particularidad que se tomó en cuenta para dimensionar una antena de ondas viajeras como es la antena rómbica horizontal.

En el desarrollo del estudio teórico, ha sido necesario realizar algunas aproximaciones para hacer viable el análisis matemático, las mismas que necesariamente influyen en mayor o menor grado en los resultados que se pueden obtener en el campo práctico. Es por esto que a continuación se realiza una crítica de las aproximaciones que se hicieron para calcular los diagramas de radiación y las dimensiones de la antena rómbica.

#### 6.1 EL METODO DE CALCULO.

En el método de cálculo empleado se considera a la antena como una línea de transmisión con constantes uniformemente distribuidas, y tiene la ventaja de involucrar conceptos ya familiares estudiados en dichas líneas. Pero una antena difiere de una línea de transmisión, en dos aspectos muy importantes:

- a) Una antena radia energía, mientras que en la teoría de la línea de transmisión se asume como despreciable las pérdidas por radiación.

- b) Generalmente se considera a la línea de transmisión, como línea uniforme, para lo cual la inductancia y capacidad por unidad de longitud, así como también la impedancia característica son constantes a lo largo de la línea.

Para el caso de una línea no uniforme que represente a la antena, los parámetros mencionados anteriormente, varían a lo largo de la línea, y en realidad es necesario definir cual es el significado de éstos parámetros bajo tales condiciones. Siegel y Labus [ 22 ] , asumen que la potencia radiada puede ser tomada en cuenta, introduciendo una cantidad equivalente a las pérdidas óhmicas distribuidas a lo largo de la línea de transmisión, conociéndose estas pérdidas, se puede calcular un factor de atenuación y con este una mejor aproximación de la distribución de la corriente en la antena, y para el caso de la onda viajera, en realidad su amplitud decrecerá exponencialmente.

En cuanto a la impedancia característica, que es variable a lo largo de la antena, Shelkunoff ha mejorado su método considerando a la antena como una línea de transmisión cuyos parámetros varían lentamente a lo largo de su longitud, para ello parte de las ecuaciones de Maxwell aplicadas a la antena bicónica.

## 6.2 LA ANTENA FILAMENTAL.

En el cálculo de los potenciales vectoriales y escalares correspondientes a una determinada distribución de corriente se asume que la

corriente está concentrada totalmente en el eje de la antena, pero en realidad a altas frecuencias la corriente es prácticamente superficial debido al efecto "skin", sin embargo, debido a esta aproximación los desarrollos matemáticos se simplifican grandemente, de manera especial cuando se trata de integrales de distribución espacial de corriente.

En resumen, se puede decir que el error cometido en el cálculo de las funciones de radiación de una antena, introducido por la aproximación de la corriente filamental, es más pequeño mientras menor sea la relación de radio de la sección transversal a la longitud.

### 6.3 EL CAMPO LEJANO.

Quando la distancia desde el punto radiante al punto de observación es grande comparada con la longitud de onda y las dimensiones de la antena, se puede decir que el punto de observación se encuentra en el campo lejano de la antena llamado "campo de radiación", donde se puede asumir que los radiovectores desde el elemento de corriente al punto de observación son paralelos. Esta aproximación es más exacta para puntos de observación distantes, para esto se puede tomar esta distancia tan grande como se desee, sin embargo, la fase debe ser considerada con más cuidado. En la figura 6.1 se ve claramente que el tiempo requerido para que una onda emitida por un elemento de la antena en "z" alcance un punto distante, es menor que el requerido por una onda que se origina en el origen "O" en un valor  $z \cos \theta / c$ , en consecuencia, su fa

se difiere en  $\beta z \cos \theta$  sobre cualquier punto situado a una distancia "z" del origen "O".

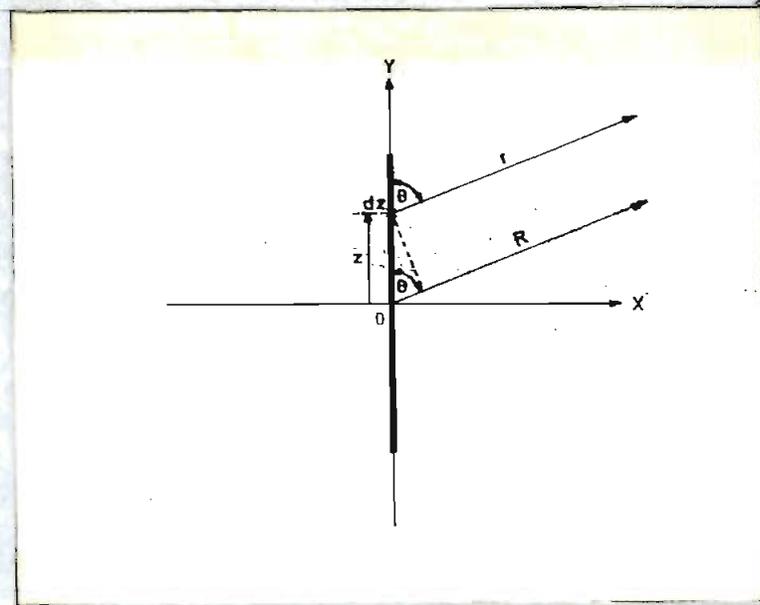


Fig. 6.1

#### 6.4 LA TIERRA PERFECTAMENTE CONDUCTORA.

En la práctica, una antena horizontal se encuentra erigida a unas pocas longitudes de onda o fracciones de longitud de onda sobre la superficie de la tierra o sobre alguna superficie reflectora, bajo estas condiciones fluyen corrientes en la superficie reflectora que modifican notablemente los diagramas de radiación, la magnitud y fase de estas corrientes dependen de la frecuencia, de la conductividad y permitividad de la superficie reflectora, sin embargo, para propósitos prácticos es adecuado calcular los campos resultantes con la aproximación de que se trata de una superficie perfectamente conductora. En estas cir-

cunstances la componente tangencial de la intensidad de campo eléctrico " $\vec{E}$ " y la componente normal de la intensidad de campo magnético " $\vec{H}$ " son cero en dicha superficie.

Para tomar en cuenta la presencia de la tierra bajo la antena se usó el principio de las imágenes, donde la tierra es reemplazada por una antena imagen, localizada a una distancia  $2h$  bajo la antena en estudio, donde  $h$  es la altura de dicha antena sobre la tierra. El campo de la antena imagen se añade al de la antena original para producir un campo resultante. La forma del diagrama horizontal permanece inalterada en cambio el diagrama vertical si es afectado grandemente.

En la realidad la superficie de la tierra constituye siempre un dieléctrico complejo, lo cual complica los detalles cuantitativos de la reflexión en el suelo, hasta tal punto que en la ingeniería se han hecho pocos intentos para considerar cuantitativamente la reflexión en la tierra. Las mejores técnicas usadas sólo permiten el conocimiento aproximado de las constantes del suelo dentro de las áreas y profundidades que son de interés para cada problema en particular. Los valores más exactamente conocidos son, naturalmente, los que corresponden al agua, porque se los puede medir en el laboratorio sobre pequeñas muestras. En cambio el suelo no es tan homogéneo, y, lo que es más, sus constantes varían mucho con la humedad, con el estado del tiempo y también con la frecuencia, a causa de las diferentes profundidades de penetración de las corrientes terrestres.

Quando no se conoce las características del suelo a partir de mediciones de conductividad, es práctica general considerar a la tierra como una superficie plana perfectamente conductora sin que con esto dejen de ser satisfactorios los resultados prácticos.

C A P Í T U L O      S E P T I M O

MEDICION DE LA GANANCIA DE ANTENAS

ROMBICAS

Una de las características más importantes de la antena es la ganancia. Para poder realizar mediciones de la ganancia de antenas r**ó**micas, es necesario efectuar algunas consideraciones y mediciones preli**mi**nares para tratar de conseguir, de acuerdo a las posibilidades, las condiciones idealizadas asumidas en la teoría. Entre ellas se tienen: el método de diseño utilizado, el uso de modelos de antenas, la impedan**ci**a de las antenas y la medición de la ganancia materia de este capítu**lo**.

#### 7.1 METODO DE DISEÑO UTILIZADO.

En el capítulo quinto se obtuvieron las relaciones que deben tener los diferentes parámetros de la antena r**ó**mica para satisfacer los requerimientos, de acuerdo a tres métodos de diseño, por ser el tercer método el más flexible de todos, se procedió a dimensionar las antenas por el método de "reducción de la longitud", que permite escoger la misma y reajustar el ángulo de apertura de la antena para dicha longitud, pudiéndose ahorrar el terreno que ocuparían las grandes antenas r**ó**micas que resultan con el diseño del primero y segundo métodos. Es conveniente tomar la longitud total de la antena "2a" equivalente a un múltiplo im**pa**r de medias longitudes de onda, puesto que para estas condiciones se tiene igual componente reactiva y de valor relativamente pequeña de la impedancia de entrada para cualquier relación del radio (  $\rho$  ) a la longitud  $\rho/L$  [23] . La tabla 7.1 resume las dimensiones para cin

co antenas calculadas por el método mencionado anteriormente usando las ecuaciones (5-22) y (5-3), para un ángulo de inclinación del lóbulo principal de 10 grados con respecto a la horizontal.

TABLA 7-1

a	2a	A	H
1.25λ	2.5λ	55.6°	1.44λ
1.50λ	3.0λ	40.0°	1.44λ
2.25λ	4.5λ	32.0°	1.44λ
2.75λ	5.5λ	28.5°	1.44λ
3.25λ	6.5λ	26.5°	1.44λ

En las ecuaciones utilizadas para el diseño y en los valores de la tabla 7-1 se puede apreciar que no existe ninguna restricción en el tamaño físico de la antena, por lo tanto, los diagramas de radiación y más características, dependerán en esencia de la longitud de onda  $\lambda$ , que no es más que un factor de escala.

## 7.2 USO DE MODELOS PARA MEDICIONES EN ANTENAS.

Las antenas que tienen las mismas proporciones geométricas y que difieren únicamente en el tamaño físico, tendrán los mismos diagramas

de radiación, ganancia e impedancia, basta con que la longitud de onda sea exactamente proporcional al tamaño (a excepción de las pérdidas óhmicas, que no son necesariamente las mismas) [24] . Este hecho hace posible obtener las características de un sistema de antena a partir de un modelo de tamaño adecuado y fácil de manejar, pudiéndose obtener las características de antenas de frecuencias bajas con el uso de un modelo a escala, que muy barato para su construcción y puede ser modificado rápidamente para determinar el efecto de los cambios en el diseño. Para el caso que nos preocupa se requiere trabajar con una frecuencia en el rango de U.H.F.

Una vez que se obtuvieron todas las dimensiones de las antenas, se procedió a construirlas sobre una estructura de madera liviana con aislación de baquelita en los cuatro extremos de la madera en la que se montó el alambre de antena, A.W.G. número 12, como se ilustra en la figura 7.1.

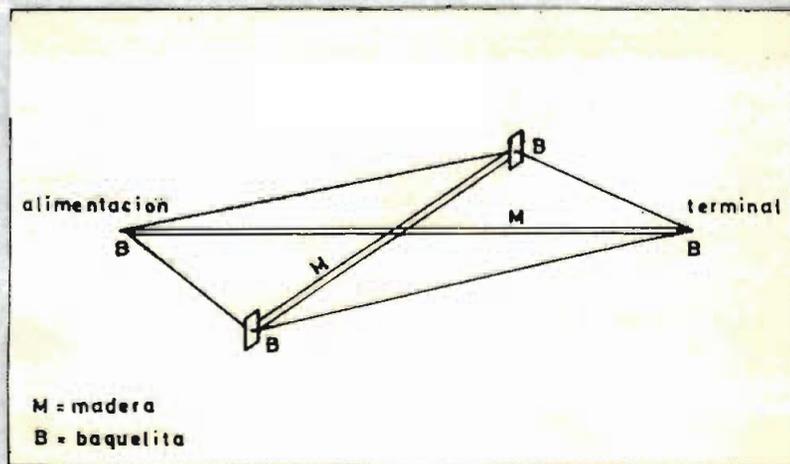


Fig. 7.1

### 7.3 IMPEDANCIA DE ANTENA.

Ya que la antena rómbica no es más que una línea de transmisión deliberadamente diseñada para radiar potencia, Shelkunoff [ 25 ] la considera como una línea de transmisión cuyo espaciamento varía con la distancia, encontrando una expresión aproximada para la impedancia de entrada de una antena rómbica terminada de tal forma que las reflexiones se hayan reducido al mínimo, como equivalente a la impedancia de entrada de dos alambres divergentes infinitamente largos, cuya expresión es:

$$Z_i = 120 \lg(e) \frac{\lambda}{2\pi\rho} - j2 + 120 \lg(e) \cos B - j170 \quad [\Omega] \quad (7-1)$$

donde:  $\rho$  = radio de la sección transversal de alambre y

$B$  = ángulo interior de la antena

De acuerdo a esta expresión se puede decir que la componente real de la impedancia de la antena rómbica, depende de: la longitud de onda, el ángulo interior y el radio del conductor. En cambio la componente reactiva para cualquier antena rómbica, terminada en su impedancia característica, tendrá siempre un valor de  $-j170$  óhmios.

Para el caso particular de los modelos de antenas rómbicas de la

tabla 7-1, la impedancia de entrada aproximada calculada mediante la ecuación 7-1 se resume en la tabla 7-2. Para  $\lambda = 33.34$  cm. y

$$\rho = 1.025 \text{ mm.}$$

TABLA 7-2

Longitud "a"	Impedancia calcula
1.25 $\lambda$	378,96 - j 170 ohm
1.50 $\lambda$	348,72 - j 170 ohm
2.25 $\lambda$	325,80 - j 170 ohm
2.75 $\lambda$	313,20 - j 170 ohm
3.25 $\lambda$	305,16 - j 170 ohm

Los valores de la Tabla 7-2 dan una idea del orden de magnitud que se tendrá en la parte real de la impedancia de entrada de los modelos de antenas rómbicas, y lo que es más importante, se puede utilizar un cable balanceado (Philips), de 300 ohm de impedancia característica que es el valor mas cercano a la impedancia de la antena, factible de conseguir en el mercado, y con él alimentar los modelos de antenas.

### 7.3.1 Resistencia terminal para la antena rómbica.

La antena rómbica actúa como antena de onda viajera por absorción

de energía en una resistencia situada en el vértice opuesto al punto de alimentación. Su valor debe ser tal que la energía reflejada sea mínima. Bruce, Beck y Lowry [ 26 ] , encontraron que una resistencia de 815 óhmios tiene las mejores características resistencia-frecuencia para ser utilizada en el terminal de la antena róbica en el rango de HF.

Para los modelos de antenas róbicas, como resistencia terminal se utilizó un sinnúmero de resistencias de diferentes valores, pero debido a la frecuencia de trabajo se midió con el "medidor de admitancias General Radio" de los laboratorios de la Escuela Politécnica Nacional, una gran reactancia capacitiva que se la pudo reducir a un valor mínimo con la ayuda de stubs de acoplamiento.

Utilizando una combinación de resistencia y stubs, como carga terminal, se midió la impedancia de entrada del modelo cuya longitud de un brazo corresponde a  $2.75\lambda$  para diferentes valores de resistencia. En contrándose que la parte resistiva tiene valores entre 250 y 450 ohm. y la parte reactiva entre  $-j100$  y  $-j300$  ohm, es decir que existe una componente reactiva de valor relativamente grande.

Puesto que la impedancia del cable de alimentación es de 300 ohm. Una técnica de diseño es disminuir de alguna forma la parte reactiva para hacer la impedancia del modelo de antena lo más cercana a este valor y de esta manera lograr el máximo acoplamiento entre el cable de alimentación y la antena.

### 7.3.2 Antena de alambres múltiples.

Shelkunoff [ 27 ] en su estudio de las antenas bicónicas afirma: "La impedancia de entrada de una antena bicónica simétrica, figura 7.2 de cualquier ángulo de apertura (A), es igual a la impedancia de entrada de una línea de transmisión uniforme cuya longitud es igual a un brazo de antena".

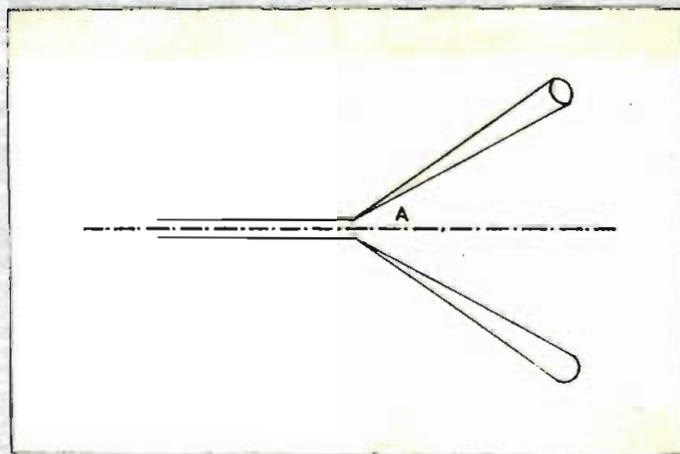


Fig. 7.2

De aquí se desprende el uso de la antena rómbica de alambres múltiples cuyo espaciamiento es divergente hasta el vértice interior, a partir del cual converge hasta la carga. Con esta disposición se logra una impedancia característica más constante a lo largo de la antena, de valor promedio más bajo, además la impedancia de entrada permanece más estable con la variación de la frecuencia [ 28 ] y existe la posibilidad de variar en algo la impedancia de la antena con el espaciamiento de los conductores en el vértice interior. La impedancia de las antenas róm-

bicas de varios conductores en el rango de H.F. es del orden de 600 a 800 ohm. con componentes reactivas relativamente pequeñas [ 29 ] , de tal forma que usualmente no se necesitan unidades de acoplamiento cuando se usa para su alimentación, cable balanceado de 600 ohm de impedancia característica, justificándose con esto el bajo costo y estructura sencilla de la antena rómbica.

Por lo expuesto anteriormente, se procedió a construir los modelos de antenas formados por dos alambres de calibre A.W.G. # 14, divergentes hasta el vértice interior y luego convergentes hacia la carga como se ilustra en la figura 7.3 con posibilidades de variar el espaciamiento en el vértice entre 2, 4 y 6 cm.

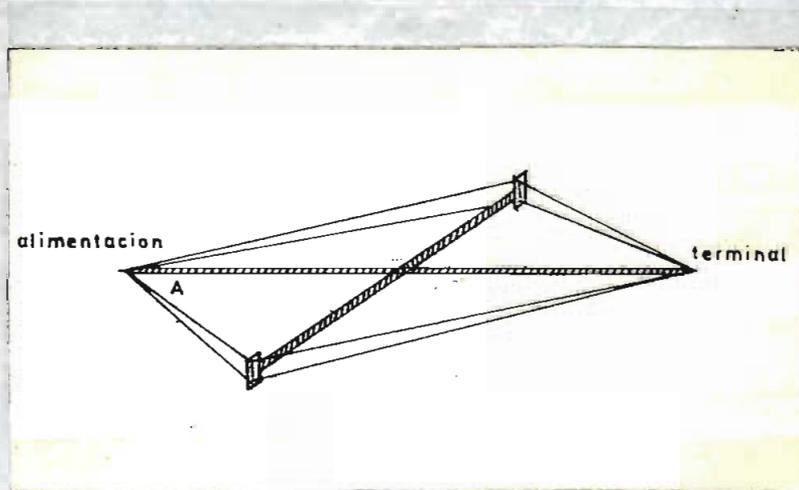


Fig. 7.3

Usando combinaciones de resistencias y stubs, se midió la impedancia de entrada de todas las antenas. Notándose que su valor varía mucho menos que la antena de un solo alambre, para los diferentes valores de

la impedancia de carga. Reajustando las longitudes de los stubs con el fin de obtener la mínima reactancia a la entrada de la antena, en realidad se reduce a un valor comprendido entre  $-j50$  y  $-j70$ , disminuyendo también la componente real de la impedancia de entrada, sin embargo, existe la posibilidad de que la longitud de los stubs influya en las características de la antena, porque su longitud, varía las condiciones del diseño.

Resultados idénticos y en ciertos casos mejores que con el procedimiento anterior se pudo conseguir gracias al uso de un pequeño stub en cortocircuito, en lugar de la resistencia terminal, cuya longitud fue variada hasta lograr la mínima componente reactiva de la impedancia de entrada. La tabla 7-3 resume las impedancias de las diferentes antenas, tanto los calculados con ayuda de la expresión 7-1 para antenas de un solo alambre A.W.G # 14, como los valores medidos en las antenas de dos alambres.

TABLA 7-3

Long. de antena "a"	Impedancia calculada 1 alambre	Impedancia medida 2 alambres
$1.25\lambda$	398.96 - j170 ohm.	255.0 - j75 ohm.
$1.50\lambda$	368.72 - j170 ohm.	228.0 - j48 ohm.
$2.25\lambda$	345.80 - j170 ohm.	232.5 - j60 ohm.
$2.75\lambda$	333.20 - j170 ohm.	247.5 - j60 ohm.
$3.25\lambda$	325.00 - j170 ohm.	250.0 - j39 ohm.

En esta tabla se puede apreciar que para la antena de dos alambres se logra reducir considerablemente la parte imaginaria de la impedancia de entrada de la antena rómbica, aunque la parte real también disminuye en su valor. Sin embargo en el laboratorio se trató de obtener la impedancia de antena la más cercana posible al valor del cable de alimentación, y los resultados obtenidos son aquellos en los cuales se obtuvo la menor reactancia posible.

#### 7.4 CONSIDERACIONES PARA LA MEDICION DE LA GANANCIA DE ANTENA.

Para altas frecuencias, es posible medir la ganancia de potencia de una antena por métodos experimentales relativamente simples. Esto se

debe en parte al tamaño físico de las antenas aún cuando éstas posean una considerable ganancia, también se debe al hecho de que en dichas frecuencias, las pérdidas puede normalmente desprejarse pudiéndose asumir que la potencia entregada es radiada en su totalidad o que toda la potencia extraída por una antena de una onda de radio sea disipada en una carga en el caso de una antena receptora.

Puesto que la ganancia es definida como la comparación de dos antenas, tomada la una como referencia se puede emplear el "método de comparación directa" [30]. Para el caso de dos antenas transmisoras la ganancia de señal será la relación de la potencia requerida para producir igual intensidad de campo en un determinado punto distante y la relación de potencia suministrada por dos antenas receptoras cuando están excitadas por la misma señal distante.

Considerando la ganancia de una antena como el resultado de una comparación, la ganancia no tendrá el carácter de absoluta, a menos que las propiedades de la antena de referencia sean exactamente iguales a las del radiador isotrópico. Este problema se simplifica por comparación de la antena róbica horizontal bajo prueba, con un dipolo de media longitud de onda con el mismo plano de polarización y la misma distancia sobre la tierra. Este medio evita la necesidad de considerar diferentes: el plano de polarización, los efectos de reflexión de la tierra o el efecto de la altura sobre la tierra. Usando el dipolo horizontal como antena de comparación en las mismas condiciones de la antena

rómbica, se pueden despreciar los efectos de polarización y reflexiones de tierra puesto que son sustancialmente los mismos en cada caso.

El dipolo horizontal de media longitud de onda situado en el espacio libre tiene una resistencia de aproximadamente 73.2 ohmios con una componente reactiva que puede ser eliminada cortando su longitud a  $0,475 \lambda$  [ 31] , dependiendo dicha longitud del calibre del alambre utilizado.

Para alimentar la estación transmisora y la receptora se requieren dos acopladores de sistemas no balanceados a balanceados o "balunes", por lo que fue necesario construir un balun adicional con cable coaxial de 50 ohmios de impedancia característica como el de la figura 7.4.

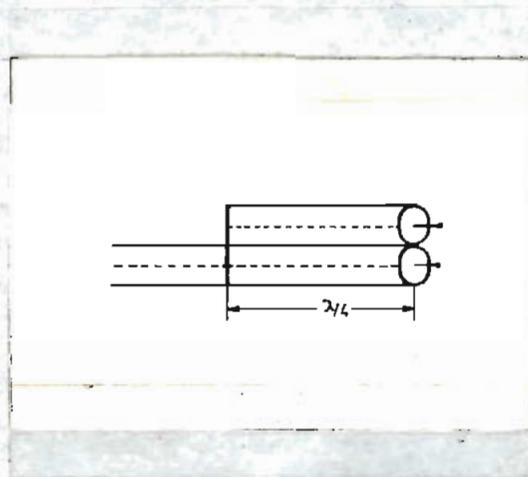


Fig. 7.4

Para tener el mejor acoplamiento posible es necesario subir el valor de la parte real de la impedancia del dipolo de referencia. En principio se usó un dipolo doblado midiéndose una impedancia cuya parte

real fue cercana a 330 ohmios con pequeñas componentes reactivas.

Con dipolos como el de la figura 7.5 formados por conductores de diferente diámetro, se pudo disminuir la impedancia a un valor más bajo.

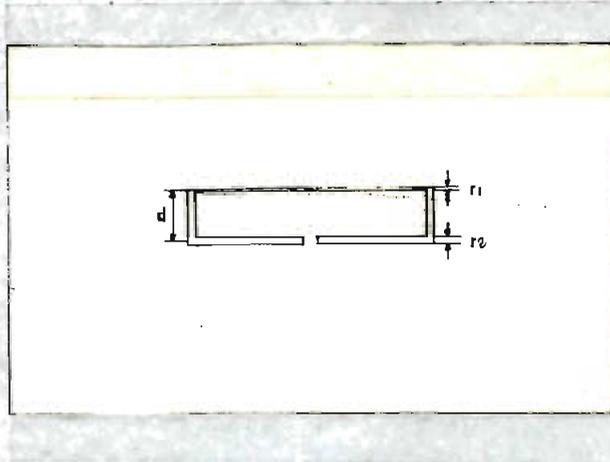


Fig. 7.5

La ecuación (7-2) expresa la impedancia de este tipo de dipolo [ 32] , en función de los diámetros de los conductores y su espaciamiento.

$$\frac{Z_D}{Z_{ND}} = \left( 1 + \frac{\lg d/r_1}{\lg d/r_2} \right)^2 \quad (7-2)$$

Usando:  $r_1 = 0.9 \text{ mm.}$ ;  $r_2 = 2.5 \text{ mm.}$  y  $d = 5 \text{ mm.}$  con alambre de cobre, se midió una impedancia de  $Z_D = 240 + j 45$  ohmios para los dos dipolos necesarios para la medición de la ganancia de los modelos de antenas.

### 7.5 MEDICION DE LA GANANCIA.

Luego de realizar las mediciones de impedancia en el laboratorio, usando un nivel de señal lo suficientemente bajo para evitar reflexiones que pueden afectar en algún grado en la exactitud de las mediciones, se procedió a medir la ganancia de los modelos en la terraza de la Facultad de Ingeniería Mecánica de la Escuela Politécnica, usando los siguientes equipos:

1. Oscilador de 250-960 Mhz "General Radio" tipo 1209-C.
2. Amplificador de frecuencia intermedia "General Radio", tipo 1216-A.
3. Oscilador local de 50 a 250 Mhz "General Radio" tipo 1215-C.
4. Balun "General Radio" tipo 874-UB.
5. Fuente de poder "General Radio" tipo 1267-A.
6. Filtro pasabajos de 1.000 Mhz "General Radio" tipo 874, F-1.000-L.
7. Mezclador "General Radio" tipo 874-MML.
8. Unidad terminal para 300 ohm. "General Radio" tipo 874-UB-P1 y 874-UB-P3.
9. Audífonos.
10. Cable coaxial de 50 ohm. Tipo 874 R-22 L-A y conectores "General Radio" tipo 874-CA.
11. Oscilador de 1.000 Hz "General Radio" tipo 1214-A.
12. Adaptador "General Radio" tipo 874-QBJL.
13. Atenuadores de 10 db. tipo 874.

## 14. Stubs ajustables tipo 874-D20L.

Utilizando todos estos equipos se instaló una estación transmisora y otra receptora, disposición típica para la medición de la ganancia de antenas como se muestra en la figura 7.6.

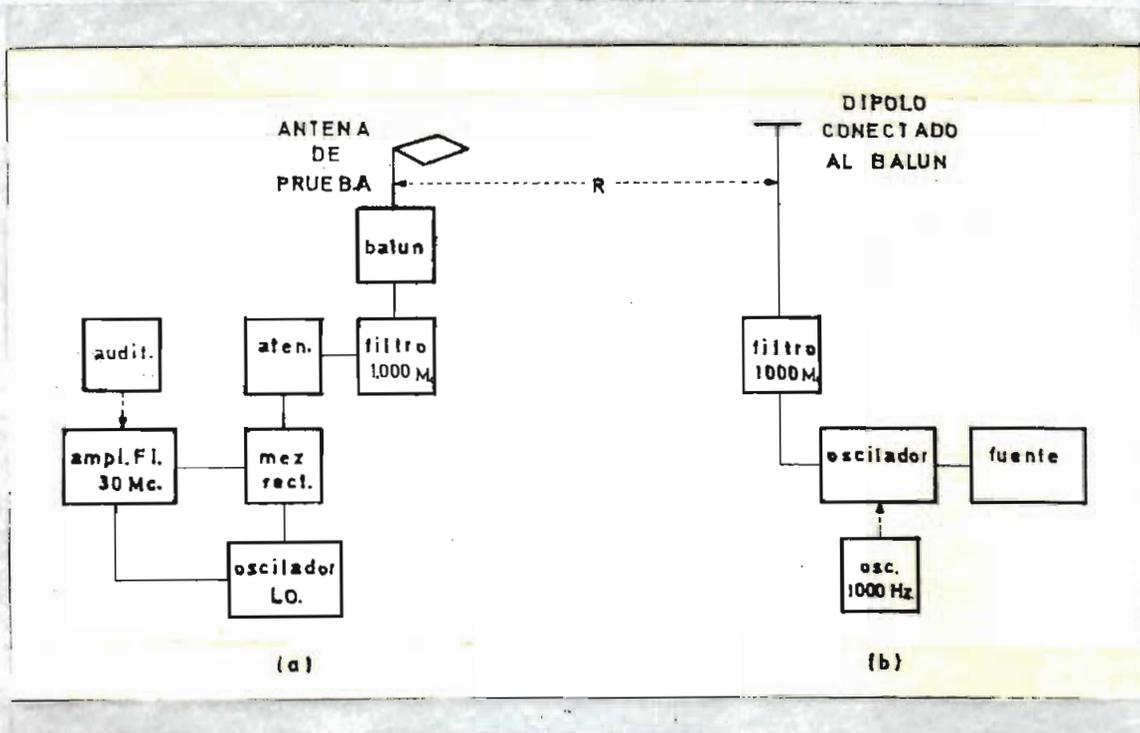


Fig. 7.6

Diagrama de bloques de la disposición de los equipos para medición de la ganancia.

La estación transmisora figura 7.6 b), consta de un oscilador sintonizado a 900 MHz alimentado por una fuente de poder "General Radio" tipo 1267-A. Un cable coaxial de 50 ohm. con un balún en su extremo terminal como el de la figura 7.4, a cuyos terminales está conecta-

do un dipolo al de la figura 7.5. Además se utilizó un filtro pasabajos de 1.000 Mhz para suprimir armónicas del generador.

La estación receptora consta en esencia de un detector [33] usado para medir voltaje inducido en una antena, consta de un oscilador, un amplificador de FI de 30 Mhz, un mezclador, un atenuador, un filtro pasabajos de 1.000 Mhz, un balun y una unidad terminal tipo 874-P3. La antena bajo prueba es conectada al detector que debe tener la misma impedancia de entrada igual a la de la antena, por este motivo es necesario incluir un atenuador de 10 db. entre el mezclador y el balun.

El espaciamiento entre las dos estaciones, transmisora y receptora "R" debe ser tal que el campo de inducción sea despreciable comparado con el campo de radiación, efecto que se consigue satisfaciendo la siguiente relación [34] .

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (7-3)$$

Donde: D es la longitud total de la antena róbica y

$\lambda$  es la longitud de onda.

Para cumplir este requerimiento el espaciamiento entre las dos estaciones fue de 20 metros, que es lo suficientemente grande para evi-

tar errores en las mediciones debidos a un inadecuado espaciamiento. La ganancia se obtiene de la siguiente manera:

La antena de prueba es apuntada en la dirección de máxima intensidad de señal, girándola horizontalmente y variando la altura de la antena transmisora hasta tener máxima lectura en el aparato. Para asegurar la sintonía, se modula una señal de 1.000 Hz en la estación transmisora, sintonizando en la estación receptora el oscilador local hasta tener máxima intensidad de señal que es detectada con ayuda de los audífonos. Obteniéndose una lectura en db. en la escala del amplificador de FI.

Luego, la antena bajo prueba es reemplazada por un dipolo de referencia, exactamente en el mismo lugar que ocupaba la antena de prueba. Determinando de nuevo la lectura en el instrumento. Por último, la ganancia de la antena róbica será la diferencia de las dos lecturas obtenidas de esta manera.

Para las mediciones de la ganancia es importante anotar, que toda la radiación debe limitarse a la antena de prueba, por lo tanto es necesario minimizar la radiación directa de la línea de transmisión, razón por la cual el cable de alimentación se usó lo más corto como fue posible desde la antena a los terminales del balún, procurando que durante las mediciones sea perpendicular al plano de la antena.

La tabla 7-4 resume los valores de ganancia, con respecto al dipolo de media longitud de onda, para las cinco antenas diseñadas, medi

da mediante el procedimiento anteriormente anotado, en ésta se puede apreciar que la ganancia crece con la longitud de la antena.

TABLA 7-4

Ganancia de los modelos de antenas rómbicas

Longitud de antena "a"	Ganancia medida en db.
$1.25 \lambda$	8.5
$1.50 \lambda$	9.5
$2.25 \lambda$	11.0
$2.75 \lambda$	12.5
$3.25 \lambda$	13.5

Con ayuda de los valores de la 7-4, es posible graficar la ganancia de las antenas rómbicas vs. la longitud de un lado "a", expresado en longitudes de onda, como ilustra la figura 7.7.

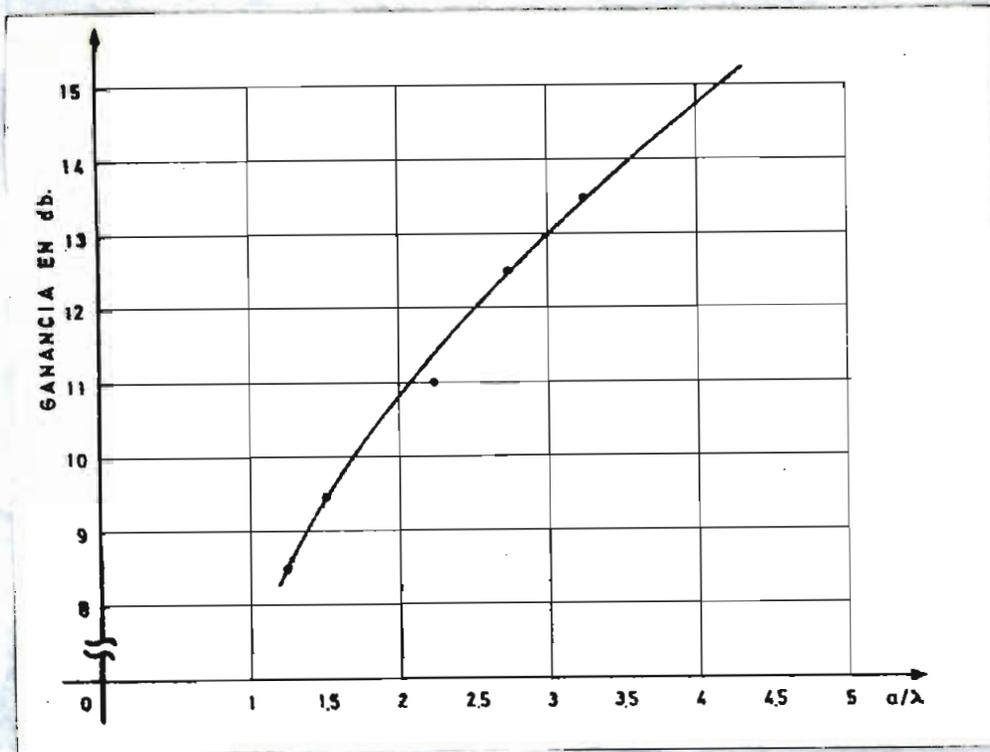


Fig. 7.7

Gráfico de la ganancia de antenas rómicas diseñadas por el método de "reducción de la longitud"

Para chequear los diagramas de radiación y asegurarse de que ninguna reflexión puede haber influido en las mediciones de la ganancia, fue necesario girar la antena receptora 360 grados y tomar lecturas en el instrumento, observándose que si existe simetría en los lóbulos secundarios, tomando como referencia el eje principal de la antena. Las figuras 7.8 hasta 7.12 ilustran los diagramas de radiación horizontal para las cinco antenas cuya ganancia ha sido medida. Se incluye en la

misma figura el diagrama calculado con ayuda de la computadora I.B.M. 1130 de la Universidad Central del Ecuador y el diagrama medido en la experimentación.

Para los diagramas de radiación vertical el factor de altura sobre la tierra juega un papel preponderante en la directividad, sin embargo, se trató de chequearla para la altura de diseño de la tabla 7-1, tomando lecturas para algunos ángulos en la vertical. Tarea que resultó muy complicada por no disponerse de las facilidades correspondientes. Las figuras 7.13 hasta 7.17 muestran los diagramas de radiación vertical calculados junto con algunos puntos medidos mediante la variación de la altura de la antena transmisora. Es necesario hacer notar que las mediciones de los lóbulos verticales se realizaron en el patio de la Escuela Politécnica Nacional, comprendido entre las Facultades de Ingeniería Eléctrica y Química, usando un nivel de señal lo suficientemente bajo para evitar que las reflexiones influyan en las mediciones.

Las tablas 7-5 y 7-6 contienen las lecturas en "db" leídas en el instrumento para los diferentes ángulos de giro.

TABLA 7-5

Valores medidos para los diagramas de radiación horizontales

$\varphi$ (grados)	Lectura en el instrumento [db].				
	$a= 1.25 \lambda$	$a= 1.5 \lambda$	$a= 2.25 \lambda$	$a= 2.75 \lambda$	$a= 3.35 \lambda$
0	21.0	17.0	24.0	26.0	19.0
2	21.0	17.0	23.5	25.0	19.2
4	20.0	15.8	23.4	24.0	18.4
6	19.6	15.7	23.0	23.5	17.6
8	19.0	14.2	22.0	22.0	15.8
10	18.5	13.5	15.0	20.5	13.4
12	17.6	12.0	10.0	15.4	10.6
14	16.4	10.0	5.0	12.0	6.0
16	15.0	8.0	4.0	10.0	4.0
18	12.0	5.0	4.0	8.0	3.0
20	9.0	0.	4.0	9.0	0.
22	6.0	* 28	7.0	10.0	3.0
24	4.0	* 28	8.0	9.0	3.2
26	3.0	* 22	6.0	7.0	4.0
28	4.5	* 20	2.0	5.0	5.0
30	6.0	* 20	2.0	3.0	6.0
32	7.0	* 24	24.0	7.0	6.0

$\varphi$ (grados)	Lectura en el instrumento db.				
	$a = 1.25\lambda$	$a = 1.5\lambda$	$a = 2.25\lambda$	$a = 2.75\lambda$	$a = 3.25\lambda$
34	7.0	* 26	20.0	9.0	5.0
36	7.0	* 28	2.0	7.0	4.0
38	7.0	* 20	3.0	5.8	3.5
40	6.0	1.0	4.0	5.5	0
42	5.5	1.0	4.0	4.0	* 28
44	5.5	1.5	4.0	4.0	6.0
46	5.5	2.0	3.0	9.0	6.2
48	5.0	3.0	3.0	11.0	7.0
50	4.5	4.0	4.0	14.0	7.5
52	4.2	4.0	4.0	14.0	6.0
54	4.0	4.0	4.0	14.0	6.0
56	3.0	4.0	6.0	13.0	2.0
58	3.0	3.0	9.0	10.0	2.0
60	3.0	2.0	11.0	8.5	2.0
62	3.0	0.	13.0	5.0	2.0
64	5.0	* 24	13.0	2.0	3.6
66	7.0	* 20	14.0	* 24	3.5
68	8.0	* 22	14.0	* 24	3.0
70	8.0	* 24	13.0	3.0	2.5
72	9.0	* 24	12.5	5.0	1.5

$\varphi$ (grados)	Lectura en el instrumento [db.]				
	$a = 1.25\lambda$	$a = 1.5\lambda$	$a = 2.25\lambda$	$a = 2.75\lambda$	$a = 3.25\lambda$
74	11.0	* 22	12.0	9.0	1.0
76	12.0	* 24	12.0	9.0	0.5
78	12.5	* 26	10.0	8.0	0.5
80	13.5	* 28	0.	3.0	1.0
82	13.5	* 30	* 24	1.5	1.0
84	13.5	1.5	* 20	1.5	0.6
86	13.2	2.0	* 20	2.0	* 30
88	13.0	2.0	* 30	1.5	* 28
90	12.5	2.0	4.0	2.0	* 20
92	11.0	* 30	6.0	0.	* 20
94	9.8	* 30	7.0	3.0	* 22
96	8.0	* 22	7.2	6.0	* 24
98	6.0	* 26	8.0	7.0	* 20
100	5.0	* 24	8.0	8.0	* 20
102	7.0	* 20	6.0	8.0	* 20
104	7.6	* 22	4.0	8.2	* 20
106	7.6	* 26	2.0	8.6	* 20
108	7.6	* 28	1.0	10.0	0.
110	7.0	* 26	0.	11.0	2.0
112	6.4	* 25	* 24	12.0	2.0

$\varphi$ (grados)	Lectura en el instrumento [db.]				
	$a = 1.25\lambda$	$a = 1.5\lambda$	$a = 2.25\lambda$	$a = 2.75\lambda$	$a = 3.25\lambda$
114	6.0	* 23	* 24	12.0	2.0
116	5.0	* 28	* 24	12.0	2.0
118	3.0	* 30	* 26	12.0	1.3
120	0.	* 28	* 20	11.0	0.5
122	* 20	* 24	3.0	10.0	0.
124	* 22	* 22	7.0	10.0	* 32
126	0.	* 20	8.8	10.0	* 20
128	3.0	* 17	10.0	10.0	* 26
130	4.2	* 16	10.0	9.0	* 25
132	5.6	* 14	12.0	7.0	* 24
134	6.4	* 15	12.0	6.0	* 24
136	7.6	* 14	15.0	3.0	* 26
138	7.6	* 18	11.5	* 26	* 26
140	7.2	* 20	11.0	* 20	* 26
142	7.0	* 20	12.0	0.	* 26
144	7.0	* 20	12.0	1.5	* 24
146	6.0	* 20	11.5	4.0	* 24
148	5.0	* 20	11.0	5.0	* 22
150	3.8	* 20	11.0	7.0	* 23
152	3.0	* 18	10.0	7.6	* 24

$\varphi$ (grados)	Lectura en el instrumento [db.]				
	$\bar{a} = 1.25$	$\bar{a} = 1.5\lambda$	$a = 2.25\lambda$	$a = 2.75\lambda$	$a = 3.25\lambda$
154	0.	* 14	8.8	7.4	* 26
156	3.0	* 12	7.0	6.0	* 26
158	5.0	* 10	5.0	4.0	* 26
160	7.0	* 16	2.0	4.8	* 26
162	9.0	* 26	2.0	4.2	2.5
164	10.0	* 28	2.0	7.0	5.0
166	22.0	* 30	6.0	10.0	7.0
168	12.0	2.0	10.0	11.0	9.2
170	12.6	4.0	11.5	13.0	10.8
172	13.0	4.6	12.6	15.0	10.8
174	13.0	5.0	13.0	11.0	10.8
176	13.0	6.0	13.0	17.0	10.0
178	12.5	6.6	13.5	17.0	10.0
180	12.0	7.0	14.0	17.0	9.6
DIPOLO	12.5	7.5	13	13.5	6

TABLA 7-6

Valores medidos para los diagramas de radiación vertical

$\Delta$ (grados)	Lectura en el instrumento "db"				
	$1.25\lambda$	$1.5\lambda$	$2.25\lambda$	$2.75\lambda$	$3.25\lambda$
2	8.6	1.5	24	1.0	0.0
4	10.0	4.0	1.5	2.0	3.0
6	10.8	4.6	2.0	2.5	5.0
8	11.0	5.0	3.0	4.0	7.5
10	12.0	6.0	4.0	5.4	8.0
12	11.0	6.4	6.8	6.2	9.0
14	11.6	6.0	5.0	5.8	8.2
16	12.0		5.0	6.2	8.0

NOTA: Las cantidades con asterisco son lecturas en la escala lineal

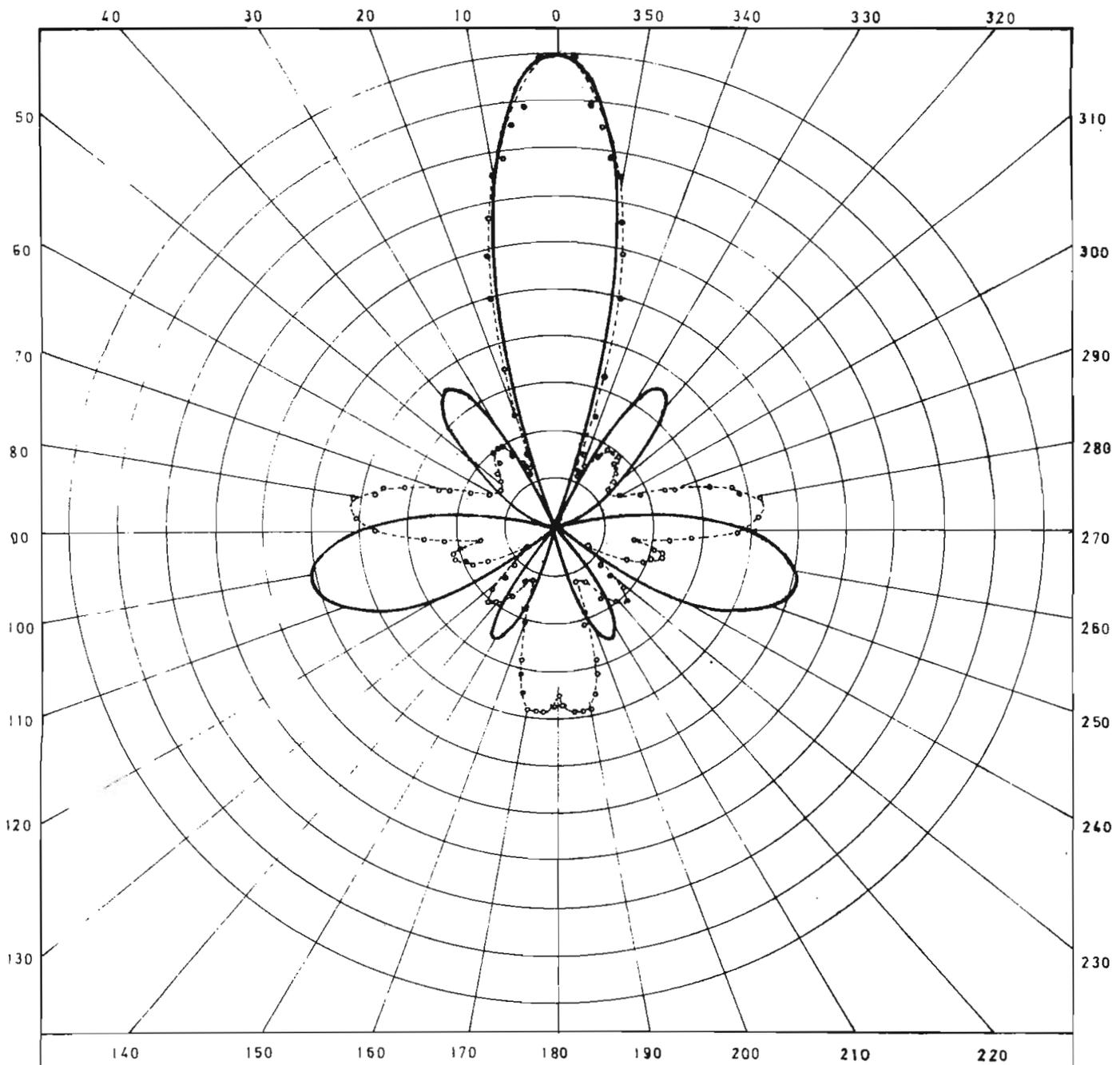
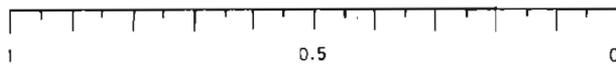


fig.7.8

ESCALA.



————— DIAGRAMA TEORICO

----- DIAGRAMA MEDIDO

ANTENA ROMBICA HORIZONTAL DISEÑO POR REDUCCION DE LA LONGITUD	
<b>DIAGRAMA DE RADIACION HORIZONTAL</b>	
DIMENSIONES $H = 1,44\lambda$ $a = 1,25\lambda$ $A = 556^\circ$	DISEÑO: L. MONTENEGRO APROBO: <i>Kontichore</i> FECHA: JUNIO - 72

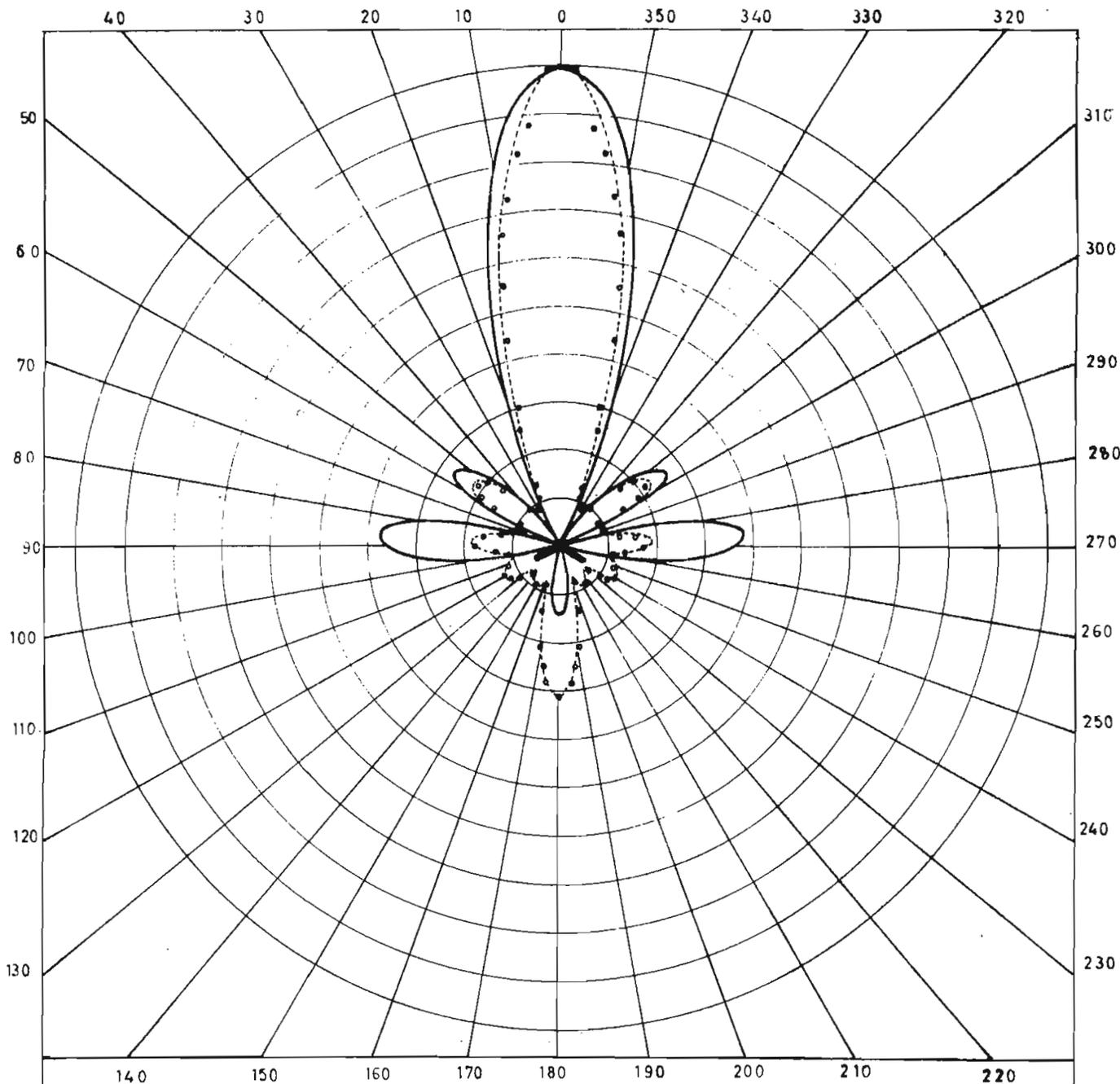
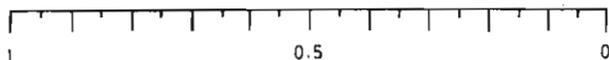


fig. 7.9

ESCALA :



— DIAGRAMA TEORICO

- - - - - DIAGRAMA MEDIDO

ANTENA ROMBICA HORIZONTAL  
DISEÑO POR REDUCCION DE LA LONGITUD

DIAGRAMA DE RADIACION  
HORIZONTAL

DIMENSIONES

H = 1.44λ  
a = 1.50λ  
A = 40.0°

DISEÑO: L. MONTENEGRO

APROBADO: *[Signature]*

FECHA: JUNIO -72

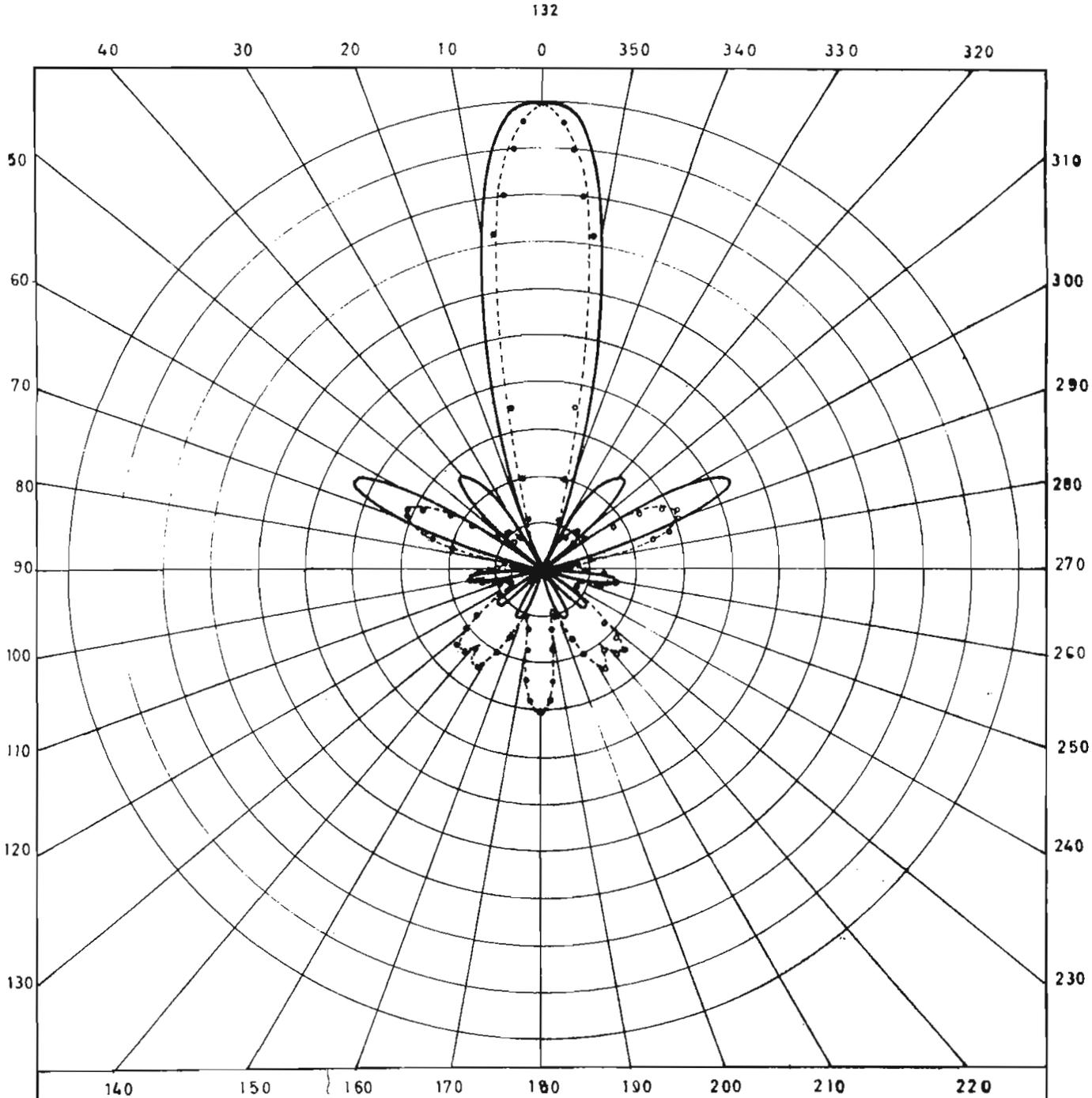
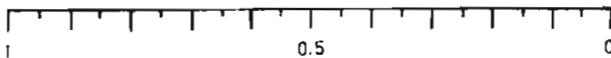


fig.7.10

ESCALA :



—— DIAGRAMA TEORICO

----- DIAGRAMA MEDIDO

ANTENA ROMBICA HORIZONTAL  
DISEÑO POR REDUCCION DE LA LONGITUD

DIAGRAMA DE RADIACION  
HORIZONTAL

DIMENSIONES

$H = 144\lambda$

$\alpha = 2,25\lambda$

$A = 32,0^\circ$

DISEÑO: L. MONTENEGRO

APROBO *Kanti*

FECHA: JUNIO - 72

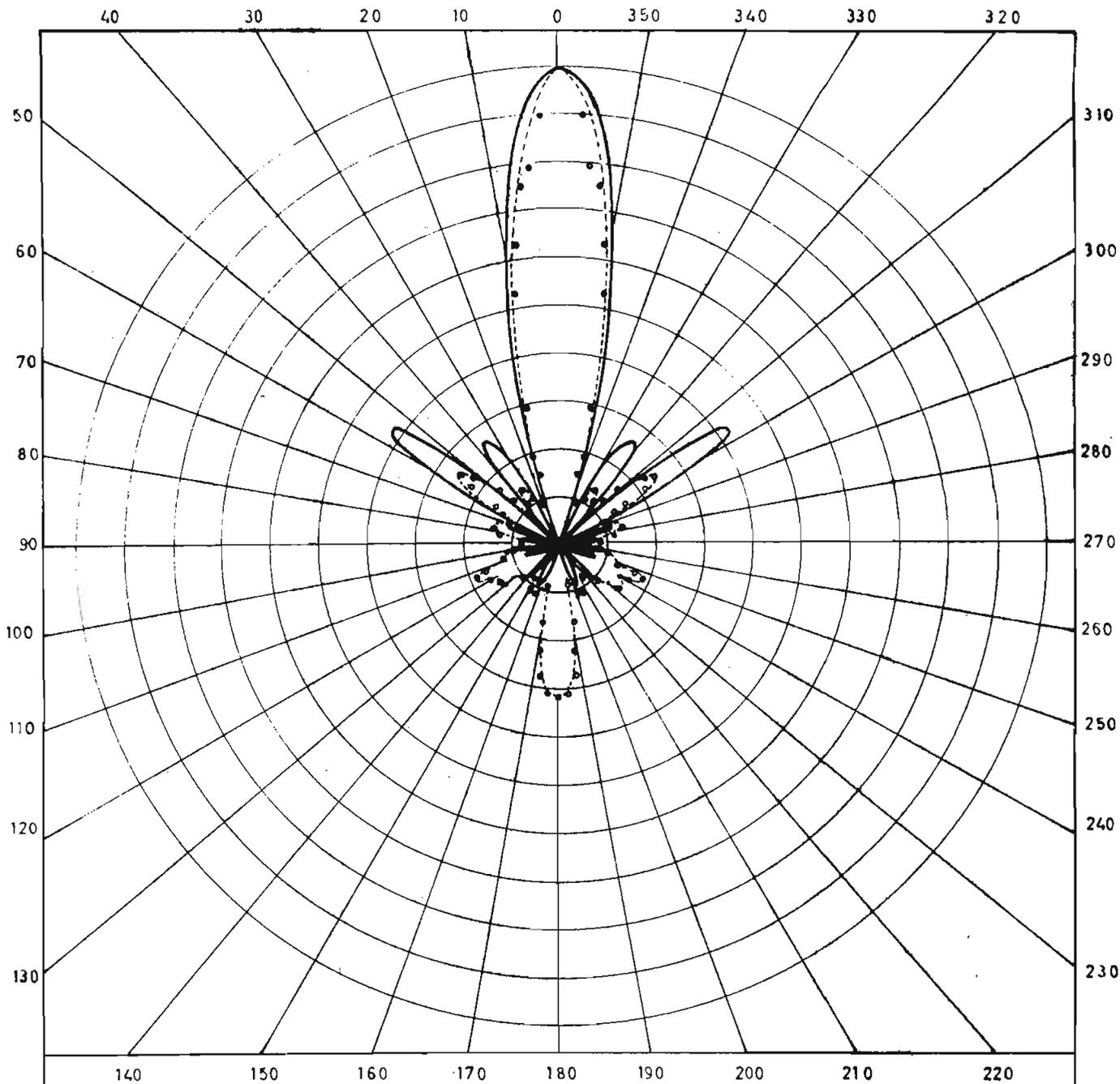
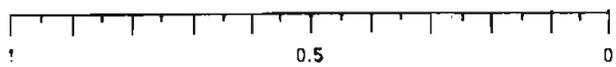


fig. 7.11

ESCALA :



———> DIAGRAMA TEORICO  
 - - - - - DIAGRAMA MEDIDO

<b>ANTENA ROMBICA HORIZONTAL</b> DISEÑO POR REDUCCION DE LA LONGITUD	
<b>DIAGRAMA DE RADIACION HORIZONTAL</b>	
DIMENSIONES $H = 1.44\lambda$ $a = 2.75\lambda$ $A = 28.5^\circ$	DISEÑO: L. MONTENEGRO APROBADO: <i>[Signature]</i> FECHA: JUNIO - 72

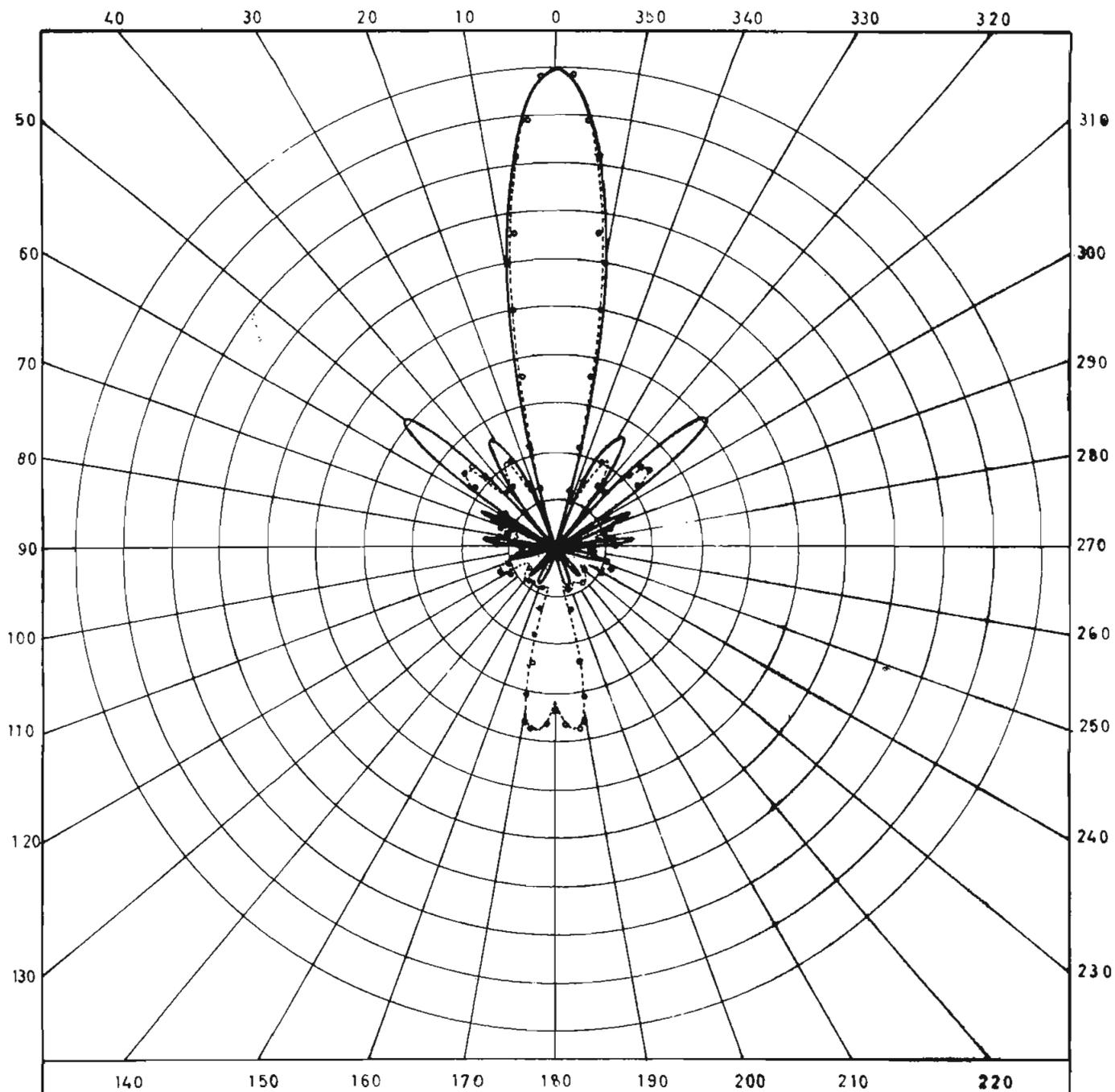
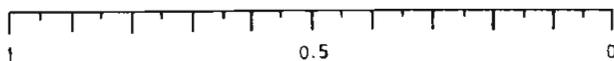


fig. 7.12

ESCALA :



——— DIAGRAMA TEORICO

- - - - - DIAGRAMA MEDIDO

<p>ANTENA ROMBICA HORIZONTAL          DISEÑO POR REDUCCION DE LA LONGITUD</p>	
<p>DIAGRAMA DE RADIACION          HORIZONTAL</p>	
<p>DIMENSIONES</p> <p>H = 1.44 λ          a = 3.25 λ          A = 26.5°</p>	<p>DISEÑO: L. MONTENEGRO</p> <p>APROBADO: <i>[Signature]</i></p> <p>FECHA: JUNIO - 72</p>

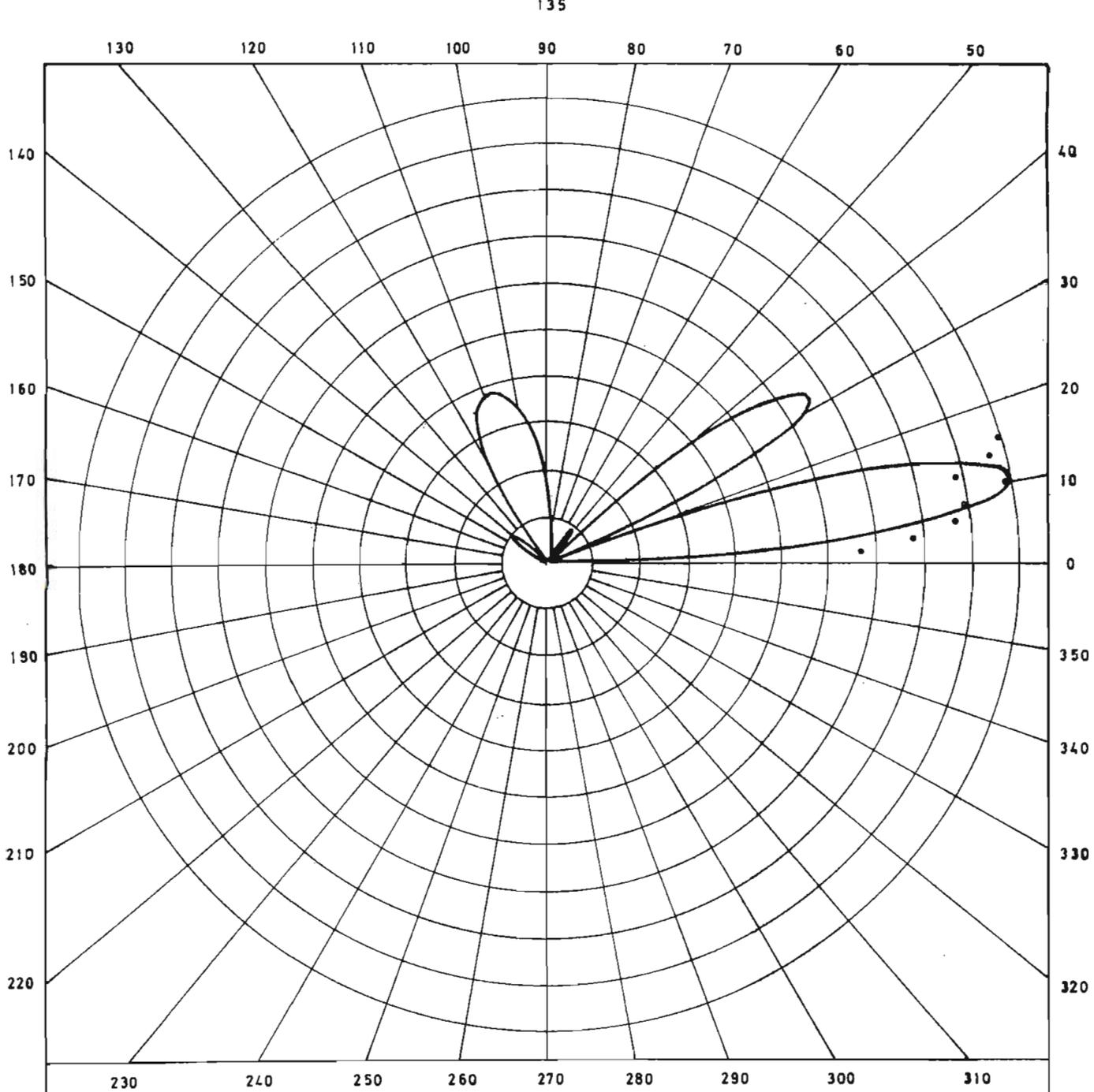
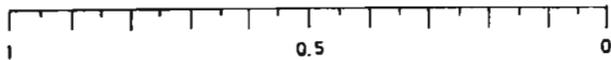


fig.7.13

ESCALA.



— DIAGRAMA TEORICO

• • • PUNTOS MEDIDOS

<b>ANTENA ROMBICA HORIZONTAL</b> DISENO POR REDUCCION DE LA LONGITUD	
<b>DIAGRAMA DE RADIACION VERTICAL</b>	
DIMENSIONES: $H = 1,44 \lambda$ $\alpha = 1,25 \lambda$ $A = 55,6^\circ$	DISENO: L.MONTENEGRO APROBADO: <i>Konticore</i> FECHA: JUNIO/72

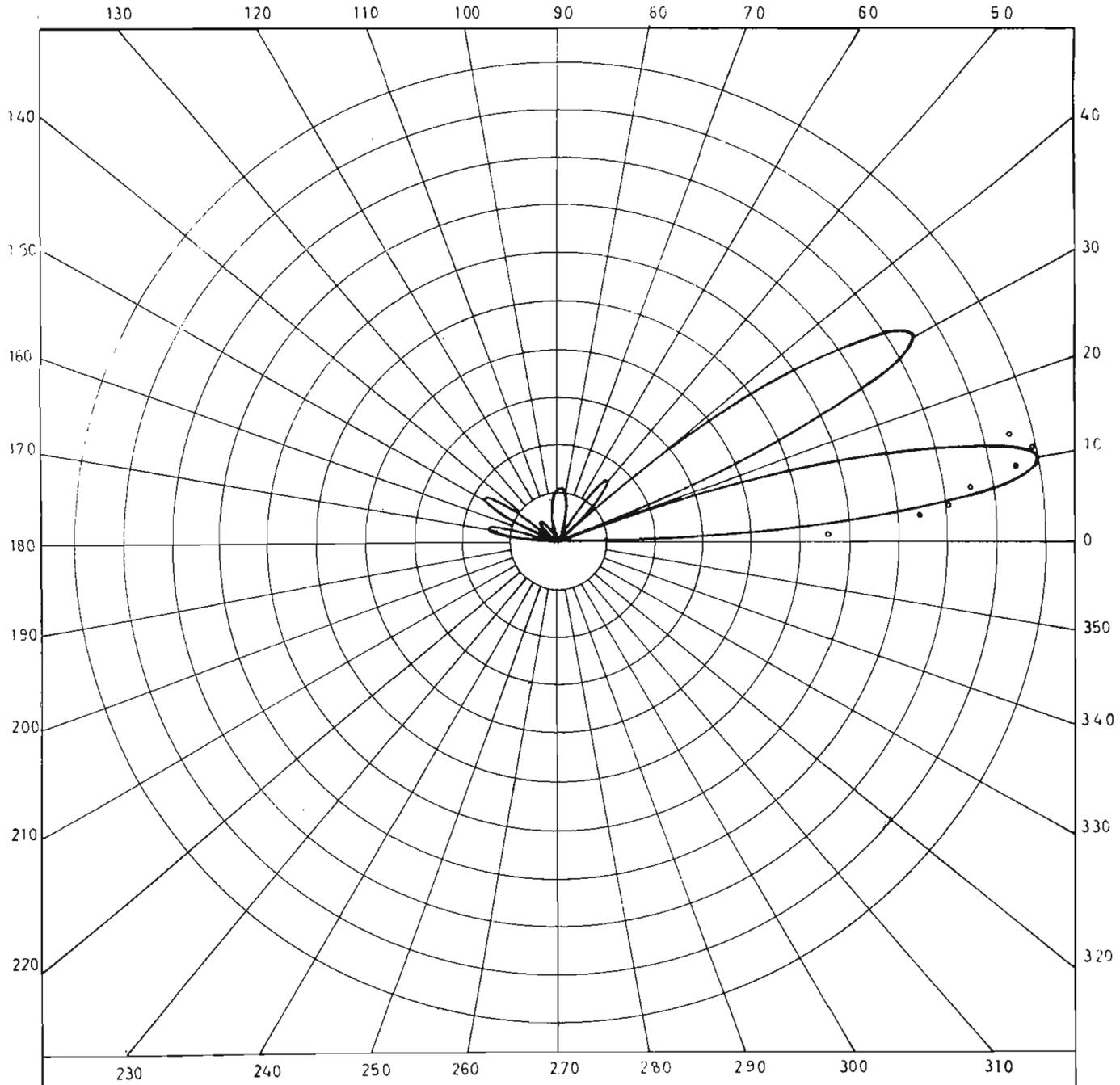
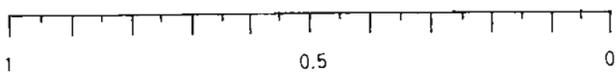


fig. 7.14

ESCALA :



— DIAGRAMA TEORICO

• • • PUNTOS MEDIDOS

ANTENA ROMBICA HORIZONTAL  
 DISENO POR REDUCCION DE LA LONGITUD

**DIAGRAMA DE RADIACION  
 VERTICAL**

DIMENSIONES:

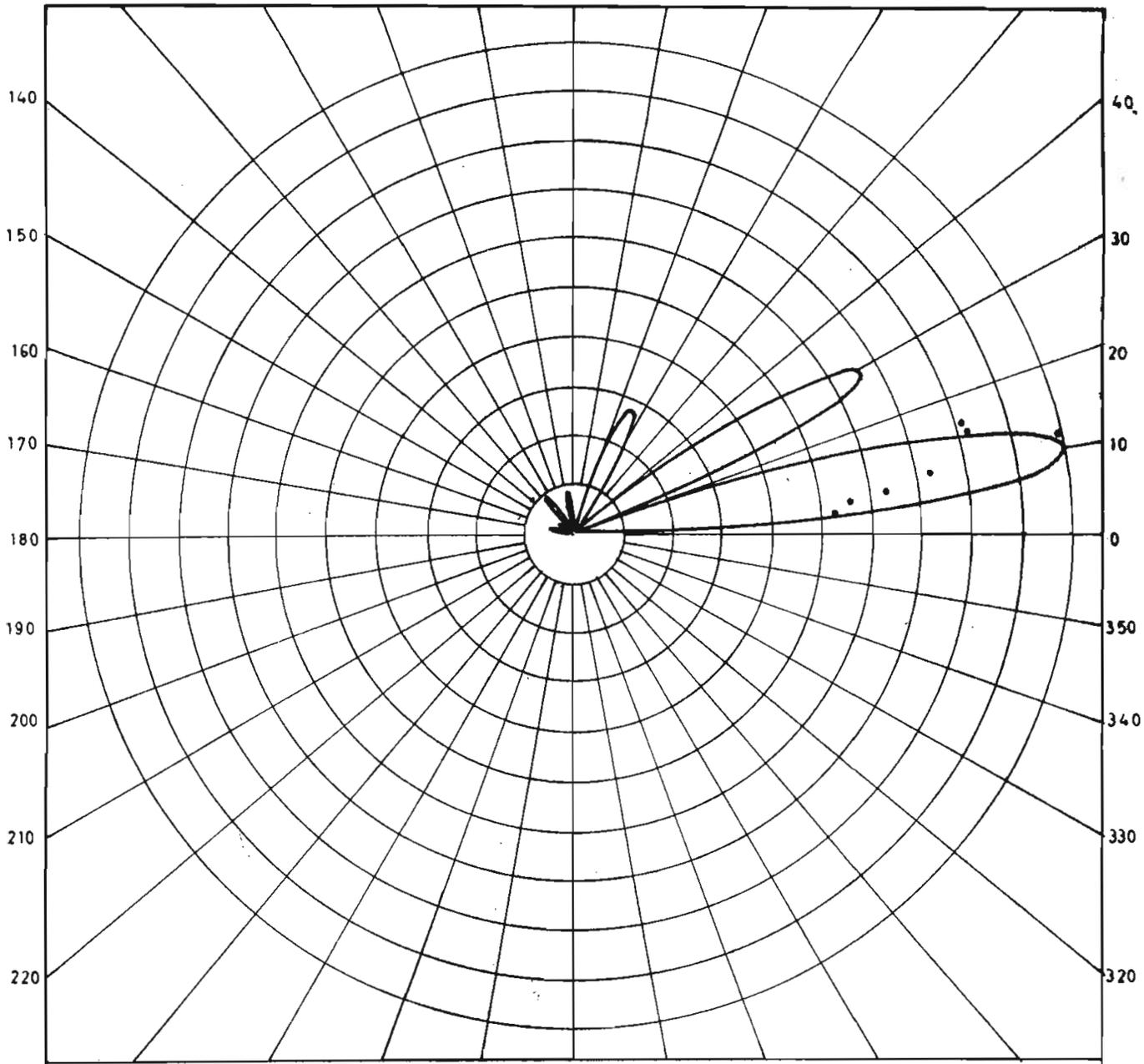
$H = 1.44\lambda$   
 $a = 1.50\lambda$   
 $A = 40.0^\circ$

DISENO . L. MONTENEGRO

APROBADO *Montenegro*

FECHA: JUNIO - 72

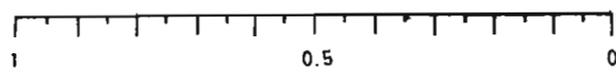
130 120 110 100 90 80 70 60 50



230 240 250 260 270 280 290 300 310

fig.7.15

ESCALA :



— DIAGRAMA TEORICO

• • • PUNTOS MEDIDOS

ANTENA ROMBICA HORIZONTAL  
 DISEÑO POR REDUCCION DE LA LONGITUD

**DIAGRAMA DE RADIACION  
 VERTICAL**

DIMENSIONES

$H = 1.44\lambda$   
 $\alpha = 2.25\lambda$   
 $A = 32.0^\circ$

DISEÑO L. MONTENEGRO

APROBADO *Kenti Jove*

FECHA: JUNIO -72

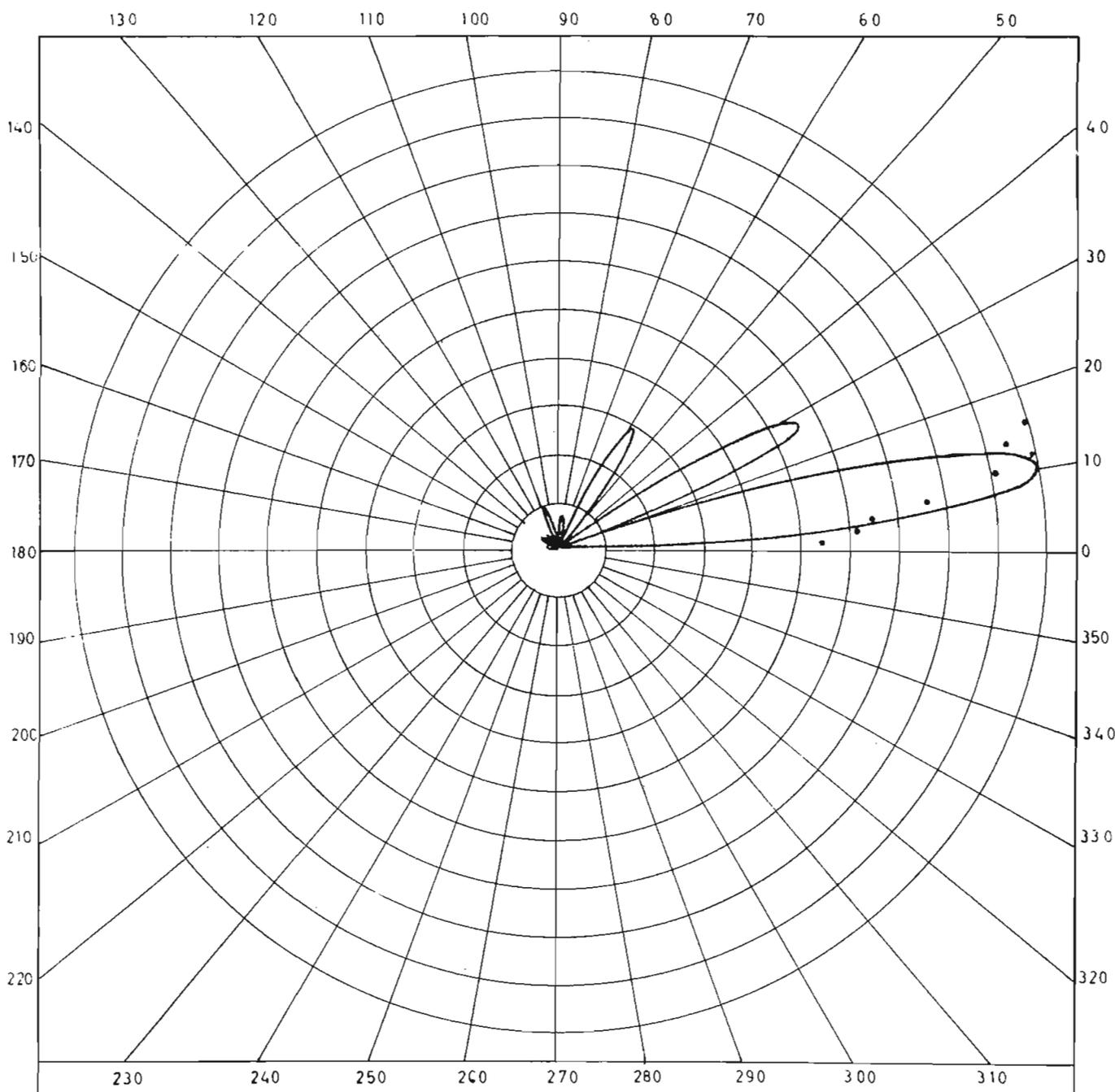
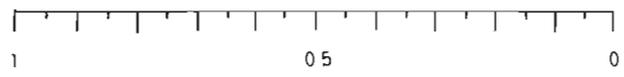


fig. 7.16

ESCALA :



— DIAGRAMA TEORICO  
 • • • PUNTOS MEDIDOS

ANTENA ROMBICA HORIZONTAL DISEÑO: PCR REDUCCION DE LA LONGITUD	
DIAGRAMA DE RADIACION VERTICAL	
DIMENSIONES H = 1.44λ a = 2.75λ A = 28.5°	DISEÑO: L. MONTENEGRO APROBADO: <i>Kanti Jone</i> FECHA: JUNIO - 72

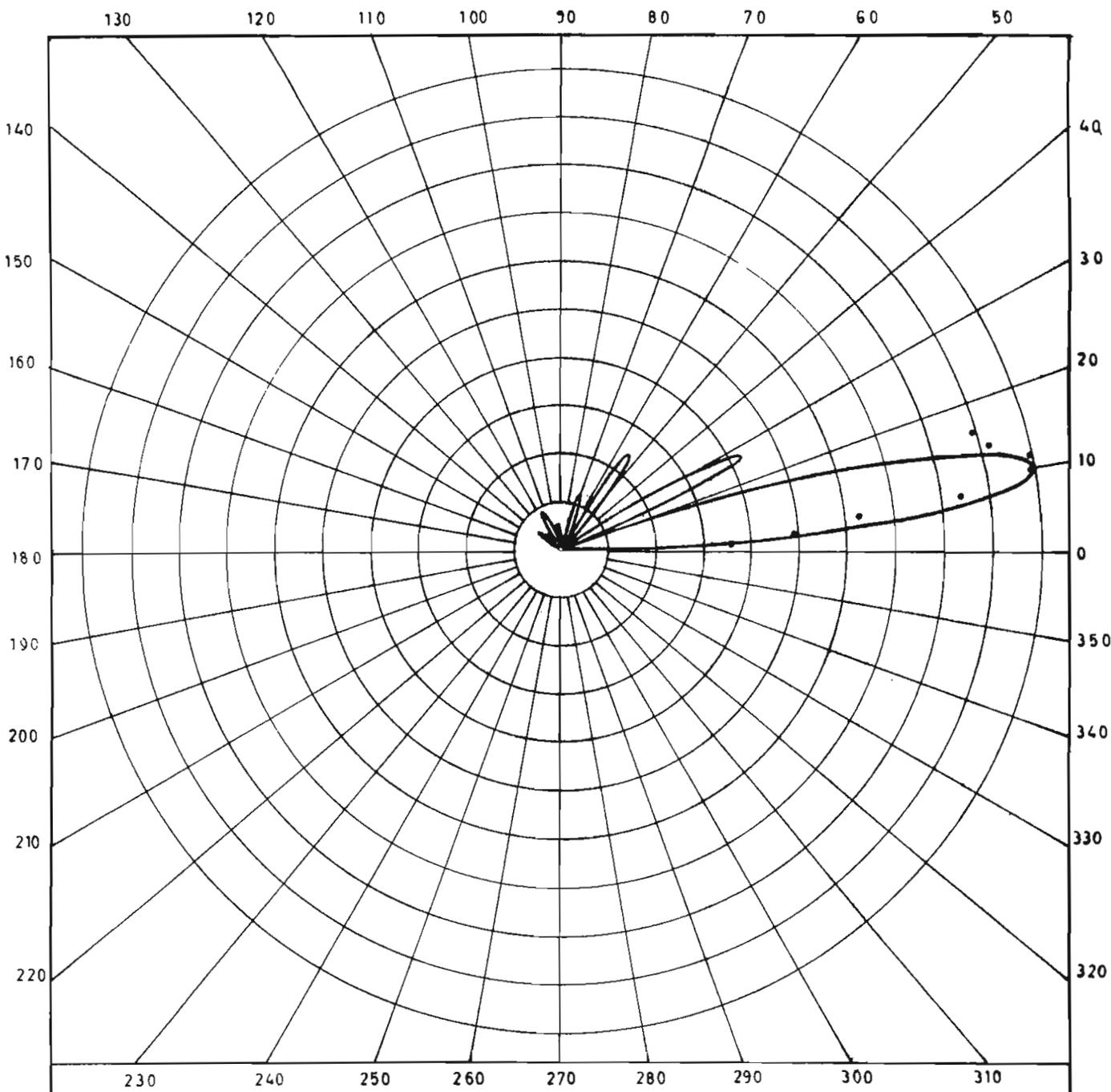
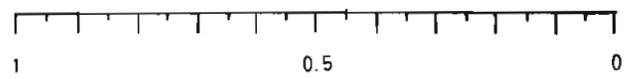


fig. 7.17

ESCALA :



— DIAGRAMA TEORICO

• • • PUNTOS MEDIDOS

ANTENA ROMBICA HORIZONTAL DISEÑO POR REDUCCION DE LA LONGITUD	
<b>DIAGRAMA DE RADIACION VERTICAL</b>	
DIMENSIONES :	DISEÑO: L. MONTENEGRO
H = 1.44λ	APROBO: <i>Kentidore</i>
a = 3.25λ	FECHA: JUNIO - 72
A = 26.5°	

C A P I T U L O      O C T A V O

COMENTARIOS SOBRE LOS RESULTADOS OBTENIDOS Y CONCLUSIONES

Recordando que todo el cálculo teórico se basa en condiciones idealizadas tales como: ondas viajeras no atenuadas, ausencia de ondas estacionarias por reflexión en el extremo de carga o en las esquinas centrales de la antena y efectos debidos a los soportes y a la tierra imperfecta, existe alguna diferencia en los diagramas de radiación teóricos y experimentales.

Debido a la radiación de energía por parte de la antena, existe atenuación de las ondas viajeras asumidas de amplitud constante en las derivaciones teóricas. Su efecto sobre los diagramas de radiación obtenidos en la práctica es transformar en mínimos los valores que de acuerdo al cálculo son ceros y además modificar en cierta medida los valores relativos de los máximos del diagrama de radiación.

Por otra parte, es prácticamente imposible eliminar por completo las ondas estacionarias en el sistema debidas a la reflexión en el extremo de la carga y en los vértices centrales de la antena, razón por la cual los lóbulos posteriores de los diagramas de radiación pueden alcanzar una magnitud considerable.

De los diagramas de radiación de las antenas rómbicas estudiadas se puede decir que la directividad aumenta con la longitud de la antena y además que para antenas de longitud de un lado menor que  $2.25 \lambda$  los lóbulos secundarios alcanzan magnitudes relativamente grandes. En cambio para antenas de longitud de un lado mayor que  $2.25 \lambda$  se obtie-

nen mejores características direccionales, porque para estos, los lóbulos secundarios se reducen considerablemente.

En cuanto a la ganancia, se puede afirmar que para antenas rómbricas de longitud de un lado mayor que  $2.25\lambda$  su ganancia será mayor que 10 db con respecto al dipolo de media longitud de onda, y que se incrementa con la longitud de los lados. Además por ser el cálculo analítico de la ganancia bastante complicado únicamente fue medida experimentalmente.

#### 8.1 ERRORES EN ESTE TIPO DE MEDICIONES.

Los posibles errores que pueden afectar a los resultados obtenidos experimentalmente son debidos a los siguientes factores:

- 1º Las antenas transmisora y receptora no están separadas lo suficiente como para hablar de "zona lejana".
- 2º Interferencia de las reflexiones de tierra u objetos cercanos al lugar de medición.
- 3º Las antenas no están orientadas para máxima recepción.
- 4º El equipo puede desviarse de la frecuencia o existen armónicas extrañas que afectan a la medición.
- 5º Falta de acoplamiento de la antena de prueba.

Para reducir al mínimo los posibles errores debidos a estos cinco factores se tomó las siguientes precauciones:

- 1º La antena transmisora y receptora se encontraban separadas a una distancia de 60 longitudes de onda, lo suficiente como para hablar de "zona lejana".
- 2º Para evitar la interferencia de las reflexiones de tierra, en la medición de la ganancia se situó la antena de prueba a una altura de 7 longitudes de onda y la transmisora a 15 longitudes de onda, pudiéndose considerar condiciones cercanas a las del espacio libre.
- 3º Para la orientación en la dirección de máxima recepción, a más de observar la máxima deflexión en el instrumento, se chequeó la máxima intensidad de señal con los audífonos.
- 4º Para evitar desviaciones de frecuencia, para cada antena se sintonizó el oscilador local y para evitar armónicas, en cada estación se puso un filtro pasabajos de 1.000 MHz.
- 5º En lo que se refiere al acoplamiento se trabajó con el máximo acoplamiento que se consiguió en el laboratorio en las mediciones de impedancia de las antenas.

## 8.2 CONCLUSIONES

A pesar de las diferencias ya anotadas, debidas a posibles errores que ya fueron discutidos, se puede concluir que existe concordancia entre los resultados teóricos y prácticos y se puede ver claramente que el complicado trabajo teórico desarrollado no ha sido en ningún momento vano porque se ha verificado la teoría de Schelkunoff de considerar a la

antena como una línea de transmisión radiante, obteniéndose resultados prácticos ajustados a aquellos obtenidos en la teoría.

En el caso particular de la antena rómbica se puede anotar que ofrece notables ventajas pero también desventajas importantes.

Entre las ventajas se incluyen la simplicidad de construcción, el bajo costo de las estructuras de soporte, la ganancia relativamente elevada en relación al costo, facilidad de mantenimiento y reparación, y, sobre todo no requiere ajustes después de la instalación.

Entre las desventajas debe mencionarse la gran extensión de terreno que exige su montaje, sobre todo para frecuencias en el rango de H.F., la pérdida de energía en la carga terminal, la multiplicidad de lóbulos secundarios en todas las direcciones, algunos de los cuales son bastante grandes aún en las mejores condiciones de diseño, dificultad para predeterminar su comportamiento total, debido a las complicaciones del cálculo, a los efectos de atenuación y a las inevitables componentes de onda estacionaria en la práctica.

A N E X O      I

Deducción de las fórmulas para la intensidad de radiación ( $\Phi$ ) y la potencia radiada por una antena [34]

En la figura I-1, considérese el punto "P" situado a una distancia "r" del origen de un sistema radiante, constituido por un elemento de corriente "dl" dispuesto a una distancia "r'" del origen "O".

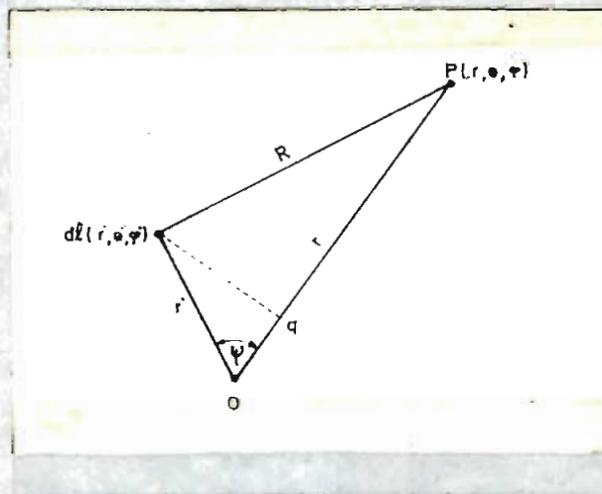


Fig. I-1

El vector potencial  $\vec{A}$  en el punto P viene dado por:

$$\vec{A} = \mu \int_{V'} \frac{\vec{J}_a e^{j\omega(t-R/c)}}{4\pi R} dV' \quad (\text{I-1})$$

Donde:

$\vec{J}_a$  es la densidad de corriente de conducción,

$dV'$  es un elemento de volumen del espacio donde existe  $\vec{J}_a$ ,

$\mu$  es la permeabilidad del medio en Henrios/m,  
 $\omega$  es la frecuencia angular en radianes/seg. y  
 $c$  es la velocidad de la luz.

Considerando el triángulo  $O, dl, q$ ; la distancia  $R$  será igual a:

$$R = \sqrt{r^2 - 2rr' \cos \psi + r'^2}$$

$$= r \left( 1 - \frac{r'}{r} \cos \psi + \frac{1}{r^2} \right)$$

Si  $r$  es lo suficientemente grande, se puede despreciar el término que varía en proporción inversa con el cuadrado de " $r$ " resultando:

$$R \cong r - r' \cos \psi, \quad (\text{I-2})$$

que es la aproximación en lo que se refiere a la fase ya mencionada en la parte a) del punto 1.3.

Reemplazando la ecuación (I-1) y sobrentendiéndose que la dependencia del tiempo es de la forma  $e^{j\omega t}$  tenemos:

$$\vec{A} = \frac{\mu e^{-j\omega r}}{4\pi r} \int \vec{J}_a e^{j\frac{\omega}{c} r' \cos \psi} dV' \quad (\text{I-3})$$

$\frac{\omega}{c}$  es la constante de fase equivalente a  $\beta$

En la expresión (I-3) se ve que "r" está fuera del integral; y que éste, es únicamente función de la configuración de la antena de la distribución de corriente asumida y de la dirección para la cual se calcula el campo.

Schelkunoff ha definido a este integral como: el vector de radiación  $\vec{N}$ , cuya expresión es:

$$\vec{N} = \int_{V'} \vec{J}_a e^{j\beta r' \cos \psi} dV' \quad (\text{I-4})$$

Entonces, se puede escribir:

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi R} e^{-j\beta R} \vec{N} \quad (\text{I-5})$$

En el caso más general el vector potencial  $\vec{A}$  y por lo tanto el vector de radiación  $\vec{N}$  puede tener componentes en cualquier dirección. En coordenadas esféricas, empleando los vectores unitarios:

$$\vec{A} = \mu \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} (\vec{\alpha}_r N_r + \vec{\alpha}_\theta N_\theta + \vec{\alpha}_\varphi N_\varphi) -$$

Las expresiones para el campo electromagnético, producido por una distribución de corriente dada, en términos del potencial retardado  $\vec{A}$  son [35] :

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (\text{I-6})$$

$$\vec{E} = -j\omega \vec{A} + \frac{\nabla \nabla \cdot \vec{A}}{j\omega\mu\epsilon} \quad (\text{I-7})$$

Donde  $\epsilon$  es la constante dieléctrica del medio en Faradios/m.

Reemplazando en estas dos últimas expresiones el valor de  $\vec{A}$  dado por la ecuación (I-5), efectuando las operaciones indicadas en coordenadas esféricas y despreciando al final los términos que decrecen con exponentes mayores que  $\frac{1}{r}$  se obtiene:

$$H_\theta = j \frac{\beta}{4\pi r} e^{-j\beta r} N_\varphi. \quad (\text{I-8})$$

$$H_{\varphi} = -j \frac{\beta}{4\pi r} e^{-j\beta r} N_{\theta} \quad (\text{I-9})$$

$$E_{\theta} = -j \frac{\omega \mu}{4\pi r} e^{-j\beta r} N_{\theta} \quad (\text{I-10})$$

$$E_{\varphi} = -j \frac{\omega \mu}{4\pi r} e^{-j\beta r} N_{\varphi} \quad (\text{I-11})$$

El flujo de potencia promedio en el tiempo está dado por:

$$P = \frac{1}{2} \text{Re} [ E_{\theta} H_{\varphi}^* - E_{\varphi} H_{\theta}^* ] \quad (\text{watt./m}^2) \quad (\text{I-12})$$

Reemplazando las expresiones (I-8) a (I-11) en la ecuación (I-12), se llega a la potencia radiada por unidad de ángulo sólido, en función del vector de radiación  $\vec{N}$ .

$$P = \frac{\eta}{8\lambda^2} \times \frac{1}{r^2} [ |N_{\theta}|^2 + |N_{\varphi}|^2 ] \quad (\text{watt./m}^2) \quad (\text{I-13})$$

de donde la intensidad de radiación será:

$$\Phi = P \times r^2 = \frac{\eta}{8\lambda^2} [ |N_\theta|^2 + |N_\varphi|^2 ] \quad (\text{watt/esteroradian}) \quad (\text{I-14})$$

La potencia total promedio radiada se expresa como:

$$W = \iiint \Phi \, d\Omega \quad (\text{I-15})$$

Reemplazando el valor de  $\Phi$  en la última expresión y considerando la variación de  $\theta$  y  $\varphi$  se obtiene finalmente la fórmula que da la potencia radiada por una antena situada en el espacio libre.

$$W = \frac{\eta}{8\lambda^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} [ |N_\theta|^2 + |N_\varphi|^2 ] \sin\theta \, d\theta \, d\varphi. \quad (\text{I-16})$$

Esta expresión como se ve es independiente de la distancia " $r$ ".

A N E X O      I I

Programa CALCULO DEL DIAGRAMA DE RADIACION DE LA ANTENA ROMBICA		Modelo de tarjeta #	Identificación
Programador	LUIS E. MONTIENESRO	Gráficas	73
C PARA COMENTARIOS		Perforadas	80
Fecha	25	40	65

PROPOSICION FORTRAN

1	5	6	7	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60	65	70	72
/	/	J	Ø	B													
/	/	F	Ø	R													
*	*	L	Ø	L	E	.	M	Ø	T	E	N	E	G	R	Ø		
*	*	Ø	N	E	W	Ø	R	D	I	N	T	E	G	E	R	S	
*	*	I	Ø	G	S	(	C	A	R	D	,	1	3	2	P	R	I
*	*	L	I	S	T	S	Ø	R	C	E	P	R	Ø	G	R	A	M
		8			R	E	A	D	(	2	,	Ø	I	,	A	,	B
					F	Ø	R	M	A	T	(	2	X	,	I	5	,
					D	Ø	Ø	Ø	Ø	Ø	Ø	Ø	Ø	Ø	Ø	Ø	Ø
					A	=	2	6	.	5	/	(	1	8	0	.	0
					B	=	3	.	2	5							
					P	=	3	.	1	4	1	5	9	2	/	0	.
					G	R	A	D	Ø	=	I						
					Z	=	G	R	A	D	Ø	/	(	1	8	0	.
					C	=	1	.	0	-	S	I	N	(	2	)	*
					X	=	B	*	C	*	3	.	1	4	1	5	9
					Y	=	P	*	C	O	S	(	2	)			
					F	T	H	E	T	=	S	I	N	(	A	)	*
					W	R	I	T	E	(	3	,	3	6	)	I	,
					F	Ø	R	M	A	T	(	2	X	,	I	3	,
					C	Ø	P	I	N	Ø	Ø	Ø	Ø	Ø	Ø	Ø	Ø
					C	A	L	L	E	X	I	T					
					E	N	D										
/	/	X	E	Q													

L Ø B U L Ø V E R T I C A L

F 9 . 6 , F 9 . 6 )

I = 2 7 0 , 4 5 0 1 2

( 1 8 0 . 0 / 3 . 1 4 1 5 9 2 )

( 1 8 0 . 0 / 3 . 1 4 1 5 9 2 )

\* C O S ( A )

\* 2 \* S I N ( X ) \* \* 2 \* S I N ( X ) \* \* 2 / ( C \* \* 2 )

## B I B L I O G R A F I A

BRUCE E., A.C. BECK, AND L.R. LOWRY, Horizontal Rhombic Antennas, Proc. of I.R.E., Volumen XXIII, Enero de 1935, pags. 24-46 [2] pp.24; [21] pp.28; [26] pp.41.

FOSTER D., Radiation from Rhombic Antennas, Proceedings of the Institute of Radio Engineers (I.R.E.), Volumen XXV, Octubre de 1937, pags. 1.327-1.353 [1] pp.1.327; [10] pp.1.329; [17] pp.1.325.

GENERAL RADIO COMPANY, Operating Instructions, Tipe 1216-A Unit I-F Amplifier and Tipe DNT Detectors, West Concord, Massachusetts 1963 [33] pp.32.

GLAZIER, Telecommunication, H.M. Stationary Office, London [32] .

GRANVILLE, W.A., Cálculo Diferencial e Integral, Unión Tipográfica Editorial Hispano-Americana, México 1960 [18] pp.158.

HARPER, A.E., Rhombic Antenna Design, Van Nostran, Princeton N.J. 1941 [15] pp.15; [19] pp.16 [20]; pp.12; [32] pp.54.

JASIK H., Antenna Engineering Handbook, Primera Edición Mc Graw-Hill Book Company, New York 1961, [8] pp.1-3; [28] pp.21-22; [29] pp. 21-22; [30] pp.34-22.

JORDAN, E.C. Y BALMAIN F.G., Electromagnetic Waves and Radiating Systems, Segunda Edición, Prentice-Hall Series, Inc., Englewood Cliffs, [3] p.564; [4] p.374; [5] p.375; [6] p.375; [7]; [13] p.354; [14] p.332; [22] p.389; [23] p.567; [35] p.317

NOTAS DE CLASE, Seminario de Teoría Electromagnética, Ingeniero E. del Pino, 1970 [11] .

RAMO S.; WHINNERY J.R.; VAN DUZER T., Fields and Waves in Communication Electronics, Edición 1965 John Wiley & sons, Inc. New York, London, Sydney Toppan Company, Limited Tokyo, Japan [10] pp.155; [12] pp.654.

SCHELKUNOFF, S.A., A General Radiation Fórmula, Proc. of I.R.E., Volumen XXVII, Octubre de 1939, Pags. 660-666 [9] pp.660. [34].

SCHELKUNOFF, S.A., FRIIS, H.T., Antennas Theory and Practice, New York John Wiley & Sons, Inc. London Chapman & Hall, Limited 1952. [25] pp.457, [27] pp.425.

TERMAN, F.E., PETIT, J.M., Electronic Measurements, Segunda Edición Mc. Graw-Hill Book Company Inc. New York Toronto London 1952 [24] pp.443; [34] pp.418.