


NUEVO MODELO DE ANTENA FME (TV)

**TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO
EN LA ESPECIALIZACION DE ELECTRONICA DE LA ESCUELA
POLITECNICA NACIONAL**

LUIS ALEMAN H.

QUITO, JULIO DE 1967

Certifico que esta tesis fue realizada
totalmente por el Sr Luis Aleman
y bajo mi direccion



ING. Luis Silva
CONSULTOR DE TESIS.

A MIS PADRES Y HERMANOS

Introducción.-

Nomenclatura.-

Capítulo I Teoría general de antenas.-

- Definición de antena
- Teorema de reciprocidad en un sistema de antenas.
- Diagramas de radiación, definición, clases.
- Direccionalidad, ganancia, ganancia máxima
- Polarización, area equivalente, resistencia de radiación, resistencia ohmica.
- Eficiencia.

Capítulo II Antenas fundamentales.-

- Onda plana Ordinaria.
- Campos debidos a una corriente elemental.
- Dipolo simple: análisis del dipolo trabajando en un rango de frecuencias bastante amplio.
- Dipolo cerrado.
- Antena Cuadro.

Capítulo III Antena periódica logarítmica.-

- Análisis de un desarrollo general de esta clase de antena.
- Parámetros de la antena.
- Antena periódica logarítmica compuesta por dipolos.
- Obtención de diagramas unidireccionales.
- Diseño de la antena.
- Determinación de los parámetros.

Capítulo IV Mediciones.-

- De la impedancia de entrada.
- Del diagrama de radiación
- De la respuesta a la frecuencia

INTRODUCCION.-

Desde hace algunos años el país ha entrado en un camino de franco progreso técnico en el desarrollo de sistemas comerciales de televisión, las principales ciudades cuentan con varias estaciones que trabajan en el rango de frecuencias muy elevadas, surgiendo así necesidades que deben ser llenadas con urgencia unas veces y otras paulatinamente.

El diseño y la construcción de antenas de recepción de los mencionados canales es una de las necesidades que deben ser llenadas inmediatamente, las antenas deben cumplir a cabalidad con los requisitos exigidos y al mismo tiempo deben ser suficientemente económicas.

Por estas razones se ha creído conveniente elaborar el presente trabajo, el cual a la vez que permite una aplicación de los conocimientos adquiridos en la Escuela Politécnica Nacional, también permite, en caso de que los resultados sean satisfactorios, llenar un vacío en la técnica actual del país.

El nuevo modelo de antena consiste de una combinación de dos antenas, la periódica logarítmica y la antena cuadro, denominándolo antena periódica logarítmica compuesta por cuadros, la periódica logarítmica es un modelo de reciente diseño, ha revolucionado completamente el campo científico dedicado a antenas, sus características la hacen muy apropiada para trabajar en anchos de banda grandes, la antena cuadro tiene mayor ganancia que un dipolo.

Los primeros capítulos están dedicados a un breve estudio de la teoría básica de antenas, (Cap I), de las antenas fundamentales y de las que forman la antena objeto del presente estudio (Cap. II y Cap. III), se procede luego a su diseño y construcción. El capítulo IV está dedicado completamente a la parte experimental, en esta sección se hace un resúmen de todo el trabajo de laboratorio efectuado con el fin de determinar la impedancia de entrada los diagramas de radiación, la ganancia y respuesta a la frecuencia de la antena, se exponen además los datos recopilados en las mediciones de 2 modelos de antenas distintas que servirán como elementos de comparación a fin de determinar si la nueva antena es efectiva o no lo es.

Finalmente se procede a sacar las conclusiones del trabajo efectuado, a base de un análisis objetivo de las mediciones realizadas y los resultados obtenidos.

La elaboración de esta tesis ha estado orientada por el Sr. Ing. Luis Silva, como consultor de Tesis, El Sr. Dr. George Bechtel Ph.D en electrónica ex miembro del Cuerpo de Paz y el Sr. Ing. Dag Hartman experto de Naciones Unidas, a todos ellos mis agradecimientos, al igual que a los Srs. Mario Cevallos, Mario Cuesta y Néelson Díaz asistentes de los laboratorios de Electrónica y Telecomunicaciones por su valiosa cooperación para la realización del trabajo experimental.

NOMENCLATURA. -

- A Superficie de recepción equivalente de una antena.
- Am Máximo valor de A.
- \bar{A} Tensión magnética.
- B Densidad de campo magnético.
- D Direccionalidad.
Mayor dimensión de un sistema de antenas.
- E Intensidad de campo eléctrico.
- G Ganancia.
- Gm Ganancia máxima.
- H Intensidad de campo magnético.
- I Corriente.
- K Factor de proporcionalidad.
- P Potencia.
- Pr Potencia radiada por unidad de ángulo sólido, en una dirección dada.
- Pa Potencia promedia radiada por unidad de ángulo sólido.
- Pm Potencia radiada en la dirección de máxima ganancia.
- Q Factor de Mérito.
- R Resistencia de radiación.
- S Densidad de potencia.
- V Tensión.
- Z Impedancia.
- Zab Impedancia mutua entre las antenas a y b.
- Zi Impedancia interna de una fuente.
- Zo Impedancia característica
Impedancia propia del espacio libre.
- c velocidad de propagación de una onda.
- d distancia crítica.
diámetro de un conductor.

f función.
i corriente instantánea.
l longitud.
r distancia a un punto.
diagrama de radiación.
t tiempo.
x variable.
coordenada carteciana.
y coordenada carteciana.
db decibel.
 α ángulo.
 ϵ_0 permeabilidad eléctrica.
 η eficiencia.
 θ ángulo.
 λ longitud de onda.
 ϕ ángulo.
 ξ parámetro.
 Ω ohmios.

Cap. I TEORIA GENERAL DE ANTENAS

DEFINICION.- Antena es un elemento o estructura que permite transferir la energía de una línea de transmisión o guía de ondas, al espacio libre o viceversa.

La transferencia debe efectuarse con un mínimo de pérdidas y teóricamente estas deben ser nulas, es decir, toda la energía entregada por la línea de transmisión a la antena debe ser entregada al espacio libre, o inversamente toda la energía que llega a la antena debe ser entregada por la línea de transmisión al receptor, con este fin en el caso de transmisión, la impedancia presentada por la antena a la línea de transmisión debe ser igual a la impedancia característica de la línea, mientras que en el caso de recepción la línea debe presentar a la antena una impedancia igual a la impedancia interna de esta.

TEOREMA DE RECIPROCIDAD EN UN SISTEMA DE ANTENAS.-

Uno de los teoremas básicos en circuitos eléctricos es el de reciprocidad, el cual dice que si una fuerza electromotriz aplicada en un punto A, produce una corriente en un punto B diferente de A, entonces la misma fuente aplicada en el punto B dará lugar a una corriente en el punto A igual a la que previamente existía en B.

Carson en 1924 generalizó el teorema de reciprocidad aplicándolo a sistemas radiantes. En tratándose de antenas este teorema dice que si una fuerza electromotriz es aplicada a la entrada de una antena A, y si la corriente producida en los terminales de una antena B, originada por A, es medida, se encuentra que esta corriente es igual a la que podía haberse-

producido en los terminales de la antena A si la fuerza electromotriz hubiese sido aplicada a la entrada de la antena B. Como consecuencia inmediata de este teorema se puede afirmar que si Z_{ab} es la impedancia mutua entre las antenas A y B la impedancia Z_{ab} es igual a la impedancia Z_{ba} .

Si se consideramos antenas independientes entre si, una trabajando como antena de transmisión y la otra como antena de recepción. Siendo Z_e la impedancia de la antena de transmisión y Z_r la de recepción. Si la antena de transmisión tiene una fuente V , la corriente en esta antena será:

$$I = \frac{V}{Z_i + Z_e} \quad \text{form 1.1}$$

Siendo Z_i la impedancia interna de la fuente.

En caso de que la antena esté acoplada perfectamente Z_i es igual a Z_e y por lo tanto

$$I = \frac{V}{2Z_e} \quad \text{form 1.2}$$

Esta corriente produce un campo E que causa en la antena de recepción una corriente i . La cual es igual a:

$$i = K \frac{E}{2Z_r} \quad \text{form 1.3}$$

Siendo K un factor de proporcionalidad.

Pero E es proporcional a I y por tanto:

$$E = k'I \quad ; \quad E = \frac{k'V}{2Z_e} \quad \text{form 1.4} \quad i = Kk' \frac{V}{4Z_r Z_e} \quad \text{form 1.5}$$

Pero si la función de la antena se cambia, aplicación del teorema de reciprocidad, una corriente aparecerá en la antena que transmitía.

$$i = K k' \frac{V}{\sqrt{Z_e' Z_r'}} \quad \text{Form 1.6}$$

Si Z_e' y Z_r' son las nuevas impedancias, K y K' son factores dependientes de las condiciones de radiación en el espacio que permanecen constantes. Si i y V son iguales en las dos ecuaciones dadas, necesariamente Z_e' y Z_r' son idénticas a Z_e y Z_r . Es decir que la impedancia de recepción de una antena es igual a la impedancia de transmisión.

De aquí que si una antena es acoplada perfectamente para el caso de recepción, también lo es para el caso de transmisión y viceversa.

Muy a menudo se utiliza este teorema en la transmisión y recepción de señales en sistemas de telecomunicaciones punto a punto. Los transreceptores usados tienen una sola antena que sirve tanto para el caso de transmisión como para el caso de recepción. El diseño de la antena se los efectúa de acuerdo a la frecuencia o frecuencias de trabajo, la impedancia del cable ha utilizarse, y es independiente de la forma de trabajo del transreceptor, es decir, si este funciona como transmisor o como receptor.

Se puede por lo tanto, afirmar que si una antena sirve para recepción, también sirve para transmisión.

Se ha dicho, que una antena transfiere energía de una línea de transmisión, al espacio libre o viceversa.

Entendiendo en este caso por línea de transmisión, a aquel elemento necesario para transmitir o guiar energía de radio frecuencia desde un punto hasta otro. Se desea naturalmente que la transmisión de energía se la haga con un mínimo de atenuación, es decir que el calor y pérdidas de radiación sean tan pequeñas como sea posible. Esto quiere decir que mientras la

energía pasa de un punto a otro, esta debe estar confinada en la línea o en sus alrededores. Desde este punto de vista el término Línea de Transmisión no solamente incluye líneas coaxiales y líneas de transmisión de dos conductores, sino que también incluye guías de ondas.

DIAGRAMAS DE RADIACION.- Los sistemas de antenas son generalmente diseñados para tener características de radiación distinta, características que varíen según la dirección con respecto a la antena. La representación gráfica de la radiación de una antena como función de la dirección se llama "Diagrama de Radiación". Los Diagramas de Radiación pueden ser tomados en varios planos que pasen a través del centro de la antena o sistema de antenas, y estos planos son usualmente escogidos en forma de incluir la máxima radiación. Un diagrama tomado en el plano horizontal es llamado Diagrama Azimutal, mientras que un diagrama de radiación tomado en un plano vertical es llamado Diagrama de Elevación. A veces el plano del Diagrama es referido a la Polarización. Por ejemplo, un Diagrama en el plano E, es aquel que es medido en el plano que contiene el campo eléctrico.

Existe otra clasificación de Diagramas y es aquella que considera la distancia desde la antena. Si la distancia es suficientemente grande, la superficie del diagrama es independiente de la distancia, a estos diagramas se los llama "Diagramas de Fraunhofer" (Diagramas Polares).

La distancia esta dada por la siguiente fórmula experimental

$$d \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad \text{Form 1.7}$$

en donde:

d = distancia crítica

D = la dimensión más grande del sistema de antenas ,
en unidades de longitud de onda.

λ = Longitud de onda

Es decir $D = x \lambda$, siendo x un valor dependiente del tamaño de la antena y cuyo valor expresado matemáticamente será:

$$0 < x < \infty$$

reemplazando en la Form. 1.7.

$$d \geq \frac{2(x\lambda)^2}{\lambda} ; d \geq 2x^2\lambda$$

La representación gráfica de la fórmula $d = 2 x^2 \lambda$ es una parábola, ver Fig. 1.1

Gráfico que permite el cálculo de la distancia d ; así por ejemplo, suponiendo que λ sea igual a 10 m. $D = 10$ m x será igual a 1, en tal caso d mínima será a 2λ o sea 20 mts.

Para distancias menores que las dadas por d , la superficie del diagrama varía con la distancia desde la antena. Tales diagramas son llamados "Diagramas de Fresnel".

En definitiva, un diagrama de radiación es considerado como la posición de un punto P (Fig. 1 - 2) tal que el vector OP es proporcional, a la potencia radiada en la dirección OP .

En caso de que OP sea igual a la potencia $P(\theta, \phi)$ radiada por unidad de ángulo en la dirección considerada (la dirección esta dada por θ y ϕ), la Radiación es simplemente la distribución de la potencia en el espacio.

Las figuras 1,3- 1,4, muestran ejemplos de diagramas de radiación de elevación y azimutales, de una ante-

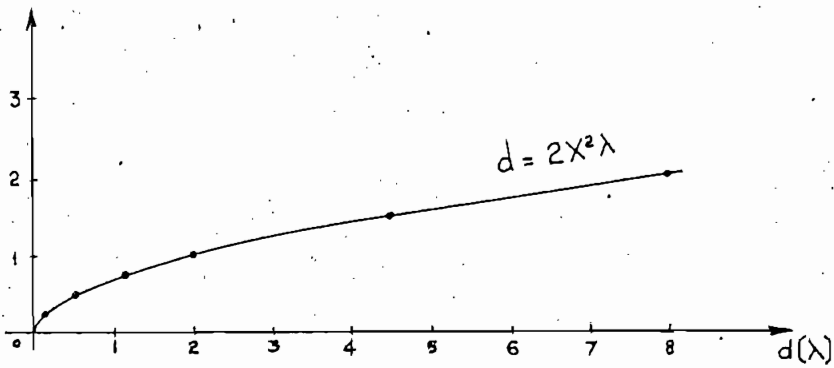


Fig. 1.1

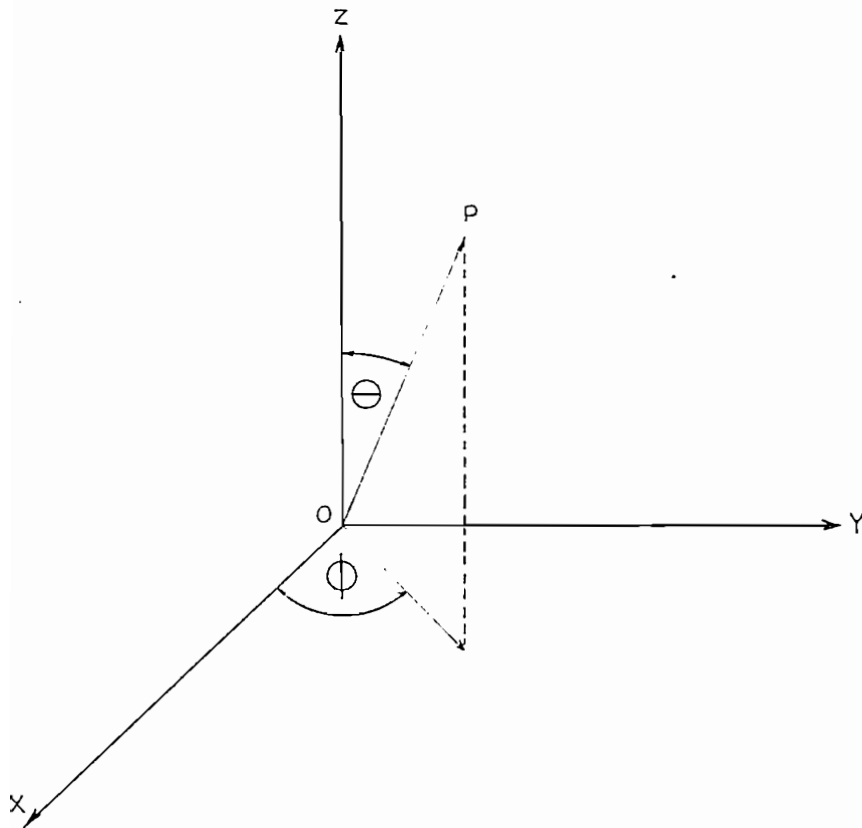


Fig 1.2

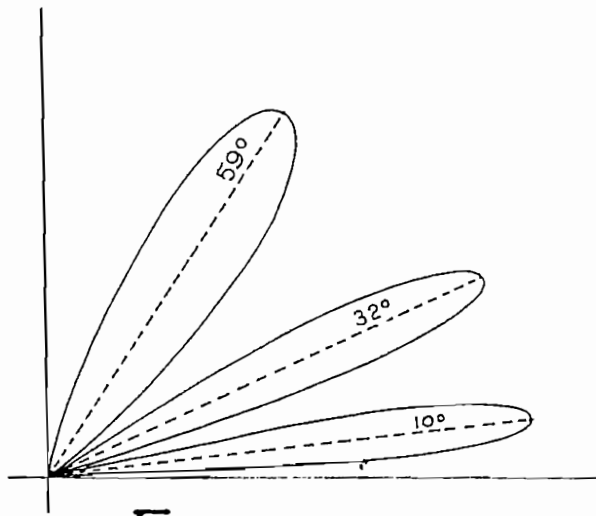


Fig. 1.3

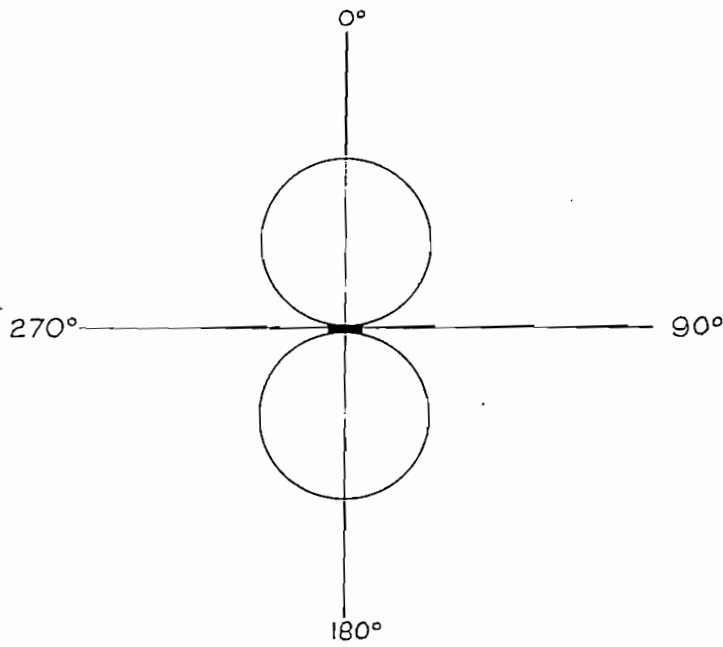


Fig. 1.4

na horizontal y de un dipolo simple respectivamente.

DIRECCIONALIDAD Y GANANCIA.- Propiedades importantes de un sistema de antena son:

La Direccionalidad y la Ganancia.

La Direccionalidad.- Es una función del Diagrama de Radiación y es definida como la relación de la Potencia radiada por unidad de ángulo sólido, en una dirección dada, sobre el promedio de la potencia radiada por unidad de ángulo sólido.

$$\text{Direccionalidad } D = \frac{P_r}{P_a} \quad \text{Form. 1.8}$$

Mientras que la Ganancia, por otro lado incluye las pérdidas en la antena y será dada por $G =$

$$G = 4\pi \frac{P_r}{P_e} \quad \text{Form 1.9}$$

(El ángulo sólido de una esfera es igual a 4π).

En donde P_e es la potencia total entregada a los terminales de la antena.

El campo producido por cualquier clase de elemento radiante tiene dos componentes: Un campo de Inducción que tiene verdadera importancia tan sólo en las inmediaciones de la antena y un Campo de Radiación - que se extiende en grandes distancias, como se demostrará en el Capítulo II. Tan pronto como la distancia es suficientemente grande la antena puede ser considerada como un punto radiando potencia, por unidad de ángulo sólido, radiación que es función total de la dirección. Haciendo referencia nuevamente a la Fig. 1.2 y considerando que $P(\theta, \phi)$ es la potencia radiada en la dirección $\theta - \phi$ la ganancia en esta dirección se definiría como la relación:

$$G_{\theta\phi} = \frac{P(\theta\phi)}{P_e/4\pi} \quad \text{Form 1.10}$$

Se ve por lo tanto que la máxima ganancia puede deducirse del diagrama de radiación.

La fórmula 1.10 puede expresarse como:

$$P_t G(\theta, \phi) = 4\pi P(\theta, \phi)$$

La 1.11 como:

$$G(\theta, \phi) = G_m r(\theta, \phi)$$

Similarmente:

$$P(\theta, \phi) = P_m r(\theta, \phi) \quad \text{form 1.12}$$

En donde P_m es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en la dirección de la máxima ganancia G_m , $r(\theta, \phi)$ representa el diagrama de radiación teniendo como unidad el máximo valor.

$$P_t = \int_0^{4\pi} P(\theta, \phi) d\Omega \quad \text{form 1.13}$$

Si $d\Omega$ es la componente de ángulo sólido, P_t se puede escribir

$$P_t = P_m \int_0^{4\pi} r(\theta, \phi) d\Omega \quad \text{form 1.14}$$

$$P_m \int_0^{4\pi} r(\theta, \phi) d\Omega \cdot G_m r(\theta, \phi) = 4\pi P_m r(\theta, \phi) \quad \text{form 1.15}$$

o sea:

$$G_m = \frac{4\pi}{\int_0^{4\pi} r(\theta, \phi) d\Omega} \quad \text{form. 1.16}$$

La evaluación del integral del denominador requiere un conocimiento exacto de la función $r(\theta, \phi)$ y el cálculo puede ser efectuado tan solo en ciertos casos especiales.

POLARIZACION, AREA EQUIVALENTE, RESISTENCIA DE RADIA-

CION. - Una antena de recepción recibe energía de una onda plana incidente y la entrega a una línea de transmisión terminada en un receptor, la energía recibida depende sobre todo de la antena, la polarización de la onda y el acoplamiento de la terminación; se denomina-

onda polarizada verticalmente a aquella onda cuyo campo eléctrico es perpendicular al plano terrestre, igualmente, onda polarizada horizontalmente será aquella cuyo campo eléctrico (Vector) es horizontal con respecto al mismo plano.

Si se asume que la terminación y la polarización son tales que la potencia absorbida es máxima, entonces esta potencia puede expresarse como la potencia incidente sobre una superficie de absorción A que es llamada-superficie de recepción equivalente de la antena. Si S es la densidad de potencia por unidad de superficie en el punto en el que se encuentra la antena. La potencia absorbida es:

$$Pr = S A \quad \text{Form. 1.17}$$

Esta potencia absorbida depende también de la orientación de la antena. Se puede considerar que A es una función de $\theta \cdot \phi$ lo cual permite escribir $A(\theta \cdot \phi)$. Si A_m es el máximo valor de $A(\theta \cdot \phi)$, el diagrama de radiación, como la representación de la función, puede definirse como:

$$r = \frac{A(\theta \cdot \phi)}{A_m} \quad \text{Form 1.18}$$

y por lo tanto:

$$\frac{A(\theta \cdot \phi)}{A_m} = \frac{G(\theta \cdot \phi)}{G_m} \quad \text{Form 1.19}$$

ya que las propiedades directivas de la antena son las mismas tanto para transmisión como para recepción.

Si se quiere que una antena presente un acoplamiento perfecto a una fuente de radio frecuencia, la antena debe representar una carga resistiva de un valor apropiado. Esta carga resistiva es llamada "Resistencia de la Antena".

La resistencia total de la antena se compone de factores resultantes de pérdidas óhmicas en los conductores, pérdidas de radiación, pérdidas debidas al efecto coro

na, corrientes de Eddy, escapes, etc.

Con fines prácticos se considera tan sólo la resistencia ohmica y la de radiación.

Las pérdidas ohmicas son iguales a $I^2 R_o$, en donde I es la corriente en un punto particular y R_o es la resistencia ohmica de los conductores a la frecuencia correspondiente; como la corriente generalmente variará a través de la antena, se debe escoger un punto particular si estas pérdidas tienen importancia. El valor de corriente es el máximo valor presente en la antena.

Si por un punto M de la antena circula la corriente I_m , y si P_t es la potencia total radiada, la resistencia de radiación de la antena en el punto M viene dada por:

$$R_m = \frac{P_t}{I_m^2} \quad \text{Form 1.20}$$

ya que la corriente cambia a lo largo de la antena se puede considerar el valor de corriente máxima I_o .

$$R_o = \frac{P_t}{I_o^2} \quad \text{Form 1.21}$$

Y como $P_t = \int_0^{4\pi} P(\theta, \phi) d\Omega$
Y esto es igual a $\int_0^{2\pi} \int_0^\pi E_\theta H_\phi r^2 \sin \theta d\theta d\phi$ Fig 1.5

$$R_o = \frac{1}{I_o^2} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi E_\theta H_\phi r^2 \sin \theta d\theta d\phi \quad \text{Form 1.22}$$

En general se puede decir que la resistencia de radiación es una cantidad ficticia, representada una resistencia que conectada en el punto de máxima corriente de la antena, disipará una potencia igual a la potencia radiada desde la antena.

Es necesario conocer el valor de la resistencia de radiación con el fin de acoplar la antena a la impedancia del cable coaxial.

EFICIENCIA. - La eficiencia de una antena puede ser de-

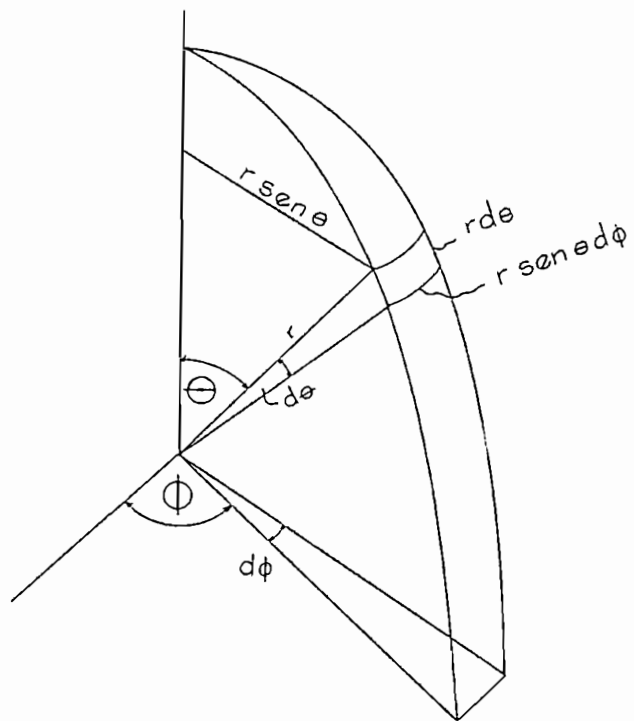


Fig. 1.5

finida como:

$$\eta = \frac{R_r}{R_r + R_l} \quad \text{form 123}$$

cuyo valor varía desde 1.0 en antenas de alta frecuencia (HF) y de 0.05 para antenas de muy baja frecuencia (VLF).

Cap. II ANTENAS FUNDAMENTALES

Con el fin de no hacer del presente capítulo una recolección de fórmulas que pueden estar mejor explicadas en algunos libros dedicados a antenas, tan sólo se hará uso de las conclusiones finales expresadas matemáticamente y que son de gran utilidad.

ONDA PLANA ORDINARIA. - Es menester comenzar por el estudio de una onda plana ordinaria, es decir de aquella onda en la cual los componentes E y H, esto es Campo Eléctrico y Campo Magnético respectivamente, son perpendiculares a la dirección de propagación de la onda; si se aplican las ecuaciones de Maxwell se pueden encontrar las propiedades de dicha onda, y como resultado final se verá que el campo eléctrico y el campo magnético están relacionados por una constante igual a la raíz cuadrada de la relación de μ_0 permeabilidad magnética y ϵ_0 permitividad eléctrica, siendo igual a

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$$
$$\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$$

La demostración es como sigue:

En cualquier instante t se tiene:

$$E_\theta = E_{\theta_0} e^{j\omega(t - \frac{r}{c})} \quad \text{fórmula 2.1}$$

$$H_\phi = H_{\phi_0} e^{j\omega(t - \frac{r}{c})} \quad \text{fórmula 2.2}$$

derivando la fórmula 2.1 con respecto a t:

$$\frac{\partial E_\theta}{\partial t} = j\omega E_{\theta_0} e^{j\omega(t - \frac{r}{c})}$$

derivando la fórmula 2.2 con respecto a r:

$$\frac{\partial H_\phi}{\partial r} = -\frac{j\omega}{c} H_{\phi_0} e^{j\omega(t - \frac{r}{c})}$$

Dividiendo estas dos últimas fórmulas

$$\frac{\frac{\partial H_\phi}{\partial r}}{\frac{\partial E_\theta}{\partial t}} = -\frac{1}{c} \frac{H_{\phi_0}}{E_{\theta_0}}$$

Según Maxwell

$$\frac{\partial H_{\phi}}{\partial r} = -\epsilon_0 \frac{\partial E_{\theta}}{\partial t}$$

por tanto

$$-\epsilon_0 = -\frac{1}{c} \frac{H_{\phi_0}}{E_{\theta_0}} ; \frac{E_{\theta_0}}{H_{\phi_0}} = \frac{1}{\epsilon_0 c}$$

siendo

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}$$

se obtiene

$$\frac{E_{\theta_0}}{H_{\phi_0}} = \frac{1}{\epsilon_0 \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = Z_0$$

Z_0 tiene un valor igual a 120π ohmios y es conocida como la impedancia propia del espacio libre.

CAMPO DEBIDO A UNA CORRIENTE ELEMENTAL.- Una vez que se ha encontrado la relación que existe entre los campos magnéticos y eléctricos se puede continuar con un análisis de los campos debidos a una corriente elemental.

Se denomina corriente elemental o elemento de corriente a una corriente uniforme que circula por un conductor de longitud dl y sección infinitamente pequeña. Si se coloca a este conductor elemental en el espacio libre y si se considera un punto m distante r metros del conductor (fig. 2.1) se pueden encontrar los campos debidos a la corriente elemental que por él circula.

Usando y expandiendo las Leyes de Maxwell se puede demostrar que:

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{A}$$

Fórmula 2.6

siendo A la tensión magnética en el punto m y puede ser definida como:

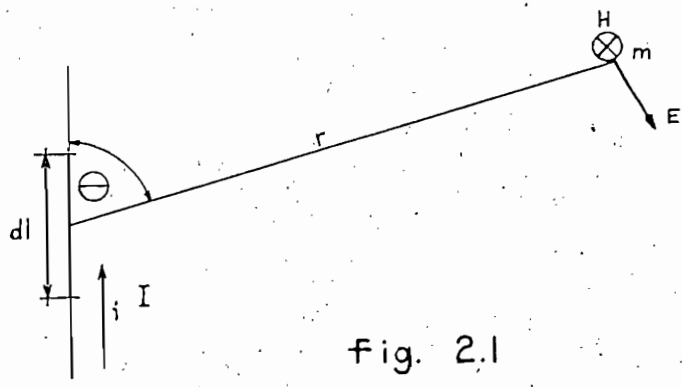


Fig. 2.1

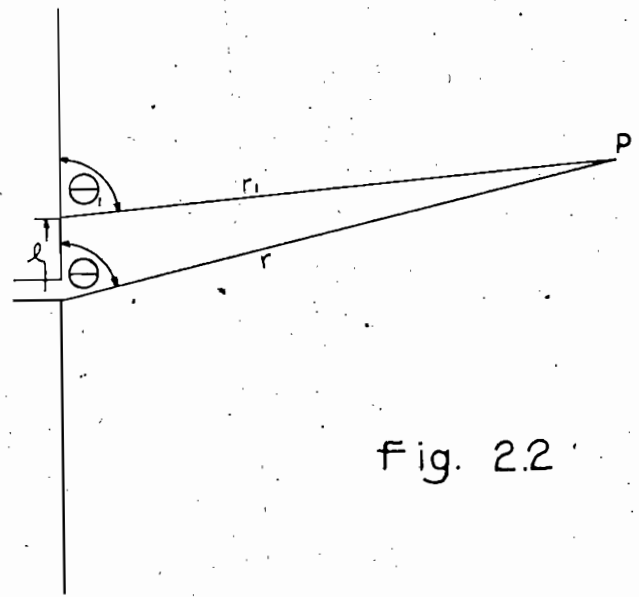


Fig. 2.2

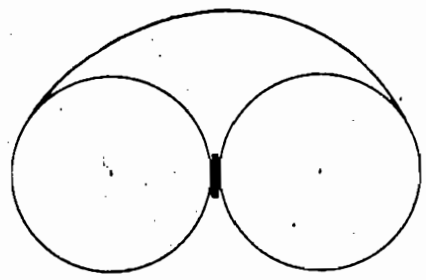


Fig. 2.3

$$A = \int \frac{\mu_0 i dl}{4\pi r} \quad \text{form 2.7} \quad \vec{B} = \mu \vec{H} \quad \text{Fórmula 2.8}$$

Usando las relaciones anteriores se pueden obtener los valores de A y H en coordenadas polares.

$$H = -\frac{\partial A}{\partial r} \quad \text{form 2.9}$$

$$A = \frac{i dl \operatorname{Sen} \theta}{4\pi r} \quad \text{form 2.10}$$

Considerando a la corriente i constante; pero si i varía con el tiempo será igual a

$$i = i_{\max} \operatorname{Sen} \omega t \quad \text{form 2.11}$$

Sin embargo no se puede substituir este valor de corriente en la ecuación 2.10 ya que es necesario tomar en cuenta el tiempo finito que precisan los cambios de campo al rededor del elemento para llegar al punto m.

Si se denomina a la velocidad de propagación con la letra c; el tiempo transcurrido tendrá un valor $\frac{r}{c}$

Consecuentemente se puede escribir:

$$A_m = \frac{i_{\max} dl \operatorname{Sen} \theta}{4\pi r} \operatorname{Sen} \omega \left(t - \frac{r}{c}\right) \quad \text{form 2.12}$$

$$H_m = -\frac{i_{\max} dl \operatorname{Sen} \theta}{4\pi} \frac{\partial}{\partial r} \operatorname{Sen} \omega \left(t - \frac{r}{c}\right)$$

$$H_m = -\frac{i_{\max} dl \operatorname{Sen} \theta}{4\pi} \left[-\frac{r\omega}{c} \cos \omega \left(t - \frac{r}{c}\right) - \frac{\operatorname{Sen} \omega \left(t - \frac{r}{c}\right)}{r^2} \right]$$

$$H_m = \frac{i_{\max} dl \operatorname{Sen} \theta}{4\pi} \left[\frac{\omega}{cr} \cos \omega \left(t - \frac{r}{c}\right) + \frac{\operatorname{Sen} \omega \left(t - \frac{r}{c}\right)}{r^2} \right] \quad \text{form 2.13}$$

H_m tiene dos componentes, uno inverso a r (componente radiante) y otro inverso a r² (componente inducido).

Realizando mediciones se demuestra que el componente in-

ducido disminuye rapidamente, pudiéndose por tanto despreciarlo en el presente estudio.

Hm vendría dado por la siguiente fórmula:

$$H_m = \frac{i_{max} \int I \text{Sen } \theta}{4\pi r} \frac{c}{c} \cos \omega \left(t - \frac{r}{c} \right) \quad \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi f}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$H_m = \frac{i_{max} \int I \text{Sen } \theta}{2 \lambda r} \cos \omega \left(t - \frac{r}{c} \right) \quad \text{form 2.14}$$

Si se usan valores eficaces en lugar de valores máximos se obtiene:

$$H_m \text{ e f.c.} = \frac{I \int I \text{Sen } \theta}{2 \lambda r} \quad \text{form 2.15}$$

Anteriormente se vió que E en el espacio libre es igual

a $E = 120\pi H$
es decir que $E_m = \frac{120\pi I \int I \text{Sen } \theta}{2 \lambda r}$

$$E_m = \frac{60\pi I \int I \text{Sen } \theta}{\lambda r} \quad \text{form 2.16}$$

Las fórmulas 2.12 y 2.13 dan los respectivos campos en un punto m situado fuera de la antena elemental.

DIPOLO SIMPLE. - A base de las fórmulas desarrolladas y usando las definiciones correspondientes se puede determinar el valor de la Resistencia de Radiación, ganancia etc., de un dipolo cualquiera. Analizando al dipolo de una longitud total igual a media longitud de onda se puede demostrar que la resistencia de radiación tiene un valor igual a 73 ohmios, si se considera el punto medio de alimentación, la demostración es como sigue:

La fórmula 2.14 se puede escribir como:

$$\int H_m = \frac{i_{max} \int I \text{Sen } \theta}{2 \lambda r} \cos \omega \left(t - \frac{r_1}{c} \right) \quad \text{form 2.17}$$

en donde r_1 de acuerdo al gráfico 2-2

es igual a $r = r \cos \theta$

ya que se considera $\theta \approx \theta_1$,

La distribución de corriente en el dipolo viene dado -

por $i = i_{max} \cos \left(\frac{\pi}{2} \frac{l}{\lambda} \right)$

lo cual reemplazado en la fórmula 2.17 da

$$H_{cm} = \frac{I_0 \max \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{l}{\lambda_0}\right) \int \sin \theta \cos \omega \left(t - \frac{r - l \cos \theta}{c}\right) d\theta}{2 \pi r}$$

$$H_{cm} = \int_{-\frac{1}{4}}^{+\frac{1}{4}} \frac{I_0 \max \sin \theta}{2 \pi r} \cos \omega \left(t - \frac{r - l \cos \theta}{c}\right) \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{l}{\lambda_0}\right) d\theta$$

$$H_{cm} = \frac{I_0 \max}{2 \pi r} \sin \omega \left(t - \frac{r}{c}\right) \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta}$$

La fórmula 122 da el valor de la resistencia de radiación y si además se reemplaza el valor de $E = 120 \pi H$ dará como resultado:

$$R_0 = \frac{1}{I_0^2} \int_0^\pi 120 \pi \left[\frac{I_0 \max}{2 \pi r} \sin \omega \left(t - \frac{r}{c}\right) \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right]^2 r^2 d\theta$$

$$R_0 = 60 \int_0^\pi \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} d\theta \quad R_0 = 60 \times 1.22 = 73 \Omega$$

El diagrama de radiación viene dado por las fórmulas 2.15 y 2.16 encontradas anteriormente y cuya representación gráfica es la de la Fig. 2.3.

Es necesario proceder al estudio de un dipolo lineal simple trabajando en un rango de frecuencias bastante amplio, considerando los gráficos 2.4a y 2.4b en los cuales se ha dibujado la impedancia de entrada vs la relación l/λ esto es longitud sobre longitud de onda. El eje horizontal de ambas figuras representa dicha relación, mientras el eje vertical en 2.4a representa la parte resistiva de la impedancia y en 2.4b la parte reactiva.

Se observa que tan sólo en las partes cercanas a la resonancia de los dipolos, la impedancia es casi totalmente resistiva y al mismo tiempo suficientemente pequeña para acoplarse a la impedancia característica de una línea de transmisión de bajas pérdidas.

El rango de frecuencias sobre el cual la reactancia puede mantenerse en valores bajos es dependiente de la sección-

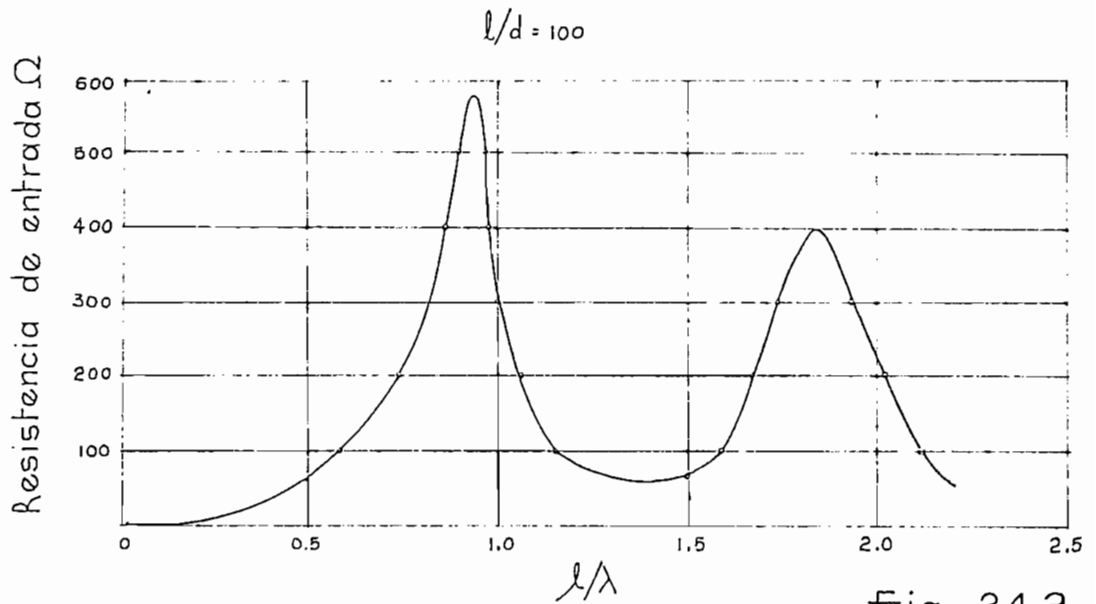


Fig. 2.4 a

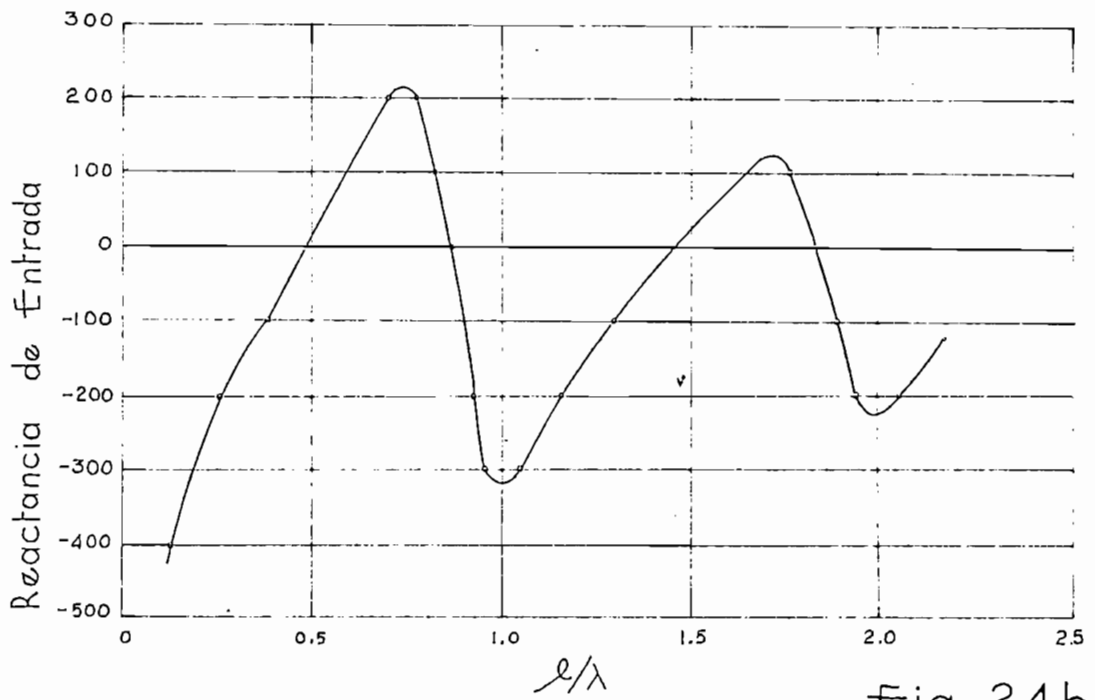


Fig. 2.4 b

transversal del dipolo.

La variación de la impedancia de entrada puede ser intolerable, para dipolos con sección transversal demasiado grande, indicando esto con una relación l/d pequeña.

El ancho de banda relativo es a menudo definido como la diferencia entre las frecuencias en las que la reactancia es igual a la resistencia a resonancia, dividido por el significado geométrico de estas frecuencias.

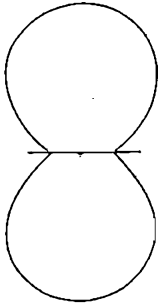
Las curvas de la Figura 2.4 corresponden a una relación l/d aproximadamente igual a 100. No solamente la impedancia de entrada de un dipolo simple cambia con la frecuencia, sino que también cambian los diagramas de radiación. La Figura 2.5 enseña algunos gráficos de respuesta relativa de dipolos lineales alimentados en su centro, por señales provenientes de varias direcciones alrededor del dipolo.

Mientras que la longitud del dipolo sea menor que $\lambda/2$, su diagrama de radiación característico tiene la forma de un ocho, si la relación l/λ aumenta el diagrama llega a tener varias hojas, y cambia tan rápidamente como lo hace la frecuencia. Estas variaciones de los diagramas son indeseables, ya que el requerimiento usual para máxima señal de recepción es tener gran respuesta en una dirección dada y mínima respuesta en las demás direcciones.

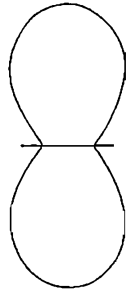
DIPOLO CERRADO. - A fin de hacer un análisis de la antena-cuadro, es necesario considerar previamente una variación muy común del dipolo, el dipolo cerrado, Figura 2.6; esta clase de dipolo es muy usado en Televisión.

Se puede demostrar por medio de consideraciones un tanto aproximadas y con algunas limitaciones que el valor de la resistencia de radiación de este dipolo cerrado es igual a $N^2 R_a$, siendo N el número de dipolos en paralelo con el original, dipolos de una resistencia de radiación R_a . Es decir que en el caso de la figura 2.6 la resistencia de radiación será $4 \times 73 = 292$ ohmios.

Considerando que la corriente que pasa a través de un di-

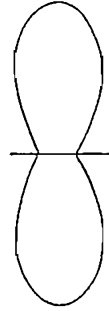


0.5

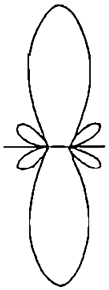


0.75

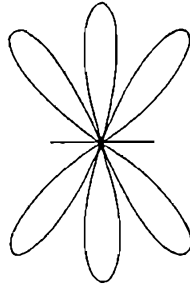
l/λ



1.0

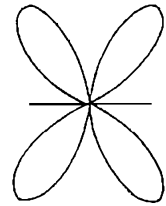


1.25

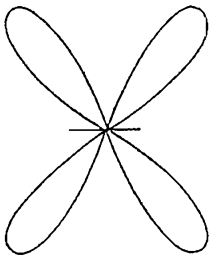


1.50

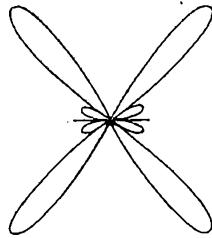
l/λ



1.75

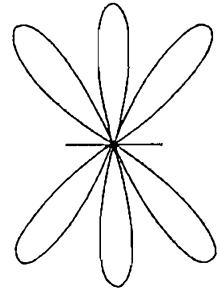


2.0



2.25

l/λ



2.75

Fig. 2.5

polo simple de impedancia Z_d , tiene un valor a I , la potencia vendrá dada por

$$P = I^2 Z_d$$

Si se analiza a un dipolo cerrado se concluirá afirmado que la potencia que puede recibir es igual a la que absorberá un dipolo simple de iguales dimensiones y construcción, sin embargo la corriente en cada brazo tiene un valor mitad es decir $I/2$, suponiendo que la impedancia del dipolo cerrado sea Z_f , se tendrá que:

$$P = Z_f \left(\frac{I}{2} \right)^2 = Z_f \frac{I^2}{4}$$

y por tanto $I^2 Z_d = Z_f \frac{I^2}{4}$

$$Z_f = 4 Z_d = 4 \times 73.2 = 292.8 \Omega$$

es decir en primera aproximación 300 ohmios.

Esta clase de dipolo como el dipolo común gozan de iguales propiedades de diagramas de radiación, relación de frente atrás, apertura; sin embargo al considerar el ancho de banda de un dipolo cerrado con respecto al de un dipolo simple se puede concluir que hay una diferencia marcada esto es, un dipolo cerrado tiene un ancho de banda mayor, lo cual significa que el Q (Factor de mérito) de un dipolo cerrado es menor que el Q de un dipolo normal.

ANTENA CUADRO. - Esta antena tiene como origen al dipolo cerrado. Está formada por dos elementos paralelos uno encima del otro, se la alimenta por medio de una línea de transmisión balanceada. Si se sigue el proceso expuesto en la figura 2.7 se puede comprender fácilmente el desarrollo de la antena. Cada lado de la antena tiene una dimensión igual a un cuarto de longitud de onda, los puntos de impedancia grande son aquellos situados en los puntos medios de los lados verticales, siempre y cuando la alimentación se la haga por el punto medio del

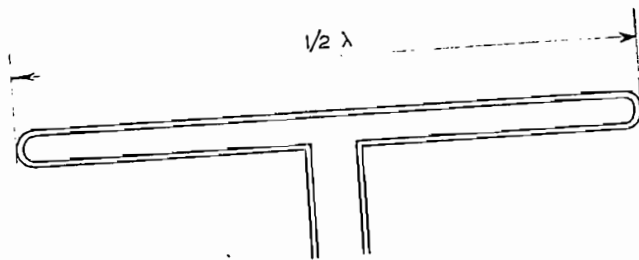


Fig. 2.6

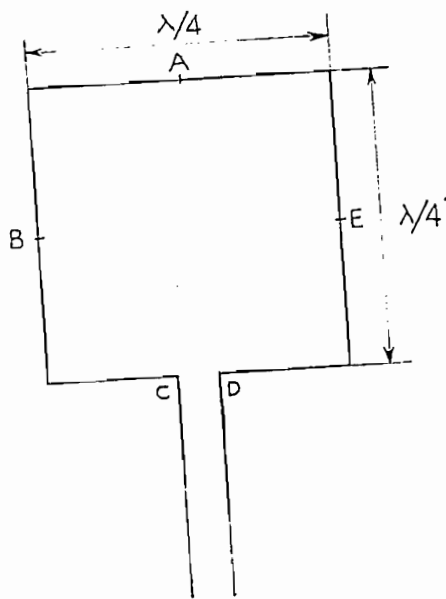
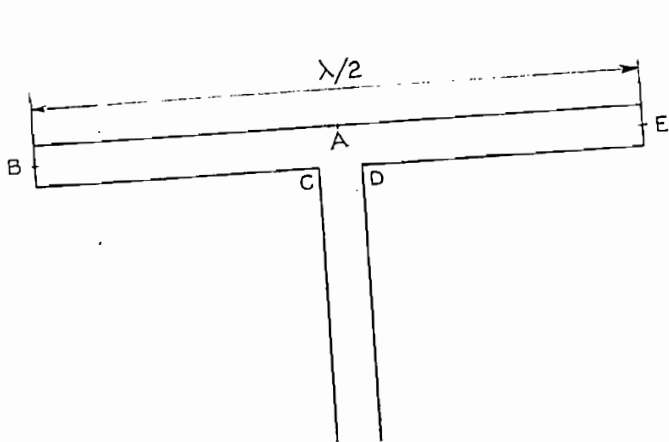


Fig. 2.7

lado inferior, es decir cuando la polarización es horizontal.

La gran ventaja de un desarrollo de este tipo es la de tener 0.9 db de ganancia sobre el dipolo cerrado.

El diagrama de radiación se conserva aunque no totalmente, esta ganancia es el resultado de la direccionalidad que proveen los lados superior e inferior de la antena, ya que trabajan en fase.

Cuando este modelo de antena se le alimenta por el elemento inferior, los puntos de corriente máxima ocurren en los hilos horizontales; la corriente que circula por los hilos verticales se considera que está fuera de fase y por tanto el campo de radiación correspondiente es pequeño. Así un pequeño campo polarizado verticalmente existe -

lado inferior, es decir cuando la polarización es horizontal.

La gran ventaja de un desarrollo de este tipo es la de tener 0.9 db de ganancia sobre el dipolo cerrado.

El diagrama de radiación se conserva aunque no totalmente, esta ganancia es el resultado de la direccionalidad que proveen los lados superior e inferior de la antena, ya que trabajan en fase.

Cuando este modelo de antena se lo alimenta por el elemento inferior, los puntos de corriente máxima ocurren en los hilos horizontales; la corriente que circula por los hilos verticales se considera que está fuera de fase y por tanto el campo de radiación correspondiente es pequeño. Aún así un pequeño campo polarizado verticalmente existe alrededor de estos conductores.

Si se rota 90 grados a la antena, el punto de alimentación quedará en la mitad de un lado vertical y los alambres que antes estaban colocados verticalmente ahora estarán colocados horizontalmente, se logrará así un campo principal polarizado verticalmente tal como se ha visto en el Capítulo I; con un pequeño campo de radiación horizontal.

La resistencia de radiación de este tipo de antena es de unos 120 ohmios. Al utilizar a una antena cuadro como antena de recepción, se asume una polarización vertical, induciéndose voltajes en los lados verticales del cuadro. Las figuras 2.8 y 2.9 muestran lo afirmado anteriormente. Sin embargo de ser iguales, los voltajes inducidos tienen un defasamiento α , siendo el voltaje E_2 retrazado con respecto a E_1 , el defasamiento se define de la relación:

$$\frac{\alpha}{2\pi} = \frac{d}{\lambda} \quad \alpha = \frac{2\pi d}{\lambda}$$

El voltaje en los terminales de la antena es la diferencia entre E_1 y E_2

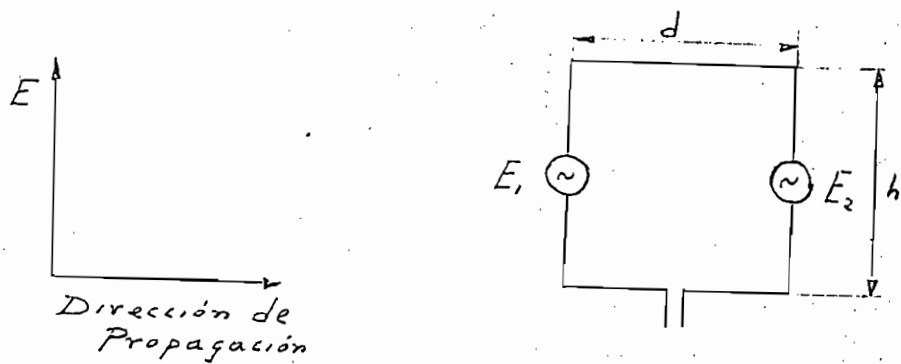


Fig 2.8

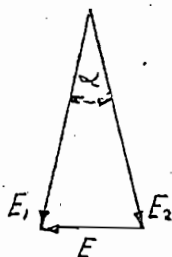


Fig 2.9

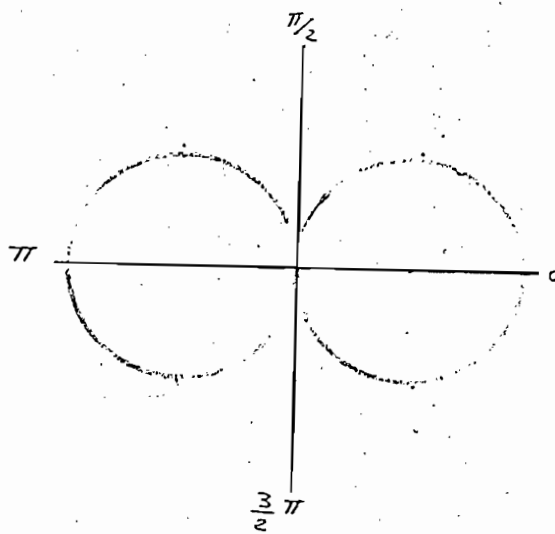


Fig 2.10

$$E = E_1 - E_2$$

Si en cualquier punto el campo eléctrico está expresado por $E_{max} \text{ Sen } \omega t$, se puede escribir:

$$E_1 = h E_{max} \text{ Sen } \omega t$$

$$E_2 = h E_{max} \text{ Sen } (\omega t - \alpha)$$

$$E = E_1 - E_2 = h E_{max} (\text{Sen } \omega t - \text{Sen } \omega t \cos \alpha + \text{Cos } \omega t \text{ Sen } \alpha)$$

Si el ángulo α es pequeña, es decir $d < \lambda$ (por ejemplo $d = \frac{\lambda}{4}$) entonces $\text{Sen } \alpha \cong \alpha$
 $\text{Cos } \alpha \cong 1$

Luego $E = \alpha h E_{max} \text{ Cos } \omega t$

$$E = \frac{2\pi d h}{\lambda} E_{max} \text{ Cos } \omega t \quad \text{Form 2.18}$$

Si la antena forma un cuadrado perfecto $d = h$

$$E = \frac{2\pi h^2}{\lambda} E_{max} \text{ Cos } \omega t \quad \text{Form 2.19}$$

Si $h = \frac{\lambda}{4}$

$$E = \frac{\pi \lambda}{8} E_{max} \text{ Cos } \omega t \quad \text{Form 2.20}$$

Haciendo E_{max} igual a la unidad, el diagrama polar viene expresado por la siguiente fórmula:

$$E = \frac{\pi \lambda}{8} \text{ Cos } \omega t$$

Representada por la figura 2.10

Girando la antena en tal forma de que el plano del cuadro quede paralelo al frente de onda α será igual a cero, E será también cero.

En una posición intermedia (situación práctica) formando un ángulo θ desde la normal al frente de onda, el voltaje entregado por el cuadro es

$$e = \frac{2\pi h^2}{\lambda} E_{max} \text{ Cos } \omega t \text{ Cos } \theta \quad \text{Form 2.21}$$

Cap III ANTENA PERIODICA LOGARITMICA

En el Capítulo anterior se ha analizado el comportamiento de un dipolo lineal simple trabajando en un rango de frecuencia bastante amplio. Se ha concluido después del estudio de que la impedancia resistiva y el diagrama de radiación del dipolo cambian mucho con la frecuencia.

Era necesario encontrar una antena que mantuviera la impedancia con característica resistiva y un diagrama unidireccional independiente de los cambios de frecuencia en un rango extremadamente grande. En el año 1959 D. E. Isbell en la Universidad de Illinois, Estados Unidos de Norteamérica, diseñó uno de los sistemas más usados en este campo: la antena periódica logarítmica.

La estructura geométrica de una antena de este tipo es escogida en tal forma de que las propiedades eléctricas se repitan periódicamente con el logaritmo de la frecuencia, y es independiente de la frecuencia cuando la variación de las propiedades en un período, y por lo tanto en todos los períodos, es pequeña.

La Fig. 3.1 enseña una antena periódica logarítmica con dientes trapezoidales, la parte superior e inferior están unidas por medio del generador conectado en sus vértices, los grupos de dientes están definidos por curvas similares, cuyas ecuaciones en coordenadas polares son:

$$\Theta = f(r), \Theta \text{ Función de } r$$

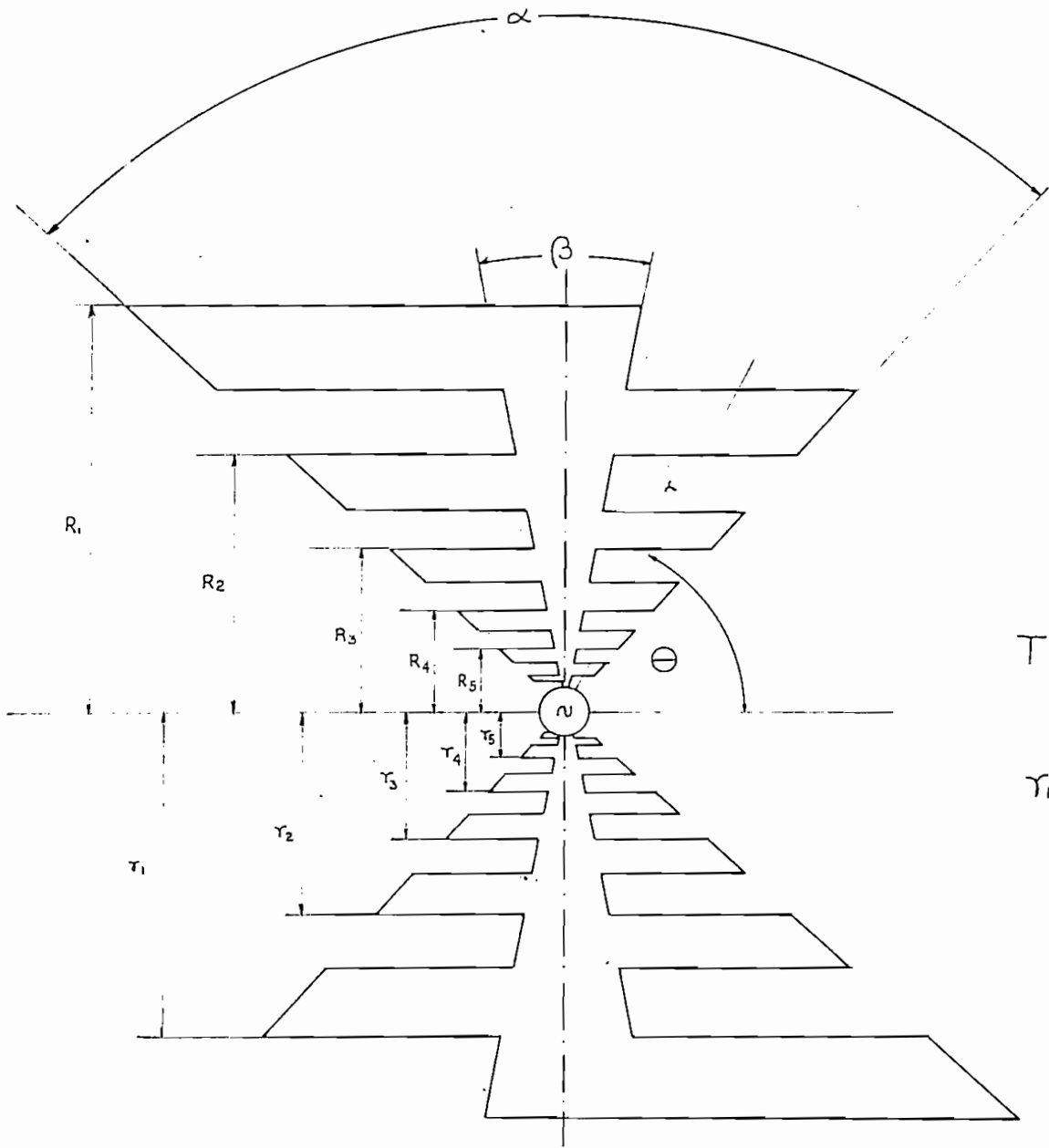
y en coordenadas rectangulares:

$$\Theta = f(\ln r)$$

El principio de periodicidad logarítmica exige que f sea una función periódica.

Esto se ilustra en la Fig. 3.2 en la que las dos curvas que definen la parte superior de la estructura anterior (Fig. 3.1) están dibujadas en función del $\ln r$.

El principio logarítmico implica dos condiciones: la pri-



$$T = \frac{R_{n+1}}{R_n}$$

$$r_n = \sqrt{T} R_n$$

Fig 3.1

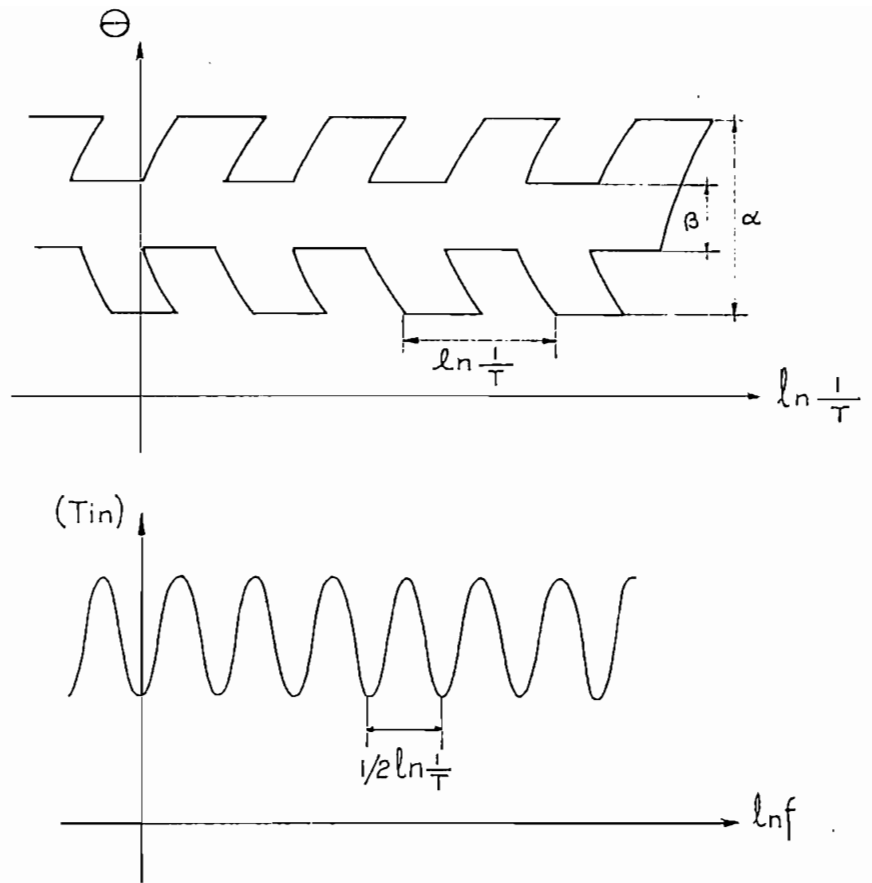
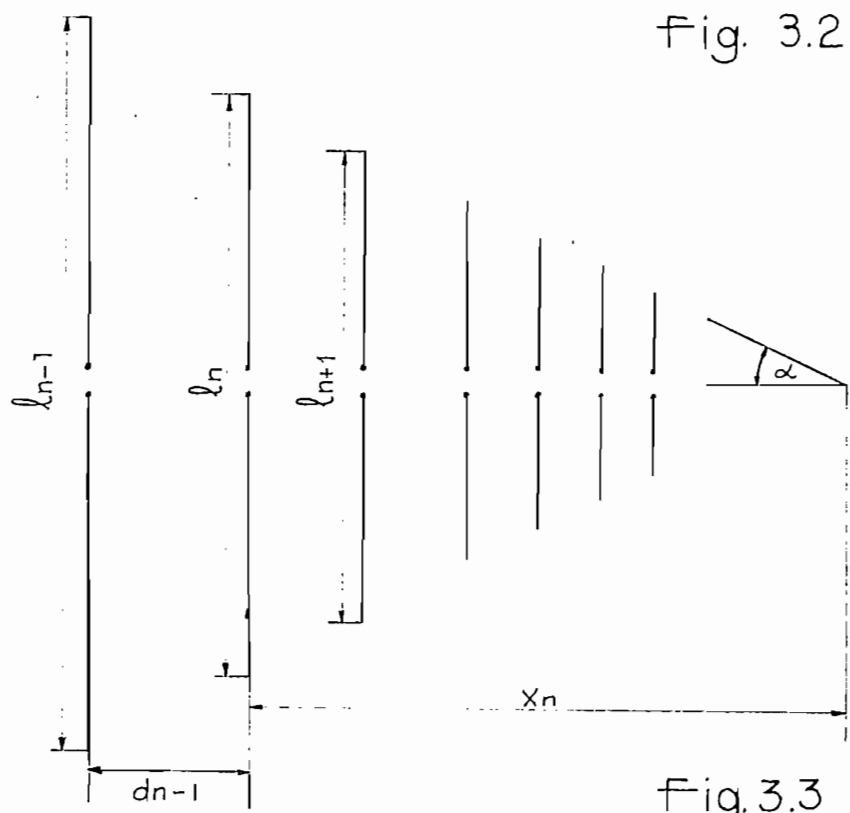


Fig. 3.2



$$\frac{x_n}{x_{n-1}} = \frac{l_n}{l_{n-1}} = T$$

Fig. 3.3

mera, que grupos iguales de dimensiones tales como $R_1 - R_2 - R_3$ - etc. deben formar una serie geométrica (Con igual relación geométrica ϵ). La segunda implica una definición de la antena, en gran parte, por ángulos. Se ha visto que las extremidades de los dientes y los soportes triangulares del diente están definidos por ángulos.

Para poder realizar un análisis sencillo del funcionamiento de una antena periódica logarítmica, en la estructura de la Fig. 3.1 se hace que el ancho de los dientes y el ángulo θ tiendan a cero y se unen luego las dos estructuras medias, alrededor del eje horizontal en forma de tener una estructura semejante a la de la Fig. 3.3 que es el desarrollo efectuado por D. E. Isbell.

Los principios de este tipo de antena pueden fácilmente generalizarse para incluir estructuras medias, que no esten en un sólo plano, es decir que sean tridimensionales, tal cual es nuestro propósito.

La antena se compone de varios dipolos lineales conectados a un alimentador común. Sus características de construcción minimizan las variaciones de la impedancia de entrada y las variaciones de los diagramas de radiación en anchos de banda muy grandes.

La situación ideal, teóricamente se presenta cuando la relación de longitudes de dos dipolos adyacentes cualesquiera, es constante, y si el espaciamiento entre los dos dipolos guarda la misma relación.

En los casos prácticos sin embargo, se puede desviar del caso ideal, antes de que el comportamiento general de la antena sea seriamente afectado. Un diseño práctico cercano al ideal consigue las más pequeñas variaciones del comportamiento con la frecuencia.

El funcionamiento de un sistema de dipolos conectados en forma periódica logarítmica es similar al de un amplificador de sintonía escalonada. Los dipolos considerados individualmente son resonantes a una determinada frecuencia (dependiendo de su longitud), pero considerando la respuesta-

total del sistema produce un efecto que cambia muy poco con la frecuencia. Para entender mejor la forma en que la conexión de varios elementos de distinta longitud solucionan el problema de la variación de la impedancia, se puede considerar a la antena dibujada en la fig. 3.3, como una antena de transmisión. Se ha visto en el Cap. I, que la impedancia de entrada (y el diagrama de radiación) de una antena es la misma tanto para transmisión como para recepción.

En caso de transmisión, se conecta un generador en el punto de alimentación Fig. 3.4, se supone que la frecuencia del generador es tal que $\frac{l_1}{\lambda} = 0,5$ en donde l_1 es la longitud del dipolo mas grande. Los dipolos cercanos al punto de alimentación tendrán valores considerablemente menores que $\frac{l_1}{\lambda}$ y la figura 2.3 muestra la impedancia de entrada de estos dipolos como una impedancia esencialmente de alta reactancia. Muy poca energía se transmitirá a estos dipolos desde el punto de alimentación, sin embargo a medida que la onda viaja a lo largo del alimentador, encuentra dipolos más grandes y por tanto se transferirá mayor energía, estos dipolos que absorben la mayor parte de la energía forman la llamada "Región Activa" de la antena.

Considerando que sucede cuando la frecuencia cambia: En particular cuando el dipolo corto adyacente corresponde a

$\frac{l}{\lambda} = 0,5$; la región activa se ha movido por el alimentador un espacio correspondiente a la distancia entre dipolos. La impedancia de entrada al frente de la región activa es la misma que antes y el alimentador junto con los dipolos cortos localizados entre la región activa y el punto de alimentación tienen la misma dimensión (en longitudes de onda) como antes. Por consiguiente la impedancia de entrada a esta frecuencia superior será la misma que a una frecuencia inferior, si las dimensiones de la región activa permanecen iguales (en longitudes de onda) el diagrama de radiación producido es también igual.

Las consideraciones de escala anteriores indican que el -

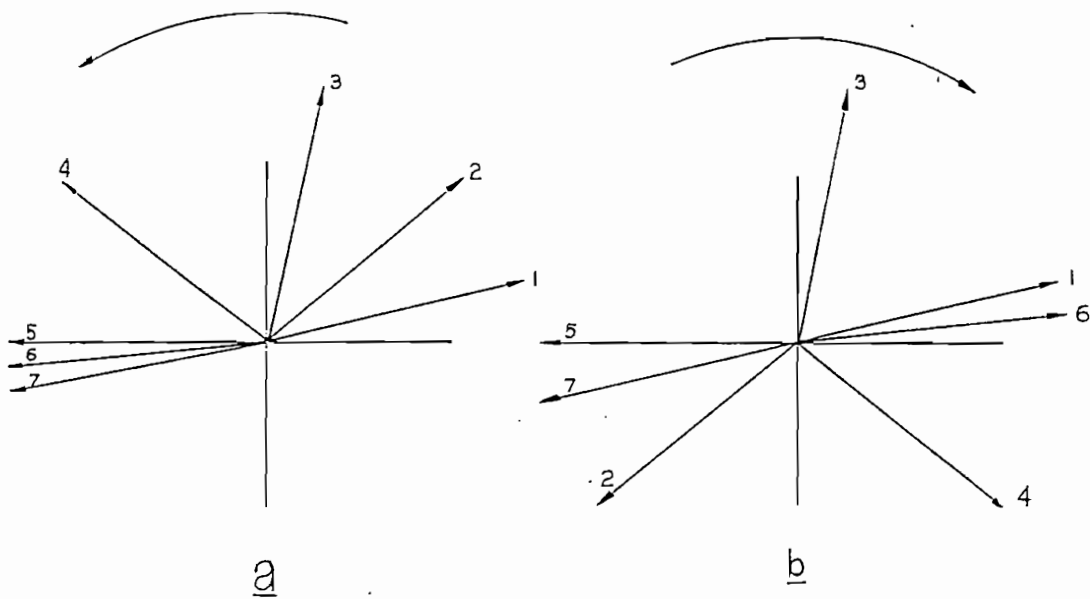
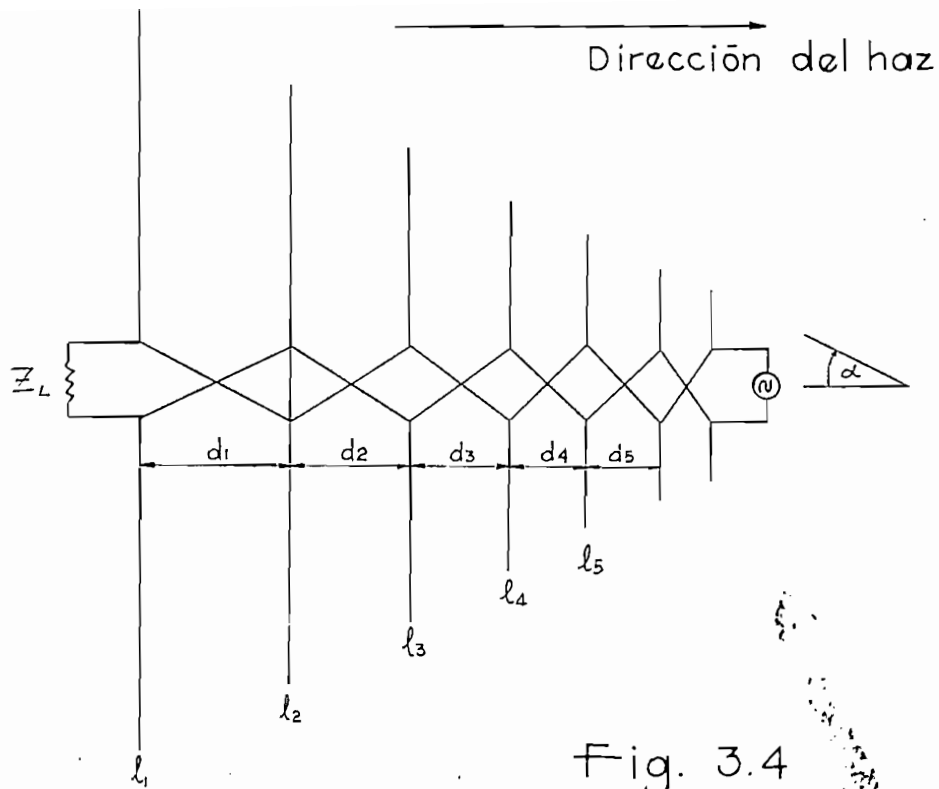


Fig. 3.5

comportamiento característico de la antena se repetirá en dos frecuencias cualesquiera relacionadas por el factor de escala para dos dipolos adyacentes; sin embargo no hay seguridad de que el comportamiento sea igual entre estas dos frecuencias.

El funcionamiento característico tendrá lugar si se escoge un factor de escala apropiado, dependiendo del ancho de banda del dipolo individual en el sistema.

Se puede concluir diciendo que si el factor de escala y el ancho de banda del dipolo están propiamente relacionados, la región activa se mueve lentamente desde un dipolo a otro a medida que la frecuencia cambia y las variaciones del funcionamiento de la antena en un ancho de banda extremadamente grande son muy pequeñas.

OBTENCION DE DIAGRAMAS UNIDIRECCIONALES.- Aunque un movimiento lento de la región activa es muy importante para conseguir independencia de frecuencia, sin embargo existen otras consideraciones de igual conveniencia. El diagrama de radiación de hojas única con una alta relación delante atrás de respuesta requiere una conexión apropiada de los dipolos; considerando nuevamente el caso de transmisión, el generador conectado en los terminales de alimentación envía una señal al alimentador el voltaje en el alimentador a medida que la onda viaja sufre un retraso de fase, es aumentado el cambio de fase entre dipolos sobre el valor obtenido en un alimentador no cargado, este aumento tiene como causa la reactancia capacitiva adicional que los dipolos cortos presentan a lo largo de la línea, así aunque el espaciamiento entre dipolos cortos corresponde a un valor menor que 60° eléctricos el adelanto de fase del voltaje del alimentador es cercano a 90° .

Para determinar el diagrama de radiación del sistema se recurre a la corriente del dipolo. La transposición de los conductores de alimentación entre dipolos adyacentes introduce un adelanto de fase adicional de 180° entre dipolos, desde luego en relación a un alimentador recto. Se

usa la combinación de estos efectos para producir un retraso de fase en las corrientes del dipolo, que va hacia el punto de alimentación antes que desde él. Como resultado la dirección de la máxima radiación (como una antena de transmisión) y máxima respuesta (como antena de recepción) se localiza a lo largo del eje del sistema en la dirección al punto de alimentación. Este fenómeno es a menudo conocido como radiación de retroceso para distinguirlo de la radiación de antenas convencionales.

Se puede ilustrar por medio de fasores la manera como se consigue el defasamiento de retroceso de los dipolos Fig. 3.5. Debido a la transposición de los alimentadores entre dipolos adyacentes, la corriente entre dipolos alternados tiene una fase adelantada (o retardada) de más o menos 180° . Cambiando la dirección de los fasores alternados Fig. 3.5 el aumento de fase de la corriente del dipolo tiene una dirección opuesta a la del voltaje de alimentación. Un rasgo distintivo e importante del defasaje de retroceso es que la radiación está dirigida desde los dipolos de mayor longitud hacia los de menor longitud, dando como resultado una gran relación delante atrás; para preservar esta relación es necesario tener una mínima longitud de alimentador, aproximadamente $1/3$ a $1/2$ de la máxima longitud de onda.

DISEÑO DE LA ANTENA.- Una vez desarrollada la teoría básica de las antenas cuadro y periódica logarítmica formada por dipolos, se puede proceder al diseño de la antena objeto del presente estudio, es decir de la antena periódica-logarítmica compuesta por cuadros.

Es conveniente en primer lugar realizar el diseño de la antena y luego hacer la construcción en tal forma de que se puedan variar fácilmente los parámetros con el fin de conseguir una antena que cumpla a cabalidad con las exigencias usuales de este tipo de trabajo; si bien se podría a base del estudio anterior hacer algunas predicciones, es mejor que en las conclusiones de esta Tesis conste si existe en-

realidad una concordancia entre la teoría y la práctica. Uno de los procedimientos usuales empleados en la investigación de antenas es el de hacer análisis de modelos diseñados para frecuencias mucho mayores que las de trabajo real, esto es, al aumentar la frecuencia se disminuyen las dimensiones físicas de la antena conservando las dimensiones eléctricas que son las importantes, reduciendo así el tamaño de la antena se puede fácilmente trabajar en los laboratorios.

Igualmente se puede disminuir la frecuencia, aumentando de este modo las dimensiones físicas de la antena; en general este procedimiento es poco usual y se lo utiliza en contados casos en los cuales las circunstancias así lo obligan.

Teniendo en cuenta lo anterior y con el fin de conseguir cierta orientación en el diseño se hará uso de un gráfico desarrollado por la Compañía "COLLINS RADIO" Fig. 3.6 y publicado en la revista "ENGINEERING COMPENDIUM H F ANTENNA SELECTION"; aunque haciendo un desarrollo para las frecuencias de trabajo verdaderas.

Se ha visto que en una antena periódica logarítmica se utilizan los siguientes parámetros: β , δ y el ángulo α . Es menester determinar el valor de estos parámetros de acuerdo al objetivo que se persigue.

DETERMINACION DE δ .- De la tabla 1 se puede deducir que las frecuencias centrales de los canales 2, 4 y 6 son 57 69, y 85 Mcs. respectivamente, es decir que las longitudes de onda son 5,26 . 4,35 y 3,54 mts.

Si se hace a los cuadros componentes, resonantes a las frecuencias centrales se asegura la recepción de los respectivos canales, independientemente del funcionamiento general de la antena.

Los lados de las antenas cuadros tienen una longitud igual a $\lambda/4$; por consiguiente las dimensiones por lado serán: 1,31. 1,08 y 0,89 metros, y que están relacionados por un factor igual a 0,82. (valor de β)

$$1,31 \times 0,82 = 1,08$$

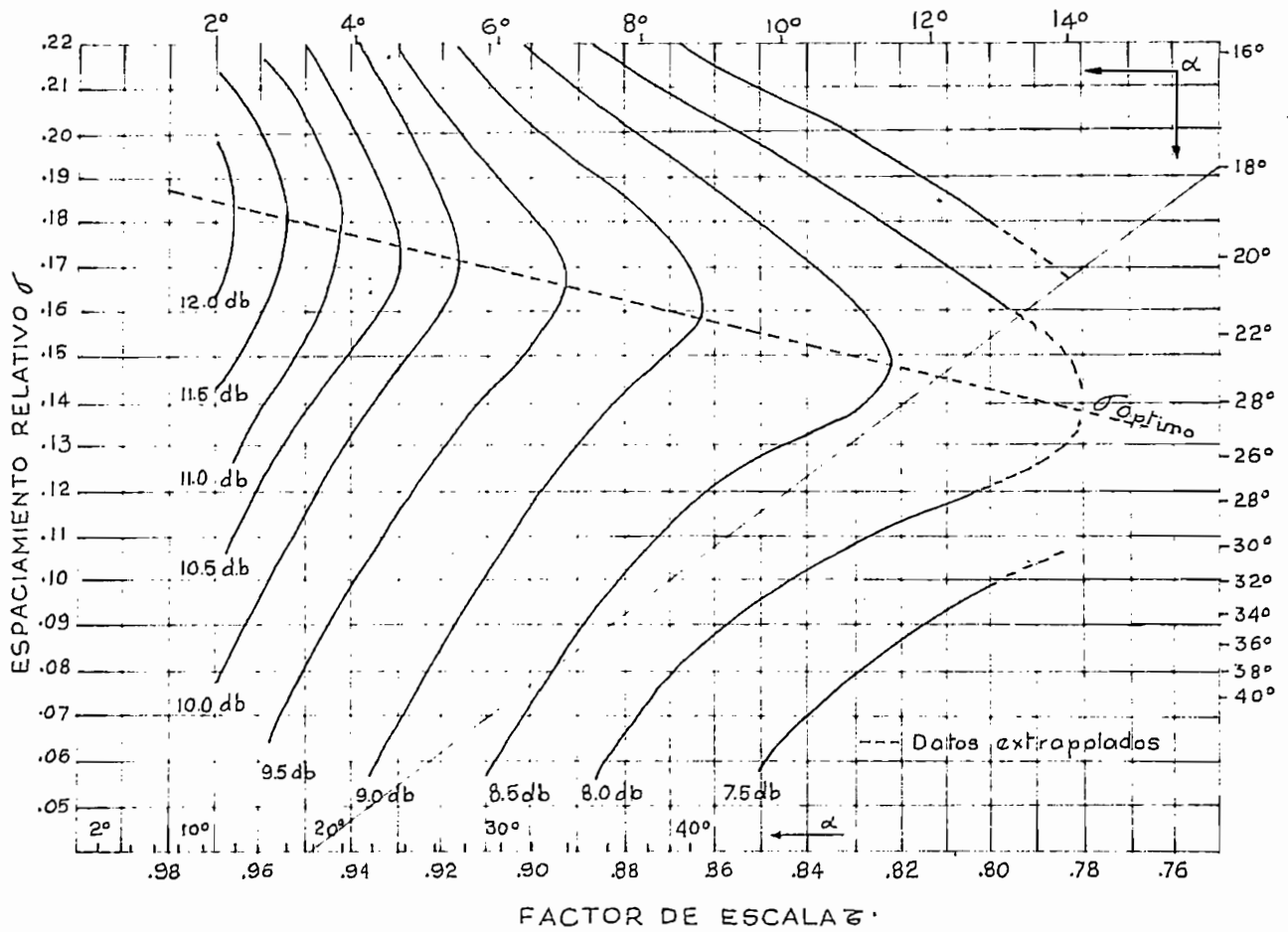


Fig. 3.6

$$1,08 \times 0,82 = 0,88$$

DETERMINACION DE σ .- Una vez que se ha encontrado el valor de δ , se puede continuar determinando el valor de σ con este fin se debe escoger un valor apropiado de α ya que los parámetros están relacionados entre sí y dicha relación se ha encontrado experimentalmente.

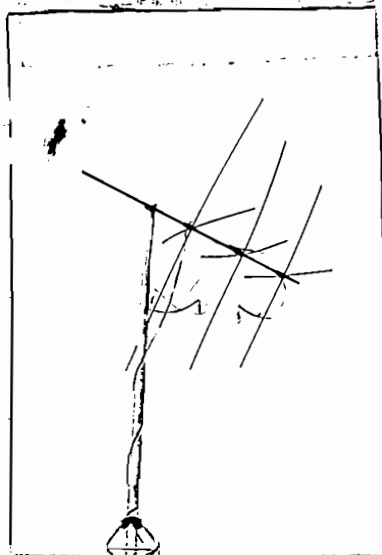
La direccionalidad en un punto del gráfico 3,6 es de aproximadamente 8,5 db, si se escoge un valor de α igual a 18° trazando una recta que una los puntos de α igual 18° (parte inferior y superior derecha), la intersección de esta recta con la de $-0,82$ da un punto en el cual el espaciamiento relativo tiene un valor de $\sigma = 0,138$.

El espaciamiento entre cuadros se puede determinar como sigue:

$$\sigma = \frac{d_n}{2 l_n} = \frac{d_n}{2 \times 1,31} = 0,138 \quad d_n = 2 \times 1,31 \times 0,138 = 36 \text{ cms}$$

$$\sigma = \frac{d_{n-1}}{2 l_{n-1}} = \frac{d_{n-1}}{2 \times 1,08} = 0,138 \quad d_{n-1} = 2 \times 1,08 \times 0,138 = 30 \text{ cms}$$

Datos con los cuales se puede construir la antena y proceder a las mediciones correspondientes.



Cap IV MEDICIONES.-

MEDICION DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA.- Se ha recalcado en el Capítulo I del presente trabajo la necesidad de que entre la antena y el transmisor o receptor haya un acoplamiento perfecto, con el fin de que la potencia reflejada sea mínima y así aprovechar toda la energía disponible. Se ha dicho también que un acoplamiento perfecto se logra cuando la impedancia de entrada de la antena es igual a la impedancia de entrada de la antena es igual a la impedancia característica de la línea o cable coaxial usado entre la antena y el receptor, en este caso.

En general la impedancia característica de los cables utilizados en receptores de televisiones, que necesitan antenas aéreas es de 300 ohmios, es decir que la impedancia de entrada de la antena debe tener este valor, en caso contrario será necesario hacer acoplamientos a base de transformadores con el fin de conseguir un valor lo más aproximado posible.

Puesto que la antena en cuestión está compuesta de tres antenas cuadros, resonantes a las frecuencias centrales de los canales 2, 4 y 6, además están dispuestos en forma periódica logarítmica, es necesaria hacer las mediciones correspondientes para averiguar la impedancia.

Antes de entrar en la técnica de medición utilizada es necesario dar una explicación breve de la forma de funcionamiento del puente de admitancias utilizado, cuyo circuito equivalente está representado en la Fig. 4.1

Por medio del transformador T1 se aplica al puente el voltaje de la fuente, el arrollamiento secundario de este transformador excita una corriente en los elementos de comparación C, R y parte del arrollamiento primario del transformador T2 (El Transformador de corriente que se conecta al detector).

El mismo voltaje excita una corriente a través de la resistencia y capacitancia desconocidas, así como la otra parte-

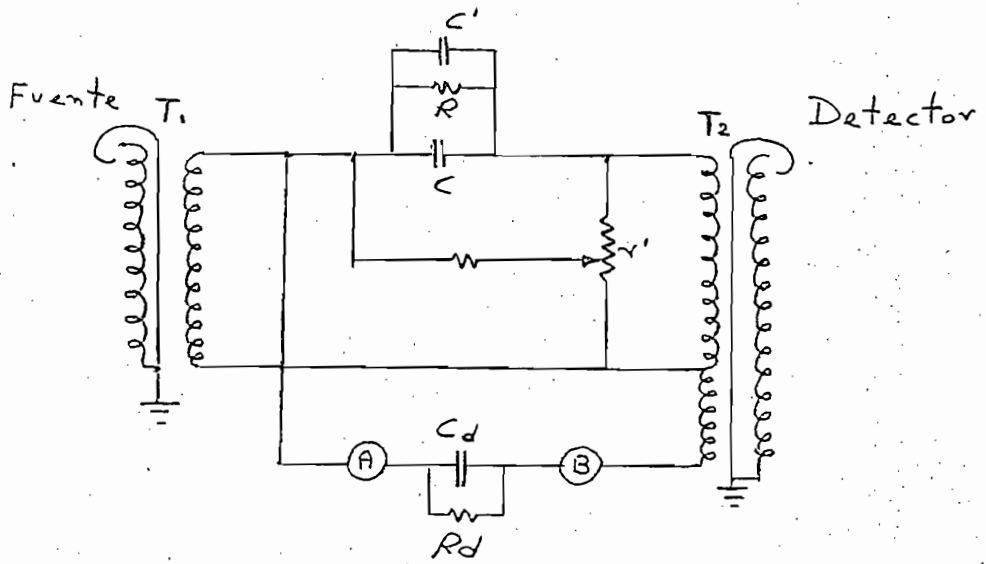


Fig 4.1

del arrollamiento del primario de T2, arrollamiento compuesto de dos partes en oposición en tal forma - de que si los amperios vuelta en cada parte son iguales no habrá flujo concatenado en el arrollamiento secundario y la salida del detector tendrá un valor igual a cero. Bajo estas condiciones el detector está balanceada.

Si las vueltas del arrollamiento del primario de T2 tienen relación fija, las impedancias de referencia y desconocida deben tener la misma relación, siempre y cuando las corrientes a través de ellas produzcan amperios vuelta iguales y opuestos como en el caso de balance.

El componente resistivo de la impedancia desconocida se balancea por medio de la década de resistencia R, los otros balances (C' y r') se utilizan para balancear el puente a cualquier frecuencia, con las perillas principales del puente puestas en cero.

PROCEDIMIENTO UTILIZADO.

- 1.- Se localiza la frecuencia a la cual se desea hacer la medición, en la fuente respectiva del puente.
- 2.- Se sitúan las perillas del puente en cero.
- 3.- Se sintoniza esta frecuencia en el detector.
- 4.- Por medio de los trimmers C y R se balancea el puente.
- 5.- Se conecta la línea, al conectarla el puente se desbalancea.
- 6.- Se cortocircuita la línea en el punto de conexión con la antena.
- 7.- Se encuentra una admitancia que no dé señal en el detector.
- 8.- En la carta de Smith se localiza el punto dado por la admitancia encontrada.
- 9.- Se traza una recta que una el punto anterior con el centro de la carta en tal forma de poder leer

- un valor de longitud de onda.
- 10.-Se quita el cortocircuito y se conecta la antena.
 - 11.-Se encuentra una nueva admitancia en el puente, tal que no de señal en el detector.
 - 12.-En la carta de Smith se localiza este punto, el cual da un radio.
 - 13.-Con este radio se traza una circunferencia cuyo centro sea el d_0 la carta de Smith.
 - 14.-Desde este punto se recorre la distancia en longitudes de onda encontrada en el punto 9º.
 - 15.-Se encuentra el valor de la admitancia correspondiente a la admitancia de la antena.

En esta forma se puede determinar el valor de la impedancia de entrada de la antena, el procedimiento anterior es apropiado, debido a que tan solo interesa conocer la impedancia de la antena y no la del conjunto formado por antena y línea de transmisión (cable de 300 ohms). Los datos obtenidos se los ha recopilado en la siguiente página; C_{cc} y G_{cc} forman la admitancia de cortocircuito Y_{cc} y corresponden al séptimo punto del procedimiento usado, el décimo primer punto permite averiguar el valor de Y_{sist} . formada por C_{sist} . y G_{sist} ., estan asimismo anotadas las frecuencias a las cuales se realizaron las mediciones.

De este modo es fácil calcular la admitancia Y_a de la antena y por tanto la impedancia Z_a .

A manera de ejemplo se puede proceder al cálculo de la impedancia que presenta la antena a 80 MCs; la admitancia Y_{cc} es igual a :

$$Y_{cc} = G_{cc} + jB_{cc}$$

$$\text{siendo } B_{cc} = 2\pi f C_{cc}.$$

reemplazando valores

$$Y_{cc} = (3 + j2,51) 10^{-3}$$

del mismo modo

$$Y_{sist} = G_{sist} + jB_{sist}.$$

IMPEDANCIA DE ENTRADA

Datos obtenidos

	55 MC/S	57 MC/S	60 MC/S	65 MC/S	69 MC/S	75 MC/S	80 MC/S	85 MC/S	
Ccc	-10,0	-5	+1,2	-10	+14	+8	+5	+14	PF
Gcc	1,0	18,0	0,5	2,4	2,2	2,0	3,0	8,4	mmhos
C sist.	-17,2	+1	+2,1	+10	+10	+5	+1	+2	PF
G sist.	8,0	2,0	6,5	5,0	+5,0	4,0	5,0	8,0	mmhos
Ycc	$(1,0 - j 3,45) 10^{-3}$	$(18 - j 1,79) 10^{-3}$	$(0,5 + j 0,492) 10^{-3}$	$(2,4 - j 4,08) 10^{-3}$	$(2,2 + j 6,08) 10^{-3}$	$(2 + j 3,75) 10^{-3}$	$(3 + j 2,51) 10^{-3}$	$(8,4 + j 7,5) 10^{-3}$	
Ycc norm.	$0,3 - j 1,035$	$5,4 - j 0,537$	$0,15 + j 0,1356$	$0,72 - j 1,244$	$0,66 + j 1,624$	$0,6 + j 1,125$	$0,9 + j 0,753$	$2,52 + j 2,25$	
Y sist.	$(80 - j 5,93) 10^{-3}$	$(2 + j 0,358) 10^{-3}$	$(65 + j 7,9) 10^{-3}$	$(5 + j 4,08) 10^{-3}$	$(5 + j 4,34) 10^{-3}$	$(4 + j 2,35) 10^{-3}$	$(5 + j 0,503) 10^{-3}$	$(8,0 + j 1,07) 10^{-3}$	
Y sist. norm.	$2,4 - j 1,779$	$0,6 + j 0,1074$	$1,95 + j 2,377$	$1,5 + j 1,244$	$1,5 + j 1,302$	$1,2 + j 0,705$	$1,5 + j 0,1509$	$2,4 + j 0,321$	
Y/Yo	$0,83 + j 1,31$	$0,6 + j 0,1$	$0,3 - j 0,39$	$0,5 + j 0,6$	$2,8 - j 0,75$	$1,94 - j 0,08$	$1,10 - j 0,48$	$2,25 - j 0,65$	
Z	$\frac{300}{0,83 + j 1,31}$	$\frac{300}{0,6 + j 0,1}$	$\frac{300}{0,3 - j 0,6}$	$\frac{300}{0,5 - j 0,6}$	$\frac{300}{2,8 - j 0,75}$	$\frac{300}{1,94 - j 0,08}$	$\frac{300}{1,10 - j 0,48}$	$\frac{300}{2,25 - j 0,65}$	

$$Y_{sist.} = (5 + j0,503) 10^{-3}$$

Es menester normalizar estos valores de admitancia obtenidos a fin de poder utilizar una carta de Smith normalizada.

Por tanto :

$$Y_{cc \text{ norm.}} = 0,9 + j0,753$$

$$Y_{sist \text{ norm.}} = 1,5 + j0,1509$$

El valor de $Y_{cc \text{ norm.}}$ se representa en la carta de Smith, se traza una recta que vaya desde el centro hasta el punto obtenido y se la prolonga en forma de permitir una lectura de longitud de onda, en el presente caso $0,358 \lambda$ hacia la carga. Restando $0,25 \lambda$ a este valor, se obtiene la distancia que se habrá de recorrer hacia el generador a fin de obtener tan solo la admitancia de la antena, descontando así la influencia del cable de 300 ohms.

Representando $Y_{sist. \text{ norm.}}$ y procediendo en igual forma se obtendrá una lectura en longitudes de onda, en este caso $0,2315 \lambda$ hacia el generador, sumando a este valor el obtenido anteriormente ($0,358 \lambda - 0,25 \lambda$) y con un radio igual a $Y_{sist. \text{ norm.}}$ se averigua el valor de la admitancia de la antena y por tanto su impedancia.

Las figuras 4.2 y 4.3 muestran el proceso seguido, en la primera figura (4.2) se han representado los valores de las admitancias normalizadas, tanto de cortocircuito como del sistema a las distintas frecuencias, se puede observar las longitudes de onda obtenidas, la fig. 4.3 en seña las admitancias de la antena, a iguales frecuencias.

MEDICION DE LOS DIAGRAMAS DE RADIACION.- Una vez que se ha determinado la impedancia de entrada de la antena para las distintas frecuencias de trabajo, es menester efectuar las mediciones correspondientes a fin de conocer la forma de los diagramas de radiación.

Haciendo referencia a lo expuesto en el Cap.I y siguientes acerca de los mencionados diagramas, y recalcando

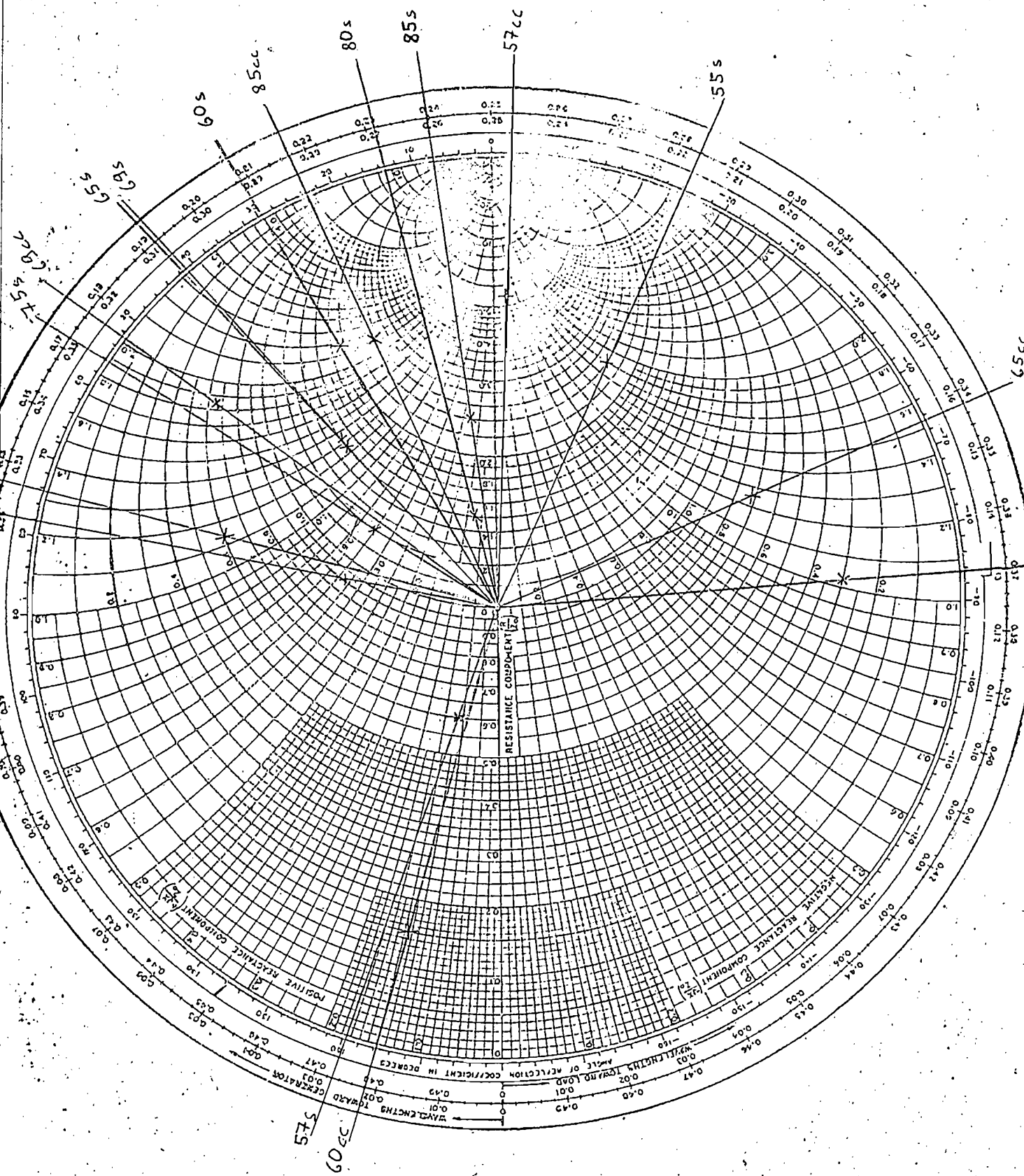


Fig. 4.2

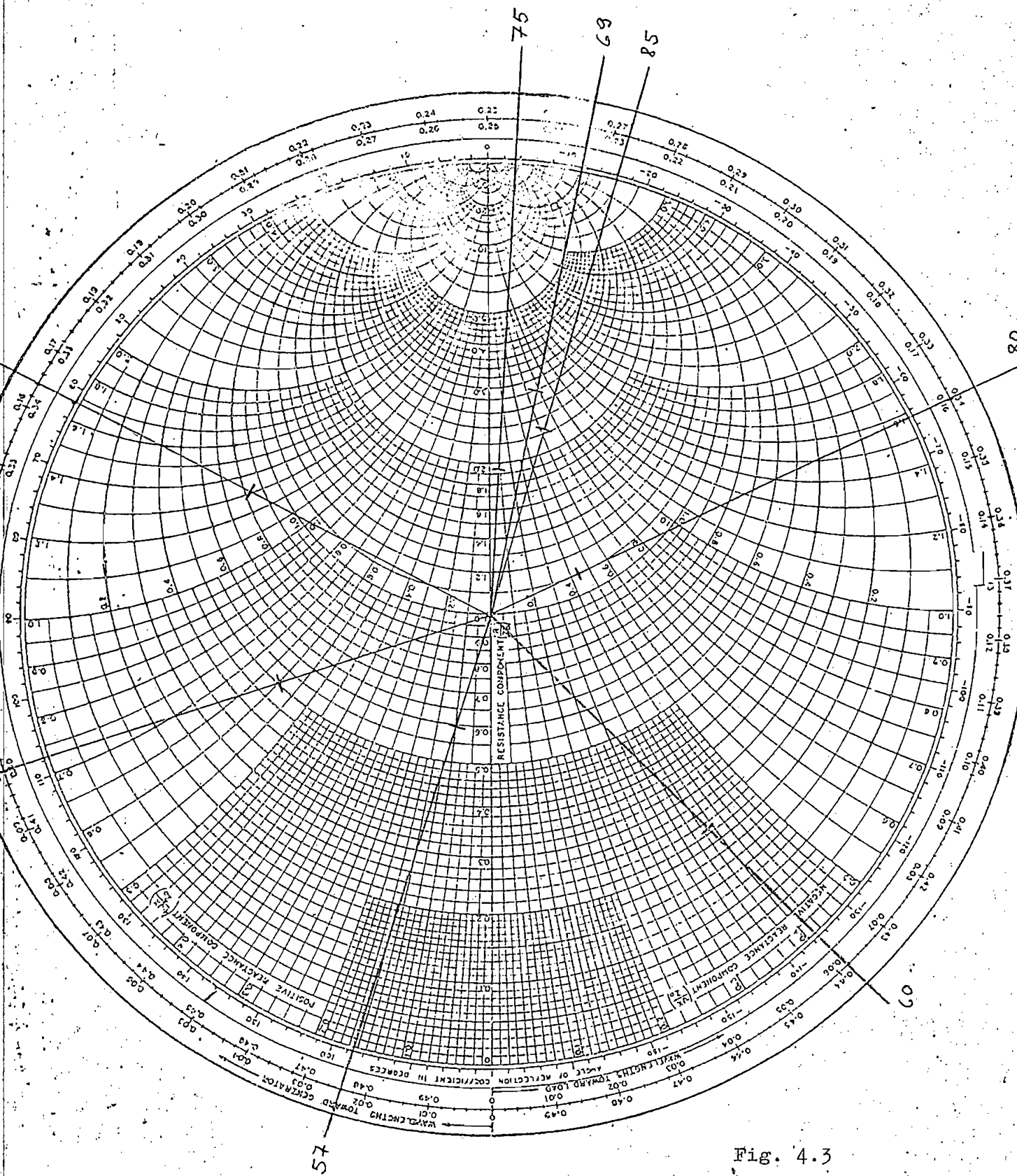


Fig. 4.3

que en el presente trabajo interesa conocer los diagramas horizontales que se encuentren dentro de la clasificación de los de Fraunhofer, se puede explicar brevemente el sistema utilizado, esquematizado en la fig. 4.4, en la cual se observa en primer lugar una parte de transmisión compuesta de un generador, un modulador y una antena dipolo; la parte de recepción formada por la antena objeto del presente estudio y un circuito de detección de la señal proveniente de la parte de transmisión, constan además los elementos asociados a los circuitos, esto es, líneas de transmisión, balún y atenuador.

La radiación de una antena, y consecuentemente su diagrama, es función de la dirección, es menester por tanto girar una de las antenas del sistema (Fig. 4.5); en el presente caso se varió la dirección de la antena de recepción manteniendo la de transmisión fija, en forma tal que la señal que llegue a la de recepción pueda ser considerada como una onda plana; la altura a la cual se situaron las antenas es la misma, las mediciones se efectuaron en momentos en los cuales las interferencias causadas por señales comprendidas en las frecuencias de trabajo eran mínimas, disminuyendo así la posibilidad de interferencia.

El sistema de transmisión se ha visto, está compuesto de un generador cuyo rango de frecuencias va desde 50 Mcs. hasta 250 Mcs., tiene una exactitud en la calibración de frecuencias de $\pm 1\%$ y da una potencia de salida de por lo menos 120 mW en una carga de 50 Ohms, la señal que origina este generador se puede modular externamente, aumentando así la sensibilidad en la detección a través de un amplificador sintonizado; el modulador tiene una señal de 400 o 1000 c/s, en esta forma cambiando el tono se puede conocer en el lado de recepción si la señal detectada es o no la proveniente del sistema de transmisión usado.

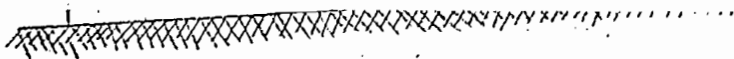


fig. 4.5

El modulador utiliza un circuito Hartley y tiene una fuente de poder propia, no así el generador que necesita de una fuente de alimentación externa.

El sistema de detección está formado por un receptor heterodino, esto es, un oscilador local, un mezclador rectificador y un amplificador de FI (frecuencia intermedia igual a 30 Mcs.) además de un circuito Balún que facilita y permite el uso del sistema de detección que no es balanceado en un sistema balanceado.

El oscilador local tiene iguales características a las del generador usado en transmisión, la frecuencia de este oscilador está 30 Mcs. sobre la del generador a fin de obtener la FI necesaria.

El circuito esquematizado del mezclador rectificador está dibujado en la fig. 4.6; consiste de una línea coaxial corta con una resistencia serie de 250 ohms y de un rectificador de cristal terminado en un filtro pasabajos con una frecuencia central de 40 Mcs. La salida del oscilador local debe ser suficiente para producir una corriente en el cristal de por lo menos 0,2 mA, la resistencia asegura una impedancia razonablemente alta a la señal, el rango de frecuencia de este mezclador rectificador es de 40 a 7000 Mcs.

Al amplificador de FI está compuesto de cuatro etapas de alta ganancia, opera a una frecuencia intermedia de 30 Mcs. con un ancho de banda de 0,7 Mcs. El nivel relativo de la señal se lo indica en un medidor calibrado en decibeles e en escala lineal, uno de los usos, según el fabricante, es el de justamente la determinación de diagramas de radiación y ganancia de antenas. Este amplificador tiene dos fuentes de poder, una para sus propios circuitos y otra para los asociados.

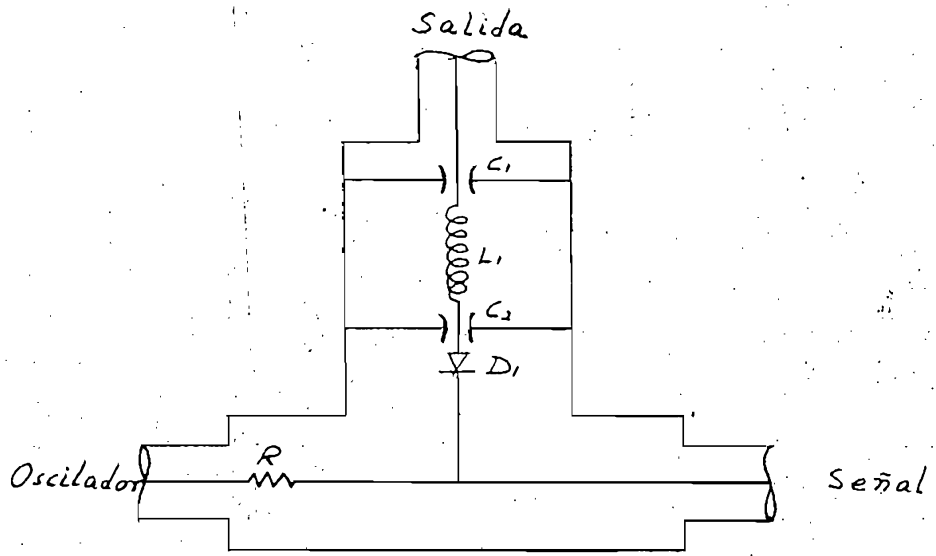


FIG 4.6

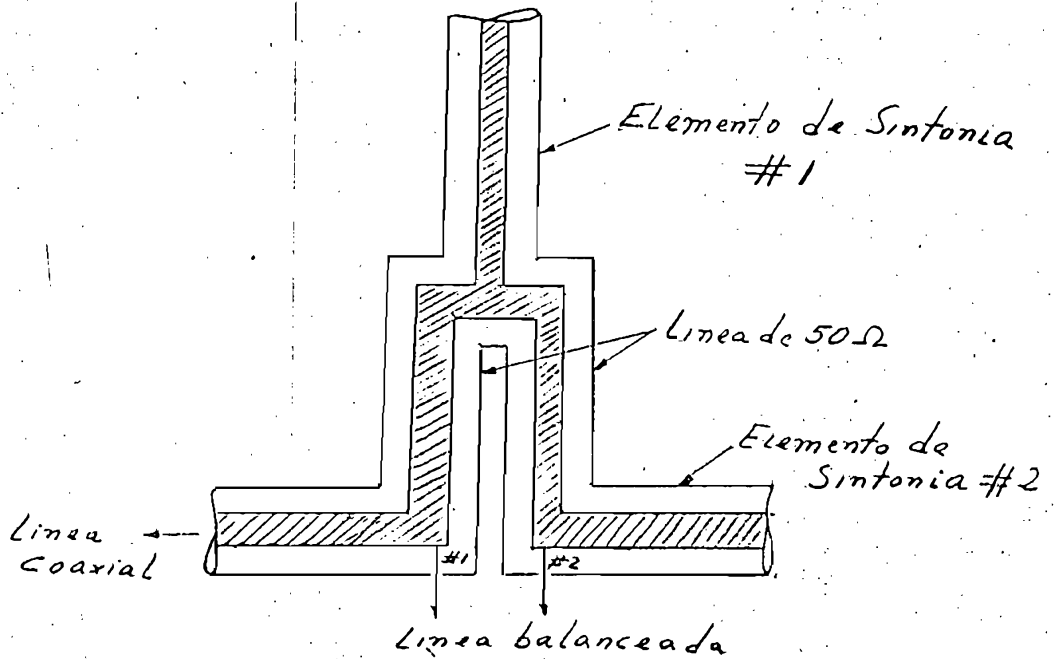


FIG 4.7

El Balún (fig. 4.7) es un transformador coaxial balanceado-desbalanceado utilizado en sistemas de medición con tierra en mediciones de circuitos balanceados a altas frecuencias, la transformación de balance a no balance se obtiene usando una línea coaxial de 50 ohms y dos elementos de sintonía paralelos, en las frecuencias bajas los elementos de sintonía son condensadores variables, el rango de frecuencias de este instrumento va desde 54 Mcs. hasta 1.000Mcs.

A fin de facilitar la conexión del cable de 300 ohms al balún es necesario usar un adaptador, el cual no introduce una discontinuidad apreciable en la línea.

Entre la salida del balún y la entrada del mezclador-rectificador se utiliza un atenuador de 10 db, los valores reales por tanto serán 10 decibeles mayor que los leídos, sin embargo por ser una factor constante no se lo ha tomado en cuenta.

PROCEDIMIENTO UTILIZADO.-

En una frecuencia cualquiera se genera una señal modulada en 1.000 c/s, la cual se detecta en el lado de recepción situando la frecuencia del oscilador local 30 Mcs. sobre la del generador, se asegura una lectura suficiente del nivel de la señal en el medidor del amplificador de FI, variando el atenuador de este equipo, se varía luego la posición de la antena en pasos que cubren un ángulo de $22,5^{\circ}$, hasta girar 360° , anotando los diversos valores leídos se podrá dibujar el diagrama de radiación a la frecuencia seleccionada.

A fin de tener los diagramas de radiación en todo el ancho de banda se han efectuado mediciones a 50, 55, 60, 65, 70, 75, 80, 85 y 90 Mcs.

En un mismo gráfico se han dibujado los diagramas correspondientes a las frecuencias de 55, 60, 65, y 70

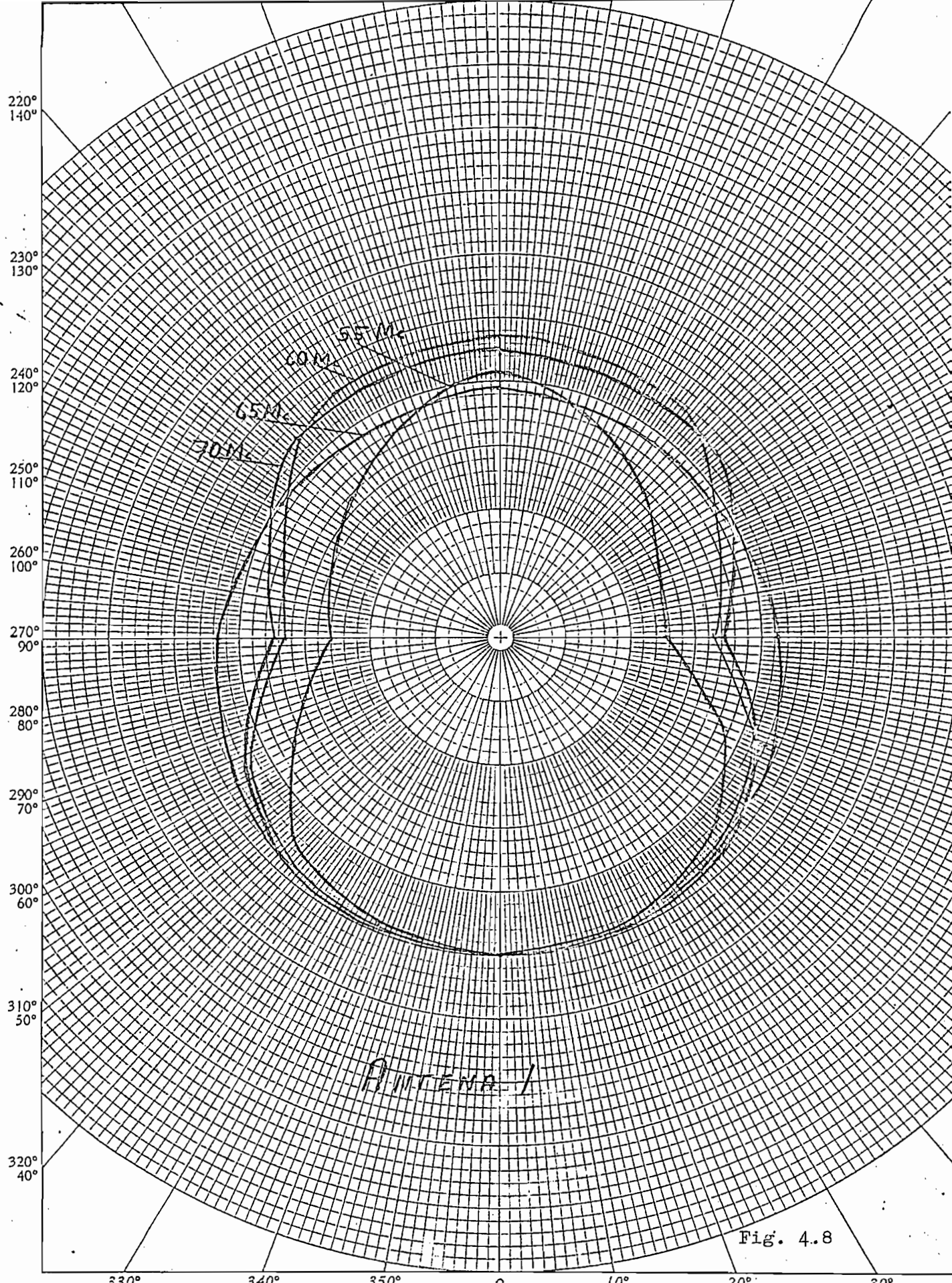


Fig. 4.8

Mcs. (fig. 4.8), en gráficos distintos los correspondientes a las frecuencias de 50, 70, 80 y 90 Mcs.

A esta antena se la denota como Antena 1, a fin de diferenciarla de las otras dos antenas que sirven como elementos de comparación.

Los datos obtenidos se los ha recopilado en la página siguiente; usando al máximo valor de estos datos como la unidad se los ha normalizado, a fin de facilitar la elaboración de los diagramas.

MEDICION DE LA RESPUESTA A LA FRECUENCIA.- Se puede observar en la tabla de la página siguiente en la cual se recopilan los datos necesarios para la representación de los diagramas de radiación, que los valores máximos cambian a medida que se varía la frecuencia, cambios que no interesan en tratándose de diagramas de radiación sin embargo sí interesan en la presente sección en la cual se considera la respuesta a la frecuencia de la antena o sea el cambio en magnitud de la señal que provee la antena al variar la frecuencia, manteniendo constante la intensidad del campo eléctrico en el punto de recepción.

En la práctica esta condición de invariabilidad es difícil de conseguir debido a la existencia de factores que no pueden ser controlados debidamente, a los sumo se los disminuirá mas no se los eliminará, por esta razón las mediciones de esta clase carecen hasta cierto punto de exactitud, sin embargo sí dan una idea del funcionamiento de la antena.

Utilizando el mismo sistema expuesto en la fig. 4.4 se puede proceder a la medición de la respuesta a la frecuencia de la antena. La posición de esta es tal que la lectura en el indicador del nivel de la señal sea máxima.

DIAGRAMAS DE RADIACION

DATOS OBTENIDOS

	50 Mc/s	55 Mc/s	60 Mc/s	65 Mc/s	70 Mc/s	75 Mc/s	80 Mc/s	85 Mc/s	90 Mc/s
0°	46.2 db	48.1 db	59.2 db	61.2 db	66.8 db	67.0 db	68.1 db	65.0 db	61.5 db
22.5°	44.8 "	46.4 "	59.0 "	60.5 "	66.0 "	65.5 "	67.5 "	63.8 "	61.0 "
45.0°	42.5 "	43.1 "	55.5 "	58.3 "	64.0 "	62.1 "	64.0 "	61.9 "	58.0 "
67.5°	39.1 "	36.3 "	51.1 "	55.7 "	59.4 "	57.0 "	60.1 "	57.0 "	52.0 "
90.0°	37.2 "	25.0 "	39.0 "	52.2 "	46.0 "	46.3 "	47.0 "	42.1 "	40.0 "
135.0°	36.3 "	30.1 "	52.0 "	47.0 "	58.4 "	56.5 "	59.6 "	56.0 "	53.0 "
180.0°	42.0 "	39.9 "	56.0 "	47.8 "	60.5 "	59.0 "	63.0 "	60.0 "	59.0 "
225.0°	36.3 "	30.1 "	52.0 "	47.0 "	58.4 "	56.5 "	59.6 "	56.0 "	53.0 "
270.0°	37.2 "	25.0 "	39.0 "	52.2 "	46.0 "	46.3 "	47.0 "	42.1 "	40.0 "
292.5°	39.1 "	36.3 "	51.1 "	55.7 "	59.4 "	57.0 "	60.1 "	57.1 "	52.0 "
315.0°	42.4 "	43.1 "	55.5 "	58.3 "	64.0 "	62.1 "	64.0 "	61.9 "	58.0 "
337.5°	44.8 "	46.4 "	59.0 "	60.5 "	66.0 "	65.5 "	67.5 "	63.8 "	61.0 "
360.0°	46.2 "	48.1 "	59.2 "	61.2 "	66.8 "	67.0 "	68.1 "	65.0 "	61.5 "

ANTENA 1

Antena periódica logarítmica
compuesta de cuadros.-

DIAGRAMAS DE RADIACION

NORMALIZACION DE LOS DATOS OBTENIDOS

	50 Mc/s	55 Mc/s	60 Mc/s	65 Mc/s	70 Mc/s	75 Mc/s	80 Mc/s	85 Mc/s	90 Mc/s
0°	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000
22.5°	0.970	0.965	0.993	0.988	0.990	0.980	0.990	0.980	0.992
45.0°	0.920	0.900	0.938	0.952	0.960	0.928	0.940	0.950	0.942
67.5°	0.850	0.757	0.865	0.910	0.880	0.850	0.882	0.880	0.848
90.0°	0.805	0.520	0.660	0.853	0.690	0.690	0.690	0.650	0.620
135.0°	0.788	0.628	0.878	0.770	0.878	0.842	0.873	0.860	0.862
180.0°	0.910	0.830	0.943	0.780	0.882	0.882	0.923	0.922	0.960
225.0°	0.788	0.628	0.878	0.770	0.878	0.842	0.873	0.860	0.862
270.0°	0.805	0.520	0.660	0.853	0.690	0.690	0.690	0.650	0.620
292.5°	0.850	0.757	0.865	0.910	0.880	0.850	0.882	0.880	0.848
315.0°	0.920	0.900	0.938	0.952	0.960	0.928	0.940	0.950	0.942
337.5°	0.970	0.965	0.993	0.988	0.990	0.980	0.990	0.980	0.992
360.0°	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000

ANTENA 1

Antena Periódica Logaritmica
compuesta de cuadros.-

Los datos obtenidos son los siguientes:

Frecuencia	Nivel de la señal
50 Mcs	46,4 db.
55 "	48,1 "
60 "	59,2 "
65 "	60,9 "
70 "	66,0 "
75 "	67,3 "
80 "	68,6 "
85 "	65,8 "
90 "	61,5 "

Representados graficamente en la fig. 4.9

MEDICION DE LA GANANCIA DE LA ANTENA. - Sustituyendo la antena periódica logarítmica compuesta por cuadros por un dipolo cerrado se puede averiguar la ganancia de la primera antena con respecto a la segunda, lo cual es la realización práctica de lo expuesto en el Cap. I en el cual se define la ganancia con respecto a un radiador i sotrópico y luego con respecto a un dipolo; teniendo en cuenta que un dipolo cerrado tiene características similares a las de un dipolo normal, en cuanto a diagramas de radiación se refiere.

El circuito usado es similar al de la fig. 4.4, la frecuencia de resonancia del dipolo es de 75 Mcs y por tanto es la frecuencia de trabajo, se procede en forma de tener la máxima señal en el indicador.

La diferencia de lecturas en este medidor de señal da la ganancia relativa.

Los datos obtenidos son a saber:

Antena logarítmica compuesta por cuadros 67,3 db.

Dipolo Cerrado ----- 46,0 db.

consecuentemente la ganancia del nuevo modelo será la diferencia entre 67,3 db y 46,0 db esto es 11,3 db.

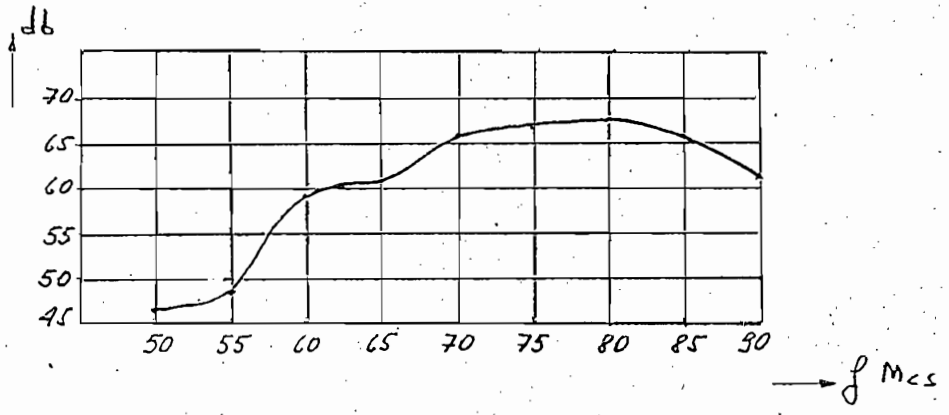


Fig 4.9

MEDICIONES DE OTRAS ANTENAS.- Las mediciones efectuadas con la antena periódica logarítmica compuesta por cuadros se han repetido con dos modelos de antenas distintos, el uno es una antena periódica logarítmica formada por dipolos (Antena 2) y el otro es una formada por dipolos en forma de V (Antena 3), con el fin de comparar el nuevo modelo de antena con otros modelos que pueden ser adquiridos en el mercado; al realizar las mediciones en condiciones semejantes se puede obtener un criterio cierto que permitirá decir si el nuevo modelo sirve o no para el trabajo asignado. Al haberse utilizado iguales procedimientos de medición tan solo es necesario dar a conocer los datos obtenidos a base de los cuales se han dibujado los gráficos.

Los datos necesarios para la representación de los diagramas de radiación de las antenas se han recopilado en las páginas siguientes; las figuras 4.10 y 4.11 son los diagramas de radiación de las antenas periódica logarítmica compuesta por dipolos y dipolos en V, es decir Antena 2 y Antena 3 respectivamente.

Los datos necesarios para la obtención de la respuesta a frecuencia son los siguientes:

Frecuencia	Antena 2 N. de señal	Antena 3 N. de señal
50 Mcs	48.6 db.	38.4 db.
55 "	54.0 "	49.6 "
60 "	56.6 "	54.4 "
65 "	61.3 "	58.8 "
70 "	62.5 "	60.0 "
75 "	63.8 "	64.3 "
80 "	69.6 "	65.4 "
85 "	67.6 "	64.2 "
90 "	66.6 "	65.4 "

DIAGRAMAS DE RADIACION

DATOS OBTENIDOS

Y

	50 Mc/s	55 Mc/s	60 Mc/s	65 Mc/s	70 Mc/s	75 Mc/s	80 Mc/s	85 Mc/s	90 Mc/s
0°	48.4 db	52.5 db	56.6 db	62.0 db	61.0 db	67.6 db	68.8 db	67.0 db	66.4 db
22.5°	48.2 "	52.0 "	56.3 "	61.5 "	60.5 "	67.2 "	68.5 "	66.4 "	66.0 "
45.0°	46.4 "	49.6 "	53.5 "	58.5 "	57.4 "	63.0 "	64.5 "	63.0 "	62.5 "
67.5°	42.0 "	44.4 "	48.4 "	52.0 "	50.0 "	54.0 "	58.0 "	54.0 "	56.4 "
90.0°	35.4 "	37.0 "	40.5 "	38.0 "	29.0 "	38.0 "	52.0 "	40.0 "	43.0 "
112.5°	30.0 "	34.8 "	36.0 "	42.0 "	43.0 "	52.0 "	54.0 "	52.0 "	50.0 "
135.0°	39.0 "	42.0 "	43.5 "	47.0 "	47.0 "	54.0 "	56.0 "	54.0 "	53.5 "
157.5°	42.5 "	47.0 "	46.2 "	47.4 "	45.0 "	53.0 "	56.6 "	55.0 "	54.4 "
180.0°	44.0 "	48.4 "	46.8 "	47.8 "	44.0 "	51.0 "	56.8 "	56.0 "	56.0 "
202.5°	42.5 "	47.0 "	46.2 "	47.4 "	45.0 "	53.0 "	56.6 "	55.0 "	54.4 "
225.0°	39.0 "	42.0 "	43.5 "	47.0 "	47.0 "	54.0 "	56.0 "	54.0 "	53.5 "
247.5°	30.0 "	34.8 "	36.0 "	42.0 "	43.0 "	52.0 "	54.0 "	52.0 "	50.0 "
270.0°	35.4 "	37.0 "	40.5 "	38.0 "	29.0 "	38.0 "	52.0 "	40.0 "	43.0 "
292.5°	42.0 "	44.4 "	48.4 "	52.0 "	50.0 "	54.0 "	58.0 "	54.0 "	56.4 "
315.0°	46.4 "	49.6 "	53.5 "	58.5 "	57.4 "	63.0 "	64.5 "	63.0 "	62.5 "
337.5°	48.2 "	52.0 "	56.3 "	61.5 "	60.5 "	67.2 "	68.5 "	66.4 "	66.0 "
360.0°	48.4 "	52.5 "	56.6 "	62.0 "	61.0 "	67.6 "	68.8 "	67.0 "	66.4 "

DIAGRAMAS DE RADIACION
NORMALIZACION DE LOS DATOS OBTENIDOS

	50 Mc/s	55 Mc/s	60 Mc/s	65 Mc/s	70 Mc/s	75 Mc/s	80 Mc/s	85 Mc/s	90 Mc/s
0°	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000
22.5°	0.968	0.992	0.998	0.992	0.992	0.996	0.997	0.992	0.992
45.0°	0.960	0.946	0.946	0.942	0.946	0.932	0.938	0.941	0.940
67.5°	0.870	0.846	0.858	0.840	0.820	0.800	0.843	0.808	0.850
90.0°	0.733	0.705	0.718	0.612	0.475	0.564	0.758	0.598	0.648
112.5°	0.620	0.662	0.638	0.680	0.708	0.770	0.785	0.778	0.752
135.0°	0.810	0.800	0.770	0.760	0.772	0.800	0.814	0.808	0.805
157.5°	0.880	0.895	0.820	0.764	0.740	0.784	0.822	0.822	0.820
180.0°	0.910	0.922	0.830	0.711	0.722	0.756	0.826	0.835	0.842
202.5°	0.880	0.895	0.820	0.764	0.740	0.784	0.822	0.822	0.820
225.0°	0.810	0.800	0.760	0.760	0.772	0.800	0.814	0.808	0.805
247.5°	0.620	0.662	0.638	0.680	0.708	0.770	0.785	0.778	0.752
270.0°	0.733	0.705	0.718	0.612	0.475	0.564	0.758	0.598	0.648
292.5°	0.870	0.846	0.858	0.840	0.820	0.800	0.843	0.808	0.850
315.0°	0.960	0.946	0.946	0.942	0.946	0.932	0.938	0.941	0.940
337.5°	0.998	0.992	0.998	0.992	0.992	0.996	0.997	0.992	0.992
360.0°	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000

DIAGRAMAS DE RADIACION

DATOS OBTENIDOS

	50 Mc/s	55 Mc/s	60 Mc/s	65 Mc/s	70 Mc/s	75 Mc/s	80 Mc/s	85 Mc/s	90 Mc/s
0°	41.5 db	47.8 db	51.0 db	55.0 db	54.0 db	54.4 db	54.4 db	57.4 db	60.0 db
22.5°	40.0 "	47.2 "	50.5 "	55.0 "	53.0 "	53.5 "	54.2 "	57.0 "	60.3 "
45.0°	33.0 "	43.0 "	48.0 "	53.5 "	52.0 "	55.0 "	56.6 "	55.2 "	58.0 "
67.5°	23.5 "	37.6 "	44.0 "	52.0 "	50.0 "	56.6 "	58.0 "	54.6 "	53.5 "
90.0°	28.0 "	31.5 "	42.5 "	49.0 "	50.0 "	58.6 "	59.0 "	56.0 "	53.5 "
112.5°	24.0 "	38.0 "	46.0 "	48.0 "	54.0 "	60.0 "	60.5 "	58.6 "	58.0 "
135.0°	36.0 "	45.0 "	51.0 "	53.0 "	57.8 "	60.5 "	64.0 "	61.3 "	61.0 "
157.5°	40.0 "	49.6 "	53.5 "	56.0 "	59.8 "	64.8 "	65.6 "	63.3 "	67.6 "
180.0°	41.5 "	60.0 "	53.5 "	57.4 "	60.0 "	65.0 "	66.0 "	64.3 "	65.0 "
202.5°	40.0 "	49.6 "	53.5 "	56.0 "	59.8 "	64.8 "	65.6 "	63.3 "	63.6 "
225.0°	36.0 "	45.0 "	51.0 "	53.0 "	57.8 "	63.5 "	64.0 "	61.3 "	61.0 "
247.5°	24.0 "	38.0 "	46.0 "	48.0 "	54.0 "	60.0 "	60.5 "	58.6 "	58.0 "
270.0°	28.0 "	31.5 "	42.5 "	49.0 "	50.0 "	58.6 "	59.0 "	56.0 "	53.5 "
292.5°	23.5 "	37.6 "	44.0 "	52.0 "	50.0 "	56.6 "	58.0 "	54.6 "	53.5 "
315.0°	33.0 "	43.0 "	48.0 "	53.5 "	52.0 "	55.0 "	55.6 "	55.2 "	58.0 "
337.5°	40.0 "	47.2 "	50.5 "	55.0 "	53.0 "	53.5 "	54.2 "	57.0 "	60.3 "
360.0°	41.5 "	47.8 "	51.0 "	55.0 "	54.0 "	54.4 "	54.4 "	57.4 "	60.0 "

DIAGRAMAS DE RADIACION
NORMALIZACION DE LOS DATOS OBTENIDOS

	50 Mc/s	55 Mc/s	60 Mc/s	65 Mc/s	70 Mc/s	75 Mc/s	80 Mc/s	85 Mc/s	90 Mc/s
0°	1.000	0.796	0.952	0.959	0.900	0.838	0.825	0.893	0.923
2 2.5°	0.962	0.788	0.944	0.959	0.883	0.823	0.810	0.888	0.930
45.0°	0.793	0.716	0.900	0.931	0.867	0.850	0.856	0.860	0.892
67.5°	0.567	0.628	0.823	0.906	0.833	0.870	0.880	0.850	0.822
90.0°	0.676	0.523	0.792	0.853	0.833	0.900	0.896	0.970	0.822
112.5°	0.578	0.632	0.860	0.836	0.900	0.925	0.918	0.911	0.892
135.0°	0.868	0.750	0.952	0.922	0.962	0.979	0.970	0.953	0.940
157.5°	0.962	0.830	1.000	0.975	0.996	0.998	0.993	0.986	0.978
180.0°	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000
202.5°	0.962	0.830	1.000	0.975	0.996	0.998	0.993	0.986	0.978
225.0°	0.868	0.750	0.952	0.922	0.962	0.979	0.970	0.953	0.940
247.5°	0.578	0.632	0.860	0.836	0.900	0.925	0.916	0.911	0.892
270.0°	0.676	0.523	0.792	0.853	0.833	0.900	0.896	0.870	0.822
292.5°	0.567	0.628	0.823	0.906	0.833	0.870	0.880	0.850	0.822
315.0°	0.793	0.716	0.900	0.931	0.867	0.850	0.856	0.860	0.892
337.5°	0.962	0.788	0.944	0.959	0.883	0.823	0.810	0.888	0.930
360.0°	1.000	0.796	0.952	0.959	0.900	0.838	0.825	0.893	0.923

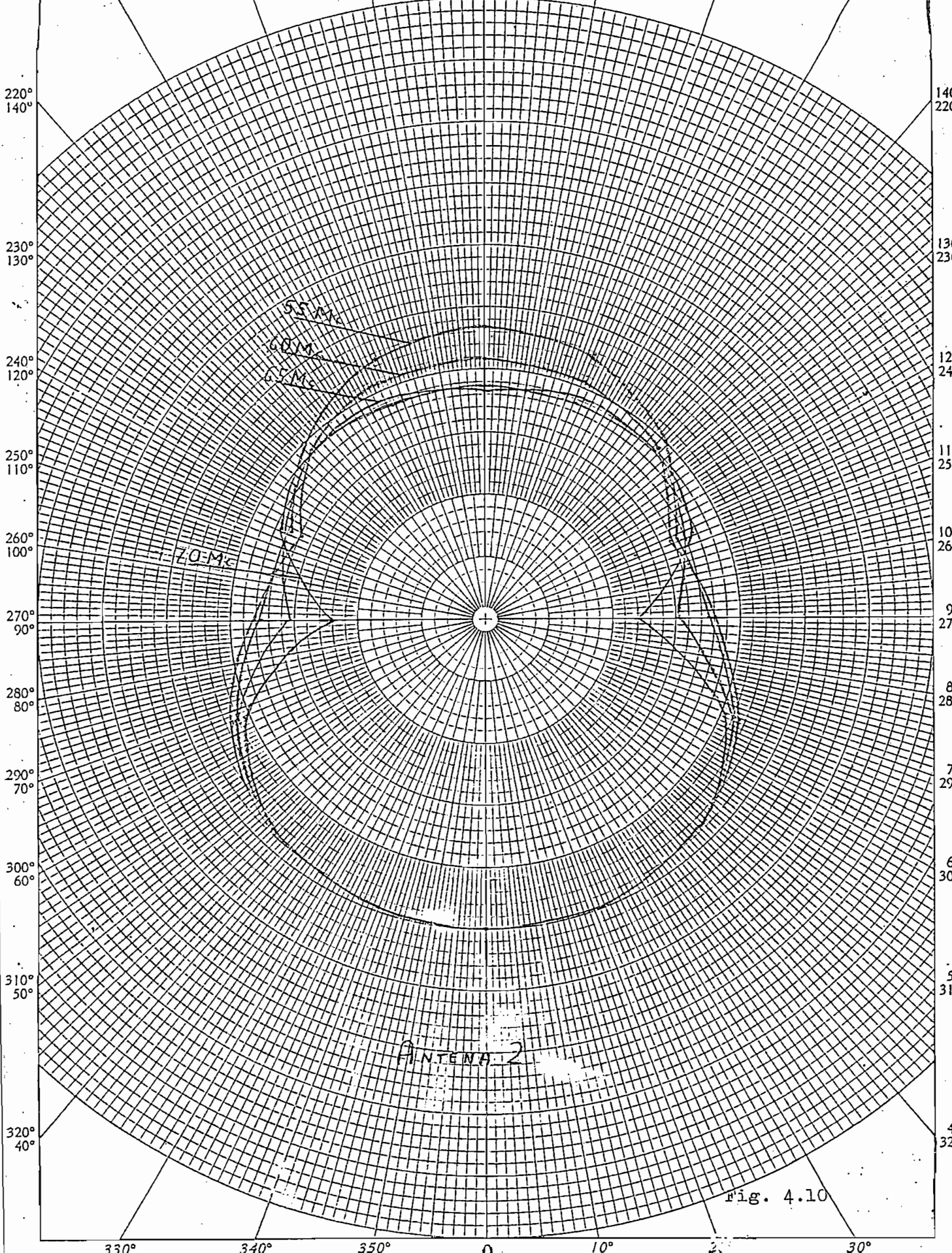


Fig. 4.10

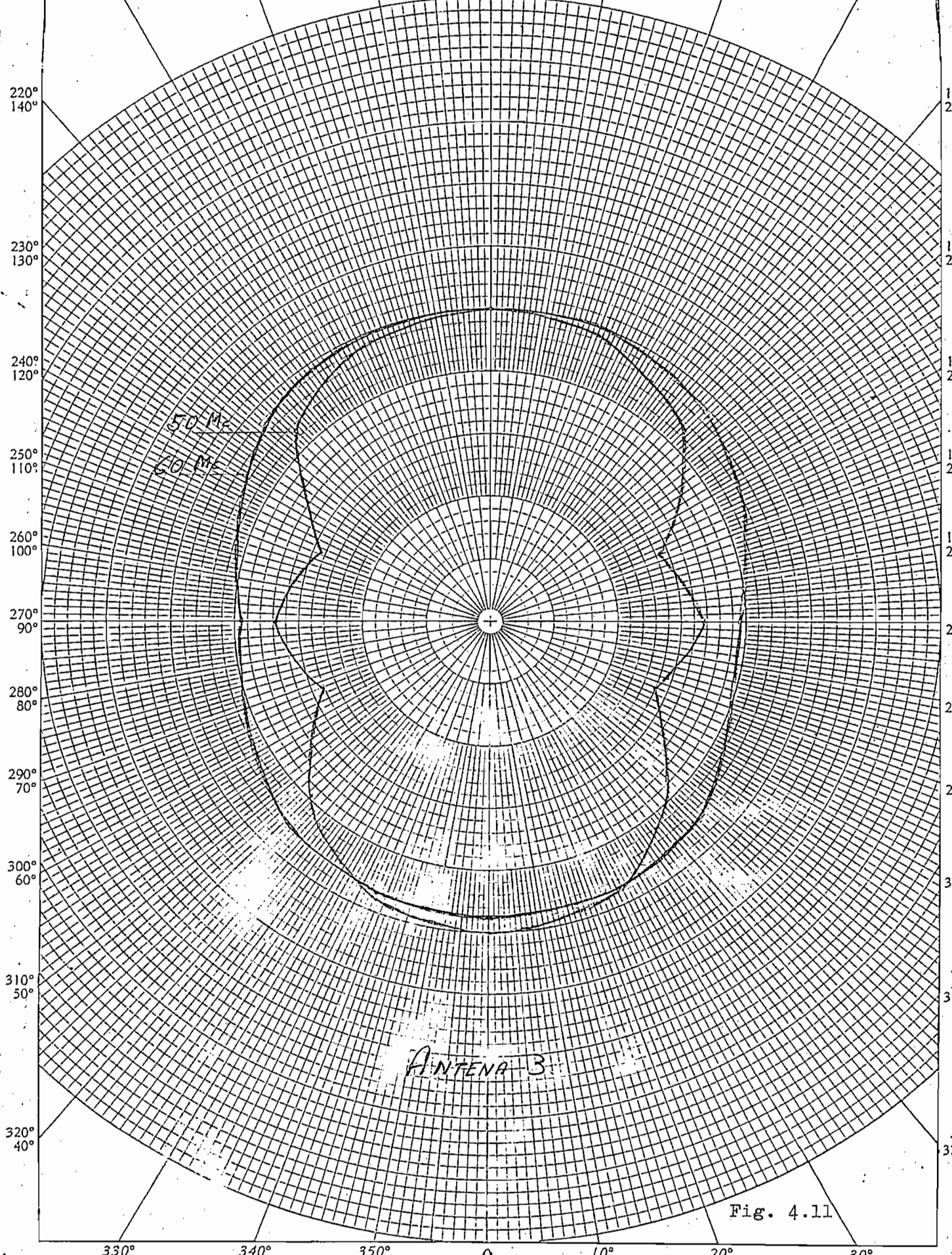


Fig. 4.11

representados en las figuras 4.12 y 4.13.

Asimismo la ganancia de estas antenas se determina con relación al mismo patrón utilizado anteriormente los valores consecuentemente serán las diferencias entre los valores leídos.

Antena periódica logarítmica compuesta por dipolos 68.8 db.

Antena en V 64.3 db.

Ganancia de la Antena 2: $68.8 \text{ db} - 46.0 = 12.8 \text{ db}$.

Ganancia de la Antena 3: $64.3 \text{ db} - 46.0 = 08.3 \text{ db}$.

Para fines de comparación se han representado los diagramas de radiación de las tres antenas juntas en las frecuencias de 50, 70, 80, y 90 Mcs. en las figuras 4.14, 4.15, 4.16 y 4.17 respectivamente, igualmente la respuesta a frecuencia de las tres antenas en la fig. 4.18.

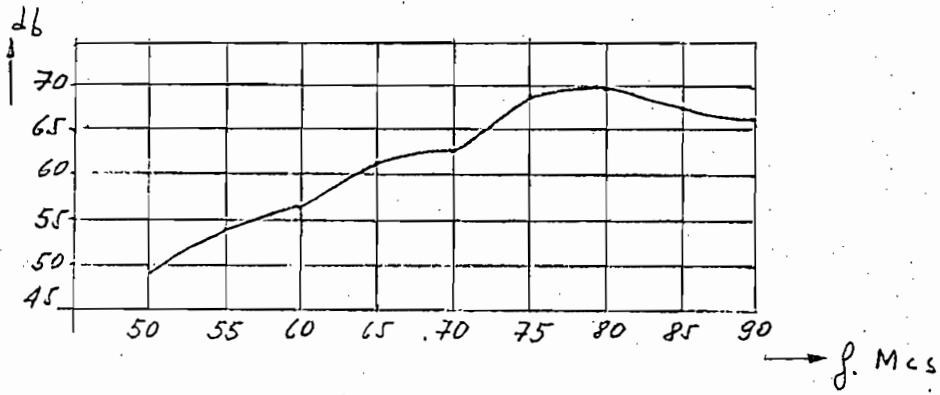


FIG 4.12

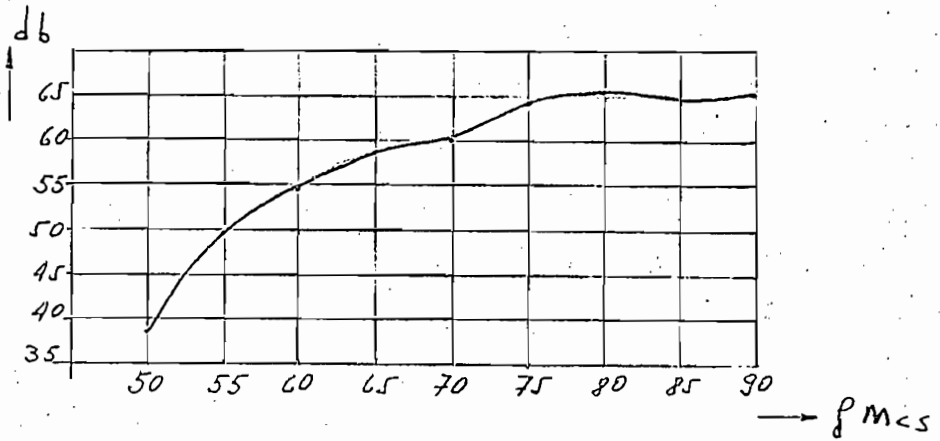
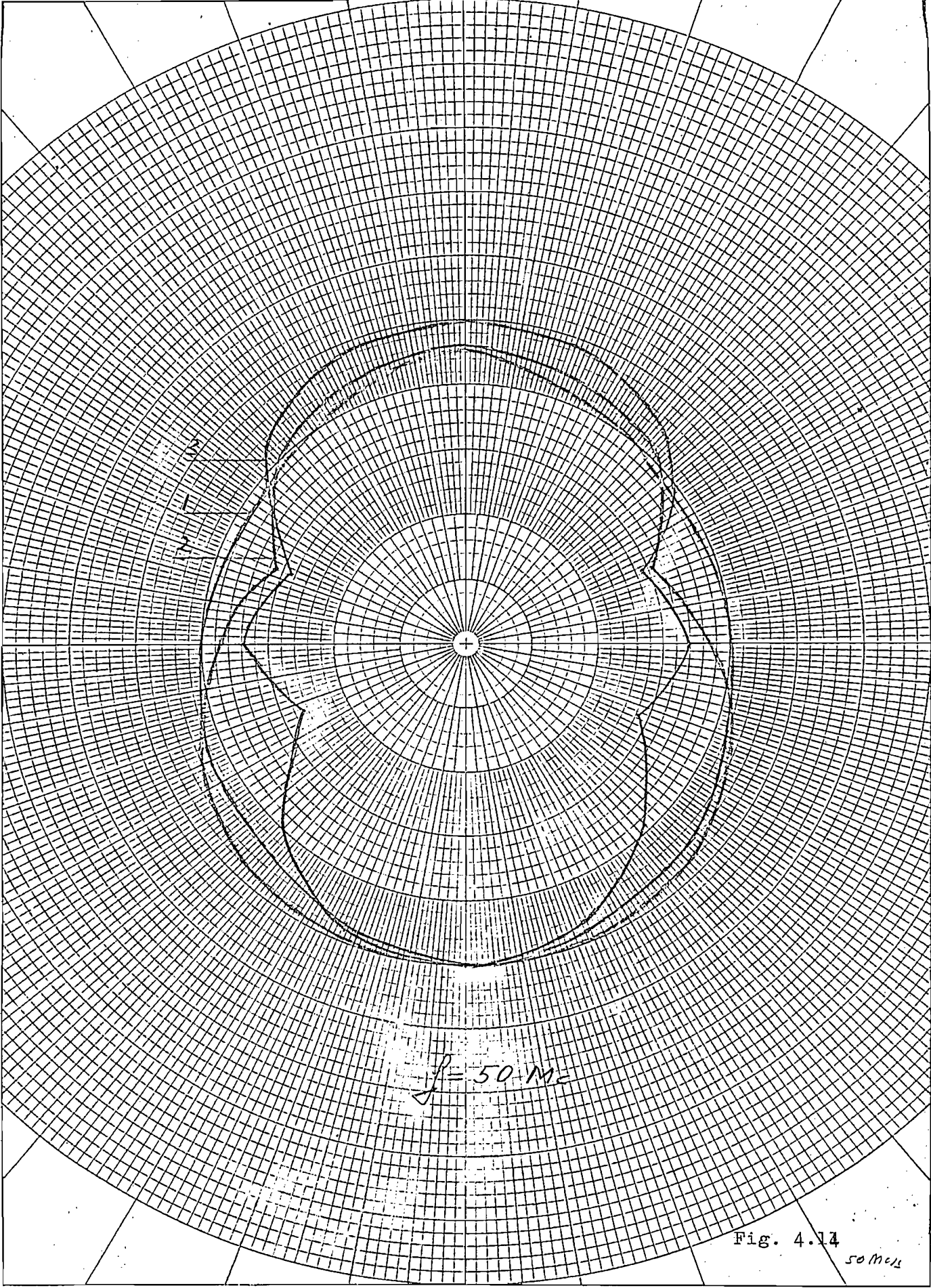


FIG 4.13

220°
140°
230°
130°
240°
120°
250°
110°
260°
100°
270°
90°
280°
80°
290°
70°
300°
60°
310°
50°
320°
40°

14
22
13
23
12
24
11
25
10
26
9
27
8
28
7
29
6
30
5
31
4
32



$f = 50 \text{ Mc}$

Fig. 4.14
50 Mc

220°
140°
230°
130°
240°
120°
250°
110°
260°
100°
270°
90°
280°
80°
290°
70°
300°
60°
310°
50°
320°
40°

14
22
13
23
12
24
11
25
10
26
9
27
8
28
7
29
6
30
5
31
4
32

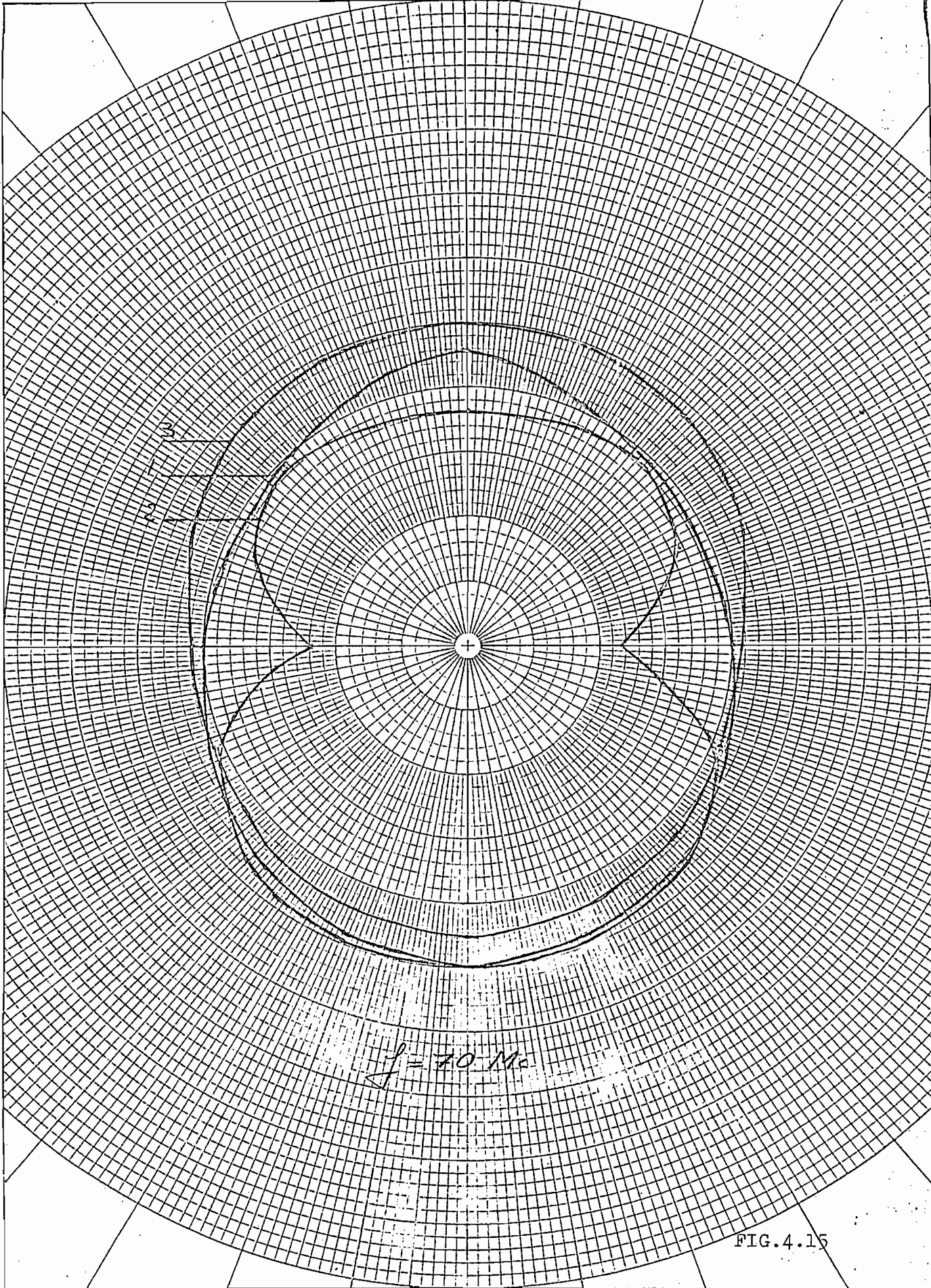
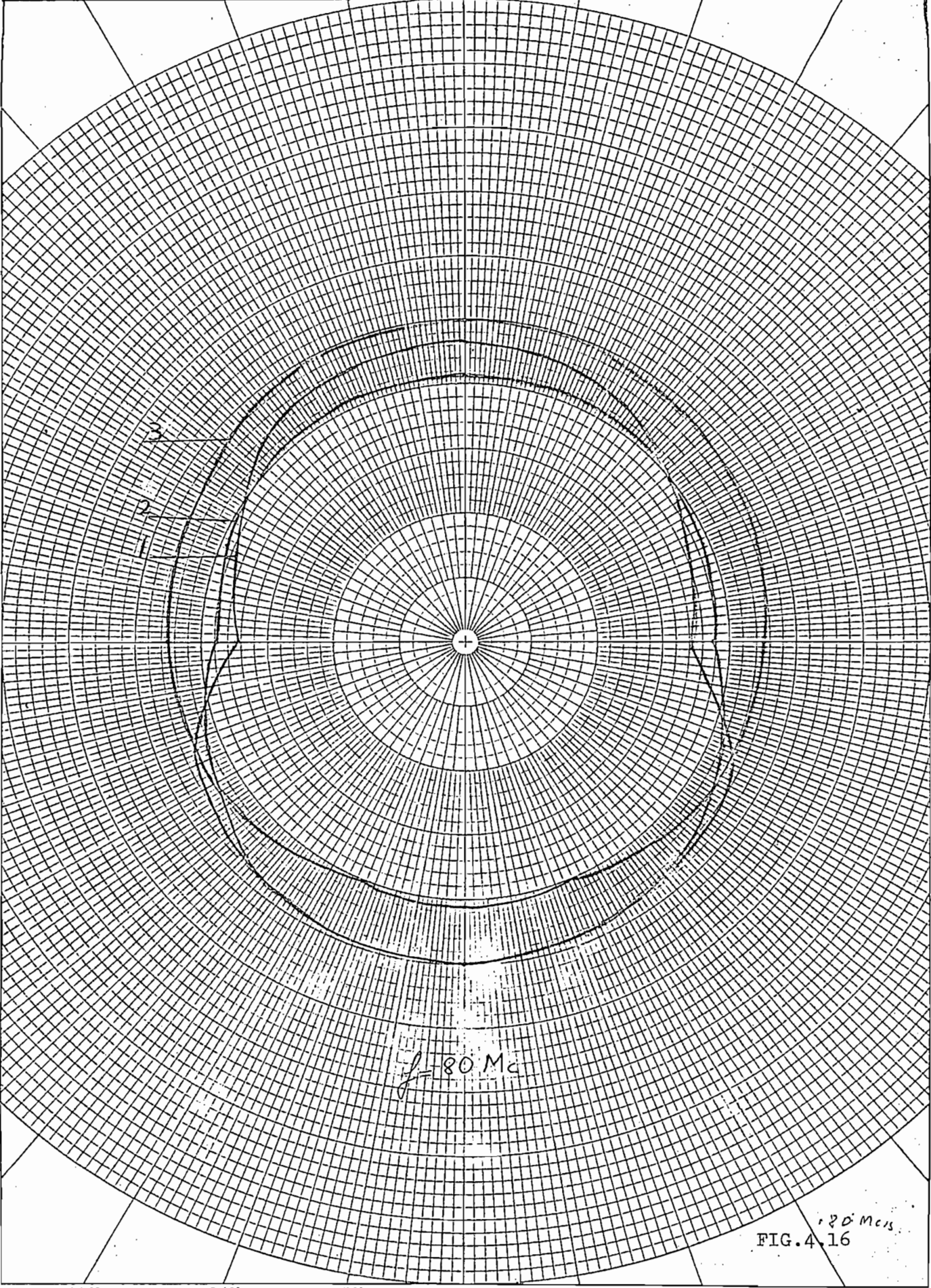


FIG. 4.15

220°
140°
230°
130°
240°
120°
250°
110°
260°
100°
270°
90°
280°
80°
290°
70°
300°
60°
310°
50°
320°
40°



$f = 80 \text{ Mc}$

$f = 80 \text{ Mc}$
FIG. 4.16

220°
140°
230°
130°
240°
120°
250°
110°
260°
100°
270°
90°
280°
80°
290°
70°
300°
60°
310°
50°
320°
40°

14
2
1
2
1
2
1
2
1
2
2
2
3
3
4
3

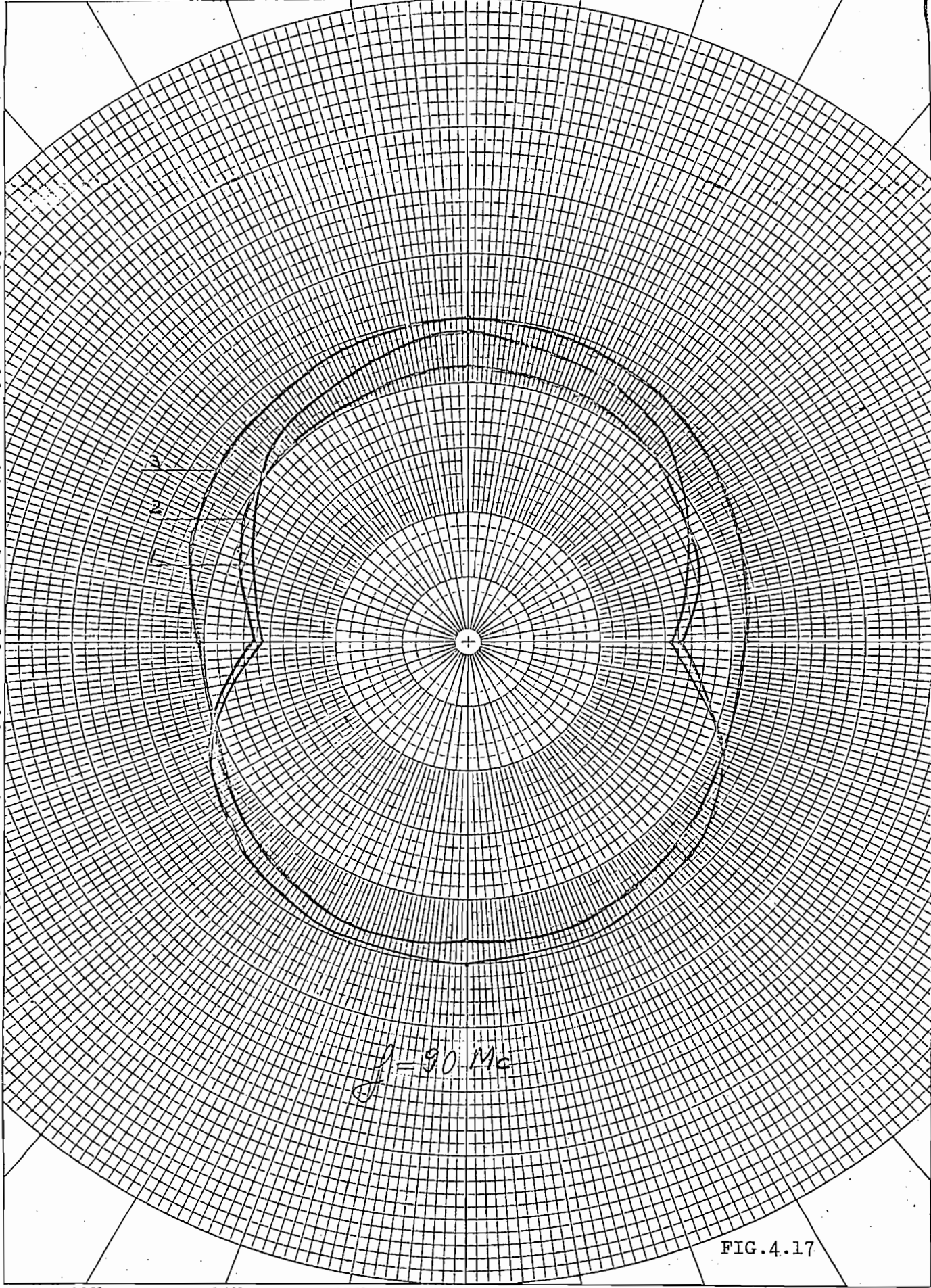


FIG. 4.17

330° 340° 350° 0° 10° 20° 30°

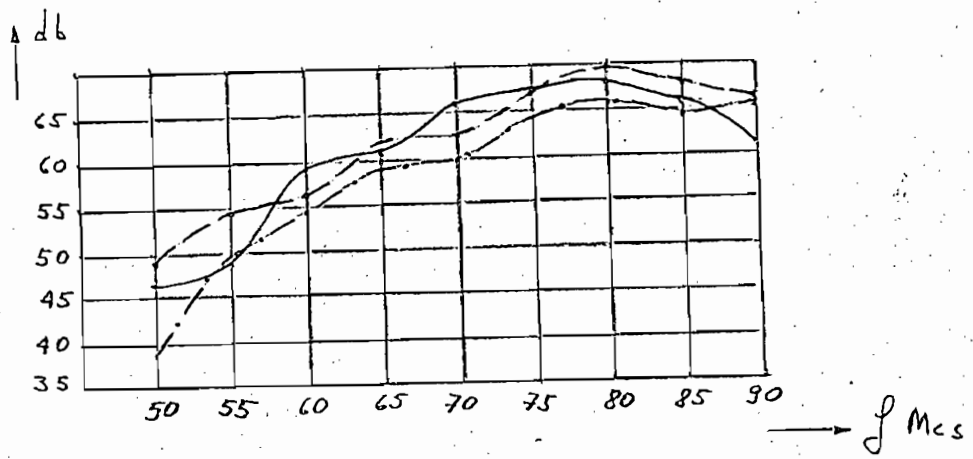


Fig 4.18

— Ant. 1
 - - - " 2
 - · - · " 3

CONCLUSIONES.-

La teoría expuesta en los primeros capítulos y las características de las antenas periódica logarítmica formada por dipolos y en V, obtenidas experimentalmente servirán como base para sacar las conclusiones del trabajo efectuado.

Observando los diagramas de radiación dibujados en las figs. 4.14 a 4.17, es fácil afirmar que el nuevo modelo de antena es apropiado para realizar un buen funcionamiento en el rango de frecuencias muy elevadas, sus características de radiación son similares, en líneas generales, a las de las antenas 2 y 3, esta última presenta lóbulos laterales, a una frecuencia igual a 50 Mcs., lo que no sucede con la antena periódica logarítmica formada por cuadros y a la Antena 2.

Los diagramas de la Fig. 4.8 muestran, por su forma, una completa independencia a los cambios de frecuencia, igual resultado se obtiene observando los diagramas correspondientes a la antena 1 dibujados en las figuras 4.14 a 4.17., esta característica de independencia estaba prevista en la teoría desarrollada.

El nuevo modelo no es unidireccional, esta característica puede ser una desventaja en ciertos casos y en otros no, suponiendo un posible uso de la antena en esta ciudad, los canales 2 y 4 tienen sus antenas colocadas en lugares completamente opuestos, dejando a la ciudad en el sector intermedio, una antena unidireccional recibirá a cualquiera de los dos canales, para recibir al otros será menester cambiar su posición, por medio de un rotor, usando la antena periódica logarítmica será posible recibir los 2

canales indistintamente sin necesidad de efectuar rotación alguna de la antena. Por esta razón el que no sea unidireccional se puede considerar una ventaja en nuestro medio.

Desde el punto de vista económico, un rotor aumenta en mucho el costo del sistema de recepción.

La ganancia de la antena tiene un valor ligeramente menor al medido en la antena 2, pero está sobre el obtenido en la antena 3.

La impedancia de entrada no es completamente resistiva en todas las frecuencias, es mejor a las correspondientes a los canales 4 y 6, los resultados no son satisfactorios; cabe hacer notar que ante esta situación se tuvo que efectuar acoplamientos delta a fin de mejorar la situación.

Analizando la respuesta a la frecuencia de las tres antenas, dibujada en la fig. 4.18 se puede concluir que el nuevo modelo realiza un buen trabajo en este aspecto, en comparación con las otras dos antenas. La forma de las curvas se debe al modo de realización del experimento correspondiente, el dipolo a usarse como antena de transmisión hubiera necesitado construirse en forma tal de poder variar fácilmente sus dimensiones físicas a fin de hacerlo resonante a cada una de las frecuencias usadas, característica que es difícil de conseguir; al emplearse un dipolo cortado para cierta frecuencia fija (aproximadamente 130 Mcs.), la potencia transferida del generador al dipolo, y consecuentemente la intensidad de campo en el lado de recepción, será función de la frecuencia empleada, sin embargo al emplear como referencia a la antena 2, la antena periódica logarítmica formada por dipolos, se corrige prácticamente esta desventaja inevitable en la medición.

Económicamente el nuevo modelo está en gran ventaja con respecto a las antenas 2, 3 y muchos otros modelos, su costo es de apenas 150 sucres, la antena 3 cuesta 250 sucres, la 2-1.000 sucres; se debe tener en cuenta que esta última está diseñada para cubrir un ancho de banda mucho mayor que el correspondiente al rango bajo de las frecuencias muy elevadas. En resumen se puede afirmar que el nuevo modelo de antena es completamente apto para la recepción de los canales 2 al 6 de Televisión.

TABLA I

De acuerdo con la FCC (FEDERAL COMMUNICATIONS) las frecuencias asignadas a la televisión comercial están comprendidas en dos bandas, la alta y la baja en el rango de FME y una banda adicional en el rango de FM. La banda baja va desde 54 Mcs., hasta 88 Mcs., tiene un ancho de banda de 47,8 % con respecto a la frecuencia principal de 71 Mcs. La banda alta va desde 174 hasta 216 Mcs., con un ancho de banda de 21,4 % con respecto a 195 Mcs., la banda en FM cubre un rango de frecuencias comprendido entre 470 y 890 Mcs., con un ancho de banda de 44,9 % con respecto a 647 Mcs.

Frecuencias asignadas a los canales de FME

BANDA	CANAL	FRECUENCIA	PORTADORA		ANCHO DE BANDA
		MCS.	VICHO MCS	AUDIO MCS	% DE FM
FME	2	54-60	55,25	59,75	10,5
Banda	3	63-66	61,25	65,75	9,5
Baja	4	66-72	67,25	71,75	8,7
	5	76-82	77,25	81,75	7,6
	6	82-88	83,25	87,75	7,1
Banda	7	174-180	175,25	179,75	3,39
Alta	8	180-186	181,25	185,75	3,28
	9	186-192	187,25	191,75	3,16
	10	192-198	193,25	197,75	3,08
	11	198-204	199,25	203,75	2,98
	12	204-210	205,25	209,75	2,90
	13	210-216	211,25	215,75	2,82

fm: Frecuencia principal de un canal.

BIBLIOGRAFIA.-

L. Theurel, The Antenna, Londres 1960 publicado por Chapman and Hall.

Sergel A Schelkunoff y Harold T Friis, Antennas theory and Practice, Nueva York 1952, John Willey and sons INC.

George Welch, Wave propagation and Antennas, Princeton, New Jersey, 1958 Publicado por D. Van Nostrand Co. Ind.

D. Sjobbema, Aerials TV and FM receiving aerials, Eindhoven-Holanda 1963, publicado por Philips.

John D. Kraus, Antennas, USA 1950. Mc. GrawHill Book Co. Inc.

Henry Jasik, Antenna Engineering Handbook First Edition USA 1961. Mc. Graw Hill Book Co. Inc.

A. Martin. Technical Television. USA 1962.

William I Orr, The Radio Handbook Sixteenth Edition New Augusta, Indiana 1962.

Landee, Davis and Albrecht, Electronics Designers' Handbook. USA 1957.

H.H. Skilling, Electric transmission Lines USA 1951.

R.C. Fenwick, Engineering Compendium H F Antenna Selection, Sección 4-8, 4-10 Enero 20 de 1964, Collins Radio Co.

Electronics World, Febrero 1966, Pag. 48 y siguientes.