



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

## **CURSOS INSTITUCIONALES**

### **DIPLOMADO EN DISEÑO Y ADAPTACIÓN DE ANTENAS**

**MOD. IV. ANTENAS Y PROPAGACIÓN  
ANTENAS LINEALES**

**DEL 19 MAYO AL 03 DE JUNIO DEL 2003**

### ***ANEXOS PRIMERA PARTE***

CI - 074

**Instructores: Ing. Alejandro Manríquez  
Ing. Edita Celia Hernández Álvarez  
SECRETARÍA DE MARINA  
MAYO/JUNIO DEL 2003**

1942

U.S. DEPARTMENT OF THE INTERIOR  
BUREAU OF LAND MANAGEMENT  
WASHINGTON, D.C.

1942





**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

**FACULTAD DE INGENIERÍA  
DEPARTAMENTO DE TELECOMUNICACIONES**

**TEMA III  
ANTENAS LINEALES**

Ing. Alejandro Manríquez  
Ciudad Universitaria, 27 de Mayo de 2003.

## II.1 ECUACIONES DE MAXWELL

Las ecuaciones de Maxwell son la base de la teoría electromagnética que se componen de dos ecuaciones de rotacional y dos de divergencia. Al combinar estas cuatro ecuaciones se generan ecuaciones de onda que predicen la existencia de ondas electromagnéticas que se propagan a la velocidad de la luz. Las ondas son la esencia de la acción electromagnética a distancia ya que pueden transportar energía e información.

### Ley de Faraday

Una de las ecuaciones de Maxwell es conocida también como la ley de Faraday de la inducción electromagnética.

En 1831 Michael Faraday llevo a cabo uno de los mayores avances en la teoría electromagnética al descubrir experimentalmente que se inducía una corriente en una espira conductora cuando cambiaba el flujo magnético que atravesaba la espira. La relación cuantitativa entre la fuerza electromotriz inducida y la razón de cambio de flujo ligado, basada en observaciones experimentales, se conoce como ley de Faraday. Es una ley experimental que puede considerarse un postulado y se expresa de la siguiente manera:

$$\nabla \times \mathbf{E} = - \partial \mathbf{B} / \partial t \quad 2.1$$

donde  $\mathbf{E}$  (V/m) es el vector de intensidad de campo eléctrico y  $\mathbf{B}$  (T) es el vector de densidad de flujo magnético.

La ecuación 2.1 nos dice simplemente que un campo magnético variable con el tiempo origina un campo eléctrico.

### Ecuaciones de Maxwell

En un ambiente electromagnético siempre debe satisfacerse el principio de conservación de la carga, el cual es un postulado fundamental de la física que establece que la carga eléctrica se conserva; es decir, no se crea ni se destruye. Las cargas eléctricas pueden moverse de un lugar a otro y redistribuirse bajo la influencia de un campo electromagnético, pero la suma algebraica de las cargas negativas y positivas en un sistema cerrado (aislado) no cambia. Es una ley de la naturaleza y no puede derivarse de otros principios o relaciones.

La expresión matemática de este principio se conoce como la ecuación de continuidad:

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = - \partial \rho_v / \partial t \quad 2.2 \text{ (Ecuación de continuidad)}$$

donde  $\mathbf{J}$  ( $A/m^2$ ) es la densidad de corriente y  $\rho_v$  ( $C/m^3$ ) es la densidad volumétrica de carga.

Por otra parte, para un sistema electrostático se tiene que:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad 2.3$$

donde  $\mathbf{H}$  ( $A/m$ ) es la intensidad de campo magnético.

La ecuación anterior cumple el principio de conservación de la carga para un campo invariable con el tiempo. Para que 2.3 cumpla dicho principio también para un sistema variable con el tiempo es necesario añadir un término extra a la ecuación 2.4 para transformarla en:

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \partial \mathbf{D} / \partial t \quad 2.4$$

El término  $\partial \mathbf{D} / \partial t$  ( $A/m^2$ ) se denomina densidad de corriente de desplazamiento y su introducción a 2.3 fue una de las máximas contribuciones de James Clerk Maxwell. ( $\mathbf{D}$  tiene unidades de  $C/m^2$  y se le conoce como densidad de flujo eléctrico).

La ecuación 2.4 nos dice simplemente que un campo eléctrico ( $\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E}$ , donde  $\epsilon$  se conoce como la constante de permeabilidad) variable con el tiempo producirá un campo magnético, aunque no exista flujo de corriente libre (es decir, incluso si  $\mathbf{J} = 0$ ).

2.1 y 2.4 son las dos ecuaciones rotacionales de Maxwell y de ellas se pueden derivar las dos ecuaciones de divergencia para formar un conjunto de cuatro ecuaciones conocidas como Ecuaciones de Maxwell:

$$\nabla \times \mathbf{E} = - \partial \mathbf{B} / \partial t \quad 2.5 \quad \text{Ley de Faraday}$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \partial \mathbf{D} / \partial t \quad 2.6 \quad \text{Ley circuital de Ampere}$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_v \quad 2.7 \quad \text{Ley de Gauss}$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad 2.8$$

Estas cuatro ecuaciones, junto con la ecuación de continuidad, forman la base de la teoría electromagnética. A partir de ellas se pueden explicar y predecir todos los fenómenos electromagnéticos macroscópicos.

Las cuatro ecuaciones de Maxwell no son del todo independientes aunque sí son consistentes.

## II.2 FUNCIONES DE POTENCIAL

La ecuación 2.8 nos asegura que  $\mathbf{B}$  es solenoidal, lo cual tiene como consecuencia que podamos expresar  $\mathbf{B}$  como el rotacional de otro campo vectorial, digamos  $\mathbf{A}$ :

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (\text{T}) \quad 2.9$$

El campo vectorial  $\mathbf{A}$  se conoce como vector de potencial magnético y es muy similar a la definición de potencial eléctrico escalar  $V$  para un campo eléctrico estático  $\mathbf{E}$ :  $-\nabla V$ ; es decir, el campo eléctrico en un punto  $\mathbf{E}$  es igual a la diferencia de potencial en ese punto para las direcciones  $x$ ,  $y$  y  $z$  en coordenadas cartesianas.  $\mathbf{A}$  tiene dimensiones de  $\text{Wb/m}$ .

En el caso variable con el tiempo,  $\mathbf{E}$  es una función tanto del potencial escalar  $V$  como del vector potencial magnético  $\mathbf{A}$ , y se puede expresar de la siguiente manera:

$$\mathbf{E} = -\nabla V - \partial \mathbf{A} / \partial t \quad (\text{V/m}) \quad 2.10$$

es decir; la intensidad de campo eléctrico es el resultado de las acumulaciones de carga y de campos magnéticos variables con el tiempo; y puesto que  $\mathbf{B}$  también depende de  $\mathbf{A}$ , entonces  $\mathbf{E}$  y  $\mathbf{B}$  están acoplados.

Por otra parte, utilizando la ecuación de Maxwell 2.6 en conjunto con las ecuaciones 2.9 y 2.10 junto con las relaciones constitutivas del medio  $\mathbf{H} = \mathbf{B}/\mu$  y  $\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E}$ , y la condición de Lorentz de los potenciales:

$$\nabla \cdot \mathbf{A} + \mu \epsilon \partial V / \partial t = 0 \quad 2.11$$

podemos llegar a la relación:

$$\nabla^2 \mathbf{A} - \mu \epsilon \partial^2 \mathbf{A} / \partial t^2 = -\mu \mathbf{J} \quad 2.12$$

La ecuación 2.12 se conoce como la ecuación de onda no homogénea para el vector potencial  $\mathbf{A}$ . Se denomina ecuación de onda porque sus soluciones representan ondas que se propagan con velocidad igual a  $1/(\mu \epsilon)^{1/2}$ .

La ecuación de onda correspondiente al potencial escalar  $V$  es:

$$\nabla^2 V - \mu \epsilon \partial^2 V / \partial t^2 = -\rho_v / \epsilon \quad 2.13$$

que se conoce como la ecuación de onda no homogénea para el potencial escalar  $V$ .

De ésta forma, la condición de Lorentz, ecuación 2.11 se vuelve una condición muy importante ya que separa las ecuaciones de onda de  $\mathbf{A}$  y de  $V$ . Obsérvese la similitud en las ecuaciones 2.12 y 2.13 y la analogía entre las cantidades:  $\mathbf{A} \sim V$ ,  $\mathbf{J} \sim \rho_v$  y  $\mu \sim 1/\epsilon$ .

### II.3 MECANISMOS DE RADIACIÓN:

#### CAMPOS CON DEPENDENCIA ARMÓNICA EN EL TIEMPO

Todas las ecuaciones estudiadas en los temas anteriores son válidas para cantidades electromagnéticas con una independencia con el tiempo arbitraria. La forma real de las funciones temporales que toman las cantidades de campo depende de las funciones fuente  $\rho_v$  y  $\mathbf{J}$ .

En ingeniería se suelen tomar fuentes senoidales ya que representan muchas ventajas, entre ellas:

- Son fáciles de generar
- Las funciones temporales periódicas arbitrarias pueden desarrollarse fácilmente en series de Fourier de componentes senoidales armónicas.
- Las funciones transitorias no periódicas pueden expresarse como integrales de Fourier.

Por lo anterior, podemos decir que los campos electrodinámicos pueden determinarse en términos de los originados por las diversas componentes en frecuencia de las funciones fuente y aplicar el principio de superposición para encontrar los campos totales.

#### Electromagnetismo con dependencia armónica en el tiempo

Los vectores de campo que varían con las coordenadas espaciales y son funciones senoidales del tiempo pueden representarse mediante fasores que dependen de las coordenadas espaciales pero no del tiempo. Por ejemplo, podemos escribir un campo  $\mathbf{E}$  con dependencia armónica con el tiempo con referencia a  $\cos(\omega t)$  como:

$$\mathbf{E}(x,y,z;t) = \text{Re} [\mathbf{E}(x,y,z)e^{j\omega t}] \quad 2.14$$

donde  $\mathbf{E}(x,y,z)$  es un *fasor vectorial* que contiene información sobre la dirección, magnitud y fase.

$$(\nabla^2 + k^2) A_z = -\mu J_z \quad 2.19$$

Debido a que la fuente se puede considerar puntual, existe una simetría esférica en la distribución de la fuente por lo que  $A_z$  será únicamente función de la distancia radial  $r$ . Para valores diferentes a cero de  $r$ ,  $A_z$  satisface la ecuación

$$1/r^2 \partial^2 A_z / \partial r^2 + k^2 A_z = 0 \quad 2.20 \quad \text{Ecs. 2.20}$$

la cual se obtiene expresando el operador de Laplace  $\nabla^2$  en coordenadas esféricas.

2.20 es una ecuación que se puede expresar como una ecuación diferencial de la forma:

$$d^2\psi/dr^2 + k^2\psi = 0 \quad 2.21 \quad \text{Ec. 2.21}$$

la cuál es una simple ecuación de movimiento armónico con soluciones del tipo  $C_1 e^{jkr}$  y  $C_2 e^{-jkr}$  donde  $C_1$  y  $C_2$  son constantes. Si escogemos la primer solución y restauramos el factor tiempo obtenemos:

$$\psi(r,t) = C e^{j\omega(t-r/c)} \quad 2.22 \quad \text{EC. 2.22}$$

La solución anterior corresponde a una onda propagándose "hacia fuera" en la dirección de  $a_r$ .

Se puede demostrar que la solución para  $A_z$ , expresada en fasores, es:

$$\mathbf{A} = \mu I dl (e^{-jkr}/4\pi r) \mathbf{z} \quad 2.23 \quad 2.24$$

que es de la forma  $C e^{-jkr}$ . El vector potencial representa una onda esférica propagándose hacia fuera con una amplitud que decrece con el inverso de la distancia. La velocidad de propagación ésta onda depende del medio en que se propague y para el espacio libre corresponde a la velocidad de la luz.

A partir de la ecuación 2.23 podemos obtener los valores para los campos  $\mathbf{E}$  y  $\mathbf{H}$ . Debido a que estamos tratando con una fuente con frentes de onda esféricos es más fácil expresar los resultados en coordenadas esféricas; recordando que:  $a_z = a_r \cos \theta - a_\theta \sin \theta$ , y  $\mathbf{A}$  se convierte en:

$$\mathbf{A} = (\mu I dl / 4\pi r) e^{-jkr} (\mathbf{r} \cos \theta - \theta \mathbf{a}_\theta) \quad 2.24 \quad \text{EC. 2.36}$$



A continuación se presentan las ecuaciones de Maxwell con dependencia armónica en el tiempo (ecs. 2.5 a 2.8) en términos de los fasores vectoriales de campo ( $\mathbf{E}$  y  $\mathbf{H}$ ) y los fasores de fuente  $\rho_v$  y  $\mathbf{J}$ :

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad 2.15a \quad \text{ECS. 6.80}$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + j\omega\mu\mathbf{E} \quad 2.15b$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \rho_v/\epsilon \quad 2.15c$$

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad 2.15d$$

Ahora, podemos escribir la ecuación de onda con dependencia armónica en el tiempo de un potencial escalar  $V$  en términos de fasores:

$$\nabla^2 V + k^2 V = -\rho_v/\epsilon \quad 2.16 \quad \text{Ecs. 6.81 a 6.82b}$$

donde:

$$k = \omega(\mu\epsilon)^{1/2} = \omega/u_p \quad 2.17a$$

o

$$k = 2\pi f/u_p = 2\pi/\lambda \quad 2.17b$$

A  $k$  se le conoce como número de onda y es una medida del número de longitudes de onda en un intervalo de  $2\pi$ ; mientras que  $u_p$  representa la velocidad de la onda en el medio donde se propaga.

De igual manera, la forma fasorial de una ecuación de onda con dependencia armónica en el tiempo para el vector potencial  $\mathbf{A}$  es:

$$\nabla^2 \mathbf{A} + k^2 \mathbf{A} = -\mu\mathbf{J} \quad 2.18 \quad \text{EC. 6.83}$$

A las ecuaciones 2.16 y 2.18 se les conoce como ecuaciones no homogéneas de Helmholtz.

## II.4 RADIACIÓN A PARTIR DE UNA CORRIENTE

Considérese la figura que se muestra a continuación:

### FIGURA 2.5 BALANIS

En ella se muestra un corto y delgado filamento de corriente localizado en el origen del sistema coordenado y orientado a lo largo del eje  $z$ . Para ésta fuente el vector potencial  $\mathbf{A}$  tiene solamente la componente en  $z$  y la ecuación 2.18 se convierte en:

con los campos  $\mathbf{E}$  y  $\mathbf{H}$  de la siguiente forma:

$$\mathbf{E} = jZIdlk \sin \theta (e^{-jk_r/4\pi r}) \theta \quad 2.25 \quad \text{Ecs. 2.29}$$

$$\mathbf{H} = jIdlk \sin \theta (e^{-jk_r/4\pi r}) \phi \quad 2.26$$

donde  $Z$  se conoce como la impedancia intrínseca del medio. Éste valor es una razón de las magnitudes de  $\mathbf{E}$  y  $\mathbf{H}$  y se puede obtener con la relación:

$$Z = E/H = (\mu/\epsilon)^{1/2}$$

De las ecuaciones 2.25 y 2.26 podemos notar que en el campo lejano la radiación contiene únicamente componentes transversales; es decir, tanto  $\mathbf{E}$  como  $\mathbf{H}$  son perpendiculares tanto al radio vector como a ellos mismos (Ver. Figura 2.6). Se puede demostrar que en el campo lejano siempre se satisfacen las relaciones:

$$\mathbf{E} = -Z \mathbf{r} \times \mathbf{H} \quad 2.27 \quad \text{ECS. 2.30}$$

$$\mathbf{H} = (1/Z) \mathbf{r} \times \mathbf{E} \quad 2.28$$

FIGURA 2.6

Para los análisis de los campos radiados por antenas, se suele considerar para los cálculos sólo los efectos de los campos lejanos ya que los efectos producidos por el campo cercano suelen ser considerados nulos. Pero a pesar de ello, los campos cercanos representan un almacenamiento de energía eléctrica y magnética en el espacio inmediato que rodea a la antena que afecta en la parte reactiva de la impedancia vista hacia dentro de la antena. Así, excepto para cálculos de impedancia, los campos cercanos no son de gran interés.

## II.5 RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN DE LOS CAMPOS RADIADOS POR ANTENAS

En el campo lejano se puede considerar la propagación de los campos radiados por las antenas como libres de fuentes; asumiendo que el medio de propagación es no conductor, las ecuaciones de Maxwell se reducen a:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mu \partial \mathbf{H} / \partial t \quad 2.29$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \epsilon \partial \mathbf{E} / \partial t \quad 2.30$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = 0 \quad 2.31$$

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad 2.32$$

que como se observa, son ecuaciones diferenciales de primer grado que pueden combinarse para producir una ecuación de segundo grado que contenga únicamente a  $\mathbf{E}$  o  $\mathbf{H}$ , es decir:

$$\nabla^2 \mathbf{E} - (1/u_p^2) \partial^2 \mathbf{E} / \partial t^2 = 0 \quad 2.33 \quad \text{ECS. 6.96 y 6.97}$$

$$\nabla^2 \mathbf{H} - (1/u_p^2) \partial^2 \mathbf{H} / \partial t^2 = 0 \quad 2.34$$

Las ecuaciones anteriores se conocen como ecuaciones de onda vectoriales homogéneas.

Como ya se vio anteriormente, las soluciones a las ecuaciones diferenciales del tipo de 2.33 Y 2.34 representan ondas propagantes con velocidad  $u_p = 1/(\mu\epsilon)^{1/2}$ .

Para campos con dependencia armónica en el tiempo es conveniente la utilización de fasores:

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} = 0 \quad 2.35 \quad \text{ECS. 6.98 Y 6.99}$$

$$\nabla^2 \mathbf{H} + k^2 \mathbf{H} = 0 \quad 2.36$$

que se conocen también como ecuaciones homogéneas de Helmotz.

A continuación se analizarán las características de las ondas electromagnéticas planas con dependencia espacial unidimensional y se examinará su comportamiento al propagarse por fronteras discontinuas.

### II.5.1 ONDAS ELECTROMAGNÉTICAS PLANAS

Una onda plana uniforme es una solución particular de las ecuaciones de Maxwell teniendo tanto  $\mathbf{E}$  como  $\mathbf{H}$  la misma dirección, magnitud y fase en planos infinitos perpendiculares a la dirección de propagación. De manera estricta, una onda plana uniforme no existe en la práctica. Sin embargo, si estamos lo suficientemente alejados de la fuente, el frente de onda (la superficie de fase constante) será casi esférica y una porción muy pequeña de una esfera gigante es casi un plano. Las características de las ondas planas uniformes son muy simples y su estudio es de fundamental importancia tanto desde el punto de vista teórico como práctico.

## Ondas planas en medios sin pérdidas

Las ecuaciones de onda libres de fuentes en un medio simple no conductor se convierten en una ecuación vectorial homogénea de Helmholtz. La ecuación 2.35 en coordenadas cartesianas equivale a tres ecuaciones escalares de Helmholtz para las componentes  $E_x$ ,  $E_y$  y  $E_z$ . Para la componente en  $x$  tenemos:

$$(\partial^2/\partial x^2 + \partial^2/\partial y^2 + \partial^2/\partial z^2 + k^2) E_x = 0 \quad 2.37 \text{ Ecuación 7-5}$$

Ahora considérese una onda plana uniforme caracterizada por una  $E_x$  uniforme (magnitud uniforme y fase constante) sobre superficies planas perpendiculares a  $z$ ; es decir, las derivadas parciales sobre  $x$  y  $y$  son igual a cero. La ecuación 2.37 se simplifica a:

$$d^2 E_x/dz^2 + k^2 E_x = 0 \quad 2.38 \text{ Ecuación 7-6}$$

cuya solución es:

$$E_x(z) = E^+ e^{-jkz} + E^- e^{jkz} \quad 2.39 \text{ Ecuación 7-7}$$

donde  $E^+$  y  $E^-$  son constantes arbitrarias que deben determinarse a partir de las condiciones en la frontera.

Examinemos a continuación el primer término de la ecuación 2.39:

$$\mathbf{E}(z) = \mathbf{x} E^+ e^{-jkz} \quad 2.40 \text{ Ecuación 7-8}$$

La expresión instantánea del fasor anterior para una referencia coseno es:

$$\mathbf{E}(z,t) = \mathbf{x} \operatorname{Re} [E^+ e^{j(\omega t - kz)}] = \mathbf{x} E^+ \cos(\omega t - kz) \quad 2.41$$

cuya gráfica se muestra a continuación:

FIGURA 7-1

Para  $t=0$ ,  $E_x^+(z,0) = E_x^+ \cos$  es una curva coseno con amplitud  $E_x^+$ . En instantes sucesivos, la curva se propaga en la dirección  $z$  positiva. Tenemos entonces una onda viajera.

De manera análoga, podemos observar que el segundo término de 2.39 represente una onda cosenoidal que se propaga en la dirección  $-z$ . Si nos concentramos únicamente en la onda que se propaga en la dirección  $+z$  entonces hacemos  $E_x^- = 0$  (Éste término se toma en cuenta cuando existen discontinuidades en el medio que provocan que existan ondas reflejadas que se propagan en dirección opuesta., como se verá posteriormente).

El campo asociado  $\mathbf{H}$  puede determinarse a partir de la ecuación  $\nabla \times \mathbf{E}$ , resultando en:

$$H_y^+ = (1/-j\omega\mu) \partial E_x^+(z)/\partial z \quad 2.42 \quad \text{Ecuación 7-12 b}$$

o bien

$$\mathbf{H} = \mathbf{y} (1/Z) E_x^+(z) \quad 2.43 \quad \text{Ecuación 7-13}$$

$H_x^+(z)$  está en fase con  $E_x^+(z)$  y podemos escribir la expresión instantánea del campo  $\mathbf{H}$  como

$$\mathbf{H}(z,t) = \mathbf{x} (E^+/Z) \cos(\omega t - kz) \quad 2.44 \quad \text{Ecuación 7-15}$$

Concluimos entonces que la dirección en la que el campo  $\mathbf{E}$  corta a la dirección del campo  $\mathbf{H}$  nos da la dirección de onda; las tres direcciones son mutuamente perpendiculares. A este tipo de ondas se les llama ondas transversales electromagnéticas.

Ahora analicemos el caso de la propagación de una onda plana uniforme en una dirección arbitraria que no coincide necesariamente con un eje de coordenadas, y tomemos, por ejemplo, un campo eléctrico con componentes en  $x$  y  $z$ . Se puede demostrar que  $\mathbf{H}$  se puede determinar con la siguiente relación:

$$\mathbf{H} = (k/\omega\mu) \mathbf{a}_k \times \mathbf{E} = (1/Z) \mathbf{a}_k \times \mathbf{E} \quad 2.45$$

donde  $\mathbf{a}_k$  es un vector unitario definido por:

$$\mathbf{k} = \mathbf{a}_x k_x + \mathbf{a}_z k_z = \mathbf{a}_k k \quad 2.46 \quad \text{Ecuación 7.21}$$

A  $\mathbf{k}$  se le conoce como el vector de número de onda. De esta manera, es fácil determinar  $\mathbf{H}$  usando 2.45 si se conoce el valor de  $\mathbf{E}$  de una onda plana uniforme que se propaga en una dirección determinada.

### *Polarización de ondas planas*

La polarización de una onda plana uniforme describe el comportamiento variable con el tiempo del vector de intensidad de un campo eléctrico en un punto determinado del espacio. Por ejemplo, si el vector  $\mathbf{E}$  de una onda plana permanece fijo en la dirección  $x$  (ya sea positiva o negativa), se dice que la onda está polarizada linealmente.

De la misma manera, dependiendo de las características de la onda en propagación, puede haber ondas polarizadas elípticamente o circularmente

FIGURA 7-5

La onda polarizada circularmente mostrada en la figura anterior indica que  $\mathbf{E}$  gira a una razón uniforme con una velocidad angular  $\omega$  en sentido contrario a las manecillas del reloj. Si los dedos de la mano derecha siguen el sentido de giro de  $\mathbf{E}$ , el pulgar apunta en la dirección de propagación de la onda. Una onda así es una onda circularmente polarizada positiva o de mano derecha. Igualmente, existen ondas circularmente polarizadas negativas o de la mano izquierda.

### Ondas planas en medios con pérdidas

Hasta ahora se ha considerado la propagación de ondas en medios simples sin pérdidas y sin fuentes. Si un medio es conductor ( $\sigma \neq 0$ ), fluirá una corriente  $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$  debido a la existencia de  $\mathbf{E}$ . En éste caso debemos cambiar la ecuación con dependencia armónica con el tiempo 2.15 b por:

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega (\epsilon + \sigma/j\omega) \mathbf{E} = j\omega \epsilon_c \mathbf{E} \quad 2.47 \quad 7-35$$

con

$$\epsilon_c = \epsilon - j\sigma/\omega \quad 2.48 \quad \text{Ecuación 7-36}$$

Las otras tres ecuaciones de Maxwell no cambian. Por lo tanto, las ecuaciones previamente presentadas para medios no conductores serán aplicables a medios conductores si se sustituye  $\epsilon$  por la permitividad compleja  $\epsilon_c$

Una forma equivalente de expresar 2.48 es de la siguiente forma:

$$\epsilon_c = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (\text{F/m}) \quad 2.49 \quad \text{Ecuación 7-37}$$

Alternativamente, podemos definir una conductividad equivalente así:

$$\sigma = \omega \epsilon'' \quad (\text{S/m}) \quad 2.50 \quad \text{Ecuación 7-38}$$

Se dice que un medio es un buen conductor si  $\sigma \gg \omega \epsilon$  y un buen aislante si  $\sigma \ll \omega \epsilon$ . Así, un material puede ser un buen conductor a frecuencias bajas pero tener las propiedades de un dieléctrico con pérdidas a frecuencias muy altas.

Al tener una permitividad compleja podemos tener ahora un número de onda complejo  $k_c$

$$k_c = \omega (\mu \epsilon_c)^{1/2} \quad 2.51 \text{ Ecuación 7.40}$$

con lo que la ecuación homogénea de Helmholtz se expresa:

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k_c^2 \mathbf{E} = 0 \quad 2.52 \text{ Ecuación 7-41}$$

Por otra parte, se acostumbra definir una constante de propagación  $\gamma$ , tal que:

$$\gamma = jk_c = j\omega (\mu \epsilon_c)^{1/2} \quad (\text{m}^{-1}) \quad 2.53 \text{ Ecuación 7-42}$$

a partir de la ecuación 2.49:

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega (\mu \epsilon')^{1/2} (1 - j\epsilon''/\epsilon')^{1/2} \quad 2.54 \text{ Ecuación 7-44}$$

donde  $\alpha$  y  $\beta$  son la parte real e imaginaria de  $\gamma$ , respectivamente. En un medio sin pérdidas,  $\sigma = 0$  ( $\epsilon'' = 0$  y  $\epsilon = \epsilon'$ ),  $\alpha = 0$  y  $\beta = k = \omega(\mu \epsilon)^{1/2}$

Utilizando la ecuación 2.53 en 2.52:

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \gamma^2 \mathbf{E} = 0 \quad 2.55 \text{ Ecuación 7-45a}$$

y para una onda plana uniforme en la dirección de  $z$  caracterizada por  $\mathbf{E} = E_x \mathbf{x}$  y  $\mathbf{H} = H_y \mathbf{y}$ :

$$d^2 E_x / dz^2 = \gamma^2 E_x \quad 2.56 \text{ Ecuación 7-45 b}$$

cuya solución es:

$$E_x = E_0 e^{-\gamma z} = E_0 e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} \quad 2.57 \text{ Ecuación 7-46}$$

donde  $\alpha$  y  $\beta$  son cantidades positivas. El primer factor,  $e^{-\alpha z}$  se reduce al aumentar  $z$  y por consiguiente es un factor de atenuación; a  $\alpha$  se le denomina constante de atenuación y tiene unidades de neper por metro (Np/m). El segundo factor  $e^{-j\beta z}$ , es un factor de fase y a  $\beta$  se le conoce como constante de fase y se expresa como radianes por metro (rad/m). La constante de fase expresa la magnitud del cambio de fase que se produce cuando la onda viaja un metro.

## Flujo de potencia electromagnética y vector de Poynting

Las ondas electromagnéticas transportan energía electromagnética. La energía se transmite por el espacio a puntos receptores (antenas) distantes a través de ondas electromagnéticas. Existe una relación muy importante que relaciona la razón de transferencia de la energía electromagnética y las intensidades de campos eléctricos y magnéticos asociados con la onda electromagnética que se propaga. Al vector que representa el flujo de potencia por unidad de área se define como:

$$\mathbf{P} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} \quad 2.58 \quad \text{Ecuación 7-67}$$

La cantidad  $\mathbf{P}$  se conoce como vector de Poynting y es un vector de densidad de potencia asociado con el campo electromagnético

## Incidencia normal de ondas planas sobre planos de discontinuidad

En la práctica es común que las ondas electromagnéticas radiadas por una antena se propaguen en regiones limitadas donde están presentes varios medios con parámetros constitutivos diferentes. Una onda electromagnética que se propaga en un medio experimenta una reflexión cuando llega a otro medio con impedancia intrínseca diferente. A menos que el segundo medio sea un conductor perfecto, parte de la potencia incidente se transmite a éste.

### *Incidencia normal de ondas planas uniformes sobre una superficie plana*

Considérese la situación de la siguiente figura:

FIGURA 7-8

En ella se ilustra una onda incidente ( $\mathbf{E}_i, \mathbf{H}_i$ ) en el medio 1 ( $\epsilon_1, \mu_1$ ) que se propaga a lo largo del eje  $+z$  hacia el medio 2 ( $\epsilon_2, \mu_2$ ). La superficie de separación es el plano  $z=0$ . Suponemos que en ninguno de los medios se presentan pérdidas y que los fasores de intensidad de campo eléctrico y magnético incidentes son ( $\mathbf{a}_{k1} = \mathbf{a}_z$ )

$$\mathbf{E}_i(z) = \mathbf{x} E_{i0} e^{-j\beta_1 z} \quad 2.59$$

$$\mathbf{H}_i(z) = \mathbf{y} (E_{i0} / Z_1) e^{-j\beta_1 z} \quad 2.60$$

Debido a la discontinuidad del medio en  $z=0$ , parte de la onda incidente es reflejada de nuevo hacia el medio 1 y parte se transmite al medio 2. Tenemos entonces:



a) Para la onda reflejada ( $\mathbf{E}_r, \mathbf{h}_r$ ):  $\mathbf{a}_{kr} = -\mathbf{a}_z$

$$\mathbf{E}_r(z) = \mathbf{x} E_{r0} e^{j\beta_1 z} \quad 2.61 \text{ Ecuaciones 7-86 y 7-87}$$

$$\mathbf{H}_r(z) = -\mathbf{y} (E_{r0} / Z_1) e^{j\beta_1 z}$$

b) Para la onda transmitida ( $\mathbf{E}_t, \mathbf{h}_t$ ):  $\mathbf{a}_{kt} = \mathbf{a}_z$

$$\mathbf{E}_t(z) = \mathbf{x} E_{t0} e^{-j\beta_2 z} \quad 2.62 \text{ Ecuaciones 7-89}$$

$$\mathbf{H}_t(z) = \mathbf{y} (E_{t0} / Z_2) e^{-j\beta_2 z} \quad 2.63$$

donde  $E_{t0}$  es la magnitud de  $\mathbf{E}_t$  en  $z=0$  y  $\beta_2$  y  $Z_2$  son la constante de fase y la impedancia intrínseca del medio 2, respectivamente.

Para determinar las dos magnitudes desconocidas  $E_{r0}$  y  $E_{t0}$  se requieren dos ecuaciones proporcionadas por las condiciones de frontera y que deben ser satisfechas por los campos eléctrico y magnético.

Se puede demostrar que las siguientes condiciones en la frontera entre dos medios sin pérdida se cumplen:

$$E_{1t} = E_{2t} \quad (D_{1t}/D_{2t}) = \epsilon_1/\epsilon_2 \quad 2.64a$$

$$H_{1t} = H_{2t} \quad (B_{1t}/B_{2t}) = \mu_1/\mu_2 \quad 2.64b$$

$$D_{1n} = D_{2n} \quad \epsilon_1 E_{1n} = \epsilon_2 E_{2n} \quad 2.64c$$

$$B_{1n} = B_{2n} \quad \mu_1 H_{1n} = \mu_2 H_{2n} \quad 2.64d$$

De las ecuaciones anteriores se observa que las componentes tangenciales (componentes en  $x$ ) de las intensidades de campo eléctrico y magnético deben ser continuas en la superficie de separación  $z=0$  del dieléctrico. Tenemos:

$$\mathbf{E}_i(0) + \mathbf{E}_r(0) = \mathbf{E}_t(0) \quad \text{o} \quad E_{i0} + E_{r0} = E_{t0} \quad 2.65$$

$$\mathbf{H}_i(0) + \mathbf{H}_r(0) = \mathbf{H}_t(0) \quad \text{o} \quad (1/Z_1)(E_{i0} - E_{r0}) = E_{t0}/Z_2 \quad 2.66$$

que al resolverlas se obtiene:

$$E_{ro} = [ (Z_2 - Z_1) / Z_2 + Z_1 ] E_{io} \quad 2.67$$

Los términos  $E_{ro}/E_{io}$  y  $E_{to}/E_{io}$  se denominan coeficientes de reflexión y coeficiente de transmisión, respectivamente. En términos de impedancias intrínsecas:

Ecuaciones 7-94 y 7-95

Las definiciones de  $\Gamma$  y  $\tau$  son aplicables incluso si los medios son disipativos, es decir, incluso cuando  $Z_1$  y  $Z_2$  sean complejos. Por lo tanto,  $\Gamma$  y  $\tau$  pueden ser complejos en el caso general.

Los coeficientes de transmisión y reflexión están relacionados por la siguiente ecuación:

Ecuaciones 7-96

El campo total en el medio 1 ( $\mathbf{E}_1$ ,  $\mathbf{H}_1$ ) es la suma de los campos incidentes y reflejados. A partir de las ecuaciones 7-84 y 7-86 tenemos

Ecuación 7-97

que es una función de  $z$ .  $|\mathbf{E}_1(z)|$  tendrá valores máximo y mínimo en las posiciones donde el factor  $(1 + \Gamma e^{j2\beta z})$  sea máximo y mínimo respectivamente. De echo, se tiene una onda estacionaria en el medio 1.

La relación entre el valor máximo y el valor mínimo de la intensidad de campo eléctrico de una onda estacionaria se denomina razón de onda estacionaria (SWR, standing wave ratio),  $S$ :

Ecuación 7-98

o inversamente

Ecuación 7-99

El valor de  $\Gamma$  varía entre  $-1$  y  $+1$ , mientras que  $S$  puede ir de  $1$  a  $\infty$ .

La intensidad de campo magnético en el medio 1 (suma de los campos incidente y reflejado) se obtiene de la siguiente manera:

Ecuacione 7-100

Comparando esto con  $\mathbf{E}_1(z)$  en 7-97 observamos que  $|\mathbf{H}_1(z)|$  será un mínimo en las posiciones donde  $|\mathbf{E}_1(z)|$  sea un máximo y viceversa ( $\Gamma$  es real en un medio no disipativo)

$(\mathbf{E}_t, \mathbf{H}_t)$  constituye la onda transmitida que se propaga en la dirección  $+z$  en el medio 2 y a partir de las ecuaciones 7-88 y 7-92 se tiene que:

Ecuaciones 7-101 y 7-102

**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

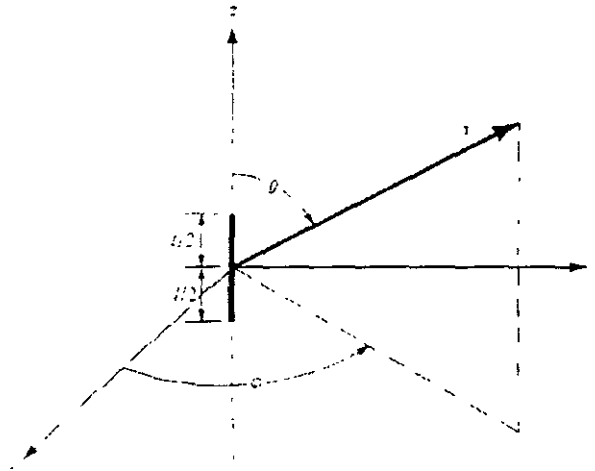
**FACULTAD DE INGENIERÍA  
DEPARTAMENTO DE TELECOMUNICACIONES**

**TEMA III  
ANTENAS LINEALES**

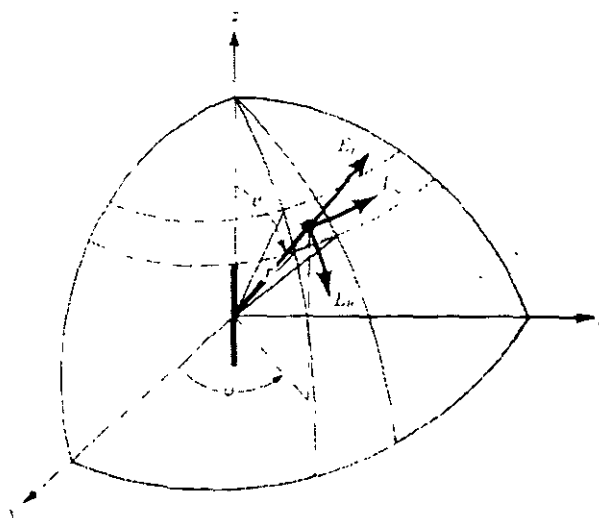
Ing. Edita Celia Hernández Alvarez  
Ciudad Universitaria, 27 de Mayo de 2003.

## DIPOLO INFINITESIMAL.

Un dipolo infinitesimal es aquel que se encuentra posicionado simétricamente en el origen de un sistema coordenado y orientado a lo largo del eje  $z$ , y cuya principal característica es que su longitud es muy pequeña ( $l \ll \lambda$ ) y el diámetro es de igual forma muy delgado ( $d \ll \lambda$ ) como se muestra en la figura.



(a) Infinitesimal dipole



(b) Electric field orientation

La corriente se asume constante y está dada por:

$$I(z') = I_0$$

donde  $I_0 = \text{constante}$ .

### Campo radiado

Para calcular los campos radiados por el elemento de corriente, éstos se modelan como un hilo conductor infinitamente delgado coincidente con el eje del conductor real, que soporta en cada punto un valor de corriente idéntico al que transporta la corriente superficial real en el contorno de la sección correspondiente a ese punto.

El procedimiento consiste en determinar primero  $A$  (vector potencial magnético) y  $F$  (vector potencial eléctrico), y luego  $E$  y  $H$  (Intensidad eléctrica y magnética respectivamente).

Dado que la fuente sólo lleva una corriente eléctrica  $I_e$ ,  $I_m$  y la función potencial  $F$  son nulas. Para encontrar  $A$ , tenemos:

$$A(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-l/2}^{+l/2} I_e(x', y', z') \frac{e^{-jkr}}{R} dl'$$

Donde  $(x, y, z)$  representan las coordenadas del punto de observación,  $(x', y', z')$  representan las coordenadas de la fuente,  $R$  la distancia de cualquier punto de la fuente al punto de observación y la trayectoria  $C$  es a lo largo de la longitud de la fuente.

Podemos escribir:

$$A(x, y, z) = \hat{a}_z \frac{\mu I_0}{4\pi r} e^{-jkr} \int_{-l/2}^{+l/2} dz' = \hat{a}_z \frac{\mu I_0 l}{4\pi r} e^{-jkr}$$

El siguiente paso del procedimiento es encontrar  $H_A$  y  $E_A$  usando

$$B_A = \mu H_A = \nabla \times A, \quad y$$

$$E_A = -\nabla \phi_e - j\omega A = -j\omega A - j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot A) \quad \text{con } J=0.$$

Transformando la ecuación de  $A(x, y, z)$  a componentes esféricas,

$$\begin{bmatrix} A_r \\ A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta \cos\phi & \sin\theta \sin\phi & \cos\theta \\ \cos\theta \cos\phi & \cos\theta \sin\phi & -\sin\theta \\ -\sin\phi & \cos\phi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix}$$

Reduciendo  $A_x=A_y=0$ , entonces:

$$A_r = A_z \cos\theta = \frac{\mu I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \cos\theta$$
$$A_\theta = -A_z \sin\theta = -\frac{\mu I_0 l e^{-jkr}}{4\pi r} \sin\theta$$

$$A_\phi = 0$$

Dado que no hay variaciones de  $\phi$ , H puede ser expresada en coordenadas esféricas y en forma simplificada como:

$$H = \hat{a}_\phi \frac{1}{\mu r} \left[ \frac{\partial}{\partial r} (rA_\theta) - \frac{\partial A_r}{\partial \theta} \right]$$

Sustituyendo

$$H_r = H_\theta = 0$$

$$H_\phi = j \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr}$$

Y el campo eléctrico E:

$$E = E_A = -j\omega A - j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \nabla(\nabla \cdot A) = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times H$$

Sustituyendo

$$E_r = \eta \frac{I_0 l \cos \theta}{2\pi r^2} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} \right] e^{-jkr}$$

$$E_\theta = j\eta \frac{kI_0 l \sin \theta}{4\pi r} \left[ 1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right] e^{-jkr}$$

$$E_\phi = 0$$

### **Densidad de potencia y resistencia de radiación:**

La impedancia de entrada de una antena consiste en parte real y parte imaginaria y en el caso de una antena sin pérdidas, la parte real se designa como una resistencia de radiación. Es mediante el mecanismo de la resistencia de radiación que la potencia es transmitida de la onda guiada a una onda en el espacio libre. Para encontrar la resistencia de entrada de una antena sin pérdidas, se forma el vector de Poynting en términos de los campos E y H radiados por la antena. Integrando el vector de Poynting sobre una superficie cerrada (una esfera de radio constante), encontramos la potencia total radiada por la fuente.

Para un dipolo infinitesimal, el vector de Poynting es:

$$W = \frac{1}{2} (E \times H^*) = \frac{1}{2} (\hat{a}_r E_r + \hat{a}_\theta E_\theta) \times (\hat{a}_\phi H_\phi^*) = \frac{1}{2} (\hat{a}_r E_\theta H_\phi^* - \hat{a}_\theta E_r H_\phi^*)$$

con sus componentes radial y transversal dados por

$$W_r = \frac{\eta \cdot I_o I_o^2}{8 \lambda} \frac{\sin^2 \theta}{r^2} \left[ 1 - j \frac{1}{(kr)^3} \right]$$

$$W_\theta = j\eta \frac{k |I_o I_o|^2 \cos \theta \sin \theta}{16\pi^2 r^3} \left[ 1 + \frac{1}{(kr)^2} \right]$$

La potencia compleja a lo largo de la dirección radial se obtiene integrando las ecuaciones anteriores sobre una esfera cerrada de radio r:

$$P = \oint_S \mathbf{W} \cdot d\mathbf{s} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi (\hat{a}_r W_r + \hat{a}_\theta W_\theta) \cdot \hat{a}_r r^2 \sin \theta d\theta d\phi$$

reduciendo:

$$P = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi W_r r^2 \sin \theta d\theta d\phi = \eta \frac{\pi |I_o I_o|^2}{3 \lambda} \left[ 1 - j \frac{1}{(kr)^3} \right]$$

Separando parte real y parte imaginaria, y asumiendo que para un dipolo infinitesimal la potencia reactiva se reduce a cero, tenemos que la potencia real esta dada por la resistencia de radiación:

$$P_{rad} = \eta \left( \frac{\pi}{3} \right) \left| \frac{I_o I_o}{\lambda} \right|^2 = \frac{1}{2} |I_o|^2 R_r$$

donde  $R_r$  es la resistencia de radiación, reduciéndose a:

$$R_r = \eta \left( \frac{2\pi}{3} \right) \left( \frac{l}{\lambda} \right)^2 = 80\pi^2 \left( \frac{l}{\lambda} \right)^2$$

para un medio en el espacio libre ( $\eta \approx 120\pi$ )

Para que una antena de hilo conductor sea clasificada como un dipolo infinitesimal, su longitud total debe ser muy pequeña, normalmente  $l \leq \lambda/50$



## DIPOLO CORTO

Un conductor lineal corto es llamado como dipolo corto. Un dipolo corto es siempre de longitud finita, aunque esta pueda ser muy corta.

En el dipolo corto la longitud  $L$  es muy corta comparada con la longitud de onda ( $L \ll \lambda$ ). Las placas del final del dipolo proveen la carga capacitiva. La longitud corta y la presencia de estas placas dan como resultado una corriente uniforme  $I$  a lo largo de la longitud  $L$  del dipolo. El dipolo puede ser alimentado por una línea de transmisión balanceada. Se asume que la línea de transmisión no radia y que la radiación en la placas no es considerada. El diámetro  $d$  del dipolo es pequeño comparado con su longitud ( $d \ll L$ ). Vamos a considerar al dipolo corto como un conductor delgado de longitud  $L$  con una corriente uniforme  $I$  y puntos de carga  $q$  al final. La corriente y la carga esta relacionada por

$$\frac{dq}{dt} = I$$

El arreglo geométrico más conveniente para el análisis de un dipolo es localizandolo simétricamente en el origen de coordenadas con su longitud dirigida a lo largo del eje  $z$ . La distribución de la corriente de un dipolo corto ( $\lambda/50 < l \leq \lambda/10$ ) esta dada por

$$I_z(x', y', z') = \begin{cases} \hat{a}_z I_o \left(1 - \frac{2}{l} z'\right), & 0 \leq z' \leq l/2 \\ \hat{a}_z I_o \left(1 + \frac{2}{l} z'\right), & -l/2 \leq z' \leq 0 \end{cases}$$

donde  $I_o = \text{constante}$ .

El vector potencial puede se escrito como

$$A(x, y, z) = \frac{\mu}{4\pi} \left[ \hat{a}_z \int_{-l/2}^0 I_o \left(1 + \frac{2}{l} z'\right) \frac{e^{-jkR}}{R} dz' + \hat{a}_z \int_0^{l/2} I_o \left(1 - \frac{2}{l} z'\right) \frac{e^{-jkR}}{R} dz' \right]$$

Esto se reduce a

$$A = \hat{a}_z A_z = \hat{a}_z \frac{1}{2} \left[ \frac{\mu I_o l e^{-jkr}}{4\pi r} \right]$$

Podemos escribir los campos radiados de un dipolo corto como:

$$\left. \begin{aligned} E_{\theta} &\cong j\eta \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{8\pi r} \sin\theta \\ E_r &\cong E_{\phi} = H_r = H_{\theta} = 0 \\ H_{\phi} &\cong j \frac{kI_0 l e^{-jkr}}{8\pi r} \sin\theta \end{aligned} \right\} kr \gg 1$$

La directividad de una antena es controlada por la forma relativa de patrón de radiación, la directividad y la máxima área efectiva de la antena son

$$D_o = 4\pi \frac{U_{\max}}{P_{\text{rad}}} = \frac{3}{2}$$

$$A_{em} = \left( \frac{\lambda^2}{4\pi} \right) D_o = \frac{3\lambda^2}{8\pi}$$

La resistencia de radiación de la antena es dependiente de la corriente de distribución.

$$R_r = \frac{2P_{\text{rad}}}{I_0^2} = 20\pi^2 \left( \frac{l}{\lambda} \right)^2$$

## REGIONES DE LOS CAMPOS DE UN DIPOLO CORTO.

La separación de espacio del campo radiado por antena se divide en tres regiones: campo cercano reactivo, campo cercano radiando (Fresnel) y campo lejano (Fraunhofer).

En el campo lejano, las componentes de campo son transversales a la dirección radial, en esta zona la forma de los patrones de campo es independiente de la distancia.

En el campo cercano la componente longitudinal del campo eléctrico es significativa y el flujo de potencia no es enteramente radial, en esta zona el patrón de campo depende, de la distancia.

### *Región de Campo Lejano (Fraunhofer)*

*Aproximaciones*

$$\begin{aligned} R &\cong r - z' \cos \theta && \text{para terminos de fase} \\ R &\cong r && \text{para terminos de amplitud} \end{aligned}$$

### *Región de Campo Cercano Radiando (Fresnel)*

*La serie infinita puede ser aproximada a*

$$R \cong r - z' \cos \theta + \frac{1}{r} \left( \frac{z'^2}{2} \sin^2 \theta \right)$$

### *Región de Campo Cercano Reactivo*

Si la distancia de observación es mas pequeña que el limite del al región de Fresnel, esta región es usualmente designada como campo cercano reactivo.

En resumen, el espacio alrededor de una antena esta dividido por tres regiones que estan limitadas y determinados por:

$$\text{Campo cercano reactivo } \left[ 0.62 \sqrt{D^3 \lambda} > r > 0 \right]$$

$$\text{Campo cercano radiando (Fresnel) } \left[ 2D^2 \lambda > r \geq 0.62 \sqrt{D^3 \lambda} \right]$$

$$\text{Campo lejano (Fraunhofer) } \left[ \infty \geq r \geq 2D^2 \lambda \right]$$

Donde  $D$  es la máxima dimensión de la antena.

## DIPOLOS DE LONGITUD FINITA

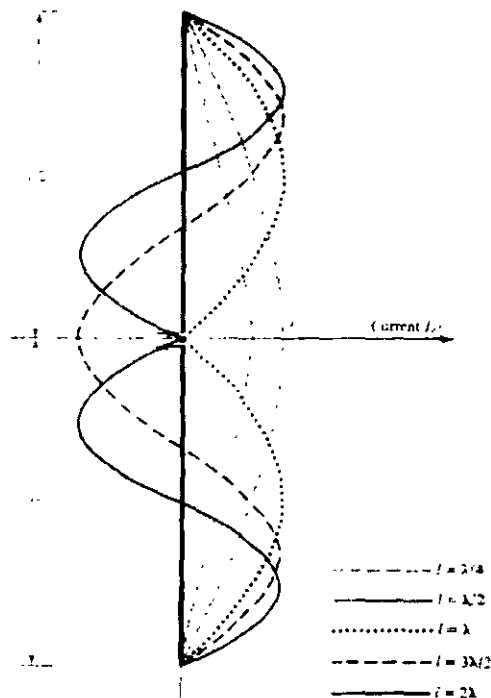
Siguiendo las técnicas desarrolladas anteriormente, podemos analizar las características de radiación de un dipolo lineal de cualquier longitud. Asumimos que el dipolo tiene un diámetro despreciable, para facilitar los cálculos, siendo esta una buena aproximación considerando que el diámetro es considerablemente más pequeño que la longitud de onda de operación.

### *Distribución de corrientes*

Para un dipolo muy delgado, con diámetro idealmente nulo, la distribución de corrientes puede expresarse como:

$$I_e(x'=0, y'=0, z') = \begin{cases} a_z I_o \text{sen} \left[ k \left( \frac{l}{2} - z' \right) \right], & 0 \leq z' \leq l/2 \\ a_z I_o \text{sen} \left[ k \left( \frac{l}{2} + z' \right) \right], & -l/2 \leq z' \leq 0 \end{cases}$$

Esta distribución se asume como que la antena está alimentada del centro y que la corriente desaparece en los extremos. Experimentalmente se ha verificado que la corriente en un dipolo alimentado del centro tiene una forma sinusoidal con nulos en los extremos.



### ***Campos radiados***

Para un dipolo de longitud finita, éste es dividido en un número de dipolos infinitesimales de longitud  $\Delta z'$ . Mientras más subdivisiones tengamos, cada dipolo infinitesimal se acerca a una longitud de  $dz'$ . Par un dipolo infinitesimal de longitud  $dz'$  los componentes de campo electrico y magnético en el campo lejano estan dados por:

$$\begin{aligned} dE_{\theta} &\cong j\eta \frac{kI_e(x', y', z')e^{-jkR}}{4\pi R} \text{sen}\theta dz' \\ dE_r &\cong dE_{\phi} = dH_r = dH_{\theta} = 0 \\ dH_{\phi} &\cong j \frac{kI_e(x', y', z')e^{-jkR}}{4\pi R} \text{sen}\theta dz' \end{aligned}$$

Usando las aproximaciones del campo lejano, podemos escribir  $dE_{\theta}$  como

$$dE_{\theta} \cong j\eta \frac{kI_e(x', y', z')e^{-jkr}}{4\pi r} \text{sen}\theta e^{+jkz'\cos\theta} dz'$$

y sumando las contribuciones de todos los dipolos infinitesimales, la suma se reduce, en el límite:

$$E_{\theta} = \int_{-l/2}^{+l/2} dE_{\theta} = j\eta \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} \text{sen}\theta \left[ \int_{-l/2}^{+l/2} I_e(x', y', z')e^{jkz'\cos\theta} dz' \right]$$

Utilizando la multiplicación de patrones para fuentes continuas y con algunas manipulaciones matemáticas, obtenemos:

$$E_{\theta} \cong j\eta \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \frac{\cos\left(\frac{kl}{2}\cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\text{sen}\theta} \right] \quad \text{y}$$

$$H_{\phi} \cong \frac{E_{\theta}}{\eta} \cong j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \frac{\cos\left(\frac{kl}{2}\cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\text{sen}\theta} \right]$$

### ***Densidad de potencia, intensidad de radiación y resistencia de radiación***

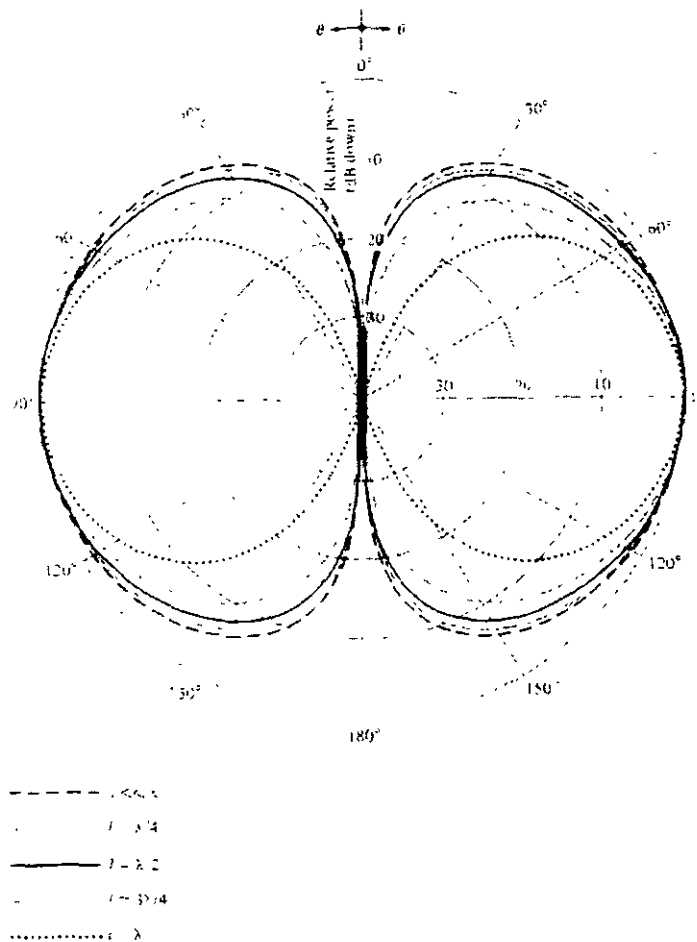
Para un dipolo, el vector de Poynting se expresa

$$W_{av} = \hat{a}_r W_{av} = \hat{a}_r \frac{1}{2\eta} E_\theta^2 = \eta \frac{|I_o|^2}{8\pi^2 r^2} \left[ \frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right]^2$$

y la intensidad de radiación

$$U = r^2 W_{av} = \eta \frac{|I_o|^2}{8\pi^2} \left[ \frac{\cos\left(\frac{kl}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(\frac{kl}{2}\right)}{\sin\theta} \right]^2$$

Para  $l = \lambda/4, \lambda/2, 3\lambda/4$  y  $\lambda$ , los patrones de radiación se muestran en la siguiente figura, así como el patrón de un dipolo infinitesimal  $l \ll \lambda$ .



Como se ve, al aumentar la longitud de la antena, el haz se vuelve más angosto y por tanto la directividad aumenta con la longitud.

Se encontró que el ancho de haz a 3 dB de cada uno es igual a

Longitud	Ancho de Haz a 3dB
$l \ll \lambda$	90
$\lambda/4$	87
$\lambda/2$	78
$3\lambda/4$	64
$\lambda$	47.8

Mientras la longitud del dipolo aumenta arriba de una longitud de onda ( $l > \lambda$ ), el número de lóbulos comienza a incrementar, por ejemplo, en la figura siguiente, se muestra el patrón de radiación para un dipolo con  $l = 1.25\lambda$ .

Para encontrar el total de potencia radiada, el vector de Poynting se integra sobre una esfera de radio  $r$ , y después de manipulaciones matemáticas, podemos reducirlo a:

$$P_{rad} = \eta \frac{I_0^2}{4\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \text{sen}(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] + \frac{1}{2} \cos(kl) [C + \ln(kl/2) + C_i(2kl) - 2C_i(kl)] \right\}$$

donde  $C = 0.5772$  (Constante de Euler) y  $C_i(x)$  y  $S_i(x)$  son las integrales de coseno y seno dadas por

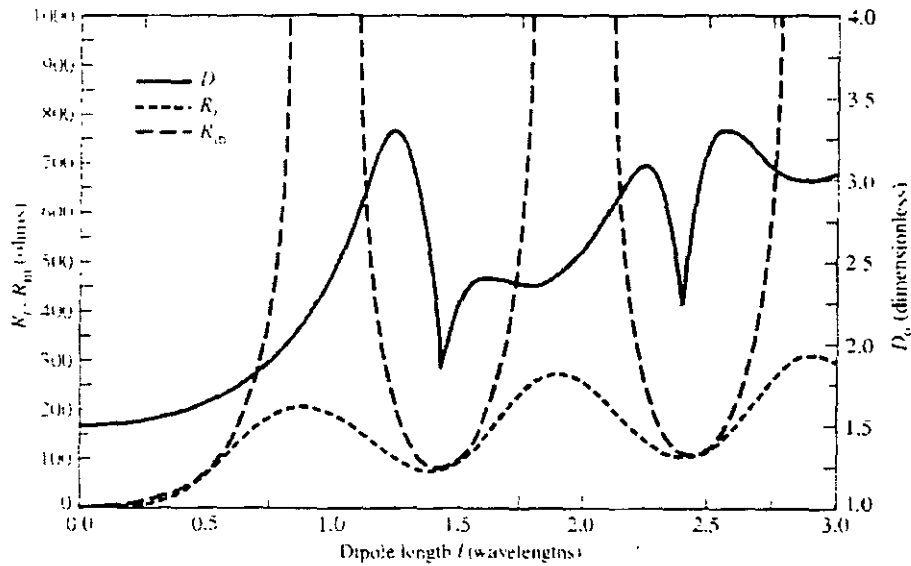
$$C_i(x) = - \int_x^\infty \frac{\cos y}{y} dy = \int_\infty^x \frac{\cos y}{y} dy$$

$$S_i(x) = \int_0^x \frac{\text{sen} y}{y} dy$$

La resistencia de radiación puede se expresa de la siguiente manera:

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{I_0^2} = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \text{sen}(kl) \times [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] + \frac{1}{2} \cos(kl) \times [C + \ln(kl/2) + C_i(2kl) - 2C_i(kl)] \right\}$$

En la figura siguiente se muestra  $R_r$  como función de la longitud (en longitudes de onda), cuando la antena radia en el espacio libre.



### Directividad

Como vimos en los patrones de radiación, un dipolo se vuelve más directivo al aumentar su longitud. Cuando la longitud total es mayor que una longitud de onda, el número de lóbulos incrementa y la antena pierde sus propiedades directivas.

La directividad se define matemáticamente como

$$D_o = 4\pi \frac{F(\theta, \phi)_{\max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi}$$

y reduciendo

$$D_o = \frac{2F(\theta)_{\max}}{Q}$$

donde

$$Q = \left\{ C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] + \frac{1}{2} \cos(kl) [C + \ln(kl/2) + C_i(2kl) - 2C_i(kl)] \right\}$$

El valor máximo de  $F(\theta)$  varía y depende de la longitud del dipolo. Los valores correspondientes de la apertura efectiva máxima están relacionados a la directividad por:

$$A_{em} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_o$$



### **Resistencia de entrada**

La impedancia de entrada se define como “la relación del voltaje a la corriente en un par de terminales”. La parte real de la impedancia de entrada se define como la resistencia de entrada, que para una antena sin pérdidas se reduce a la resistencia de radiación, un resultado de la radiación de la potencia real.

La resistencia de radiación se refiere a la máxima corriente que para algunas longitudes de onda ( $l=\lambda/4, 3\lambda/4, \lambda, \text{ etc}$ ) no ocurre en las terminales de entrada de la antena. Para referirnos a la resistencia de radiación en las terminales de entrada, debemos suponer la antena sin pérdidas ( $R_L=0$ ), entonces, la potencia en la entrada es igual a la potencia en la máxima corriente.

De acuerdo a la figura, podemos escribir

$$R_{in} = \left[ \frac{I_o}{I_{in}} \right]^2 R_r$$

Donde:

R<sub>in</sub>: resistencia de radiación en la entrada (alimentación)

R<sub>r</sub>: resistencia de radiación en la máxima corriente

I<sub>o</sub>: corriente máxima

I<sub>in</sub>: corriente en las terminales de entrada.

Para un dipolo de longitud  $l$ , I<sub>in</sub> esta relacionada con I<sub>o</sub> por

$$I_{in} = I_o \text{sen} \left( \frac{kl}{2} \right)$$

por lo que la resistencia de radiación de entrada está dada por (4-79)

$$R_{in} = \frac{R_r}{\text{sen}^2 \left( \frac{kl}{2} \right)}$$

## DIPOLO DE MEDIA LONGITUD DE ONDA.

Una de las antenas comúnmente mas usada es el dipolo de media longitud de onda ( $l = \lambda/2$ ). Esto es porque, su resistencia de radiación es de 73 ohms, la cual esta muy cercana a la impedancia característica de 75 ohms de algunas lineas de transmisión, su acoplamiento a la linea es simplificado especialmente a resonancia. Lo cual en la practica es muy aceptado.

Los componentes de campo electrico y magnetico de un dipolo de media longitud de onda, se reducen a:

$$E_{\theta} \cong j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right]$$

$$H_{\phi} \cong j \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \right]$$

El total de potencia radiada se reduce a

$$P_{rad} = \eta \frac{I_0^2}{8\pi} C_{in}(2\pi)$$

Por definición de  $C_{in}(x)$ ,  $C_{in}(2\pi)$  es igual a

$$C_{in}(2\pi) = 0.5772 + \ln(2\pi) - C_e(2\pi) \cong 2.435$$

La directividad de un dipolo de media longitud de onda se reduce a

$$D_o = 4\pi \frac{U_{max}}{P_{rad}} = \frac{4}{C_{in}(2\pi)} = 1.643$$

La máxima area efectiva es igual a

$$A_{em} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_o = 0.13\lambda^2$$

y la resistencia de radiación, para el espacio libre ( $\eta = 120\pi$ ), esta dada por

$$R_r = \frac{2P_{rad}}{I_0^2} = \frac{\eta}{4\pi} C_{in}(2\pi) = 30(2.435) \cong 73$$

La impedancia de un dipolo es función de su longitud, para  $l = \lambda/2$ , es igual a  $j42.5$ , por lo que la impedancia total para  $l = \lambda/2$  es igual a  $Z_{in} = 73 + j42.5$

## DIPOLO DOBLADO.

Un dipolo doblado consiste en dos dipolos en paralelo, separados una pequeña fracción de  $\lambda$ , uno de los cuales está alimentado por el generador.

Si los diámetros de los dos dipolos son iguales, sus impedancias características también lo son y, por tanto, las intensidades que por ellos circulan.

Si suministramos una potencia tal que por un dipolo simple de las mismas características que cualquiera de los dos dipolos circula 1 amperio, esta misma potencia suministrada al dipolo doblado provoca una intensidad de 1 amperio en cada dipolo, por lo que la intensidad total será de 2 amperios y la potencia radiada será 4 veces mayor que la radiada por un dipolo simple. Esto quiere decir que la resistencia de radiación también será 4 veces mayor que la de un dipolo simple.

Si los diámetros de los dos dipolos son desiguales, la impedancia de entrada es:

$$Z_c = Z \left( 1 + \frac{Z_{o1}}{Z_{o2}} \right)^2$$

siendo

$Z$  = Impedancia de entrada del dipolo simple

$Z_{o1}$  = Impedancia característica del dipolo excitado

$Z_{o2}$  = Impedancia característica del dipolo <<párasito>>.

Una adecuada relación de los diámetros de los dos dipolos nos permite elegir la impedancia de entrada entre los 73 y los 292 ohmios.

Dado que la  $Z_0$ , del dipolo doblado (combinada de los dos) es menor que la del dipolo simple y, a su vez, la resistencia de radiación es mucho mayor, el Q de la antena disminuye, por lo que aumenta el ancho de banda de trabajo de la antena.

Los mismos razonamientos valen para el monopolo doblado.

Si el dipolo doblado está constituido por tres conductores, la intensidad que circula por él será tres veces mayor que la que circula por un dipolo simple de las mismas características, por lo que la potencia radiada y la resistencia de radiación serán 9 veces mayores que el de este dipolo.

## LA ANTENA MONOPOLO.

Para que toda la potencia suministrada a una antena sea absorbida por ésta, es necesario cancelar la componente reactiva de la impedancia de entrada. Para ello es necesario ajustar la longitud eléctrica de dicha antena para que sea resonante (en serie o paralelo) a la frecuencia de trabajo.

Una antena monopolo consiste de media antena dipolo sobre un plano de tierra. Normalmente es de un cuarto de longitud de onda. La antena monopolo vertical es usada comercialmente para radiodifusión en la banda de AM (500 a 1500 kHz), esto es por la eficiencia de la antena a lo largo de estas longitudes de onda (200 a 600m) y por las bajas perdidas de propagación de la polarización vertical (se tienen menos perdidas que en la polarización horizontal en estas frecuencias). La antena monopolo es usada en el servicio de comunicación movil.

Una antena ideal de un cuarto de onda encima de un largo conductor de tierra tiene una resistencia de radiación de  $36.56\Omega$ . Para antenas de un cuarto de onda encima de un plano de tierra tienen una pobre conductividad al suelo, perdidas de potencia de la corriente inducida en el suelo.

Por razones economicas, no es posible construir una torre de un cuarto de longitud de onda a bajas frecuencias como en la banda de AM. Las antenas de un cuarto de longitud de onda son usadas para comunicaciones moviles. En la banda de los 27 MHz, el monopolo de un cuarto de longitu de onda es de 2.77m de largo.

### *Monopolos cortos*

Cuando un monopolo de altura  $H_0$ , es corto respecto a 1, 3, 5, 7, etc., cuartos de onda de la frecuencia de trabajo, la impedancia que presenta en los puntos de alimentación tiene una componente capacitiva, por lo que hay que cancelarla, insertando una inductancia bien entre los puntos de alimentación o bien en cualquier punto a lo largo del conductor.

### *Monopolos largos*

Si el monopolo resulta largo para la resonancia en 1, 3, 5, 7, etc., cuartos de onda de la frecuencia de trabajo, éste tiene en su impedancia de entrada una componente inductiva que es preciso cancelar, insertando en los terminales de entrada una capacidad de valor

$$C(pF) = \frac{530\lambda}{Z_0 \cot g(\beta H)}$$



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

## **CURSOS INSTITUCIONALES**

### **DIPLOMADO EN DISEÑO Y ADAPTACIÓN DE ANTENAS**

**MOD. IV. ANTENAS Y PROPAGACIÓN  
ARREGLOS DE ANTENAS**

**DEL 19 MAYO AL 03 DE JUNIO DEL 2003**

### ***ANEXOS SEGUNDA PARTE***

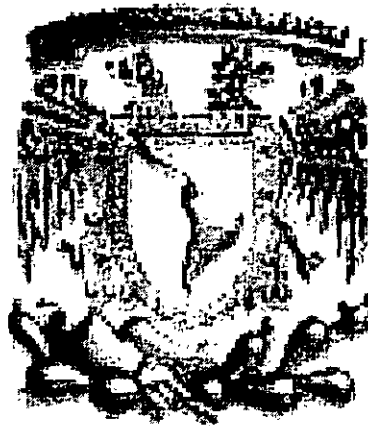
CI - 074

**Instructor: Ing. Eduardo Carrasco Yépez  
SECRETARÍA DE MARINA  
MAYO/JUNIO DEL 2003**

# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

CURSO AVANZADO DE ANTENAS Y PROPAGACIÓN

## “Arreglos de Antenas”



Ing. Eduardo Carrasco Yépez -  
Mayo de 2003 - U.N.A.M.

# Arreglos de Antenas

Varias antenas pueden interconectarse entre sí con el fin de producir PATRONES DE RADIACIÓN DIRECCIONALES. Una configuración de múltiples elementos radiantes se conoce como ARREGLO DE ANTENAS o ARRAY.

De esta forma, varias antenas pequeñas pueden utilizarse en un arreglo para obtener un comportamiento similar al que se tendría con una sola antena grande. Los problemas mecánicos asociados con una antena muy grande se permutan por los problemas eléctricos asociados con la alimentación de un arreglo. De cualquier forma, gracias a los avances de las tecnologías de estado sólido es posible construir una red de alimentación apropiada a un costo razonable.

De acuerdo con el tipo de geometría, los arreglos se pueden clasificar como:

- Arreglos lineales
- Arreglos planos
- Arreglos conformados

De acuerdo con el tipo de alimentación o distribución, los arreglos se clasifican como:

- Arreglos pasivos
- Arreglos activos
- Arreglos adaptivos

Los arreglos ofrecen la posibilidad de realizar un barrido del haz principal de la antena cambiando electrónicamente la fase de excitación de corrientes en cada elemento del arreglo. A este tipo de arreglos se les conoce como: **ARREGLOS DE FASE.**

# Ventajas y desventajas de los arreglos

Algunas de las ventajas de los arreglos de antenas que pueden mencionarse son:

- Barrido espacial sin necesidad de mover físicamente la antena (Escaneo electrónico).
- Conformación sobre superficies para ahorro de espacio (aviones, vehículos terrestres, etc..)
- Seguimiento de varios objetivos mediante arreglos de fase para aplicaciones de Radar.

Algunas desventajas de los arreglos de antenas:

- Complejidad de la red de alimentación para excitar los elementos del arreglo.
- Limitaciones de ancho de banda.
- Acoplamiento mutuo de impedancias.

Un poco de historia...

El concepto de ARREGLOS DE FASE fue propuesto hacia 1889, pero el primer arreglo de dos elementos apareció hasta 1906. La introducción de la radio de onda corta hacia 1920 hizo posible el uso generalizado de arreglos de tamaño pequeño. En la Segunda Guerra Mundial los arreglos de antenas operaban en VHF y UHF y más tarde las frecuencias de microondas comenzaron a utilizarse en aplicaciones de Radar. Actualmente los arreglos son utilizados de forma muy extensa.



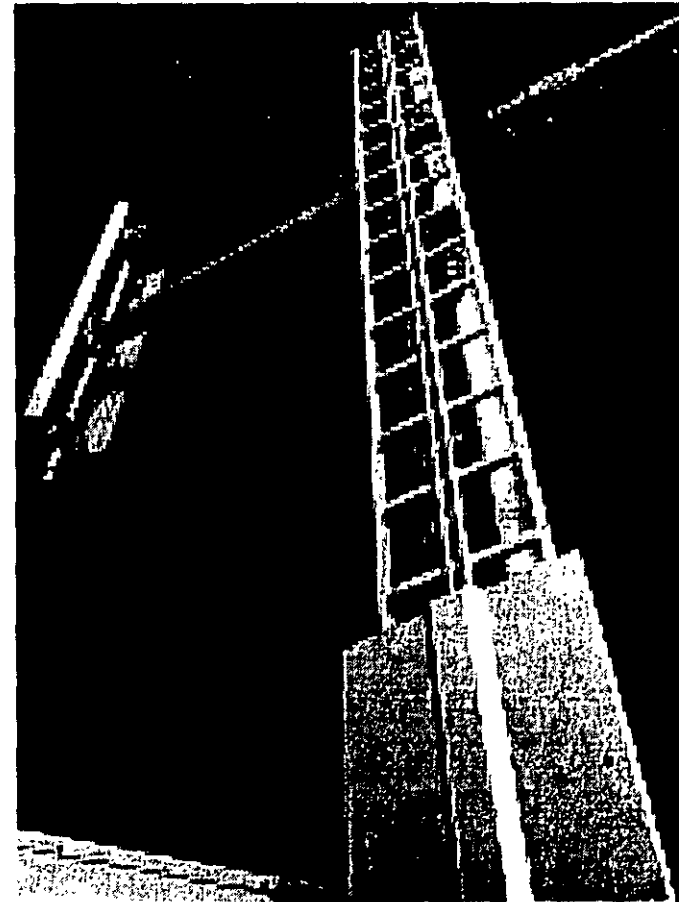
# Arreglos según geometría

## ARREGLOS LINEALES

Los elementos se encuentran situados a lo largo de una línea recta. Pueden ser **EQUIESPACIADOS** (variables:  $N$  y  $d$ ) y **NO EQUIESPACIADOS** (variables:  $N$ ,  $X_i$ ).

Ejemplo:

Antena para GSM que consiste de tres agrupaciones verticales cubriendo así los tres sectores.



# Arreglos según su geometría (cont.)

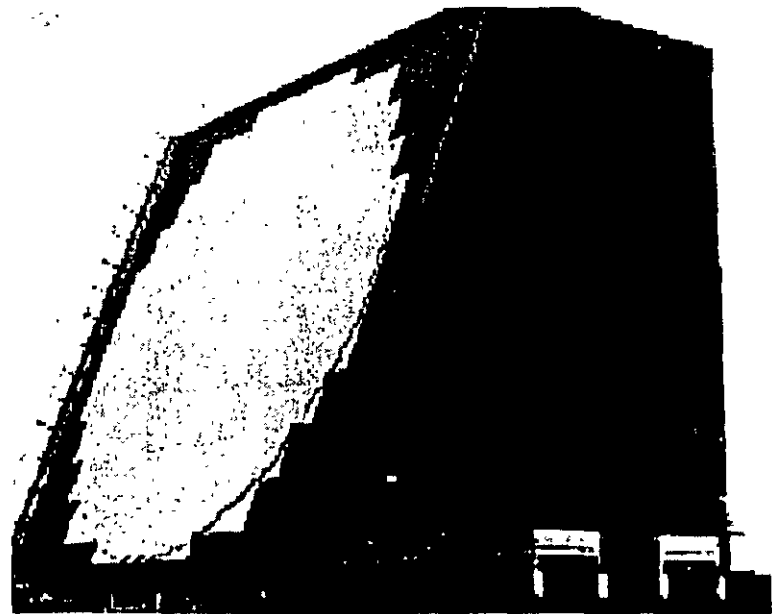
## ARREGLOS PLANOS

Los elementos se encuentran situados en los puntos de un plano. Se pueden subclasificar como:

- Reticulares.- Elementos sobre los nodos de una retícula.
- Circulares.- Elementos sobre varias circunferencias concéntricas.
- Aleatorios.- Elementos situados en cualquier punto del plano.

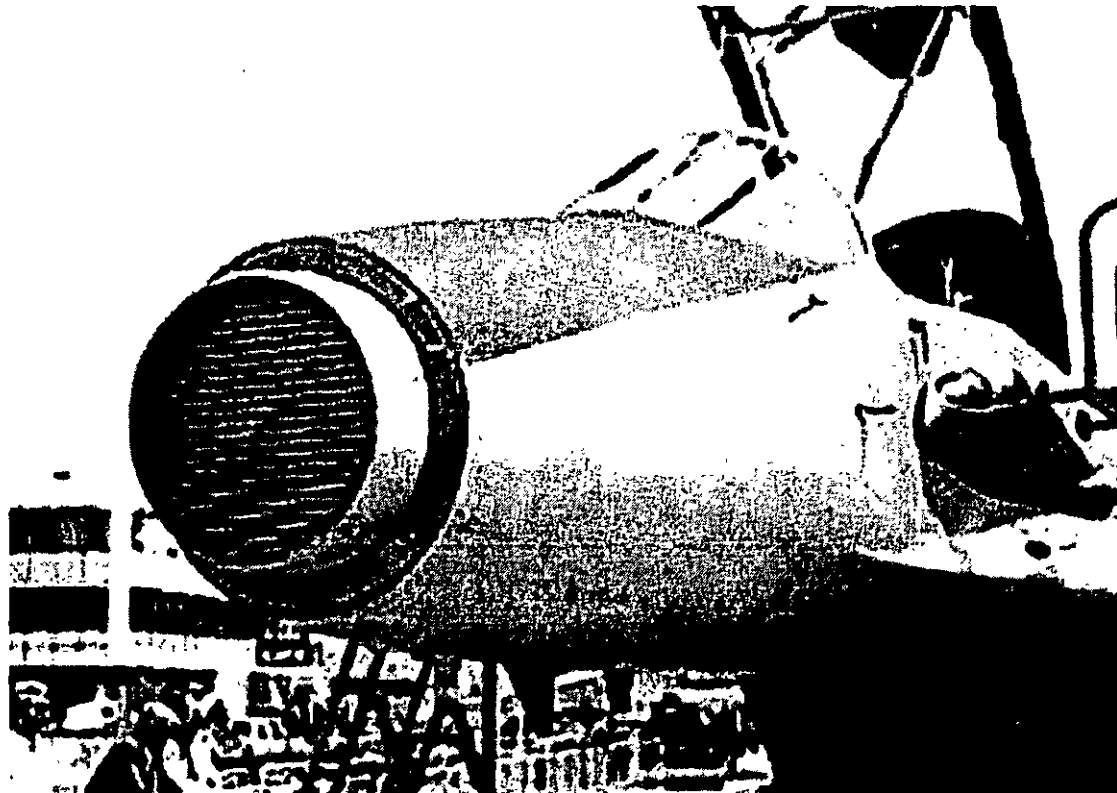
Ejemplo:

Radar COBRA DANE, de los EEUU, con 34769 elementos trabajando a 1200 MHz.



# Otro ejemplo de arreglo planar

Radar para el avión MIG-29.



Ing. Eduardo Carrasco Yépez -  
Mayo de 2003 - U.N.A.M.

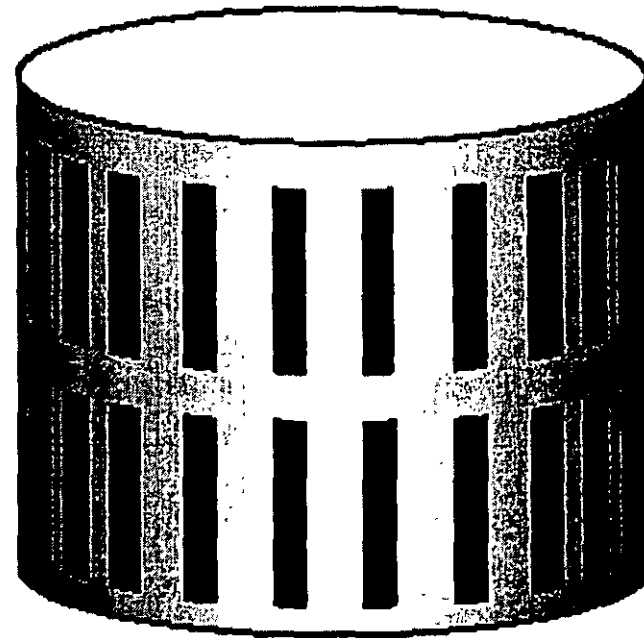
# Arreglos según su geometría (cont.)

## ARREGLOS CONFORMADOS

Los elementos radiantes se encuentran situados sobre una superficie no plana. Los hay cilíndricos, cónicos, esféricos y sobre superficies irregulares.

Ejemplo:

Sistemas de radar sobre fuselaje de aviones o sobre otras superficies (agrupaciones cilíndricas de ranuras o bocinas).



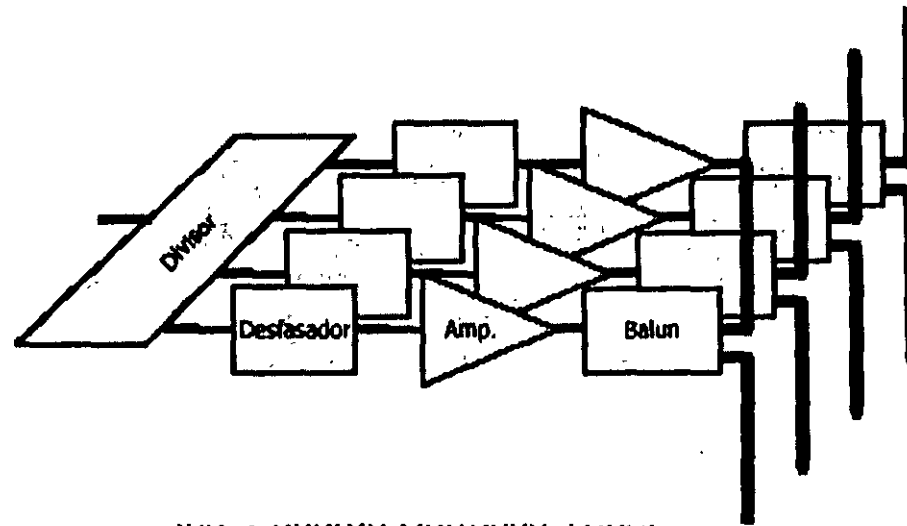
# Arreglos según su alimentación

## ARREGLOS PASIVOS

Utilizan una red de alimentación formada por elementos pasivos (divisores, líneas de transmisión, adaptadores, etcétera). El diagrama de radiación es fijo, funciona igual que una antena única, puede tener varios terminales de entrada en la red (antenas multihaz), trabajan en recepción y transmisión.

## ARREGLOS ACTIVOS

Utilizan redes lineales activas, fijas o variables, para alimentar al grupo. Permiten una amplificación distribuida en la antena, disminuyen el ruido de recepción, permiten control activo de las excitaciones (phased array).

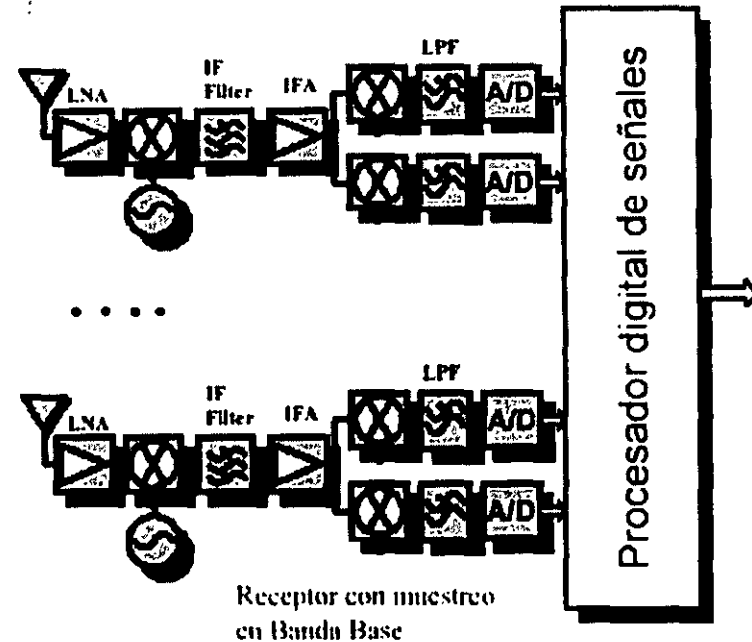


# Arreglos según su alimentación (cont.)

## ARREGLOS ADAPTIVOS

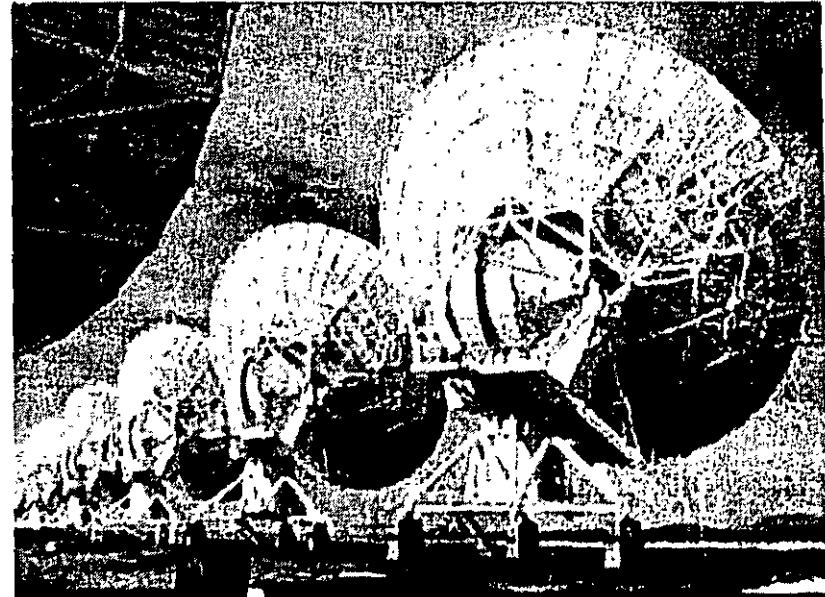
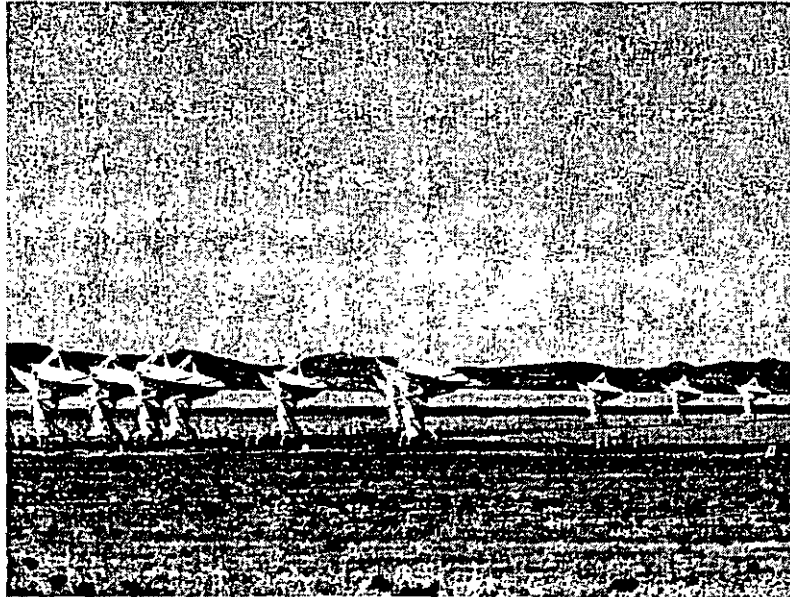
Mediante un DSP (Procesador Digital de Señales), permiten:

- Control del patrón de radiación.
- Patrones de radiación simultáneos variables.
- Patrones dependientes de la frecuencia, el tiempo y el código.



# Grandes agrupaciones

Agrupaciones de antenas conocidas como VLA (Very Large Array). El ejemplo más ilustrativo es el radiotelescopio situado en Socorro, Nuevo México formado por 27 antenas de 25 metros de diámetro, cada una, y con frecuencias de trabajo de 1 GHz a 25 GHz.

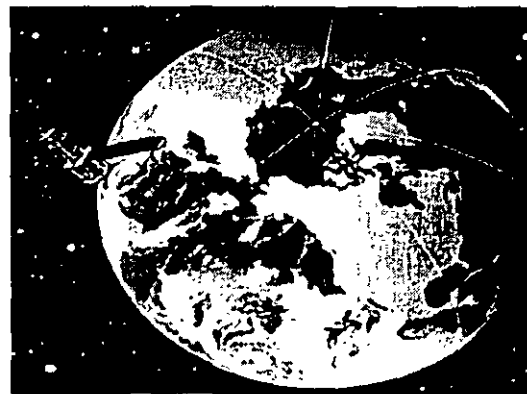
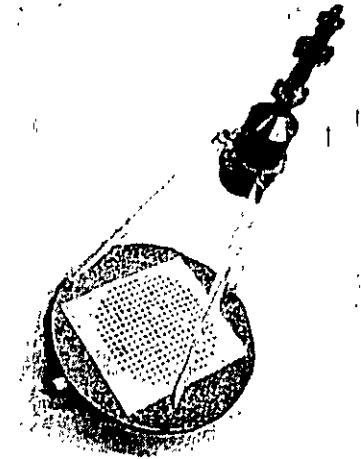
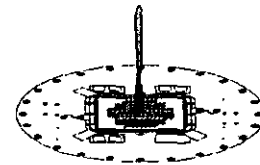


# Arreglos de fase (phased arrays)

## APLICACIONES

La necesidad de modificar el patrón de radiación sin realizar un movimiento físico, y por lo tanto mecánico, de la antena se ha satisfecho mediante el uso de dispositivos eléctricos de gran velocidad que permiten realizar dicho barrido manteniendo la antena estática. Algunas aplicaciones son:

- Radar.- Requiere un seguimiento espacial de los objetivos en tiempo real.
- Estaciones Terrenas para LEO's.- Los satélites de órbita baja tienen una velocidad orbital tal que no les permite permanecer estáticos en un punto del cielo. Por lo tanto es necesario darles un seguimiento en el arco visible.





# Patrón de radiación de un arreglo

El patrón de radiación de un arreglo se determina por el tipo de elementos individuales utilizados, su orientación, su posición espacial así como la amplitud y fase de las corrientes que alimentan el arreglo.

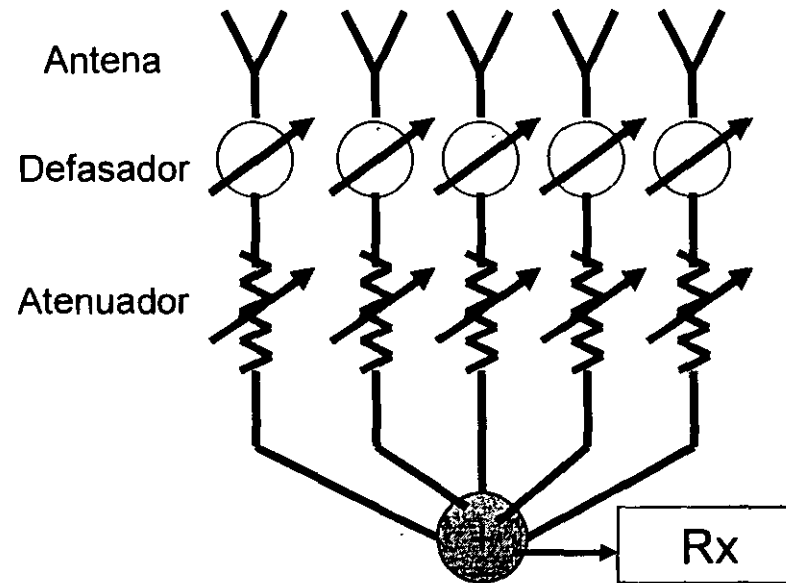
Para comenzar el análisis, supóngase el caso en el que cada elemento del arreglo es una fuente **ISOTRÓPICA**, es decir, se considera una fuente puntual que radia de igual forma hacia todas las direcciones.

El patrón de radiación resultante de considerar un arreglo de fuentes isotrópicas se denomina **FACTOR DEL ARREGLO**.

Para el caso real, el tipo de antena que se utiliza para formar el arreglo puede considerarse como un elemento aislado. Así, el patrón de radiación de la antena se denomina **FACTOR DE LA ANTENA**.

El **FACTOR DEL ARREGLO** y el **FACTOR DE LA ANTENA** determinarán el patrón de radiación del arreglo completo. Dicho procedimiento se explicará a detalle.

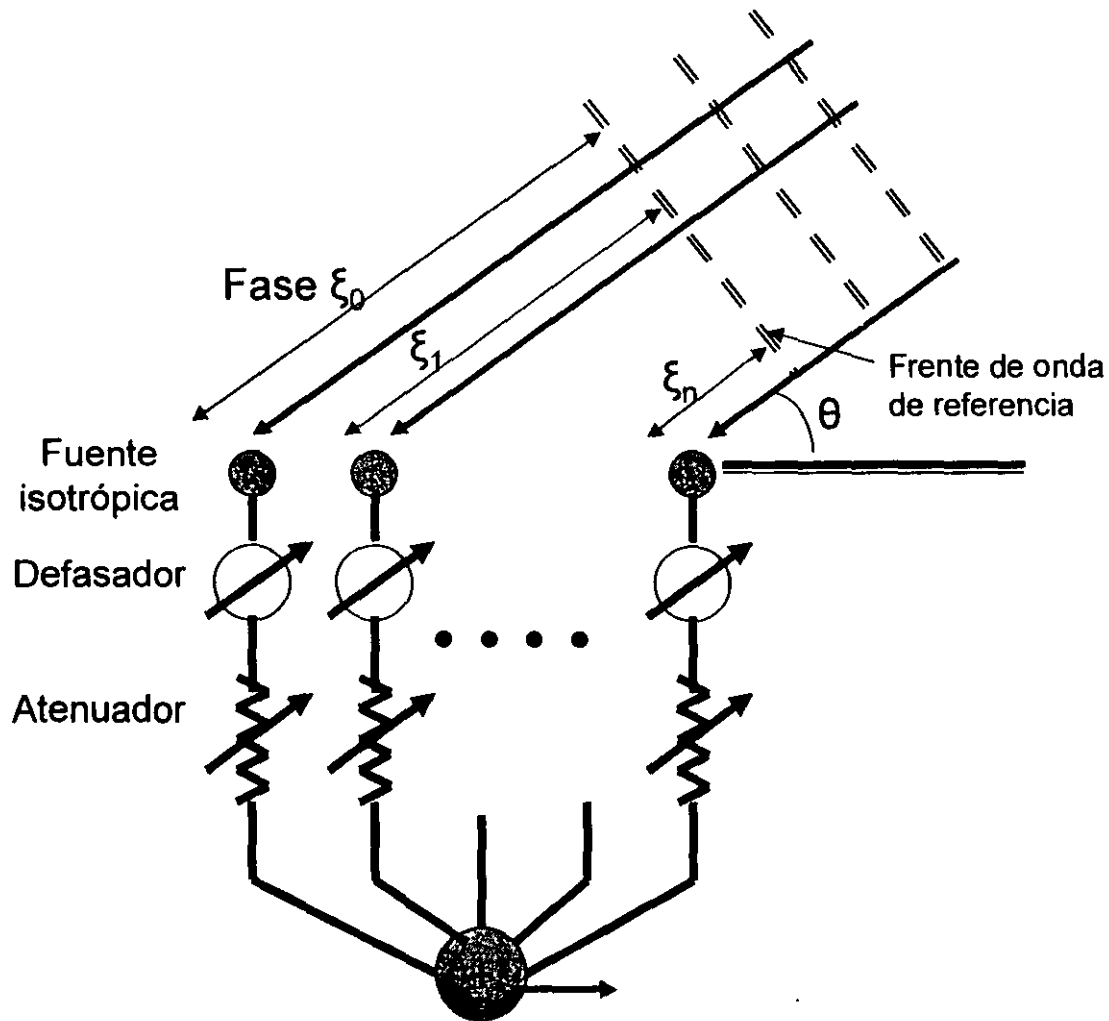
# El factor del arreglo para arreglos lineales



La configuración fundamental de elementos en un arreglo, es la configuración lineal. Los elementos que forman el arreglo son idénticos. La salida de cada elemento puede controlarse en amplitud y en fase mediante desplazadores de fase y atenuadores. Como se verá más adelante, esta variación posibilita la conformación del patrón de radiación y el barrido espacial del mismo.

El factor del arreglo correspondiente a la figura se encuentra fácilmente reemplazando cada elemento por una fuente isotrópica, pero conservando la posición y excitación del elemento real.

# El factor del arreglo para arreglos lineales (cont.)



El arreglo recibe un frente de onda plana con un ángulo de  $\theta$  grados medidos desde el eje del arreglo lineal. Con el frente de onda de referencia de fase cero, la distancia al  $n$ ésimo elemento tendrá un retraso en fase de  $\xi_n$ .

Entonces cada elemento será excitado con una fase  $\xi_n$  debida al desplazamiento espacial producido por la onda entrante.

Las amplitudes de excitación son constantes tomadas como la unidad debido a que el frente de onda plano tiene amplitud uniforme.

# El factor del arreglo para arreglos lineales (cont.)

Una fuente isotrópica es un radiador hipotético sin pérdidas que radia uniformemente en todas direcciones. Algunas veces es referida como FUENTE PUNTUAL. Los campos radiados por una fuente isotrópica en el origen de un sistema de coordenadas esférico es proporcional a:

$$I_o = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \quad (1)$$

Donde  $I_o$  es la corriente de la fuente isotrópica. El patrón de radiación de una fuente puntual es constante y está dado por:

$$AF = I_o \quad (2)$$

Donde AF es el FACTOR DEL ARREGLO para este caso de solo un elemento. El FACTOR DEL ARREGLO del arreglo completo es la suma de las respuestas de todas las fuentes isotrópicas tomando en cuenta los posibles cambios de amplitud y fase.

# El factor del arreglo para arreglos lineales (cont.)

El FACTOR DEL ARREGLO,  $AF$ , para un arreglo como el de la figura anterior se puede expresar como:

$$AF = I_0 e^{j\xi_0} + I_1 e^{j\xi_1} + I_2 e^{j\xi_2} + \dots \quad (3)$$

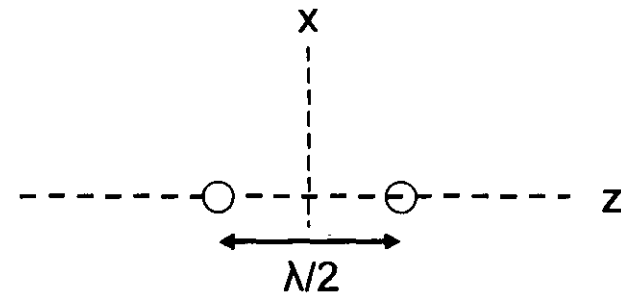
A continuación se analizarán varios casos de arreglos lineales de fuentes isotrópicas. Los casos a analizar son:

- **CASO 1.**- Dos fuentes isotrópicas con igual amplitud y fase de corriente, separadas media longitud de onda.
- **CASO 2.**- Dos fuentes isotrópicas con igual amplitud y fases opuestas, separadas media longitud de onda.
- **CASO 3.**- Dos fuentes isotrópicas con igual amplitud y  $90^\circ$  fuera de fase, separadas un cuarto de longitud de onda.
- **CASO 4.**- Dos fuentes isotrópicas idénticas separadas una longitud de onda.

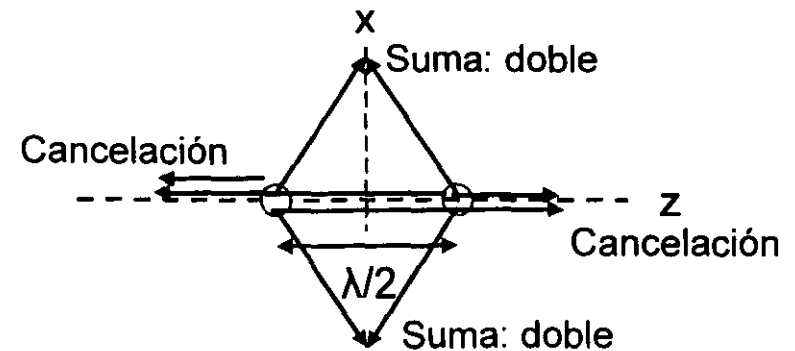
Para los cuatro casos se obtendrá el FACTOR DEL ARREGLOS correspondiente y su interpretación geométrica.

## Caso 1. Dos fuentes isotrópicas con igual amplitud y fase de corriente, separadas media longitud de onda

De la figura, el factor del arreglo puede suponerse por inspección: en un punto de campo lejano a lo largo del eje  $X$  las trayectorias de campo de cada fuente se dirigen al mismo punto. Como las fuentes están excitadas con la misma amplitud y fase, las ondas que se propagan en un punto del campo lejano arribarán en fase y con igual magnitud. Entonces en las direcciones  $+x$  y  $-x$  el campo total será el doble del de una sola fuente.

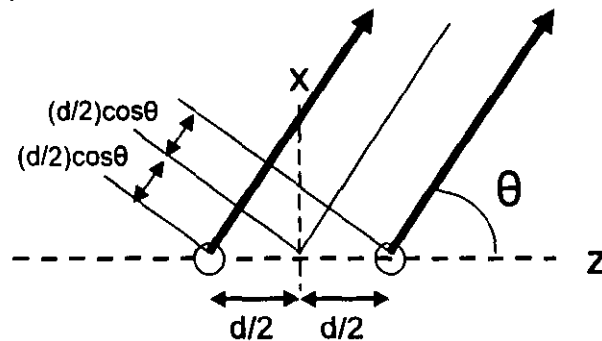


En el eje  $z$  no sucede lo mismo. La onda de la primera fuente desplazándose en la dirección  $+z$  llegará a la segunda fuente con un retraso de  $\lambda/2$ , equivalente a un desfase de  $180^\circ$ , por lo tanto se cancelará con la onda emitida por la segunda fuente en dirección  $+z$ . Lo mismo sucede con la onda emitida por la segunda fuente y que viaja en dirección  $-z$ . Esta onda llegará a la primera fuente con un desfase de  $180^\circ$  y se cancelará con onda que viaja en dirección  $-z$  y originada en la primera fuente.



## Caso 1. (cont.)

El AF (factor del arreglo) también puede calcularse de forma exacta. De la siguiente figura genérica es posible saber los cambios de fase correspondientes a las diferencias de trayectoria de la onda entre una fuente y otra.



Partiendo de la ecuación 3 y tomando en cuenta amplitud y fase iguales en cada fuente, el AF es:

$$AF = 1e^{-j\beta(d/2)\cos\theta} + 1e^{j\beta(d/2)\cos\theta} = 2 \cos\left(\beta \frac{d}{2} \cos\theta\right) \quad (4)$$

La distancia entre los elementos es  $d=\lambda/2$  y  $\beta=2\pi/\lambda$ , por lo que sustituyendo  $d$  y  $\lambda$  en (4) se tiene el valor del factor del arreglo como:

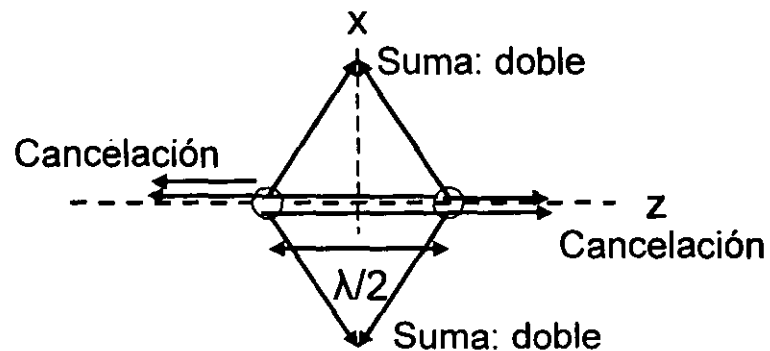
## Caso 1. (cont)

$$AF = 2 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) \quad (5)$$

Normalizando el AF para un valor máximo igual a la unidad, se obtiene la siguiente expresión:

$$f(\theta) = \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) \quad (6)$$

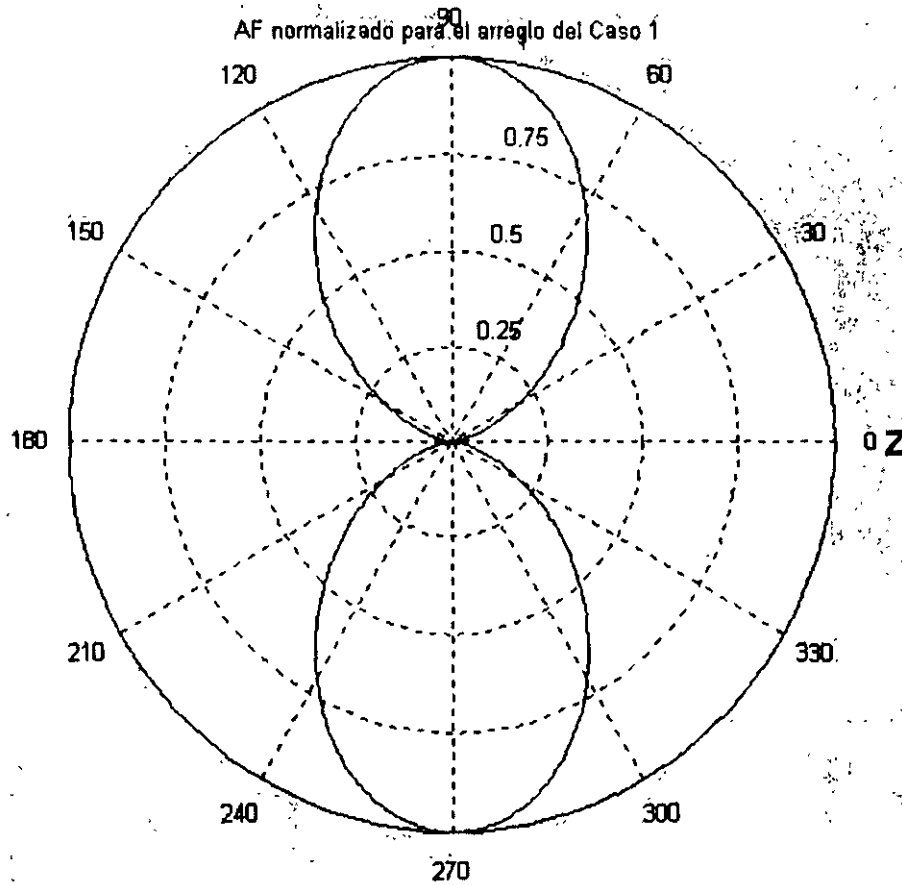
La función anterior tiene un valor máximo cuando  $\theta = \pi/2$  y vale cero cuando  $\theta = 0$ . Estos resultados concuerdan con los obtenidos por simple inspección:





# Caso 1 (cont.)

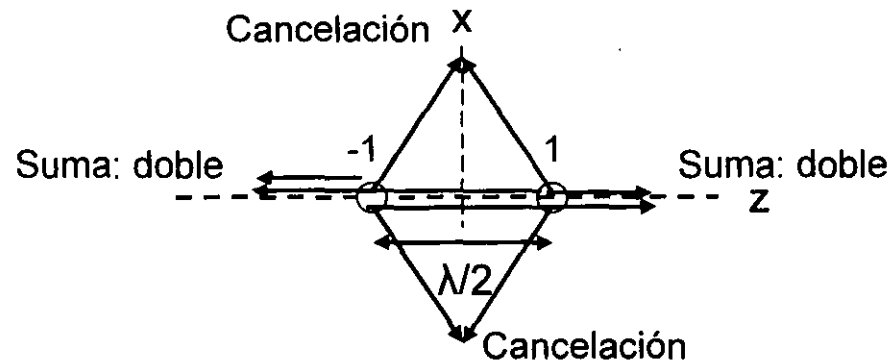
Utilizando algún paquete para elaborar la gráfica de  $f(\theta)$  el resultado es el siguiente:



Ing. Eduardo Carrasco Yépez -  
Mayo de 2003 - U.N.A.M.

## Caso 2. Dos fuentes isotrópicas con igual amplitud y con fases opuestas, separadas media longitud de onda

Las características del AF para ese caso también pueden obtenerse de forma aproximada por simple inspección, tal y como se hizo en el caso 1.



Las trayectorias de los rayos radiados por cada fuente son las mismas en el eje  $x$ , pero la fuente del lado izquierdo está  $180^\circ$  fuera de fase con respecto a la fuente del lado derecho. Por lo tanto en los puntos que se encuentran sobre el eje  $x$ , la suma vectorial de los campos dará como resultado cero, lo que se traduce como un nulo en el AF en la dirección  $x$  y  $-x$ . A lo largo del eje  $z$ , el defasamiento de  $180^\circ$  de las corrientes de ambas fuentes, se ve compensado por la separación de media longitud de onda entre éstas. Por ejemplo, los rayos de la fuente del lado izquierdo viajarán hacia  $+z$   $180^\circ$  fuera de fase, más  $180^\circ$  de defasamiento extra debido a la longitud recorrida ( $\lambda/2$ ), da un total de  $360^\circ$ . Es decir, los rayos de la fuente izquierda tendrán la misma fase que los de la fuente derecha al arribar a esta última. Lo mismo sucede con los rayos de la fuente derecha que viajan hacia  $-z$ . El resultado de la suma vectorial da como resultado lóbulos principales en  $+z$  y  $-z$ .

## Caso 2 (cont.)

El cálculo exacto se puede hacer utilizando la ecuación (3) con las condiciones de fase adecuadas:

$$AF = -1e^{-j\beta(d/2)\cos\theta} + 1e^{j\beta(d/2)\cos\theta} = 2j\text{sen}\left(\beta\frac{d}{2}\cos\theta\right) \quad (7)$$

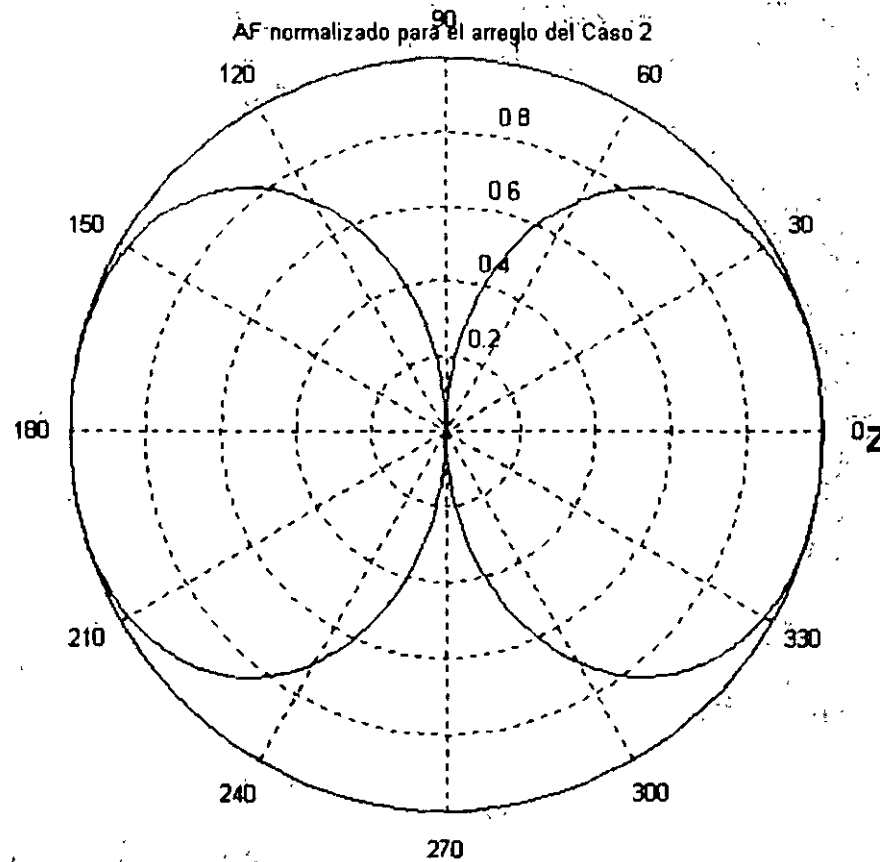
Conociendo que  $d=\lambda/2$  y normalizando para que el máximo posible sea 1, se tiene:

$$f(\theta) = \text{sen}\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right) \quad (8)$$

Haciendo la gráfica de esta función se puede observar que se obtienen los mismos resultados que por simple inspección.

## Caso 2 (cont.)

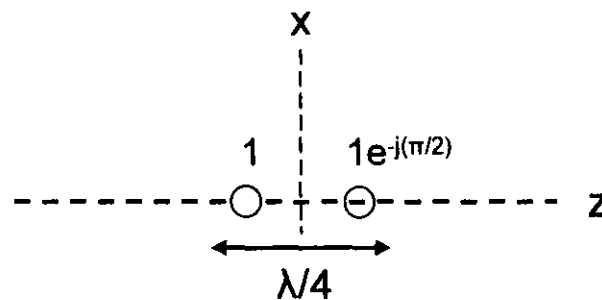
El AF final, en función de  $\theta$  es:



Ing. Eduardo Carrasco Yépez -  
Mayo de 2003 - U.N.A.M.

### Caso 3. Dos fuentes isotrópicas con igual amplitud y 90° fuera de fase, separadas un cuarto de longitud de onda

Para este tercer caso también es posible obtener un patrón aproximado por simple inspección. Sin embargo, se obtendrá el patrón en el plano x-z analíticamente de manera directa. Nuevamente se partirá de la ecuación (3).



$$AF = 1e^{-j\beta(d/2)\cos\theta} + 1e^{-j(\pi/2)}e^{j\beta(d/2)\cos\theta} \quad (9a)$$

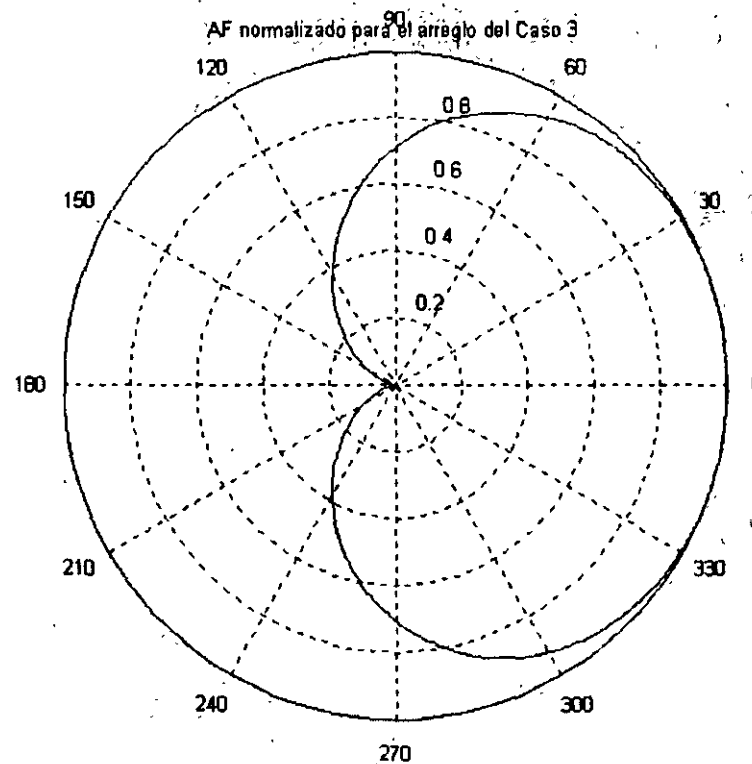
$$= e^{-j(\pi/4)} \left[ e^{-j[\beta(d/2)\cos\theta - \pi/4]} + e^{j[\beta(d/2)\cos\theta - \pi/4]} \right] \quad (9b)$$

$$= e^{-j(\pi/4)} 2 \cos\left(\frac{\beta d}{2} \cos\theta - \pi/4\right) \quad (9c)$$

## Caso 3 (cont.)

Sustituyendo  $d=\lambda/4$  y normalizando se obtiene la expresión final para el AF, así como el diagrama:

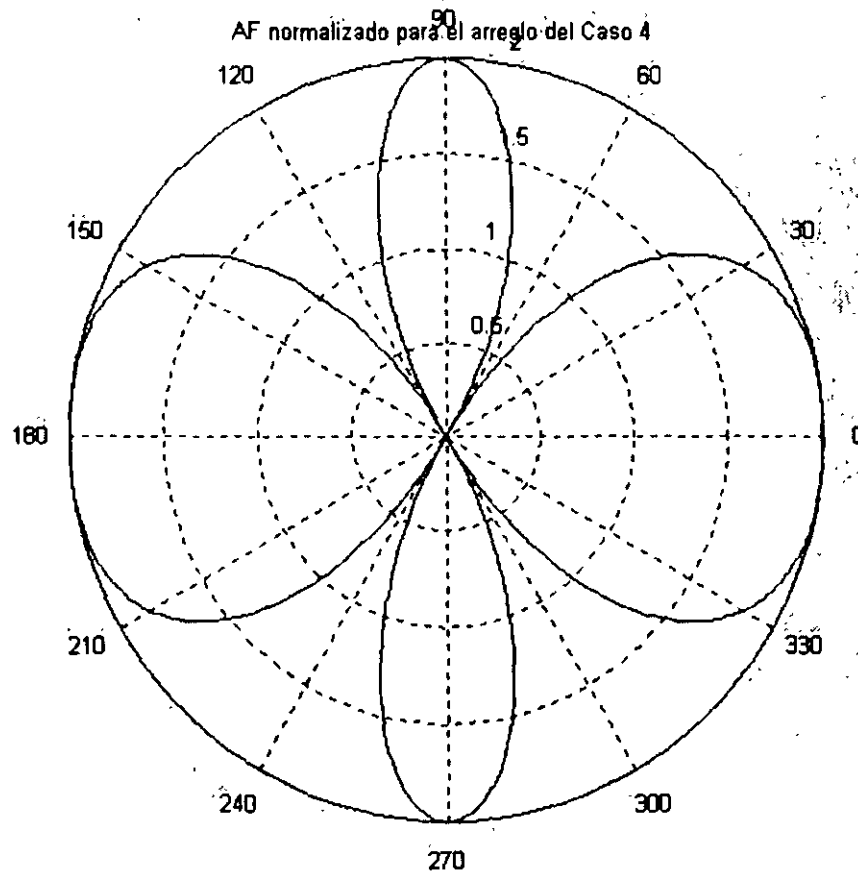
$$f(\theta) = \cos \left[ \frac{\pi}{4} (\cos \theta - 1) \right] \quad (10)$$



Ing. Eduardo Carrasco Yépez -  
Mayo de 2003 - U.N.A.M.

# Caso 4 (cont.)

Para este caso, AF es:



Ing. Eduardo Carrasco Yépez -  
Mayo de 2003 - U.N.A.M.

# Acoplamiento mutuo en arreglos

Cuando dos antenas se encuentran cerca una de otra, parte de la energía generada o recibida por una de las antenas termina en la segunda antena. La cantidad de energía depende principalmente de los siguientes factores:

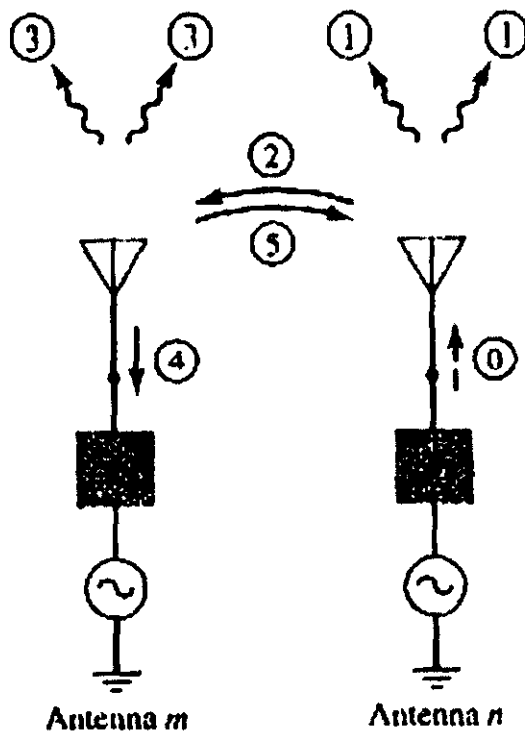
- Características de radiación de cada antena.
- Separación relativa entre las antenas.
- Orientación relativa de cada antena.

Existen distintos mecanismos que pueden causar el intercambio de energía. Por ejemplo, si ambas antenas están en modo de transmisión, parte de la energía radiada por cada una será recibida por la otra debido a las características direccionales no ideales de las antenas reales. Una fracción de esa energía recibida por una o ambas antenas es radiada nuevamente en diferentes direcciones, actuando como un transmisor secundario. El intercambio de energía se denomina **ACOPLAMIENTO MÚTUO** y en la mayoría de los casos es un factor que complica el análisis y diseño de una antena.



# Acoplamiento en el modo de transmisión

Asúmase que se tienen 2 antenas m y n formando un arreglo como en la siguiente figura:

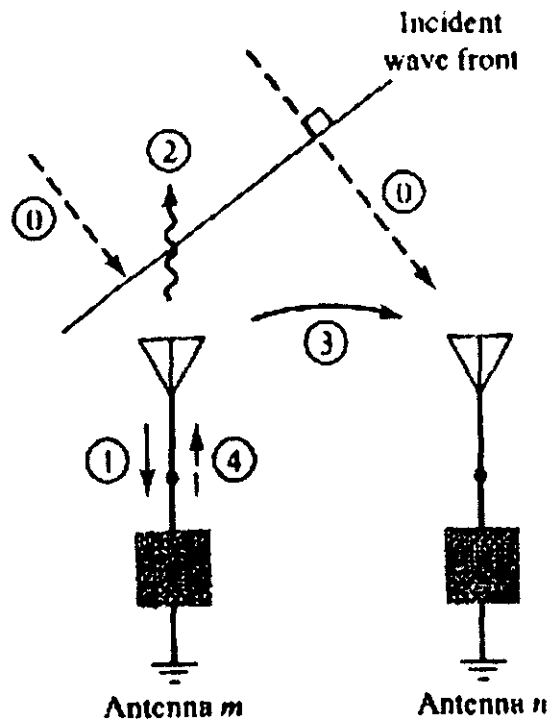


Supóngase que se conecta un generador a la antena n. La energía viajará por (0) hacia la antena para radiarse hacia el espacio libre (1). Parte de la energía radiada irá en dirección de la antena m (2). Parte de la energía incidente en la antena m será nuevamente radiada al espacio libre (3) y el remanente viajará en dirección del generador conectado a m (4). Debido a las condiciones no ideales de la antena m, parte de la energía que fue radiada nuevamente, será captada por la antena n (5).

Este proceso continuará de manera indefinida. La misma situación se presentará si ahora la antena m es excitada con su generador y la antena n se comporta como elemento parásito. Si ambas antenas, m y n, se excitan simultáneamente, el campo radiado y el campo debido al acoplo deben sumarse vectorialmente para obtener el campo total en cualquier punto.

# Acoplamiento en el modo de recepción

Para ilustrar los mecanismos de acoplamiento en el modo de recepción, véase la siguiente figura:



El arreglo consiste de dos elementos pasivos. Una onda plana (0) incide primero en la antena m, causando un flujo de corriente. Dicho flujo provocará que parte de la onda incidente sea captada por la antena (1), parte sea rebotada al espacio libre (2) y parte sea enviada a la antena n (3) donde se sumará vectorialmente con la onda incidente (0).

Es evidente que la cantidad de energía recibida por cada elemento del arreglo de antenas es igual a la suma vectorial de las ondas directas y aquellas que se acoplan de forma parasita de otros elementos.

La cantidad de energía recibida por cualquier elemento depende de su impedancia de terminación, así como la de los demás elementos. Con el fin de maximizar la cantidad de energía extraída a la onda incidente, se tratará de minimizar la energía reenviada al espacio libre mediante un adecuado valor de la impedancia de terminación.

# Importancia del acoplamiento mutuo en el desempeño de un arreglo

Los efectos del acoplamiento mutuo en el desempeño de un arreglo depende de:

- Tipo de antenas y parámetros de diseño.
- Posición relativa de los elementos en el arreglo.
- Alimentación de los elementos del arreglo.

Estos parámetros de diseño influyen en el desempeño del arreglo debido a la variación en la impedancia de los elementos, coeficientes de reflexión y la forma del patrón de radiación.



**FACULTAD DE INGENIERIA U.N.A.M.  
DIVISION DE EDUCACION CONTINUA**

# CURSOS INSTITUCIONALES

## DIPLOMADO EN DISEÑO Y ADAPTACIÓN DE ANTENAS

**MOD. IV. ANTENAS Y PROPAGACIÓN  
LABORATORIO**

**DEL 19 MAYO AL 03 DE JUNIO DEL 2003**

### ***APUNTES GENERALES***

CI - 074

**Instructor: Ing. Mario A. Ibarra Pereyra  
Ing. Leticia C. Rojas Anzaldo  
SECRETARÍA DE MARINA  
MAYO DEL 2003**

# MANUAL DE PRÁCTICAS DEL LABORATORIO DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

## ÍNDICE

<i>PRACTICA #1</i>	
CARACTERIZACIÓN DE UNA LÍNEA TELEFÓNICA.....	1
<i>PRACTICA # 2</i>	
SEÑALES DIGITALES A TRAVÉS DE UNA LÍNEA TELEFÓNICA.....	19
<i>PRACTICA # 3</i>	
SIMULACIÓN DE LA RESPUESTA A LA FRECUENCIA DE UNA LÍNEA TELEFÓNICA.....	37
<i>PRACTICA # 4</i>	
ONDA ESTACIONARIA EN UN CABLE COAXIAL RANURADO.....	58
<i>PRACTICA # 5</i>	
CARTA DE SMITH.....	78
<i>PRACTICA # 6</i>	
ACOPLAMIENTO CON UN STUB PARA CABLE COAXIAL RANURADO.....	95
<i>PRACTICA # 7</i>	
.....	105
BIBLIOGRAFÍA DE CONSULTA.....	

<b>APÉNDICE A</b>	TTL LOGIC DATA BOOK	A 1-15
<b>APÉNDICE B</b>	DESCRIPCIÓN DE LA CARTA DE SMITH	B 1-8
<b>APÉNDICE C</b>	ANALIZADOR DE REDES	C 1-

## PRACTICA #1 CARACTERIZACIÓN DE UNA LÍNEA TELEFÓNICA

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir:

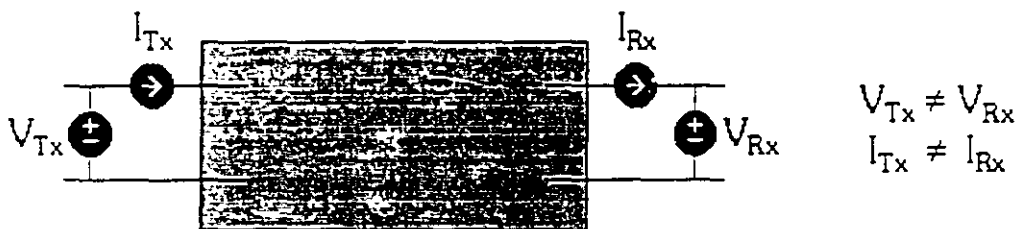
LÍNEA DE TRANSMISIÓN  
GANANCIA  
ATENUACIÓN  
RUIDO  
INTERFERENCIA  
OCTAVA  
½ OCTAVA  
DECIBEL

Investigar :

LOS DIFERENTES TIPOS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN.

### INTRODUCCIÓN

¿Cuándo se dice que un par de alambres son una línea de transmisión?



Dependiendo de la diferencia entre los dos voltajes y las dos corrientes se considerará la existencia de una línea de transmisión.

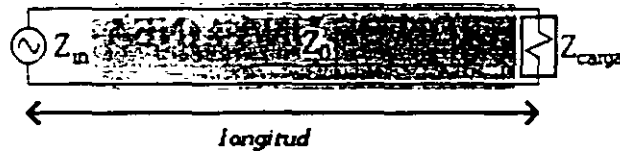
Si la diferencia es despreciable No hay una línea de transmisión; consideramos que los conductores son ideales.

Si la diferencia de los voltajes es mayor de un 10% podremos considerar que Sí existe una línea de transmisión. Este criterio puede expresarse de la siguiente forma :

Si nuestros voltímetros y amperímetros nos dan lecturas diferentes en dos puntos del cable, entonces entre esos puntos hay una línea de transmisión. Es decir, la existencia de una línea dependerá de la precisión de los instrumentos de medición y de lo que se considere como "diferente" en sus lecturas.

¿Por qué  $V_{Tx} \neq V_{Rx}$  y  $I_{Tx} \neq I_{Rx}$ ?

Porque existen elementos resistivos, inductivos y capacitivos que se presentan en cada diferencial de longitud del conductor.



### Línea Infinita

Línea cuya  $Z_{in} = Z_{carga} = Z_0$  independientemente de la longitud de dicha línea.

Si la línea es de una longitud infinita  $Z_{in} = Z_0$  independientemente de la  $Z_{carga}$ .

### Impedancia característica $Z_0$

Se puede definir desde alguno de los siguientes puntos de vista :

- 1) La impedancia vista desde el extremo emisor de una línea infinitamente larga.
- 2) Es la impedancia de carga cuyo valor se puede medir a la entrada de la línea.
  - Si  $Z_{carga} \equiv Z_{in}$  entonces la carga es  $Z_0$
  - Si  $Z_{carga} \equiv Z_{in}$  entonces la línea es "infinita" (por definición)

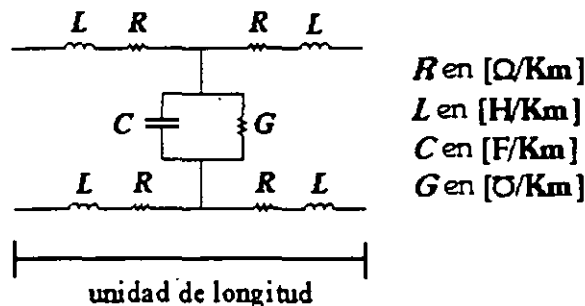
Si  $Z_{in} \equiv Z_0$ , aunque  $Z_{carga} =$  cualquier valor entonces la línea es muy larga, su longitud tiende a  $\infty$  y se dice que es línea infinita.

- 3) La impedancia vista hacia la carga desde cualquier punto de una línea adaptada, el desplazamiento a lo largo de dicha línea no produce ningún cambio en el valor de la impedancia vista hacia la carga.

Su valor a cualquier frecuencia está determinada por los parámetros  $R$ ,  $L$ ,  $G$  y  $C$  de la línea :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{(R + j\omega L)}{(G + j\omega C)}}$$

### Modelo eléctrico de una línea de transmisión por unidad de longitud (Caso General)



Los parámetros que describen la línea son:

**RESISTENCIA ( $R$ )** se presenta porque los conductores ofrecen cierta resistencia al paso de la corriente eléctrica, por lo tanto depende del calibre y material de los conductores, de la temperatura y de la frecuencia.

**INDUCTANCIA ( $L$ )** se presenta por la geometría de la sección transversal de los conductores, por lo que depende de la corriente alterna y de la separación entre hilos.

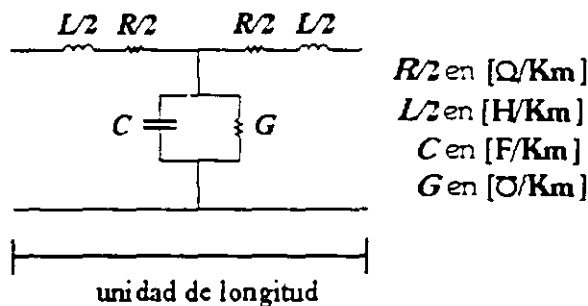
**CAPACITANCIA ( $C$ )** se presenta porque los conductores al estar separados por un dieléctrico forman un capacitor, por lo tanto depende del material dieléctrico, del calibre y de la separación entre hilos conductores.

**CONDUCTANCIA ( $G$ )** se presenta porque la separación entre los conductores es mantenida con un dieléctrico, el cual al no ser un aislante perfecto permite el paso de una pequeña corriente de fuga, por lo que depende de las imperfecciones en el material dieléctrico.

Una línea de  $n$  unidades de longitud se forma con  $n$  secciones unitarias en cascada.

Este modelo es preciso, los cálculos son exactos, pero el análisis puede resultar muy tardado o tedioso dependiendo del número de secciones en la que se divida la línea de transmisión. Por lo que existe otro modelo simplificado en el cual los cálculos son más burdos, pero se obtiene rápidamente un resultado muy aproximado, dicho modelo se muestra a continuación:

**Modelo eléctrico simplificado de una línea de transmisión por unidad de longitud  
(Caso General)**



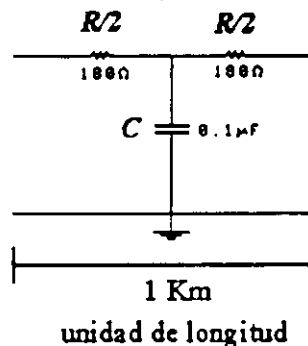
Los parámetros  $R$ ,  $L$ ,  $C$  y  $G$  están referidos a una unidad de longitud de la línea (generalmente por Kilómetro). En consecuencia, estos valores por unidad de longitud deben multiplicarse por la longitud que tenga dicha línea de transmisión para encontrar así la resistencia, inductancia, conductancia y capacitancia total de la línea. De esta forma el modelo de  $n$  unidades de longitud es una sola sección "T" con los valores unitarios multiplicados por  $n$ .

Los elementos de éste modelo se simplifican o reducen dependiendo de la frecuencia a la que se utilice la línea, así como de la construcción física de los conductores, es decir, del tipo de cable (telefónico, coaxial, de microcinta, etc.)



Simplificaremos el modelo general para analizar el caso particular de un cable telefónico al considerar que  $I=0$  y  $G=0$ ; es decir,  $L=0$  porque los efectos magnéticos se contrarrestan al analizar el canal de transmisión como un par trenzado y  $G=0$  porque el dieléctrico es casi perfecto, entonces ambos conductores están completamente aislados para evitar fugas de corriente, entonces el modelo se reduce a:

### Modelo eléctrico de un cable telefónico (o línea telefónica) por unidad de longitud



### OBJETIVOS

- Observar las características de una línea telefónica (par de alambres de cobre) con la ayuda de su modelo eléctrico.
- Entender los cambios que sufren de las señales de voz al viajar por la línea telefónica.
- Conocer el funcionamiento del equipo con que se dispone en el laboratorio a fin de obtener las lecturas necesarias.

### EXPERIMENTOS

- 1.- Obtener la respuesta a la frecuencia de la línea telefónica
- 2.- Obtener las pérdidas en función de la longitud de la línea telefónica.
- 3.- Medir la impedancia de entrada para una línea telefónica corta (1 Km).
- 4.- Medir la impedancia de entrada para una línea telefónica larga (10 Km).

### EQUIPO

- 1 Osciloscopio de doble trazo HITACHI MODELO: V-1060 100 MHz.
- 1 Generador de funciones HEWLETT PACKARD MODELO: 3310A.
- 1 Convertidor de Corriente a Voltaje (Relación 1:1) HEWLETT PACKARD MODELO: 456A

### MATERIAL

- 1 protoboard.
- Adaptadores BNC - banana.
- Cables con conectores banana - banana, banana - caimán y caimán - caimán.

### Modelo eléctrico de una línea telefónica

- 2 Resistencias de  $180 \Omega$  (para cada Km. de línea telefónica)
- 1 Capacitor de  $0.1 \mu\text{F}$  (para cada Km. de línea telefónica)
- 1 Resistencia de  $560 \Omega$  (para la carga)
- 1 Capacitor de  $0.33 \mu\text{F}$  (para la carga)

DESARROLLO

**EXPERIMENTO 1**

**Obtener la respuesta a la frecuencia de la línea infinita de 3 Km de longitud**

Armaz en protoboard el siguiente circuito:

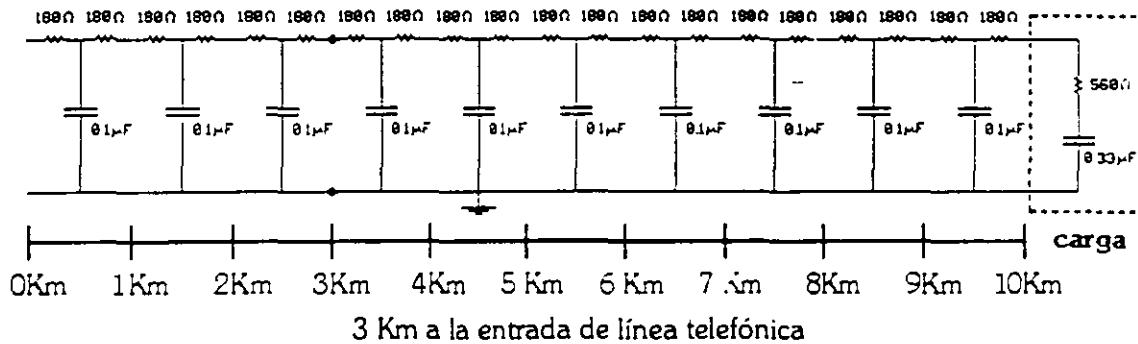
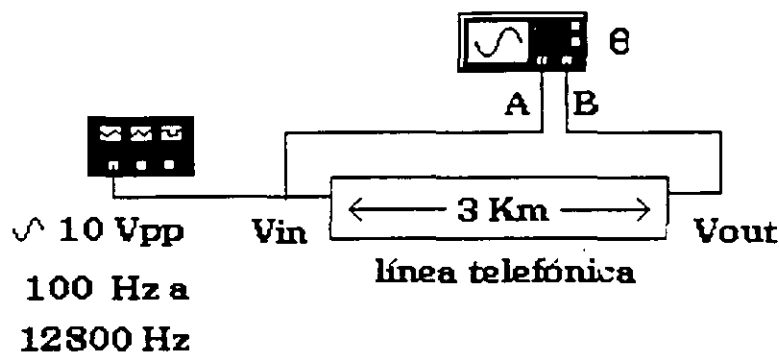


DIAGRAMA DE CONEXIONES



PROCEDIMIENTO

Obtener del generador de funciones una onda senoidal:

- amplitud de 10 Vpp.
- frecuencia de 100 Hz.

Vin es el voltaje a la entrada de la línea.

Vout es el voltaje que existe a 3 Km de la entrada de la línea.

Variar la frecuencia de la señal en el generador cada 1/2 octava hasta llegar a 12 800 Hz , es decir, 7 octavas.

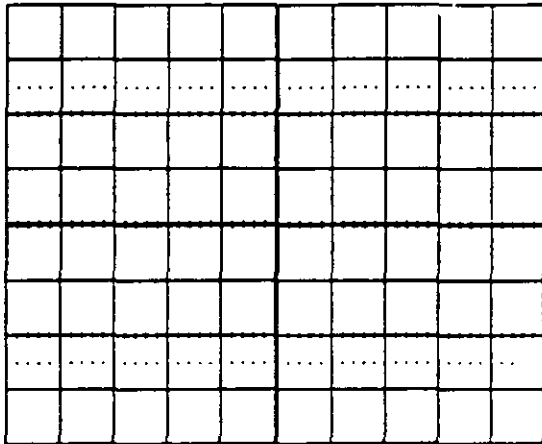
$$f_{\text{octava}} = 2 * f$$

$$f_{1/2 \text{ octava}} = \sqrt{2} * f$$

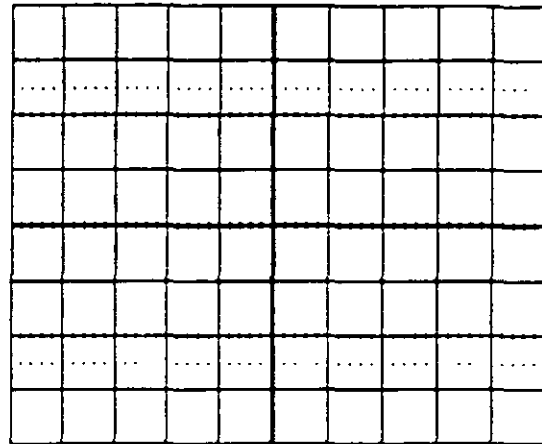
Medir en el osciloscopio las amplitudes de las señales : Vin en el canal A y Vout en el canal B, así como el defasamiento (o retardo) entre las señales.

Dibujar y acotar los oscilogramas para frecuencias de 100 Hz y 12 800 Hz.

Utilizar las escalas más adecuadas en el osciloscopio, para que las señales se observen con buen tamaño.



$f = 100 \text{ Hz}$



$f = 12\,800 \text{ Hz}$

Anotar los datos en la tabla y calcular:

$$G = V_{out} / V_{in}$$

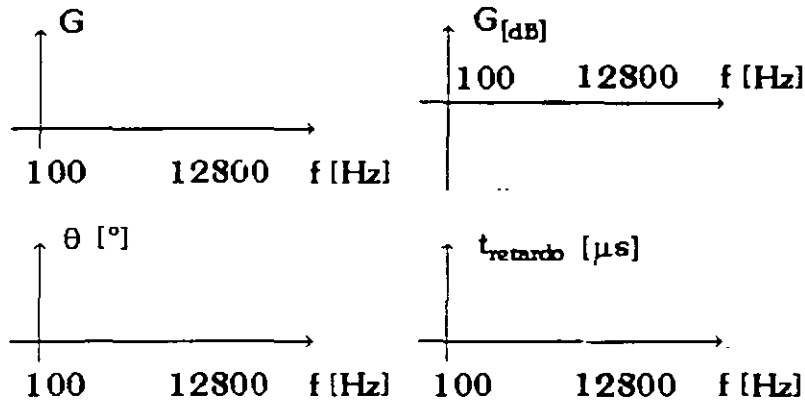
$$G_{dB} = 20 \log V_{out} / V_{in}$$

$$\theta = 360 * f * t_{retardo} = 360 * t_{retardo} / T$$

$$\text{ó } t_{retardo} = \frac{\theta}{360 * f} = \frac{\theta * T}{360}$$

longitud = 3 [Km] (longitud constante)						
frecuencia [Hz]	Vin [Vpp]	Vout [Vpp]	Ganancia		defasamiento [°]	retardo [μs]
			[adim]	[dB]		
100						
141						
200						
283						
400						
566						
800						
1000						
1131						
1600						
2263						
3200						
4525						
6400						
9051						
12800						

Graficar con los datos obtenidos  
 Ganancia vs. frecuencia  
 Defasamiento vs. frecuencia  
 Retardo vs. frecuencia



Escala horizontal : logarítmica. frecuencia cada media octava.  
 Escala vertical : lineal, Ganancia adimensional y en dB. Fase en grados, retardo en  $\mu s$ .

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

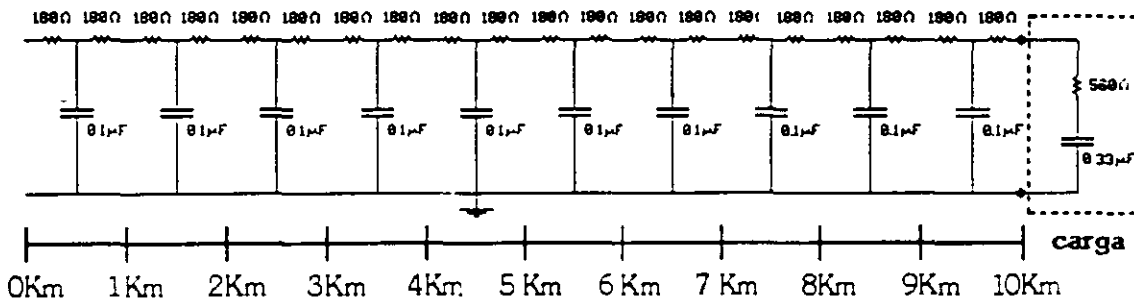
---

DESARROLLO

**EXPERIMENTO 2**

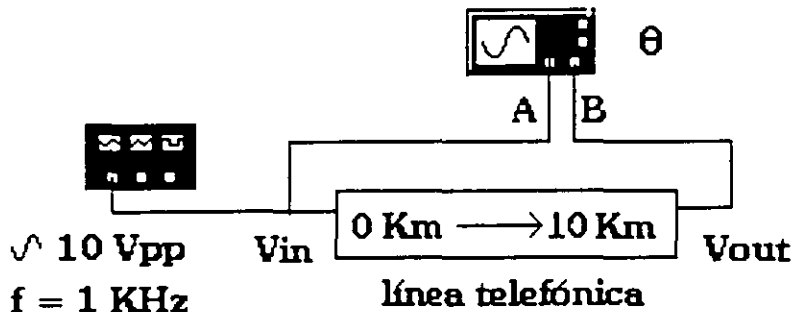
**Obtener las pérdidas en función de la longitud de la línea telefónica**

Amar en protoboard el siguiente circuito



10 Km de línea telefónica

DIAGRAMA DE CONEXIONES



PROCEDIMIENTO

Obtener del generador de funciones una onda senoidal:

- amplitud de 10 Vpp.
- frecuencia de 1 KHz.

Vin es el voltaje a la entrada de la línea.

Vout es el voltaje en cada Km.

Variar la longitud de la línea telefónica cada Km, desde 0 hasta 10 Km.

Medir en el osciloscopio las amplitudes de las señales : Vin en el canal A y Vout en el canal B, así como el defasamiento (o retardo) entre las señales, para cada Km.

Dibujar y acotar los oscilogramas para longitudes de 1 Km y 10 Km.

Utilizar las escalas más adecuadas en el osciloscopio, para que las señales se observen con buen tamaño.


**longitud = 1 Km**


**longitud = 10 Km**

Anotar los datos en la tabla y calcular:

$$\alpha = V_{in} / V_{out}$$

$$\alpha_{dB} = 20 \log V_{in} / V_{out}$$

$$\theta = 360 * f * t_{retardo} = 360 * t_{retardo} / T$$

$$\text{ó } t_{retardo} = \frac{\theta}{360 * f} = \frac{\theta * T}{360}$$

frecuencia = 1 [KHz] (frecuencia constante)					
longitud [Km]	V <sub>in</sub> [Vpp]	V <sub>out</sub> [Vpp]	Atenuación [dB]	defasamiento [°]	retardo [μs]
0					
1					
2					
3					
4					
5					
6					
7					
8					
9					
10					

- Graficar con los datos obtenidos
- Atenuación vs. longitud
- Defasamiento vs. longitud
- Retardo vs. longitud

Calcular la velocidad de propagación ( $v_p$ ) para la señal que viaja por la línea.

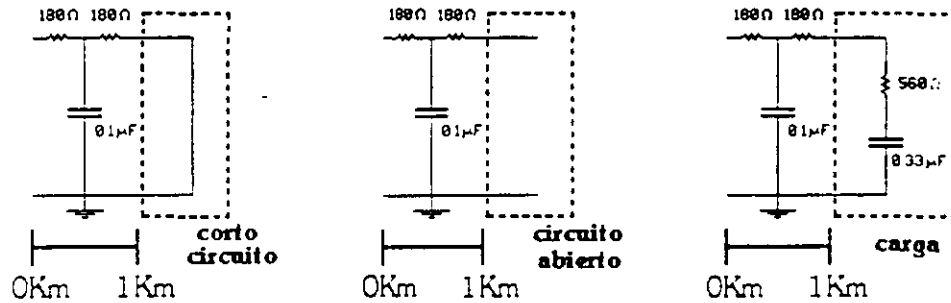


DESARROLLO

**EXPERIMENTO 3**

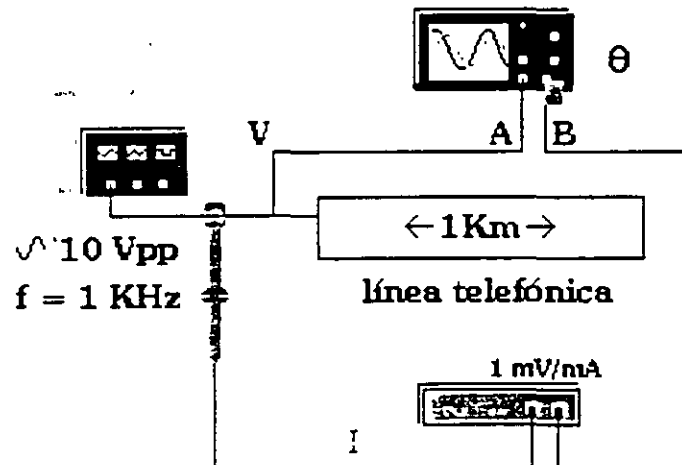
**Medir la impedancia de entrada de una línea telefónica corta.**

Amar en protoboard el siguiente circuito



1 Km de línea telefónica terminada con diferentes cargas.

DIAGRAMA DE CONEXIONES



PROCEDIMIENTO

Obtener del generador de funciones una onda senoidal:

- amplitud de 10 Vpp.
- frecuencia de 1 KHz.

V es el voltaje a la entrada de la línea.

I es la corriente a la entrada de la línea.

Medir en el osciloscopio las amplitudes de las señales : V en el canal A e I en el canal B, así como el defasamiento entre las señales. Considerar la señal de voltaje como referencia.

Dibujar y acotar el oscilograma para cada tipo de carga :Corto circuito, circuito abierto e impedancia característica.

Utilizar las escalas más adecuadas en el osciloscopio, para que las señales se observen con buen tamaño.



.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....
.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....

**corto circuito**

.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....
.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....

**circuito abierto**

.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....
.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....

**impedancia característica**

Anotar los datos en la tabla.

Calcular la impedancia de entrada :

$$Z_{l\theta} = \frac{V_{l\theta}}{I_{l\theta}}$$

recordar que la impedancia es una magnitud compleja  $Z_{l\theta} := R + jX$

frecuencia = 1 [KHz] y longitud = 1 [Km]				LINEA CORTA	
CARGA	V [Vpp]	I [mApp]	defasamiento (con signo) [°]	Impedancia de Entrada Polar Z   θ	Rectangular R + j X
corto circuito				Z <sub>CC</sub> =	Z <sub>CC</sub> =
circuito abierto				Z <sub>CA</sub> =	Z <sub>CA</sub> =
impedancia característica				Z <sub>0</sub> =	Z <sub>0</sub> =

Calcular  $\sqrt{Z_{CC} \cdot Z_{CA}}$  y comparar con Z<sub>0</sub>.

Ver **OBSERVACIÓN IMPORTANTE** al final de la práctica.

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

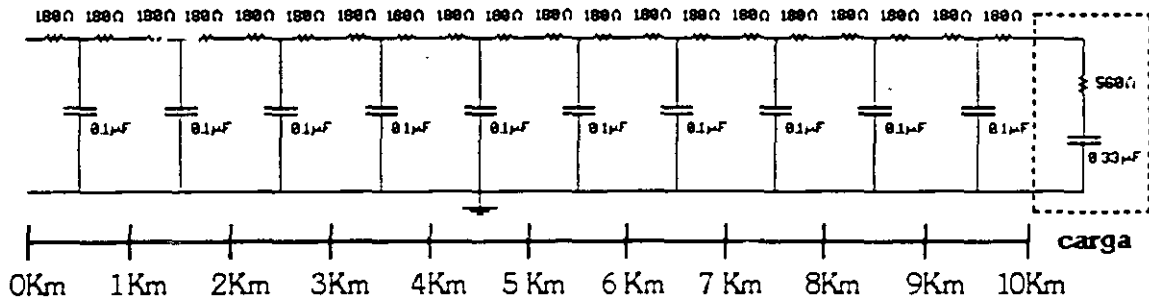
---

DESARROLLO

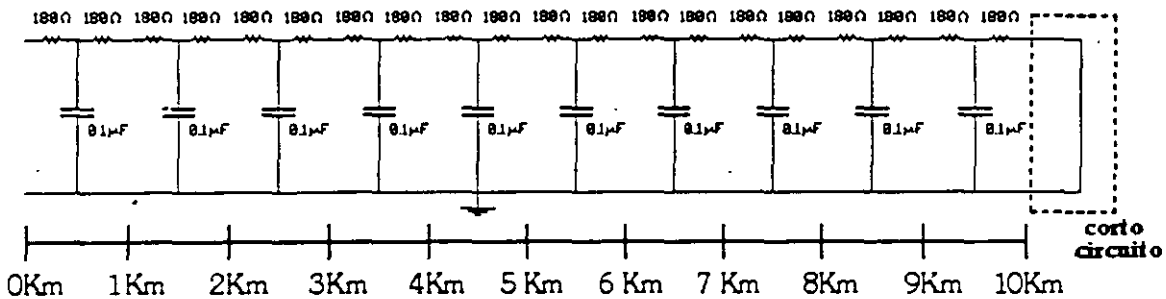
**EXPERIMENTO 4**

**Medir la impedancia de entrada para una línea telefónica larga**

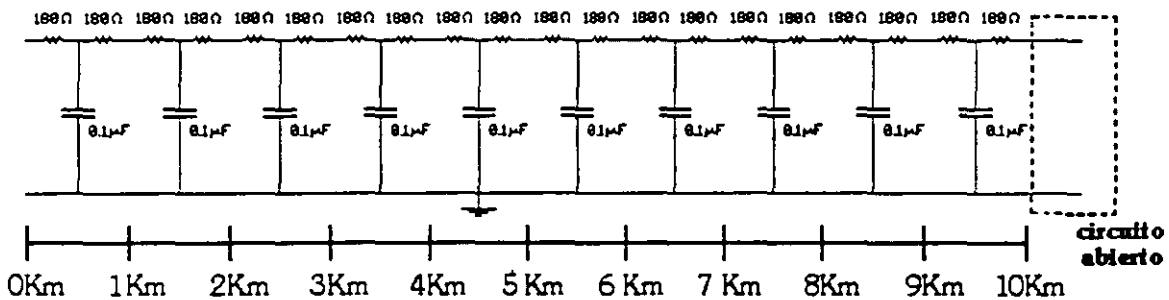
Armar en protoboard el siguiente circuito



10 Km de línea telefónica terminada en una carga igual a su impedancia característica

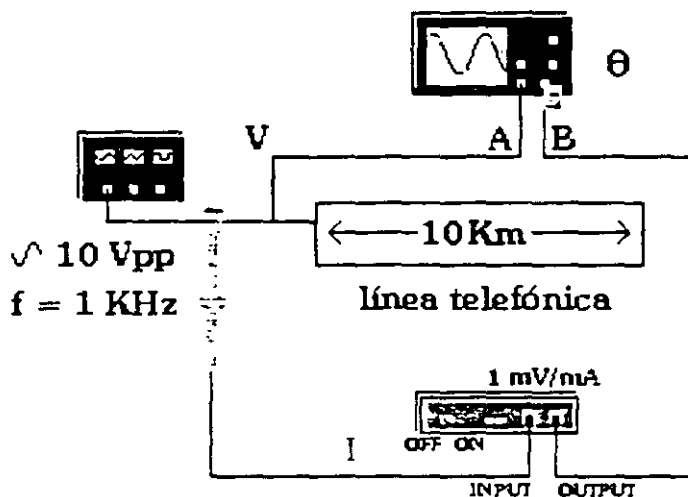


10 Km de línea telefónica terminada en corto circuito



10 Km de línea telefónica terminada en circuito abierto

DIAGRAMA DE CONEXIONES



PROCEDIMIENTO

Obtener del generador de funciones una onda senoidal:

- amplitud de 10 Vpp.
- frecuencia de 1 KHz.

V es el voltaje a la entrada de la línea.

I es la corriente a la entrada de la línea.

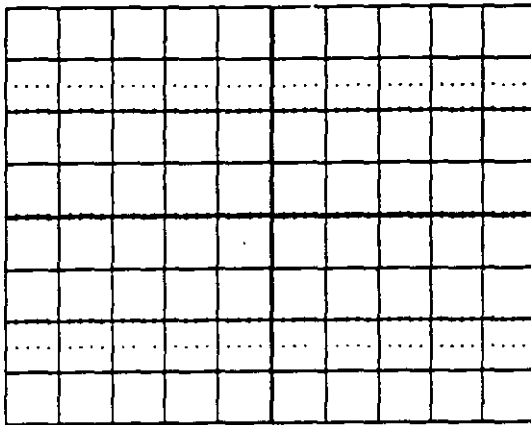
Medir en el osciloscopio: las amplitudes de las señales : V en el canal A e I en el canal B, así como el defasamiento entre las señales. Considerar la señal de voltaje como referencia.

Dibujar y acotar el oscilograma para cada tipo de carga :Corto circuito, circuito abierto e impedancia característica.

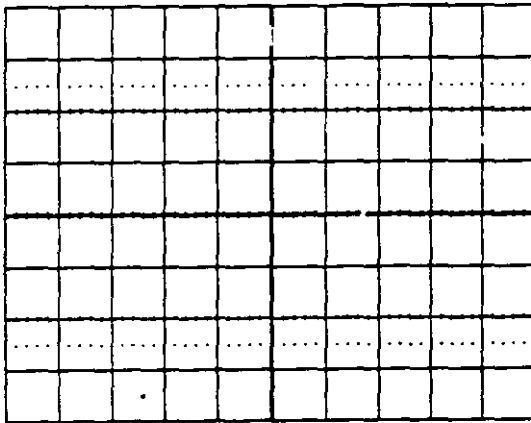
Utilizar las escalas más adecuadas en el osciloscopio, para que las señales se observen con buen tamaño.

Anotar los datos en la tabla.

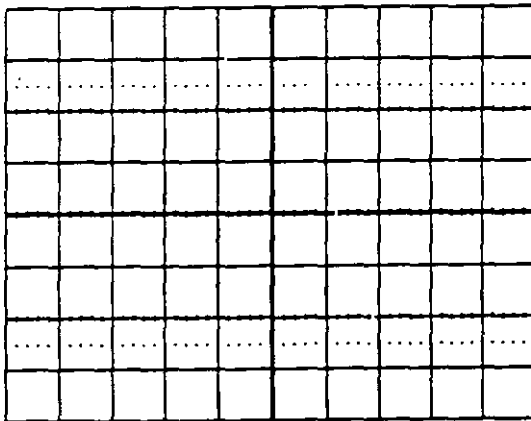
frecuencia = 1 [KHz] y longitud = 10 [Km]				LINEA LARGA	
CARGA	V [Vpp]	I [mApp]	defasamiento (con signo) [°]	Impedancia de Entrada Polar Z θ	Rectangular R+ j X
corto circuito				Z <sub>CC</sub> =	Z <sub>CC</sub> =
circuito abierto				Z <sub>CA</sub> =	Z <sub>CA</sub> =
impedancia característica				Z <sub>0</sub> =	Z <sub>0</sub> =



**corto circuito**



**circuito abierto**



**impedancia característica**

Calcular la impedancia de entrada:  $Z_{\theta} = \frac{V_{\theta}}{I_{\theta}}$

recordar que la impedancia es una magnitud compleja  $Z_{\theta} = R + jX$

Comparar los tres valores  $Z_{CC}$ ,  $Z_{CA}$  y  $Z_0$ .

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

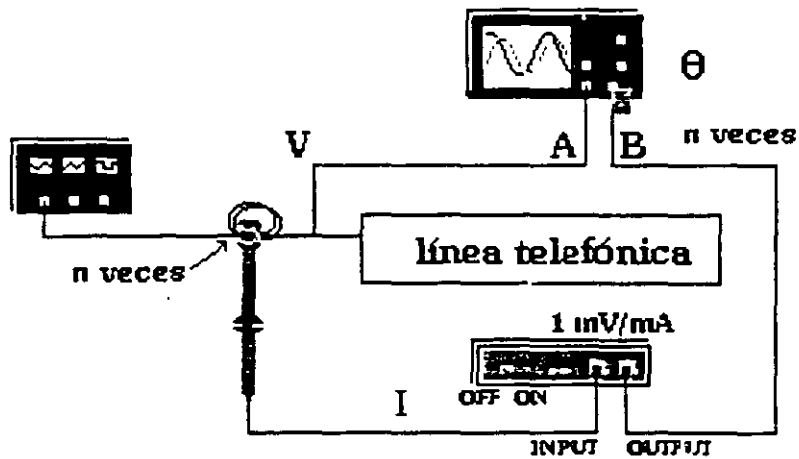
---

---

---

**OBSERVACIÓN IMPORTANTE :**

Si la amplitud de la señal de corriente graficada en el osciloscopio es muy pequeña, se puede aumentar dicha amplitud  $n$  veces haciendo pasar el cable  $n$  veces por el ojo de la pinza de prueba; entonces la magnitud real de la corriente se obtiene dividiendo la lectura del osciloscopio entre  $n$ . Este procedimiento no altera la Fase.



## NOTAS

## PRÁCTICA # 2 SEÑALES DIGITALES A TRAVÉS DE UNA LÍNEA TELEFÓNICA

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir:

DISTORSIÓN LINEAL  
ECUALIZADOR  
REGENERADOR  
REPETIDOR

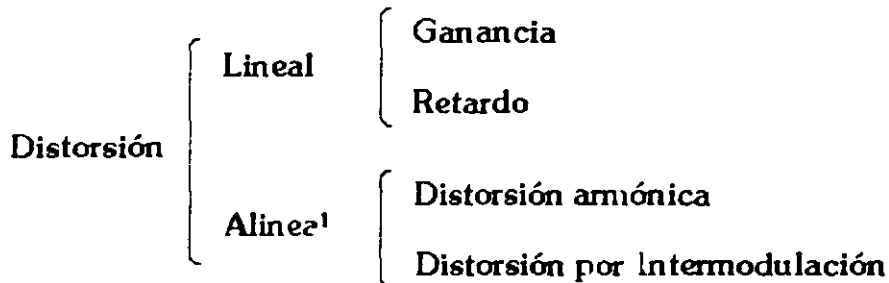
Investigar

¿Qué es el diagrama de ojo?

¿Cuál es la utilidad del diagrama de ojo?

### INTRODUCCIÓN

La distorsión se puede clasificar de la siguiente manera:



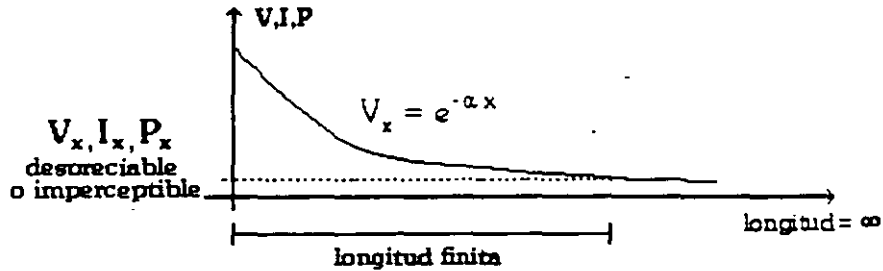
### DISTORSIÓN LINEAL



Respuesta a la frecuencia de una línea de transmisión



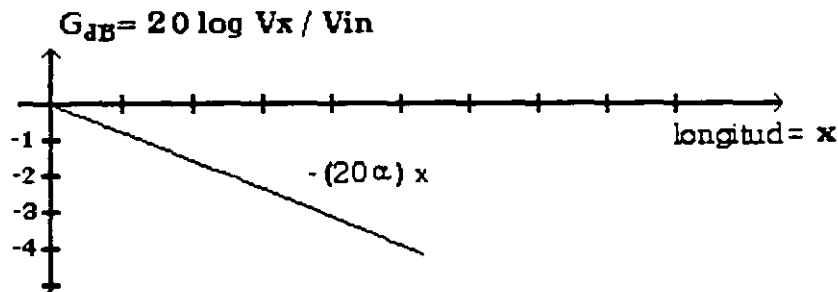
La ganancia ( $V_{out} / V_{in}$ ) a través de una línea de transmisión disminuye conforme aumenta la longitud de la línea; podemos entonces observar que la respuesta a la frecuencia es igual a la de un filtro paso bajas.



Voltaje, Corriente o Potencia en función de la longitud de la línea de transmisión

Cuando se aplica una senoide a la entrada de una línea de cualquier longitud cargada con su impedancia característica, su voltaje va a disminuir exponencialmente en función de la distancia recorrida por la onda, de modo que el voltaje será cero si se mide al extremo final de una línea de longitud infinita.

Si la línea es sumamente larga, puede ocurrir que el instrumento de medición ya no mida el voltaje de la señal sino el voltaje del ruido, el cual siempre esta presente.



Ganancia de la línea en función de la distancia (o longitud)

Como se puede observar, la curva es exponencial decreciente, al utilizar los logaritmos se vuelve una recta. Por lo tanto podemos decir que la ganancia (en dB) es directamente proporcional a la longitud de la línea de transmisión.

**El signo negativo en la ganancia implica que en realidad existen pérdidas , es decir, existe atenuación**

### OBJETIVOS

- Observar los cambios que sufren de las señales digitales al viajar por la línea telefónica.
- Entender la función que realizan los ecualizadores en el proceso de regeneración.
- Generar una señal digital pseudoaleatoria con ayuda de circuitos lógicos.
- Entender la utilidad del diagrama de ojo.

### EXPERIMENTOS

- 1.- Transmitir pulsos a través de la línea telefónica.
- 2.- Ecualizar la línea telefónica.
- 3.- Obtener la respuesta a la frecuencia del Ecualizador.
- 4.- Generar datos (palabra pseudoaleatoria de 15 bits).
- 5.- Obtener el comportamiento de la línea telefónica al transmitir datos.
- 6.- Observar el diagrama de ojo.

### EQUIPO

- 1 Osciloscopio de doble trazo HITACHI MODELO:V-1060 100MHz
- 1 Generador de funciones HEWLETT PACKARD MODELO: 3310A
- 1 Fuente de directa de 5 V
- 1 Multímetro digital

### MATERIAL

- 1 Protoboard
- Adaptadores BNC - banana
- Cables con conectores banana - banana, banana - caimán, caimán - caimán

Modelo eléctrico de una línea telefónica con longitud de 3 Km.:

- 2 Resistencias de 180  $\Omega$  (para cada Km de línea telefónica)
- 1 Capacitor de 0.1  $\mu\text{F}$  (para cada Km de línea telefónica)
- 1 Resistencia de 560  $\Omega$  (para la carga)
- 1 Capacitor de 0.33  $\mu\text{F}$  (para la carga)

Ecualizador

- 3 potenciómetros 10 K $\Omega$
- 3 capacitores 0.1  $\mu\text{F}$

Palabra pseudoaleatoria

Timer 555

(Calcular previamente valores de resistencias y capacitores para que el temporizador trabaje a 4000 Hz)

- 74164 Registro de Corrimiento
- 74136 EX-OR (4 compuertas de 2 entradas)
- 74128 NOR (4 compuertas de 2 entradas)
- 74140 NAND (2 compuertas de 4 entradas)
- 1 switch/interruptor

**NOTA:** se necesita únicamente alguno de los siguientes :74128 ó 74140.

Ver APÉNDICE A

DESARROLLO

**EXPERIMENTO 1**

**Transmitir pulsos a través de la línea telefónica**

Amar en protoboard el siguiente circuito:

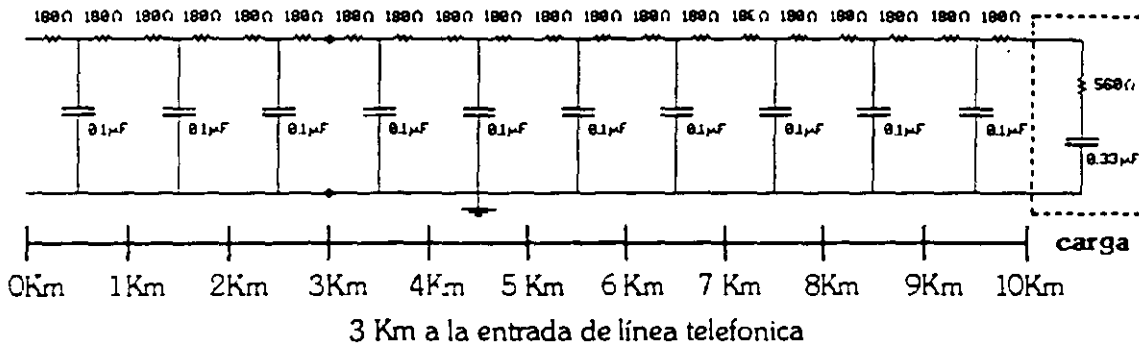
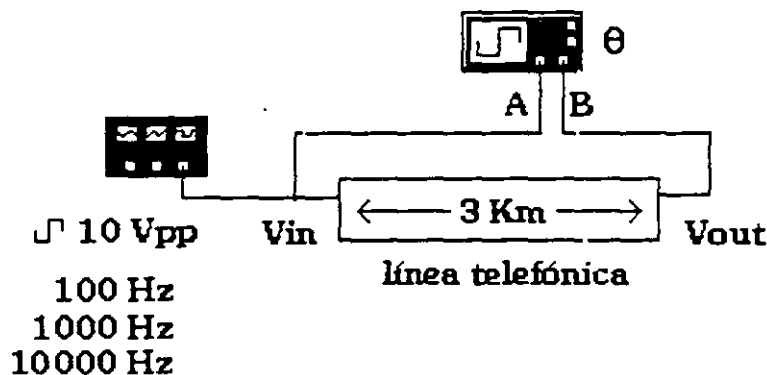


DIAGRAMA DE CONEXIONES



PROCEDIMIENTO

Obtener del generador de funciones una señal cuadrada:

- amplitud de 10 Vpp.
- frecuencia de 100 Hz.

Vin es el voltaje a la entrada de la línea.

Vout es el voltaje que existe a 3 Km de la entrada de la línea.

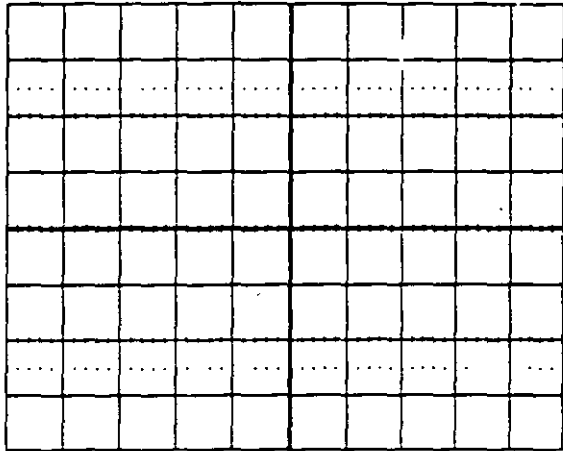
Medir en el osciloscopio las amplitudes de las señales : Vin en el canal A y Vout en el canal B,

Variar la frecuencia de la señal en el generador a 1 KHz , después a 10 KHz.

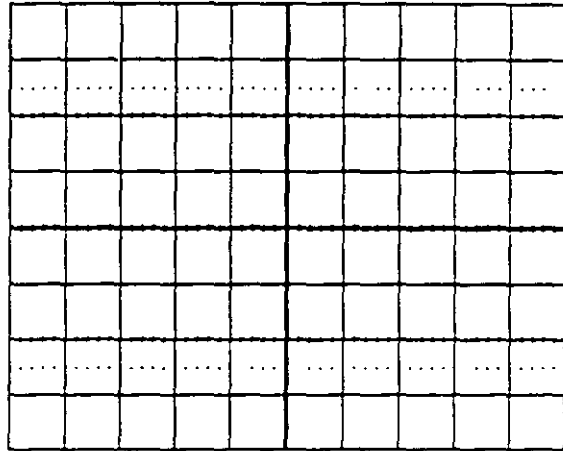
Dibujar y acotar los oscilogramas para cada frecuencia.

IMPORTANTE :

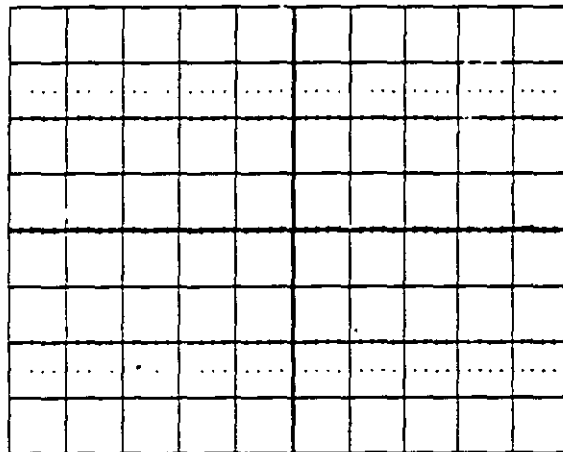
Considerar la señal cuadrada como una serie de bits '1's y '0's, es decir, en cada periodo se envían 2 bits (cada bit tiene una duración igual a la mitad del periodo), por lo tanto, la velocidad de transmisión en "bits/seg." es equivalente al doble de la frecuencia de la señal.



**f=100 Hz    v.t.=200 bps**



**f=1000 Hz    v.t.=2 Kbps**



**f=10 000 Hz    v.t.=20 Kbps**

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

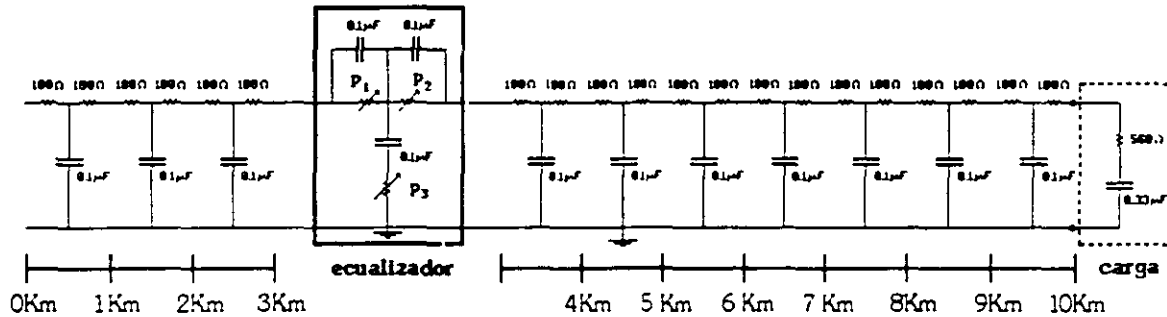
---

---

DESARROLLO

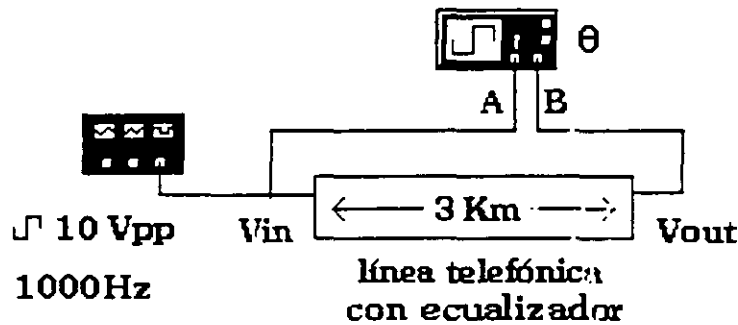
**EXPERIMENTO 2**  
**Ecuilizar la línea telefónica**

Amar en protoboard el siguiente circuito:



10 Km de línea telefónica y ecualizador

DIAGRAMA DE CONEXIONES



PROCEDIMIENTO

Obtener del generador de funciones una señal cuadrada:

- amplitud de 10 Vpp.
- frecuencia de 1 KHz.

Vin es el voltaje a la entrada de la línea.

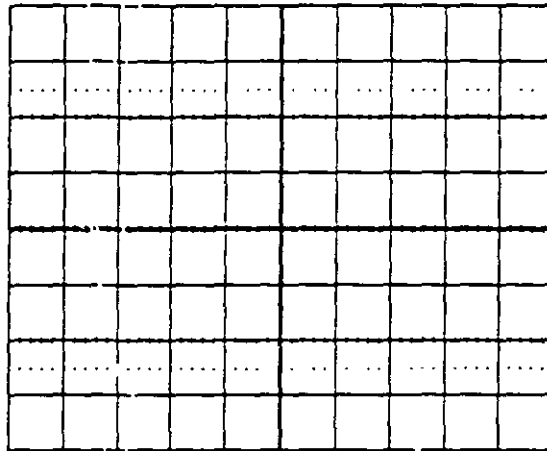
Vout es el voltaje que existe a la salida del ecualizador.

Note que los 3 Km de línea y el ecualizador están conectados en cascada.

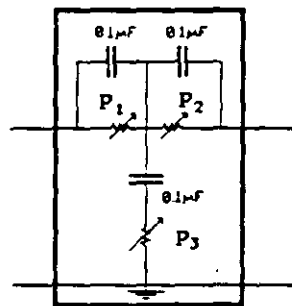
Medir en el osciloscopio las siguientes señales : Vin en el canal A y Vout en el canal B.

Ajustar los potenciometros, uno a la vez, hasta que la señal de salida Vout sea lo más similar a la señal de entrada Vin, es decir, ecualizar los primeros 3 Km de la línea telefónica.

Dibujar y acotar el oscilograma.



v.t. = 2 Kbps línea ecualizada



ecualizador

Medir con el multímetro el valor de cada potenciómetro (desconectándolo de la protoboard)

$P_1 =$

$P_2 =$

$P_3 =$

**NOTA: No mover las perillas de los potenciómetros después de haberlos ajustado.**

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

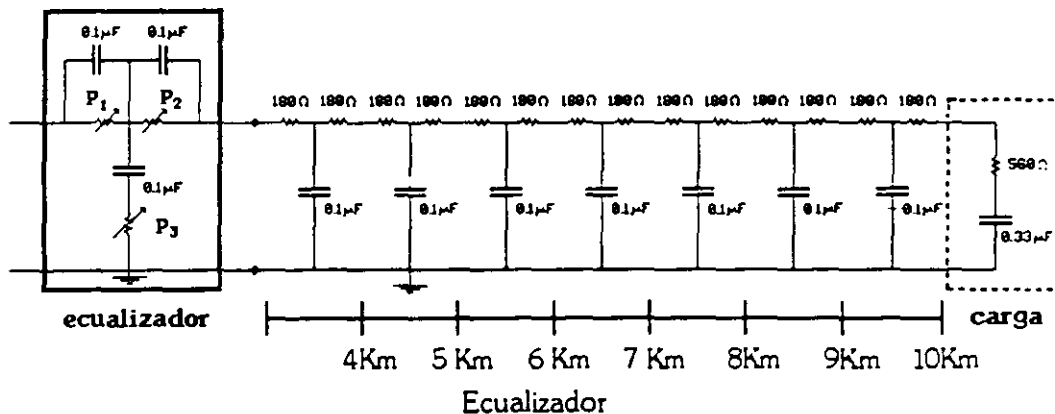
---

DESARROLLO

**EXPERIMENTO 3**

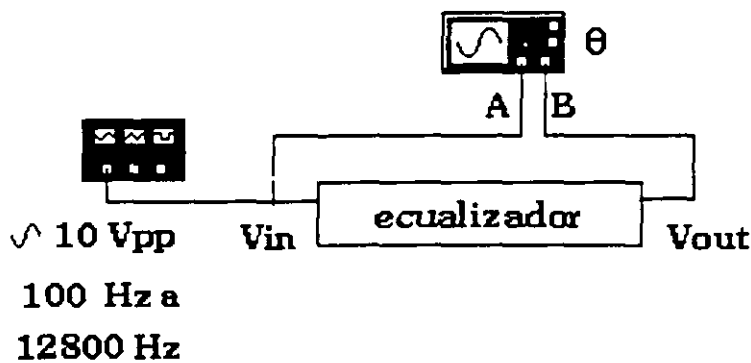
**Obtener la respuesta a la frecuencia del Ecuador**

Amar en protoboard el siguiente circuito:



NOTA: Los valores de resistencia en cada potenciometro son los del experimento anterior.

DIAGRAMA DE CONEXIONES



PROCEDIMIENTO

Obtener del generador de funciones una onda senoidal:

- amplitud de 10 Vpp.
- frecuencia de 100 Hz.

Vin es el voltaje a la entrada del ecualizador.

Vout es el voltaje que existe a la salida del ecualizador.

Variar la frecuencia de la señal en el generador cada 1/2 octava hasta llegar a 12 800 Hz , es decir, 7 octavas.

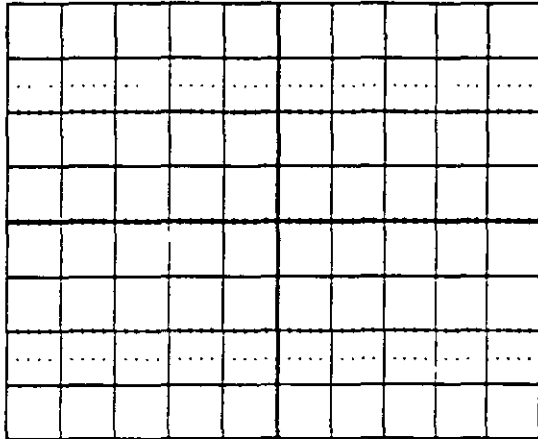
$$f_{\text{octava}} = 2 * f$$

$$f_{1/2 \text{ octava}} = \sqrt{2} * f$$

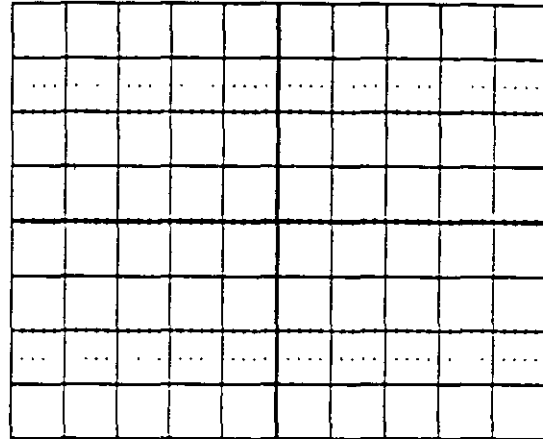
Medir en el osciloscopio las amplitudes de la señales : Vin en el canal A y Vout en el canal B, así como el defasamiento (o retardo) entre las señales.

Dibujar y acotar los oscilogramas para f=100 Hz y para f =12 800 Hz.

FACULTAD DE INGENIERÍA - U.N.A.M.  
 DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES  
 LABORATORIO DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN



$f = 100 \text{ Hz}$



$f = 12\ 800 \text{ Hz}$

Anotar los datos en la tabla y calcular:

$G = V_{out} / V_{in}$

$G_{dB} = 20 \log V_{out} / V_{in}$

$\theta = 360 * f * t_{retardo} = 360 * t_{retardo} / T$

ó  $t_{retardo} = \frac{\theta}{360 * f} = \frac{\theta * T}{360}$

longitud = 3 [Km] (longitud constante)				ECUALIZADOR		
frecuencia [Hz]	V <sub>in</sub> [V <sub>pp</sub> ]	V <sub>out</sub> [V <sub>pp</sub> ]	Ganancia [adim]    [dB]	defasamiento [°]	retardo [µs]	
100						
141						
200						
283						
400						
566						
800						
1000						
1131						
1600						
2263						
3200						
4525						
6400						
9051						
12800						

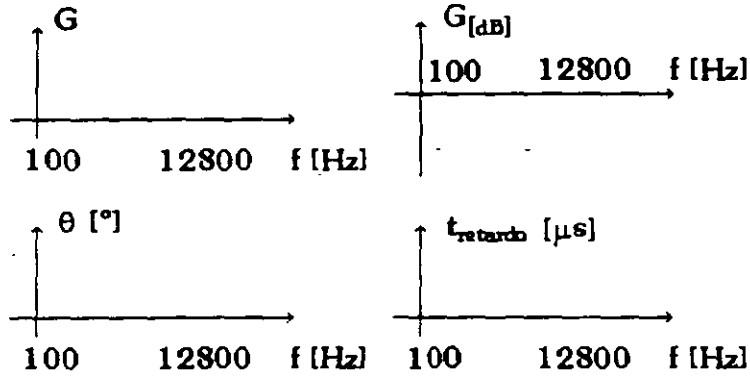


Graficar con los datos obtenidos

Ganancia vs. frecuencia

Defasamiento vs. frecuencia

Retardo vs. frecuencia



Escala horizontal : logarítmica, frecuencia cada media octava.

Escala vertical : lineal, Ganancia adimensional y en dB, Fase en grados, retardo en  $\mu\text{s}$ .

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

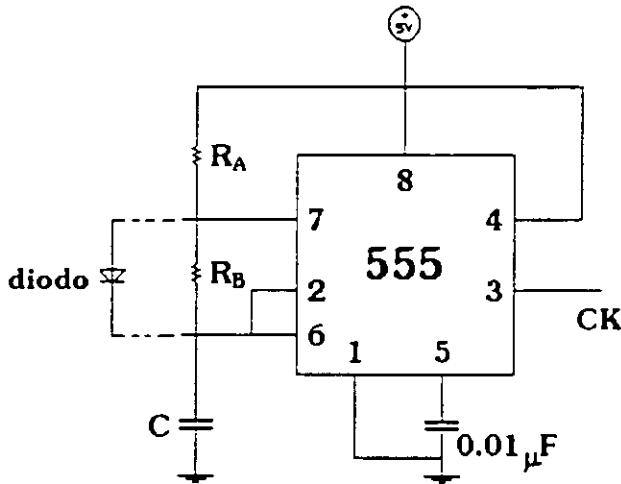
---

DESARROLLO

**EXPERIMENTO 4**

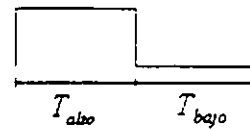
**Generar datos (palabra pseudoaleatoria de 15 bits a 4 Kbps)**

Armado en protoboard el siguiente circuito:



frecuencia del reloj

$$f \cong \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C}$$



$$T_{alto} \cong 0.7(R_A + R_B)C$$

$$T_{bajo} \cong 0.7R_B C$$

Timer a una frecuencia acorde a la velocidad de transmisión

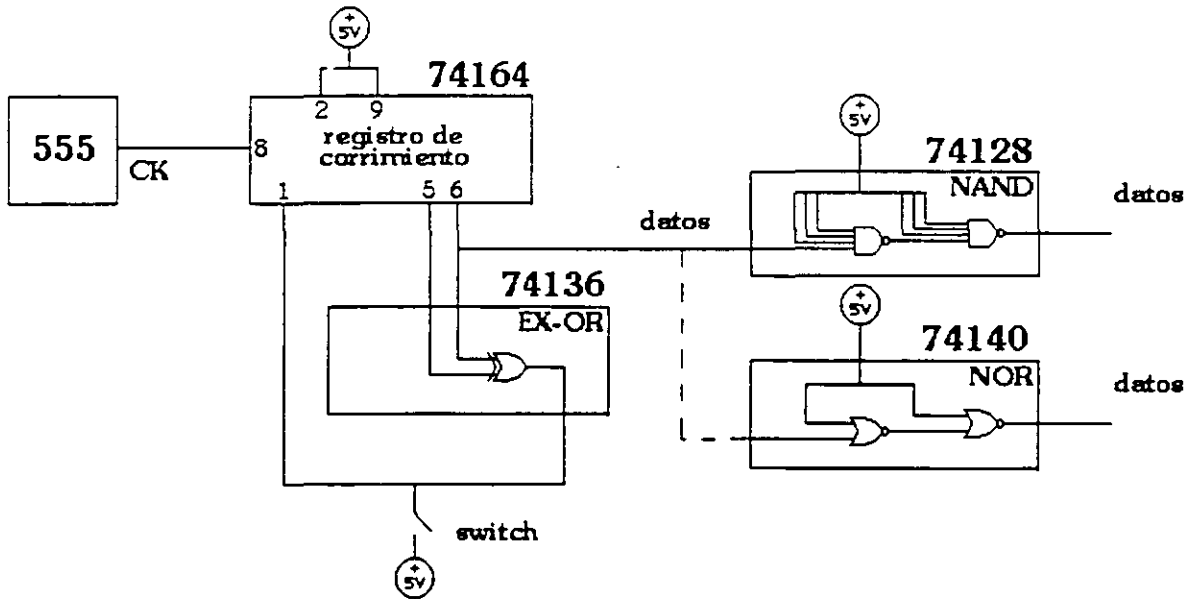
**PROCEDIMIENTO**

Calcular los valores de  $R_A$ ,  $R_B$  y  $C$  para que el timer tenga una frecuencia de 4 KHz.

Colocar el diodo para que la señal de salida CK cumpla con:  $T_{alto} = T_{bajo}$ , es decir, sea una señal completamente cuadrada (Ciclo de Trabajo = 1/2).

Armado en protoboard el siguiente circuito :

(con el 74128 ó el 74140)



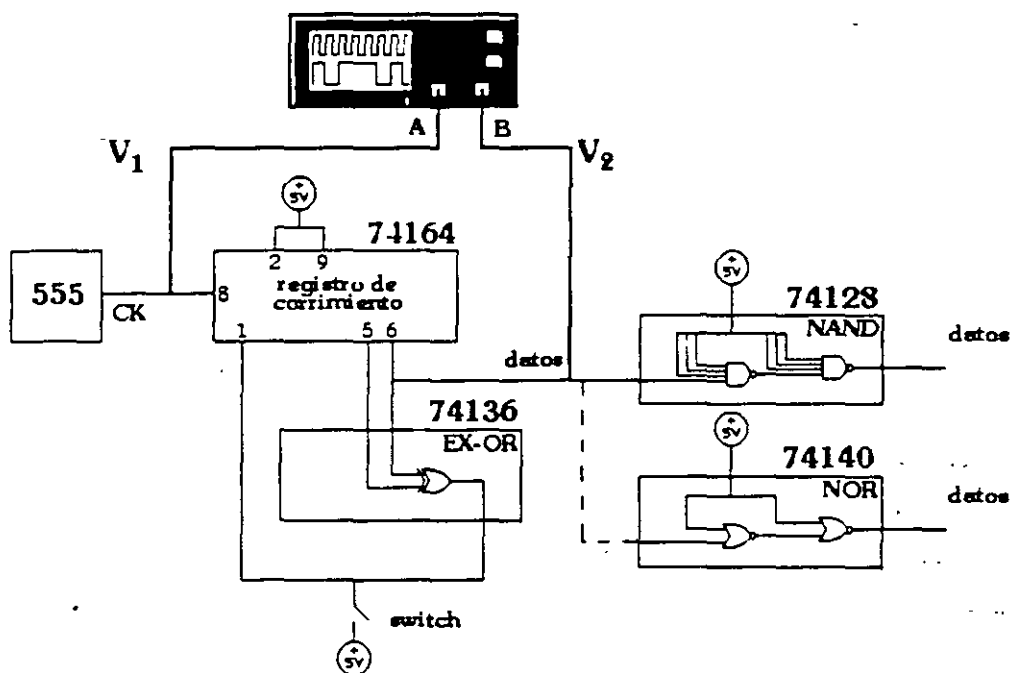
Generador de datos o señal digital (palabra pseudoaleatoria)

La señal digital generada es una palabra pseudoaleatoria con las siguientes características:

- longitud de palabra de 15 bits,
- velocidad de transmisión de 4 Kbps,
- amplitud de 5 Vpp aproximadamente.

A la palabra se llama pseudoaleatoria porque en los 15 bits no parece haber una secuencia de bits reconocible o predecible sin embargo, la palabra de 15 bits es repetitiva..

### DIAGRAMA DE CONEXIONES



### PROCEDIMIENTO

Con el switch , introducir un pulso de corta duración para iniciar la secuencia.

$V_1$  es la señal cuadrada del reloj.(555)

$V_2$  es la señal digital o datos.

Medir en el osciloscopio las siguientes señales :  $V_1$  en el canal A y  $V_2$  en el canal B.

Dibujar y acotar el oscilograma.

Comparando las dos señales obtener los 15 bits de la palabra.

Verificar longitud de palabra y velocidad de transmisión, así como la duración del bit.

.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....
.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....	.....

**v. t.=4Kbps palabra de 15 bits**

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

RECOMENDACIÓN:

Soldar en tarjeta perforada o en circuito impreso :

1) el generador de señal digital pseudoaleatoria, una vez probado su funcionamiento.

2) la línea de 10 Km de longitud y el ecualizador

**IMPORTANTE :No mover las perillas de los potenciómetros,** porque los valores de las resistencias de dichos potenciómetros se ajustaron anteriormente para ecualizar la línea.

DESARROLLO

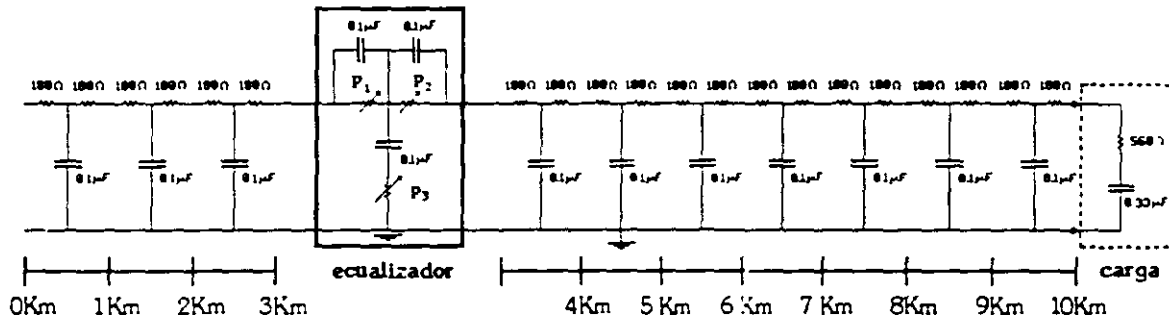
**EXPERIMENTO 5**

**Obtener el comportamiento de la línea telefónica al transmitir datos**

Utilizar los circuitos armados anteriormente en protoboard:

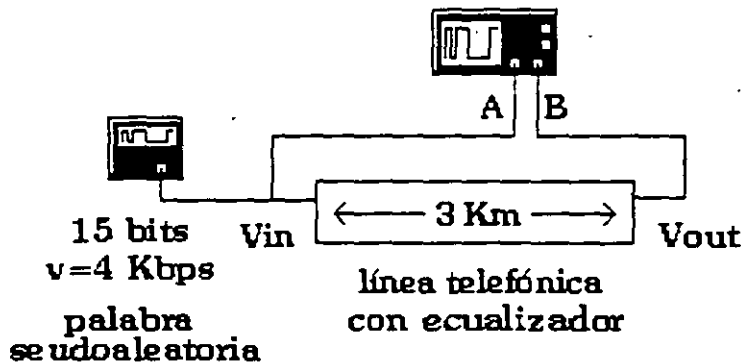
10 Km de línea telefónica y ecualizador (experimento 2)

Generador de señal digital (experimento 4)



Línea ecualizada

DIAGRAMA DE CONEXIONES



PROCEDIMIENTO

Utilizar la palabra pseudoaleatoria generada en el experimento anterior

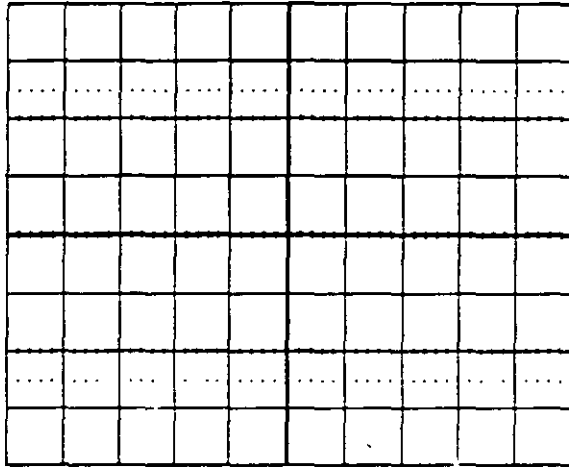
- longitud de palabra de 15 bits
- velocidad de transmisión de 4 Kbps
- amplitud de 5 Vpp.

Vin es el voltaje de los datos a la entrada de la línea.

Vout es el voltaje que existe a la salida del ecualizador.

**Recordar :** Los 3 Km de línea y el ecualizador están conectados en cascada.

**No mover las perillas de los potenciómetros,** porque los valores de las resistencias de dichos potenciómetros se ajustaron anteriormente para ecualizar la línea.



**v.t.=4Kbps palabra de 15 bits**  
**diagrama de ojo**

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

## NOTAS

## PRACTICA #3 SIMULACIÓN DE LA RESPUESTA A LA FRECUENCIA DE UNA LÍNEA TELEFÓNICA

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir:

SIMULACIÓN  
RESPUESTA A LA FRECUENCIA

Investigar

### INTRODUCCION

El paquete de computación que se requiere para esta práctica es el siguiente:

Micro-Cap II Student Version 5.0 (March 1988)  
Spectrum Software Copyright 1984-88.

- La versión para estudiante difiere de la versión completa profesional en lo siguiente:
- La versión para estudiante no es una copia protegida.
  - El número máximo de NODOS es de 25.
  - Los modulos PEP y PLOTTER no se proporcionan.
  - La versión profesional requiere un coprocesador y corre de 2 a 4 veces más rápido que la versión para estudiante

El archivo INSTALL.BAT se utiliza tanto en instalaciones para sistemas con 2 drives como para los de disco duro. También es posible la instalación, creando el subdirectorío MC2 y después copiando todos los archivos que contiene el diskette.

El monitor puede ser monocromático, VGA o SVGA.

En sistemas de un drive, si el espacio en disco es limitado pueden ser borrados los siguientes archivos:

Circuit files.....\*.NET  
User waveform file...USER.0  
README.DOC  
INSTALL.BAT

Los archivos en los que se guarden los circuitos creados por el usuario tendrán la extensión **.NET**



Archivos que debe contener:

Directorio de A:\MC2			Directorio de A:\MC2\DATA		
.	<DIR>		.	<DIR>	
..	<DIR>		..	<DIR>	
DATA	<DIR>		LIBRARY	STD	60,168
INSTALL	BAT	2,977	PRLC	NET	723
README	DOC	994	MACROEX	NET	561
START	BAT	69	RLC	NET	535
INT10	COM	6,040	DIFFAMP	NET	1,142
MC2	EXE	159,545	FILTER	NET	1,140
BRUN30	EXE	70,680	COLPITTS	NET	706
BUFFER	MC2	219	MOSDIFF	NET	1,272
RESOURCE	MC2	20,354	HARMONIC	NET	565
BTEST	EXE	4,032	TTLINV	NET	975
WAVEGEN	BAS	2,840	USER	0	3,897
10 archivo(s)		267,748 bytes	11 archivo(s)		72,738 bytes

### OBJETIVOS

- Obtener las características de una línea telefónica (par de alambres de cobre) mediante un paquete de simulación.
- Comparar el funcionamiento teórico de la línea con su funcionamiento real (práctica 1)
- Comparar el funcionamiento teórico del ecualizador con su funcionamiento real (práctica 2)
- Comparar el funcionamiento teórico de la línea ecualizada con su funcionamiento real (práctica 2)
- Familiarizarse con el manejo de paquetes para computadora, así como con sus resultados.

### EXPERIMENTOS

Mediante el uso del paquete Microcap II para PC.

- 1.- Obtener la grafica de la respuesta a la frecuencia de la línea telefónica.
- 2.- Obtener la gráfica de fase vs. frecuencia de la línea telefónica.
- 3.- Obtener la gráfica de la respuesta a la frecuencia del ecualizador.
- 4.- Obtener la gráfica de fase vs. frecuencia del ecualizador.
- 5.- Obtener la gráfica de la respuesta a la frecuencia de la línea telefónica ecualizada.
- 6.- Obtener la gráfica de fase vs. frecuencia de la línea telefónica ecualizada.
- 7.- Variar los valores de las resistencias en los potenciómetros para obtener una respuesta a la frecuencia lo más aproximada a la ideal para la línea ecualizada.

### EQUIPO

Computadora Personal  
 Impresora  
 Paquete MICROCAP II  
 Electronic Circuit  
 Analysys Program  
 Students Version 5.0

**Nota:** El paquete MICROCAP II funciona bajo Sistema Operativo MS-DOS.

Es necesario copiar el paquete en un diskette de 3 1/2 pulgadas HD/DS ó DD/DS.

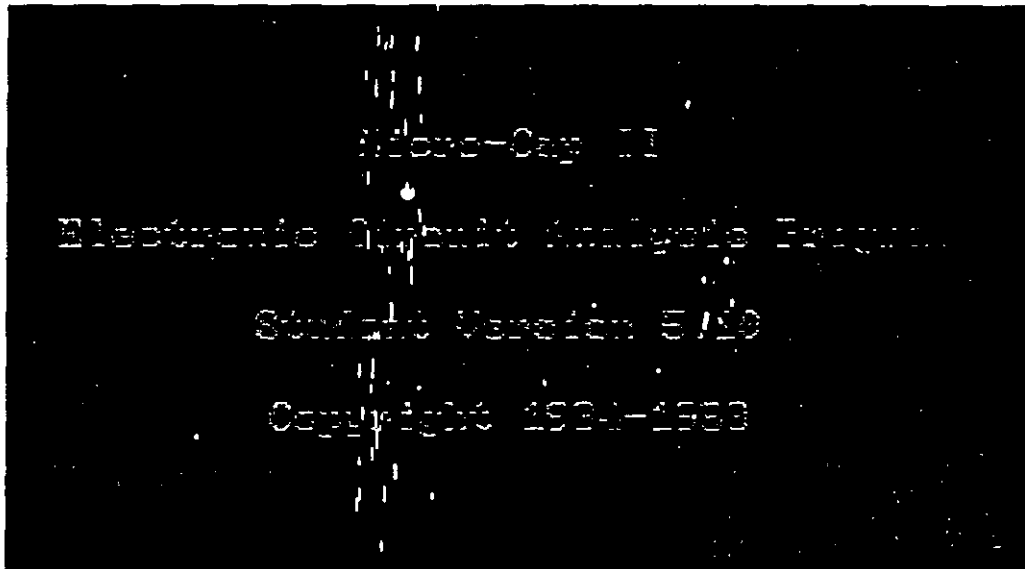
DESARROLLO

Bajo el sistema Operativo MS-DOS

C:> A: ↵

A:> cd MC2 ↵

A:\MC2> MC2 ↵



El cursor debe aparecer en alguna parte de la pantalla para proceder a dibujar el circuito que después se analizará. La posición inicial donde se encuentre el cursor para dibujar el circuito es importante, porque una vez dibujado dicho circuito no será posible moverlo.

En el caso de los monitores a color, cuando no se observe el cursor se deben modificar los colores. De igual manera se deben elegir colores que permitan distinguir las diferentes gráficas, tanto en pantalla como impresas.

- Para activar el comando **Lib (Library)**, teclear **L** y obtenemos el siguiente menú:

```
Standard Components
  Library STD
0: Opamps
1: Diodes
2: Bipolar transistors
3: MOS Transistors
4: Programmable waveforms
5: Sinusoidal sources
6: Transformers
7: Polynomial sources
8: Printer copy of library
9: Passive component labels
10: Retrieve a library
11: Save a library
12: Rename current library
13: Quit
14: Change colors
```

Your choice ? **14**↓

Colores: Texto... ↑↓ Fondo... →← Select...+ - Q:Quit

Al oprimir las flechas observamos los cambios de color, hasta encontrar la combinación más conveniente, después teclear **Q** y finalmente Your choice ? **13**↓

A continuación solamente se describen los comandos utilizados para esta práctica, basta con teclear la letra en negrita para activarlo.

<b>COMANDOS</b>	<b>FUNCION</b>
<b>Help</b>	Mostrar esta lista de comandos y la lista de componentes
<b>↑ Up Arrow</b>	Mover el cursor hacia arriba dentro de la ventana
<b>← Left Arrow</b>	Mover el cursor a la izquierda dentro de la ventana
<b>→ Right Arrow</b>	Mover el cursor a la derecha dentro de la ventana
<b>↓ Down Arrow</b>	Mover el cursor hacia abajo dentro de la ventana
<b>Enter</b>	Dibujar un nuevo componente o elemento
<b>Zap</b>	Borrar o cambiar el valor de un componente
<b>Short</b>	Dibujar cortos o líneas
<b>Begin</b>	
<b>End</b>	
<b>Clr</b>	Borrar la pantalla
<b>Files</b>	Salvar, Recuperar o Borrar archivos
<b>Page</b>	
<b>Draw</b>	Dibujar o redibujar el circuito cuando ha sufrido modificaciones
<b>Analyze</b>	Elegir uno de los cuatro tipos de análisis del circuito. ( 2: A.C. )
<b>Nodes</b>	Asignar números a los nodos del circuito
<b>Library</b>	Cambiar los colores de la pantalla, entre otros .
<b>Width</b>	
<b>Utility</b>	
<b>Quit (or ESC)</b>	Salir de Micro-cap II a MS-DOS

FACULTAD DE INGENIERÍA - U.N.A.M.  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES  
LABORATORIO DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN

A continuación se marcan con negritas las abreviaturas de los componentes (tres caracteres) utilizados para esta práctica

ABREVIATURA	NOMBRE DEL COMPONENTE	VALOR (parámetro)
BAT	Bateria	
RES	Resistencia	por default son $\Omega$ MEG = Megaohms = $M\Omega = 1E6$ K = Kilo ohms = $K\Omega = 1E3$
CAP	Capacitor	UF = microFarad = $\mu F = 1E-6$ NF = nanoFarad = $nF = 1E-9$ PF = picoFarad = $pF = 1E-12$ MH = miliHenry = $mH = 1E-3$
IND	Inductor	
DIO	Diodo	
VSI	Fuente de voltaje Sinusoidal	
V(T	Fuente de voltaje Programable	<b>PULSE</b>
USE	Forma de onda utilizada	
NPN	Transistor NPN	
PNP	Transistor PNP	
NMO	Transistor NMOS	
PMO	Transistor PMOS	
OPA	Amplificador Operacional	
POL	Fuente Polinomial	
TRA	Transformador	
SWI	Switch/ Interruptor	
GND	Tierra	no es necesario-----
SHO	Corto	no es necesario-----
TIE	Conección TIE	
PIN	Definición Macro Pin	
LIN	Línea de transmisión	
Name	Macros usar los tres primeros caracteres de el nombre del archivo empleado	

Para indicar el valor de los componentes o elementos utilizar números para las cantidades y letras mayúsculas para las unidades, porque este paquete no acepta letras griegas ni minúsculas ( MH significa miliHenry y no MegaHenry, ya que estas últimas no son prácticas en circuitos o líneas reales).

- **Enter.** (Teclar **E**).- Para dibujar los componentes o elementos del circuito.

**Enter type of component, Press ESC to quit**

Consultar la tabla anterior para conocer las abreviaturas de los componentes (3 caracteres).

**Direction (U=Up, D=Down)**

Indicar con una letra la dirección hacia la cual se necesita dibujar el elemento, dicha dirección dependerá de la posición donde se encuentre el cursor.

**R**(Right) = Derecha / **L**(Left) = Izquierda / **U**(Up) = Arriba / **D**(Down) = Abajo

**Reflections (N=None)**

Siempre elegir **N**(None) = Ninguna

**Parameter**

Consultar la tabla anterior para indicar los valores de cada componente cuando sea necesario.

Para dibujar una Fuente:

```
Enter type of component: PULSE ... ↵
Direction: (R,L,U,D) ... ↵ R/L/U/D
Reflection: (N,Y,None) ... ↵ N
Parameter: ?PULSE ... ↵
```

Para dibujar una Resistencia:

```
Enter type of component: RES ... ↵
Direction: (R,L,U,D) ... ↵ R/L/U/D
Reflection: (N,Y,None) ... ↵ N
Parameter: ?RES ... ↵
```

Dar el valor de la resistencia. No es necesario indicar que son ohms  $\Omega$ , se asume por default.

Para dibujar un Capacitor:

```
Enter type of component: CAP ... ↵
Direction: (R,L,U,D) ... ↵ R/L/U/D
Reflection: (N,Y,None) ... ↵ N
Parameter: ?CAP ... ↵
```

Para dibujar la Tierra:

```
Enter type of component: GND ... ↵
Direction: (R,L,U,D) ... ↵ R/L/U/D
```

**NOTA: No olvidar la tierra, en ese caso aparecería el siguiente mensaje al hacer analisis en AC**

```
Error in the circuit: ...
```

Para dibujar un corto corr.o elemento:

```
Enter type of component: SHORT ... ↵
Direction: (R,L,U,D) ... ↵ R/L/U/D
```

Para dibujar un corto mediante el comando :

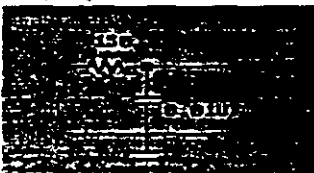
- **Short** (Teclar **S**)

```
Direction: (R,L,U,D) ... ↵ R/L/U/D
```

- **Zap.**(Teclar **Z**).- Para borrar o cambiar el valor de los componentes o elementos del circuito. Sobre todo en los nodos del circuito se debe distinguir el elemento a cambiar/borrar.

En los monitores monocromáticos el elemento elegido se dibuja en forma intermitente,pero en los monitores a color no podemos distinguirlo. Teclar ↵ (RETURN) para cambiar de elemento,así la secuencia sigue el orden en el cual se dibujo el circuito. El problema es diferenciar los elementos iguales que convergan en un nodo.

Por ejemplo, si para el siguiente circuito deseamos cambiar el valor del capacitor a 0.1 $\mu$ F y borrar el corto:



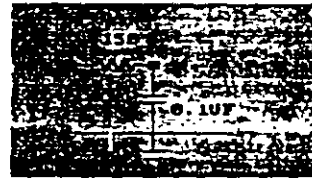
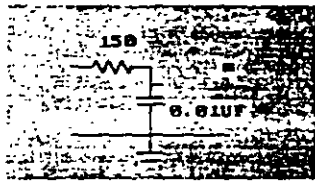
Teclear **Z**

Press Z to zap... (Enter) to skip... C to change parameter of 150 RESISTOR

no es necesario cambiar el valor de la resistencia, entonces teclear ↵

Press Z to zap... (Enter) to skip... —————

es necesario eliminar el corto, entonces teclear **Z** nuevamente



regresar con las flechas (←↑→↓) el cursor al nodo.

Teclear **Z**

Press Z to zap... (Enter) to skip... C to change parameter of 150 RESISTOR

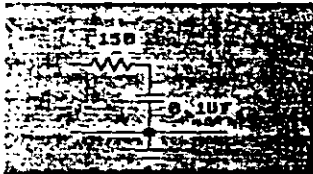
no es necesario cambiar el valor de la resistencia, entonces teclear ↵

Press Z to zap... (Enter) to skip... C to change parameter of 0.01uF CAPACITOR

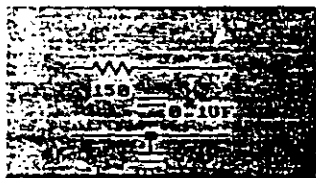
es necesario cambiar el valor del capacitor, entonces teclear **C**

Enter new parameter: 0.1uF

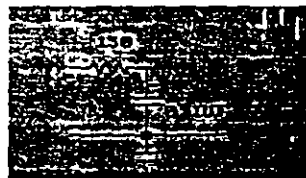
dar el nuevo valor del elemento, 0.1uF para este caso, después teclear ↵



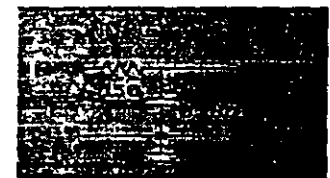
- **Draw.** (Teclear **D**).- Para dibujar o redibujar los componentes o elementos del circuito, es útil cuando se han hecho modificaciones al circuito y le sobran o faltan líneas.



6



⇒



- **Files** (Teclear **F**).- Para Salvar, Recuperar o Borrar archivos que contienen los circuitos.

File: Options: C: \k... \save... \delete... \draw...

1 Enter name of file to be retrieved: [Se muestra nombre del archivo]

por default aparece entre parentesis el nombre del último archivo utilizado en esa sesión, debemos dar el nombre del archivo a recuperar.

2 Enter name of file to be saved: [Se muestra nombre del archivo]

dar un nombre al archivo o circuito para guardarlo (máximo 8 caracteres)

3 Enter name of file to be deleted: [Se muestra nombre del archivo]

dar el nombre del archivo o circuito a borrar.

4 muestra el directorio de archivos con extensión NET dentro de A:\MC2DATA

- **Clr (Clear)** (Teclar **C**)- Para borrar o limpiar la pantalla y dibujar un nuevo circuito. Si el circuito no se ha guardado en un archivo saldrá el siguiente mensaje:

~~File: Untitled1.cir~~

para guardarlo, elegir **Y**

~~Enter name of file to save circuit to: .....~~

dar el nombre del archivo (8 caracteres como máximo)

~~Clear the circuit? (Y/N)~~

- **Quit** (Teclar **Q**)- Para salir de Microcap II a MS-DOS.

~~Quit? (Y/N)~~

- **Nodes** (Teclar **N**)- Para asignar números a los nodos del circuito. Poner mucha atención en el número del nodo de entrada y el de salida que asigna el paquete, porque de ellos dependera el resultado del análisis que se realizará.

- **Analyze** (Teclar **A**)- Para analizar el circuito

~~Analysis Options: AC, Transient, Noise, Monte Carlo~~

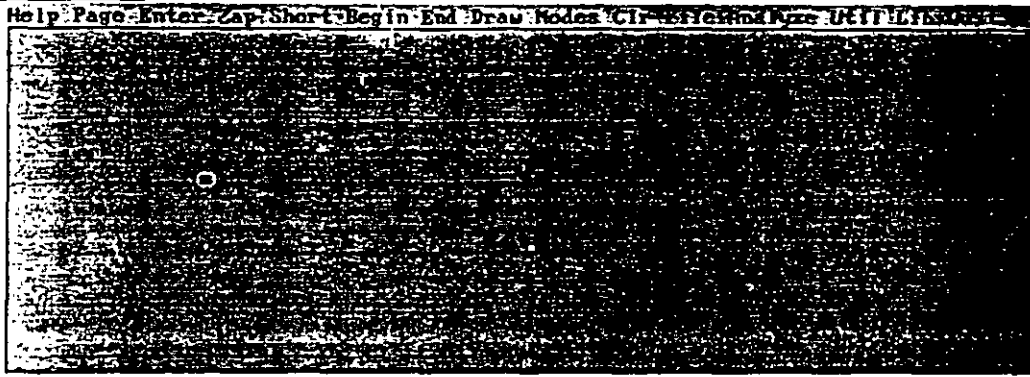
elegir 2 : AC, teclar **2**

Un análisis en AC gráfica el diagrama de Bode (ganancia de voltaje en decibeles, contra frecuencia). Si el circuito contiene cualquier elemento no lineal, el programa calculará el punto de operación en DC, así que las características en señal pequeña de cada elemento no lineal puede ser determinado, y entonces cada elemento no lineal es reemplazado por un elemento lineal basado en estas características de señal pequeña. si el circuito no contiene elementos no lineales, el valor del parámetro de relajamiento no será requerido. Antes del análisis en AC, el sistema reemplaza todas las baterías y fuentes de voltaje variables en el tiempo con resistencias de  $0.001 \Omega$  y conecta a fuentes de voltaje de onda senoidal con frecuencia variable 1 V entre el nodo de entrada especificado por el usuario y la tierra.

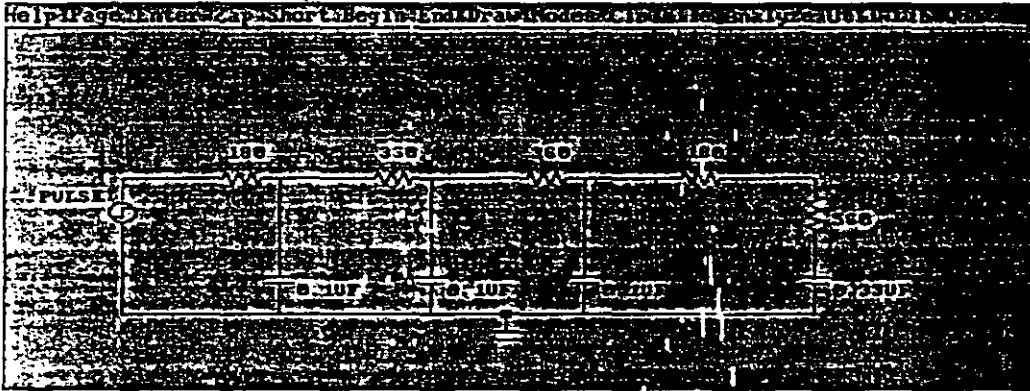
El programa despliega tres variables de salida contra la frecuencia:

- **Gain / Ganancia** ( en decibeles) La relación del voltaje de salida al voltaje de entrada, graficada como función de la frecuencia.
- **Phase Shift / Cambio de Fase** (en grados) La diferencia de fase entre la forma de onda de salida y la forma de onda de entrada, graficada en función de la frecuencia.
- **Group Delay / Grupo de Retardo** (en segundos) La pendiente de la curva del cambio de fase respecto a la frecuencia, graficada en función de la frecuencia.

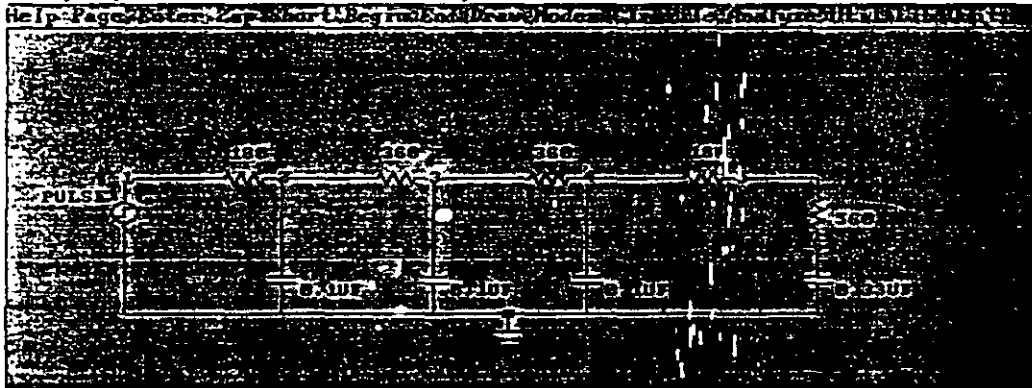
DESARROLLO



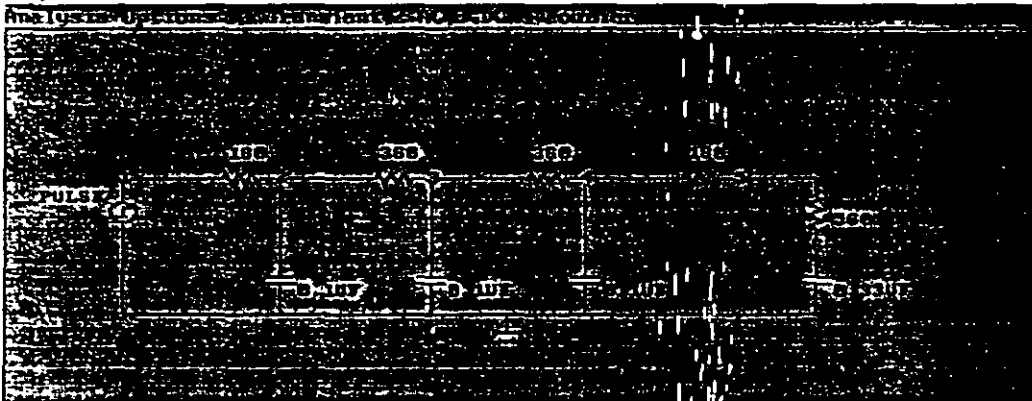
Dibujar cada elemento o componente de circuito, no olvidar la tierra.



**N (Nodes)** Numerar los nodos. Fijarse en los números de nodos de entrada y de salida. para este ejemplo el nodo de entrada es 1 y el nodo de salida es 5

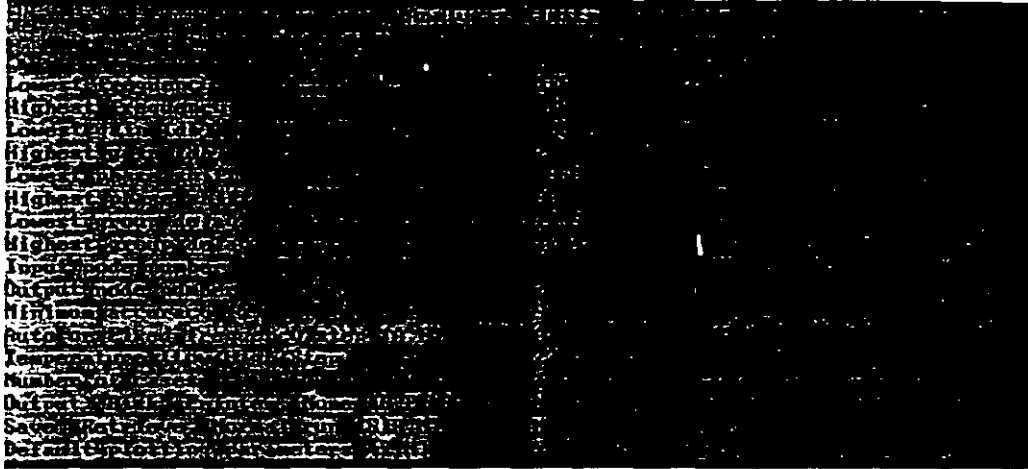


**A (Analyze)** Analizar el circuito





## 2 (2: A.C.) Analisis en Corriente Alterna.



A continuación se explican únicamente los que se deben modificar para esta práctica :

Frecuencia (en Hz) mínima y máxima

- **Lowest Frequency** .-Especifica el limite inferior del rango de frecuencia en el eje horizontal de la gráfica. (*no es valido el valor de 0 Hz*)
- **Highest Frequency** .-Especifica el limite superior del rango de frecuencia en el eje horizontal de la gráfica.

Ganancia (en dB) mínima y máxima

- **Lowest Gain (dB)**.-Especifica el límite inferior de la ganancia en el eje vertical de la gráfica.
- **Highest Frequency** .-Especifica el límite superior de la ganancia en el eje vertical de la gráfica.

Cambio de fase (en grados), mínimo y máximo

- **Lowest Phase Shift** .-Especifica el limite inferior de la fase (o defasamiento) en el eje vertical de la gráfica.
- **Highest Phase Shift** .-Especifica el limite superior de la fase (o defasamiento) en el eje vertical de la gráfica.

Número del nodo de entrada (generalmente 1) y número del nodo de salida

- **Input Node Number**.- Especifica el nodo en el cual la fuente de voltaje de señal senoidal es aplicada al circuito.
- **Output Node Number**.- Especifica el nodo en el cual la salida de voltaje sinusoidal es medida en el circuito. Para observar Ganancia y/o Fase

### Datos que no se recomienda cambiar

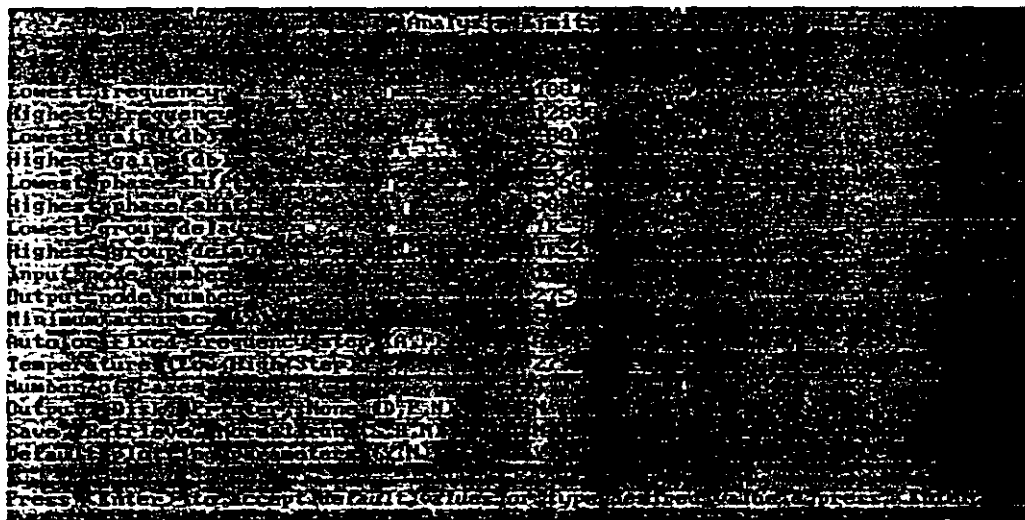
- **Mínimum accuracy(%)**(Exactitud Mínima).- Determina el número de puntos de frecuencia a analizar para evaluar su ganancia y fase (grupo de retardo no utiliza este criterio) Valores típicos entre 1% Y 5% son utilizados. **5% por default**
- **Auto or Fixed frequency step(A,F)** .- Cuando se selecciona F proporciona la capacidad de controlar el número de puntos de frecuencia a calcular. Para A los pasos se ajustan en base a la exactitud mínima fijada anteriormente. **A por default**
- **Temperature** .- Especificando los valores de temperatura mínima, máxima y el paso, el sistema desarrollará múltiples análisis para los diferentes valores de temperatura hasta

alcanzar la máxima. Si cualquiera de los componentes tiene coeficientes de temperatura, entonces es posible observar una familia de curvas. Especificando una sola temperatura se producirá únicamente un análisis. La unidades son °C **27 por default**

- **Number of cases** .- Cuando el número es mayor a uno, la simulación se repetirá el número de veces especificado y los parámetros de los componentes del circuito serán cambiados antes de cada corrida, basándose en la tolerancia especificada para cada parámetro. El resultado será una familia de curvas, basada en el peor de los casos en un conjunto de valores al azar. Cuando el número de casos es uno, los valores nominales son utilizados como parámetros de los componentes. **1 por default**
- **Output: Disk, Printer, None (D,P,N)** .- Permite imprimir los voltajes en los nodo en el disco o en la impresora. (Envía solo los valores para los puntos de frecuencia)  
**N por default**
- **Save, Retrieve, Normal run (S,R,N)** .- Permite salvar el análisis para la última modificación. La opción save guarda todos los voltajes en los nodos y las corrientes en los inductores en cada punto calculado, esto requiere una gran cantidad de espacio en disco.  
**N por default**
- **Default plotting parameters (Y,N)** .- Especificando N se puede omitir cualquiera de las tres gráficas (ganancia vs. frecuencia, fase vs. frecuencia y grupo de retardo vs. frecuencia) cambiar el ancho y los colores de la gráfica, incluir rejillas en las gráficas para localizar valores específicos, desplegar en la pantalla los datos valuados para los puntos de frecuencia durante el análisis.



Teclear N para modificar rangos y los números de nodos



- Es posible desplazarse con las flechas (↑ ↓) en la lista sin modificar los valores.
- Para cambiar algún valor teclear la nueva cantidad después del signo ? y a continuación teclear ↵ para que acepte el nuevo valor.

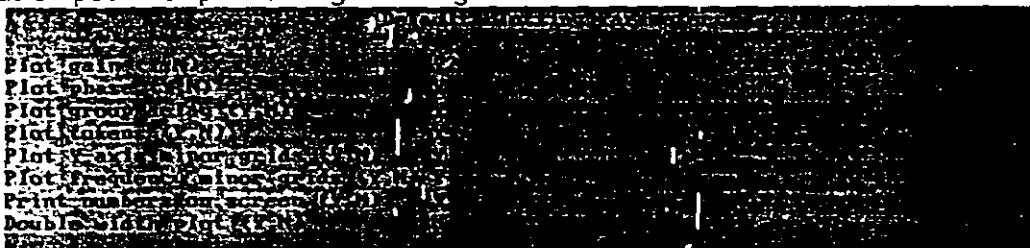


Especificando N se puede observar individualmente cada una de las tres gráficas (ganancia vs. frecuencia, fase vs. frecuencia y grupo de retardo vs. frecuencia) y así elegir la escala y el color más conveniente para cada una.



Teclear Y

Se despliega en la pantalla otro menú donde se pueden modificar los parámetros de graficación podemos para distinguir cada gráfica

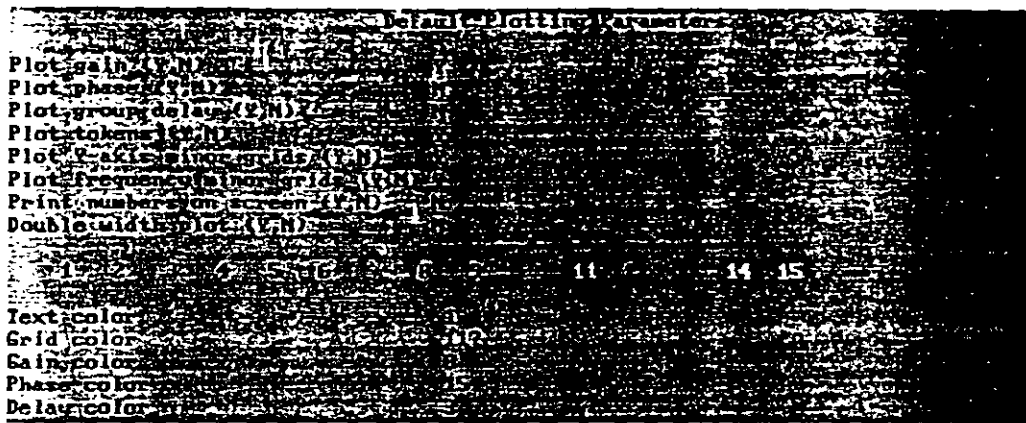


- Es posible desplazarse con las flechas (↑ ↓) en la lista sin modificar los valores.

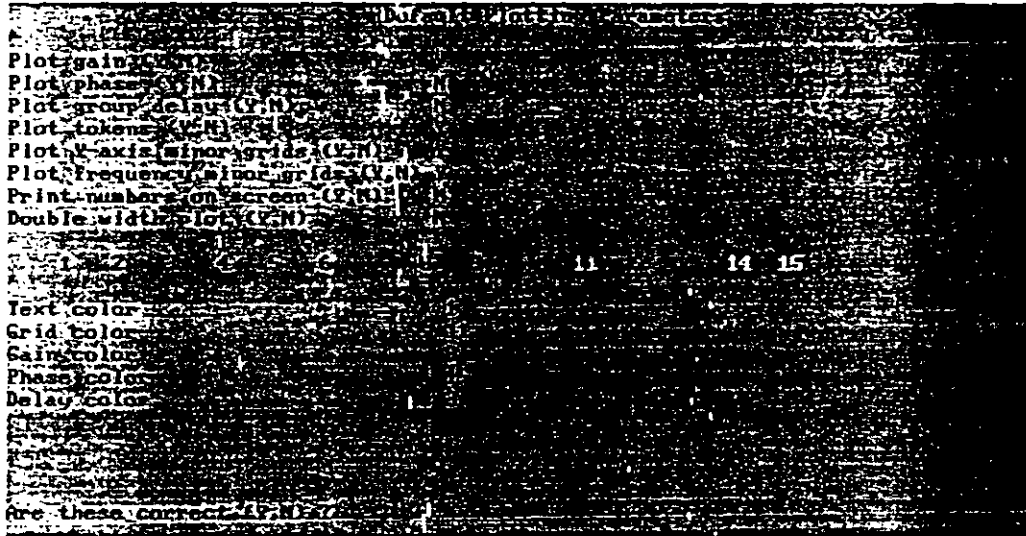
- Elegir Y/N después del signo ?, a continuación teclear ↵ para que acepte el nuevo dato y así activar/desactivar las siguientes opciones respecto a las gráficas que proporciona el paquete.

- **Plot gain** .- Para observar gráfica de ganancia vs. frecuencia.
- **Plot phase** .- Para observar gráfica de fase vs. frecuencia.
- **Plot group delay** .- Para observar gráfica de grupo de retardo vs. frecuencia.
- **Plot tokens** .- Para observar gráfica con marcas en los puntos de frecuencia calculados.
- **Plot Y-axis minor grids** .- Para observar gráfica con rejilla o divisiones en el eje vertical.
- **Plot frequency minor grids** .- Para observar gráfica con rejilla o divisiones en el eje horizontal.
- **Print numbers on screen** .- Para observar en la pantalla los valores que se van calculando y graficando según la exactitud mínima y los pasos de frecuencia prefijados.
- **Double width plot** .- Para obtener la gráfica con doble de ancho. **N por default**

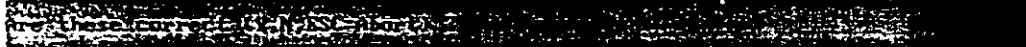
Una vez elegidas las opciones anteriores se despliegan en la pantalla los números asociados a los colores que podemos observar, para así distinguir cada gráfica (elegir los colores para identificarlas tanto en pantalla como al imprimir)



- Es posible desplazarse con las flechas (↑ ↓) en la lista sin modificar los valores.
- Para cambiar algún valor teclear la nueva cantidad después del signo ? y a continuación teclear ↵ para que acepte el nuevo valor.

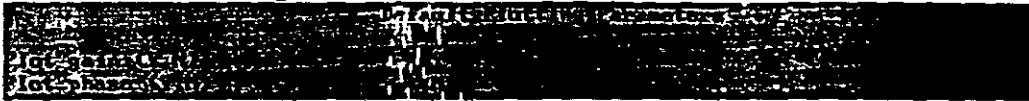


Una vez elegidas las opciones anteriores se despliegan en la pantalla el mensaje

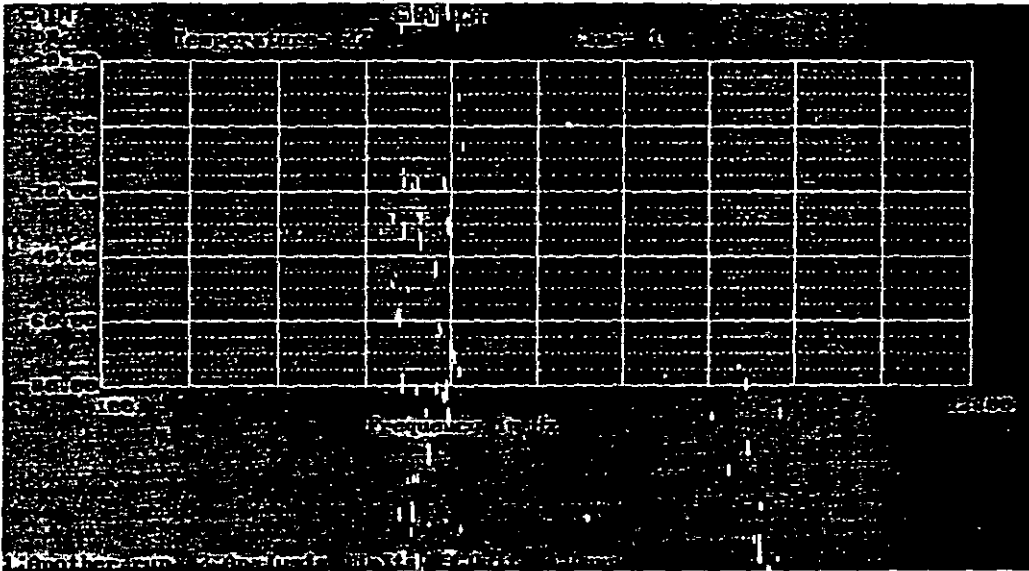


Teclear Y para observar la(s) gráfica(s) elegidas así como sus correspondientes escalas.

- Observar únicamente la gráfica de Ganancia vs. frecuencia.



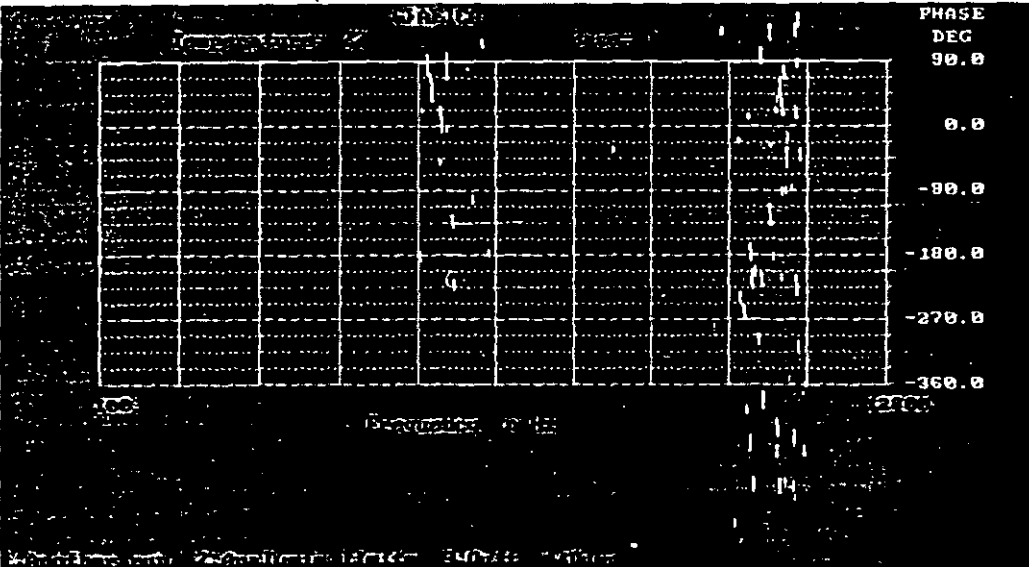
Gráfica de Ganancia vs. frecuencia (frecuencia en escala lineal).



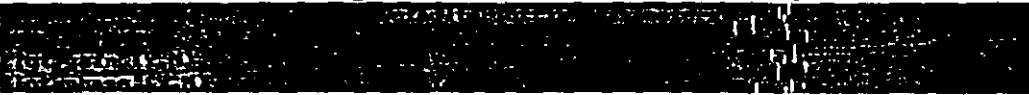
- Observar únicamente la gráfica de Fase vs. frecuencia.



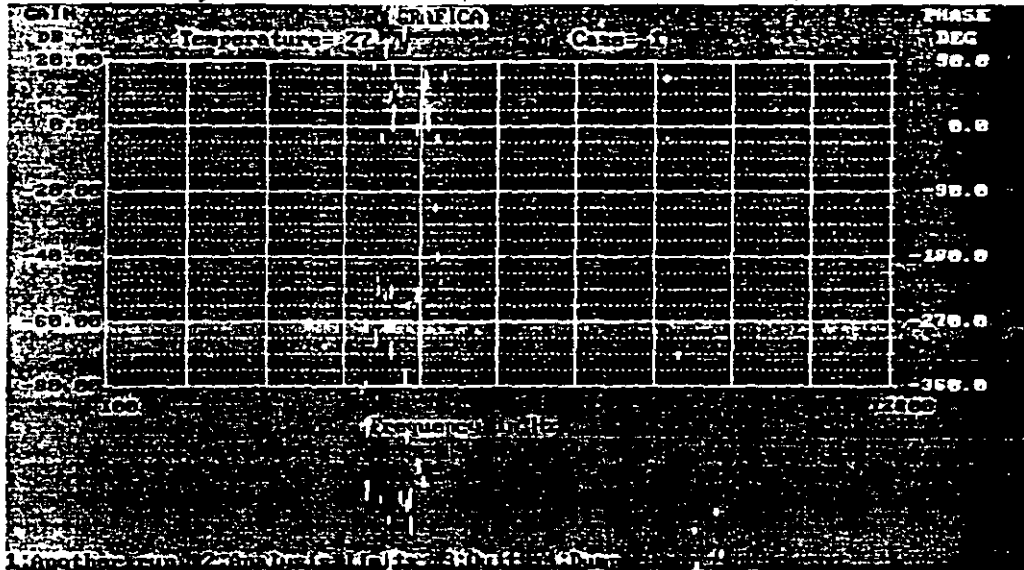
Gráfica de Fase vs. frecuencia (frecuencia en escala lineal).



- Observar simultáneamente las gráficas de Ganancia vs. frecuencia y Fase vs. frecuencia.



Gráficas de Ganancia y Fase vs. frecuencia (frecuencia en escala lineal).



Si se requiere de escala *logarítmica* en el eje horizontal de la gráfica, entonces se deben elegir valores de frecuencia, de manera tal que la relación o cociente entre el límite superior y el límite inferior del rango de frecuencia debe ser igual una potencia de diez. por ejemplo.

Lowest Frequency 100 Hz

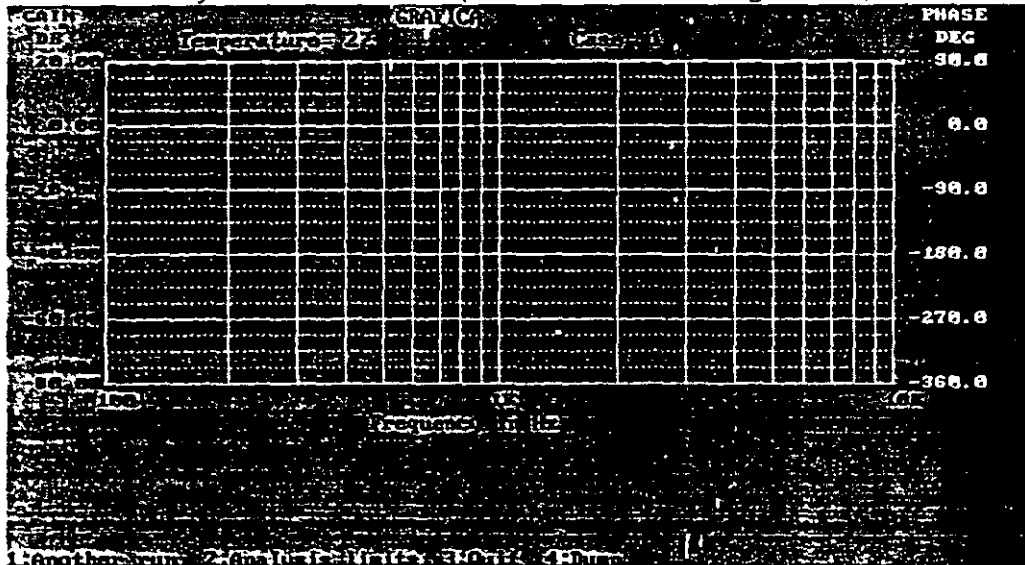
Highest Frequency 10 KHz

$$\frac{10000}{100} = 100 = 1E2$$

- Observar simultáneamente las gráficas de Ganancia vs. frecuencia y Fase vs. frecuencia.



Gráficas de Ganancia y Fase vs. frecuencia (frecuencia en escala logarítmica).



Sin rejillas o divisiones en los ejes horizontal y vertical, mostrando los datos en pantalla



En el menú inferior tenemos 4 opciones

Another run    Analysis Limits    Quit    Dump

- 1: Another run Permite cambiar los limites para graficar nuevamente
- 2: Analysis Limits
- 3: Quit Salir hacia la pantalla de dibujo
- 4: Dump Para imprimir las gráficas elegir la opción

• Para imprimir las gráficas

Teclear 4

Another run    Analysis Limits    Quit    Dump

Elegir el tamaño de la gráfica

L Large=grande (1 página tamaño carta) o S Small=pequeño (1/4 página tamaño carta)

Another run    Analysis Limits    Quit    Dump

Proporcionar el nombre de la gráfica.

NOTA: Cuando la impresora no esta conectada o encendida envía el siguiente mensaje:

Another run    Analysis Limits    Quit    Dump

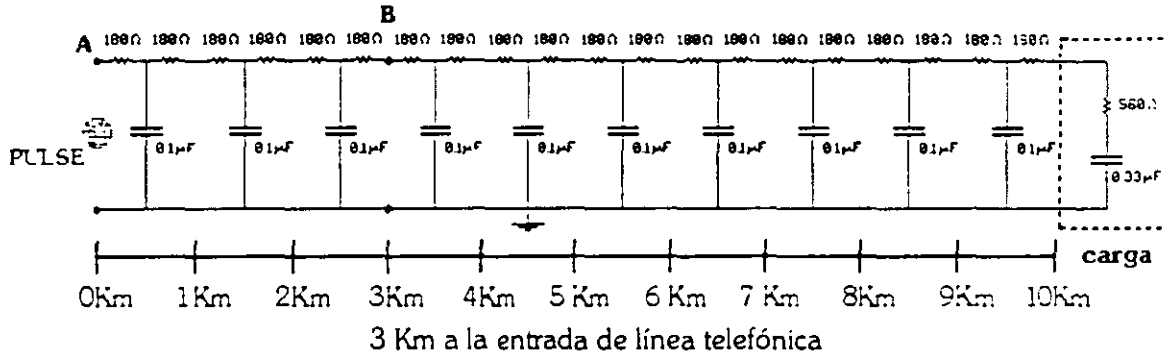
Teclear ESC , revisar la impresora este en línea, así como el puerto al cual esta conectada.

DESARROLLO

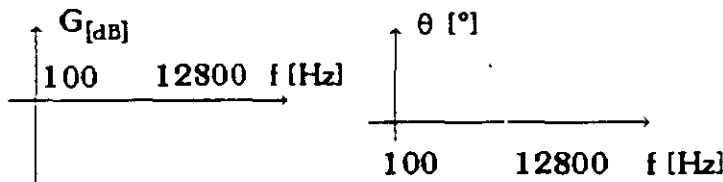
**EXPERIMENTO 1 y 2**

**Obtener la gráfica de la respuesta a la frecuencia de la línea telefónica**  
**Obtener la gráfica de fase vs. frecuencia de la línea telefónica**

Dibujar en Microcap II el siguiente circuito:



Nodo de entrada en el punto **A**, a la entrada de la línea.  
 Nodo de salida en el punto **B**, a 3 km de la entrada de la línea.  
 Obtener las gráficas de Ganancia vs. frecuencia y Fase (o Defasamiento) vs. frecuencia para los primeros 3 Km de línea:



Comparar el resultado del funcionamiento teórico para los 3 Km de línea, obtenido por medio del paquete, con las gráficas del experimento 1 de la práctica # 1.

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

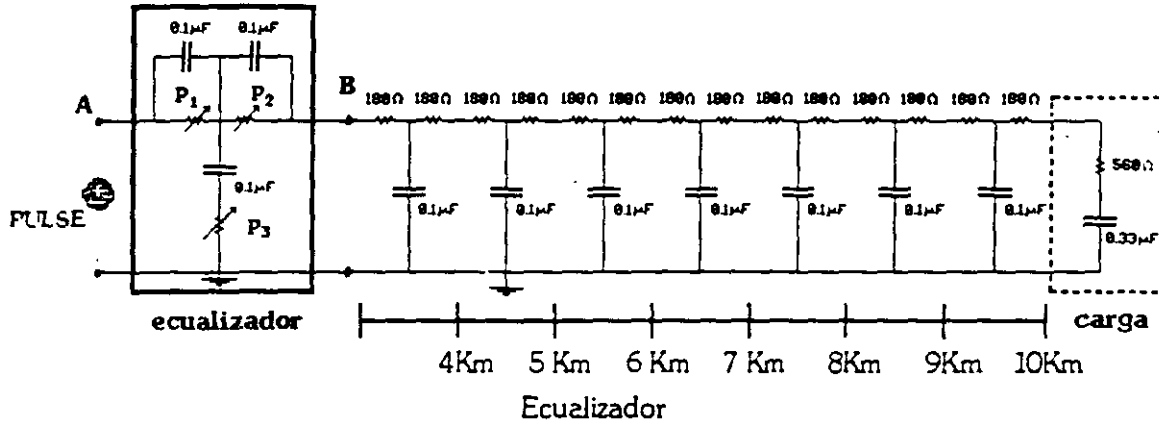


DESARROLLO

**EXPERIMENTO 3 y 4**

**Obtener la gráfica de la respuesta a la frecuencia del ecualizador**  
**Obtener la gráfica de fase vs. frecuencia del ecualizador**

Dibujar en Microcap II el siguiente circuito:

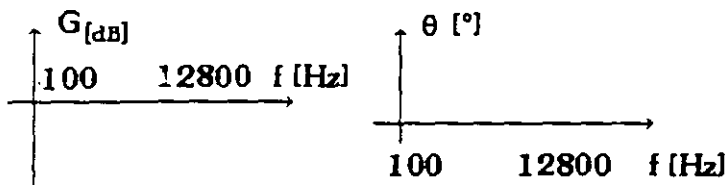


**NOTA: los valores de los potenciómetros deben ser iguales a la práctica 2**

Nodo de entrada en el punto A, a la entrada del ecualizador.

Nodo de salida en el punto B, a la salida del ecualizador.

Obtener las gráficas de Ganancia vs. frecuencia y Fase( o Defasamiento) vs. frecuencia para el ecualizador.



Comparar el resultado del funcionamiento teórico para el ecualizador, obtenido por medio del paquete, con las gráficas del experimento 3 de la práctica #2.

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

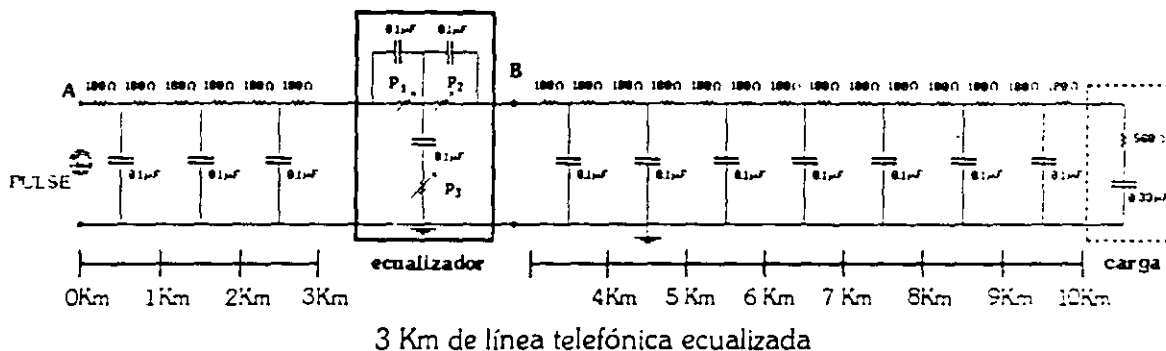
---

DESARROLLO

**EXPERIMENTO 5 y 6**

**Obtener la gráfica de la respuesta a la frecuencia de la línea telefónica ecualizada**  
**Obtener la gráfica de fase vs. frecuencia de la línea telefónica ecualizada**

Dibujar en Microcap II el siguiente circuito:

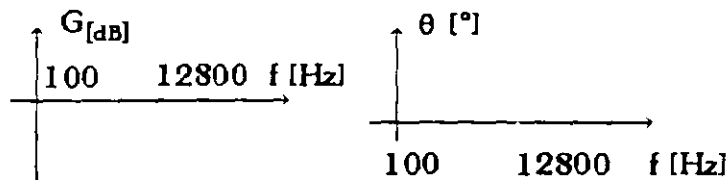


**NOTA: los valores de los potenciometros deben ser iguales a la práctica 2**

Nodo de entrada en el punto **A**, a la entrada de la línea.

Nodo de salida en el punto **B**, a la salida del ecualizador.

Obtener las gráficas de Ganancia vs. frecuencia y Fase (o Defasamiento) vs. frecuencia de la línea ecualizada.



Comparar el resultado del funcionamiento teórico para la línea ecualizada obtenido por medio del paquete con el funcionamiento observado al transmitir los datos en los experimentos 2 y 5 de la práctica #2.

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

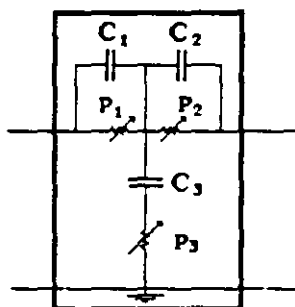
---

DESARROLLO

**EXPERIMENTO 7**

**Obtener la gráfica de la respuesta a la frecuencia ideal de la línea telefónica ecualizada**

Cambiar los valores de los potenciómetros y los capacitores uno a la vez hasta obtener que la respuesta sea lo más plana posible.



ecualizador

$P_1 =$   
 $P_2 =$   
 $P_3 =$

$C_1 =$   
 $C_2 =$   
 $C_3 =$

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

## NOTAS

## PRACTICA #4

# ONDA ESTACIONARIA EN UN CABLE COAXIAL RANURADO

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir:

SWR

CORTO CIRCUITO

CIRCUITO ABIERTO

IMPEDANCIA CARACTERISTICA

Investigar :

LA NOMENCLATURA Y LAS CARACTERÍSTICAS DE LOS CABLES COAXIALES

¿Porqué existe cable coaxial de 50  $\Omega$  y de 75  $\Omega$ ?

### INTRODUCCIÓN

La relación de onda estacionaria S W R se calcula para cada tipo de carga. En particular los parámetros de voltaje son de mayor interés, entonces se le llama relación de onda estacionaria de voltaje (VSWR).

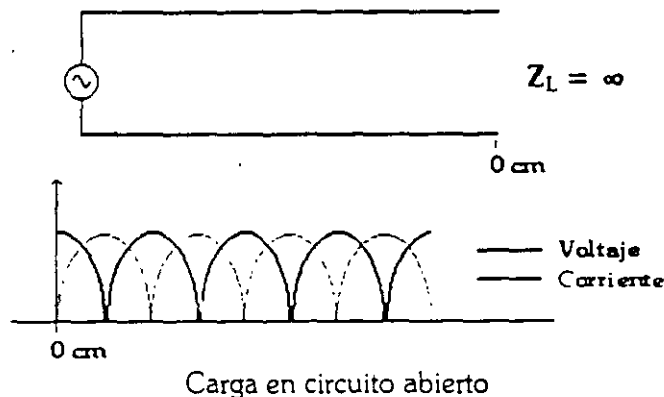
CARGA		RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA
Circuito abierto	$Z_L = \infty$	$V_{SRW} = \infty$
Corto circuito	$Z_L = 0$	$V_{SRW} = \infty$
Carga igual a la impedancia característica	$Z_L = Z_0$	$V_{SWR} = 1$
Carga diferente a la impedancia característica	$Z_L \neq Z_0$	$V_{SWR} \neq 1$

Si conectamos un generador a una línea y ésta no está terminada en el otro extremo, sino que se deja abierta, la señal proveniente del generador llega al extremo final de la línea y en ausencia de una carga que absorba la energía, dicha señal es reflejada.

Así que a lo largo de la línea se encuentran una onda directa (o incidente) y una onda que retrocede hacia el generador (o reflejada). Conforme la señal reflejada regresa hacia el generador, en cada punto a lo largo de la línea se superponen la onda incidente y la reflejada. En algunos puntos se suman las ondas y en otros se restan debido a sus fases relativas. Este efecto de adición y cancelación forman la onda estacionaria de las gráficas siguientes.

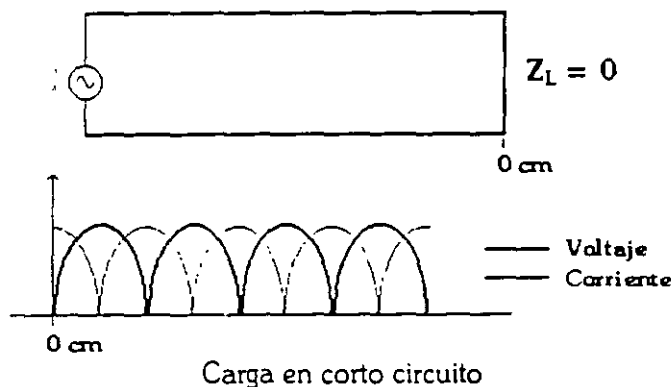
De aquí en adelante se considerará que la línea no tiene pérdidas.

Como se observa en la gráfica, la señal en el extremo abierto es un punto de corriente cero con voltaje máximo.



Un línea terminada en corto circuito representa también una carga que no consume energía. Como en el caso anterior, la señal proveniente del generador llega al extremo final de la línea y en ausencia de una carga que absorba la energía, dicha señal es reflejada.

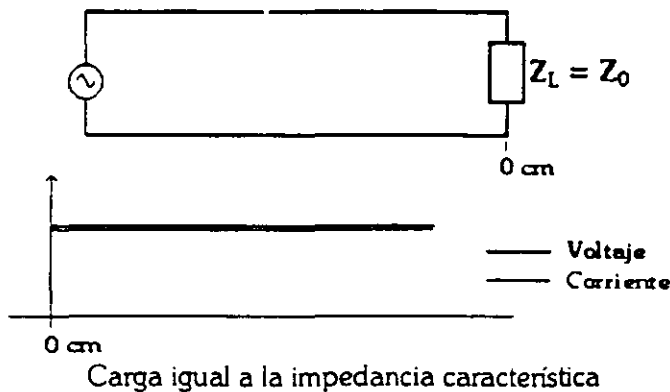
Como se observa en la gráfica, la señal en el extremo en corto es un punto de voltaje cero con corriente máxima.



En las ambas gráficas, carga en circuito abierto y carga en corto circuito, se debe observar que los máximos (o antinodos) de voltaje coinciden con los mínimos (o nodos) de corriente y viceversa.

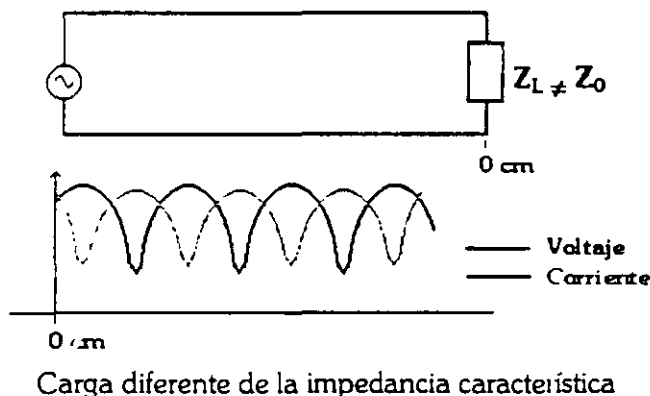
Para el caso de una línea terminada en una carga igual a la impedancia característica, se tendrá la máxima transferencia de potencia de la línea hacia la carga; es decir, las impedancias están acopladas.

Así, la señal proveniente del generador llega al extremo final de la línea y la carga absorbe toda la energía; entonces no existe onda reflejada; por lo tanto no habrá onda estacionaria ni pérdidas por radiación.



Para el caso de una línea terminada en una carga cualquiera, que no sea nula ni infinita ni  $Z_0$ , la señal proveniente del generador llega al extremo final de la línea y la carga absorbe parte de la energía, entonces otra parte de la señal es reflejada; por lo tanto habrá onda estacionaria y la transferencia de energía no será máxima.

Como se observa en la gráfica, la señal en el extremo de la carga no es un voltaje (o corriente) mínimo ni máximo. Además es importante hacer notar que los mínimos (o nodos) no llegan a tener una amplitud nula.



En el mundo real existen líneas de transmisión de longitud finita con pérdidas. Para esta práctica las pérdidas se considerarán despreciables.

### OBJETIVOS

- Entender el concepto de onda estacionaria.
- Comprender el comportamiento de la onda estacionaria a través de la línea, para diferentes tipos de carga.
- Conocer el cuidado y funcionamiento del equipo con que se dispone en el laboratorio a fin de hacer un uso adecuado y obtener las lecturas necesarias, como por ejemplo con el osciloscopio de 2 GHz.

### EXPERIMENTOS

- 1.- Obtener experimentalmente la onda estacionaria para un cable coaxial terminado en corto circuito.
- 2.- Obtener experimentalmente la onda estacionaria para un cable coaxial terminado en circuito abierto.
- 3.- Obtener experimentalmente la onda estacionaria para un cable coaxial terminado en su impedancia característica.
- 4.- Obtener experimentalmente la onda estacionaria para un cable coaxial terminado en una carga diferente a su impedancia característica.

### EQUIPO

(VER ESQUEMAS)

- 1 Osciloscopio Digital de doble trazo PHILLIPS MODELO: PM 3340 2 GHz.
- 1 Punta de prueba (o de atenuación) PHILLIPS MODELO: PM 88943A 550ps risetime.
  - Relación 1:1 MAX  $\pm$  42V 1M $\Omega$ // 3.5pF
  - Relación 10:1 MAX  $\pm$  200V 1M $\Omega$ // 2.4pF
  - Relación 100:1 MAX  $\pm$  200V 1M $\Omega$ // 1.4pF

### ***EQUIPO GENERAL RADIO COMPANY (GR CO.)***

- 1 Fuente de Poder Regulada GR CO. MODELO: 1267-B.
- 1 Oscilador UHF GR CO. MODELO: 1362 220-920 MHz.
- 1 Cable coaxial ranurado con detector GR CO. MODELO: 874-LBB 300 MHz - 9 GHz.
- 1 Montaje para componentes GR CO. MODELO: 874 ML

### **Cargas :**

- Corto Circuito GR CO. MODELO: 874 WN3.
- Circuito Abierto GR CO. MODELO: 874 WO3.
- Carga de 50  $\Omega$  GR CO. MODELO: Gs 1602 P4.
- Carga desconocida (dentro del montaje para componentes)

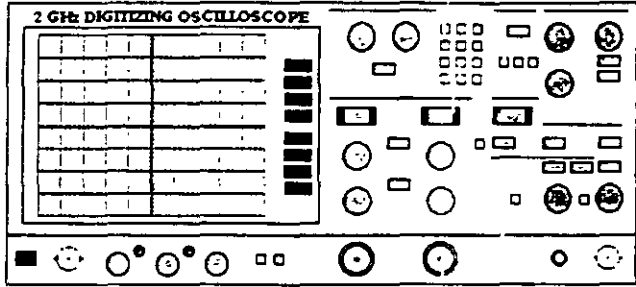
### **Cables :**

- GR CO. MODELO: 8267 RG-213/U 70903 FR-1.
- GR CO. MODELO: 874 R22LA.

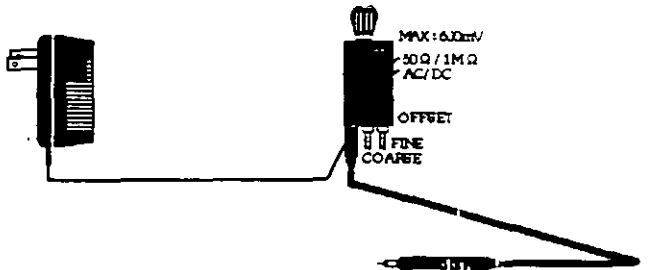
### **Adaptadores :**

- General Radio a BNC-hembra GR CO. MODELO: 874 QBJA  
(a la salida del detector del cable coaxial ranurado)
- N-macho a BNC-hembra  
(entre el osciloscopio y la punta de prueba)
- Punta de prueba a BNC-macho  
(entre la punta de prueba y el adaptador General Radio a BNC-hembra)





Osciloscopio Digital de doble trazo PHILLIPS  
 MODELO: PM 3340 2 GHz



- Relación 1:1 MAX  $\pm 42V$  1M $\Omega$ //3.5pF
  - Relación 10:1 MAX  $\pm 200V$  1M $\Omega$ //2.4pF
  - Relación 100:1 MAX  $\pm 200V$  1M $\Omega$ //1.4pF
- Punta de prueba (o de atenuación) PHILLIPS  
 MODELO: PM 88943A 550ps risetime

**Adaptadores**



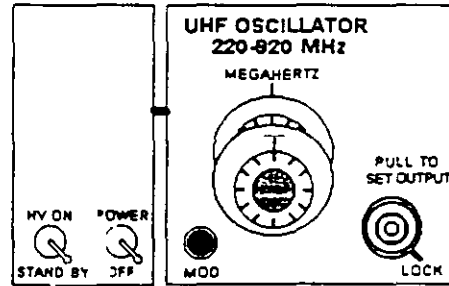
General Radio a BNC-hembra  
 GR CO. MODELO: 874 QBJA  
 (a la salida del detector del coaxial ranurado)



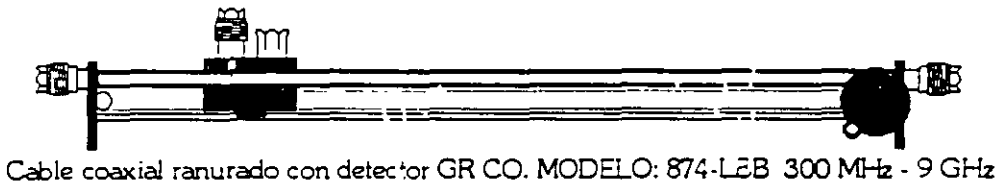
N-macho a BNC-hembra  
 (entre el osciloscopio y la punta de prueba)



Punta de prueba a BNC-macho  
 (entre la punta de prueba y el adaptador General Radio a BNC-hembra)



Fuente de Poder Regulada MODELO: 1267-B  
 Oscilador UHF GR CO. MODELO: 1362  
 220-920 MHz



Cable coaxial ranurado con detector GR CO. MODELO: 874-L2B 300 MHz - 9 GHz

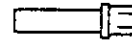
**Cargas**



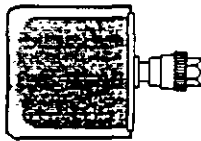
• Corto Circuito  
 GR CO. MODELO: 874 WN3



• Carga de 50  $\Omega$   
 GR CO. MODELO: Gs 1602 P4

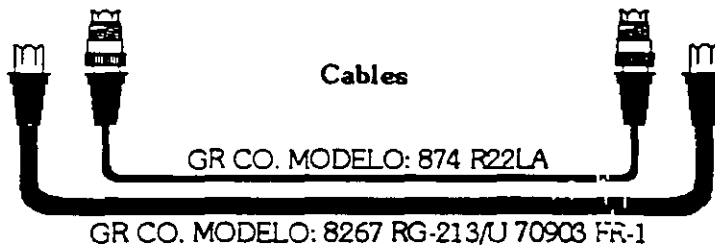


• Circuito Abierto  
 GR CO. MODELO: 874 WO3



Montaje para componentes  
 GR CO. MODELO: 874 ML  
 • Carga desconocida

**Cables**



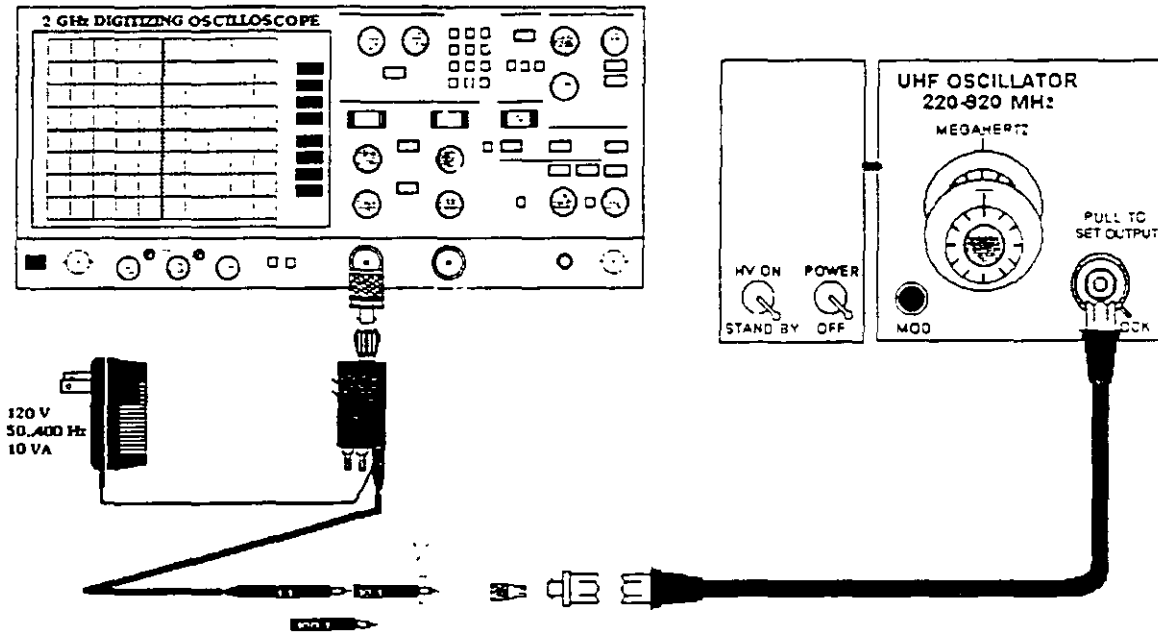
GR CO. MODELO: 874 R22LA

GR CO. MODELO: 8267 RG-213/U 70903 FR-1

DESARROLLO

**Conexión de adaptadores y punta de prueba.  
Sintonización del oscilador UHF.**

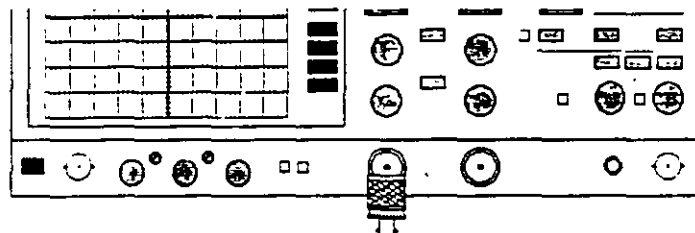
DIAGRAMA DE CONEXIONES



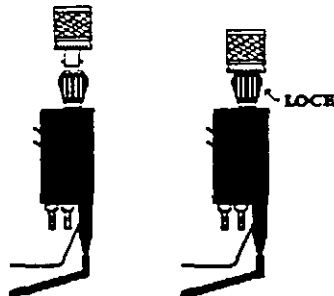
PROCEDIMIENTO

**CONECTAR ADAPTADORES Y PUNTA DE PRUEBA :**

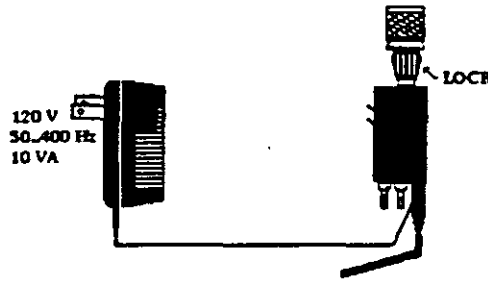
1) Colocar en el canal A del osciloscopio el adaptador N-macho a BNC-hembra.



2) Conectar en el adaptador la punta de prueba y sujetarla con el seguro LOCK (no soltar hasta que este fija).



3) Conectar a la línea de 120 V la fuente que alimentará a la punta de prueba.



4) Conectar el adaptador de la punta de prueba a BNC-macho con el adaptador BNC-hembra a General Radio, y después al cable General Radio que conecta al oscilador.



(ADAPTADORES : punta de prueba a BNC-macho y BNC-hembra a General Radio)

4) Conectar *cuidadosamente* la punta de prueba de relación 1:1 con el adaptador de la punta de prueba.



#### CONECTAR Y SINTONIZAR EL OSCILADOR UHF :

- La Fuente de Poder Regulada que alimenta al oscilador debe permanecer un mínimo de 5 minutos en STAND BY y POWER en ON.

Encender el oscilador cambiando el switch de STAND BY a HV ON ( HIGH VOLTAGE).

Obtener del oscilador una señal senoidal a 900 MHz.

Medir en el osciloscopio el período de la señal (para verificar la frecuencia).

De ser necesario ajuste la frecuencia del oscilador (perilla de fino).

#### NOTA :

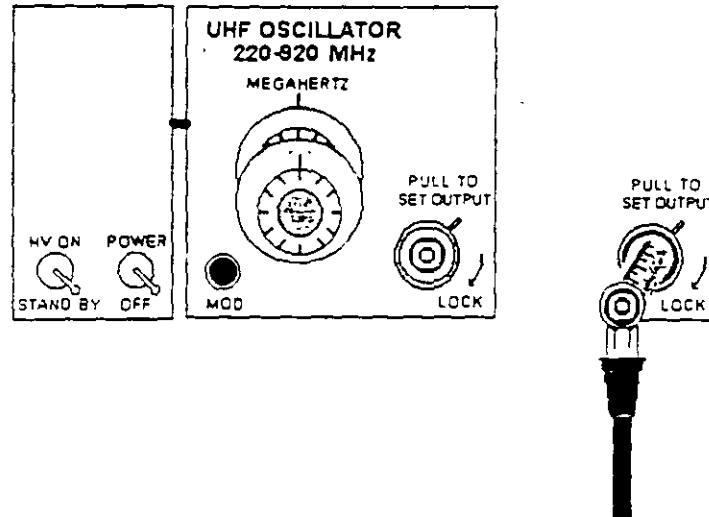
*Si la amplitud de la señal que proporciona el generador es demasiado grande aún para la máxima escala de amplitud con que cuenta del osciloscopio, conecte la punta de atenuación de relación 10:1, en cascada con la punta de prueba que tiene relación 1:1.*



*Si no es suficiente, cambie la punta de atenuación de relación 10:1 por la de 100:1, recuerde conectar en cascada.*



Otra opción es atenuando la salida del oscilador, primero girando a contra reloj el seguro **LOCK** y después atenuar la salida (desde 0 hasta 80 dB, graduado cada 5 dB).



### **IMPORTANTE :**

La amplitud de la señal que proporciona el oscilador solamente se atenúa para medir correctamente la frecuencia de dicha señal, por lo tanto una vez sintonizado **NO CAMBIAR LA FRECUENCIA** durante todos los experimentos de la práctica.

### DESARROLLO

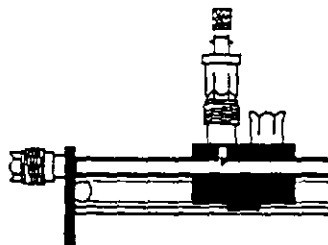
## **EXPERIMENTO 1**

**Obtener la onda estacionaria para un cable coaxial terminado en CORTO CIRCUITO**

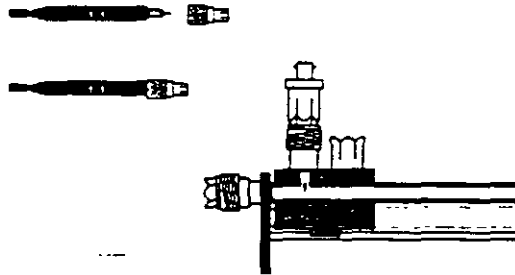
### PROCEDIMIENTO

**Todo el equipo debe APAGARSE, mientras se cambia la conexión para cada experimento:** el Osciloscopio y la Fuente de Poder Regulada (**STAND BY** y **POWER** en **OFF**)

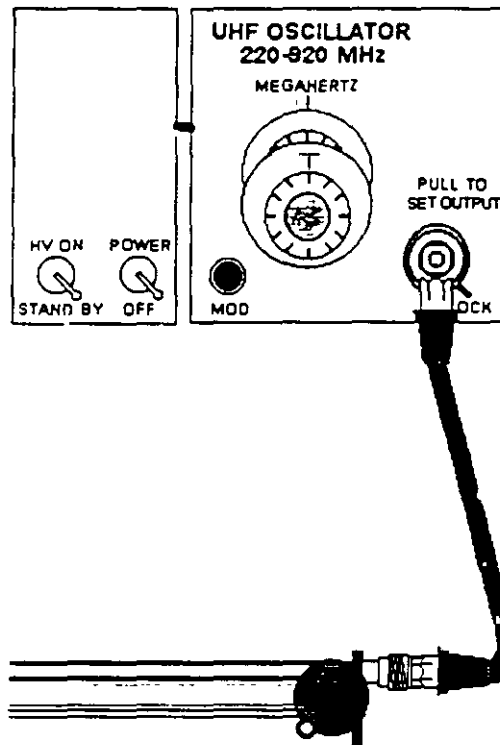
1) Desconectar los adaptadores unidos al cable General Radio y conectarlos a la salida del detector del cable coaxial ranurado.



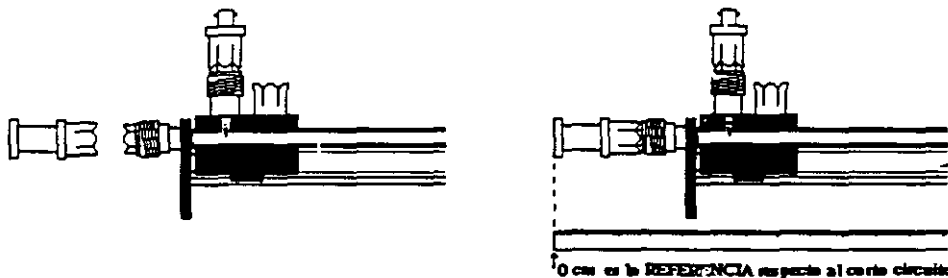
2) A fin de evitar que la punta de prueba se dañe conviene dejarla unida al adaptador de la punta de prueba a BNC-macho. Y así medir en el osciloscopio la señal que viaja por el cable coaxial ranurado.



3) Conectar el oscilador al cable coaxial ranurado, por medio del cable General Radio (8267).

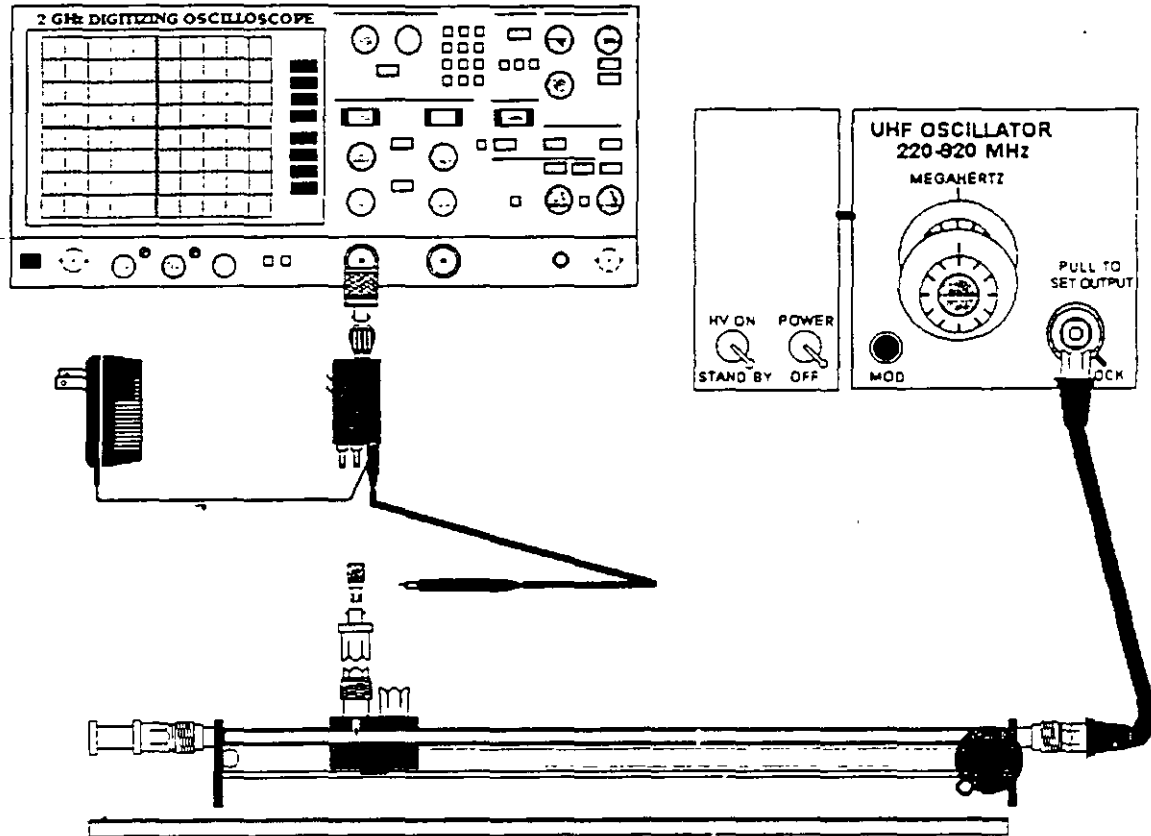


4) Colocar la carga de corto circuito en el otro extremo del cable coaxial ranurado.



**IMPORTANTE** :Para medir las distancias no se utilizará la cinta métrica que viene con el cable coaxial ranurado sino que se utilizará una cinta cuyo cero se hará coincidir con la posición del corto circuito. La REFERENCIA de 0 cm NO SE CAMBIARÁ referencia durante toda la práctica.

DIAGRAMA DE CONEXIONES



Revisar todas las conexiones.  
Encender el osciloscopio.  
Encender la fuente de poder regulada (HV ON y POWER ON).

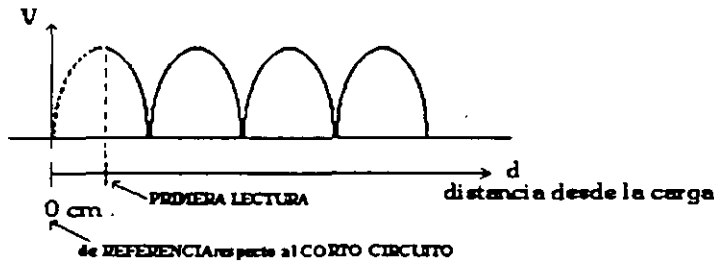
**Las distancias se medirán con respecto a la referencia de 0 cm**

Colocar el detector hasta el extremo izquierdo del cable coaxial ranurado.  
Tomar la primera lectura de voltaje y anotarla en la **Tabla 1**.  
Deslizar el detector del cable coaxial de izquierda a derecha hasta encontrar la distancia a la cual está el primer mínimo de voltaje.  
Localizar a qué distancias se encuentran los demás mínimos de voltaje.  
Localizar de una manera aproximada a qué distancias se encuentran los máximos de voltaje.  
Anotar los datos en la **Tabla 1**.  
Colocar el detector hasta la derecha del cable coaxial ranurado.  
Tomar la última lectura de voltaje y anotarla en la **Tabla 1**.  
Calcular la distancia entre dos mínimos.  
Calcular la distancia entre dos máximos.

**TABLA 1 CARGA EN CORTO CIRCUITO**

RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA DE VOLTAJE (VSWR)		
LECTURA	VOLTAJE [V <sub>pp</sub> ]	DISTANCIA d [cm]
primera lectura		
primer mínimo de voltaje		
segundo mínimo de voltaje		
tercer mínimo de voltaje		
cuarto mínimo de voltaje		
primer máximo de voltaje		
segundo máximo de voltaje		
tercer máximo de voltaje		
cuarto máximo de voltaje		
ultima lectura		

Graficar la onda estacionaria para una frecuencia de 900 MHz y el cable coaxial ranurado terminado en corto circuito.



CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

DESARROLLO

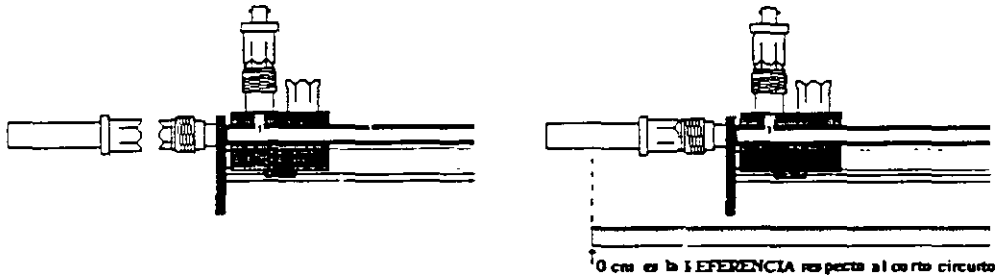
**EXPERIMENTO 2**

**Obtener la onda estacionaria para un cable coaxial  
terminado en CIRCUITO ABIERTO.**

PROCEDIMIENTO

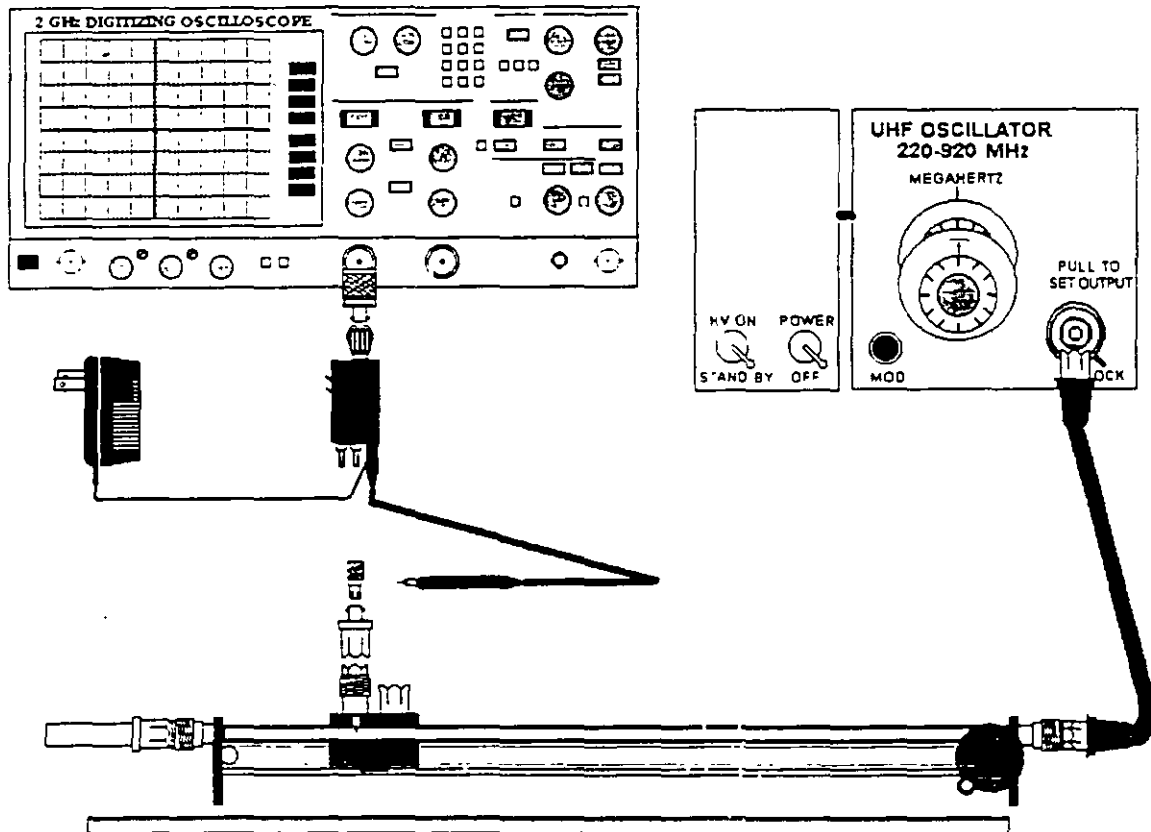
**Todo el equipo debe APAGARSE, mientras se cambia la conexión para cada experimento:**  
el Osciloscopio y la Fuente de Poder Regulada (STAND BY y POWER en OFF)

1) Cambiar la carga de corto circuito por la de circuito abierto.



**Recordar · la REFERENCIA de 0 cm se considerará para el CORTO CIRCUITO.**  
**NO SE CAMBIARÁ dicha referencia aún cuando la carga cambie**

DIAGRAMA DE CONEXIONES





- Revisar todas las conexiones.
- Encender el osciloscopio.
- Encender la fuente de poder regulada (HV ON y POWER ON).
- Colocar el detector hasta la izquierda del cable coaxial ranurado.

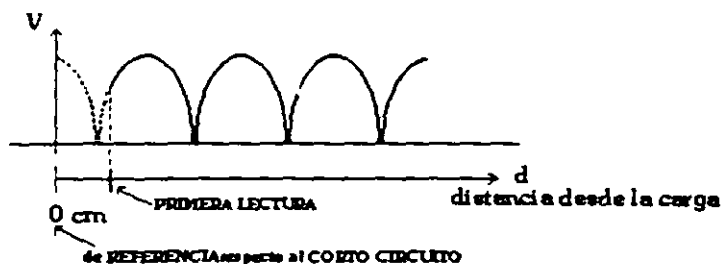
**Las distancias se medirán con respecto a la referencia de 0 cm**

- Tomar la primera lectura de voltaje y anotarla en la **Tabla 2**.
- Deslizar el detector del cable coaxial de izquierda a derecha hasta encontrar la distancia a la cual está el primer mínimo de voltaje.
- Localizar a qué distancias se encuentran los demás mínimos de voltaje.
- Localizar de una manera aproximada a qué distancias se encuentran los máximos de voltaje.
- Anotar los datos en la **Tabla 2**.
- Colocar el detector hasta la derecha del cable coaxial ranurado.
- Tomar la última lectura de voltaje y anotarla en la **Tabla 2**.
- Calcular la distancia entre dos mínimos.
- Calcular la distancia entre dos máximos.

**TABLA 2 CARGA EN CIRCUITO ABIERTO**

RELACION DE ONDA ESTACIONARIA DE VOLTAJE (VSWR)		
LECTURA	VOLTAJE [V <sub>pp</sub> ]	DISTANCIA d [cm]
primera lectura		
primer mínimo de voltaje		
segundo mínimo de voltaje		
tercer mínimo de voltaje		
cuarto mínimo de voltaje		
primer máximo de voltaje		
segundo máximo de voltaje		
tercer máximo de voltaje		
cuarto máximo de voltaje		
ultima lectura		

Graficar la onda estacionaria para una frecuencia de 900 MHz y el cable coaxial ranurado terminado en circuito abierto.



CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

DESARROLLO

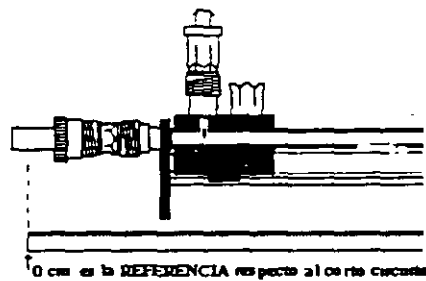
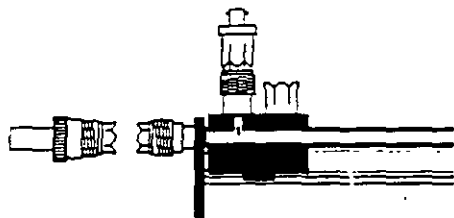
**EXPERIMENTO 3**

**Obtener la onda estacionaria para un cable coaxial terminado en una carga igual a su IMPEDANCIA CARACTERISTICA.**

PROCEDIMIENTO

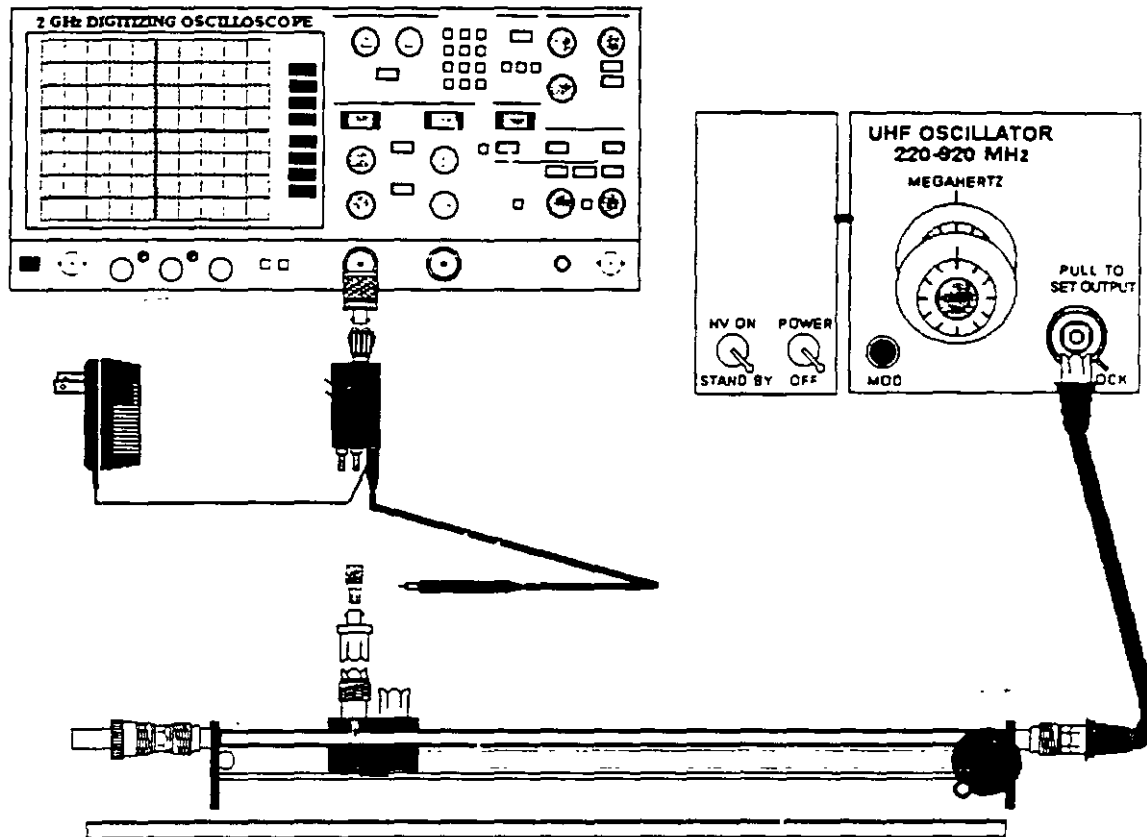
Todo el equipo debe APAGARSE, mientras se cambia la conexión para cada experimento: el Osciloscopio y la Fuente de Poder Regulada (STAND BY y POWER en OFF)

1) Cambiar la carga de circuito abierto por la carga de  $50 \Omega$ .



**Recordar : la REFERENCIA de 0 cm se considerará para el CORTO CIRCUITO. NO SE CAMBIARÁ dicha referencia aún cuando la carga cambie.**

## DIAGRAMA DE CONEXIONES



Revisar todas las conexiones.  
Encender el osciloscopio.  
Encender la fuente de poder regulada (HV ON y POWER ON).  
Colocar el detector hasta la izquierda del cable coaxial ranurado.

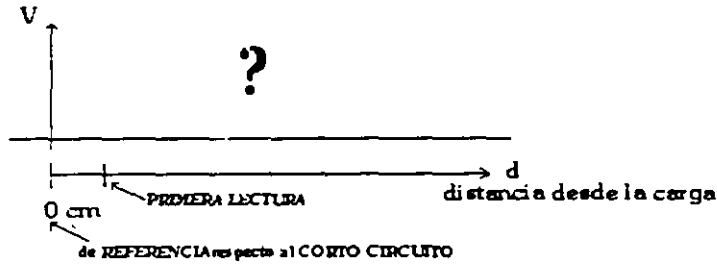
**Las distancias se medirán con respecto a la referencia de 0 cm**

Tomar la primera lectura de voltaje y anotarla en la **Tabla 3**.  
Deslizar el detector del cable coaxial de izquierda a derecha hasta encontrar la distancia a la cual está el primer mínimo de voltaje.  
Localizar a qué distancias se encuentran los demás mínimos de voltaje.  
Localizar de una manera aproximada a qué distancias se encuentran los máximos de voltaje.  
Anotar los datos en la **Tabla 3**.  
Colocar el detector hasta la derecha del cable coaxial ranurado.  
Tomar la última lectura de voltaje y anotarla en la **Tabla 3**.  
Calcular la distancia entre dos mínimos.  
Calcular la distancia entre dos máximos.

**TABLA 3 CARGA IGUAL A LA IMPEDANCIA CARACTERISTICA**

RELACION DE ONDA ESTACIONARIA DE VOLTAJE (VSWR)		
LECTURA	VOLTAJE [V <sub>pp</sub> ]	DISTANCIA d [cm]
primera lectura		
primer mínimo de voltaje		
segundo mínimo de voltaje		
primer máximo de voltaje		
segundo máximo de voltaje		
ultima lectura		

Graficar la onda estacionaria para una frecuencia de 900 MHz y el cable coaxial ranurado con una carga igual a la de su impedancia característica



CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

DESARROLLO

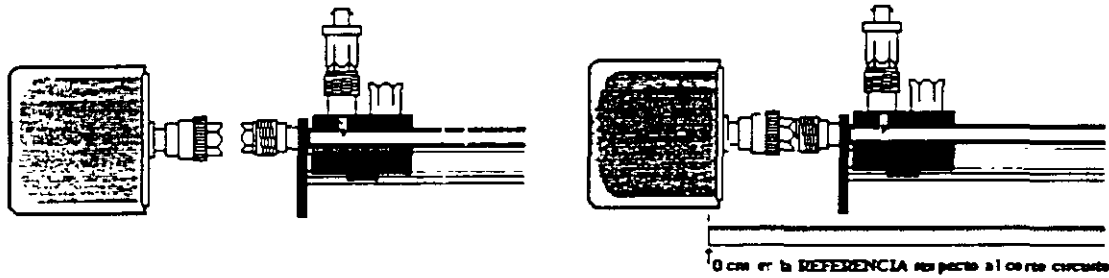
**EXPERIMENTO 4**

**Obtener la onda estacionaria para un cable coaxial terminado en una carga diferente a su IMPEDANCIA CARACTERISTICA.**

PROCEDIMIENTO

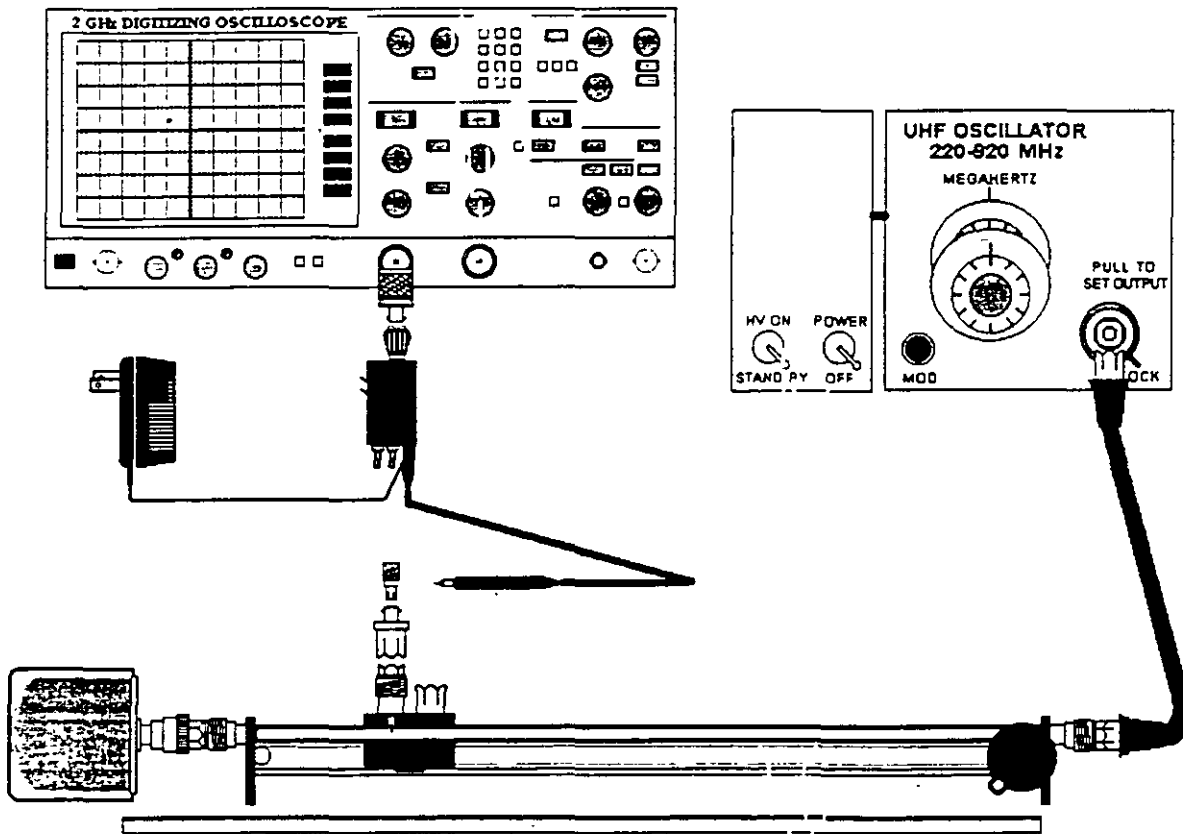
**Todo el equipo debe APAGARSE, mientras se cambia la conexión para cada experimento: el Osciloscopio y la Fuente de Poder Regulada (STAND BY y POWER en OFF)**

1) Cambiar la carga de  $50 \Omega$  por una carga desconocida.



**Recordar : la REFERENCIA de 0 cm se considerará para el CORTO CIRCUITO.  
NO SE CAMBIARÁ dicha referencia aún cuando la carga cambie.**

DIAGRAMA DE CONEXIONES



## NOTAS

## PRACTICA #5 CARTA DE SMITH

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir:

ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS  
COEFICIENTE DE REFLEXIÓN  
ADMITANCIA  
REACTANCIA  
SUCEPTANCIA

Investigar :

Además de la carta de Smith, ¿Qué otras gráficas existen para resolver problemas de líneas de transmisión?

### INTRODUCCIÓN

Los problemas sobre líneas de transmisión se pueden resolver utilizando ecuaciones, pero en muchas ocasiones éstas exigen una gran cantidad de cálculos algebraicos, y entonces encontrar la solución resulta laborioso y lento. Para simplificar el número de cálculos se han desarrollado diversos métodos gráficos, el más utilizado y difundido es la Carta de Smith, llamada así en honor a P.H. Smith.

***En el Apéndice B existe una descripción de la Carta de Smith.***

Cuando la carga conectada a una línea es diferente a su impedancia característica, observamos que la onda estacionaria no permanece constante, además los mínimos no son iguales a cero (como en los casos de circuito abierto o corto circuito), entonces dicha impedancia de carga puede tener valor : real, imaginario o complejo.

A partir de la gráfica de onda estacionaria podemos obtener algunos datos como son :

- El VSWR (Voltage Standing Wave Ratio = Relación de onda estacionaria de voltaje),
- La longitud de onda de manera experimental,

y así determinar con ayuda de la Carta de Smith el valor de la impedancia en en cualquier punto de la línea, inclusive en la carga.

Para cualquier línea, una misma carga puede representar diferentes valores de impedancia; es decir, los valores de su resistencia y su reactancia (inductiva o capacitiva) dependen de la frecuencia que tenga la señal que viaja por dicha línea, y por lo tanto, *la curva de onda estacionaria es diferente para cada frecuencia.*

La presencia de una onda estacionaria, es producto de una desadaptación entre la línea y la carga. Esto puede tener efectos indeseables sobre la propia línea o interferir en el funcionamiento del generador, incluso llegar a dañarlo. Por lo tanto se deben tomar medidas para que el SWR sea lo más cercano a la unidad, evitando o reduciendo la onda reflejada hacia el generador.

Una solución consiste en utilizar un STUB, el cual está formado por un tramo de línea terminado en un corto circuito conectado en paralelo a un punto cercano al extremo de la línea donde se encuentra la carga, con la finalidad de acoplar impedancias.

En el método de acoplamiento con un STUB, se deben determinar 2 distancias:

- **a** es la distancia del STUB a la carga.
- **b** es la longitud del STUB.

### OBJETIVOS

- Utilizar la gráfica de onda estacionaria para determinar el valor de la carga conectada a una línea.
- Conocer la utilidad de la Carta de Smith para calcular parámetros.
- Entender el manejo de la Carta de Smith.

### EXPERIMENTOS

- 1.- Calcular el valor de la impedancia conectada a la línea.
- 2.- Calcular el acoplamiento de impedancias mediante adaptación de una sección de línea (Stub).

### MATERIAL

Cartas de Smith.

1 Calculadora.

1 Compás.

1 Regla.

1 Goma.

Lápices de colores.



DESARROLLO

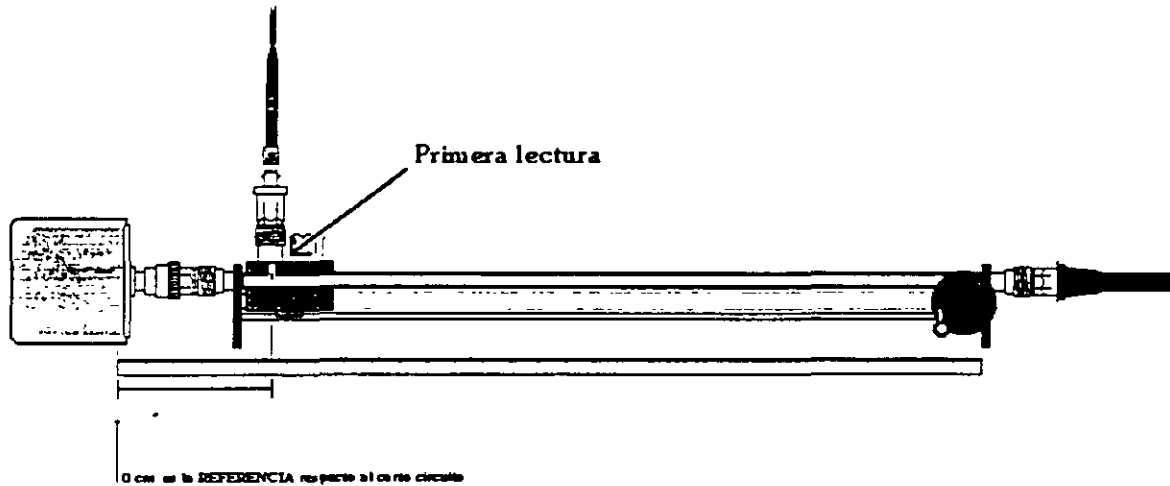
**EXPERIMENTO 1**

**Calcular el valor de la impedancia desconocida  
(línea terminada en una carga diferente a su IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA.)**

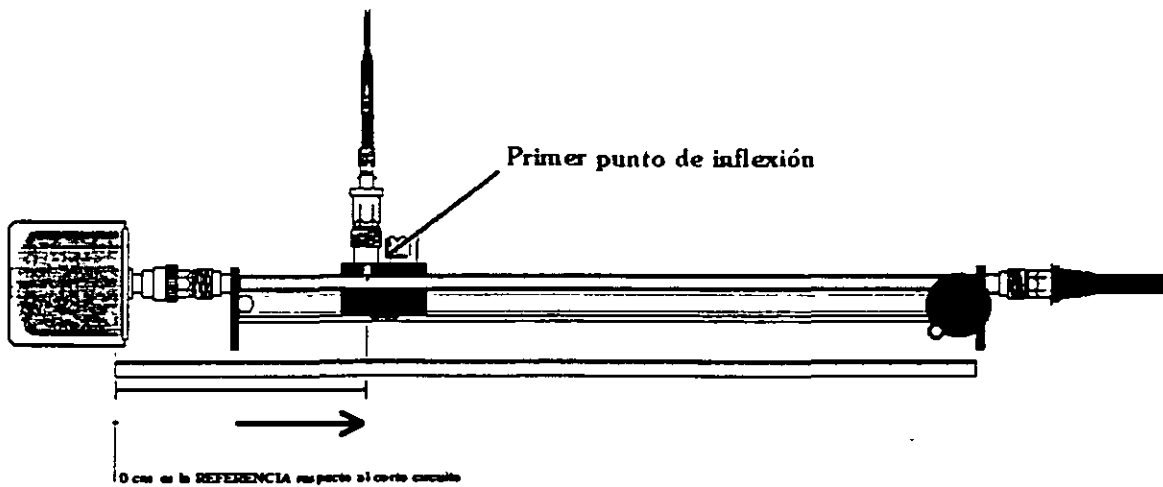
**PROCEDIMIENTO**

Con los datos obtenidos en la tabla 4 (práctica #4 experimento 4) trazar la gráfica de onda estacionaria de un cable coaxial ranurado terminado con carga desconocida para una frecuencia de 900 MHz, considerando que el cable tiene una  $Z_0 = 50 \Omega$ .

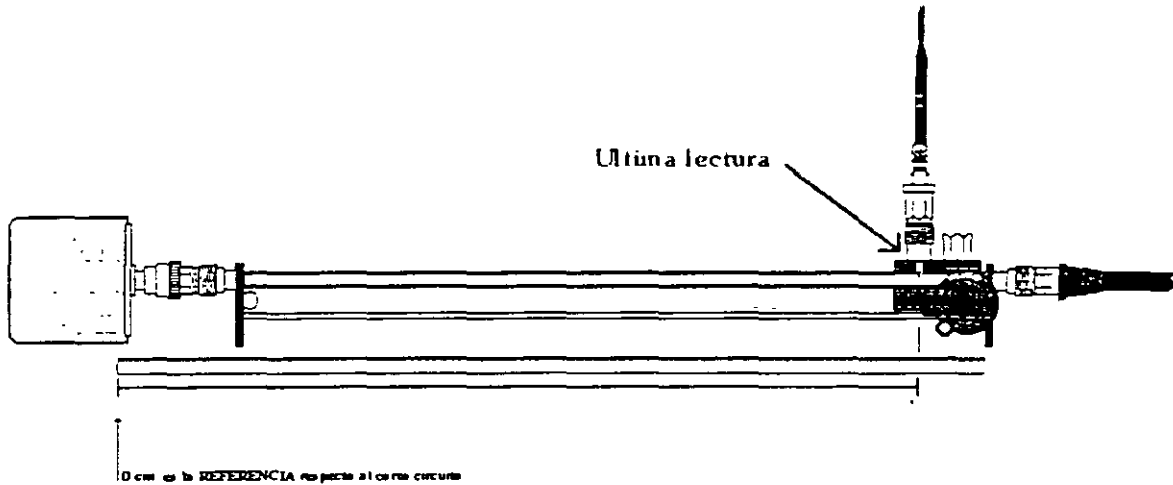
Colocar el detector hasta el extremo izquierdo del cable coaxial ranurado (hacia la carga). Tomar la primera lectura de voltaje, así como su distancia con respecto a la referencia.  
**Recordar que la referencia de 0 cm. se consideró respecto al corto.**



Deslizar el detector del cable coaxial de izquierda a derecha hasta encontrar la distancia con respecto a la referencia en la cual está el primer punto de inflexión (mínimo o máximo de voltaje)



Colocar el detector hasta el extremo derecho del cable coaxial ranurado (hacia el generador)  
 Tomar la última lectura de voltaje, así como su distancia con respecto a la referencia



Graficar la onda estacionaria para una señal con una frecuencia de 900 MHz en un cable coaxial ranurado con una carga desconocida y diferente a su impedancia característica.

Los puntos más importantes a graficar son: la primera lectura de voltaje, así como el primer punto de inflexión (mínimo o máximo de voltaje).

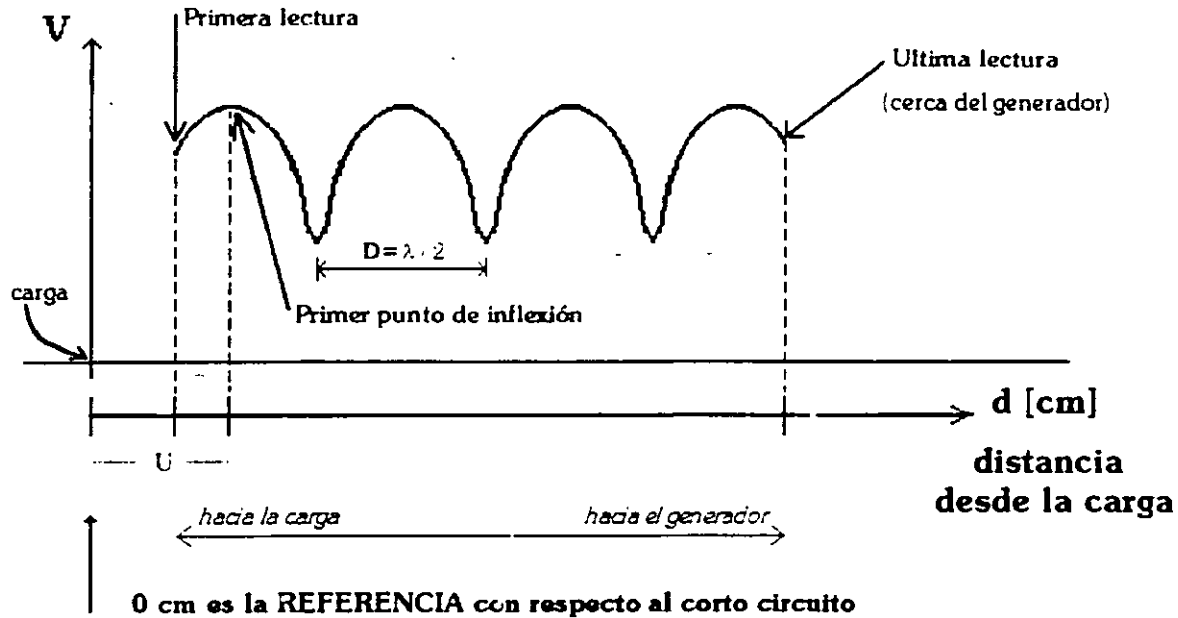
**TABLA CARGA DESCONOCIDA**

**RELACIÓN DE ONDA ESTACIONARIA DE VOLTAJE (VSWR)**

LECTURA	VOLTAJE [V <sub>pp</sub> ]	DISTANCIA d [cm]
primera lectura		
primer máximo de voltaje		
primer mínimo de voltaje		
segundo máximo de voltaje		
segundo mínimo de voltaje		
tercer máximo de voltaje		
tercer mínimo de voltaje		
cuarto máximo de voltaje		
cuarto mínimo de voltaje		
última lectura		

- Calcular la distancia entre dos mínimos.
- Calcular la distancia entre dos máximos.
- Calcular la distancia entre un mínimo y un máximo.
- Calcular la distancia entre un máximo y un mínimo.

De acuerdo con los datos de la tabla anterior, se obtendría una gráfica similar a la siguiente :



De la gráfica podemos obtener de manera experimental  $\lambda = 2 D$ , la longitud de onda.

Verificar que la distancia entre mínimos es  $D = \frac{\lambda}{2} = \frac{c}{2f}$

donde :

$c$  = velocidad de la luz , aproximadamente  $3 \times 10^8$  [m/s],

$f$  = frecuencia de la señal que viaja a través de la línea [Hz]

Completar la curva extrapolándola hasta la carga.

- Si la distancia de la carga hasta el primer mínimo consignado es mayor que la distancia entre mínimos, significa que la parte de la línea (cercana a la carga) en la cual no se exploró la onda estacionaria , existe un mínimo que debe ser graficado.

Medir en la gráfica de la onda estacionaria la distancia (en cm) desde la carga hasta el mínimo más cercano , que llamaremos "U".

Normalizar la U dividiéndola entre  $\lambda = 2 D$  :  $U_n = \frac{U}{2D}$

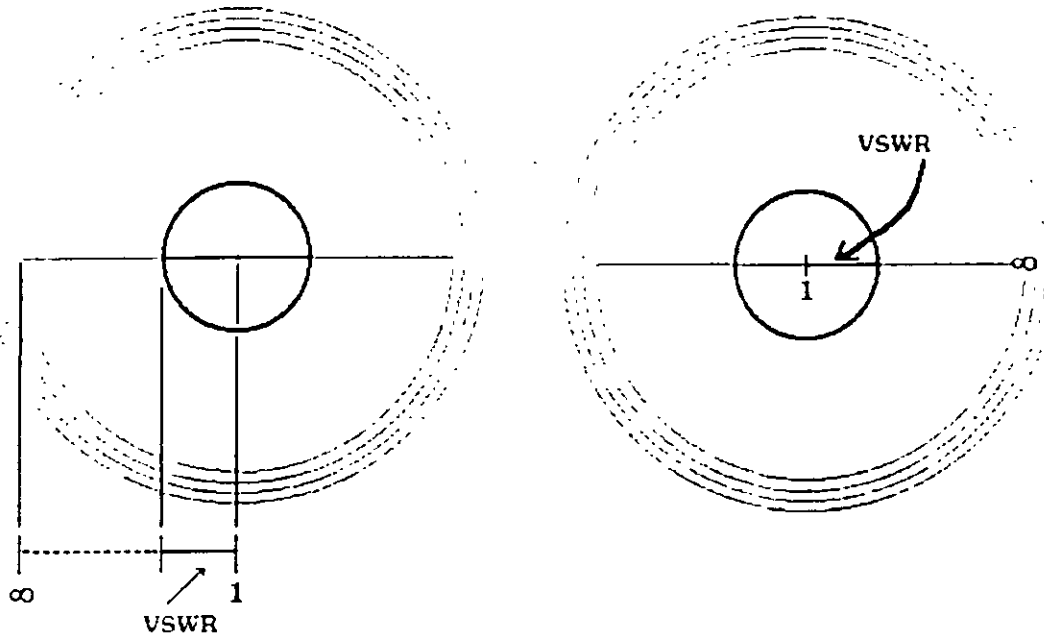
Calcular :

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}}$$

Sobre la carta de Smith realiza los siguientes pasos :

1.- Trazar una circunferencia con radio igual al VSWR

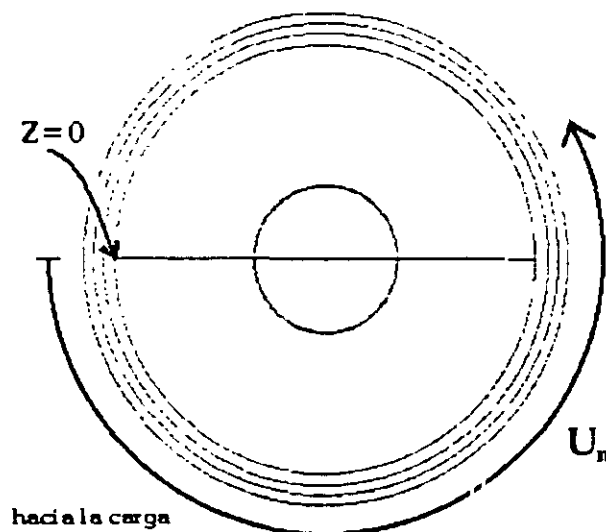
Cabe hacer notar que la circunferencia trazada es el lugar geométrico de todos los valores de impedancia de la línea, inclusive la carga.



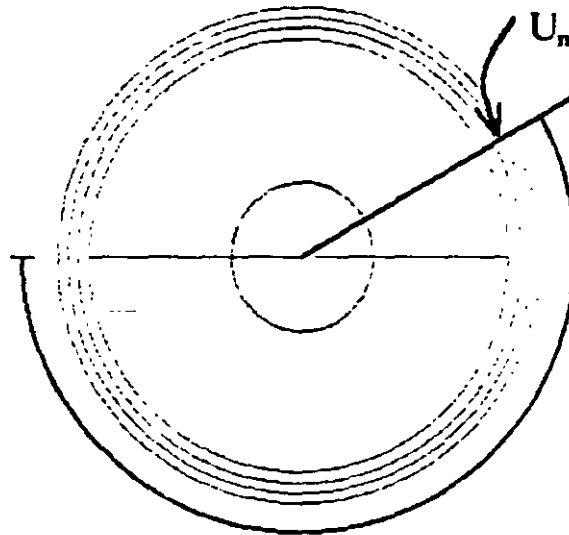
El VSWR se puede medir en :

- la escala radial de onda estacionaria ubicada abajo de la Carta en la esquina inferior izquierda. Utilizar la escala inferior Razon de voltaje (desde 1 a  $\infty$ ), no emplear la escala superior en dB (de 0 a  $\infty$ ).
- la parte derecha de la línea de resistencia pura (desde 1 a  $\infty$ ) la cual coincide con el VSWR.

2.- Recorrer a partir de  $Z=0$  en dirección hacia la carga (a contra-reloj) la distancia  $U_n$ .



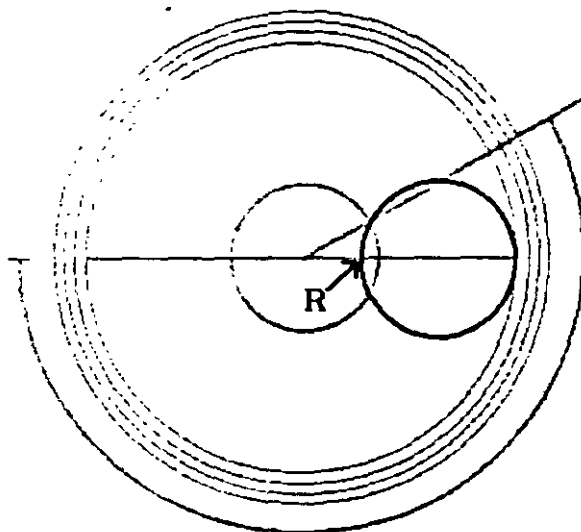
3.- Trazar un radio que cruce la circunferencia del VSWR hasta localizar el punto  $U_n$ .



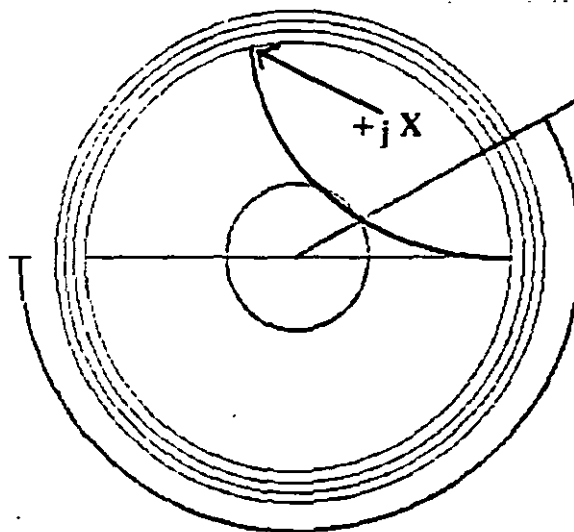
4.- Localizar el punto de intersección entre la circunferencia de VSWR y el radio que pasa por  $U_n$ , el cual es igual a la impedancia de carga de la línea. Su valor hasta ahora desconocido se puede leer fácilmente de la carta :

**en la circunferencia**  $\Rightarrow$  el valor de la resistencia o parte real  
 que cruza la línea de resistencia pura

**en los arcos**  $\Rightarrow$  el valor de la reactancia o parte imaginaria  
 que cruzan el perímetro exterior



Resistencia (  $R$  )

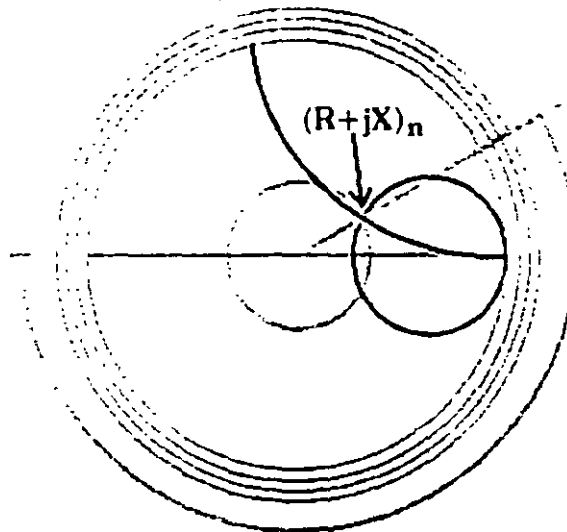


Reactancia Inductiva (  $+ j X$  )

Recordar que:

En la mitad superior de la carta se representan valores *positivos de reactancia*, es decir, Reactancias Inductivas. (  $+ j X$  )

Los valores de impedancia están normalizados

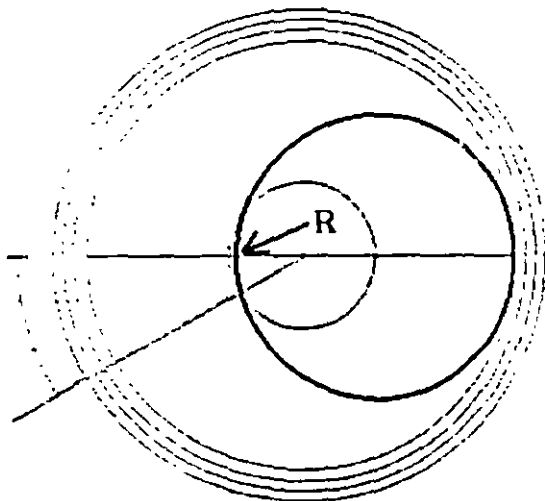


Impedancia Normalizada  $(R + jX)_n$

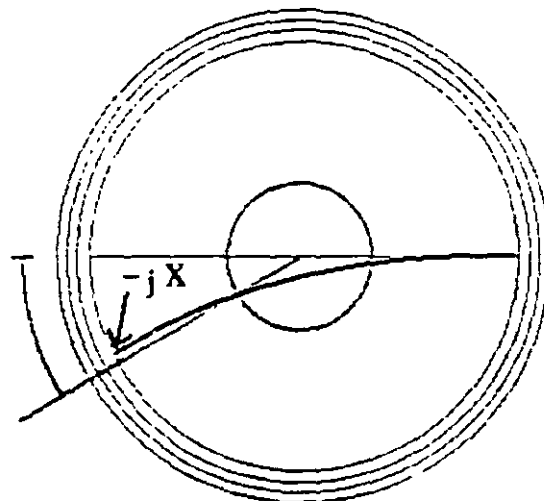
5.- La impedancia leída en la carta está normalizada. entonces se debe multiplicar por la impedancia característica de la línea para obtener su valor.

$$Z_L = (R \pm jX)_n * Z_0$$

El  $\pm$  del valor imaginario se debe a que existe otro caso :



Resistencia ( R )

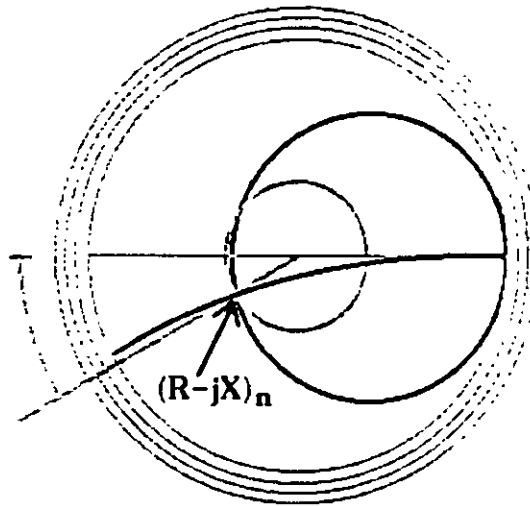


Reactancia Capacitiva ( - j X )

Recordar que:

En la mitad inferior de la carta se representan valores *negativos de reactancia*, es decir, Reactancias Capacitivas. ( - j X )

Los valores de impedancia están normalizados



Impedancia Normalizada  $(R - jX)_n$

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

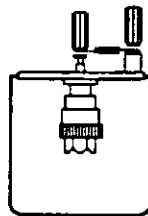
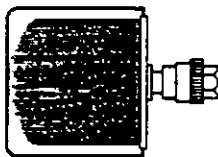
---

---

---

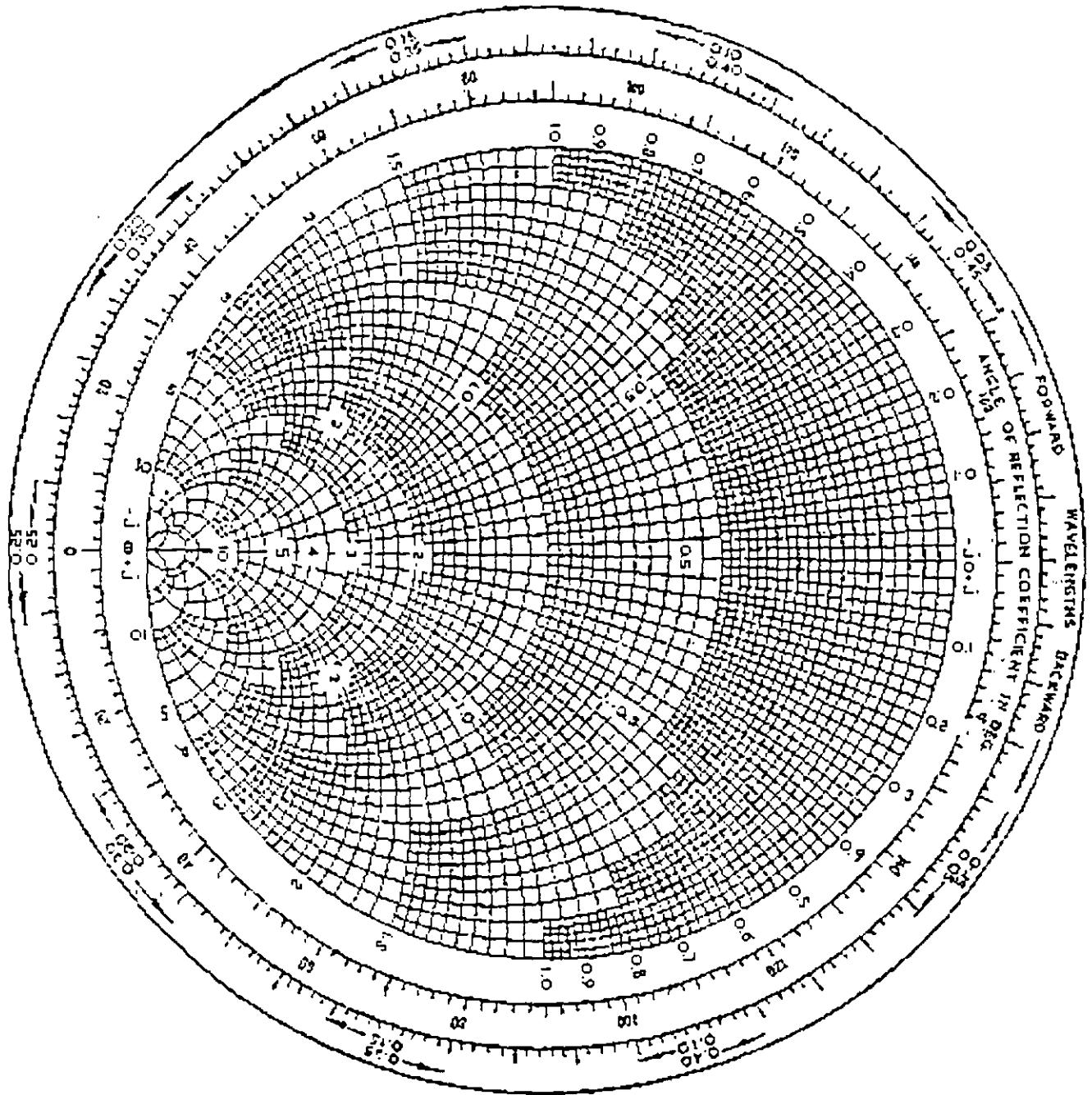
---

---



Montaje para componentes  
 GR CO. MODELO: 874 ML  
 •Carga desconocida

Al abrir el montaje para componentes descubrirás que la carga desconocida es una resistencia a  $\frac{1}{2}$  Watt, que para la frecuencia de 900 MHz tiene una reactancia parásita diferente de cero.



Carta de Smith



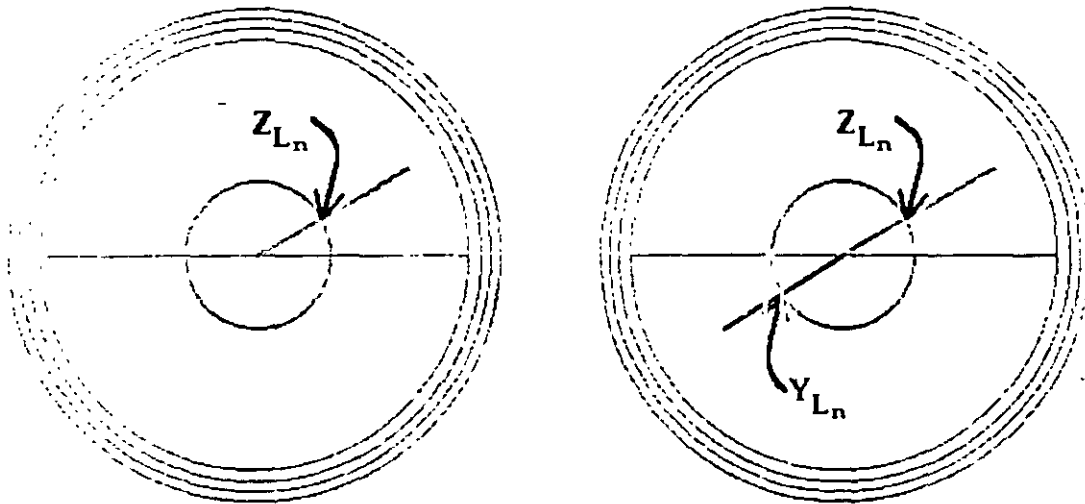
DESARROLLO

**EXPERIMENTO 2**

**Calcular el acoplamiento de impedancias mediante una sección de línea (STUB simple)**

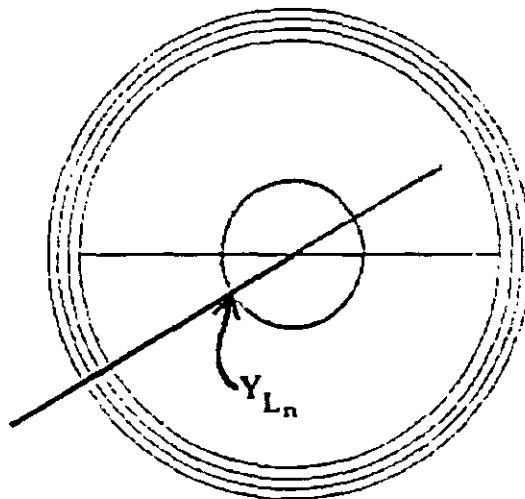
PROCEDIMIENTO

1.- Conociendo el valor de la impedancia de carga, es sencillo localizar en la carta la admitancia de carga. Esto es, sobre la circunferencia de radio igual a VSWR recorrer 180°, es decir,  $Y_L$  está en dirección diametralmente opuesta a donde se encuentra  $Z_L$ .

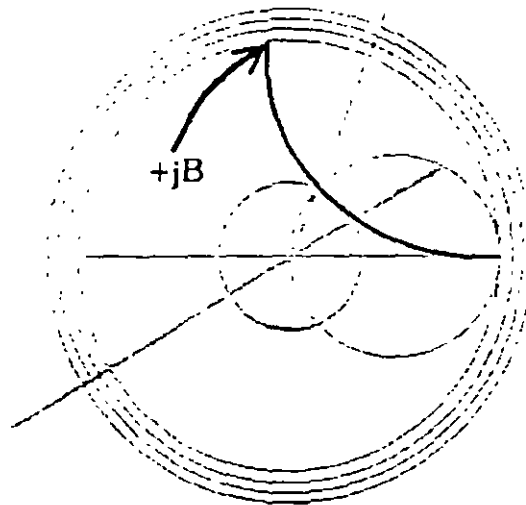


**NOTA :** Puesto que se utiliza una sección de línea en corto circuito conectada en paralelo, es más conveniente realizar los cálculos en admitancias.

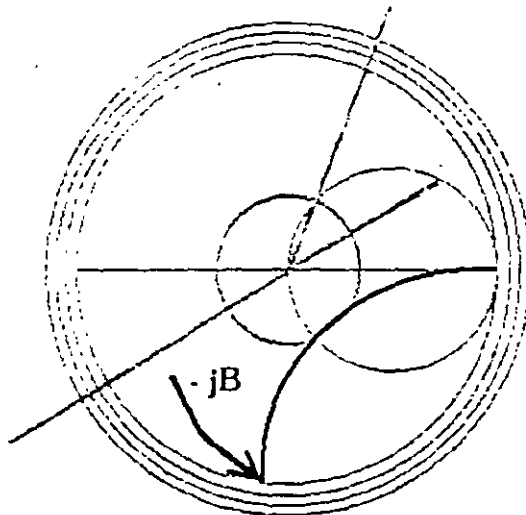
2.- Trazar un radio que pase por  $Y_L$ , y prolongar la línea hasta salir de la carta.



8.- En el cruce de las dos circunferencias, medir el valor del arco correspondiente a la Suceptancia B.



9.- Localizar el conjugado de dicha susceptancia, sobre perímetro de la carta.

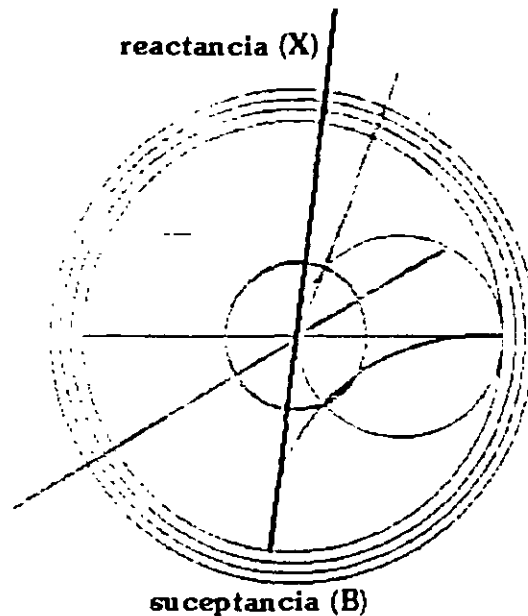


- Si la susceptancia es  $+jB$ , entonces localizar  $-jB$ .
- Si la susceptancia es  $-jB$ , entonces localizar  $+jB$ .

Recordar que:

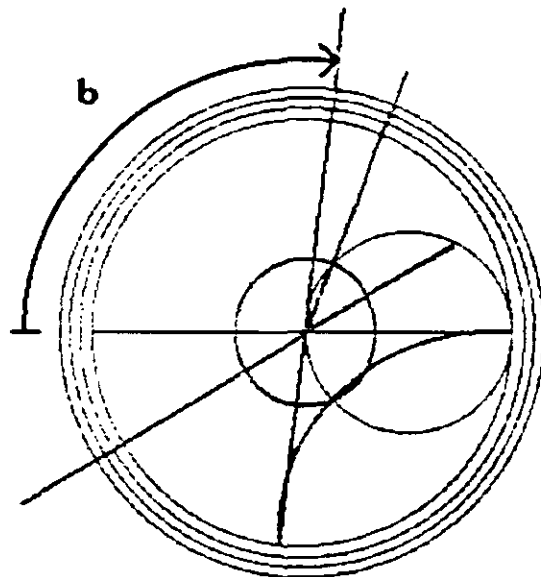
En la mitad superior de la carta se representan valores *positivos de susceptancia* ( $+jB$ )  
En la mitad inferior de la carta se representan valores *negativos de susceptancia* ( $-jB$ )  
Los valores de admitancia están normalizados

10.- Trazar un diámetro que cruce por la susceptancia anteriormente localizada, a fin de encontrar su correspondiente Reactancia, es decir,  $X$  está en dirección diametralmente opuesta a donde se encuentra  $B$ . Prolongar la línea hasta salir de la carta.



*NOTA : Ahora es más conveniente realizar los cálculos en impedancias.*

11.- Recorrer en dirección hacia el generador (a reloj) la distancia desde  $Z=0$  ( ó  $Y=\infty$ ) hasta la  $X$  localizada anteriormente, encontrando así  $b$  : la longitud del STUB.



12.- Se desnormaliza la longitud de  $b$  multiplicando por  $\lambda$  , para obtener  $b$  en [cm].



## NOTAS

## PRACTICA #6 ACOPLAMIENTO CON UN STUB PARA CABLE COAXIAL

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir:

NORMALIZAR  
ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS  
STUB

Investigar :

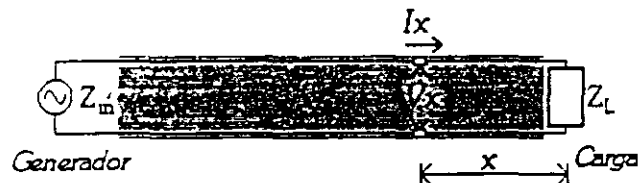
El método de acoplamiento de impedancias mediante dos STUBs.

### INTRODUCCIÓN

La condición ideal de acoplamiento de impedancias, es cuando la impedancia de carga  $Z_L$  es puramente resistiva y además igual a la impedancia característica  $Z_0$  de la línea. Tal condición no se cumple en la realidad, debido a que es imposible fabricar un conductor que no tenga Resistencia.

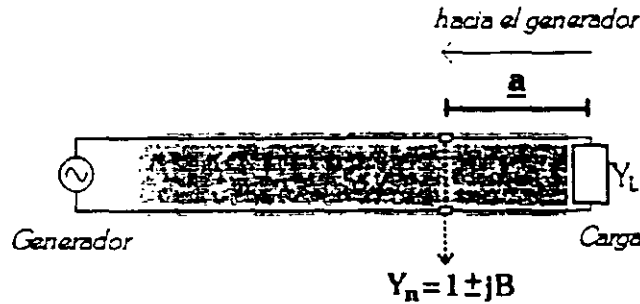
El método de acoplamiento con un STUB, empleado en la práctica anterior, se describirá a continuación para implementarse experimentalmente.

En una línea cargada con  $Z_L \neq Z_0$ , el cociente  $\frac{I_x}{V_x} = Z_x$  va a tomar muy diversos valores en función de la distancia respecto a la carga, pero ninguno de ellos será  $Z_0$ , tal como se puede apreciar al trazar la circunferencia con radio igual al VSWR en la carta de Smith.

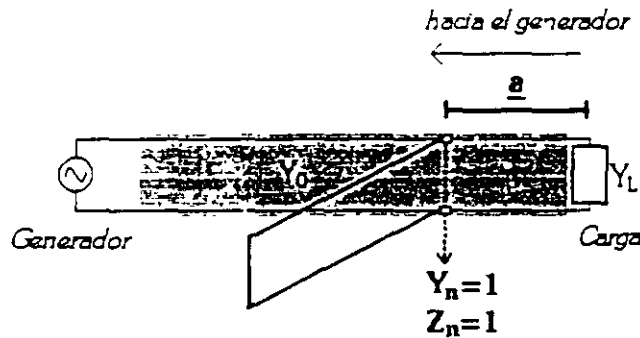


El acoplamiento de impedancias ( $Z_x = Z_0$ ) se puede lograr en la parte de la línea que se encuentra a la izquierda de un punto situado a  $a$  unidades de longitud medidas a partir de la carga.

¿Qué característica debe tener éste punto?  
Que su admitancia normalizada sea  $Y = 1 \pm jB$

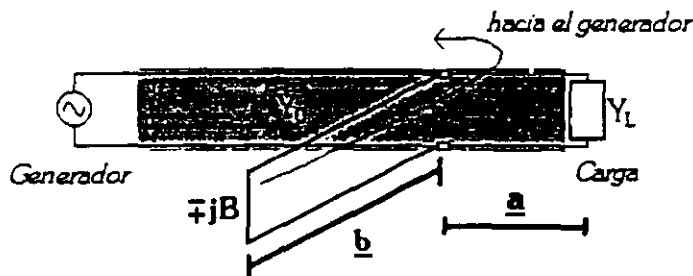


En dicho punto debemos conectar en paralelo una susceptancia  $\mp jB$ , a fin de que la nueva admitancia normalizada sea  $Y_n = 1 \pm jB \mp jB = 1$ .



Esta susceptancia de valor  $\mp jB$  se puede construir como se observa en la figura anterior, con una sección de línea terminada en corto circuito (llamada STUB) cuya longitud  $b$  se debe calcular de la siguiente forma:

Como el STUB es una línea terminada en corto, se busca en la carta de Smith el punto  $R=0, X=0$  y se recorre sobre la circunferencia correspondiente (en longitudes de onda hacia el generador) hasta encontrar el punto de impedancia  $\frac{1}{\mp jB}$ , entonces la distancia recorrida es la longitud  $b$  del STUB.



Así, la susceptancia necesaria para el acoplamiento es proporcionada por la longitud  $b$  del segmento de línea en corto circuito, conectado en paralelo en el punto ubicado a una distancia  $a$  de la carga.

### OBJETIVOS

- Entender el concepto de Acoplamiento de Impedancias.
- Comprobar experimentalmente el acoplamiento de impedancias para una línea de transmisión conectada a una carga diferente a su impedancia característica.
- Conocer el cuidado y funcionamiento del equipo que existe en el laboratorio a fin de usarlo adecuadamente y obtener los resultados satisfactorios.

### EXPERIMENTOS

- 1.- Obtener el acoplamiento de impedancias para un cable coaxial terminado en una carga diferente a su impedancia característica.
- 2.- Comprobar si los valores teóricos obtenidos en la práctica #5
  - a** = distancia de la carga al STUB
  - b** = longitud del STUB.coinciden con las longitudes **A** y **B** experimentales

### EQUIPO

#### **EQUIPO PHILIPS**

- 1 Osciloscopio Digital de doble trazo MODELO: PM 3340 2 GHz.
- 1 Punta de prueba (activa) MODELO: PM 88943A

#### **EQUIPO GENERAL RADIO COMPANY (GR CO.)**

- 1 Fuente de Poder Regulada GR CO. MODELO: 1267-B.
- 1 Oscilador UHF GR CO. MODELO: 1362 220-920 MHz.
- 1 Cable coaxial ranurado con detector GR CO. MODELO: 874-LBB 300 MHz - 9 GHz.
- 1 Línea ajustable con Impedancia Constante GR CO. MODELO: 874-LK20L
- 1 STUB ajustable (20 cm) GR CO. MODELO: 874-D20L.
- 1 Montaje para componentes GR CO. MODELO: 874 ML
- 1 T GR CO. MODELO: 874 TPD.

#### **Cargas :**

- Corto Circuito GR CO. MODELO: 874 WN3.
- Carga desconocida (dentro del montaje para componentes)

#### **Cables :**

- GR CO. MODELO: 8267 RG-213/U 70903 FR-1.
- GR CO. MODELO: 874 R22LA.

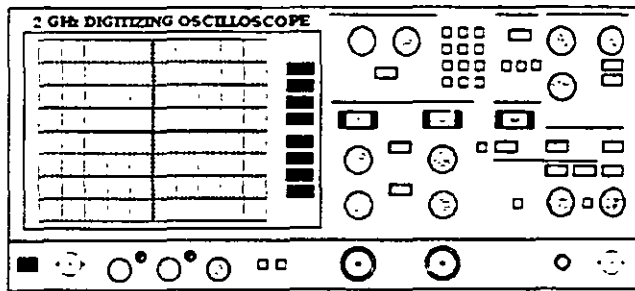
#### **Adaptadores :**

- General Radio a BNC-hembra GR CO. MODELO: 874 QBJA  
(a la salida del detector del cable coaxial ranurado)
- N-macho a BNC-hembra  
(entre el osciloscopio y la punta de prueba)
- Punta de prueba a BNC-macho  
(entre la punta de prueba y el adaptador General Radio a BNC-hembra)

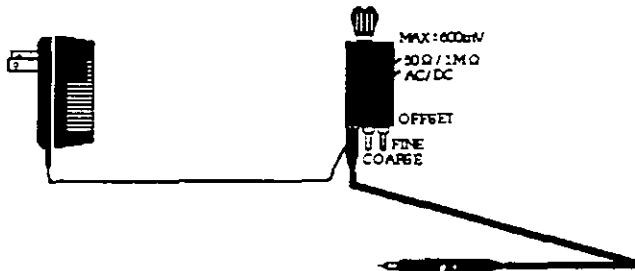
### MATERIAL

- 1 Carta de Smith, con los cálculos de la práctica anterior.





Osciloscopio Digital de doble trazo PHILLIPS  
 MODELO: PM 3340 2 GHz



- Relación 1:1 MAX ± 42V 1MΩ // 3.5pF
  - Relación 10:1 MAX ± 200V 1MΩ // 2.4pF
  - Relación 100:1 MAX ± 200V 1MΩ // 1.4pF
- Punta de prueba (o de atenuación) PHILLIPS  
 MODELO: PM 88943A 550ps risetime

**Adaptadores**



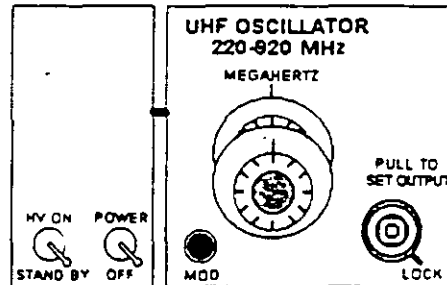
General Radio a BNC-hembra  
 GR CO. MODELO: 874 QBJA  
 (a la salida del detector del coaxial ranurado)



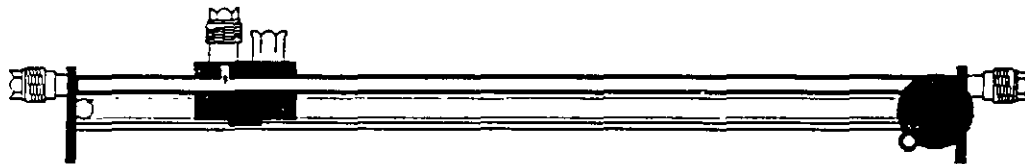
N-macho a BNC-hembra  
 (entre el osciloscopio y la punta de prueba)



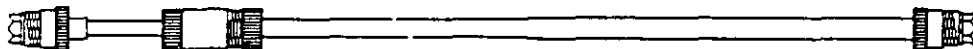
Punta de prueba a BNC-macho  
 (entre la punta de prueba y  
 el adaptador General Radio a BNC-hembra)



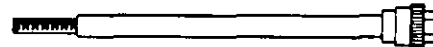
Fuente de Oscilador UHF GR CO.  
 Poder Regulada MODELO: 1362  
 MODELO: 1267-B 220-920 MHz



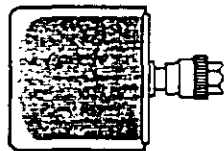
Cable coaxial ranurado con detector GR CO. MODELO: 874-LBB 300 MHz - 9 GHz



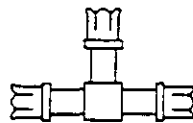
Línea ajustable con Impedancia Constante (20 cm) GR CO. MODELO: 874-LK20L



STUB ajustable (20 cm)  
 GR CO. MODELO: 874-D20L.



Montaje para componentes  
 GR CO. MODELO: 874 ML  
 • Carga desconocida



T GR CO.  
 MODELO: 874 TPD.



• Corto Circuito  
 GR CO. MODELO: 874 WN3

**Cables**



DESARROLLO

**Conexión de adaptadores y punta de prueba.  
Sintonización del oscilador UHF**

Realizar el procedimiento de la práctica #4 ( página 63-65)

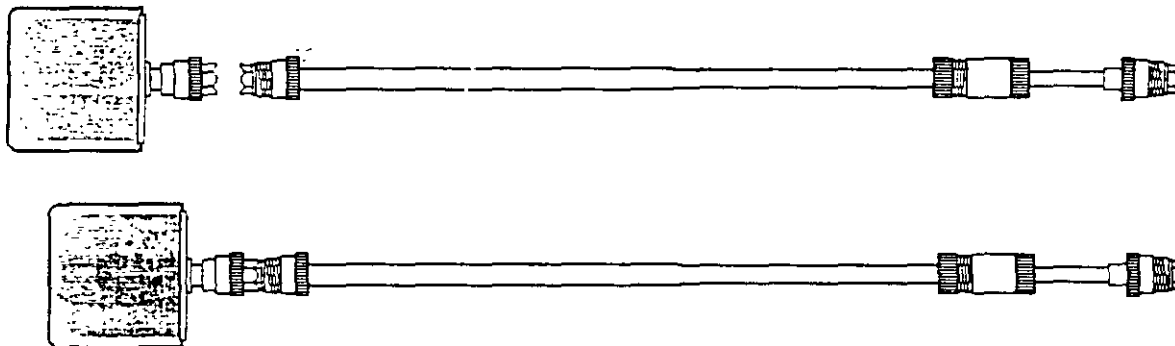
DESARROLLO

**EXPERIMENTO 1**

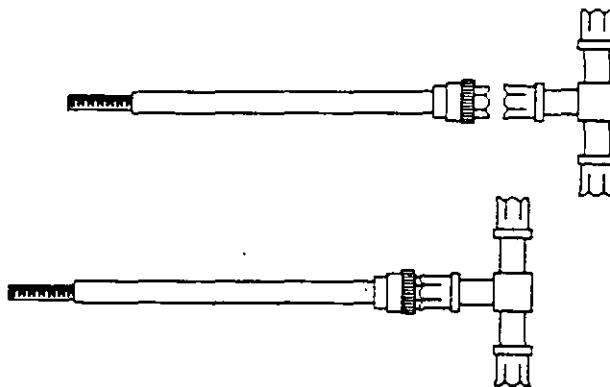
**Obtener experimentalmente el acoplamiento de impedancias  
para un cable coaxial terminado en una carga  
diferente a su impedancia característica.**

PROCEDIMIENTO

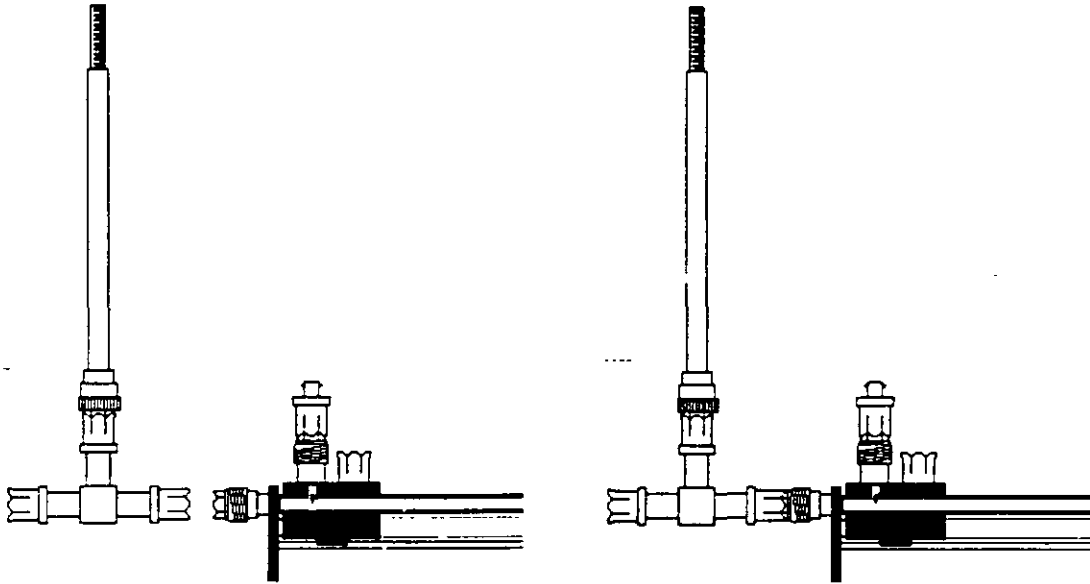
1) Conectar la carga desconocida a la línea ajustable con impedancia constante



2) Conectar el STUB ajustable al extremo superior de la T.



3) Conectar un extremo de la T al cable coaxial ranurado con detector.



4) Conectar el otro extremo de la T a la línea ajustable con impedancia constante.

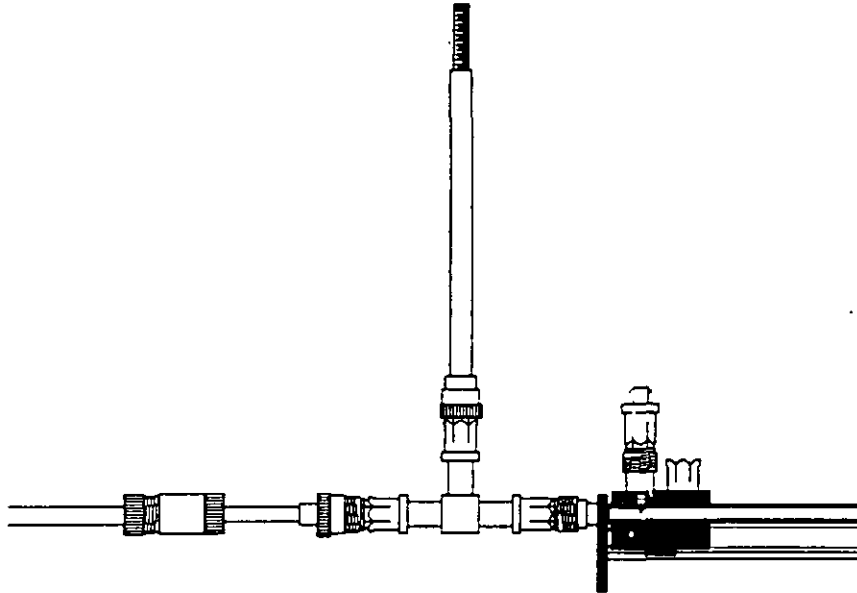
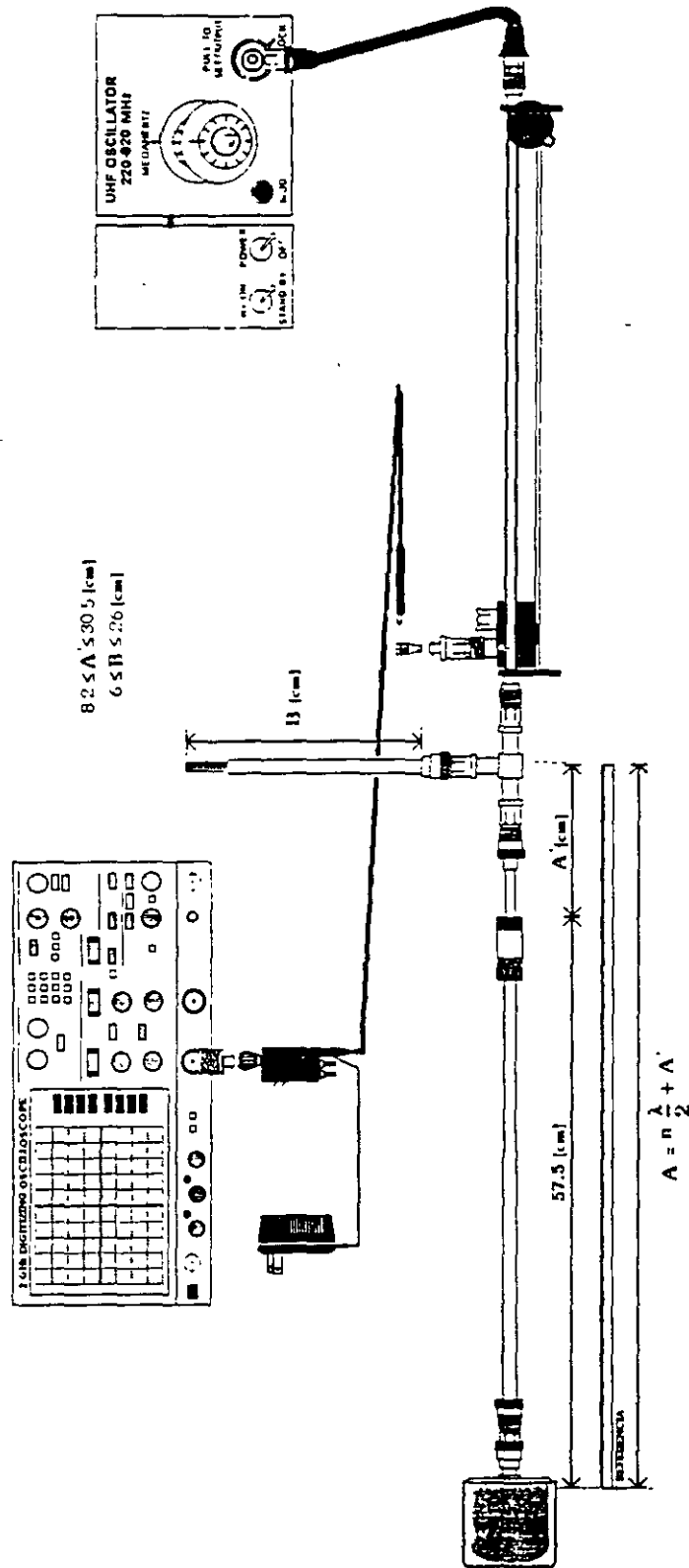


DIAGRAMA DE CONEXIONES



PROCEDIMIENTO

La distancia  $\underline{a}$  del STUB a la carga fue calculada previamente en la carta de Smith (práctica #5), y seguramente la línea ajustable no se podrá adaptar a tal longitud, por lo tanto la distancia  $A$  del centro de la T a la carga tendrá que ser igual a  $\underline{a}$  más un múltiplo de  $\lambda/2$  :

$$A = \underline{a} + n \frac{\lambda}{2}$$

y el rango de variación de la longitud  $A$  es :

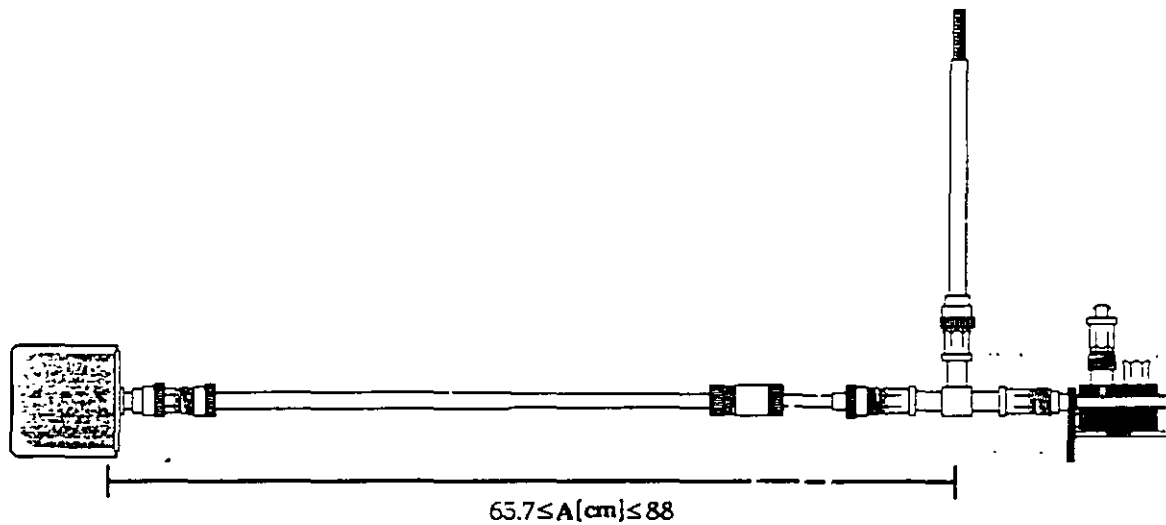
$$65.7 \leq A \leq 88 \text{ [cm]}$$

Entonces : Para  $n=1, 2, 3, \dots$

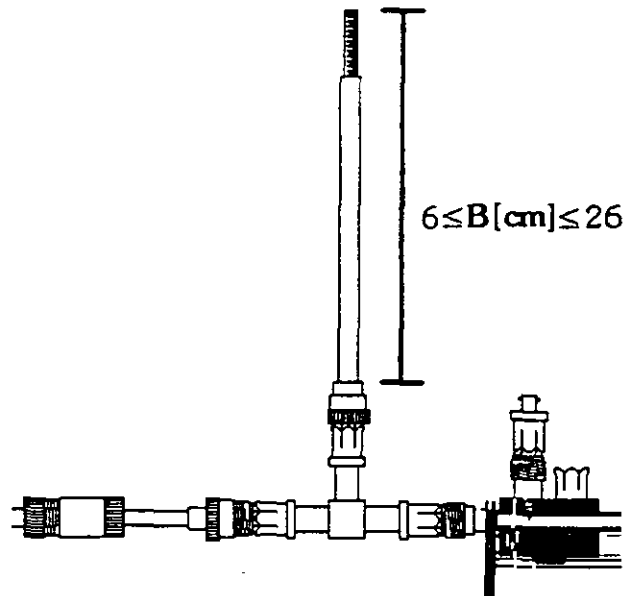
Encontrar el valor adecuado de  $n$  , tal que permita :

$$65.7 \leq \underline{a} + n \frac{\lambda}{2} \leq 88 \text{ [cm]}$$

Fijar la longitud de la línea ajustable  $A$  al valor encontrado :  $\frac{\underline{a} + n \lambda}{2}$  [cm]



Hacer que la longitud  $B$  del STUB sea igual al valor de  $\underline{b}$ , calculdo previamente en la carta de Smith (práctica #5).





## NOTAS

## BIBLIOGRAFÍA

CHENG, David K.  
"Fundamentos de electromagnetismo para ingenieros".  
Adisson Wesley

HAYT, William H. Jr.  
"Engineering electromagnetics".  
Mc Graw Hill, 1989.

RAO, Nannapaneni Narayana  
"Elements of engineering electromagnetics".  
Prentice Hall Inc, 1991.

DUNLOP, John  
SMITH D. Geoffrey  
"Ingeniería en Telecomunicaciones".  
Colección Ciencia Electrónica. Gustavo Gili, 1988.

SOSA PEDROZA, José  
ORTEGA LARA, Lizbeth  
"Líneas de transmisión y guías de onda".  
Noriega Limusa, 1988.

LAPATINE, Sol.  
"Electronics in Communication".  
John Wiley & Sons.

EVERITT, W.L.  
"Communications engineering".  
ARBO, 1961.

---

---

---

---

---

---

---

---

BIBLIOGRAFÍA



**TTL LOGIC**  
**Standard TTL, Schottky, Low- Power Schottky**  
**DATA BOOK Texas Instruments**

74128 NOR (4 compuertas de 2 entradas)

74136 EX-OR (4 compuertas de 2 entradas)

74140 NAND (2 compuertas de 4 entradas)

74164 Registro de Corrimiento

**NOTA:** se necesita únicamente alguno de los siguientes :74128 ó 74140.

# 74128

## SN54128, SN74128 LINE DRIVERS

DECEMBER 1983 - REVISED MARCH 1988

- Package Options Include Plastic and Ceramic DIPs and Ceramic Flat Packages
- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

### description

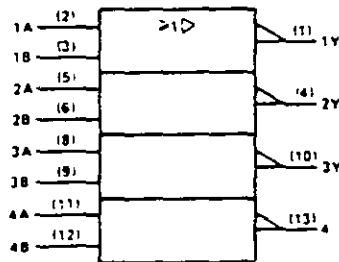
These devices contain four independent 2-input-NOR line drivers. They perform the Boolean function  $Y = A + B$  or  $Y = \overline{A} \cdot \overline{B}$ . The SN54128 is designed to drive 75 ohm lines. The SN74128 is designed to drive 50 ohm lines.

The SN54128 is characterized for operation over the full military temperature range of  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $125^{\circ}\text{C}$ . The SN74128 is characterized for operation from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $70^{\circ}\text{C}$ .

### logic diagram (each driver)



### logic symbol†



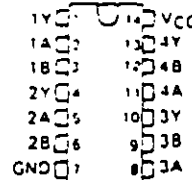
†This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.

### absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

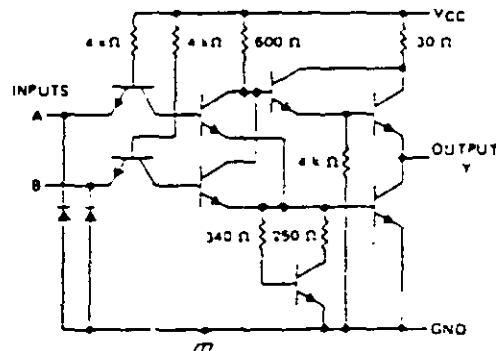
Supply voltage, $V_{CC}$ (see Note 1)	7 V
Input voltage	5.5 V
Operating free-air temperature range: SN54 <sup>1</sup>	$-55^{\circ}\text{C}$ to $125^{\circ}\text{C}$
SN74 <sup>1</sup>	$0^{\circ}\text{C}$ to $70^{\circ}\text{C}$
Storage temperature range	$-65^{\circ}\text{C}$ to $150^{\circ}\text{C}$

NOTE 1: Voltage values are with respect to pin number's ground terminal.

SN54128 J OR W PACKAGE  
 SN74128 N PACKAGE  
 (TOP VIEW)



### schematic (each driver)



2  
TTL Devices

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS  
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655012 - DALLAS, TEXAS 75265

2-393

SN54128, SN74128  
LINE DRIVERS

recommended operating conditions

	SN54128			SN74128			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V <sub>CC</sub> Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub> High-level input voltage	2			2			V
V <sub>IL</sub> Low-level input voltage	0.8			0.8			V
I <sub>OH</sub> High-level output current	-29			-42.4			mA
I <sub>OL</sub> Low-level output current	48			48			mA
T <sub>A</sub> Operating free-air temperature	-55			0			70 °C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS <sup>1</sup>		MIN	TYP	MAX	UNIT
V <sub>IL</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN	I <sub>I</sub> = -12 mA			-1.5	V
V <sub>OH</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN	V <sub>IL</sub> = 0.8 V, I <sub>OH</sub> = -2.4 mA	2.4	2.4		V
	V <sub>CC</sub> = MIN	V <sub>IL</sub> = 0.4 V, I <sub>OH</sub> = -13.2 mA	2.4			
	V <sub>CC</sub> = MIN	V <sub>IL</sub> = 0.4 V, I <sub>OH</sub> = MAX	2			
V <sub>OL</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN	V <sub>IH</sub> = 2 V, I <sub>OL</sub> = 48 mA	0.25	0.4		V
I <sub>I</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX	V <sub>I</sub> = 5.5 V			1	mA
I <sub>IH</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX	V <sub>I</sub> = 2.4 V			40	µA
I <sub>IL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX	V <sub>I</sub> = 0.4 V			-1.6	mA
I <sub>OS1</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX		-70		-140	mA
I <sub>CC1</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX			12	21	mA
I <sub>CC2</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX			22	57	mA

<sup>1</sup> For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

<sup>2</sup> All I/O pin values are at V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25 °C.

<sup>3</sup> Not more than one output should be shorted at a time.

2  
TTL Devices

switching characteristics, V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25 °C (see note 2)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
t <sub>PLH</sub>	A or B	Y	R <sub>L</sub> = 133 Ω	C <sub>L</sub> = 50 pF	6	9		ns
t <sub>PHL</sub>					8	12		ns
t <sub>PLH</sub>			R <sub>L</sub> = 133 Ω	C <sub>L</sub> = 150 pF	10	15		ns
t <sub>PHL</sub>					12	18		ns

NOTE 2 Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.

# 74136

## SN54136, SN54LS136, SN74136, SN74LS136 QUADRUPLE 2-INPUT EXCLUSIVE-OR GATES WITH OPEN-COLLECTOR OUTPUTS

DECEMBER 1972 - REVISED MARCH 1982

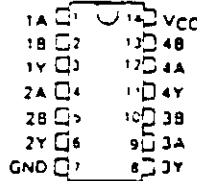
FUNCTION TABLE

INPUTS		OUTPUT
A	B	Y
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

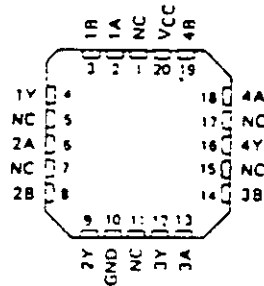
H = High level, L = Low level

SN54136 SN54LS136 ... J OR W PACKAGE  
 SN74136 M PACKAGE  
 SN74LS136 D OR N PACKAGE

(TOP VIEW)

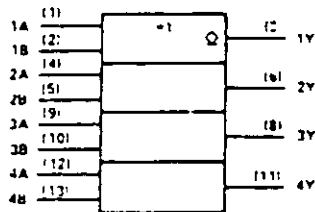


SN54LS136 ... PK PACKAGE  
 (TOP VIEW)



NC - No internal connection

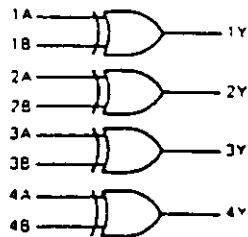
logic symbol<sup>†</sup>



<sup>†</sup>This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.

Pin numbers shown are for D, J, N, and W packages.

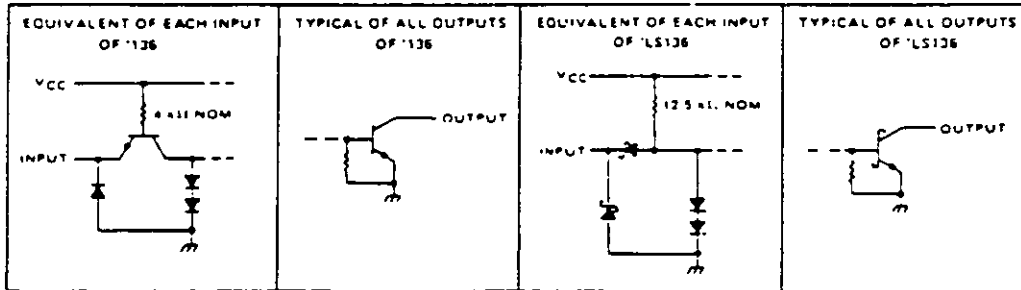
logic diagram (each gate)



positive logic

$$Y = A \oplus B = \bar{A} \cdot B + A \cdot \bar{B}$$

schematics of inputs and outputs



Resistor values shown are nominal.

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

2-417



TTL Devices

# 74140

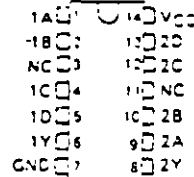
## SN54S140, SN74S140 DUAL 4-INPUT POSITIVE-NAND 50-OHM LINE DRIVERS

DECEMBER 1963 REVISED MARCH 1975

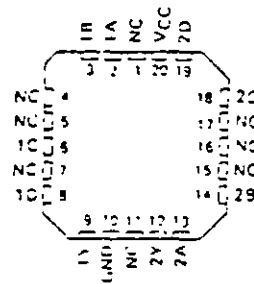
- Package Options Include Ceramic Chip Carriers and Flat Packages in Addition to Plastic and Ceramic DIPs
- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

SN54S140 J OR W PACKAGE  
 SN74S140 D OR N PACKAGE

(TOP VIEW)



SN54S140 FK PACKAGE  
 (TOP VIEW)



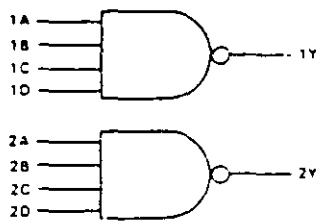
NC - No internal connection

### description

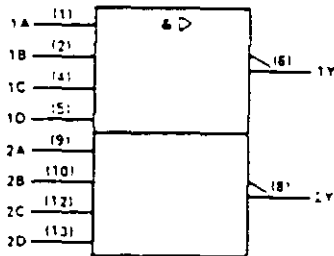
These devices contain two independent 4-input positive-NAND 50-ohm line drivers. They perform the Boolean function  $Y = \overline{ABCD}$ .

The SN54S140 is characterized for operation over the full military temperature range of  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $125^{\circ}\text{C}$ . The SN74S140 is characterized for operation from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $70^{\circ}\text{C}$ .

### logic diagram (each driver)



### logic symbol†



† This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std. 91-1984 and IEC Publication 617-12. Pin numbers shown are for D, J, N, and W packages.



TTL Devices

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

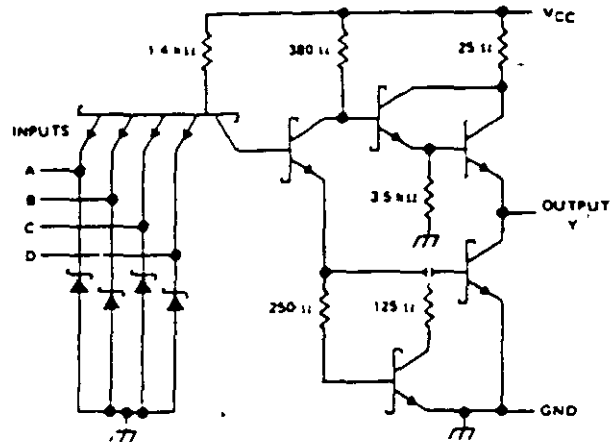
TEXAS INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

2-435

SN74S140, SN74S140  
 DUAL 4-INPUT POSITIVE-NAND 50-OHM LINE DRIVERS

Schematic (each driver)



2  
 TTL Devices

Resistor values shown are nominal

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage $V_{CC}$ (see Note 1)	7 V
Input voltage	5.5 V
Operating free-air temperature range	SN54' -55°C to 125°C
	SN74' 0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal

FACULTAD DE INGENIERIA - U.N.A.M.  
 DEPARTAMENTO DE INGENIERIA EN TELECOMUNICACIONES  
 LABORATORIO DE LINEAS DE TRANSMISION

SN54S140, SN74S140  
 DUAL 4-INPUT POSITIVE-NAND 50-ΩHM LINE DRIVERS

recommended operating conditions

	SN54S140			SN74S140			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
V <sub>CC</sub> Supply voltage	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub> High-level input voltage	2			2			V
V <sub>IL</sub> Low-level input voltage			0.6			0.8	V
I <sub>OH</sub> High-level output current			-40			-40	mA
I <sub>OL</sub> Low-level output current			60			60	mA
T <sub>A</sub> Operating free-air temperature	-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	SN54S140			SN74S140			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V <sub>IK</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>I</sub> = -18 mA			-1.2			-1.2	V
V <sub>OH</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>I</sub> = 0.8 V, I <sub>OH</sub> = -3 mA	2.5	3.4		2.7	3.4		V
	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>I</sub> = 0.5 V, R <sub>O</sub> = 50 Ω to GND	2			2			V
V <sub>OL</sub>	V <sub>CC</sub> = MIN, V <sub>I</sub> = 2 V, I <sub>OL</sub> = 60 mA			0.5			0.5	V
I <sub>I</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 5.5 V						1	mA
I <sub>IH</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 2.7 V			0.1			0.1	mA
I <sub>IL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0.5 V			-4			-4	mA
I <sub>OS‡</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX	-50		-225	-50		-225	mA
I <sub>CC</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0 V		10	18		10	18	mA
I <sub>CCL</sub>	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 4.5 V		25	44		25	44	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.  
 ‡ All typical values are at V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C.  
 § Not more than one output should be loaded at a time, and the duration of the short circuit should not exceed 100 milliseconds.

switching characteristics, V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C (see note 2)

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
T <sub>PLH</sub>	Any	Y	R <sub>L</sub> = 93 Ω	C <sub>L</sub> = 50 pF	4	6.5		ns
					4	6.5		ns
T <sub>PLP</sub>	Any	Y	R <sub>L</sub> = 93 Ω	C <sub>L</sub> = 150 pF	6			ns
					6			ns

NOTE 2 Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.

TTL Devices

## 47164

### SN54164, SN54LS164, SN74164, SN74LS164 8-BIT PARALLEL-OUT SERIAL SHIFT REGISTERS

MARCH 1974 - REVISED MARCH 1984

- Gated Serial Inputs
- Fully Buffered Clock and Serial Inputs
- Asynchronous Clear

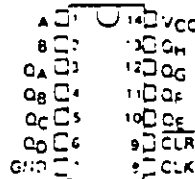
TYPE	TYPICAL MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	TYPICAL POWER DISSIPATION
'164	36 MHz	21 mW per bit
'LS164	36 MHz	10 mW per bit

**Description**

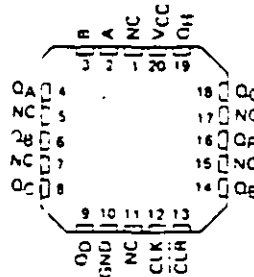
These 8-bit shift registers feature gated serial inputs and an asynchronous clear. The gated serial inputs (A and B) permit complete control over incoming data as a low at either input inhibits entry of the new data and resets the first flip-flop to the low level at the next clock pulse. A high-level input enables the other input which will then determine the state of the first flip-flop. Data at the serial inputs may be changed while the clock is high or low, but only information meeting the setup-time requirements will be entered. Clocking occurs on the low-to-high-level transition of the clock input. All inputs are diode-clamped to minimize transmission-line effects.

The SN54164 and SN54LS164 are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C. The SN74164 and SN74LS164 are characterized for operation from 0°C to 70°C.

SN54164, SN54LS164, SN74164, SN74LS164  
 (TOP VIEW)



SN54LS164 (TOP VIEW)



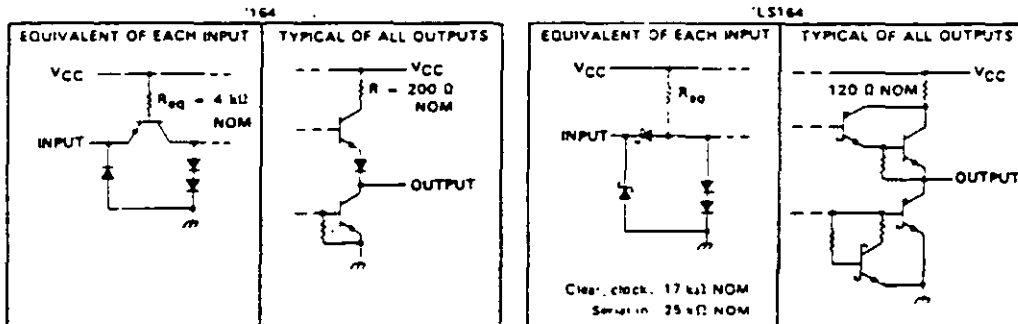
TTL Devices

FUNCTION TABLE

INPUTS		OUTPUTS					
CLEAR	CLOCK	A	B	QA	QB	QC	QD
L	X	X	X	L	L	L	L
H	L	X	X	QA0	QB0	QC0	QD0
H	L	H	H	QA1	QB1	QC1	QD1
H	L	L	X	L	QA1	QC1	QD1
H	L	X	L	L	QA1	QC1	QD1

H = high level (steady state); L = low level (steady state)  
 X = irrelevant (any input, including transitions)  
 T = transition from low to high level  
 QA0, QB0, QC0 = the level of QA, QB, or QC, respectively, before the indicated steady state input conditions were established  
 QA1, QB1 = the level of QA or QB before the most recent T transition of the clock indicates a one-bit shift.

**Schematics of inputs and outputs**





**SN54164, SN74164**  
**8-BIT PARALLEL-OUT SERIAL SHIFT REGISTERS**

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, $V_{CC}$ (see Note 1)	7 V
Input voltage	5.5 V
Operating free-air temperature range: SN54164	-55°C to 125°C
SN74164	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal

recommended operating conditions

	SN54164			SN74164			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, $V_{CC}$	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, $I_{OH}$			-400			-400	$\mu$ A
Low-level output current, $I_{OL}$			8			8	mA
Clock frequency, $f_{clock}$	0		25	0		25	MHz
Width of clock or clear input pulse, $t_w$	20			20			ns
Data setup time, $t_{SU}$ (see Figure 1)	15			15			ns
Data hold time, $t_{H}$ (clear inactive) (see Figure 1)	20			20			ns
Data hold time, $t_H$ (see Figure 1)	5			5			ns
Operating free-air temperature, $T_A$	-55		125	0		70	°C



TTL DEVICES

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	SN54164			SN74164			UNIT	
		MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX		
$V_{IH}$ High-level input voltage		2			2			V	
$V_{IL}$ Low-level input voltage				0.8			0.8	V	
$V_{IC}$ Input clear voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$ , $I_{IC} = 12 \text{ mA}$			-1.5			-1.5	V	
$V_{OH}$ High-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$ , $V_{IH} = 2 \text{ V}$ , $V_{IL} = 0.8 \text{ V}$ , $I_{OH} = -400 \mu\text{A}$	2.4	3.2		2.4	3.2		V	
$V_{OL}$ Low-level output voltage	$V_{CC} = \text{MIN}$ , $V_{IH} = 2 \text{ V}$ , $V_{IL} = 0.8 \text{ V}$ , $I_{OL} = 8 \text{ mA}$		0.2	0.4		0.2	0.4	V	
$I_{IH}$ Input current at maximum input voltage	$V_{CC} = \text{MAX}$ , $V_I = 5.5 \text{ V}$			1			1	mA	
$I_{IH}$ High-level input current	$V_{CC} = \text{MAX}$ , $V_I = 2.4 \text{ V}$			40			40	$\mu$ A	
$I_{IL}$ Low-level input current	$V_{CC} = \text{MAX}$ , $V_I = 0.4 \text{ V}$			-1.6			-1.6	mA	
$I_{OC}$ Short-circuit output current‡	$V_{CC} = \text{MAX}$	-10		-27.5	-9		-27.5	mA	
$I_{CC}$ Supply current	$V_{CC} = \text{MAX}$ , $V_{I(\text{clock})} = 0.4 \text{ V}$ , $S_H = \text{Not 2}$ , $V_{I(\text{clear})} = 2.4 \text{ V}$		30			30		mA	
			37		54		37	54	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values are at  $V_{CC} = 5 \text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ .

§ Not more than two outputs should be shorted at a time.

NOTE 2:  $I_{OC}$  is measured with outputs open, serial inputs grounded, and a momentary ground then 4.5 V applied to clear.

switching characteristics,  $V_{CC} = 5 \text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	
$f_{max}$ Maximum clock frequency	$C_L = 15 \text{ pF}$	25	36		MHz	
$t_{PHL}$ Propagation delay time, high-to-low level Q outputs from clear input	$R_L = 800 \Omega$ , See Figure 1	$C_L = 15 \text{ pF}$	24	36	ns	
$t_{PLH}$ Propagation delay time, low-to-high level Q outputs from clock input		$C_L = 50 \text{ pF}$	28	42	ns	
$t_{PHL}$ Propagation delay time, high-to-low level Q outputs from clear input		$C_L = 15 \text{ pF}$	8	17	27	ns
$t_{PHL}$ Propagation delay time, high-to-low level Q outputs from the clock input		$C_L = 50 \text{ pF}$	10	20	30	ns
		$C_L = 15 \text{ pF}$	10	21	32	ns
		$C_L = 50 \text{ pF}$	10	25	37	ns

2-518

**TEXAS**   
**INSTRUMENTS**  
 POST OFFICE BOX 655013 • DALLAS, TEXAS 75265

SN54LS164, SN74LS164  
 8-BIT PARALLEL-OUT SERIAL SHIFT REGISTERS

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, VCC (see Note 1)	7 V
Input voltage	7 V
Operating free-air temperature range	SN54LS164 -55°C to 125°C SN74LS164 0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 1 Voltage values are with respect to network ground terminal

recommended operating conditions

	SN54LS164			SN74LS164			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
VCC	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
V <sub>IH</sub>	2			2			V
V <sub>IL</sub>			0.7			0.8	V
I <sub>OH</sub>			-0.4			-0.4	mA
I <sub>OL</sub>			4			8	mA
f <sub>clock</sub>	0		25	0		25	MHz
t <sub>w</sub>	20			20			ns
t <sub>su</sub>	15			15			ns
t <sub>sh</sub>	20			20			ns
t <sub>h</sub>	5			5			ns
T <sub>A</sub>	-55		125	0		70	°C

2  
TTL Devices

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS <sup>1</sup>	SN54LS164		SN74LS164		UNIT	
		MIN	TYP <sup>2</sup>	MAX	MIN		TYP <sup>2</sup>
V <sub>IK</sub>	VCC = MIN, I <sub>K</sub> = -18 mA			-1.5		-1.5	V
V <sub>OH</sub>	VCC = MIN, V <sub>IH</sub> = 2 V, V <sub>IL</sub> = MAX, I <sub>OH</sub> = -0.4 mA	2.5	3.4	2.7	3.5		V
V <sub>OL</sub>	VCC = MIN, V <sub>IH</sub> = 2 V, V <sub>IL</sub> = MAX, I <sub>OL</sub> = 4 mA	0.25	0.4	0.25	0.4		V
I <sub>I</sub>	VCC = MAX, V <sub>I</sub> = 2 V, I <sub>OL</sub> = 8 mA			0.1		0.1	mA
I <sub>IH</sub>	VCC = MAX, V <sub>I</sub> = 2 V			20		20	μA
I <sub>IL</sub>	VCC = MAX, V <sub>I</sub> = 0.4 V			-0.4		-0.4	mA
I <sub>OS</sub>	VCC = MAX	-20		-100		-100	mA
I <sub>CC</sub>	VCC = MAX, See Note 3	16	27	16	27		mA

<sup>1</sup>For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions

<sup>2</sup>All typical values are at VCC = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C

<sup>3</sup>Not more than one output should be shorted at a time, and duration of the short circuit should not exceed one second

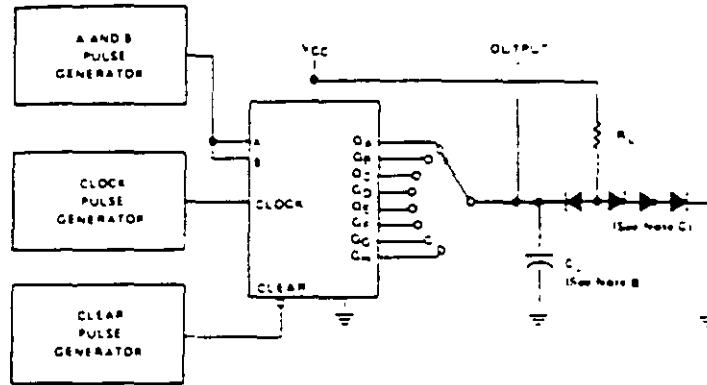
NOTE 3 I<sub>CC</sub> is measured with outputs open, serial inputs grounded, the clock input at 2.4 V, and a momentary ground, then 4.5 V applied to clear

switching characteristics, VCC = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
f <sub>max</sub>	Maximum clock frequency	25	30		MHz
t <sub>PHL</sub>	Propagation delay time, high to low-level Q outputs from clear input		24	36	ns
t <sub>PLH</sub>	Propagation delay time, low to high-level Q outputs from clear input		17	27	ns
t <sub>PHL</sub>	Propagation delay time, high to low-level Q outputs from clock input		21	32	ns

SN54164, SN54LS164, SN74164, SN74LS164  
 8-BIT PARALLEL-OUT SERIAL SHIFT REGISTERS

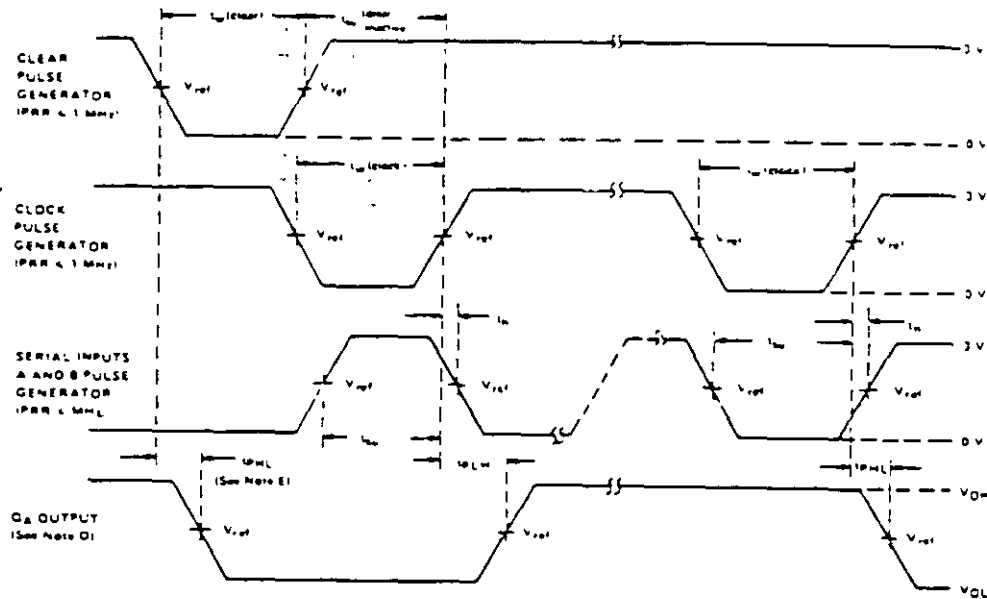
PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION



TEST CIRCUIT

2

TTL Devices



VOLTAGE WAVEFORMS

- NOTES
- A The pulse generators have the following characteristics: duty cycle  $\leq 50\%$ ,  $Z_{out} = 50\ \Omega$  for 164,  $t_r \leq 10\ \text{ns}$ ,  $t_f \leq 10\ \text{ns}$  and for LS164,  $t_r \leq 15\ \text{ns}$ ,  $t_f \leq 8\ \text{ns}$ .
  - B  $C_L$  includes probe and jig capacitance.
  - C All diodes are 1N3064 or equivalent.
  - D  $Q_A$  output is illustrated. Relationship of serial input A and B data to other Q outputs is illustrated in the typical shift sequence.
  - E Outputs are set to the high level prior to the measurement of  $t_{PHL}$  from the clear input.
  - F For 164,  $V_{ref} = 1.5\ \text{V}$ ; for LS164,  $V_{ref} = 1.3\ \text{V}$ .

FIGURE 1—SWITCHING TIMES

2-520



## CARTA DE SMITH

La carta de Smith tiene muchas aplicaciones como las siguientes: el diseño de secciones de línea de transmisión y cálculos de atenuación, la determinación del grado de desacoplamiento de secciones de línea de transmisión para frecuencias cercanas a la frecuencia de diseño, el cálculo de secciones de línea para conseguir un acoplamiento de impedancias, y el cálculo de la admitancia correspondiente para cualquier impedancia o viceversa.

Algunas características de la carta de Smith son :

1. Sus escalas de resistencia (o conductancia) y reactancia (o susceptancia) están normalizadas con respecto a la impedancia (o admitancia) característica.
2. Las escalas exteriores en longitudes de onda están normalizadas con respecto a la longitud de onda (frecuencia) de la señal.
3. Debido a que los valores en la carta están normalizados, también se le conoce como **Carta de Impedancia Universal**. Esto permite utilizar la misma carta para cualquier impedancia característica de la línea de transmisión y/o cualquier frecuencia de operación.
4. Existen cartas sin normalizar, pero su uso de éstas se restringe a líneas con una impedancia característica específica.

Se debe tener esto muy presente, ya que los verdaderos valores de impedancia (o admitancia) y longitudes de onda no se leen directamente de la carta, sino que lo ubicado en ella es un valor **normalizado**, por lo que para obtener el verdadero valor se debe desnormalizar multiplicando por la impedancia (o admitancia) característica o longitud de onda según sea el parámetro leído en la carta.

La Carta o diagrama está diseñado para que pueda representarse cualquier valor de impedancias, así como admitancia que se determina directamente de la carta con un mínimo de cálculos.

Impedancias	$Z = R \pm j X$
Admitancias	$Y = G \pm j B$

Existen varias escalas de interés en la Carta de Smith, las cuales se describirán a continuación :

- La *línea* de resistencia (ó conductancia) pura.
- El conjunto de *círculos* de resistencia constante (ó conductancia constante).
- El conjunto de *arcos* de reactancia constante (ó susceptancia constante) positiva.
- El conjunto de *arcos* de reactancia constante (ó susceptancia constante) negativa.
  
- Escala para el *ángulo* del coeficiente de reflexión.
- Escala para longitudes de onda *hacia el generador*.
- Escala para longitudes de onda *hacia la carga*.

Parámetros radialmente escalados :

REFLEXIÓN (localizado en la parte inferior derecha de la carta)

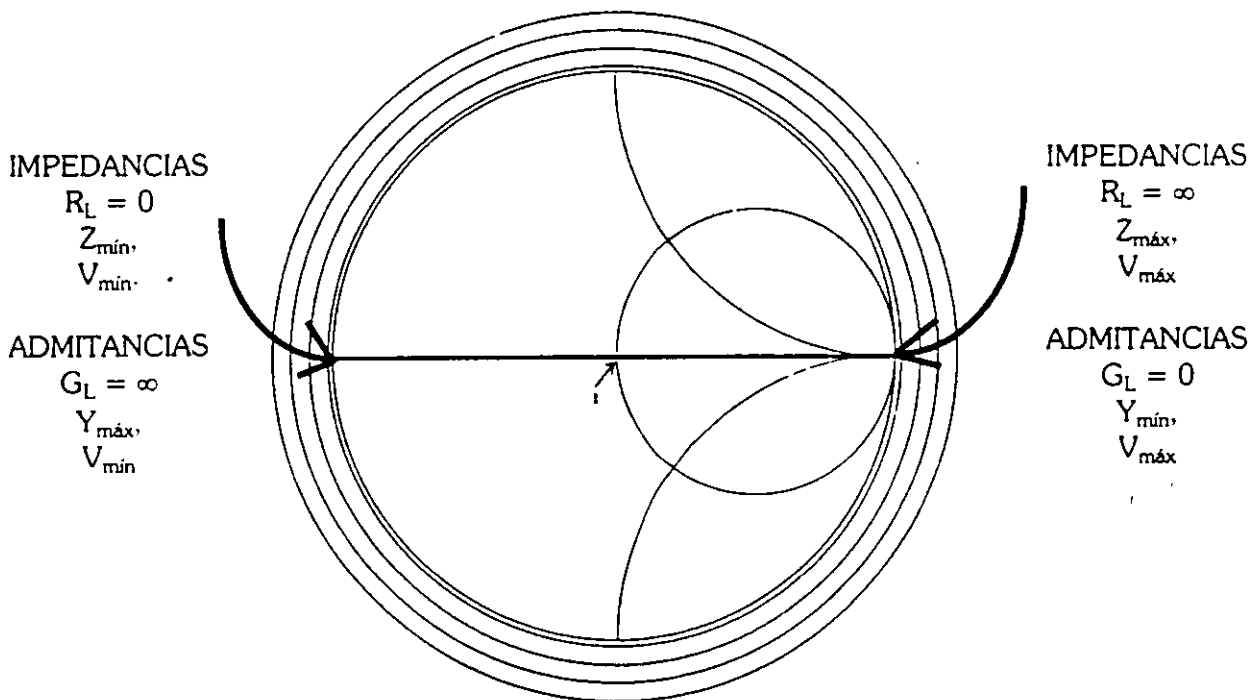
- Escala para la *magnitud* del coeficiente de reflexión.
- Escala para *pérdidas* en Decibeles

TRANSMISIÓN (localizado en la parte inferior izquierda de la carta)

- Escala para *pérdidas por transmisión*.
- Escala para *onda estacionaria*.

### La línea de RESISTENCIA Ó CONDUCTANCIA PURA

El eje horizontal que divide a la carta en 2 semicírculos, se denomina :  
Línea de resistencia pura  $Z = R \pm j 0$  , es decir, la reactancia es cero,  
ó línea de conductancia pura  $Y = G \pm j 0$  , es decir, susceptancia es cero.



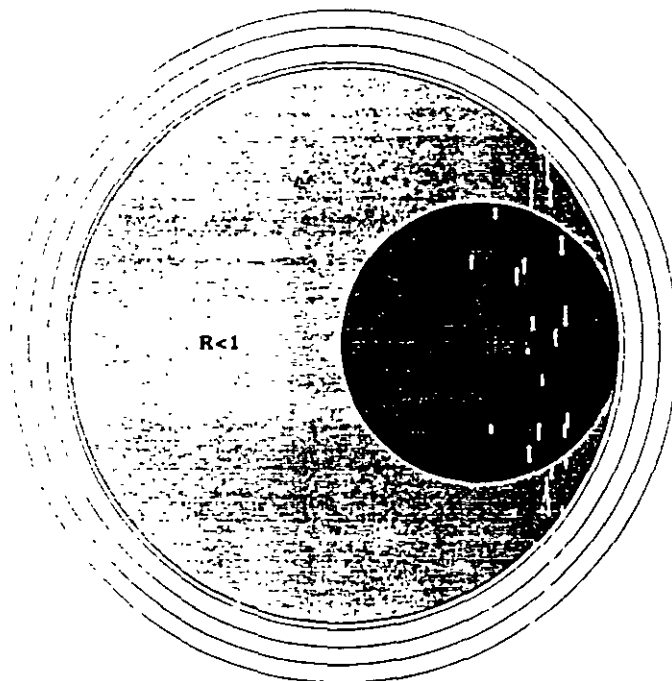
En el caso de impedancias :

- El extremo izquierdo de la línea coincide con la circunferencia exterior o perímetro de la carta, que representa el valor de  $R = 0$  ( $R_L$  de cero o corto circuito), y por lo tanto  $Z_{\min}$ ,  $V_{\min}$ .
- El extremo derecho de la línea coincide con la circunferencia de valor infinito la cual reduce a un punto, que representa el valor de  $R = \infty$  ( $R_L$  de infinito o circuito abierto), y por lo tanto  $Z_{\max}$ ,  $V_{\max}$ .

En el caso de admitancias :

- El extremo izquierdo de la línea coincide con la circunferencia exterior o perímetro de la carta, que representa el valor de  $G = \infty$  ( $G_L$  de infinito o corto circuito), y por lo tanto  $V_{m\acute{a}x}$ ,  $V_{m\acute{i}n}$ .
- El extremo derecho de la línea coincide con la circunferencia de valor infinitesimal la cual se reduce a un punto, que representa el valor de  $G = 0$  ( $G_L$  de cero o circuito abierto), y por lo tanto  $V_{m\acute{i}n}$ ,  $V_{m\acute{a}x}$ .

**El conjunto de círculos de  
RESISTENCIA CONSTANTE (R)  
ó CONDUCTANCIA CONSTANTE (G)**



Un parámetro importante es el valor real :

La *resistencia R* en el caso de la impedancia y la *conductancia G* para el caso de la admitancia, estos valores reales corresponden al conjunto de circunferencias que son tangentes al extremo derecho del perímetro de la carta.

Las circunferencias de *menor* diámetro son de *mayor* valor, y las circunferencias de *mayor* diámetro son de *menor* valor.

La *circunferencia unidad* (de diámetro unitario  $R = 1$  ó  $G = 1$ ) incluye el centro de la carta, es decir, las circunferencias ubicadas a la derecha de centro son mayores que la unidad y las ubicadas a la izquierda de centro son menores que la unidad.

Otro parámetro significativo es el elemento imaginario :

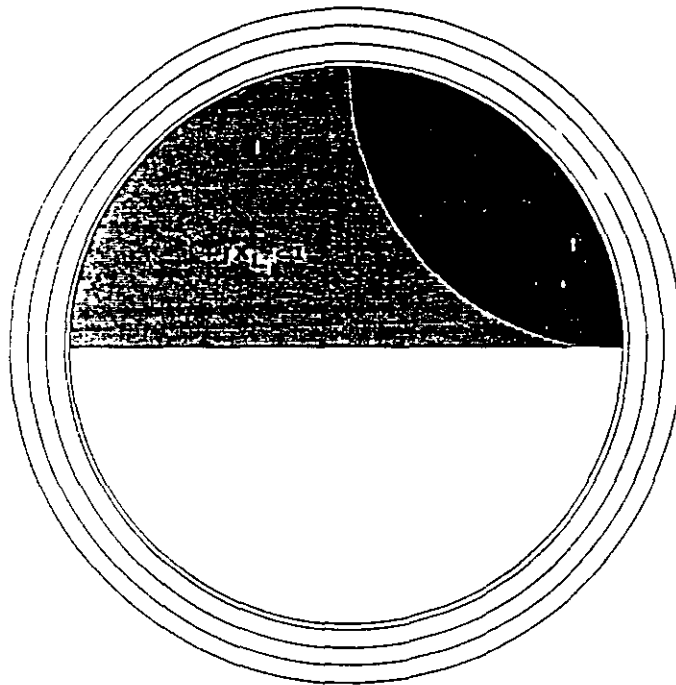
La *reactancia*  $X_L$  ó  $X_C$  en el caso de la impedancia y la *susceptancia*  $B_C$  ó  $B_L$  para el caso de la admitancia, estos valores imaginarios corresponden al conjunto de arcos que son tangentes al extremo derecho de la carta

- Los arcos en la mitad superior de la carta representan valores imaginarios POSITIVOS, es decir, cargas con **Reactancia Inductiva** ( $+jX$ ) ó con **Susceptancia Capacitiva** ( $+jB$ ).
- Los arcos en la mitad inferior de la carta representan valores imaginarios NEGATIVOS, es decir, cargas con **Reactancia Capacitiva** ( $-jX$ ) ó con **Susceptancia Inductiva** ( $-jB$ ).

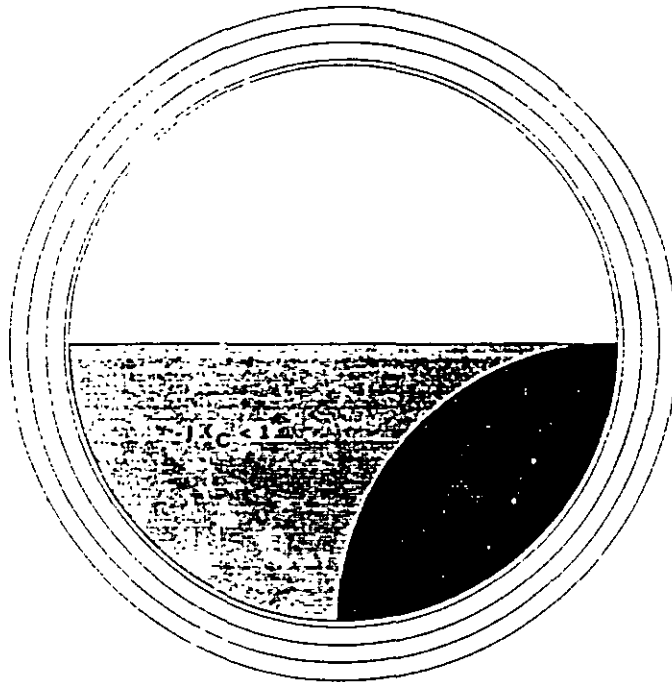
De manera analoga a las circunferencias de Resistencia o Conductancia, los arcos de *menor* radio son de *mayor* valor, y los arcos de *mayor* radio son de *menor* valor.

Dos conjuntos de círculos de reactancia :

El conjunto de arcos de REACTANCIA CONSTANTE ( $+jX$ )  
ó SUSCEPTANCIA CONSTANTE ( $+jB$ ) **POSITIVA**.



El conjunto de arcos de REACTANCIA CONSTANTE ( $-jX$ )  
ó SUSCEPTANCIA CONSTANTE ( $-jB$ ) NEGATIVA.

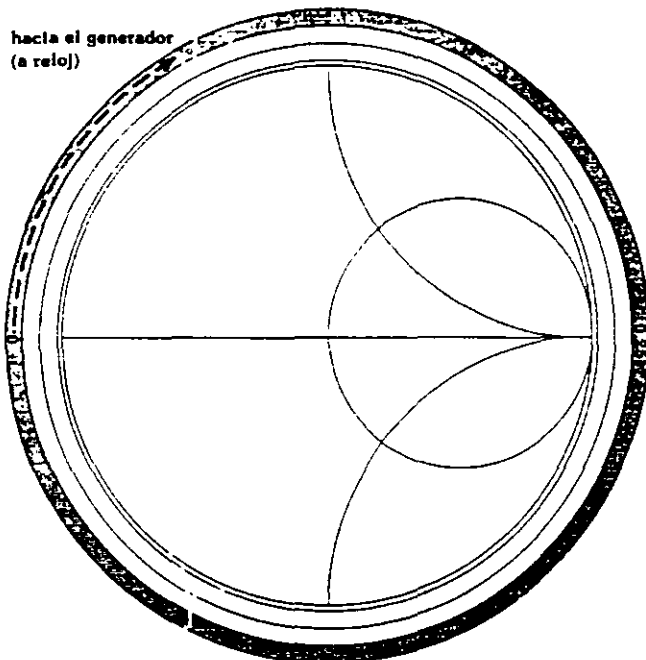


Existen 3 parámetros que rodean el perímetro de la carta, uno en grados ( $360^\circ$ ) y los otros 2 están en longitudes de onda (desde  $0 \cdot \lambda$  hasta  $0.5 \cdot \lambda$ ):

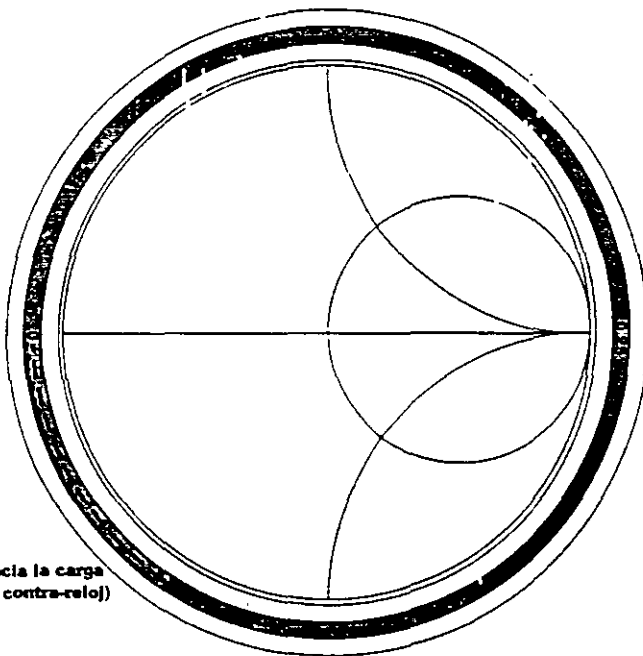
- Escala de longitudes de onda *hacia el Generador*.  
Se mide a partir del extremo izquierdo de la carta y en dirección a reloj. Una vuelta representa media longitud de onda ( $\lambda/2$ ).
- Escala de longitudes de onda *hacia la Carga*.  
Se mide a partir del extremo izquierdo de la carta y en dirección a contra-reloj. Una vuelta representa media longitud de onda ( $\lambda/2$ ).
- Escala de *ángulo* del coeficiente de reflexión.  
Se mide a partir del extremo derecho, donde la mitad superior es para valores de  $0^\circ$  a  $+180^\circ$  y mitad inferior es para valores de  $0^\circ$  a  $-180^\circ$

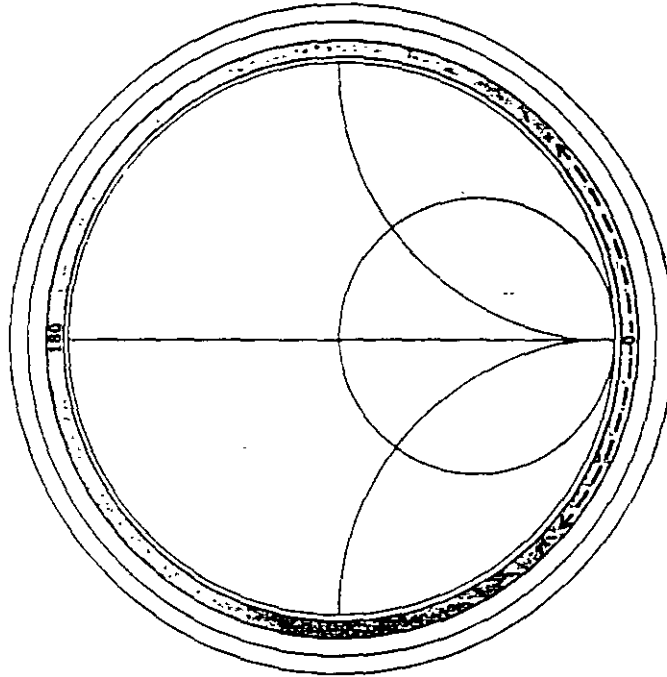


hacia el generador  
(a reloj)



hacia la carga  
(a contra-reloj)





Existen 4 parámetros que se localizan abajo de la carta, los cuales están en escalas radiales, las cuales se miden del centro de la carta hacia alguno de sus extremos:

Del centro de la carta a su extremo derecho para medir REFLEXIÓN

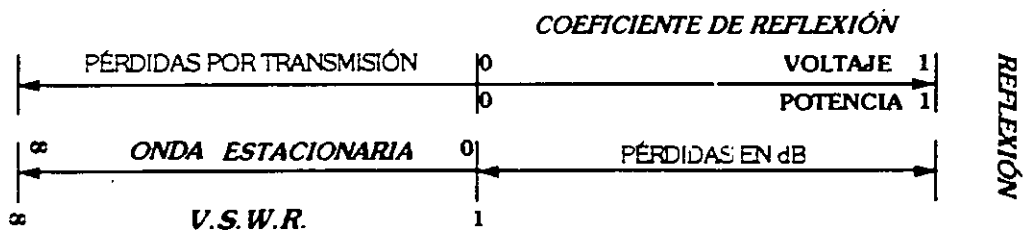
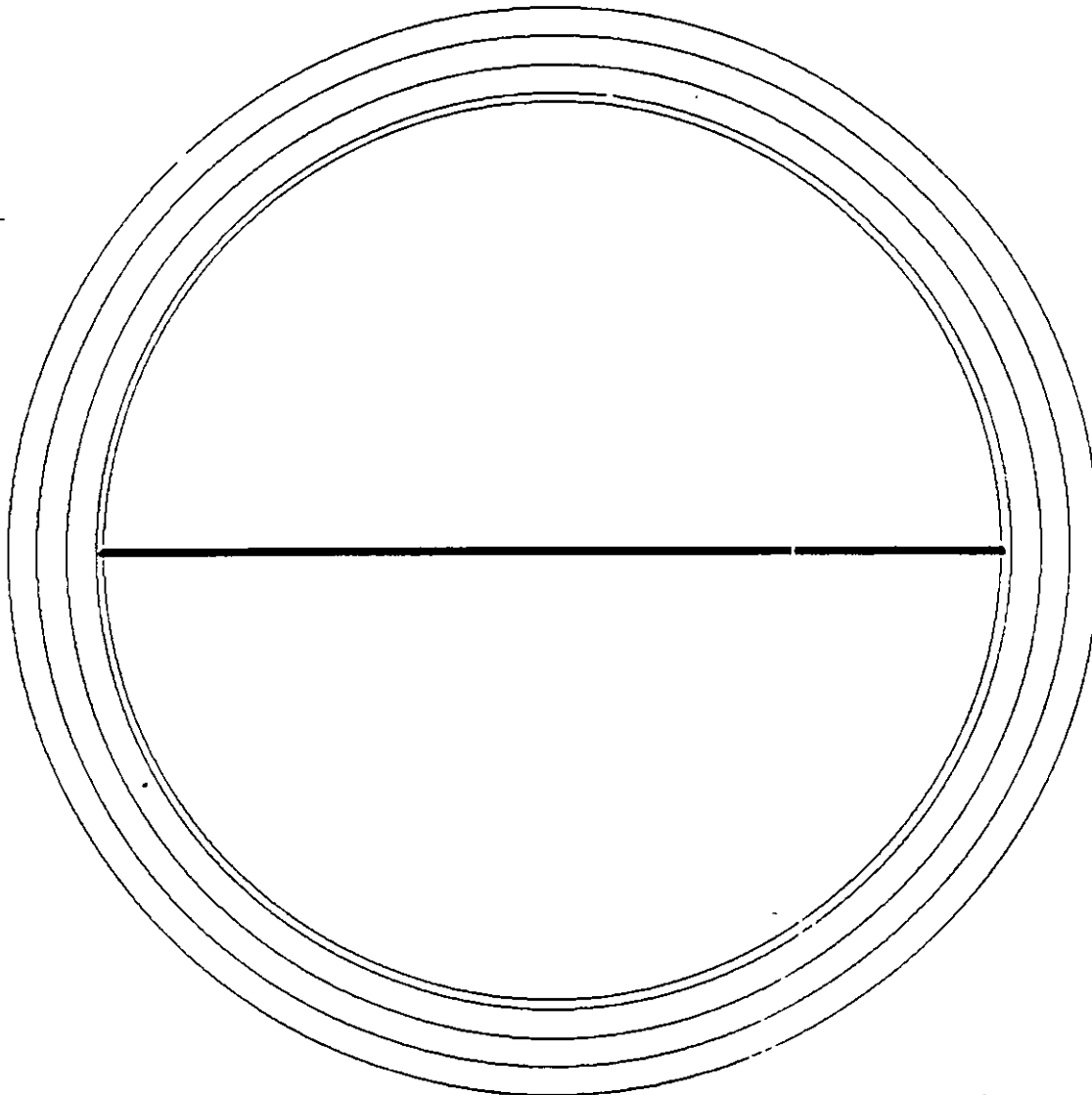
- En la parte superior para medir **magnitud del coeficiente de reflexión**.  
(en base a voltajes y en base a potencias)
- En la parte inferior para medir **pérdidas en Decibeles [dB]**.  
(retorno y reflexión)

Del centro de la carta a su extremo izquierdo

- En la parte superior para medir **pérdidas por transmisión**.
- En la parte inferior para medir **onda estacionaria**.  
(en relación de voltaje **VSWR** y en [dB])

De estas últimas 4 escalas, las que se emplean con mayor frecuencia son :

- **VSWR, Relación de onda estacionaria de voltaje**
- **magnitud del coeficiente de reflexión**



CARTA DE PHILLIP H. SMITH

**FACULTAD DE INGENIERÍA**  
**EDUCACIÓN CONTINUA**  
**DIPLOMADO DISEÑO Y ADAPTACIÓN DE ANTENAS**

**Ing. Ma. Del Rosario Barragán Paz**

**Mayo 2003**

## **INTRODUCCIÓN**

Las antenas se clasifican de forma general, por su aplicación, por frecuencia por su geometría y más

En forma general:

- Eléctricamente pequeña
- Onda progresiva
- Resonante
- Independiente de la frecuencia
- Arreglo
- Apertura adaptable
- Plana
- Con procesamiento de señales

De acuerdo a su geometría

- Monopolo
- Dipolo
- Reflector parabólico
- Ranura
- rómbica
- helicoidal
- espiral
- lente
- arreglo lineal
- Arreglo plano
- Microcinta

- Óptica

## **ANTENA**

Las antenas se basan en el fenómeno que sucede cuando se abre una línea de transmisión. La antena se compone generalmente de un segmento de conductor metálico de tipo ferromagnético, que proporciona el mayor índice posible de conductividad.

Una antena hipotética emite la misma cantidad de radiación en todas direcciones es llamada antena isotrópica. Su definición implica varias consideraciones.

## **RADIACIÓN**

Analizar la teoría electromagnética para determinar la formación de las ondas de radio y el principio por el cual funcionan las antenas.

Un campo eléctrico en movimiento genera un campo magnético perpendicular y en fase con el y dado un campo eléctrico cerrado independiente en movimiento, se generará un campo magnético inducido; el resultado es un campo electromagnético radiado u onda viajera, la cual puede ser propagada a grandes distancias.

De manera similar, las líneas magnéticas de fuerza son también repelidas de la antena y una vez independientes generan un campo eléctrico inducido, es similar al anterior campo electromagnético inducido y radiado.

Los campos son idénticos en composición pero desfasados  $90^\circ$  en tiempo, se sumaran vectorialmente y producirán un solo campo radiado.

La energía electromagnética liberada de una antena es conocida como radiación, por ese motivo también son llamadas radiadores.

## **PARÁMETROS FUNDAMENTALES**

Cuando se define la forma en que se comparta una antena, se requiere fundamentar los parámetros en características físicas como son material, geometría, frecuencia, medio en que se propaguen las ondas, potencia de transmisión, y otros.

Desde el momento en que el conductor de la antena no es un conductor perfecto, implica pérdidas, que se manifiestan en temperatura principalmente en la región cercana, éste efecto que en un principio puede suponerse poco favorecedor, resulta útil y aprovechable como se verá mas adelante.

Los parámetros fundamentales que nos indican el comportamiento de una antena cualquiera son:

Ganancia, potencia radiada, resistencia de radiación, impedancia de entrada, patrones de campo eléctrico en el plano vertical y horizontal, directividad, ancho de haz de potencia media, eficiencia, tamaño y posición de los lóbulos laterales, polarización, nivel de contrapolar, productos de intermodulación múltiple(PIM's), abertura equivalente, ancho de banda, frecuencia de trabajo, potencia de recepción. Aunque cabe aclarar que no todos ellos se presentan en las antenas, ya que dependerán de otros factores de diseño para considerarlos.

## CONCEPTO DE ANTENA ISOTROPICA

Cuando pensamos en una carga puntual radiante, suponemos de acuerdo a la ley de Gauss que el campo eléctrico a una distancia  $r$  se comporta como una esfera con igual intensidad en toda la superficie cerrada de radio  $r$ .

$$E_r = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0 r^2} \left[ \frac{V}{m} \right]$$

Si se pudiera contar con este comportamiento, implicaría que la antena fuera una esfera puntual y que la carga no tuviera dirección preferente, sin embargo para fines teóricos conviene considerar este concepto.

Una antena isotrópica radia igual a todas direcciones, y está medida se considera la referencia para el concepto ganancia, dado que en isotrópica la ganancia es 1, y la corriente se considera constante.

En cualquier antena, la corriente se distribuye como ya hemos visto en una forma diferente a lo largo del conductor, y eso afecta la forma de radiación.

## INTENSIDAD DE RADIACIÓN

En una dirección dada, se define como la potencia radiada por una antena por unidad de ángulo sólido, la intensidad de radiación es un parámetro de campo lejano, y se calcula

$$U = r^2 W_{rad} = r^2 W_0 \sin\theta / r^2 = W_0 \sin\theta$$

Donde  $W_0$  es la intensidad máxima de potencia y  $\theta$  es el ángulo al analizar la intensidad de radiación en una zona lejana del patrón de radiación se considera la intensidad debida al campo en  $\theta$  y en  $\phi$ .

$$U(\theta, \phi) = r^2 / \eta |E(r, \theta, \phi)|^2 = 1/2\eta (|E_\theta(\theta, \phi)|^2 + |E_\phi(\theta, \phi)|^2)$$

## **GANANCIA**

Pese a ser un concepto que tradicionalmente se aplica a circuitos activos, en antenas, la idea es ( pese a no contar la antena con elementos activos en el conductor) un concepto de mejora de radiación de campo electromagnético, pero con una radiación de campo electromagnético, pero con una dirección definida, haciendo una analogía podemos verlo de la siguiente manera:

A pesar de que el agua es la misma, en  $r_m$  se acumula en mayor cantidad que en  $r_s$ , pero con una superficie más pequeña.

Igual sucede con las antenas. éstas no aumentan su potencia radiada total, sino que la potencia total la enfocan en alguna dirección.

## **GANANCIA DIRECTIVA:**

Es una relación que existe entre la densidad de potencia radiada en esa dirección en particular y la potencia radiada por una antena isotrópica ideal.



Como es una relación de potencias, es una medida adimensional, aunque se maneja en decibeles, siempre mayor que 1.

$G_d = 4\pi$  intensidad de radiación / potencia total suministrada

$$G_d = 4\pi(U(\theta, \phi)) / P_{in}$$

## **DIRECTIVIDAD**

Es un concepto que se relaciona directamente con la ganancia directiva, dado que en el punto donde la ganancia directiva es máxima; está medida es la directividad de la antena, para el caso de una eficiencia al cien por ciento. Podemos pensar también en la directividad como el valor donde la ganancia en una dirección en particular, muestra un valor máximo. En el caso de antenas isotropicas, donde la radiación es igual a cualquier parte, o sea el radio de la magnitud de la ganancia es igual, en este caso, la directividad es unitaria, o sea que no existe ganancia. Sin embargo en el caso de radiadores que no son isotrópicos, la directividad es el radio máximo del patrón de radiación.

Directividad =  $4\pi$  máxima intensidad de radiación / Potencia radiada total

$$D = \frac{4\pi}{\Omega}$$

$$D = 4\pi U_{MAX} / P_{RAD}$$

**GANANCIA DE POTENCIA.**

Una antena no es radiador ideal, y por lo mismo su eficiencia no es de un 100%, por lo que la ganancia de la antena real es:

$$G = \eta D$$

Donde  $\eta$  = eficiencia de la antena, y  $D$  es la directividad.

Cuando se desea saber la ganancia en dB.

$$C_{dB} = 10 \log(G)$$

**RESISTENCIA DE LA RADIACIÓN**

Es la relación de la potencia radiada por una antena entre la corriente en el punto de alimentación al cuadrado

Dado que de acuerdo a la ley de Ohms:

$$P_r = R_r I^2$$

$$P_{r \text{ prom}} = R_r I_o^2$$

$$R_r = \frac{P_{r \text{ prom}}}{I_o^2}$$

Éste es un valor calculado y como la potencia radiada promedio depende de la frecuencia, la resistencia  $R_r$  es un equivalente de resistencia en un circuito de sintonía en paralelo.

**RESISTENCIA DE PÉRDIDAS.**

Dado que el conductor está calculado para radiar óptimamente una frecuencia, cuando la longitud del conductor es diferente que la óptima, se presentan pérdidas en la superficie del conductor, estas pérdidas pueden manifestarse como disipación de calor en la superficie y por consiguiente, la resistencia de radiación ahora deberá considerar la resistencia de pérdidas.

$$R_{r1} = R_r(R/R_r + r1).$$

y la potencia radiada disminuirá en esta misma proporción  $P_r = R_r I_o^2$

Se debe tener en cuenta que no siempre representa una desventaja este calentamiento que se presenta y que disipa energía, dado que más adelante que veamos la aplicación de antenas al área médica, justamente se trabaja en la zona de disipación térmica.

**DENSIDAD DE POTENCIA RADIADA**

Cuando una onda viaja en el espacio, la energía que llega un receptor de superficie limitada que se encuentra separada del transmisor una distancia  $r$ , se denomina flujo de potencia instantánea por unidad de área, a esta magnitud se expresa en  $\text{watts/m}^2$  y se denomina vector de Pointing.

El producto  $p \cdot a$  es la potencia por unidad de área que atraviesa en un instante dado el área  $a$ .

$W_{rad} = E \times H =$  densidad de potencia radiada instantánea.

Hoja 6 con anotaciones taches

$$E = \Re[E(x, y, z)e^{j\omega t}]$$

$$H = \Re[E(x, y, z)e^{j\omega t}] / \eta$$

$$P_{rad} = P_{av} = \oint_S W_{rad} \cdot nda$$

**DENSIDAD DE POTENCIA PROMEDIO**

Descomponiendo la densidad de potencia radiada instantánea:

$$W_{rad} = \frac{1}{2} \Re[E \times H^*] + \Re[E \cdot H e^{j2\omega t}]$$

La potencia promedio

$$W_{prom} = \frac{1}{2} \Re[E \times H^*]$$

## POTENCIA PROMEDIO RADIADA

Es la densidad de potencia en todo el volumen de radiación:

$$\begin{aligned} P_{prom} &= \iiint W_{rad} \cdot ds = \iiint W_{prom} \cdot ds \\ &= \frac{1}{2} \iint \Re[E \times H^*] \cdot ds \end{aligned}$$

Considerando que la dirección de E es ortogonal a H, la máxima en el plano ortogonal a E y H.

## AREA EFECTIVA

Se define como la relación entre la potencia recibida por la antena entre la densidad de potencia de Poyting y es una superficie en donde se absorbe la máxima potencia.

$$A = \frac{P_{recep}}{P}$$

## LONGITUD EFECTIVA

Debido a que el conductor lineal cuenta con un grosor y una longitud, la impedancia de la antena se ve afectada en dos partes, en la parte real R y en la parte imaginaria jx, donde se puede apreciar que la parte x depende de la frecuencia, por lo que el conductor presenta efectos inductivos y capacitivos, dependiendo de la frecuencia de diseño, por lo que en el ámbito teórico en principio presenta una impedancia puramente real en una longitud de  $l = \lambda/2$ , en realidad esta tiene una longitud eléctrica, como de una antena mayor,

es decir, que presenta efectos inductivos por lo que se calcula la longitud real menor que la longitud óptima para tener solo parte real en su frecuencia de trabajo.

$$L_{\text{efectiva}} = \frac{1}{I_0 \int I(z) dz} = \left( \frac{I_{\text{prom}}}{I_0} \right) \cdot L$$

### **POTENCIA DE RECEPCIÓN**

$$\frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2} g_1 g_2 P = P_{\text{Rec}}$$

En éste punto es conveniente aclarar que ésta potencia es la que capta el receptor en toda su superficie limitada, y de la potencia original  $P_r$  del transmisor; ha pasado una distancia  $R$ , además que tal potencia se ve modificada debida a la forma del patrón de radiación de la antena transmisora, misma que le agrega ganancia  $G_1$ , una vez viajada la distancia  $R$  y teniendo una frecuencia  $f$ , con su correspondiente longitud de onda.

La señal se capta por una antena 2 agregándole ganancia  $G_2$ , por lo que:

$$P_{\text{recibida}} = P_{\text{transmitida}} \left[ g_1 g_2 \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2} \right]$$

$g_1, g_2$  = ganancia en unidades de potencia

$G_1, G_2$  = ganancia en decibeles

**PATRONES DE RADIACIÓN**

Cuando se evalúa el campo eléctrico en un punto cualquiera situado en coordenadas  $x, y, z$ , se presenta con el valor de  $E$  en forma puntual más si se mantiene fija la distancia  $R$ , pero se varía la posición en forma esférica, ya que sea  $\theta$  fijo y  $\theta$  variable o a la inversa, se obtiene el comportamiento.

**TIPOS DE PATRONES**

Dentro de los tipos de patrones de radiación podemos identificar las isotrópicas, la cual se supone que la radiación de la antena es igual en cualquier dirección, esto dado que la distribución de  $K$  corriente siempre tiene una dirección y no es igual en todas las direcciones, sin embargo este concepto es conveniente como referencia.

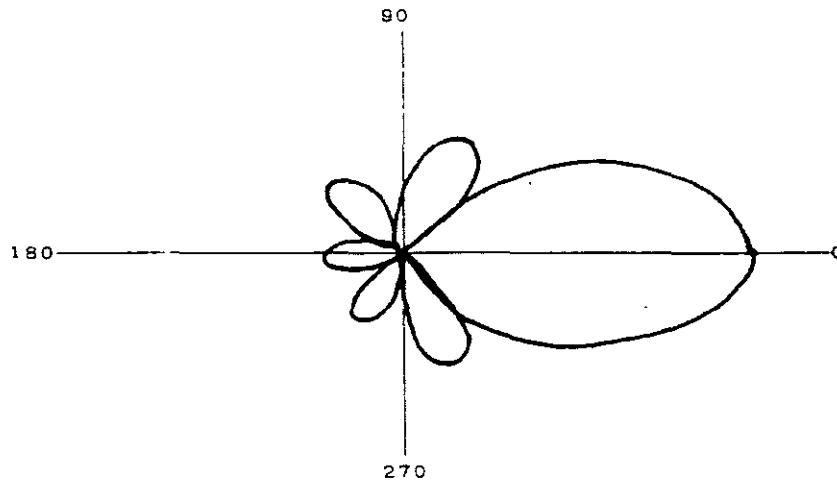
**PATRÓN OMNIDIRECCIONAL**

Es el tipo de patrón el cual muestra la propiedad de directividad, dado que tiene direcciones donde se recibe o se transmite con mayor eficiencia, por ejemplo fig. La cual tiene su patrón la forma de un toroide cuyo centro es el conductor mismo, y la cual en el plano  $E$  (fig.) su patrón parece un 8, pero, en el plano  $H$  es un círculo por unidad de área que atraviesa en un instante dado el área  $a$   $P$  es una magnitud vectorial y por lo mismo tiene dirección y sentido en la figura

**PATRONES POLARES Y CARTESIANOS**

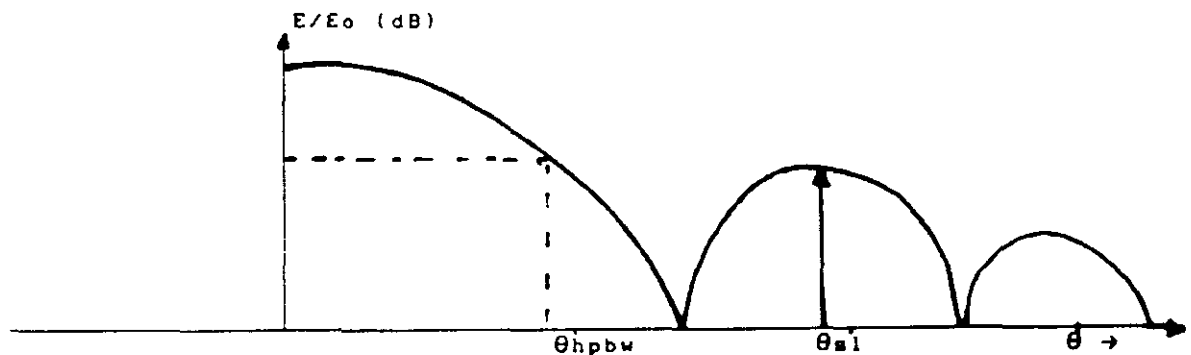
El patrón polar es la representación de la forma que radia una antena plasmada en un plano polar, cuyas variables son, el ángulo  $\theta$  o  $\phi$  y la magnitud del campo, de esta manera se puede ver que la dirección máxima radiación del campo, el valor del ángulo

cuando la potencia baja a la mitad y las características de amplitud y ángulo de los lóbulos laterales.



Patrones de radiación cartesiano

Es la representación del patrón de radiación en ejes de coordenadas cuya abscisa es el ángulo y la ordenada es la magnitud relativa, aquí también pueden verse la magnitud de los lóbulos laterales, el valor del ancho de haz de potencia media y el comportamiento del patrón a diferentes ángulos.



Lóbulos laterales: Son los valores máximos que se presentan al graficar la forma del patrón de radiación, se considera lóbulo lateral a partir del valor máximo de ganancia, al segundo,



tercer, cuarto etc. valor que se presente, éstos valores indican en realidad pérdidas o desvíos de la señal, y para muchos casos éstos valores de señal invaden lugares que no eran los deseados, por lo que se pretenden evitar siempre que se puedan. Los valores pico de los lóbulos laterales son parte de las normas internacionales para la homologación de antenas y se mide la máxima en referencia al lóbulo principal  $E_{sl}/E_{max}$  y se da el valor en dB.

**ANCHO DE HAZ DE POTENCIA MEDIA:**

Es el ángulo donde la potencia se baja la mitad y se expresa en grados, se mide a la mitad de la potencia en ambas direcciones.  $\theta_{hpbw}$

**POLARIZACIÓN:**

La polarización en una antena en una dirección dada, se define como la polarización de la onda radiada cuando la antena está alimentada. Alternativamente la polarización de la onda incidente desde una dirección dada resulta de la máxima potencia en las terminales de la antena. Cuando la dirección no esté especificada la polarización es en donde exista la máxima ganancia. En la práctica la polarización de varias energías radiantes con la dirección en el centro de la antena, da diferentes patrones y por lo tanto diferentes polarizaciones.

Existen dos tipos de polarizaciones: la polarización lineal y la polarización circular.

Otra la clasificación adicional es la rotación de ésa polarización, ya sea en sentido de las manecillas del reloj, a la cual se le designa polarización de la mano derecha, o en contra de las manecillas del reloj, a la que se le denomina polarización de la mano izquierda.

$$\begin{aligned}\varepsilon(z;t) &= a_x \varepsilon_x(z;t) + a_y \varepsilon_y(z;t) \\ \varepsilon_x(z;t) &= \Re \left[ E_x^- e^{-j(\omega t + kz)} \right] = \Re \left[ E_x e^{j(\omega t + kz + \phi_x)} \right] \\ &= E_x \cos(\omega t + kz + \phi_x) \\ \\ \varepsilon_y(z;t) &= \Re \left[ E_y^- e^{-j(\omega t + kz)} \right] = \Re \left[ E_y e^{j(\omega t + kz + \phi_y)} \right] \\ &= E_y \cos(\omega t + kz + \phi_y)\end{aligned}$$

### NIVELES DE CONTRAPOLAR

Cuando en una antena se está trabajando en polarización lineal, conviene mantener filtrada la otra polarización en la cual no se está trabajando, por ejemplo, si se trabaja en polarización vertical, se requiere que la intensidad máxima en horizontal sea lo suficientemente pequeña como para no afectar por componentes vectoriales a la polarización vertical, estamos hablando de niveles alrededor de  $-40$  decibeles bajo la posición de trabajo. En el diseño de antenas, esta medida se realiza colocando el detector  $90^\circ$  que la polarización de trabajo.

### ANCHO DE BANDA

Se define como el rango de frecuencia en el cual las características óptimas de la antena con respecto a otras características presentan una mejora en una especificación establecida. El ancho de banda se puede considerar también como el rango de frecuencias en la cual a partir de una frecuencia central (frecuencia de diseño de la antena) las características de la antena como son: impedancia de entrada, patrones, polarización, nivel de lóbulos laterales, ganancia, dirección del haz, eficiencia de radiación, etc., cuentan con un valor aceptable para esta frecuencia, y en donde se mantiene dentro de ciertos límites aceptables.

Por ejemplo un ancho de banda 10:1 indica que el ancho de banda es en la frecuencia mayor diez veces más grande que la menor, lo que nos está indicando que la mejor forma de representar el ancho de banda es la relación de la frecuencia mayor a la frecuencia menor. Otras veces se indica en porcentajes digamos: 5% en ancho de banda indica que la diferencia de frecuencias entre la frecuencia central y la frecuencia de operación se considera aceptable dentro de un  $\pm 5\%$ .

Existen antenas de ancho de banda pequeño las cuales son como el dipolo de  $\lambda/2$  cuyo ancho de banda es de 5% y otro tipo de antenas con diseños muy específicas, se pueden ampliar el ancho de banda hasta valores realmente grandes, cuyo límite en sí es la geometría de la antena, el peso de la misma o el material de construcción; un caso muy sencillo es el de los arreglos logoperiódicos, donde el diseñador elige la frecuencia máxima y la frecuencia mínima de trabajo, y a partir de ellas, se generan las longitudes y las separaciones de los elementos que contiene.

## **IMPEDANCIA DE ENTRADA**

Es la medida con respecto a una línea de transmisión o fuente de impedancia característica, tiene una relación directa con el voltaje de la onda que se refleja.

$Z_a$  es la impedancia de la antena

$Z_0$  es la impedancia característica del medio.

$\rho$  el coeficiente de reflexión de una onda

$$\rho = (Z_a - Z_0) / (Z_a + Z_0)$$

$$Z_a = R_a + j X_a$$

$$R_a = R_r + R_l$$

Donde:

$R_r$  es la resistencia de radiación de la antena

$R_l$  es la resistencia de pérdidas de la antena

$X_a$  reactancia en las terminales de la antena

La resistencia de radiación la encontramos anteriormente como la relación de la potencia radiada y la corriente de alimentación de la antena.

$$X_a = (\omega L_a - 1/\omega C_a)$$

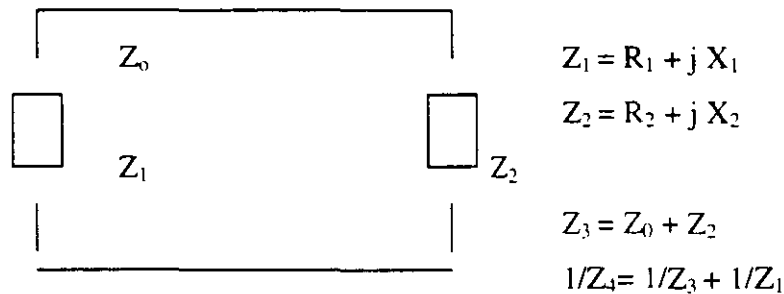
Cuando el diseño de la antena se encuentra en perfecta resonancia, la impedancia es puramente real y esto se dá cuando

$$\omega L_a = 1/\omega C_a$$

En el diseño de líneas de transmisión y antenas, los valores de  $L_a$  y  $C_a$ .

Acoplamiento de impedancias

Cuando se conecta una antena a un circuito cualquiera, la impedancia de la antena se debe acoplar de tal manera para que el resultado del acoplamiento de la impedancias dé como resultado una impedancia puramente real y de un valor alto, claro es que en un principio esto será deseable pero para el caso real, la antena puede presentar impedancia de parte resistiva de valores pequeños y la parte reactiva con algún valor. Y el acoplamiento con la impedancia del circuito debe ser analizado como un circuito.



$$Z_1 = R_1 + j X_1$$

$$Z_2 = R_2 + j X_2$$

$$Z_3 = Z_0 + Z_2$$

$$1/Z_4 = 1/Z_3 + 1/Z_1$$

$$1/Z_4 = Z_{total} = Z_{de radiacion}$$

**PRODUCTO DE INTERMODULACIÓN MÚLTIPLE PIM'S**

En una antena se presentan fenómenos asociados al material, a la frecuencia y al ruido de fondo.

En un ancho de banda determinado, cuando se tienen dos o más portadoras, se presentan componentes armónicos, los de 3<sup>er</sup> y 5<sup>to</sup> orden, llegan a sumarse y producir una componente no deseada dentro del canal, los cuales deben evitarse para mantener la calidad de las portadoras.

Los causantes de los productos de intermodulación son elementos no lineales como son: los TWT (tubos de ondas progresivas), las propiedades dieléctricas de la antena, las guías de onda, los acoplamientos metal-metal, y cuando existe un cambio de medio de transmisión, asociado esto con la temperatura y la diferencia de coeficiente de expansión térmica de cada material.

Por lo mismo es conveniente considerar este fenómeno al realizar los acoplamientos antena-red de distribución cuidando que la superficie se mantenga perfectamente acoplada, que no existan contaminantes externos y que los tornillos tengan el ajuste correcto y procurando que sea la misma fuerza de ajuste.

**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**DIVISION DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA EN  
TELECOMUNICACIONES**

**MANUAL DE PRÁCTICAS  
DEL  
LABORATORIO DE  
ANTENAS Y PROPAGACIÓN.**

**1998.**

**ING. ROSARIO BARRAGAN PAZ**

**ING. LETICIA C. ROJAS ANZALDO**

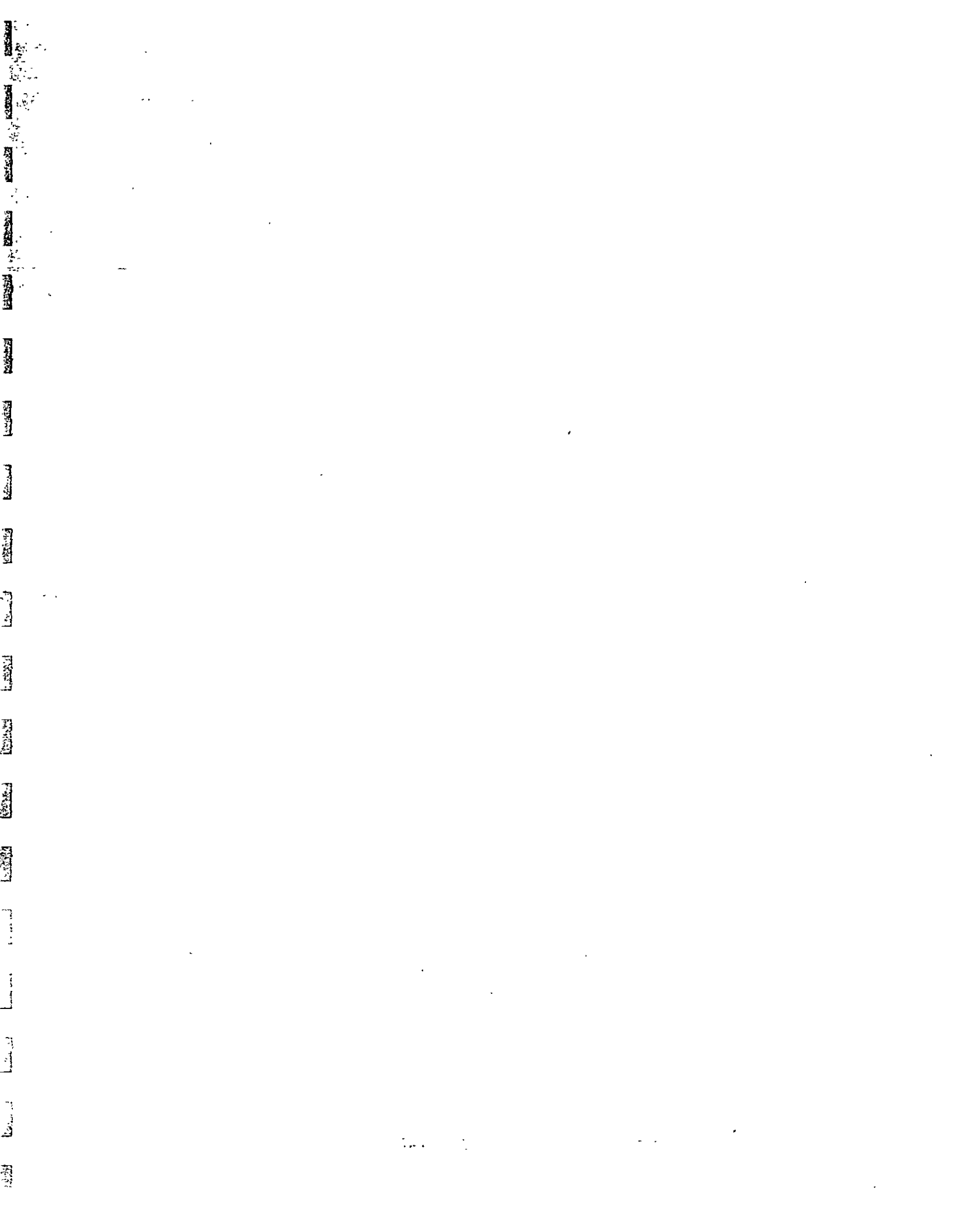


# MANUAL DE PRÁCTICAS DEL LABORATORIO DE ANTENAS Y PROPAGACIÓN

## ÍNDICE

<i>INTRODUCCIÓN</i> PARÁMETROS FUNDAMENTALES .....	1	
<b>SECCIÓN EQUIPO UHF (ULTRA HIGH FREQUENCY)</b>		
<i>PRACTICA #1</i> ANTENA MARCONI. ( MONOPOLO ).....	1	
<i>PRACTICA # 2</i> ANTENA HERTZ ( DIPOLO ).....		
<i>PRACTICA # 3</i> ANTENA YAGI-UDA.....		
<i>PRACTICA # 4</i> ANTENA LOGOPERIODICA.....		
<i>PRACTICA # 5</i> ANTENA HELICOIDAL.....		
<b>SECCIÓN EQUIPO BANDA X</b>		
<i>PRACTICA #1</i> ANTENA DE CORNETA ( ALIMENTADOR ).....	1-6	
<i>PRACTICA # 2</i> ANTENAS DIELECTICAS.....	1-8	
<i>PRACTICA # 3</i> REFLECTOR PARABÓLICO ALIMENTADO POR UN DIPOLO.....	1-8	
<i>PRACTICA # 4</i> REFLECTOR PARABÓLICO ALIMENTADO POR UNA ANTENA DE CORNETA.....	1-8	
<b>SECCIÓN EQUIPO BANDA Ka</b>		
<i>PRACTICA #1</i> ANTENAS RANURADAS.....	1	
<i>PRACTICA # 2</i> ANTENAS DIELECTICAS.....		
<i>PRACTICA # 3</i> ANTENAS DE APERTURA.....		
BIBLIOGRAFÍA DE CONSULTA.....		
APÉNDICE A	SEGURIDAD Y CUIDADO	A 1
APÉNDICE B	EQUIPO EN U.H.F.	B 1-
APÉNDICE C	OSCILOSCOPIO PHILIPS (2 GHz)	C 1-
APÉNDICE D	EQUIPO BANDA X	D 1-
APÉNDICE E	EQUIPO BANDA Ka	E 1-
APÉNDICE F	GRAFICADOR Y PATRÓN DE RADIACIÓN	F 1-2





# ***PARAMETROS FUNDAMENTALES***

## PRACTICA # PARÁMETROS FUNDAMENTALES

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir:

Investigar :

### INTRODUCCIÓN

Cuando se define lo que es una antena, la forma en que se comporta, se requiere fundamentar los parámetros en características físicas como son material, geometría, frecuencia, medio en que se propaguen las ondas, potencia de transmisión, y otros.

Los parámetros que nos definen el comportamiento de una antena cualquiera son: **Los parámetros fundamentales.**

### **OBJETIVO :**

El alumno será capaz de identificar, medir y calcular cada uno de los parámetros fundamentales para cualquier tipo de antena.

### **DESARROLLO :**

1. Definir los siguientes parámetros fundamentales

- Patrones de radiación.
- Densidad de potencia de radiación.
- Intensidad de radiación.
- Eficiencia de radiación.
- Polarización
- Directividad.
- Eficiencia directiva.
- Apertura física
- Apertura efectiva.
- Apertura máxima
- Ganancia

- Ganancia directiva
- Eficiencia.
- Niveles de contrapolar

Desde el momento en que el conductor de la antena no es un conductor perfecto, implica pérdidas, que se manifiestan en la temperatura, principalmente en la región cercana, éste efecto que en principio puede suponerse poco favorecedor, resulta útil y aprovechable.

- Definición de parámetros fundamentales:

- Patrones de radiación
- Densidad de potencia de radiación.
- Intensidad de radiación.

En una dirección dada, se define como la potencia radiada por una antena por unidad de ángulo sólido. Es un parámetro de campo lejano, y se calcula:

$$U = r^2 W_{rad} = r^2 W_0 \sin \theta / r^2 = W_0 \sin \theta$$

donde  $W_0$  es la densidad máxima de potencia y  $\theta$  es el ángulo.

Al analizar la intensidad de radiación en una zona lejana al patrón de radiación se considera la intensidad debida al campo en  $\theta$  y  $\phi$ .

$$U(\theta, \phi) = r^2 / \eta \left| E(r, \theta, \phi) \right|^2 \\ = \frac{1}{2} \eta \left( \left| E_\theta(\theta, \phi) \right|^2 + \left| E_\phi(\theta, \phi) \right|^2 \right)$$

- Eficiencia de radiación.
- Polarización.
- Directividad.

Es un concepto que se relaciona directamente con la ganancia directiva, dado que en el punto donde la ganancia directiva es máxima; esta medida es la directividad de la antena, para una eficiencia al 100%. Podemos pensar también en la directividad como el valor donde la ganancia en una dirección particular, muestra un valor máximo. En el caso de antenas isotópicas (donde la radiación es igual en cualquier parte), o sea, el radio de la magnitud de la ganancia es constante, en éste caso, la directividad es unitaria, no existe ganancia. Sin embargo, en el caso de radiadores que no son isotrópicos, la directividad es el radio máximo del patrón de radiación.

- Eficiencia directiva.
- Apertura física.
- Apertura efectiva.
- Apertura máxima.
- Ganancia

A pesar de que la antena no cuenta con elementos activos en el conductor, ganancia es un concepto de mejora de radiación de campo electromagnético, pero con una dirección definida.

Las antenas no aumentan su potencia radiada total, sino que la potencia total la enfocan en alguna dirección.

- **Ganancia directiva.**

Es una relación que existe entre la densidad de potencia radiada en esa dirección particular y la potencia radiada por una antena isotrópica ideal.

- Eficiencia.
- Niveles de contrapolar

### DESARROLLO

- 2 -Medición de parámetros fundamentales.
- 3 -Localización de parámetros fundamentales en manuales de antenas.

### CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

### NOTAS



# ***ANTENAS LINEALES***

## PRACTICA # MONOPOLO

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir:

Investigar :

### INTRODUCCIÓN

Una vez que conocemos el dipolo, podemos continuar con el monopolo. Puede resultar extraño que se analice primero un caso con dos pares de conductores que un sistema con sólo un conductor. La razón principal se debe a que el monopolo es en realidad un dipolo disfrazado. Cuando tenemos un dipolo cercano a una superficie conductora infinita, se presenta un efecto curioso, causado por el plano conductor, al cual nos referimos como plano de tierra<sup>1</sup>

El plano de tierra nos simula un "espejo" de nuestro dipolo y causa la impresión que tenemos dos fuentes emisoras de ondas electromagnéticas

#### Tipos de monopolos

- vertical
- horizontal

### OBJETIVOS

- Caracterizar la antena Tipo Monopolo
- Entender el uso y definición de una antena isotópica y una patrón

### EQUIPO

- Master builder (señal de UHF)
- Antena monopolo
- Base

---

<sup>1</sup> Idealmente el plano de tierra es una superficie conductora (que refleja toda onda electromagnética) que se extiende infinitamente en todas direcciones



- Receptor

### DESARROLLO

- 1 -Medición de parámetros fundamentales.
- 2 -Obtención de patrones de radiación en forma lineal y polar.
3. -Comparar las antenas dipolo y dipolo doblado.
- 4 -Generar conclusiones

## PRACTICA # DIPOLO

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir:

Investigar :

### INTRODUCCIÓN

El dipolo es un elemento básico de todas las antenas. Se puede prescindir de cualquier otro elemento menos del dipolo. Este es el componente transductor que nos convierte de energía eléctrica a electromagnética o viceversa.

Algunos tipos de dipolos son:

- Antena tipo dipolo.
- Antena tipo dipolo corto
- Antena tipo dipolo ultracorto
- Antena tipo dipolo doblado.
- Antena tipo monopolo

### OBJETIVOS

El alumno comprenderá los principios electromagnéticos del dipolo que sirvieron para demostrar las teorías del matemático inglés J.C. Maxwell, que son fundamentales para la comprensión de las antenas.

•

### EXPERIMENTOS

- 1 -Medición de parámetros fundamentales.
- 2 -Obtención de patrones de radiación en forma lineal y polar
- 3 -Comparar las antenas dipolo y dipolo doblado.
- 4 -Generar conclusiones

### EQUIPO

### DESARROLLO

DIAGRAMA DE CONEXIONES

PROCEDIMIENTO

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

NOTAS

## PRACTICA # ARREGLOS YAGI-UDA

### ANTENAS LINEALES

Las antenas lineales son variantes sobre las antenas de dipolo. En éstas antenas también consideran que el grosor del conductor es mucho menor que su longitud, lo cual nos permite realizar los análisis con sencillez.

Otro aspecto importante de las antenas lineales es que además con otros elementos les permite funcionar en modo diferente.

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir:

Investigar :

### INTRODUCCIÓN

Este es un tipo de antena muy practico para frecuencias de VHF(30-300 MHz) HF(3 -30 MHz) y UHF (300-3,000mhz)

Esta antena esta formada por un dipolo y un determinado número de elementos parásitos, los cuales por acoplamiento mutuo inducido alteran el patrón de radiación de la antena proporcionándole mayor directividad al haz del dipolo

El diseño original se le debe a los japoneses, El primero en describir el funcionamiento del radiador fue S Uda y sin embargo se debe a H. Yagi la traducción y descripción del funcionamiento de la antena en idioma inglés

#### Tipos de antenas Yagi uda

- Arreglos Yagi-Uda con dipolo doblado
- Arreglos Yagi-Uda con dipolo simple.
- Arreglos Yagi-Uda con reflector de esquina, con dipolo doblado y con dipolo simple.
- Arreglo Yagi-Uda de Lazo

## EXPERIMENTO 1

DIAGRAMA DE CONEXIONES

PROCEDIMIENTO

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

NOTAS

**OBJETIVOS**

- El alumno conocerá los arreglos con elementos parásitos
- El alumno será capaz de caracterizar la antena yagi-uda

**EQUIPO**

- Master builder (señal de UHF)
- Base
- Receptor
- Antena YAGI- UDA

**DESARROLLO**

- 1 -Medición de parámetros fundamentales.

ANTENA	$\alpha_v$	$\alpha_h$	$\alpha$	D (adim)	D(dB)	Pfront	Ppost	Pisot	G o	G (dB)	$\eta$ Direc	$\eta$	Lóbulos Laterales
Completa													
sin 1 director													
sin 2 directores													
sin reflector													
sin reflector y 1 director													
sin reflector ni 2 directores													

- 1 -Obtención de patrones de radiacion. Para cada tipo de antena
- 2 Comparar y dibujar los patrones de radiación de la antena yagui-uda completa y otro cualesquiera de los casos.
- 3 -Comparar las antenas dipolo y dipolo doblado con la antena yagui uda y encontrar las diferencias y similitudes
- 4 Obtener sus conclusiones
- 5 repetir los puntos 1 al 4 para la antena yagui-uda con dipolo simple y reflector grid

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

NOTAS

## PRACTICA # ANTENA LOGOPERIÓDICA

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir:

Investigar :

### INTRODUCCIÓN

Varias son las estructuras independientes de la frecuencia, sin embargo todas las antenas que poseen esta característica están basadas en el mismo principio, establecido por V.H Rumsey, quien propuso que las estructuras debían ser definidas por ángulos y no por longitudes como las antenas existentes hasta entonces. A partir del principio de ángulos, fueron diseñadas varias antenas, pero la que arrojó mejores resultados fue la antena logoperiódica ideada por R. H. Duhamel a partir de éste diseño se desarrollaron nuevos diseños como los que se enuncian a continuación :

1.-

$D_0$	$\tau$	$\sigma$
8.00	0.780	0.135
8.50	0.826	0.148
9.00	0.865	0.159
9.50	0.895	0.168
10.00	0.918	0.170
10.50	0.924	0.175
11.00	0.943	0.179
11.50	0.956	0.180
12.00	0.965	0.183

$D_0$  = Ganancia directa

Datos :  $D_0$

$f_{min}$

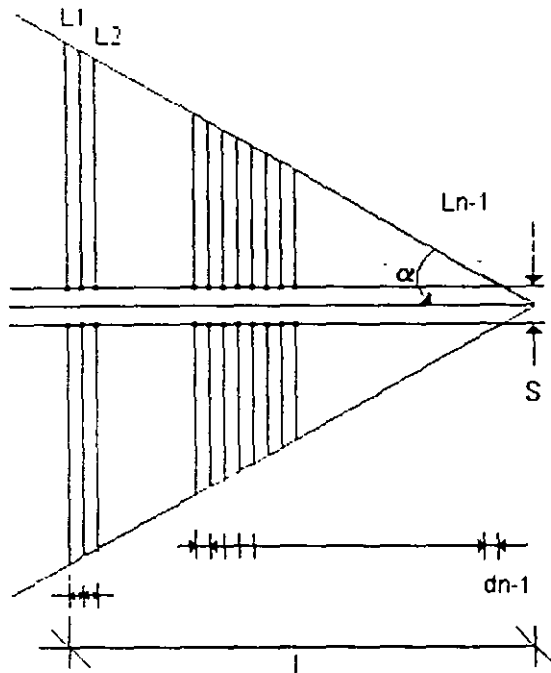
$f_{max}$

$$k_1 = 1.01 - 0.519 \tau$$

$$2.- \alpha = \arctan \frac{1-\tau}{4\sigma} \quad [^\circ]$$

$$3.- L_1 = k_1 (3 \times 10^8 / f_{min}) \quad [m]$$





$$4.- k_2 = 7.1 \tau^3 - 21\tau^2 + 21.98\tau - 7.3 + \sigma (21.86 - 66\tau + 62.12\tau^2 - 18.29\tau^3)$$

5.- # ELEMENTOS

$$N = 1 + \frac{\log\left(\frac{k_2}{k_1}\right) + \log\left(\frac{f_{min}}{f_{max}}\right)}{\log \tau}$$

$$6.- l = \frac{2 L_1 \sigma (1 - \tau^{n-1})}{1 - \tau} \quad [m]$$

$$7.- d_1 = 2\sigma L_1 \quad [m]$$

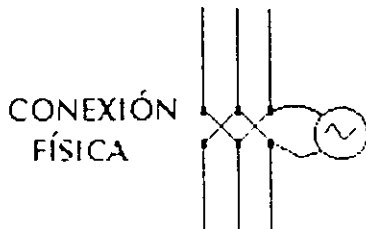
$$8.- L_n = \tau^{n-1} L_1 \quad [m]$$

$$9.- d_n = \tau^{n-1} d_1 \quad [m]$$

$$10.- \quad 75\Omega \Rightarrow S = 1.2\phi \quad [m]$$

$$300\Omega \Rightarrow S = 6.13\phi \quad [m]$$

$\phi$  diámetro del conductor



### ANTENA LOGOPERIÓDICA DISEÑO 2

Datos:

$$G[\text{dB}],$$

$$f_{\text{max}} - \lambda_{\text{min}},$$

$$f_{\text{min}} - \lambda_{\text{max}}$$

Elegir un valor en el rango siguiente

$$0.13 < \sigma < 0.15$$

$$0.80 < \tau < 0.92$$

$$\alpha = \text{angtan} \frac{1-\tau}{6\sigma} \quad [m]$$

Número de elementos

$$N = 1 + \frac{\lg \left( \frac{k_2}{k_1} \right) + \log \left( \frac{f_{\text{min}}}{f_{\text{max}}} \right)}{\log \tau}$$

### OBJETIVOS

- El alumno conocerá diversos métodos de diseño de antenas logoperiodicas
- Diseñar una antena logoperiodica con ambos métodos
- Caracterizar la antena

### EQUIPO

- Master builder (señal de UHF)
- Base
- Receptor
- Antena LOGOPERIODICA

### DESARROLLO

1. -Caracterizar una antena logoperiódica
2. Medición de parámetros fundamentales.
3. -Obtención de patrones de radiación.  
Polar  
lineal
4. -Comparar las antenas dipolo y dipolo doblado con la antena yagui uda y encontrar las diferencias y similitudes.
5. Con las dimensiones físicas de la antena prueba obtener los resultados teóricos y compararlos

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

NOTAS



# ***ANTENAS PARA BANDA X***



## PRACTICA # ANTENA DE CORNETA ( O ALIMENTADOR )

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir:

ALIMENTADORES O CORNETAS

Investigar :

LOS DIFERENTES TIPOS DE ALIMENTADORES

### INTRODUCCIÓN

#### OBJETIVOS

- Observar la función del reflector parabólico.
- Entender los cambios que sufren los patrones de radiación de una antena al colocar un reflector.
- Conocer el funcionamiento del equipo en banda X con que dispone el laboratorio a fin de obtener las lecturas necesarias.

#### EXPERIMENTO

- 1.- Obtener el patrón de radiación de la antena de cometa.

#### EQUIPO

##### **EQUIPO MARCONI INSTRUMENTS**

- 1 Banco de Puebla de antenas MODELO : 6452A/2.
- 1 Fuente de Poder MODELO : 6590.
- 1 Medidor de V.S.W.R. MODELO : 6593A.
- 1 Oscilador de Diodo Gunn.
- 1 Aislador.
- 1 Atenuador Variable.
- 1 Ondámetro.
- 2 Antenas de Cometa.
- 1 Detector de Cristal

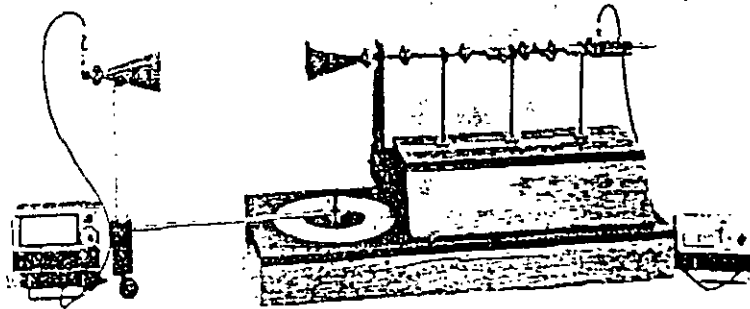


DESARROLLO

**EXPERIMENTO 1**

**Obtener el patrón de radiación de la antena de corneta.**

DIAGRAMA DE CONEXIONES



PROCEDIMIENTO

Plano Horizontal X-Y.

Colocar como antena transmisora la antena de corneta.

Colocar como antena receptora la corneta.

Colocarlas en línea de vista.

Encender el equipo hasta terminar de conectar las antenas.

Obtener de la fuente de poder un voltaje de salida **NO mayor a 9 Volts**

**NOTA: Recordar que debe medirse en la carátula del galvanómetro, y no en la perilla**

Localizar el ángulo en el cual existe mayor amplitud de recepción, a fin de calibrar el indicador de V.S.W.R. a 0 dB.

Utilizar las escalas más adecuadas en el indicador de V.S.W.R.

Ajustar con la perilla del fino a 0 dB, después **no** moverla.

Deslizar la antena receptora de 0° hasta + 90° y simultáneamente medir la atenuación correspondiente en el indicador de V.S.W.R.

Medir el ángulo correspondiente a cada disminución de 1 dB.

Anotar en la tabla siguiente las lecturas necesarias para trazar el patrón de radiación.

Deslizar la antena receptora de 0° hasta - 90° y simultáneamente medir la atenuación correspondiente en el indicador de V.S.W.R.

Medir el ángulo correspondiente a cada disminución de 1 dB.

Anotar en la tabla siguiente las lecturas necesarias para trazar el patrón de radiación.

Dibujar el patrón POLAR de radiación.

Escala radial : lineal, magnitud en [ dB ] ó en [ V ].

Escala angular : en [ ° ].

Dibujar el patrón LINEAL de radiación.

Escala horizontal : lineal, ángulo en [ ° ].

Escala vertical : lineal, magnitud en [ dB ].

Dibujar el patrón TRIDIMENSIONAL de radiación.

*IMPORTANTE: Las lecturas para la atenuación de - 3 dB debe obtenerse cuidadosamente, ya que nos indican en ancho de haz.*

Apagar el equipo.

Girar ambas antenas 90 °.

Realizar los mismos puntos anteriores para el PLANO VERTICAL Y-Z.

PLANO HORIZONTAL

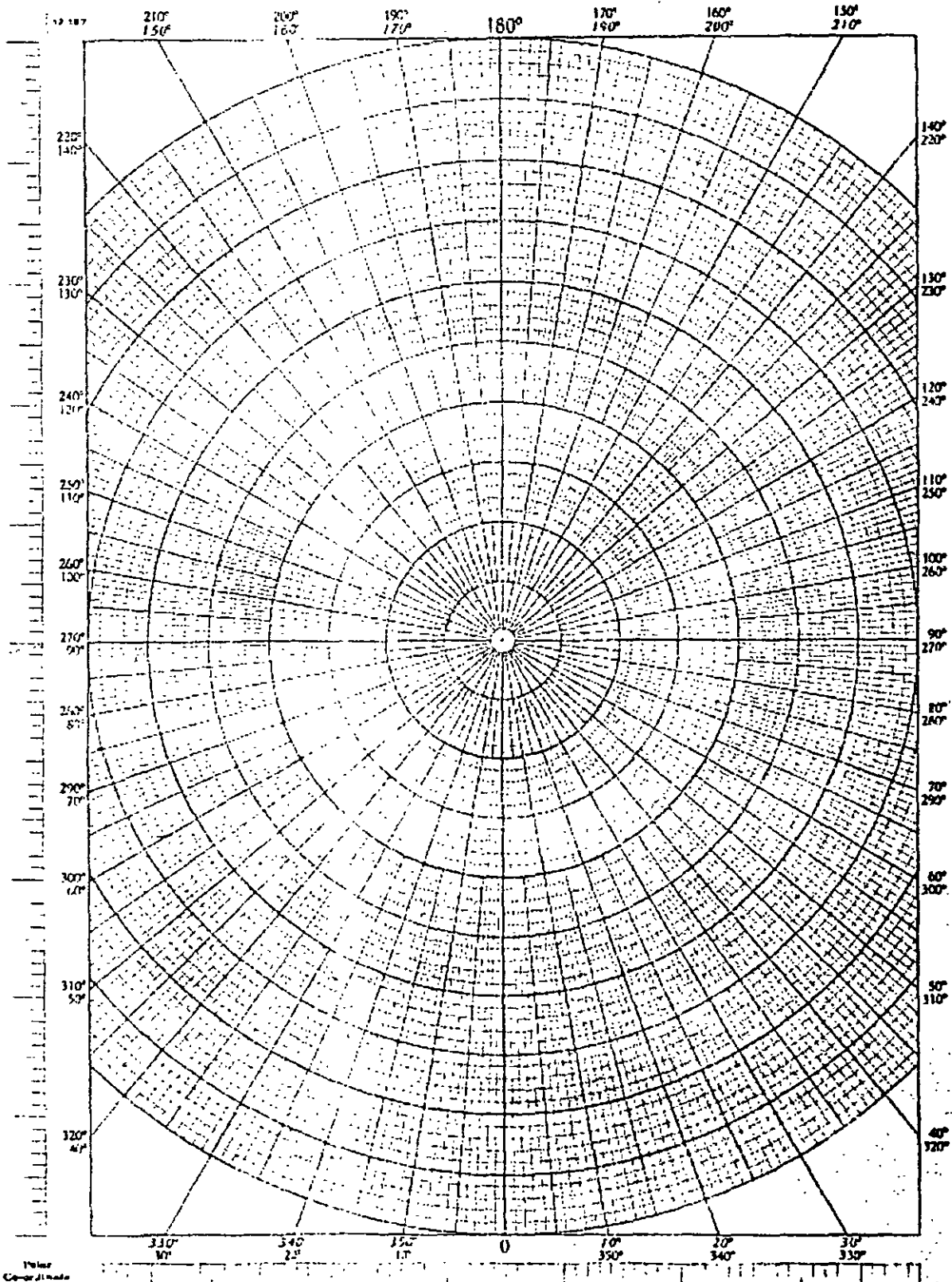
Ángulo $\phi$ [ ° ]	Atenuación [ dB ]
	0
	3

PLANO VERTICAL

Ángulo $\theta$ [ ° ]	Atenuación [ dB ]
	0
	- 3

Convertir las lecturas de decibeles a Volts **lectura<sub>dB</sub> = 20 log V**

FACULTAD DE INGENIERÍA - U.N.A.M.  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES  
LABORATORIO DE ANTENAS Y PROPAGACIÓN



PRACTICA # ANTENA DE CORNETA  
SECCIÓN EQUIPO BANDA X

página 4

ING. ROSARIO BARRAGÁN PAZ

ING. LETICIA C. ROJAS ANZALDO

CÁLCULOS

Obtener el ancho de haz a partir de los datos experimentales, para cada plano.

$\phi_{HP} =$  ancho de haz de potencia media (plano X-Y)

$\theta_{HP} =$  ancho de haz de potencia media (plano Y-Z)

Calcular la ganancia Directiva a partir de los anchos de haz

$$G_D = \frac{41000}{\theta_{HP} \phi_{HP}}$$

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

## NOTAS

## PRACTICA # ANTENAS DIELECTICAS

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir:

MATERIAL DIELECTICO  
MATERIAL CONDUCTOR

Investigar :

LOS DIFERENTES MATERIALES DIELECTRICOS.

### INTRODUCCIÓN

#### OBJETIVOS

- Entender la posibilidad de construir una antena con un material dieléctrico.
- Comparar los patrones de radiación, así como las ganancias de dos antenas.
- Conocer el funcionamiento del equipo en banda X con que dispone el laboratorio a fin de obtener las lecturas necesarias.

#### EXPERIMENTOS

- 1.- Obtener el patrón de radiación de la antena dieléctrica #1.
- 2.- Medir la ganancia de la antena dieléctrica #1 con respecto a la antena de cometa.
- 3.- Obtener el patrón de radiación de la antena dieléctrica #2.
- 4.- Medir la ganancia de la antena dieléctrica #2 con respecto a la antena de cometa.

#### EQUIPO

##### **EQUIPO MARCONI INSTRUMENTS**

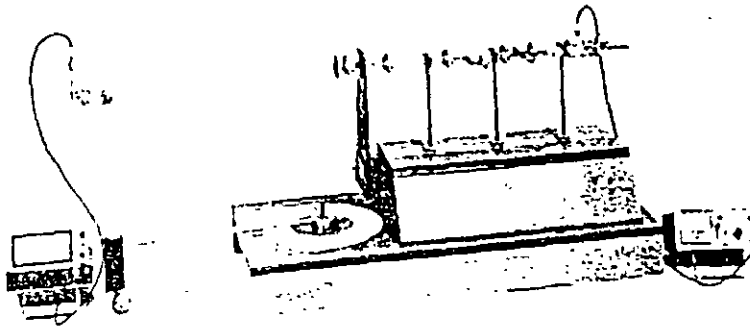
- 1 Banco de Prueba de antenas MODELO : 6452A/2.
- 1 Fuente de Poder MODELO : 6590.
- 1 Medidor de V.S.W.R. MODELO : 6593A.
- 1 Oscilador de Diodo Gunn.
- 1 Aislador.
- 1 Atenuador Variable.
- 1 Ondámetro.
- 2 Antenas dieléctricas.
- 1 Reflector parabólico.
- 1 Antena de Cometa.
- 1 Detector de Cristal

DESARROLLO

**EXPERIMENTO 1 y 3**

**Obtener el patrón de radiación para una antena dieléctrica**

DIAGRAMA DE CONEXIONES



PROCEDIMIENTO

Plano Horizontal X-Y.

Colocar como antena transmisora la dieléctrica.

Colocar como antena receptora la cometa.

Colocarlas en línea de vista.

Encender el equipo hasta terminar de conectar las antenas.

Obtener de la fuente de poder un voltaje de salida **NO mayor a 9 Volts**

**NOTA: Recordar que debe medirse en la carátula del galvanómetro, y no en la perilla**

Localizar el ángulo en el cual existe mayor amplitud de recepción, a fin de calibrar el indicador de V.S.W.R. a 0 dB.

Utilizar las escalas más adecuadas en el indicador de V.S.W.R.

Ajustar con la perilla del fino a 0 dB, después **no moverla**.

Deslizar la antena receptora de 0° hasta + 90° y simultáneamente medir la atenuación correspondiente en el indicador de V.S.W.R.

Medir el ángulo correspondiente a cada disminución de 1 dB.

Anotar en la tabla siguiente las lecturas necesarias para trazar el patrón de radiación.

Deslizar la antena receptora de 0° hasta - 90° y simultáneamente medir la atenuación correspondiente en el indicador de V.S.W.R.

Medir el ángulo correspondiente a cada disminución de 1 dB.

Anotar en la tabla siguiente las lecturas necesarias para trazar el patrón de radiación.

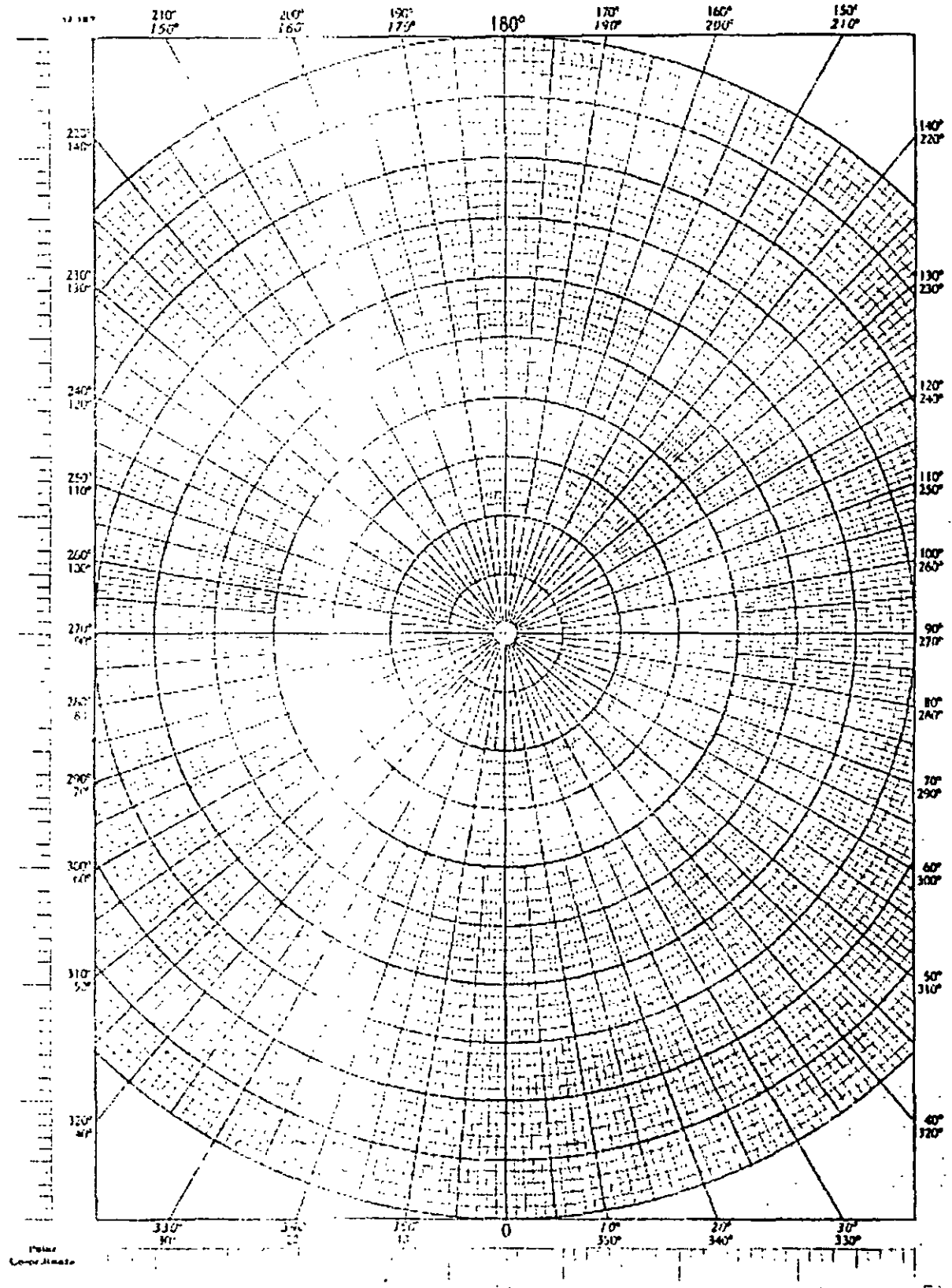
Dibujar el patrón POLAR de radiación.

Escala radial : lineal, magnitud en [ dB ] ó en [ V ].

Escala angular : en [ ° ].







PRACTICA # REFLECTOR PARABÓLICO - CORNETA  
SECCIÓN EQUIPO BANDA X



DESARROLLO

**EXPERIMENTO 2 y 4**  
 Medir la ganancia de una antena dieléctrica

DIAGRAMA DE CONEXIONES

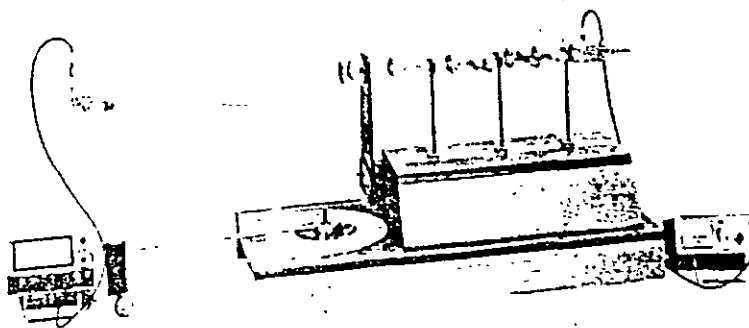


Diagrama 1 Antena de Prueba

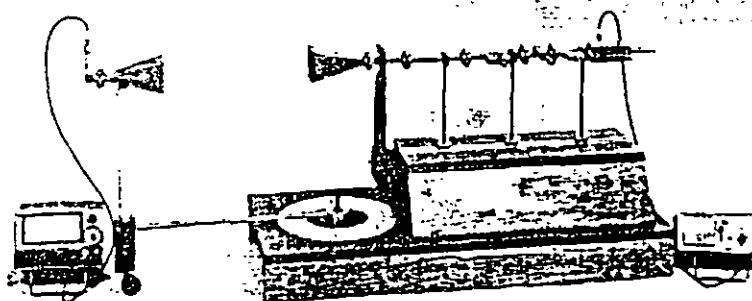


Diagrama 2 Antena Patrón

PROCEDIMIENTO

Según el diagrama 1 , Antena de Prueba.

Colocar la antena transmisora frente a la receptora (en línea de vista) a 0°

Medir la atenuación en ese punto máximo de radiación (lectura 1).

Apagar el equipo.

Cambiar la antena

Según el Diagrama 2 , Antena Patrón.

Colocar la antena transmisora frente a la receptora (en línea de vista) a 0°

Medir la atenuación en ese punto máximo de radiación (lectura 2).

Anotar los datos en la table siguiente :

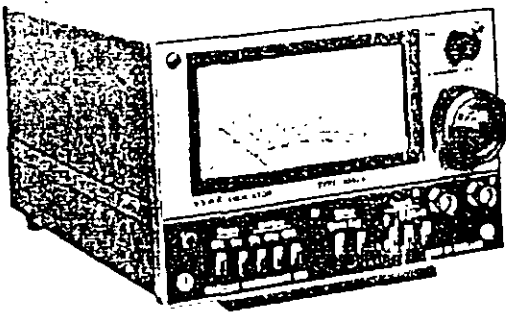
Antena	Atenuación [ dB ]	Ganancia [ dB ]
Prueba	lectura 1 =	G prueba
Patrón	lectura 2 =	17.2
	lectura 1 - lectura 2 =	

Calcular la ganancia de la antena de prueba conociendo la ganancia de la antena patrón, de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \text{Si lectura 1} > \text{lectura 2 entonces } G_{\text{prueba}} &= 17.2 + | \text{lectura 1} - \text{lectura 2} | \\ \text{Si lectura 1} < \text{lectura 2 entonces } G_{\text{prueba}} &= 17.2 - | \text{lectura 1} - \text{lectura 2} | \end{aligned}$$

De la práctica anterior se conoce la ganancia de la antena de corneta :  
a frecuencia de diseño de 9.375 GHz su ganancia de 17.2 dB.

Para este experimento es importante que la única variable sea la antena, es decir, la distancia entre transmisora y receptora debe ser la misma, así como la amplitud de la fuente de poder que alimenta al oscilador, además ambas antenas deben tener la misma polarización.



**NOTA :** La máxima atenuación que podemos medir con el indicador del V.S.W.R. es de - 90 dB.

Anotar al final de esta sección la ganancia correspondiente para esta antena a fin de compararla con las demás.

### CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

## NOTAS

## PRACTICA # REFLECTOR PARABÓLICO ALIMENTADO POR UNA ANTENA DIPOLO

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir:

REFLEXION  
REFLECTORES

Investigar:

LOS DIFERENTES TIPOS DE REFLECTORES.

### INTRODUCCIÓN

#### OBJETIVOS

- Observar la función del reflector parabólico.
- Entender los cambios que sufren los patrones de radiación de una antena al colocar un reflector.
- Conocer el funcionamiento del equipo en banda X con que dispone el laboratorio a fin de obtener las lecturas necesarias.

#### EXPERIMENTOS

- 1.- Obtener el patrón de radiación del reflector parabólico.
- 2.- Medir la ganancia del dipolo con reflector parabólico.

#### EQUIPO

##### **EQUIPO MARCONI INSTRUMENTS**

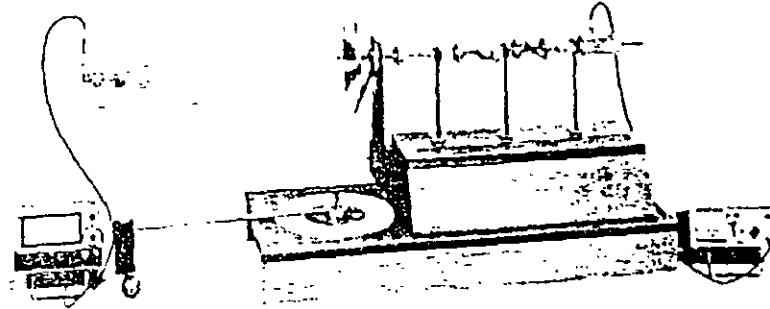
- 1 Banco de Pueba de antenas MODELO : 6452A/2.
- 1 Fuente de Poder MODELO : 6590.
- 1 Medidor de V.S.W.R. MODELO : 6593A.
- 1 Oscilador de Diodo Gunn.
- 1 Aislador.
- 1 Atenuador Variable.
- 1 Ondámetro.
- 1 Dipolo para microondas
- 1 Reilector parabólico.
- 1 Antena de Cometa.
- 1 Detector de Cristal

DESARROLLO

**EXPERIMENTO 1**

**Obtener el patrón de radiación del reflector parabólico alimentado por un dipolo**

DIAGRAMA DE CONEXIONES



PROCEDIMIENTO

Plano Horizontal X-Y.

Colocar como antena transmisora el reflector parabólico alimentado por el dipolo.  
Colocar como antena receptora la corneta.  
Colocarlas en línea de vista.

Encender el equipo hasta terminar de conectar las antenas.

Obtener de la fuente de poder un voltaje de salida **NO mayor a 9 Volts**

**NOTA: Recordar que debe medirse en la carátula del galvanómetro, y no en la perilla**

Localizar el ángulo en el cual existe mayor amplitud de recepción, a fin de calibrar el indicador de V.S.W.R. a 0 dB.

Utilizar las escalas más adecuadas en el indicador de V.S.W.R.

Ajustar con la perilla del fino a 0 dB, después **no** moverla.

Deslizar la antena receptora de 0° hasta + 90° y simultáneamente medir la atenuación correspondiente en el indicador de V.S.W.R.

Medir el ángulo correspondiente a cada disminución de 1 dB.

Anotar en la tabla siguiente las lecturas necesarias para trazar el patrón de radiación.

Deslizar la antena receptora de 0° hasta - 90° y simultáneamente medir la atenuación correspondiente en el indicador de V.S.W.R.

Medir el ángulo correspondiente a cada disminución de 1 dB.

Anotar en la tabla siguiente las lecturas necesarias para trazar el patrón de radiación.

Dibujar el patrón POLAR de radiación.

Escala radial : lineal, magnitud en [ dB ] ó en [ V ].

Escala angular : en [ ° ].

Dibujar el patrón LINEAL de radiación.

Escala horizontal : lineal, ángulo en [ ° ].

Escala vertical : lineal, magnitud en [ dB ].

Dibujar el patrón TRIDIMENSIONAL de radiación.

*IMPORTANTE: Las lecturas para la atenuación de - 3 dB debe obtenerse cuidadosamente, ya que nos indican en ancho de haz.*

Apagar el equipo.

Girar ambas antenas 90 °.

Realizar los mismos puntos anteriores para el PLANO VERTICAL Y-Z.

PLANO HORIZONTAL

Ángulo $\phi$ [ ° ]	Atenuación [ dB ]
	0
	-3

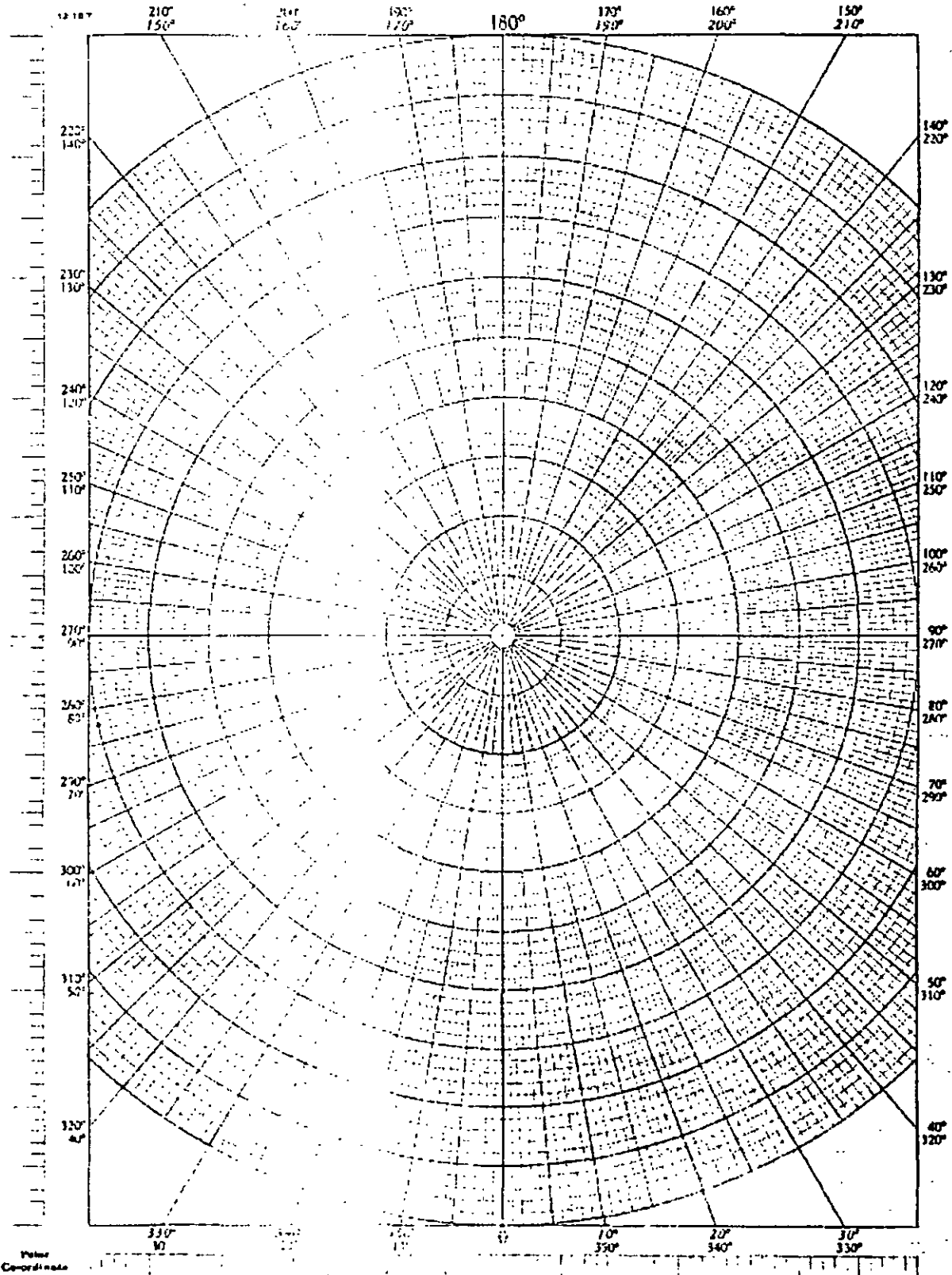
PLANO VERTICAL

Ángulo $\theta$ [ ° ]	Atenuación [ dB ]
	0
	-3

Convertir las lecturas de decibeles a Volts **lectura<sub>dB</sub> = 20 log V**



FACULTAD DE INGENIERÍA - U.N.A.M.  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES  
LABORATORIO DE ANTENAS Y PROPAGACIÓN



PRACTICA # REFLECTOR PARABÓLICO - DIPOLO  
SECCIÓN EQUIPO BANDA X  
página 18

---

## CÁLCULOS

Obtener el ancho de haz a partir de los datos experimentales, para cada plano.

$\phi_{HP} =$  ancho de haz de potencia media (plano X-Y)

$\theta_{HP} =$  ancho de haz de potencia media (plano Y-Z)

Calcular la ganancia Directiva a partir de los anchos de haz

$$G_D = \frac{41000}{\theta_{HP} \phi_{HP}}$$

## CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

DESARROLLO

**EXPERIMENTO 2**

**Medir la ganancia del reflector parabólico alimentado por un dipolo**

DIAGRAMA DE CONEXIONES

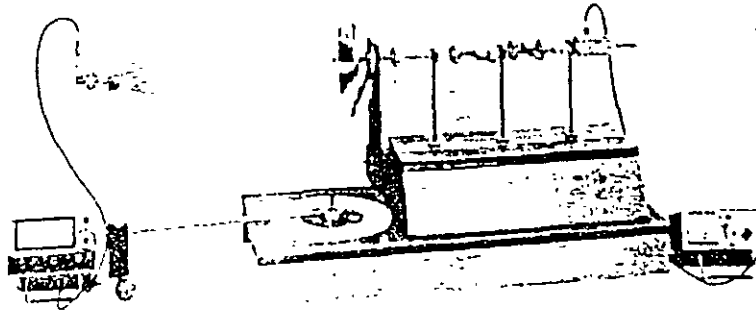


Diagrama 1 Antena de Prueba

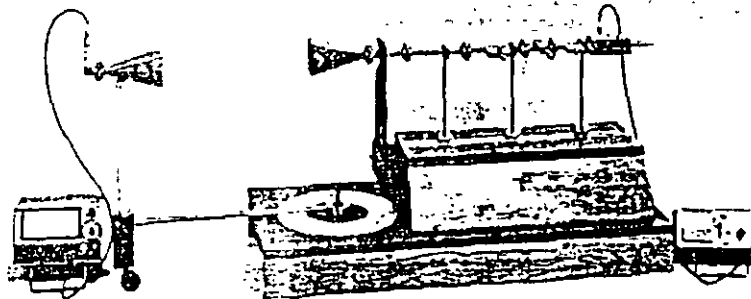


Diagrama 2 Antena Patrón

**PROCEDIMIENTO**

Según el diagrama 1 , Antena de Prueba.

Colocar la antena transmisora frente a la receptora (en línea de vista).

Medir la atenuación en ese punto máximo de radiación (lectura 1).

Apagar el equipo.

Cambiar la antena

Según el Diagrama 2 , Antena Patrón

Colocar la antena transmisora frente a la receptora (en línea de vista) a 0°

Medir la atenuación en ese punto máximo de radiación (lectura 2).

Anotar los datos en la table siguiente :

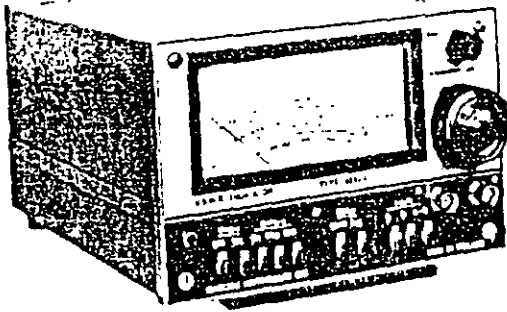
Antena	Atenuación [ dB ]	Ganancia [ dB ]
Prueba	lectura 1 =	G prueba
Patrón	lectura 2 =	17.2
	lectura 1 - lectura 2 =	

Calcular la ganancia de la antena de prueba conociendo la ganancia de la antena patrón, de la siguiente manera:

Si lectura 1 > lectura 2 entonces  $G_{\text{prueba}} = 17.2 + | \text{lectura 1} - \text{lectura 2} |$   
 Si lectura 1 < lectura 2 entonces  $G_{\text{prueba}} = 17.2 - | \text{lectura 1} - \text{lectura 2} |$

De la práctica anterior se conoce la ganancia de la antena de corneta :  
 a frecuencia de diseño de 9.375 GHz su ganancia de 17.2 dB.

Para este experimento es importante que la única variable sea la antena, es decir, la distancia entre transmisora y receptora debe ser la misma, así como la amplitud de la fuente de poder que alimenta al oscilador, además ambas antenas deben tener la misma polarización.



**NOTA :** La máxima atenuación que podemos medir con el indicador del V.S.W.R. es de - 90 dB.

Anotar al final de esta sección la ganancia correspondiente para esta antena a fin de compararla con las demás.

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

## NOTAS

## PRACTICA # REFLECTOR PARABÓLICO ALIMENTADO POR UNA ANTENA DE CORNETA

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir:

REFLECTOR PARABOLICO  
REFLECTOR HIPERBOLICO

Investigar :

LOS DIFERENTES ARREGLOS DE REFLECTORES.

### INTRODUCCIÓN

#### OBJETIVOS

- Observar la función del reflector parabólico.
- Entender los cambios que sufren los patrones de radiación de una antena al colocar un reflector.
- Conocer el funcionamiento del equipo en banda X con que dispone el laboratorio a fin de obtener las lecturas necesarias.

#### EXPERIMENTOS

- 1.- Obtener el patrón de radiación del reflector parabólico.
- 2.- Medir la ganancia del dipolo con reflector parabólico.

#### EQUIPO

##### **EQUIPO MARCONI INSTRUMENTS**

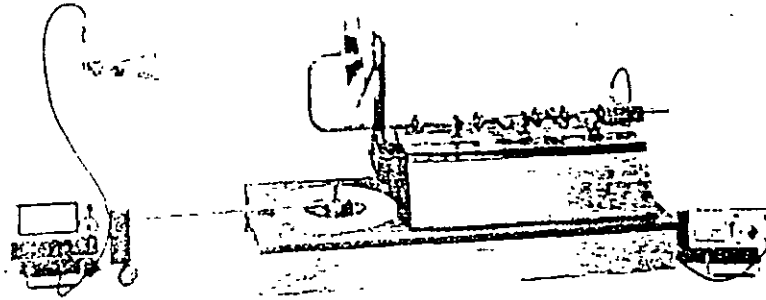
- 1 Banco de Pueba de antenas MODELO : 6452A/2.
- 1 Fuente de Poder MODELO : 6590
- 1 Medidor de V.S.W.R. MODELO : 6593A.
- 1 Oscilador de Diodo Gunn.
- 1 Aislador.
- 1 Atenuador Variable.
- 1 Ondámetro.
- 1.Corneta con guía de ondas.
- 1 Reflector parabólico.
- 1 Antena de Corneta.
- 1 Detector de Cristal

DESARROLLO

## EXPERIMENTO 1

Obtener el patrón de radiación del reflector parabólico alimentado por una corneta

### DIAGRAMA DE CONEXIONES



### PROCEDIMIENTO

#### Plano Horizontal X-Y

Colocar como antena transmisora el reflector parabólico alimentado por una antena de corneta.

Colocar como antena receptora la corneta.

Colocarlas en línea de vista.

Encender el equipo hasta terminar de conectar las antenas.

Obtener de la fuente de poder un voltaje de salida **NO mayor a 9 Volts**

**NOTA: Recordar que debe medirse en la carátula del galvanómetro, y no en la perilla**

Localizar el ángulo en el cual existe mayor amplitud de recepción, a fin de calibrar el indicador de V.S.W.R. a 0 dB.

Utilizar las escalas más adecuadas en el indicador de V.S.W.R.

Ajustar con la perilla del fino a 0 dB, después **no** moverla.

Deslizar la antena receptora de 0° hasta + 90° y simultáneamente medir la atenuación correspondiente en el indicador de V.S.W.R.

Medir el ángulo correspondiente a cada disminución de 1 dB.

Anotar en la tabla siguiente las lecturas necesarias para trazar el patrón de radiación.

Deslizar la antena receptora de 0° hasta - 90° y simultáneamente medir la atenuación correspondiente en el indicador de V.S.W.R.

Medir el ángulo correspondiente a cada disminución de 1 dB.

Anotar en la tabla siguiente las lecturas necesarias para trazar el patrón de radiación.

Dibujar el patrón POLAR de radiación.

Escala radial : lineal, magnitud en [ dB ] ó en [ V ].

Escala angular : en [ ° ].

FACULTAD DE INGENIERÍA - U.N.A.M.  
 DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES  
 LABORATORIO DE ANTENAS Y PROPAGACIÓN

Dibujar el patrón LINEAL de radiación.

Escala horizontal : lineal, ángulo en [ ° ].

Escala vertical : lineal, magnitud en [ dB ].

Dibujar el patrón TRIDIMENSIONAL de radiación.

*IMPORTANTE: Las lecturas para la atenuación de - 3 dB debe obtenerse cuidadosamente, ya que nos indican en ancho de haz.*

Apagar el equipo.

Girar ambas antenas 90 °.

Realizar los mismos puntos anteriores para el PLANO VERTICAL Y-Z.

PLANO HORIZONTAL

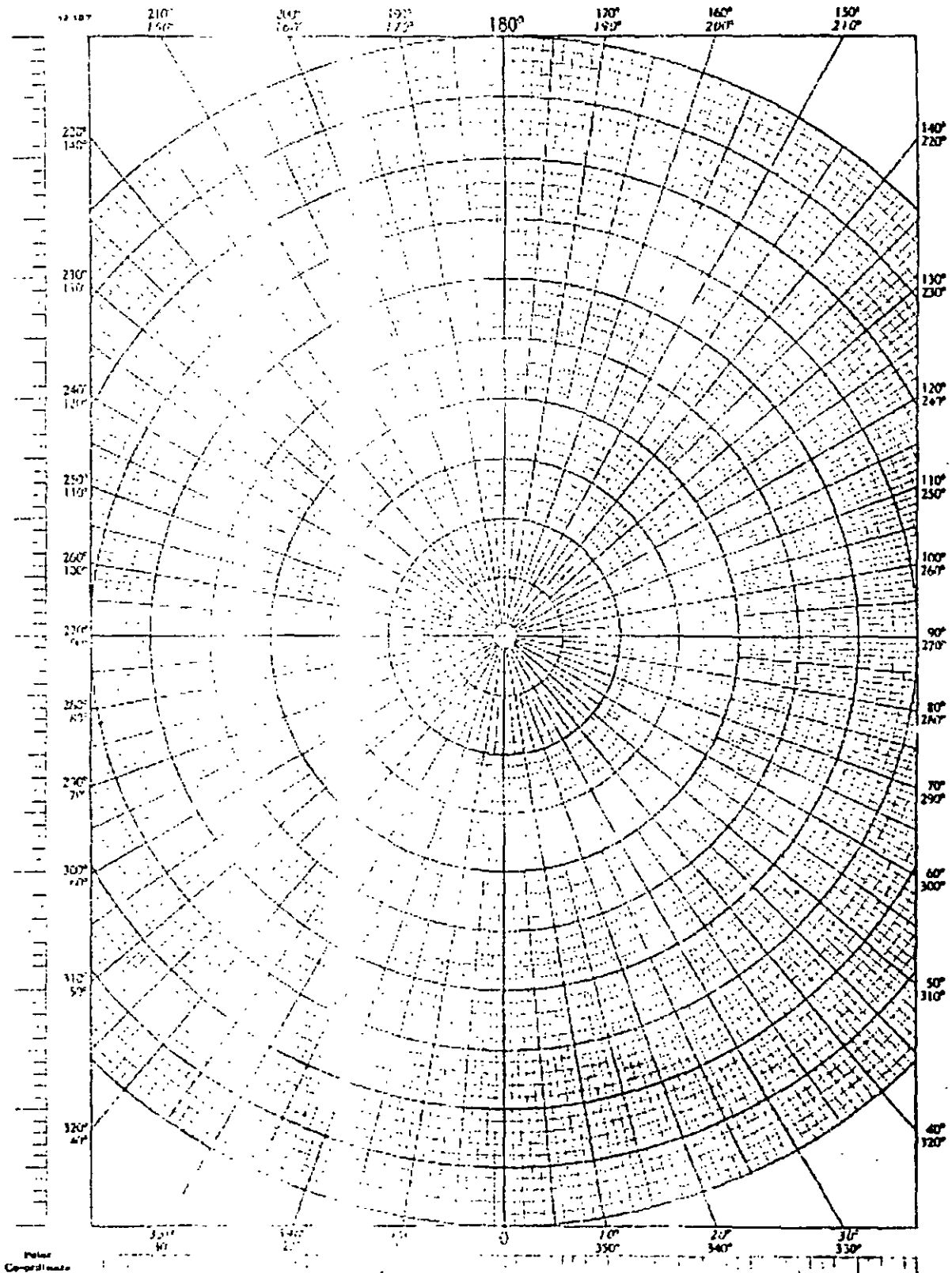
Ángulo $\phi$ [ ° ]	Atenuación [ dB ]
	0
	- 3

PLANO VERTICAL

Ángulo $\theta$ [ ° ]	Atenuación [ dB ]
	0
	- 3

Convertir las lecturas de decibeles a Volts **lectura<sub>dB</sub> = 20 log V**





### CÁLCULOS

Obtener el ancho de haz a partir de los datos experimentales, para cada plano.

$\phi_{HP} =$  ancho de haz de potencia media (plano X-Y)

$\theta_{HP} =$  ancho de haz de potencia media (plano Y-Z)

Calcular la ganancia Directiva a partir de los anchos de haz

$$G_D = \frac{41000}{\theta_{HP} \phi_{HP}}$$

### CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

DESARROLLO

**EXPERIMENTO 2**

Medir la ganancia del reflector parabólico alimentado por una corneta

DIAGRAMA DE CONEXIONES

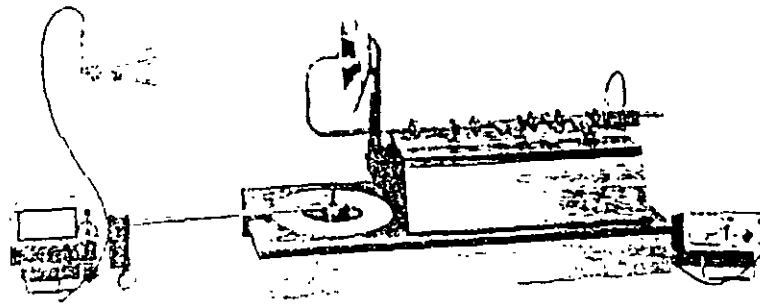


Diagrama 1 Antena de Prueba

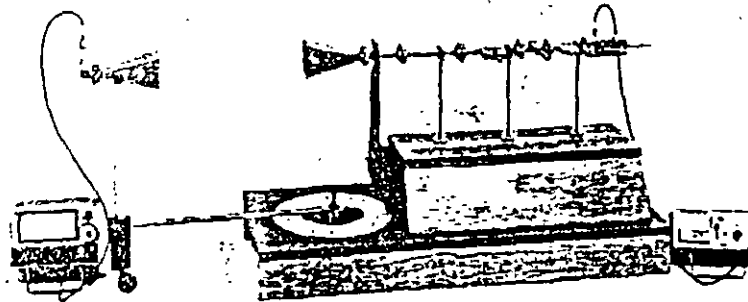


Diagrama 2 Antena Patrón

PROCEDIMIENTO

Según el diagrama 1 , Antena de Prueba.

Colocar la antena transmisora frente a la receptora (en línea de vista).

Medir la atenuación en ese punto máximo de radiación (lectura 1).

Apagar el equipo.

Cambiar la antena

Según el Diagrama 2 , Antena Patrón.

Colocar la antena transmisora frente a la receptora (en línea de vista) a 0°

Medir la atenuación en ese punto máximo de radiación (lectura 2).

Anotar los datos en la table siguiente :

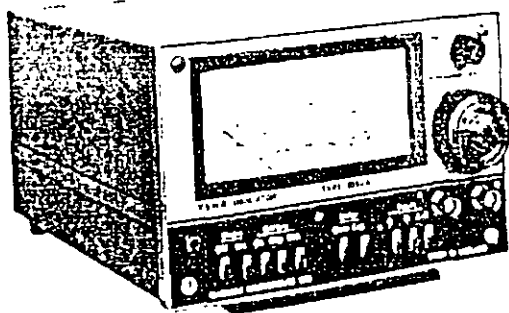
Antena	Atenuación [ dB ]	Ganancia [ dB ]
Prueba	lectura 1 =	G prueba
Patrón	lectura 2 =	17.2
	lectura 1 - lectura 2 =	

Calcular la ganancia de la antena de prueba conociendo la ganancia de la antena patrón, de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \text{Si lectura 1} > \text{lectura 2 entonces } G_{\text{prueba}} &= 17.2 + | \text{lectura 1} - \text{lectura 2} | \\ \text{Si lectura 1} < \text{lectura 2 entonces } G_{\text{prueba}} &= 17.2 - | \text{lectura 1} - \text{lectura 2} | \end{aligned}$$

De la práctica anterior se conoce la ganancia de la antena de corneta :  
a frecuencia de diseño de 9.375 GHz su ganancia de 17.2 dB.

Para este experimento es importante que la única variable sea la antena, es decir, la distancia entre transmisora y receptora debe ser la misma, así como la amplitud de la fuente de poder que alimenta al oscilador, además ambas antenas deben tener la misma polarización.



**NOTA :** La máxima atenuación que podemos medir con el indicador del V.S.W.R. es de - 90 dB.

Anotar al final de esta sección la ganancia correspondiente para esta antena a fin de compararla con las demás.

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

## NOTAS

# ***ANTENAS PARA LA BANDA $Ka$***

**PRACTICA #**  
**EQUIPO BANDA Ka**

## **INVESTIGACIÓN DE LAS ANTENAS RANURADAS**

### **INTRODUCCIÓN TEÓRICA**

La antena ranurada se representa en una ranura estrecha ( $d \ll \lambda$ ) que esta cortada en un plano conductor (Fig 1.1). Esta posibilidad de hacer los antenas ranuras en un plano con superficie metálica es muy cómoda para usarlas en los objetos como aviones, cohetes y otros

En el proceso de calculo los parámetros de la antena ranurada en las superficies curvas se cambian por las superficies planas que tocan tangencialmente a las superficies curvas en el lugar donde la antena esta colocada.

Las dimensiones lineales deben de ser mayor que la longitud de onda. Para el calculo del patrón de la antena ranurada esta puede representarse como un vibrador magnético simétrico en el cual la corriente magnética fluye (Fig.1,2). Cuando  $2a \ll \lambda$ .

La distribución de la corriente electrica a lo longitud del dipolo es senoidal:

$$I''' = I_0 \text{sen}(\beta l) \quad (1.1)$$

donde :

$\beta = 2\pi / \lambda$  es el coeficiente de fase,

$\lambda$  la longitud de onda

El patrón de radiaciones de un vibrador magnético simétrico en el campo lejano es igual del patrón de radiación del dipolo eléctrico:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{\cos(\beta l \cos \theta) - \cos(\beta l)}{\text{sen } \theta} \quad (1.2)$$

El campo eléctrico en el campo lejano es encontrado por el uso del principio de dualidad intercambiando componentes eléctricas y magnéticas para los campos electromagnéticos del vibrador eléctrico simétrico

$$\begin{aligned}
 H_{\theta} &= j \frac{I^m}{2\pi Z_m} F(\theta, \varphi) \frac{\exp(-j\beta r)}{r}, \\
 E_{\phi} &= -H_{\theta} Z_m.
 \end{aligned}
 \tag{1.3}$$

donde

$Z_m = 120\pi \sqrt{\mu/\epsilon}$  es la impedancia característica del medio,  
 $\epsilon$  es el constante dieléctrica del medio,  
 $\mu$  es el permeabilidad magnética del medio.

El conductancia de radiación del dipolo magnético es :

$$G_m^r = R_{\Sigma}^e / Z_m^2.$$

donde

$$R_{\Sigma}^e = \frac{Z_m}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{[\cos(\beta l \cos\theta) - \cos(\beta l)]^2}{\sin\theta} \sin\theta \, d\theta \quad \text{es la resistencia de radiación del dipolo eléctrico.}$$

El conductancia de entrada del dipolo magnético es :

$$G_{\text{entr}}^m = Z_{\text{entr}}^e / Z_m^2.$$

donde  $Z_{\text{entr}}^e$  es la impedancia de entrada del dipolo eléctrico.

El factor de directividad en el plano normal del dipolo magnético se determina por la formula siguiente:

$$D = Z_m (1 - \cos(\beta l))^2 / (\pi R_{\Sigma}^e) \tag{1.4}$$

Es útil poner atención sobre tres tamaños(longitudes) de la antena para el factor de directividad



$2l = \lambda / 2, D = 1.64$  para el dipolo de media longitud de onda;

$2l = \lambda, D = 2.41$  para el dipolo de una longitud de onda;

$2l = 1.23\lambda, D = 3.36$  para el dipolo mayor de una longitud de onda.

En caso de excitación en un solo lado de la ranura sobre un plano infinito la admitancia de entrada, la conductancia de radiación y el factor de directividad se duplican.

Para el dipolo de media onda  $2l = \lambda / 2, l = \lambda / 4$  el patrón de radiación tiene el forma

$$F(\theta, \varphi) = \cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right) / \sin\theta \quad (1.5)$$

no depende de  $\varphi$

En la Fig 1.3 se muestra el patrón de radiación para el dipolo de media longitud de onda en el espacio libre. Se puede ver que por el eje de dipolo(z) la radiación no existe y la máxima radiación se encuentra en el plano normal al eje del dipolo.

En caso de colocar las antenas ranuradas de tamaños definidos en el plano conductor, la difracción del campo electromagnético sobre la frontera de plano conductor influye en el patrón de radiación de la antena

En el plano del vector  $H$  - ( el plano de ranura) la radiación a lo largo de la ranura es igual cero y por eso la difracción en la frontera del plano no influye mucho en el patrón de radiación de la antena.

En caso de radiación frontal en el semiplano frontal, coincide con el patrón de radiación para la ranura en el plano infinito. En el semiplano posterior hay un pequeño lóbulo.

En el plano del vector  $E$  - ( en el plano normal al plano y al eje de la ranura ) hay una difracción en la frontera del plano que influye determinantemente en el patrón de radiación (esto depende del tamaño de plano) el resultado de la interferencia de las ondas radiadas por la ranura y por la difracción en la frontera del plano conductor, es que la cantidad de máximos y mínimos de radiación que aparecen patrón de radiación aumentan en forma directamente proporcional tamaño del plano definido.

El plano conductor definido esta delimitado por el diámetro de la ranura circular, el cual debe ser tener como mínimo una longitud de onda.

970727/CY

## 2 DESCRIPCIÓN DE LAS ANTENAS RANURADAS

En la Figura 1.4 se representa la antena ranurada, formada por una ranura estrecha de media onda cortada en la pestaña circular. Se excita por la guía de onda circular posterior la cual se conecta con la guía de onda rectangular por medio de un acoplador. A través de la guía de onda rectangular la antena se conecta con el detector y después al analizador escalar de redes.

En la pestaña conductora también hay una ranura de forma circular, la cual tiene una profundidad igual  $\lambda/4$  y se cuenta con tres antenas de diferente diámetro ( 8 , 12 , 16 mm )

Esta ranura circular sirve para cortar las corrientes de microondas y limitar el tamaño del plano conductor, el cual esta limitado por una ranura circular que tiene una profundidad de  $\lambda/4$  y el grosor debe ser mayor a  $\lambda/2$ . La ranura irradiada debe corresponder con las dimensiones de la guía de onda rectangular.

La antena trabaja en la longitud de onda de 8 mm ( 36.6 GHz ).

970727/Cy

### 3 DESARROLLO DE LA PRACTICA

- 3.1. Hacer un estudio completo para investigar los parámetros de las antenas
- 3.2. Ajustar el equipo para medir la razón de onda estacionaria de las antenas.  
Encender el generador.
- 3.3. Medir la razón de onda estacionaria de las antenas de ranura en el rango de frecuencia y determinar la banda de frecuencia donde las antenas tienen buen acoplamiento.  
Apagar el generador  
Elegir la antena que radia.
- 3.4. Ajustar el equipo para medir el patrón de radiación y la ganancia de las antenas
- 3.5. Elegir la frecuencia de trabajo en el límite de la banda acoplada (36.6 GHz)
- 3.6. Determinar la distancia del campo lejano para la antena investigada y la antena que radia.
- 3.7. Fijar la antena de ranura a la guía de onda del detector en el sistema giratorio.  
**ATENCIÓN** : las guías de onda deben coincidir en sus dimensiones internas.  
Encender el generador
- 3.8. Medir el patrón de radiación de la antena en su plano H.  
Apagar el generador.
- 3.9. Dar vuelta la antena ranura con la cámara de detector a  $\pi/2$  y fijarla. Dar vuelta a la antena que radia a  $\pi/2$  y fijarla con la guía de onda torsionada.  
Medir el patrón de radiación de la antena en su plano E.  
Apagar el generador
- 3.10. Repetir los puntos 3.6, 3.7, 3.8 y 3.9 para cada una de las antenas de ranura
- 3.11. Por los patrones de radiación determinar los anchos de los haces de las antenas ranura ( nivel -3 dB de su máximo), y el nivel relativo de la radiación de los lóbulos secundarios.
- 3.12. Comparar los resultados experimentales y teóricos y explicar los resultados obtenidos.

970727/CY

**PRACTICA**

**PARA BANDA Ka**

## **INVESTIGACIÓN DE LAS ANTENAS DE APERTURA.**

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir:

Investigar:

### **INTRODUCCIÓN TEÓRICA**

Las antenas de apertura, se refieren a las que tienen correspondencia con el principio de equivalencia. Se puede determinar la superficie  $S$  que forma la radiación direccional. Se extienden más las antenas reflector (particularmente los reflectores parabólicos) también las antenas de corneta y de lentes.

El factor de directividad de la antena de apertura relaciona con la superficie de apertura  $S$  y con la longitud de onda  $\lambda$  por medio de la ecuación general:

$$D = \frac{4\pi S}{\lambda^2} FUS \quad (3.1)$$

donde:

$FUS$  es el factor de uso de la superficie,

siendo:

$$FUS \leq 1$$

el cual depende del tipo de distribución de amplitudes, fases y otros factores.

El ancho de haz (nivel de radiación es igual a menos 3 dB de su máxima) de las antenas de apertura en la superficie normal a la superficie de la apertura es inversamente proporcional al tamaño lineal de la dimensión  $L$  de la corneta en esta superficie (Fig. 3.1.):

$$\Delta\theta = 51^\circ \frac{\lambda}{L} KER \quad (3.2)$$

donde :

$KER$  es el factor de aumento del ancho de haz

siendo :

$KER \geq 1$  el cual depende de la forma de la apertura y el tipo de distribución de la magnitud de la amplitud y fase.

En caso de *distribución homogénea* (Fig. 3.2) el patrón de radiación del radiador lineal (Fig. 3.3) se puede presentar por medio de :

$$F(\theta, \varphi) = \frac{\text{sen } \Psi}{\Psi} \quad (3.3)$$

donde

$\Psi = 0.5 k L (\cos\theta - \xi)$  es la variable angular generalizada;

$k = 2\pi/\lambda$  es el número de onda;

$\xi = c/v$  es el factor de retardo, el cual se caracteriza por medio de la velocidad de fase de la onda excitada ( $v$ ).

Ésta función tiene un lóbulo mayor con el ancho del haz por el nivel de 0.707 del máximo (-3dB) igual a  $\Delta\Psi = 2.78$  y la amplitud de los lóbulos laterales disminuye.

En caso de *excitación con la fase homogénea*  $\xi = 0$ , ya que longitud de onda y velocidad de fase infinitas y  $\Psi = 0.5 kL \cos\theta$  existe un régimen de excitación transversal. Para éste régimen de excitación el ancho de haz de la antena se determina por la cantidad de  $\Delta\Psi$  en el nivel igual a 0.707 del máximo y para  $\theta = 90^\circ$  se determina por la formula:

$$\Delta\theta = 51^\circ \frac{\lambda}{L}, \quad (3.4)$$

donde :

$$KER = 1$$

La distribución homogénea da la  $FUS = 1$  y el factor de directividad se puede determinar por la fórmula:

$$D = \frac{4\pi S}{\lambda^2}. \quad (3.5)$$

donde :

$S$  es la área de la apertura.

El nivel de los lóbulos secundarios cercanos son iguales a -13.2 dB.

En caso de distribución de amplitud a! borde de la superficie de la antena esta dada por la ley :

$$I(z) = 1 + \Delta \cos \frac{2\pi z}{L}; \quad z \leq \frac{L}{2}. \quad (3.6)$$

el nivel de los lóbulos laterales disminuyen hasta una magnitud

$$NLS \approx -(13 + 13\Delta + 22\Delta^2) \quad [dB] \quad (3.7)$$

En éste caso el ancho del haz se determina aproximadamente por la fórmula

$$\Delta\theta \approx 51^\circ \frac{L}{\lambda} (1 + 0.636\Delta^2) \quad (3.8)$$

es decir que  $KER = 1 + 0.636\Delta^2$ . La transición de distribución de amplitudes disminuidas por el borde de la apertura el  $FUS$  disminuye hasta una cantidad  $FUS = \frac{1}{(1 + 0.5\Delta^2)}$  y el factor de directividad se determina por la fórmula:

$$D = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \cdot \frac{1}{1 + 0.5\Delta^2} \quad (3.9)$$



En la práctica se usan también otras formas de distribución de amplitudes las que disminuyen en los bordes de la superficie de la apertura.

Veamos la influencia de las distorsiones de fase en el patrón de radiación de estas antenas. Las distorsiones de fase con frecuencia se pueden producir por antenas fabricadas con mala precisión en sus dimensiones, estos problemas se estudian en la " Teoría estadística de las antenas".

La distribución de las distorsiones fasicas determinada de excitación  $I(z)$  por la longitud  $L$  de la antena

$$I(z) = |I(z)| \exp(j F(z) - \xi k z) \quad (3.10)$$

donde :

$I(z)$  es la excitación

$F(z)$  es la distribución fasica

y se puede presentar en la forma polinomial

$$F(z) = F_1 \left( \frac{2z}{L} \right) + F_2 \left( \frac{2z}{L} \right)^2 + F_3 \left( \frac{2z}{L} \right)^3 \quad (3.11)$$

Las distorsiones lineales de la distribución del fase  $F_1$  cambian la cantidad del factor de retardo

$\xi_{req}$  que pone en inclinación el haz en el espacio por ángulo

$$\delta\theta = \Delta\theta (-F_1 / 2.78) \quad [Rad] \quad (3.12)$$

Las distorsiones cuadráticas de la distribución de fase  $F_2$  aumentan el ancho del haz del lóbulo mayor y aumentan los niveles de los mínimos en el patrón de radiación.

En la Fig. 3.4 se presentan las curvas de distorsión de la forma del patrón por los errores fasicos cuadraticos distribuidos de amplitud diferentes, por cambios de relación  $f/d.$ , este tipo de errores de fase se encuentra frecuentemente en las antenas de corneta cortas y antenas parabólicas reflector parabólicos en caso de desplazamiento del alimentador afuera del foco de paraboloides ( defoco)

Las distorsiones fasicas cuadráticas  $F_3$ , se encuentra frecuentemente en las antenas parabólicas en caso de desplazamiento del alimentador al lado del foco del paraboloide que inclina el haz y distorsiona del patrón de radiación.

Las distorsiones fasicas cuadráticas y cúbicas disminuyen el factor de directividad lo que significa que disminuyen el  $FUS$ .

El evaluación del  $FUS$  para las distorsiones fasica cuadráticas ( el defoco) y cúbicos (coma) se puede hacer por las curvas de la Fig. 3.5, aquí  $F_2$  y  $F_3$  son los errores fasicos cuadraticos y cubicas máxima en el final de la antena.

## 2. DESCRIPCIÓN DE LAS ANTENAS APERTURAS

La antena corneta (Fig. 3.6) se presenta la corneta piramidal que tiene el sección rectangular con aumento en las dimensiones de guía de onda de  $a$  y  $b$  hasta  $a_p$  y  $b_p$ . Dentro de cavidad la onda  $H_{10}$  se transforma a la onda esférica, la velocidad de fase cual se acerca al velocidad de luz cuando la onda se acerca al superficie de la apertura de la corneta.

Dentro de apertura de la corneta se conserva la estructura de onda electromagnética, Precisamente hay el distribución homogénea por dirección del vector  $\vec{E}$  y hay distribución cosenoidal por dirección del vector  $\vec{H}$ .

La distribución del fase en la apertura se obedece a la ley cuadratica. Si aumentar los dimensiones de la apertura  $a_p$  y  $b_p$  cuando la longitud de antena  $l$  es constante, el factor de directividad se aumenta primero conforme aumenta la longitud eléctrica de la apertura y después disminuye debido de los errores fasicos.

El máximo factor de directividad se recibe cuando los errores fasico en la frontera de la apertura son iguales a  $F_2 = 135^\circ$  en la dirección del vector  $\vec{H}$  y  $F_3 = 90^\circ$  en la dirección del vector  $\vec{E}$ , Esta antena corneta se llama corneta optima.

En la Fig. 3.6 se dan las dimensiones de una antena piramidal para longitud de onda  $\lambda = 8 \text{ mm}$ .

Las dimensiones y características de la corneta piramidal se puede determinar aproximadamente por las fórmulas :

$$a_p = \sqrt{3\lambda l} \quad b_p = \sqrt{2\lambda l}$$

$$FUS \approx 0.52$$

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

$$FUS \approx 16 \frac{l}{\lambda}$$

$$D(\text{dB}) \approx (12 + 10 \lg \frac{l}{\lambda})$$

$$\Delta\theta_E \approx 3^\circ \frac{\lambda}{b_p} \quad ; \quad \Delta\theta_H = 80^\circ \frac{\lambda}{a_p} \quad (3.13)$$

La eficiencia de la corneta piramidal es cercana a 1 y la ganancia es igual al factor de directividad.

En esta laboratorio la antena de corneta piramidal se puede usar para medir la ganancia de otras antenas por el método de sustitución.

La antena tipo corneta cónica ( Fig. 3.7) se hace por extensión del porte abierto de la guía de onda cilíndrica que se excita por el tipo de onda  $H_{11}$ . El radiación de la antena tipo corneta cilíndrica es muy parecida al radiación de la corneta piramidal. Las dimensiones óptimas de la corneta cilíndrica se pueden presentar como promedio entre las dimensiones de la corneta piramidal optima en el dirección de los vectores  $\vec{E}$  y  $\vec{H}$ .

Las dimensiones óptima y las características de las cornetas cónicas se puede determinar en forma aproximada por las fórmulas siguientes:

$$\begin{aligned}d_{opt} &\approx \sqrt{2.8 \lambda l} , FUS \approx 0.52 \\ \Delta\theta_E &\approx 60^\circ \lambda/d , \Delta\theta_H \approx 70^\circ \lambda/d\end{aligned}\tag{3.14}$$

donde

$d_{opt}$  es el diámetro óptima;

$\lambda$  es la longitud de onda ;

$l$  es la longitud de la corneta.

En la figura 3.8 la antena de reflector parabólico se representa como un paraboloides de revolución, en el foco cual se coloca el alimentador con menor directividad, el cual se excita por la guía de onda cilíndrica que se conecta con un adaptador con la guía de onda rectangular.

En la apertura del paraboloides se forma el campo electromagnético enfase con la distribución de amplitudes que disminuyen en los extremos del reflector de la antena.

En la antena con reflector óptimo, el nivel de amplitud, en los extremos del reflector, es igual a 0.33 de su máximo (- 10dB).

El cantidad de  $FUS$  del sistema completo se 0.83 ; El ancho del haz se puede evaluar por la formula :

$$\Delta\theta = [65, 70]^\circ \frac{\lambda}{d}\tag{3.15}$$

donde

$d$  es el diámetro del reflector

$\lambda$  es la longitud de la onda.

El factor de directividad de las antenas de reflector se pueden evaluar por la formula 3.1 teniendo en consideración el  $FUS$  de todo el sistema .

### 3. DESARROLLO DE LA PRACTICA

- 3.1 Hacer un estudio completo para investigar los parámetros de las antenas.
- 3.2. Ajustar el equipo para medir la razón de onda estacionaria de las antenas.  
Encender el generador.
- 3.3. Medir la razón de onda estacionaria de las antenas de apertura en el rango de frecuencia y determinar la banda de frecuencia donde las antenas tienen buen acoplamiento.  
Apagar el generador .  
Elegir la antena que radia
- 3.4. Ajustar el equipo para medir el patrón de radiación y la ganancia de las antenas.
- 3.5. Elegir la frecuencia de trabajo en el límite de la banda acoplada.(36.6 GHz)
- 3.6. Determinar la distancia del campo lejano para la antena investigada y la antena que radia.
- 3.7. Fijar la antena de apertura a la guía de onda del detector en el sistema giratorio.  
**ATENCIÓN** : las guías de onda debe de coincidir en sus dimensiones internas.  
Encender el generador.
- 3.8. Medir el patrón de radiación de la antena en su plano H .  
Apagar el generador.
- 3.9. Dar vuelta la antena apertura con la cámara de detector a  $\pi/2$  y fijarla. Dar vuelta a la antena que radia a  $\pi/2$  y fijarla con la guía de onda torsionada.  
Medir el patrón de radiación de la antena en su plano E.  
Apagar el generador
- 3.10. Repetir los puntos 3.6, 3.7, 3.8 y 3.9 para cada una antena apertura.
- 3.11. Por los patrones de radiación determinar los anchos de los haz de las antenas aperturas ( nivel -3 dB de su máximo), y el nivel relativo del radiación de los lóbulos secundarios.
- 3.12. Comparar los resultados experimentales y teóricos ( fórmulas 3.2 , 3.13 y 3.14) y explicar los resultados obtenidos.
- 3.13. Valore la ganancia de las antenas cónica y reflector parabólico en relación a la antena piramidal su ganancia se determina por la fórmula 3.12 para el factor de directividad, teniendo en consideración que la eficiencia de dicha antena es igual uno.

CONCLUSIONES

---

---

---

---

---

---

---

NOTAS

## PRACTICA # EQUIPO EN BANDA Ka ANTENAS DIELECTRICAS

### CUESTIONARIO PREVIO

Definir.

Investigar :

### INTRODUCCIÓN

Las antenas dieléctrica de la figura 2.1, se representa por una barra dieléctrica de forma cilíndrica o rectangular, normalmente, esta antena se excita por una guía de onda rectangular o circular.

Esta antena pertenece a la clase de las antenas de onda de corriente con radiación de eje.

En la barra dieléctrica se usa onda electromagnética básica híbrida,  $H_{11}$ .

Es posible explicar en sistema de radiación como un distribución continua de las corrientes de polarización que esta orientado en paralelo al vector  $\vec{E}$  que se producen en la guía de onda:

$$\vec{j} = \omega \epsilon_0 (\epsilon - 1) \vec{E} \quad (2.1)$$

donde

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9} \left[ \frac{\text{farad}}{\text{m}} \right] \text{ constante dieléctrica del vacío}$$

Para la barra dieléctrica de forma cilíndrica el factor de retardo de velocidad de fase

$$\xi = \frac{c}{v}$$

siendo

c velocidad en el vacío

v velocidad de la antena

Se determina por los dibujos que se presentan en la fig.2.2 donde D es diámetro de la barra dieléctrica, este debe de coincidir con el factor de retardo óptimo que depende de la longitud de la antena.

Para la constante dieléctrica  $\epsilon = 2 \dots 5$ , (siendo  $\epsilon = \epsilon_r$  relativo), su diámetro es normalmente a  $(0.3 \dots 0.5) \lambda$ , con un factor de retardo elegido determinamos la longitud de la antena :

$$L_{opt} = \frac{\lambda}{2(\xi - 1)} \quad (2.2)$$

El calculo aproximado del patrón de radiación lo hacemos con la formula de antena ideal sin tener en consideración la direccional de los elementos separados de la antena dieléctrica

( D

$$= 4.0, 7.2 \frac{L}{\lambda} \quad (2.5)$$

En las fórmulas 2.4 y 2.5 los números a la izquierda se relacionan con la excitación de la velocidad de fase en el vacío  $\xi = 1$  y los números de la derecha se relacionan con las excitaciones de la velocidad de fase optima la cual la calculamos como se indica a continuación :

$$\xi_{opt} = 1 + \frac{\lambda}{2L} \quad (2.6)$$



Para bajar la radiación de la conexión de dos guías de onda y mejorar el acoplamiento se usan las antenas dieléctricas con el área de sección variable.

Cambia el cono cuando la longitud esta dada, hacemos que el promedio de velocidad de fase se igual al optimo y después usamos las fórmulas anteriormente citadas.

El calculo para las antenas dieléctricas rectangulares lo podemos hacer utilizando las fórmulas para áreas de sección de las guías de onda iguales

Los patrones de radiación de las antenas dieléctricas se caracterizan por los niveles de los lóbulos secundarios los cuales son bastante grandes y con la no existencia de ceros entre los lóbulos debidos a las perdidas en el dieléctrico.

El nivel de lóbulos secundarios se puede bajar introduciendo a las antenas dentro de un cono profundo, estas complejas antenas se pueden verse como una apertura con distribución de amplitudes no homogéneas. En este caso se pierde la ventaja básica de que las antenas dieléctricas tienen dimensiones pequeñas

## DESCRIPCIÓN DE LAS ANTENAS DIELECTRICAS

La antena dieléctrica (Fig. 2.3) se representa por una barra del dieléctrico de forma rectangular, con dimensiones 7.2 X 3.4 mm y con una longitud en la parte externa igual  $L = 32$  mm.

La antena dieléctrica se excita por un a guía de onda rectangular con dimensiones 7.2 X 3.4 mm Para mejorar el acoplamiento de la antena, se corta en forma piramidal en su parte interna.

El dieléctrico tiene sus parámetros :

$$\epsilon = 2.1$$

$$\tan \delta = 0.00015.$$

En el caso del factor de retardo no es optimo ya que sube el nivel de los lóbulos secundarios y baja la directividad de la antena.

En el caso de disminuir las dimensiones transversales del dieléctrico hasta  $0.3 \lambda$  (fig.2.4) el acoplamiento de la antena se aumenta y el nivel de los lóbulos secundarios se baja.

En la antena dieléctrica compleja dentro del cono de la figura 2.5 el nivel de los lóbulos secundarios bajan y la directividad de la antena aumenta.

## OBJETIVOS

•

## EQUIPO

•

## DESARROLLO

1. Hacer un estudio completo para investigar los parámetros de las antenas.
2. Ajustar el equipo para medir la razón de onda estacionaria de las antenas.
3. Encender el generador
4. Medir la razón de onda estacionaria de las antenas de dieléctrica en el rango de frecuencia y determinar la banda de frecuencia donde las antenas tienen buen acoplamiento.
5. Apagar el generador
6. Elegir la antena que radia.
7. Ajustar el equipo para medir el patrón de radiación y la ganancia de las antenas.
8. Elegir la frecuencia de trabajo en el límite de la banda acoplada.(36.6 GHz).
9. Determinar la distancia del campo lejano para la antena investigada y la antena que radia.
10. Fijar la antena de dieléctrica a la guía de onda del detector en el sistema giratorio.
11. **ATENCIÓN** : las guías de onda debe de coincidir en sus dimensiones internas.
12. Encender el generador
13. Medir el patrón de radiación de la antena en su plano H.
14. Apagar el generador.
15. Dar vuelta la antena dieléctrica con la cámara de detector a  $\pi/2$  y fijarla.
16. Dar vuelta a la antena que radia a  $\pi/2$  y fijarla con la guía de onda torsionada.
17. Encender el generador.
18. Medir el patrón de radiación de la antena en su plano E.
19. Apagar el generador
20. Determine la directividad de la antena por comparación con la antena piramidal

- 21 *NOTA* usar como transmisora la antena corneta piramidal y como receptora la dieléctrica
22. Repetir los puntos 3.8, 3.9, 3.10 y 3.11 para cada una antena dieléctrica.
- 23 Por los patrones de radiación determinar los anchos de los haz de las antenas dieléctricas ( nivel -3 dB de su máximo), y el nivel relativo del radiación de los lóbulos secundarios.
- 24 Comparar los resultados experimentales y teóricos ( fórmulas 2.4 , 2.5 ) y explicar los resultados obtenidos

CONCLUSIONES

---

---

---

---

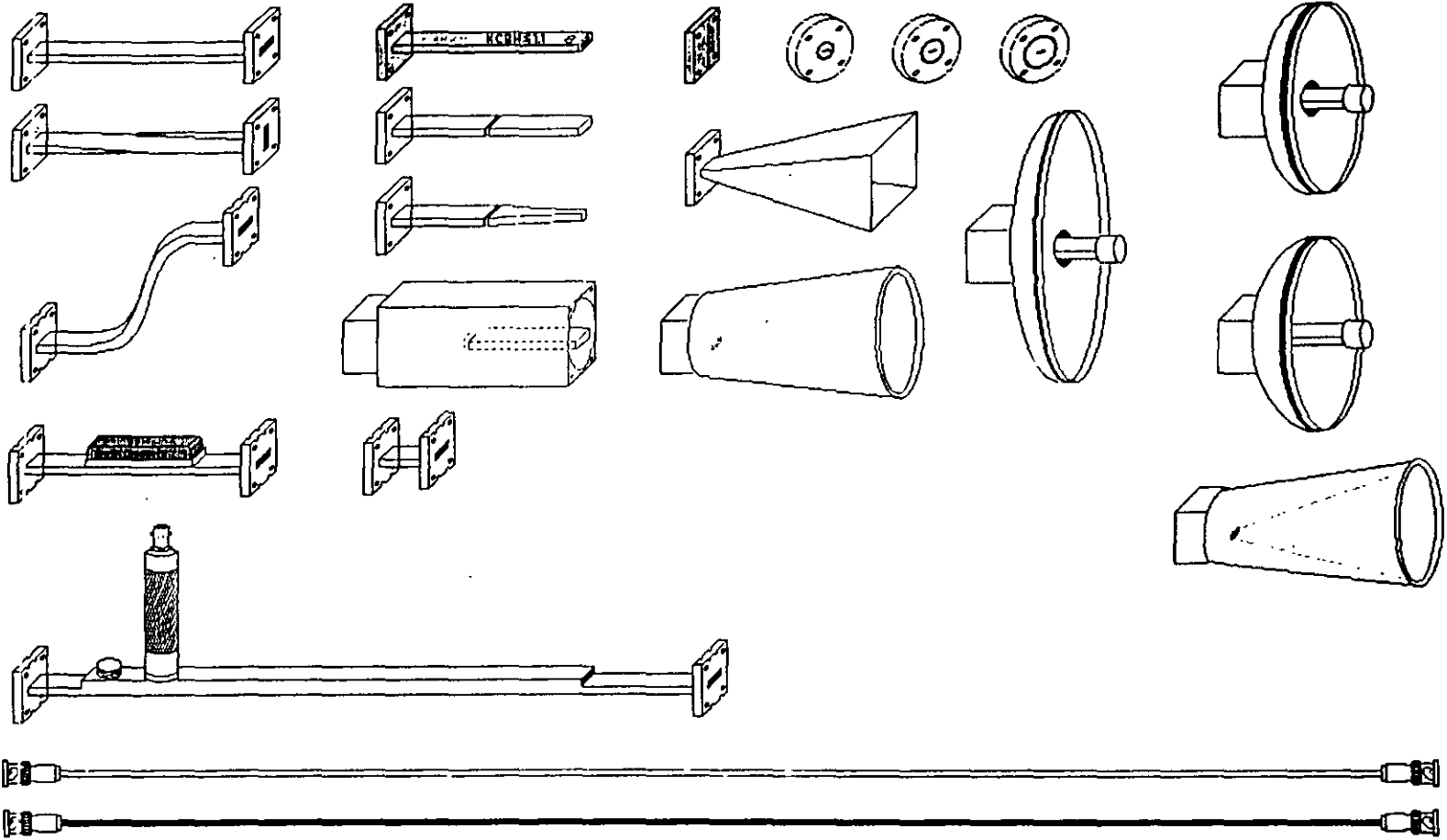
---

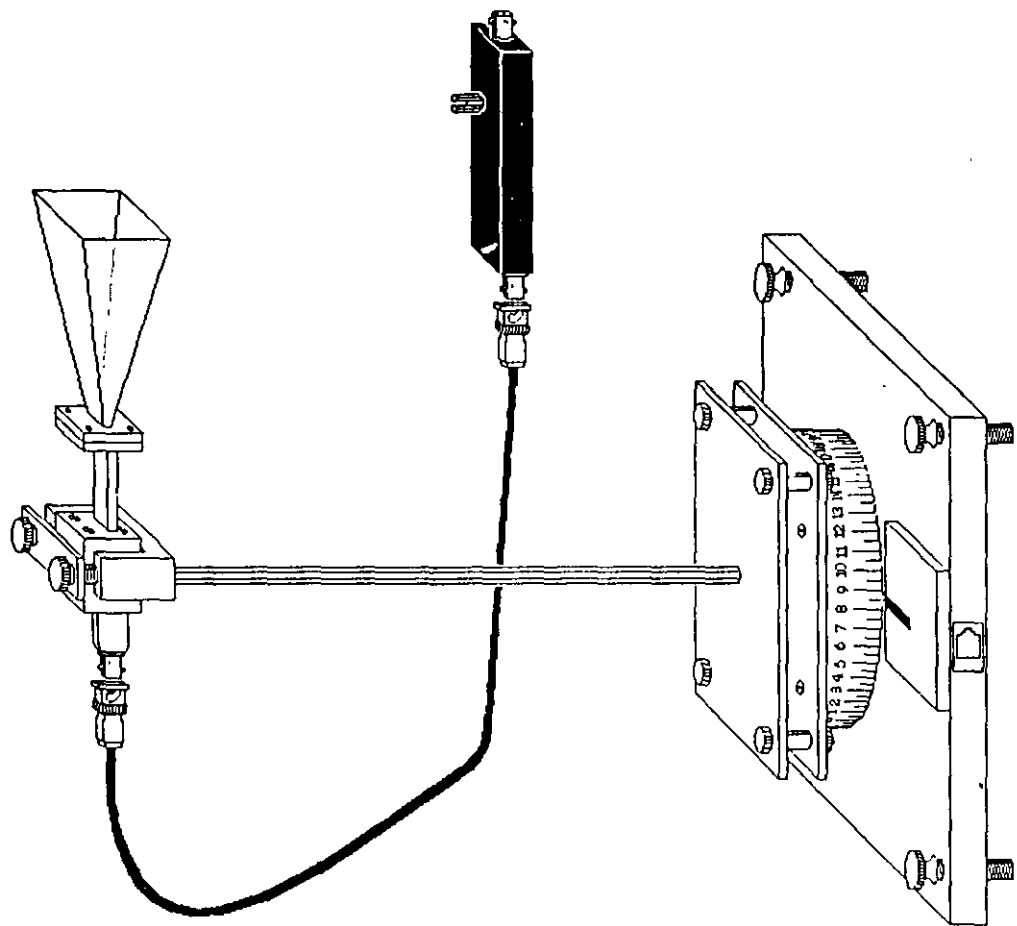
---

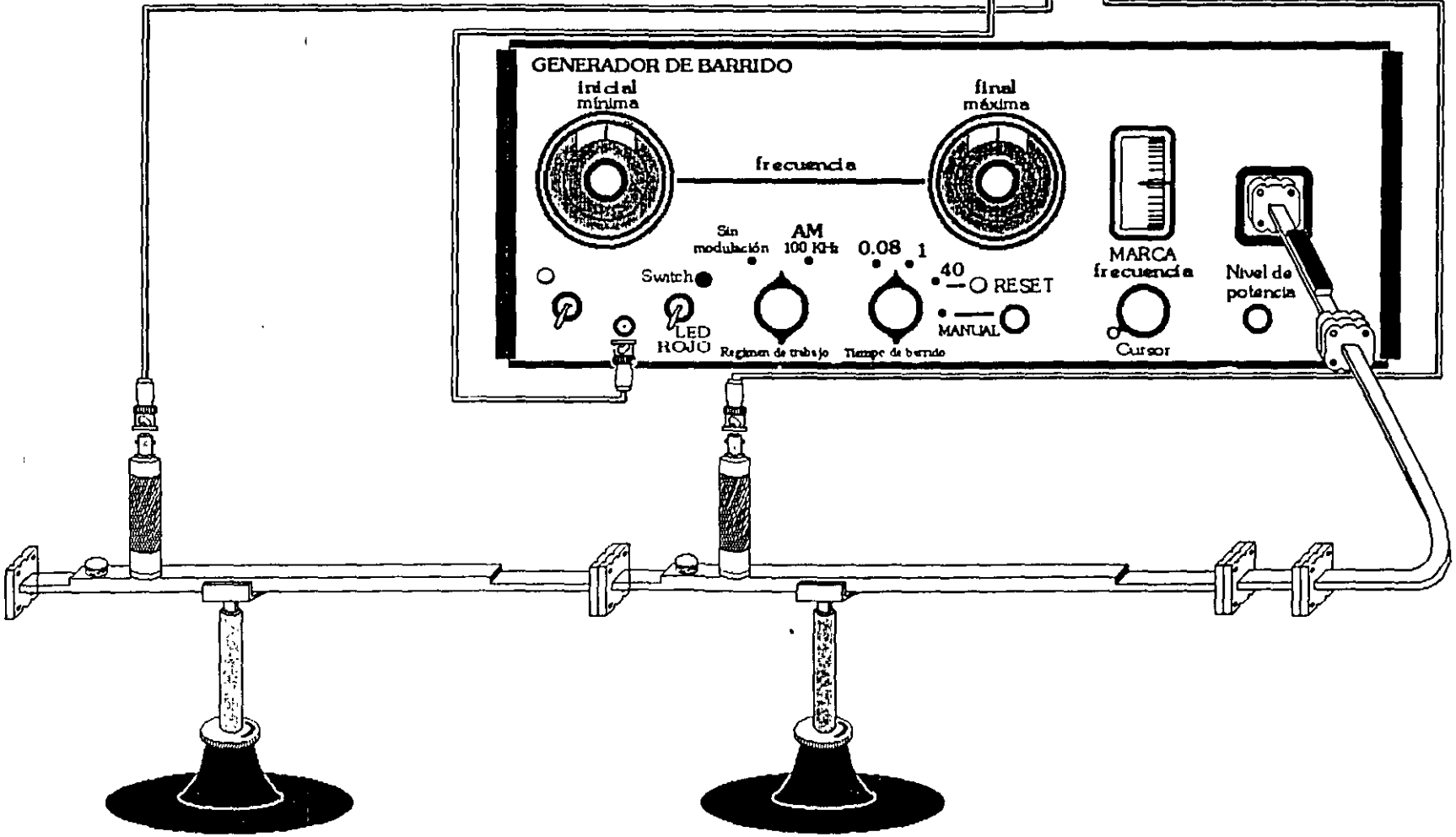
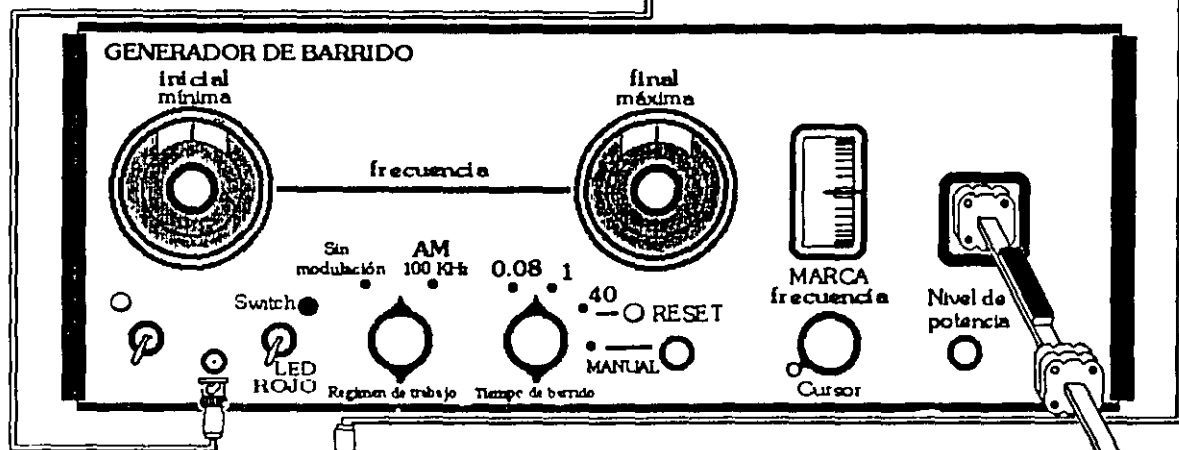
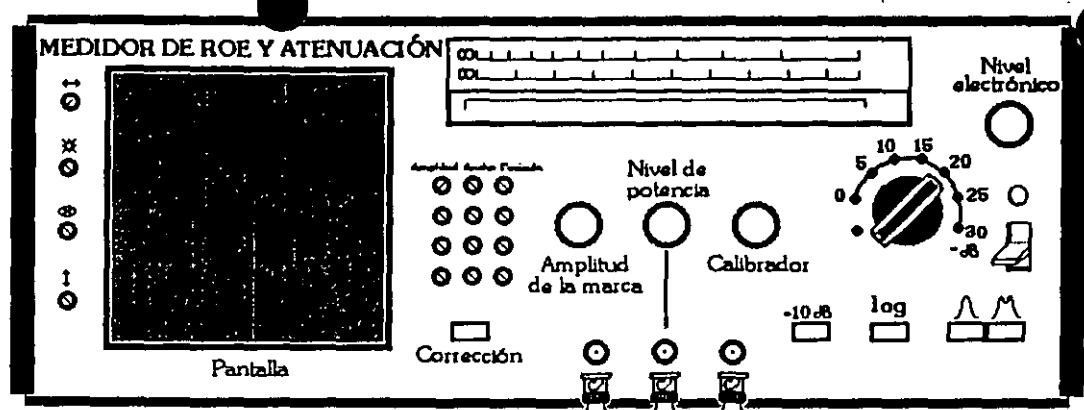
---

---

NOTAS



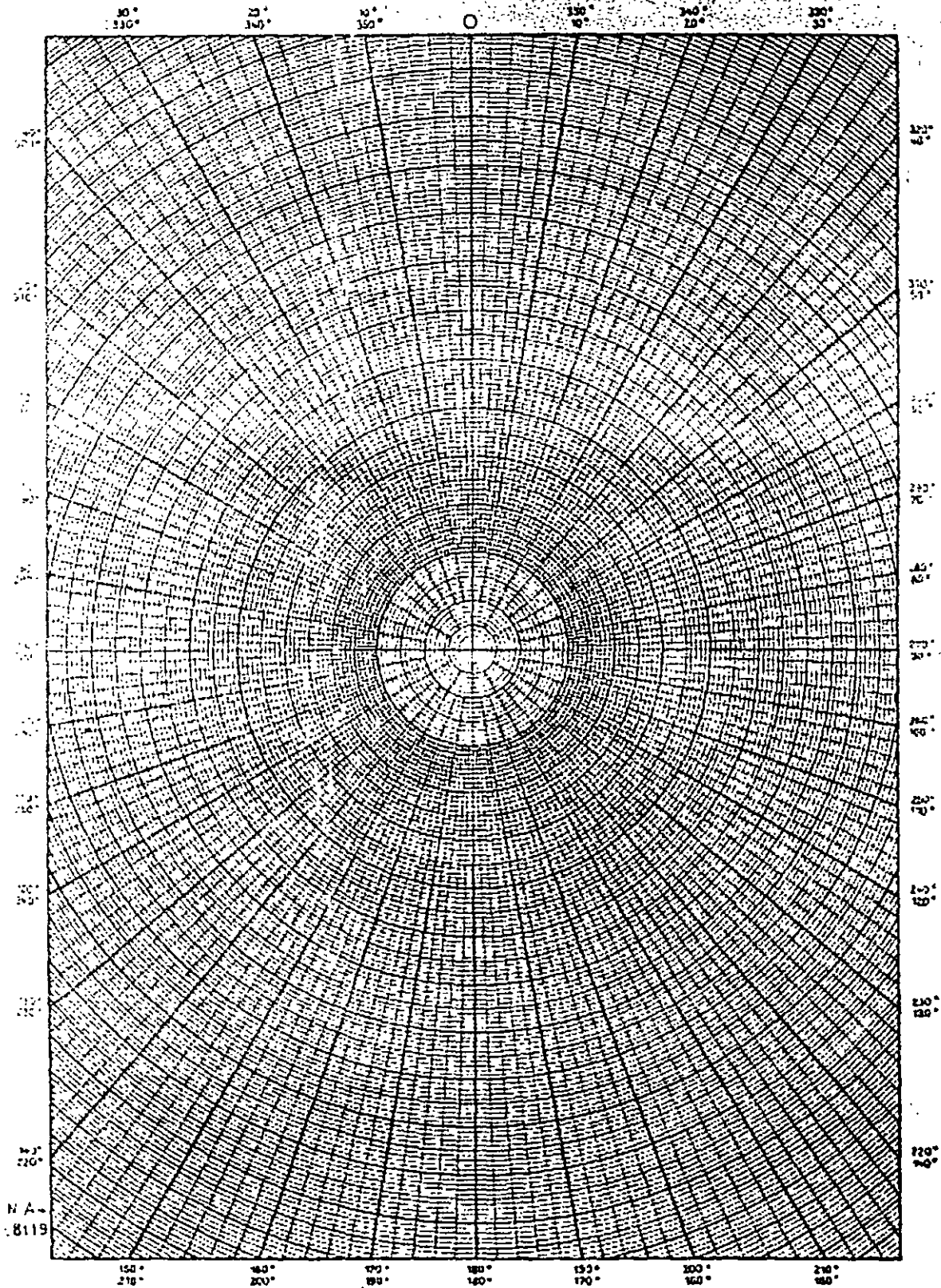




# ***APENDICES***



FACULTAD DE INGENIERÍA - U.N.A.M.  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES  
LABORATORIO DE ANTENAS Y PROPAGACIÓN



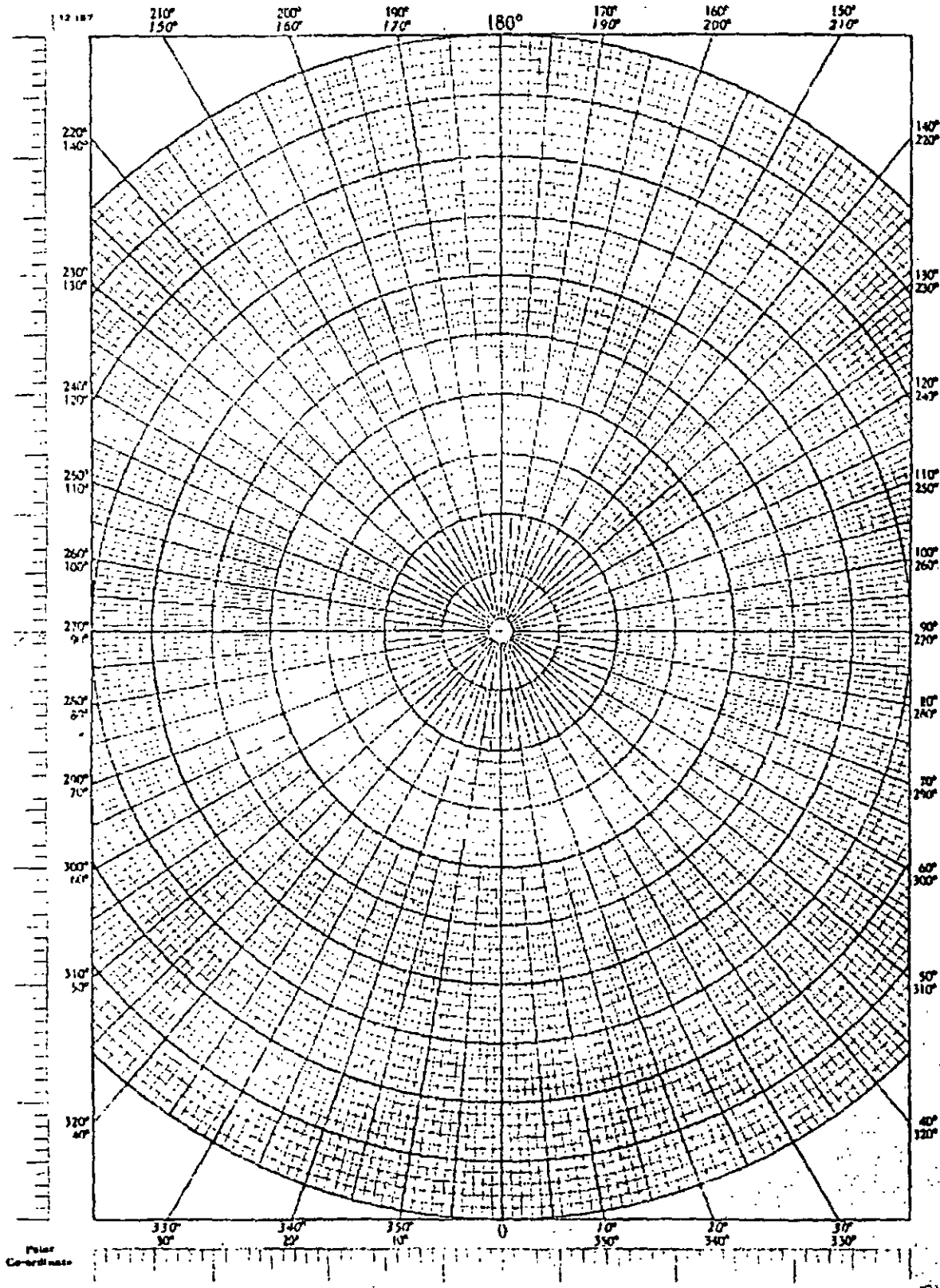
HOJA POLAR

ING. ROSARIO BARRAGÁN PAZ

ING. LETICIA C. ROJAS ANZALDO



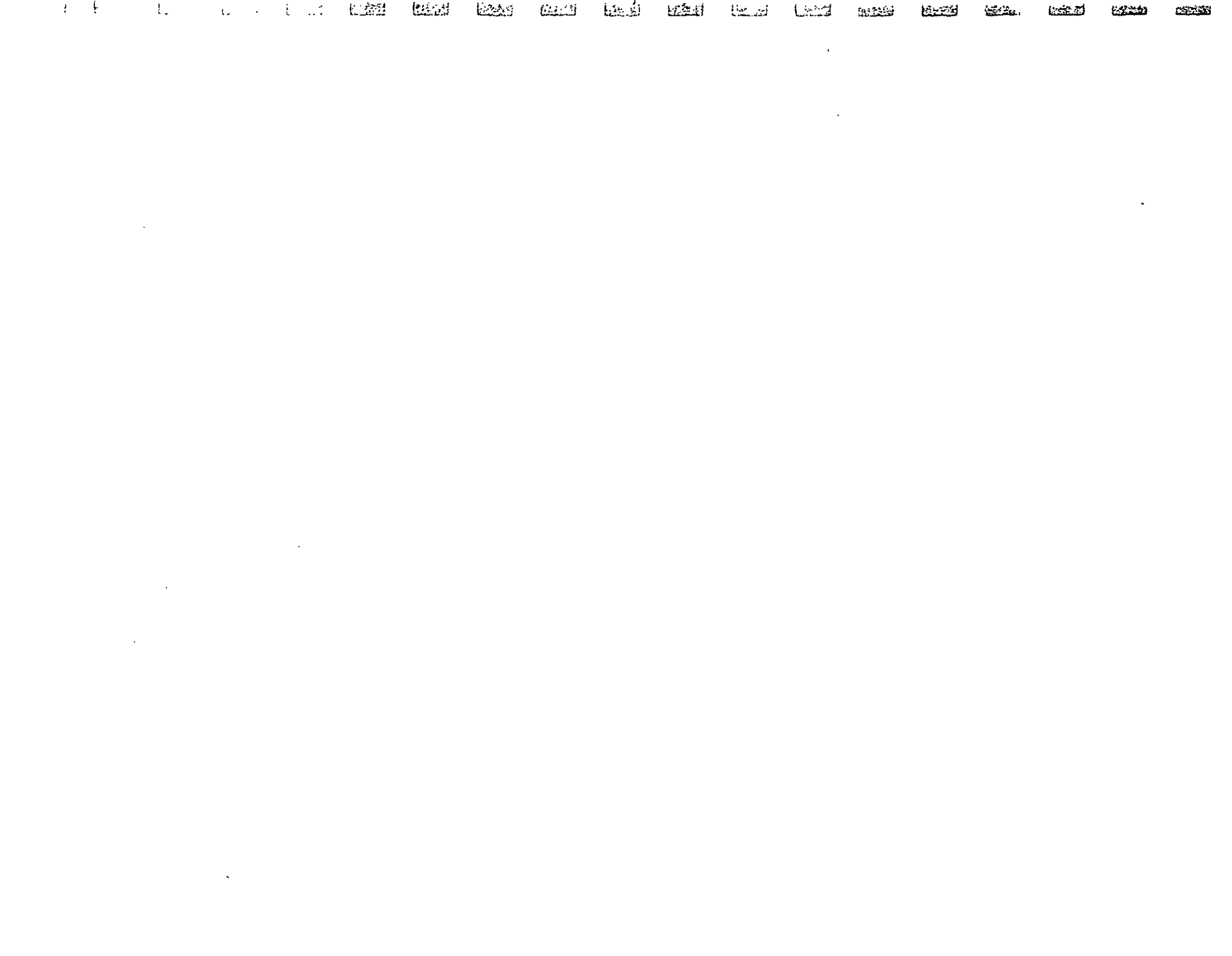
FACULTAD DE INGENIERIA - U.N.A.M.  
DEPARTAMENTO DE INGENIERIA EN TELECOMUNICACIONES  
LABORATORIO DE ANTENAS Y PROPAGACION

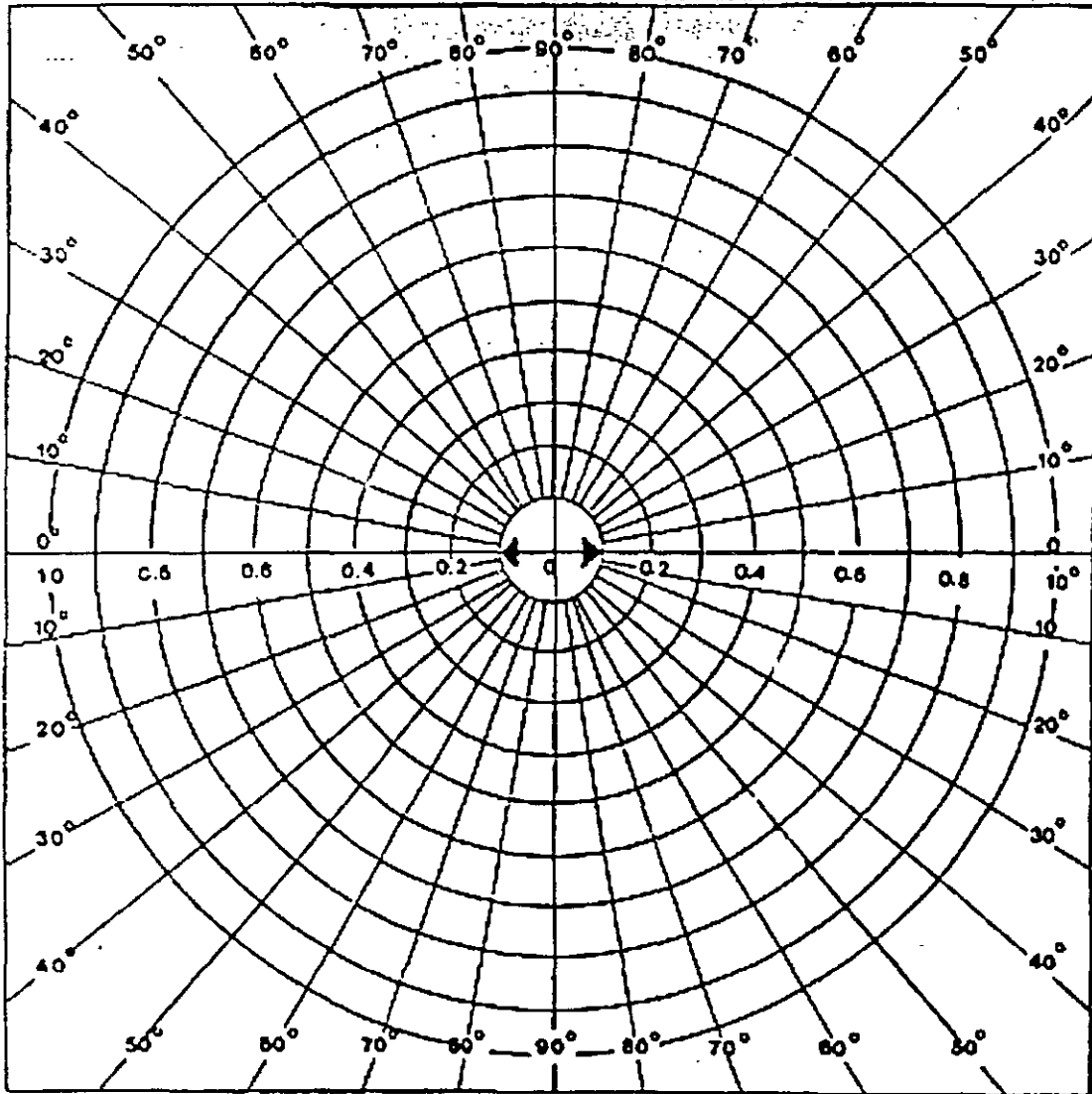


HOJA POLAR

ING. ROSARIO BARRAGÁN PAZ

ING. LETICIA C. ROJAS ANZALDO





HOJA POLAR

## APÉNDICE A SEGURIDAD PERSONAL Y CUIDADO DEL EQUIPO

### SEGURIDAD PERSONAL

#### MUY IMPORTANTE

- 1) Cuando el equipo, en especial el generador de barrido este funcionando ( encendido el switch de led rojo) esta **ESTRICTAMENTE PROHIBIDO** mirar de frente la sección transversal de la guía de onda o a la antena que se encuentre conectada.
- 2) Cada vez que sea necesario cambiar la antena (emisora o receptora) se debe APAGAR únicamente el switch de led rojo del generador de barrido y después cambiar la antena.

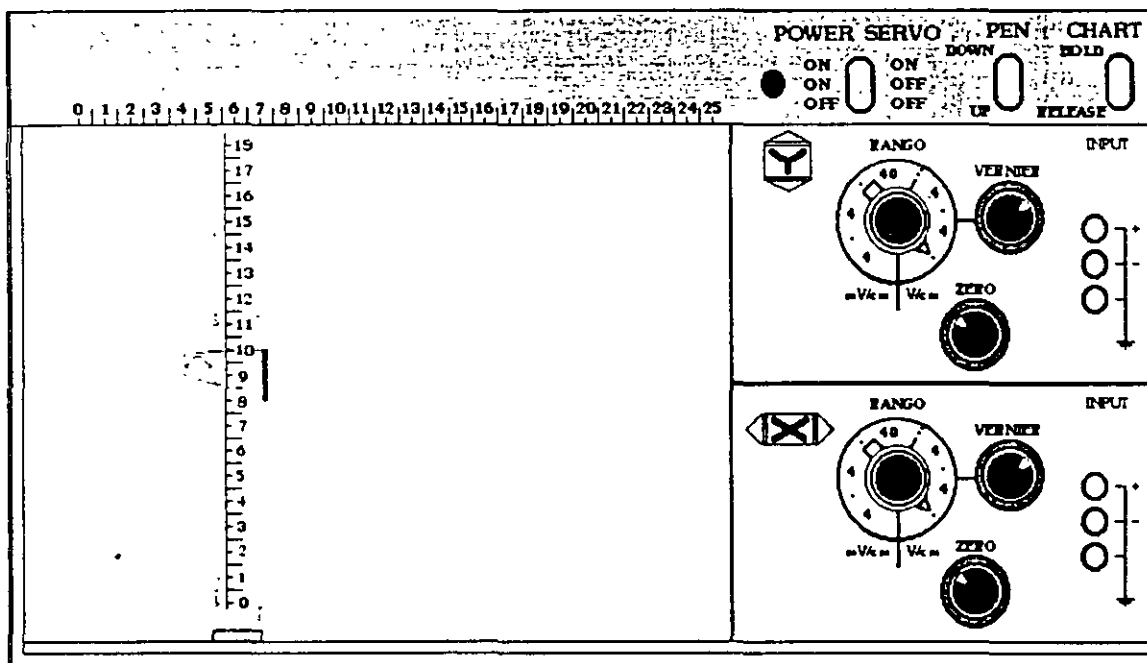
### CUIDADO DEL EQUIPO

- 1) El equipo debe encenderse ½ hora antes de realizar la práctica (excepto el switch de led rojo del generador de barrido)
  - 2) Cuando la base giratoria se utilice para trazar el patrón de radiación de una antena, se debe polarizar con un voltaje de 2 Volts (máximo 9 Volts)  
Conectar:
    - borne negro ( - ) fuente
    - borne rojo ( + ) fuente
    - borne azul nada
    - borne verde ( + ) graficador
    - borne amarillo ( - ) graficador
- NOTA : De la amplitud de voltaje con que se polarice la base dependerá la sensibilidad de la escala horizontal del graficador.
- 3) cuando se utilice el graficador para trazar el patrón de radiación seguir el apéndice C (Graficador) y tener cuidado que el servomotor no se fuerce en ninguno de los extremos de la página a graficar porque se podría quemar.
  - 4) Al terminar la clase todo el EQUIPO utilizado se debe apagar y desconectar :
    - INDICADOR DE SWR Y ATENUACIÓN
    - GENERADOR DE BARRIDO
    - GRAFICADOR
    - FUENTE DE VOLTAJE

## APÉNDICE F GRAFICADOR y PATRÓN DE RADIACIÓN

### EQUIPO

GRAFICADOR  
MODELO : 7035B X-Y RECORDER  
FABRICANTE : HEWLETT PACKARD



### INSTRUCCIONES

Antes de encender el graficador verificar:

**MUY IMPORTANTE**

- POWER OFF, SERVO OFF, PEN UP, CHART RELEASE.
- Colocar la HOJA milimétrica procurando que coincida con la regla del graficador.
- Colocar la PLUMILLA (no bajarla).

Verificar tanto para el eje X como para el eje Y lo siguiente:

- La perilla de RANGE este al máximo (escala V/cm) (todo a reloj)
- El anillo de las perillas ZERO y VERNIER estén libres (todo a contra-reloj)
- La perilla de ZERO este al mínimo (todo a contra-reloj), después girarla 7 vueltas (a reloj)

NOTA : Así ubicamos el origen de la gráfica aproximadamente en el centro de la hoja.

- La perilla de VERNIER al mínimo (todo a contra-reloj)

NOTA : La perilla de VERNIER únicamente funciona cuando la perilla de RANGE esta en algún • ya que es una escala intermedia entre las dos en que se encuentre.

La perilla de VERNIER al mínimo (todo a contra-reloj) es igual a la escala menor (ejemplo 0.4 V/cm) y al máximo (todo a reloj) es igual a la escala mayor (ejemplo 4 V/cm).

### PARA GRAFICAR EL PATRÓN DE RADIACIÓN

- 1) Polarizar la base giratoria con 2 Volts.
- 2) Colocar la base giratoria en  $0^\circ$  (=0 cm), es decir las dos antenas en línea de vista.
- 3) Encender el graficador POWER ON, SERVO ON.

Con las perillas de ZERO fijar el origen de la gráfica :

- 4) En 13 cm de la regleta para el eje X,
- 5) Fijar el anillo del ZERO ( LOCK todo a reloj),
- 6) En 0 cm de la regleta para el eje Y o que coincida con la orilla de la hoja milimétrica,
- 7) Fijar el anillo del ZERO ( LOCK todo a reloj),

Con las perillas de RANGE fijar las escalas de la gráfica :

#### EJE X

- 1) Colocar la base giratoria en  $-90^\circ$  (=27 cm),
  - 2) Disminuir poco a poco la escala.
- Existen 5 pasos (entre 40 mV/cm y 4 V/cm) nos encontramos en escala • Utilizamos el VERNIER (a reloj) hasta desplazar 9 cm a la izquierda del cero (para tener  $90^\circ$  en 9 cm),
- 3) Colocar la base giratoria en  $+90^\circ$  (=9 cm),
  - 4) Verificar que se desplace 9 cm a la derecha del cero
- Así, cada mm es igual a  $1^\circ$ .
- 5) Fijar el anillo del VERNIER ( LOCK todo a reloj)

#### EJE Y

- 1) Colocar la base giratoria en  $0^\circ$  (=0 cm)
- 2) Observar en la pantalla del indicador de atenuación la amplitud máxima de la señal (ajustar la perilla de 0 a -30 dB evitando que la señal salga de la pantalla)

NOTA : Girar la base giratoria suavemente alrededor de  $0^\circ$ , debido a que en ocasiones el máximo no está en  $0^\circ$ .

- 3) Disminuir poco a poco la escala.

**IMPORTANTE :** Evitar que el servomotor se fuerce en algún extremo de la hoja .

Se recomienda elegir una escala de • para utilizar la perilla de VERNIER y lograr una gráfica con la máxima amplitud dentro de la hoja.

### PARA TRAZAR EL PATRÓN DE RADIACIÓN

Apagar el Graficador POWER OFF, SERVO OFF

Colocar la base giratoria a  $-90^\circ$  (=27 cm)

Encender el graficador POWER ON SERVO ON

CHART HOLD, PEN DOWN

Girar suavemente la base desde  $-90^\circ$  a  $+90^\circ$

**IMPORTANTE :** Si se cambia de antena se recomienda verificar o elegir nuevamente la escala vertical, ya que las antenas cuentan con diferente ganancia.



## BIBLIOGRAFÍA

BALANIS, C.A.  
"Antenna Theory Analysis and Design"  
Harper and Row, 1982.

KRAUS, John D.  
"Antennas"  
Mc. Graw Hill, 1988.

ELLIOT, R.S.  
"Antenna Theory and Design"  
Prentice Hall, 1987.

COLLIN, R...E.  
"Antennas and Radiowave Propagation"  
Mc. Graw Hill, 1985

MILLIGAN, Tomas A.  
"Modern Antenna Design"  
Mc. Graw Hill, 1985

WEEKS, Walter L.  
"Antenna Engineering"  
Mc. Graw Hill, 1986.

JORDAN, E.C. & BALMAIN, K. G.  
"Electromagnetic Waves and Radiating Systems"  
Prentice Hall, 1968.

CHENG, David K.  
"Fundamentos de electromagnetismo para ingenieros".  
Adisson Wesley

---

---

---

---

---

---

---

---

---

BIBLIOGRAFÍA



FACULTAD DE INGENIERÍA UNAM  
DIVISIÓN DE EDUCACIÓN CONTINUA

# CURSOS INSTITUCIONALES

## DIPLOMADO EN DISEÑO Y ADAPTACIÓN DE ANTENAS

MOD. IV. ANTENAS Y PROPAGACIÓN

DEL 19 MAYO AL 03 DE JUNIO DEL 2003

### *ANEXOS TERCERA PARTE*

CI - 074

Instructora: Ing. Ma. Del Rosario Barragán Paz  
SECRETARÍA DE MARINA  
MAYO/JUNIO DEL 2003

**FACULTAD DE INGENIERÍA**  
**DIVISIÓN DE EDUCACIÓN CONTINUA**  
**DIPLOMADO DISEÑO Y ADAPTACIÓN DE ANTENAS**  
**Ing. Ma. Del Rosario Barragán Paz**  
**Mayo 2003**

**INTRODUCCIÓN**

Uno de los elementos más característicos de los sistemas de comunicaciones, y quizás los más visibles y fácilmente identificables, son las antenas. Si echamos un vistazo a cualquiera de los tejados de las casas, los techos de los coches, los mástiles de los barcos, o abrimos cualquier receptor de radio portátil, encontraremos unos tipos básicos de antenas: varillas o dipolos, reflectores parabólicos y espiras bobinadas sobre núcleos magnéticos.

Curiosamente, todas estas antenas, que van conectadas a modernos y complejos sistemas de comunicaciones, tienen su origen en los primeros experimentos de generación y de propagación de las ondas radioeléctricas realizados por Hertz entre los años 1886 y 1889.

Heinrich Hertz era profesor en la Universidad de Karlsruhe y en noviembre de 1886, a la edad de veintinueve años, inició unos experimentos para validar las teorías de Maxwell, quien veintidós años antes había demostrado el carácter ondulatorio de la propagación electromagnética. Con un profundo conocimiento de los aspectos teóricos y un impecable planteamiento experimental logró, en un fructífero periodo de tres años, probar la validez de las ecuaciones de Maxwell y abrir las puertas de par en par a las comunicaciones radioeléctricas. Obtuvo inmediatamente amplio reconocimiento internacional y su legado incluye la creación de las antenas de tipo dipolo, los reflectores y las espiras. Desgraciadamente, murió el 1 de enero de 1894, a la edad de treinta y seis años, y no pudo llegar a presenciar la explotación comercial, prácticamente inmediata, que Marconi hizo de sus descubrimientos. Si Hertz contemplase nuestra civilización actual, no le resultarían extrañas nuestras antenas y comprendería inmediatamente el uso que le estamos dando a las antenas que él concibió; es pues oportuno recordarlo ahora que se cumple precisamente un siglo de su prematura muerte.

¿Qué ha ocurrido en los cien años de vida de esas antenas para que sigan gozando de tan buena salud?. Pues varias cosas dignas de mención: la primera de ellas, que son antenas simples en su concepción y, como suele ocurrir en ingeniería con los buenos productos, están perfectamente adaptadas a un gran número de aplicaciones; la segunda, que son fácilmente construibles con bajos costes; y por último, a diferencia de lo que ha ocurrido en electrónica de una manera desenfrenada, no es posible miniaturizar una antena, sólo puede reducirse su tamaño aumentando la frecuencia de funcionamiento, y en cada sistema la antena ha de diseñarse a medida, por lo que estos tipos básicos han sido imperecederos.

Si bien, en términos generales, las formas no han cambiado, sí lo han hecho las prestaciones de las antenas y se ha avanzado vertiginosamente en la conformación del rendimiento de la antena a las necesidades o especificaciones del sistema. Así por ejemplo, la mayoría de las antenas de comunicaciones y de difusión de TV desde satélite, como las que lleva el Hispasat, son reflectores de altas prestaciones, con su superficie diseñada para optimizar la ganancia y con alimentadores que permiten ceñir la cobertura al contorno de un país, y en el caso del nuestro, crear con la misma antena,

además de un haz peninsular, otro de cobertura de las Islas Canarias. A mucha menor escala. lo mismo puede decirse de las antenas de recepción de TV, tanto de difusión terrena como de satélite; el bajo coste con el que se fabrican estas antenas y los equipos electrónicos de los receptores, han permitido su instalación en un gran número de hogares, creando una oferta de programas abrumadora. Por último, los equipos portátiles, desde el más simple receptor de radio hasta un avanzado equipo de telefonía celular, contienen una antena integrada, normalmente una varilla o hélice, en algunos casos bien visible y en otros intencionadamente oculta.

El hecho de que al cabo de un siglo estos tipos de antenas no hayan sido relegados al desván de los trastos viejos, a los museos o a los textos y las fotos de época, dice mucho sobre la genial intuición experimental de Hertz y sobre el acierto que tuvo al considerar estas formas.

### **¿QUÉ ES UNA ANTENA?**

Una Antena convierte la energía eléctrica de alta frecuencia, entregada por el transmisor, en ondas electromagnéticas que pueden viajar por el espacio, llevando la información hacia uno o varios receptores.

Cuando Hertz realizó sus primeros experimentos sobre la transmisión inalámbrica de ondas electromagnéticas, empezó a utilizar las antenas. Pero las antenas, tal como las conocemos hoy, se originaron en los experimentos de Marconi y otros como Popov, que desarrollaron las primeras tecnologías sobre este importante aspecto de las radiocomunicaciones.

Una antena es básicamente un pedazo de material conductor que está conectado al transmisor. Este conductor es generalmente un alambre de cobre o una varilla de aluminio, material muy utilizado debido a su buena resistencia y bajo peso.

Una antena, para que cumpla su función correctamente, debe tener un determinado tamaño, forma y estar construida con materiales especiales.

La definición formal de una antena es un dispositivo que sirve para transmitir y recibir ondas de radio. Convierte la onda guiada por la línea de transmisión (el cable o guía de onda) en ondas electromagnéticas que se pueden transmitir por el espacio libre.

En realidad una antena es un trozo de material conductor al cual se le aplica una señal y esta es adiada por el espacio libre.

Las antenas deben de dotar a la onda radiada con un aspecto de dirección. Es decir, deben acentuar un solo aspecto de dirección y anular o mermar los demás. Esto es necesario ya que solo nos interesa radiar hacia una dirección determinada.

Esto se puede explicar con un ejemplo, hablando de las antenas que llevan los satélites. Estas acentúan mucho la dirección hacia la tierra y anulan la de sentido contrario, puesto que lo que se quiere es comunicarse con la tierra y no mandar señales hacia el espacio.

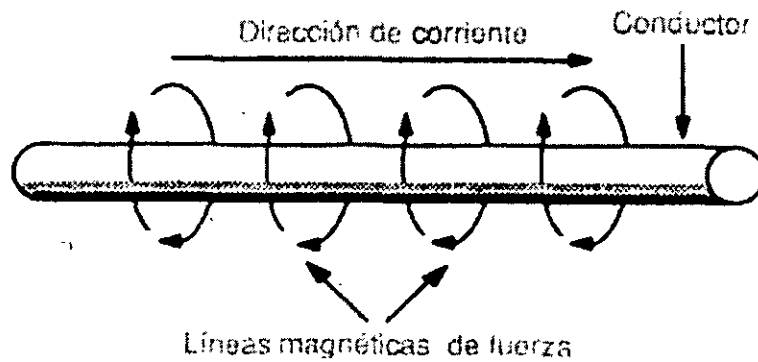
Las antenas también deben dotar a la onda radiada de una polarización. La polarización de una onda es la figura geométrica descrita, al transcurrir el tiempo, por el extremo del vector del campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación.

Para todas las ondas, esa figura es normalmente una elipse, pero hay dos casos particulares de interés y son cuando la figura trazada es un segmento, denominándose linealmente polarizada, y cuando la figura trazada es un círculo, denominándose circularmente polarizada.

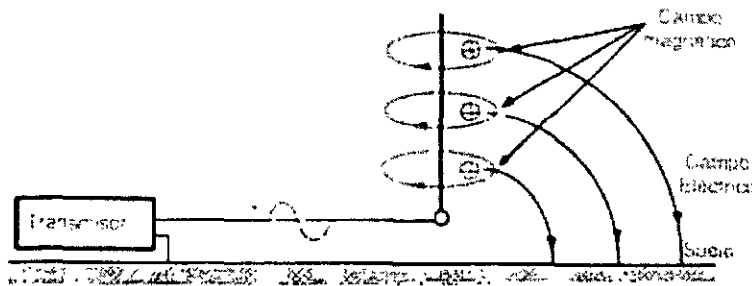
Una onda está polarizada circularmente o elípticamente a derechas si un observador viese a esa onda alejarse, y además viese girar al campo en el sentido de las agujas de un reloj. Lógicamente, si lo viese girar en sentido contrario, sería una onda polarizada circularmente o elípticamente a izquierdas.

**CÓMO FUNCIONA UNA ANTENA?**

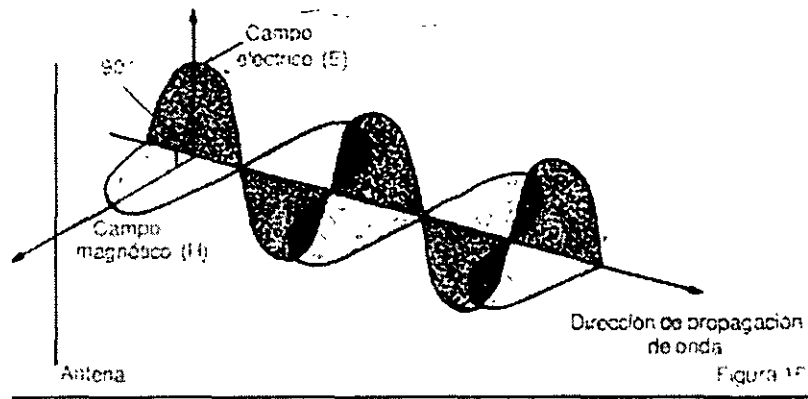
Las antenas se basan en el principio de la radiación producida al circular una corriente eléctrica por un conductor. Esta corriente produce un campo magnético alrededor del conductor, cuyas líneas de fuerza están en ángulo recto con respecto al conductor y su dirección está determinada por la dirección de la corriente. Este campo magnético es variable y sigue las mismas ondulaciones de la corriente eléctrica de alta frecuencia que se le entrega a la antena.



Cuando el transmisor entrega la señal de corriente alterna, ésta aumenta desde cero voltios hasta su máximo valor. Así al llegar al pico máximo de voltaje, la antena adquiere una carga eléctrica positiva. Esta carga produce a su alrededor un campo eléctrico. Cuando la señal de corriente alterna empieza a decrecer de su máximo valor hacia cero, el campo eléctrico también decrece.



Por lo mismo podemos concluir que en una antena existen un campo eléctrico y un campo magnético simultáneos que siguen las variaciones de la señal entregada a ella, y que además son perpendiculares entre sí.



Así resulta una radiación de energías eléctrica y magnética que se unen para formar las ondas electromagnéticas.

### DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE EN UNA ANTENA

Una antena, al ser un elemento de un circuito, tendrá una distribución de corrientes sobre ella misma. Esta distribución dependerá de la longitud que tenga la antena y del punto de alimentación de la misma.

Una onda estacionaria es una onda que se crea cuando una señal se está propagando por un medio de transmisión y es reflejada por culpa de una mala adaptación o por culpa de un final de línea.

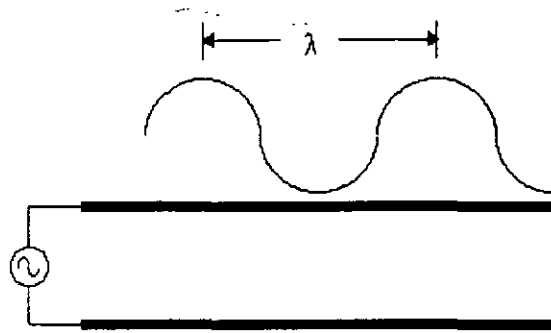
Supongamos primero que tenemos una línea acabada en circuito abierto y alimentada en uno de sus extremos.



En el momento de alimentar a esta línea de transmisión con una señal senoidal, se crea una onda que se propaga por la línea.

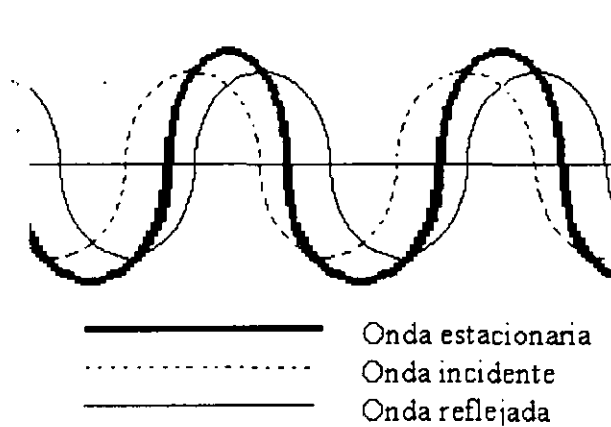
Esta señal se irá repitiendo cada longitud de onda (una longitud de onda y no media longitud de onda) ya que es una señal senoidal y es periódica. Esto provoca que ahora tengamos una distribución de corrientes que no es constante y que varía en función de la longitud de onda.

En la siguiente figura podemos ver una representación gráfica de como quedaría una distribución de corrientes en la línea que estamos tratando.



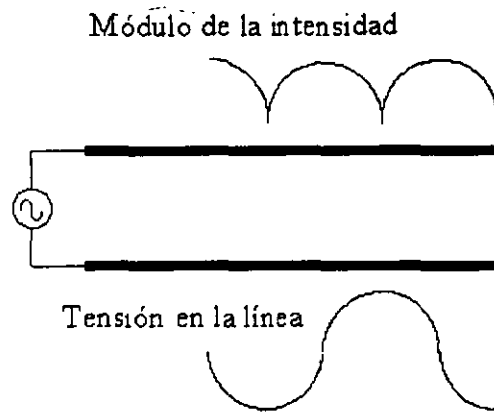
Una vez que la onda llega al final de la línea, esta es reflejada al no poder continuar su camino, volviendo hacia el generador. Esta onda reflejada tiene un desfase de  $90^\circ$  respecto de la onda incidente, por lo que al sumarse con la onda incidente, tendremos puntos en donde la suma de un máximo y en donde de un mínimo. Esta suma de las dos ondas es la onda estacionaria que estamos buscando.

Si en vez de estar acabada la línea en circuito abierto, estuviera acabada en corto circuito, también se reflejaría la onda, pero en vez de estar desfasada  $90^\circ$ , estaría desfasada  $180^\circ$ . También se sumaría a la onda incidente y lógicamente también creará la onda estacionaria.



En la figura anterior observamos como quedan la onda incidente, la reflejada y la estacionaria en la línea de transmisión que estamos tratando.

Esta es la onda estacionaria que se crea en la línea. Para entenderlo mejor se suele representar el módulo de la intensidad, que sería lo que mediría un medidor de corriente de RF, y la tensión en la misma línea.



Una cosa que no se ha comentado, pero que es muy importante, es la posición de los máximos y de los mínimos de una onda estacionaria.

Al estar acabada la línea en un circuito abierto, en ese punto no podrá desplazarse la corriente, luego el módulo de la corriente en el extremo de la línea tendrá un mínimo. Por la misma razón, la tensión en ese punto tendrá un máximo, ya que hay máxima concentración de energía.

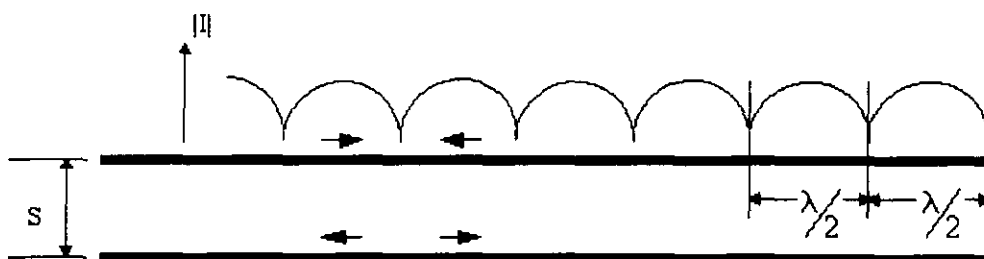
Al ir variando la tensión y la intensidad en la línea, la impedancia también irá variando. Este detalle es importante puesto que una vez que tengamos diseñada nuestra antena, dependiendo del punto en el que la alimentemos, tendremos distinta impedancia. Así por ejemplo, si tenemos un cable de 50 ohmios para alimentar una antena, nos interesará alimentarla por un punto que presente impedancia cercana a 50 ohmios para tener las mínimas pérdidas por desacoplo de impedancias.

Como podemos ver en la imagen anterior, el módulo de la corriente en la línea se repite cada media longitud de onda, que es la distancia que se utiliza para diseñar antenas. Pero, ¿por qué se utiliza esa longitud y no otra?

En realidad hay muchos tipos de antenas y cada una utiliza una parte distinta de la longitud de onda, así que dependiendo de la aplicación que queramos, del tipo de antena que queramos utilizar y de más factores (espacio,...) utilizaremos una medida u otra.

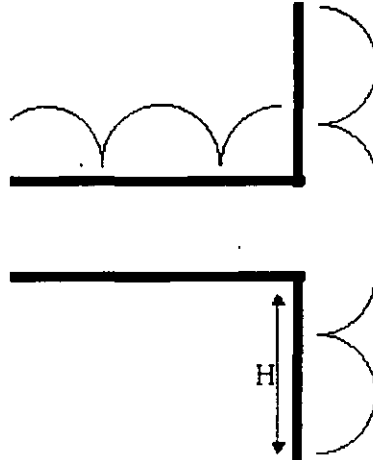
Vamos a ver que ocurre cuando modificamos un poco nuestra línea de transmisión que estamos tratando. Vamos a suponer que alimentamos en un punto cualquiera y que tenemos creada una onda estacionaria en ella.

En la siguiente figura tenemos representado de forma esquemática como quedará esa onda en nuestra línea, en donde se indica con flechas el sentido de las corrientes.





Sin meterse en cuestiones físicas, si una corriente circula por un conductor, creará un campo eléctrico y magnético en sus alrededores. Luego nuestra corriente creará un campo eléctrico y magnético, pero como supondremos que la distancia entre los dos conductores que forman nuestra línea (S) es pequeña, no se creará una onda que se propaga, puesto que la contribución que presenta el conductor superior se anulará con la que presenta el conductor inferior.



Pero si separamos en un punto los dos conductores, los campos que crean las corrientes ya no se anularán entre si, si no que se creará un campo eléctrico y magnético que formará una onda que se podrá propagar por el espacio.

Según esto, dependiendo del punto desde el que separemos el conductor, tendremos una longitud en los elementos radiantes (H) variable. Al variar esta longitud, la distribución de corriente variará, y lógicamente la onda que se creará y se propagará.

Hay que seguir observando que en los extremos seguimos teniendo un mínimo de corriente y que continúa repitiéndose cada media longitud de onda. Luego ahora podemos ver de forma gráfica, que si suponemos que nuestra antena son solo los elementos radiantes y que el punto en el que los hemos separado es el punto de alimentación de la antena, el módulo de la intensidad en el punto de alimentación varía y lógicamente, también varía la impedancia que presenta la antena.

Veamos como se distribuye la corriente en función de la longitud de la antena (H) y su diagrama de radiación en la siguiente tabla. En ella se indica el ancho de haz a -3 dB, la directividad (D), la resistencia de radiación en el punto de máxima corriente ( $R_{rm}$ ) y la resistencia en el punto de alimentación de la antena ( $R_{re}$ ).

## TIPOS DE ANTENAS

Una antena es un dispositivo formado por un conjunto de conductores que, unido a un generador, permite la emisión de ondas de radio frecuencia, o que, conectado a una impedancia, sirve para captar las ondas emitidas por una fuente lejana para este fin existen diferentes tipos:

Antena colectiva:

Antena receptora que, mediante la conveniente amplificación y el uso de distribuidores, permite su utilización por diversos usuarios.

Antena de cuadro:

Antena de escasa sensibilidad, formada por una bobina de una o varias espiras arrolladas en un cuadro, cuyo funcionamiento bidireccional la hace útil en radiogoniometría.

Antena de reflector o parabólica:

Antena provista de un reflector metálico, de forma parabólica, esférica o de bocina, que limita las radiaciones a un cierto espacio, concentrando la potencia de las ondas; se utiliza especialmente para la transmisión y recepción vía satélite.

Antena lineal:

La que está constituida por un conductor rectilíneo, generalmente en posición vertical.

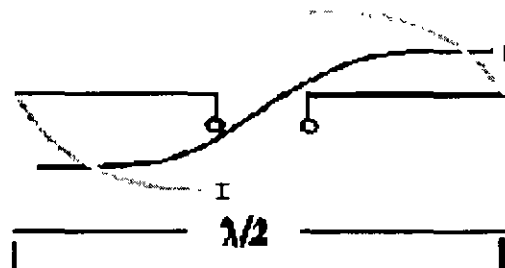
Antena multibanda:

La que permite la recepción de ondas cortas en una amplitud de banda que abarca muy diversas frecuencias.

Dipolo de Media Onda:

El dipolo de media onda lineal o dipolo simple es una de las antenas más ampliamente utilizadas en frecuencias arriba de 2MHz. En frecuencias abajo de 2 MHz, la longitud física de una antena de media longitud de onda es prohibitiva. Al dipolo de media onda se le refiere por lo general como antena de Hertz.

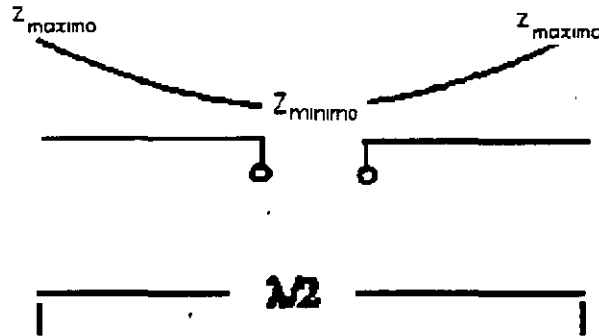
Una antena de Hertz es una antena resonante. O sea, es un múltiplo de un cuarto de longitud de onda de largo y de circuito abierto en el extremo más lejano. Las ondas estacionarias de voltaje y de corriente existen a lo largo de una antena resonante.



La figura anterior podemos observar las distribuciones de corriente y voltaje ideales a lo largo de un dipolo de media onda. Cada polo de la antena se ve como una sección abierta de un cuarto de longitud de onda de una línea de transmisión. Por lo tanto en los extremos hay un máximo voltaje y un mínimo de corriente y un mínimo de voltaje y un

máximo de corriente en el centro. En consecuencia, suponiendo que el punto de alimentación esta en el centro de la antena, la impedancia de entrada es  $E_{\text{mínimo}} / I_{\text{máximo}}$  y un valor mínimo. La impedancia en los extremos de la antena de  $E_{\text{máximo}} / I_{\text{mínimo}}$  y un valor máximo.

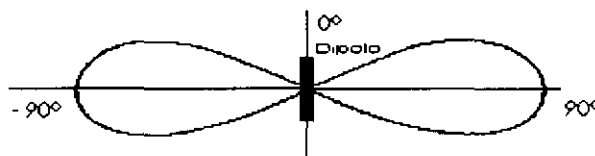
La figura siguiente muestra la curva de impedancia para un dipolo de media onda alimentado en el centro.



La impedancia varia de un valor máximo en los extremos de aproximadamente 2500 W a un valor mínimo en el punto de alimentación de aproximadamente 73 W (de los cuales entre 68 y 70 W es la impedancia de radiación).

El patrón de radiación de espacio libre para un dipolo de media onda depende de la localización horizontal o vertical de la antena con relación a la superficie de la tierra.

La figura siguiente muestra el patrón de radiación vertical para un dipolo de media onda montado verticalmente. Los dos lóbulos principales que irradian en direcciones opuestas están en ángulo derecho a la antena, los lóbulos no son círculos, se obtienen solo en el caso ideal donde la corriente es constante a todo lo largo de la antena, y esto es inalcanzable en una antena real.



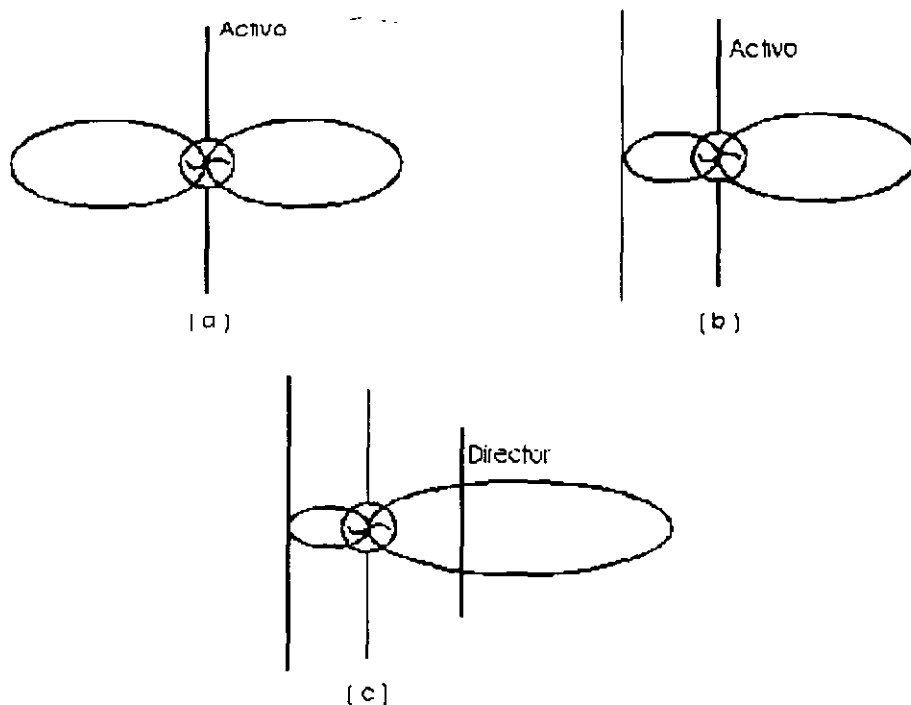
Antena Yagi:

Antena constituida por varios elementos paralelos y coplanarios, directores, activos y reflectores, utilizada ampliamente en la recepción de señales televisivas. Los elementos directores dirigen el campo eléctrico, los activos radian el campo y los reflectores lo reflejan. (Figura siguiente).

Los elementos no activados se denominan parásitos, la antena yagi puede tener varios elementos activos y varios parásitos. Su ganancia esta dada por:

$$G = 10 \log n$$

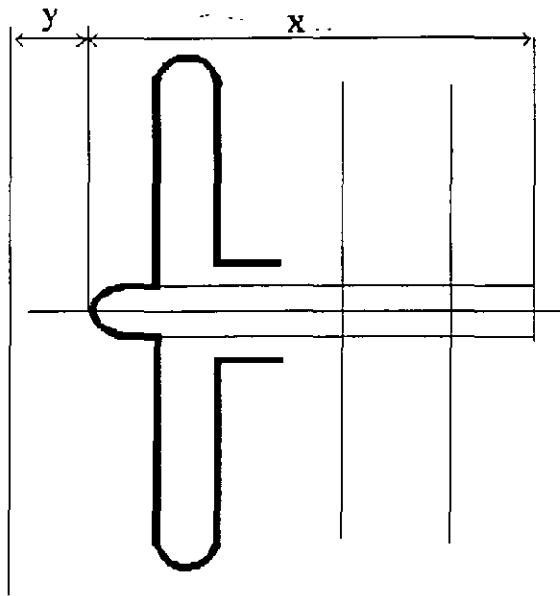
donde n es el número de elementos por considerar.



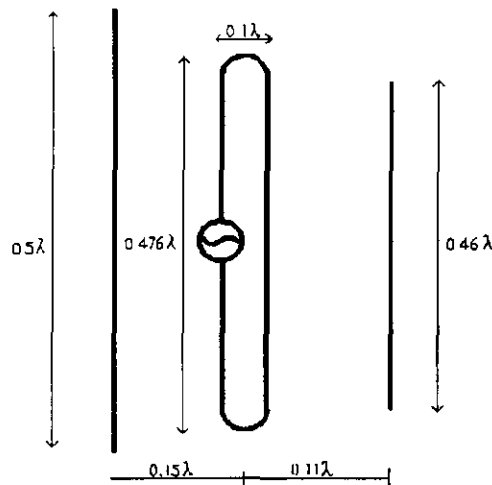
Para la antena yagi de tres elementos la distancia entre el reflector y el activo es de  $0.15\lambda$  , y entre el activo y el director es de  $0.11\lambda$  . Estas distancias de separación entre los elementos son las que proporcionan la óptima ganancia, ya que de otra manera los campos de los elementos interferirían destructivamente entre sí, bajando la ganancia.

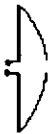
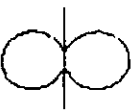

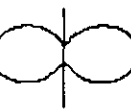

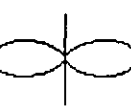

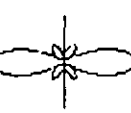
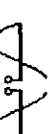
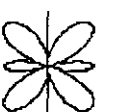

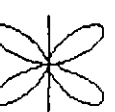
Como se puede observar, este diseño de antena yagi resulta ser de ancho de banda angosto, ya que el elemento dipolar está cortado a una sola frecuencia que generalmente se selecciona en la mitad del ancho de banda de los canales bajos de TV; es decir, del canal 2 al canal 6 (de 50MHz a 86 MHz). Esto resulta ser una desventaja ya que no es posible cubrir varios canales de TV con una misma ganancia seleccionada. Por tal razón se utiliza la denominada antena yagi de banda ancha, la cual puede cubrir varios canales a la vez aunque sacrificando la ganancia.

En la figura siguiente se muestran los parámetros de diseño  $x$  y  $y$ , creando la relación  $x + y = \lambda / 4$ , la ganancia se acentúa alrededor de un solo canal, como se muestra en la figura.



Para considerar una antena yagi de banda ancha es necesario, entonces, hacer ajustes en las distancia entre los elementos para obtener, junto con el ancho de banda deseado, la ganancia óptima. Se recuerda que para un arreglo de antenas en las cuales todos los elementos van alimentados se obtiene mejor ganancia para el denominado "en línea". Como la antena yagi utiliza elementos alimentados y parásitos, es común aumentar el numero de elementos alimentados a 2 o 3; estos dipolos se cortan a la frecuencia media del ancho de banda; generalmente para los canales bajos de televisión da muy buen resultado. En la figura siguiente se proporciona las dimensiones para óptima ganancia de una antena yagi de tres elementos



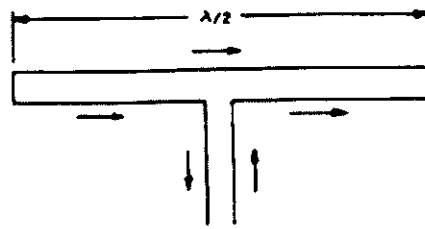
		$H = \lambda/4$ $\Delta\theta_{-3dB} = 78^\circ$	$R_{im} = 73 \Omega$ $R_{re} = 73 \Omega$ $D = 1,64$
		$H = 3\lambda/8$ $\Delta\theta_{-3dB} = 64^\circ$	$R_{im} = 180 \Omega$ $R_{re} = 360 \Omega$ $D = 1,94$
		$H = \lambda/2$ $\Delta\theta_{-3dB} = 48^\circ$	$R_{im} = 199 \Omega$ $R_{re} = \infty \Omega$ $D = 2,41$
		$H = 5\lambda/8$ $\Delta\theta_{-3dB} = 33^\circ$	$R_{im} = 105 \Omega$ $R_{re} = 210 \Omega$ $D = 3,33$
		$H = 3\lambda/4$ $\Delta\theta_{-3dB} = 33^\circ$ $\theta_{max} = 43^\circ$	$R_{im} = 99,5 \Omega$ $R_{re} = 99,5 \Omega$ $D = 2,17$
		$H = \lambda$ $\Delta\theta_{-3dB} = 27^\circ$ $\theta_{max} = 57^\circ$	$R_{im} = 260 \Omega$ $R_{re} = \infty \Omega$ $D = 2,52$

Como podemos ver, no por tener una antena más larga logramos radiar mejor, lo único que conseguimos es variar el diagrama de radiación y la impedancia que presenta.

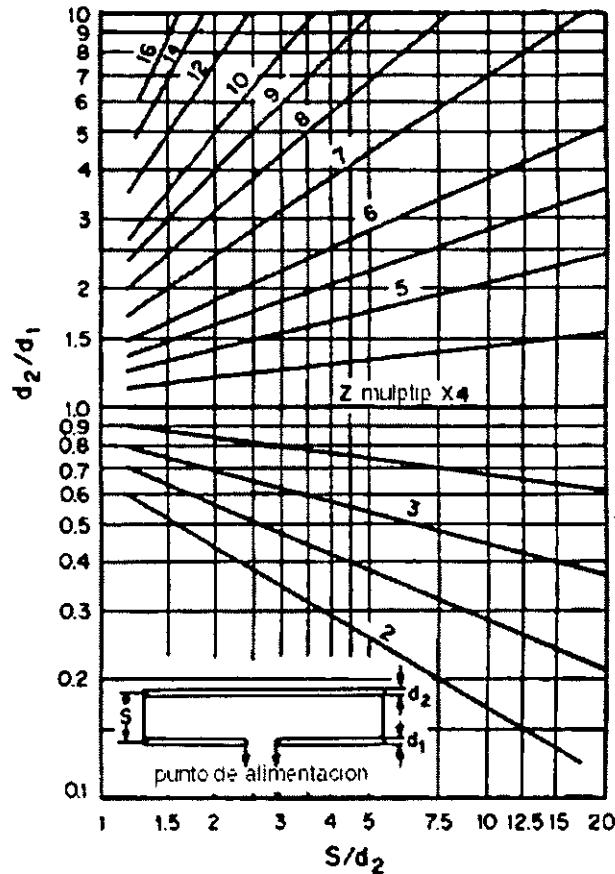
En esta tabla vemos que una antena vertical de 5/8 longitudes de onda es una de las mejores, de las representadas, para hacer contactos a larga distancia (DX) puesto que es la que tiene el lóbulo de radiación más bajo y es la que presenta la directividad más pronunciada. Esta directividad nos indica que presenta una mayor ganancia en la dirección de propagación que se observa en el diagrama de radiación,

Dipolo doblado o Trombone.

El dipolo doblado es una de las formas de aumentar la impedancia de una antena así como el ancho de banda ligeramente. Se suele emplear en yagis aunque eso no quita que no pueda usarse en un simple dipolo. Por ejemplo en los 80 m. es una opción interesante si queremos cubrir la mayor parte posible de la banda, haciéndola con línea paralela en lugar de con un hilo simple. La impedancia se multiplicará por 4 así que se hace necesario la utilización de un balun de relación 4:1 y hay que tener en cuenta el factor de velocidad del cable (será algo más corta de lo normal).



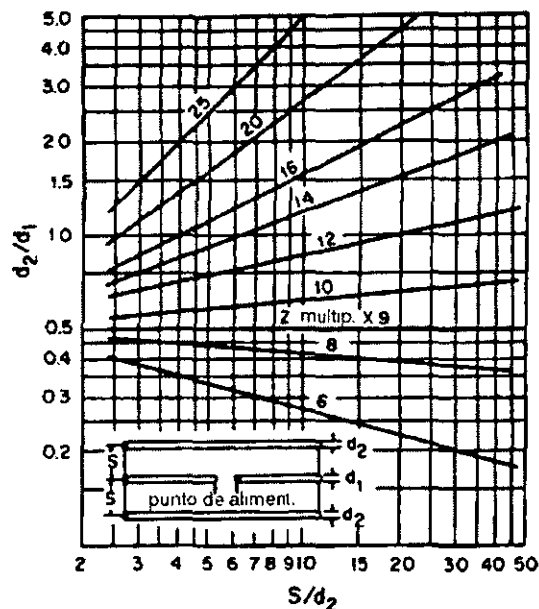
Dirección de las corrientes en un dipolo doblado



Este es el gráfico para calcular la impedancia. Como pueden ver se puede conseguir casi cualquier factor de multiplicación así que jugando con los diámetros podremos ajustar, por ejemplo, una yagi que hayamos construido y nos de ondas reflejadas (R.O.E. o S.W.R.).

$$r = \left( 1 + \frac{\log \frac{2S}{d_1}}{\log \frac{2S}{d_2}} \right)^2$$

Si lo prefieren pueden usar la fórmula de arriba para el cálculo.



Y si aún necesitamos una impedancia mayor podemos usar este gráfico.

### Antena de Varilla

Es una de las más fáciles de realizar y es la mejor para aquellos que viven en apartamentos o en zonas urbanas donde el espacio no es lo que abunda. Consiste en una varilla de pequeño diámetro y de tres a cinco metros de longitud. Se puede instalar en un muro, un poste sin hilos de teléfono ni de electricidad, en una terraza, etc. La varilla de longitud  $L$  estaría sujeta al muro por dos aisladores  $D$ , los más alta posible. El cable de bajada  $C$  debe ser blindado, en lo posible coaxial de 75 ohm, el alma conectada al terminal  $A$  del receptor y el escudo o blindaje a la toma a tierra.

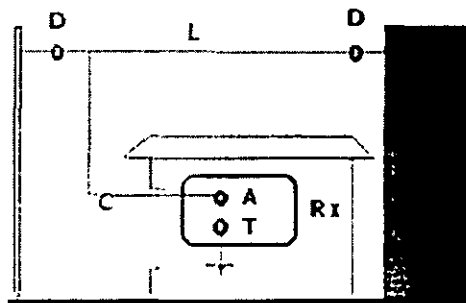


Si no se dispone de una varilla metálica se puede usar un material no conductor como un tubo de PVC y convertirlo en soporte de un hilo o alambre, desnudo o cubierto, sin blindaje, 12 a 14 AWG, que será quien actúe como antena. Hacer esto puede resultar más práctico todavía. Sea alambre o varilla siempre debe estar perfectamente aislado del muro y de cualquier elemento conductor cercano, líneas telefónicas y de tensión, marcos de ventanas, etc.



Antena en "L" Invertida

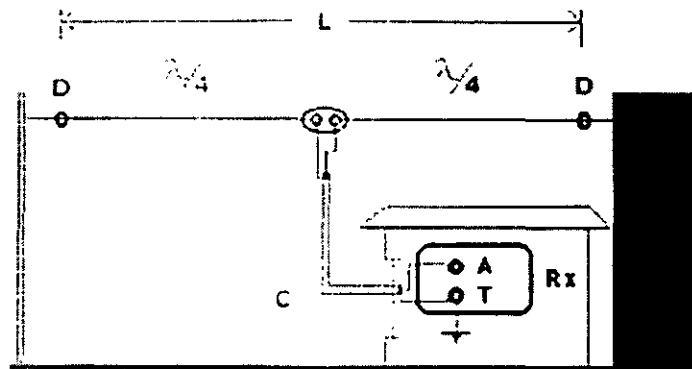
Es muy útil y para ella se necesita algo de espacio horizontal, es apta para instalarse en zonas rurales, en pequeñas ciudades o en zonas residenciales espaciosas. El cable horizontal debe tener una longitud  $L$  (entre los aisladores  $D$ ) de entre 10 y 30 metros, cobre desnudo, cubierto o esmaltado, pero nunca blindado; debe estar situado a la mayor altura posible para evitar obstáculos como construcciones de hormigón, edificios, etc. Es conveniente que el cable  $C$  de bajada sea blindado (coaxial de 75 ohm) y debe permanecer blindado hasta la conexión con el receptor. Además, si no es ni blindado ni cubierto, debe estar totalmente aislado de cualquier línea de transmisión eléctrica o telefónica y de cualquier marco de ventana, canales y otros objetos metálicos.



Dada la longitud se debe tener en cuenta que el cable horizontal debe ser grueso para que resista la tensión, el viento y el deterioro. Un alambre entre 12 y 10 AWG estará bien.

Antena Dipolo Horizontal de Media Onda

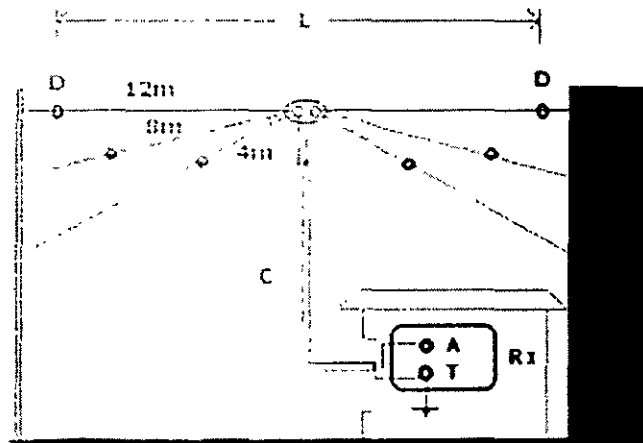
Es una antena direccional, y es de media onda porque la longitud  $L$  es muy aproximada a la mitad de la longitud de onda de las señales que se quieren recibir bien. Tiene dos partes iguales unidas por un aislador entre ellas. La longitud de cada una de las partes debe ser de  $1/4$  de la longitud de onda, por ejemplo, para escuchar bien la banda de 41m, la longitud  $L$  debe ser de 20.5m, y cada sección de 10.25m. El cable de bajada  $C$  debe ser bifilar paralelo o coaxial de 75 ohm, en el extremo superior, conectada al alma a una sección y el blindaje a otra, y en el extremo inferior el alma conectada al terminal antena del receptor, y el blindaje al terminal tierra.



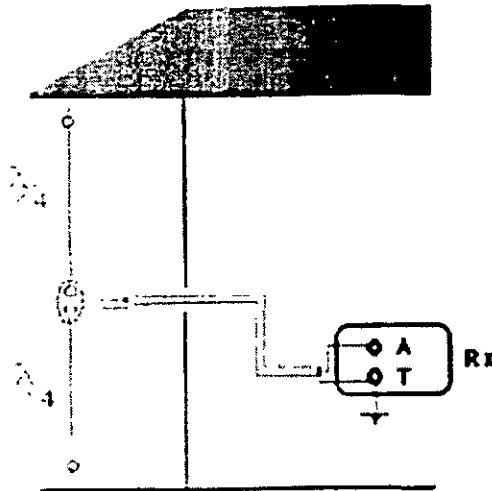
Antena Dipolo Multibanda

Es una antena direccional, y está compuesta por varios dipolos para distintas bandas. Con tres de ellos es suficiente para cubrir todas las bandas de OC, con las longitudes que se muestran en el gráfico. Dichas longitudes son de 4m, 8m, 12m, 16m, 20m y 24m (estas tres últimas resultantes de sumas), así que trabajando como dipolo de media onda trabajaría perfecto desde la banda de 49m hasta la de 11m, la banda superior de la OC. Si trabaja como dipolo de 1/4 de longitud de onda, trabajaría perfectamente desde la banda de 90m hasta la de 16m.

Debe ser instalada a la mayor altura posible y con las mismas precauciones que las anteriores antenas. El cable de bajada C debe ser bifilar paralelo o coaxial de 75 ohm, en el extremo superior, conectada al alma o una rama (por ejemplo la izquierda) y el blindaje a la otra rama. En el extremo inferior el alma conectada al terminal antena del receptor, y el blindaje al terminal tierra.



Es una antena omnidireccional... se puede construir en un edificio o casa... si se diseña para una banda específica será muy efectiva, pero hay que tener en cuenta que debe colocarse en un sitio donde las señales lleguen de frente y no detrás de la casa. Tal como aparece en el gráfico es una antena de media onda, pero puede calcularse como de 1/4 de onda o 1/8 si es muy poco el espacio disponible. El cable C de bajada debe ser coaxial de 75 ohm.



## PARÁMETROS GENERALES DE UNA ANTENA

Una antena va a formar parte de un sistema, por lo que tenemos que definir parámetros que la describan y nos permita evaluar el efecto que va a producir sobre nuestro sistema.

### Impedancia

Una antena se tendrá que conectar a un transmisor y deberá radiar el máximo de potencia posible con un mínimo de pérdidas. Se deberá adaptar la antena al transmisor para una máxima transferencia de potencia, que se suele hacer a través de una línea de transmisión. Esta línea también influirá en la adaptación, debiéndose considerar su impedancia característica, atenuación y longitud.

Como el transmisor producirá corrientes y campos, a la entrada de la antena se puede definir la impedancia de entrada mediante la relación tensión-corriente en ese punto. Esta impedancia poseerá una parte real  $R_e(\omega)$  y una parte imaginaria  $R_i(\omega)$ , dependientes de la frecuencia.

Si a una frecuencia una antena no presenta parte imaginaria en su impedancia  $R_i(\omega)=0$ , entonces diremos que esa antena está resonando a esa frecuencia.

Normalmente usaremos una antena a su frecuencia de resonancia, que es cuando mejor se comporta, luego a partir de ahora no hablaremos de la parte imaginaria de la impedancia de la antena, si no que hablaremos de la resistencia de entrada a la antena  $R_e$ . Lógicamente esta resistencia también dependerá de la frecuencia.

Esta resistencia de entrada se puede descomponer en dos resistencias, la resistencia de radiación ( $R_r$ ) y la resistencia de pérdidas ( $R_L$ ). Se define la resistencia de radiación como una resistencia que disiparía en forma de calor la misma potencia que radiaría la antena. La antena por estar compuesta por

conductores tendrá unas pérdidas en ellos. Estas pérdidas son las que definen la resistencia de pérdidas en la antena.

Como nos interesa que una antena esté resonando para que la parte imaginaria de la antena sea cero. Esto es necesario para evitar tener que aplicar corrientes excesivas, que lo único que hacen es producir grandes pérdidas.

### Eficiencia

Relacionado con la impedancia de la antena tenemos la eficiencia de radiación y la eficiencia de reflexión. Estas dos eficiencias nos indicarán una, cuanto de buena es una antena emitiendo señal, y otra, cuanto de bien está adaptada una antena a una línea de transmisión.

La Eficiencia de Radiación se define como la relación entre la potencia radiada por la antena y la potencia que se entrega a la misma antena. Como la potencia está relacionada con la resistencia de la antena, podemos volver a definir la Eficiencia de Radiación como la relación entre la Resistencia de radiación y la Resistencia de la antena:

$$\text{Eficiencia de Radiación} = \frac{R_r}{R_r + R_L}$$

La Eficiencia de Adaptación o Eficiencia de Reflexión es la relación entre la potencia que le llega a la antena y la potencia que se le aplica a ella. Esta eficiencia dependerá mucho de la impedancia que presente la línea de transmisión y de la impedancia de entrada a la antena, luego se puede volver a definir la Eficiencia de Reflexión como  $1 - \text{módulo del Coeficiente de reflexión}^2$ , siendo el coeficiente de reflexión el cociente entre la diferencia de la impedancia de la antena y la impedancia de la línea de transmisión, y la suma de las mismas impedancias.

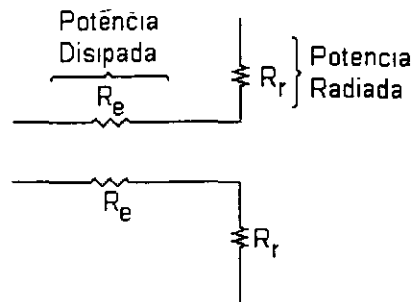
Eficiencia de Reflexión =  $1 - (\text{Coeficiente de Reflexión})^2$ , donde

$$\text{Coeficiente de Reflexión} = \frac{(Z_e - Z_o)}{(Z_e + Z_o)}$$

Algunas veces se define la Eficiencia Total, siendo esta el producto entre la Eficiencia de Radiación y la Eficiencia de Reflexión.

Eficiencia Total = Eficiencia de Radiación x Eficiencia de Reflexión

Otra forma de calcular la eficiencia de una antena es utilizando la figura siguiente, en la que se muestra un circuito-equivalente eléctrico simplificado para una antena.



Parte de la potencia de entrada se disipa en las resistencias efectivas (resistencia de tierra, dieléctricos imperfectos, etc.) y la restante se irradia. El total de la potencia de la antena es la suma de las potencias disipada y radiada. En términos de resistencia y corriente, la eficiencia es:

$$\eta = \frac{i^2 R_r}{i^2 (R_r + R_e)} = \frac{R_r}{(R_r + R_e)}$$

Donde:

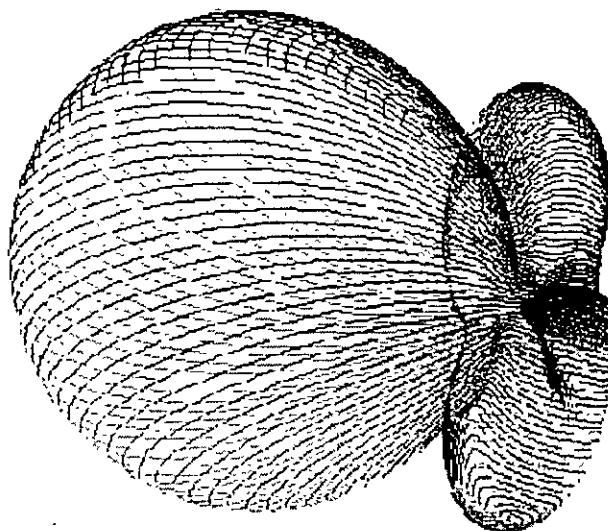
- $\eta$  = eficiencia de la antena
- $i$  = corriente de la antena
- $R_r$  = resistencia de radiación
- $R_e$  = resistencia de la antena efectiva

### Patrón de Radiación

En algunas circunstancias es necesaria la representación gráfica de la fase del campo eléctrico. Esta representación recibe el nombre de Diagrama de Fase o Patrón de Radiación.

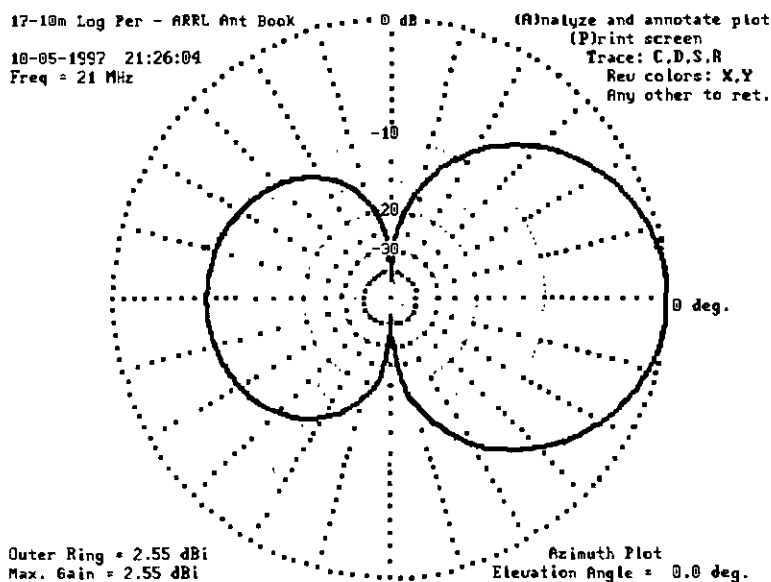
Un patrón de radiación es un diagrama polar o gráfica que representa las intensidades de los campos o las densidades de potencia en varias posiciones angulares en relación con una antena. Si el patrón de radiación se traza en términos de la intensidad del campo eléctrico (E) o de la densidad de potencia (P), se llama patrón de radiación absoluto. Si se traza la intensidad del campo o la densidad de potencia en relación al valor en un punto de referencia, se llama patrón de radiación relativo.

En la siguiente figura se representa el diagrama de radiación en tres dimensiones de una antena yagi de seis elementos.



Algunas veces no nos interesa el diagrama de radiación en tres dimensiones, al no poder hacerse mediciones exactas sobre el. Lo que se suele hacer es un corte en el diagrama de radiación en tres dimensiones para pasarlo a dos dimensiones. Este tipo de diagrama es el más habitual ya que es más fácil de medir y de interpretar.

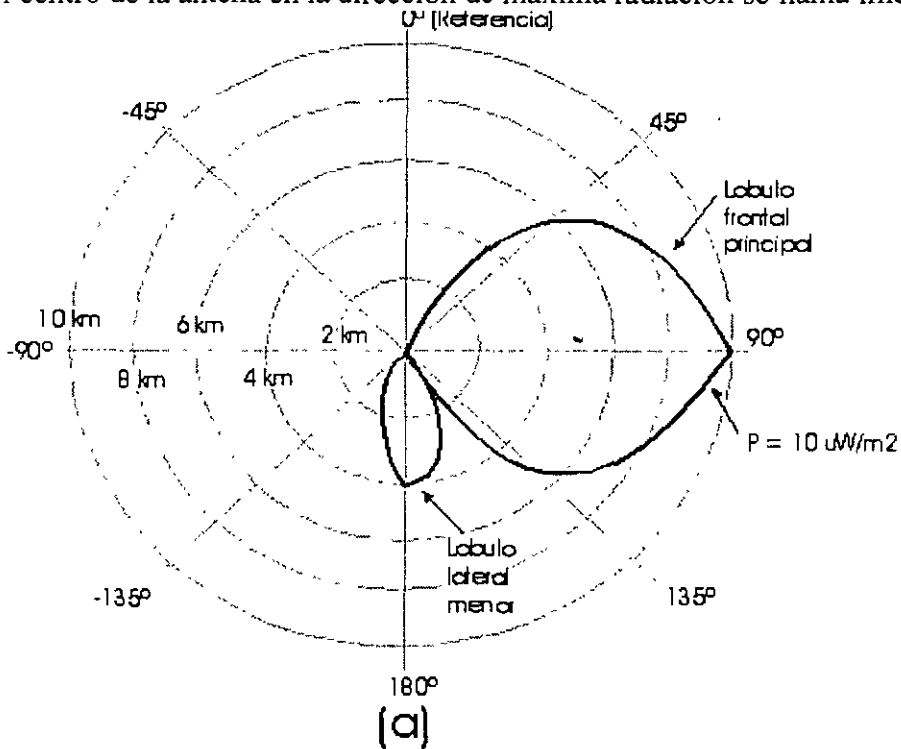
En la siguiente figura se representa un diagrama de radiación en dos dimensiones de una antena logarítmica.

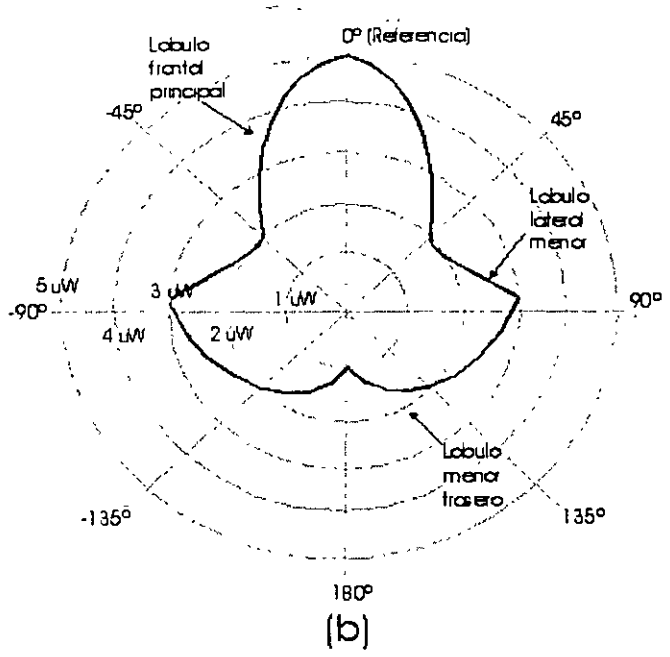


La figura siguiente muestra un patrón de radiación absoluto para una antena no especificada. El patrón se traza sobre papel en coordenadas polares con la línea gruesa sólida representando los puntos igual densidad de potencia ( $10 \text{ uW/m}^2$ ). Los gradientes circulares indican la distancia en pasos de dos kilómetros. puede verse que la radiación máxima está en una dirección de  $90^\circ$  de la referencia. La densidad de potencia a 10 kilómetros de la antena en una dirección de  $90^\circ$  es  $10 \text{ uW}/2$ . En una dirección de  $45^\circ$ , el punto de igual densidad de potencia es cinco kilómetros de la antena; a  $180^\circ$ , esta a solamente 4 kilómetros; y en una dirección de  $-90^\circ$ , en esencia no hay radiación.

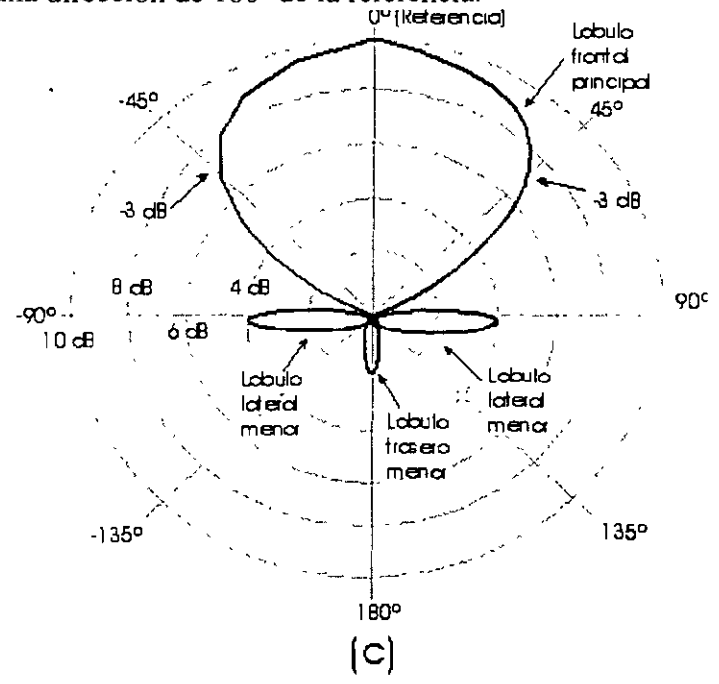
En la figura el haz principal se encuentra en una dirección de  $90^\circ$  y se llama lóbulo principal. puede existir más de un lóbulo principal. También hay un haz secundario o lóbulo menor en una dirección de  $+180^\circ$ . Normalmente, los lóbulos menores representan radiación o recepción indeseada. Debido a que el lóbulo principal propaga y recibe la mayor parte de energía, este lóbulo se llama lóbulo frontal (la parte frontal de la antena).

Los lóbulos adyacentes al lóbulo frontal se llaman lóbulos laterales (el lóbulo menor de  $180^\circ$  es el lóbulo lateral), y los lóbulos que están en dirección exactamente opuesta al lóbulo frontal se llaman lóbulos traseros (en este patrón no se muestra ningún lóbulo trasero). La relación de la potencia del lóbulo frontal con la potencia del lóbulo trasero se llama sólo relación frontal a trasero, y la relación del lóbulo frontal con el lóbulo lateral se llama relación frontal a lateral. La línea que divide el lóbulo principal desde el centro de la antena en la dirección de máxima radiación se llama línea de tiro.

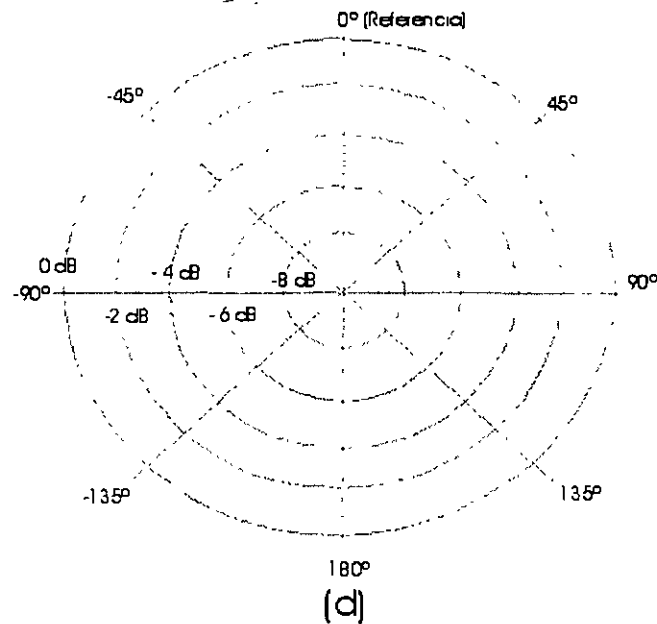




La figura en su parte b) muestra un patrón de radiación relativo para una antena no especificada. La línea gruesa sólida representa puntos de igual distancia desde la antena (10 kilómetros), y los gradientes circulares indican la densidad de potencia en divisiones de  $1 \mu\text{W}/\text{m}^2$ . Puede verse que la radiación máxima ( $5 \mu\text{W}/\text{m}^2$ ) esta en la dirección de la referencia ( $0^\circ$ ), y la antena irradia la menor potencia ( $1 \mu\text{W}/\text{m}^2$ ) en una dirección de  $180^\circ$  de la referencia.







En consecuencia, la relación de frontal a trasero es  $5:1 = 5$ . Por lo general, la intensidad del campo relativo y la densidad de potencia se trazan en decibeles (dB), en donde  $\text{dB} = 20\log (E/E_{\text{max}})$  o  $10\log (P/P_{\text{max}})$ . La figura en su parte c) muestra un patrón de radiación relativo para la densidad de potencia en decibeles. En una dirección de  $45^\circ$  de la referencia, la densidad de potencia es  $-3\text{dB}$  (media potencia) relativa a la densidad de potencia de dirección de máxima radiación ( $0^\circ$ ). La figura en su parte d) muestra un patrón de radiación relativo para la densidad de potencia para una antena omnidireccional. Una antena omnidireccional irradia energía equitativamente en todas las direcciones; por tanto, el patrón de radiación es solo un círculo (en realidad, una esfera). Además, con la antena omnidireccional, no hay lóbulos frontales, traseros o laterales porque la radiación es igual en todas direcciones.

Como mencionamos anteriormente los patrones de radiación mostrados en la figura están en dos dimensiones. Sin embargo, la radiación proveniente de una antena real es tridimensional. Por consiguiente, los patrones de radiación se toman en ambos planos, el horizontal, (desde arriba) y el vertical (desde un lado). Para la antena omnidireccional que se muestra en la figura en su parte d), los patrones de radiación en los planos horizontales y verticales son circulares e iguales, porque el patrón de radiación real para un radiador isotrópico es una esfera.

### Campos Cercanos y Lejanos

El campo de radiación que se encuentra cerca de una antena no es igual que el campo de radiación que se encuentra a gran distancia. El término campo cercano se refiere al patrón de campo que está cerca de la antena, y el término campo lejano se refiere al patrón de campo que está a gran distancia. Durante la mitad del ciclo, la potencia se irradia desde una antena, en donde parte de la potencia se guarda temporalmente en el campo cercano. Durante la segunda mitad del ciclo, la potencia que está en el campo cercano regresa a la antena. Esta acción es similar a la forma en que un inductor guarda y suelta energía. Por tanto, el campo cercano se llama a veces campo de inducción. La potencia que alcanza el campo lejano continúa irradiando lejos y nunca regresa a la antena por lo tanto el campo lejano se llama campo de radiación. La potencia de radiación, por lo general es la más importante de las dos-, por consiguiente, los patrones de radiación de la antena, por lo regular se dan para el campo

lejano. El campo cercano se define como el área dentro de una distancia  $D^2/\lambda$  de la antena, en donde  $\lambda$  es la longitud de onda y D el diámetro de la antena en las mismas unidades.

**Ganancia Directiva y Ganancia de Potencia**

La ganancia directiva es la relación de la densidad de potencia radiada en una dirección en particular con la densidad de potencia radiada al mismo punto por una antena de referencia, suponiendo que ambas antenas irradian la misma cantidad de potencia. El patrón de radiación para la densidad de potencia relativa de una antena es realmente un patrón de ganancia directiva si la referencia de la densidad de potencia se toma de una antena de referencia estándar, que por lo general es una antena isotrópica. La máxima ganancia directiva se llama directividad. Matemáticamente, la ganancia directiva es:

$$D = \frac{P}{P_{ref}}$$

Donde:

D = ganancia directiva (sin unidades)

P = densidad de potencia en algún punto de una antena determinada ( $W/m^2$ )

$P_{ref}$  = densidad de potencia en el mismo punto de una antena de referencia ( $W/m^2$ )

La ganancia de potencia es igual a la ganancia directiva excepto que se utiliza el total de potencia que alimenta a la antena (o sea, que se toma en cuenta la eficiencia de la antena). Se supone que la antena indicada y la antena de referencia tienen la misma potencia de entrada y que la antena de referencia no tiene pérdidas ( $\eta = 100\%$ ). Matemáticamente, la ganancia de potencia ( $A_p$ ) es:

$$A_p = D \eta$$

Si una antena no tiene pérdidas, irradia 100% de la potencia de entrada y la ganancia de potencia es igual a la ganancia directa. La ganancia de potencia para una antena también se da en decibeles en relación con alguna antena de referencia. Por lo tanto, la ganancia de potencia es:

$$A_p = 10 \log \frac{P \eta}{P_{ref}}$$

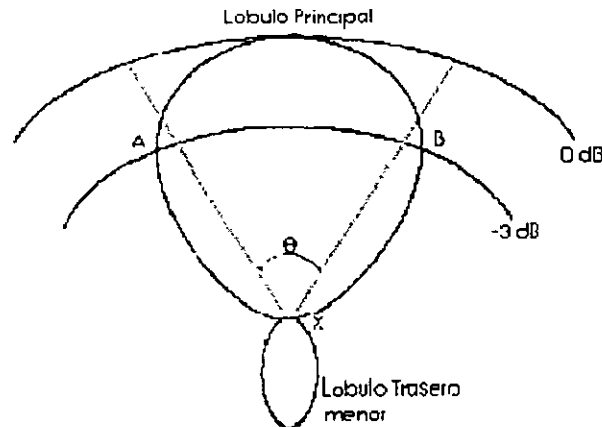
**Polarización de la Antena**

La polarización de una antena se refiere solo a la orientación del campo eléctrico radiado desde ésta. Una antena puede polarizarse en forma lineal (por lo general, polarizada horizontal o vertical), en forma elíptica o circular. Si una antena irradia una onda electromagnética polarizada verticalmente, la antena se define como polarizada verticalmente; si la antena irradia una onda electromagnética polarizada horizontalmente, se dice que la antena está polarizada horizontalmente; si el campo eléctrico radiado gira en un patrón elíptico, está polarizada elípticamente; y si el campo eléctrico gira en un patrón circular, está polarizada circularmente.

**Ancho del Haz de la Antena**

El ancho del haz de la antena es sólo la separación angular entre los dos puntos de media potencia (-3dB) en el lóbulo principal del patrón de radiación del plano de la antena, por lo general tomando en uno de los planos "principales". El ancho del haz para una antena cuyo patrón de radiación

se muestra en la figura siguiente es el ángulo formado entre los puntos A, X y B ( ángulo  $\theta$  ). Los puntos A y B son los puntos de media potencia (la densidad de potencia en estos puntos es la mitad de lo que es, una distancia igual de la antena en la dirección de la máxima radiación). El ancho de haz de la antena se llama ancho de haz de -3dB o ancho de haz de media potencia.



Ancho de Banda de la Antena

El ancho de banda de la antena se define como el rango de frecuencias sobre las cuales la operación de la antena es "satisfactoria". Esto, por lo general, se toma entre los puntos de media potencia, pero a veces se refiere a las variaciones en la impedancia de entrada de la antena.

**DECIBEL**

El decibelio o décima de Belio cuando se habla de potencias se utiliza como una relación entre la potencia inicial y la final, es decir la potencia que aplicamos a una antena dada y la que sale de otra en comparación a esta.

Se calcula mediante la fórmula  $dB=10 \times \log P1/P2$  el logaritmo se calcula en base 10 (los que dan las calculadoras) y P1 y P2 son las potencias.

Los fabricantes de antenas suelen dar la ganancia en dBi, muchas veces solo colocan dB. Los dBi son decibelios isotópicos, están basados en una antena imaginaria puntual, un dipolo tiene una ganancia de unos 2.14 dBi por lo que si la tenemos en dB con restarle 2.14 ya la tenemos en dBd. Comentarles que más de un fabricante miente en cuanto a las ganancias de sus antenas, no es solo que las midan en dBi y coloquen de forma engañosa que son dB sobre dipolo sino que algunas veces exageran de forma desproporcionada, por ejemplo he visto publicidad sobre antenas colineales para 144 o 432 MHz que decían tener 13 dB de ganancia, lo cual es totalmente falso ya que estas antenas no suelen tener más de un 5-5.5 dBd (7-7.6 dBi) para una longitud de 2.5-3.0 longitudes de onda que es lo que tenían.

Una antena que tenga una ganancia de 6 dB sobre dipolo significa que si le aplicamos 100 watts estaremos radiando la misma energía que si le aplicásemos 400 watts al dipolo, pero teniendo en cuenta que esta ganancia no es solo en transmisión sino también en recepción. Potencias en relación a los dB:

	Decibelios	Ganancia en tensión	Ganancia en potencia
ATENUACION	-50	0.00316	0.00001
	-45	0.01	0.0001
	-35	0.0177	0.00032
	-30	0.0316	0.001
	-25	0.0562	0.00316
	-20	0.1	0.01
	-19	0.112	0.0126
	-18	0.126	0.0158
	-17	0.141	0.0199
	-16	0.158	0.0251
	-15	0.177	0.0316
	-14	0.199	0.0398
	-13	0.223	0.050
	-12	0.251	0.063
	-11	0.281	0.079
	-10	0.316	0.100
	-9	0.354	0.126
	-8	0.398	0.158
	-7	0.446	0.199
-6	0.501	0.251	
-5	0.562	0.316	
-4	0.630	0.398	
-3	0.708	0.501	
-2	0.794	0.631	
-1	0.891	0.794	
0	1	1	
GANANCIA	+1	1.122	1.258
	+2	1.359	1.585
	+3	1.412	1.995
	+4	1.585	2.512
	+5	1.778	3.162
	+6	1.995	3.981
	+7	2.238	5.012
	+8	2.512	6.309
	+9	2.818	7.943
	+10	3.162	10
	+11	3.548	12.59
	+12	3.981	15.85
	+13	4.466	19.95
	+14	5.012	25.12
	+15	5.623	31.62
	+16	6.309	39.81
	+17	7.079	50.12
	+18	7.943	63.09
	+19	8.912	79.43
+20	10	100	
+25	17.78	316	
+30	31.62	1.000	
+35	56.23	3.162	
+40	100	10.000	
+45	178	31.623	
+50	316	100.000	
+55	562	316.228	

La ganancia expresada en dB, es la misma ya sea en tensión o en potencia. Las expresiones para que esto sea así son:  $dB=10\log P1/P2=20\log V1/V2$ , puesto que la potencia es proporcional al cuadrado de la tensión.

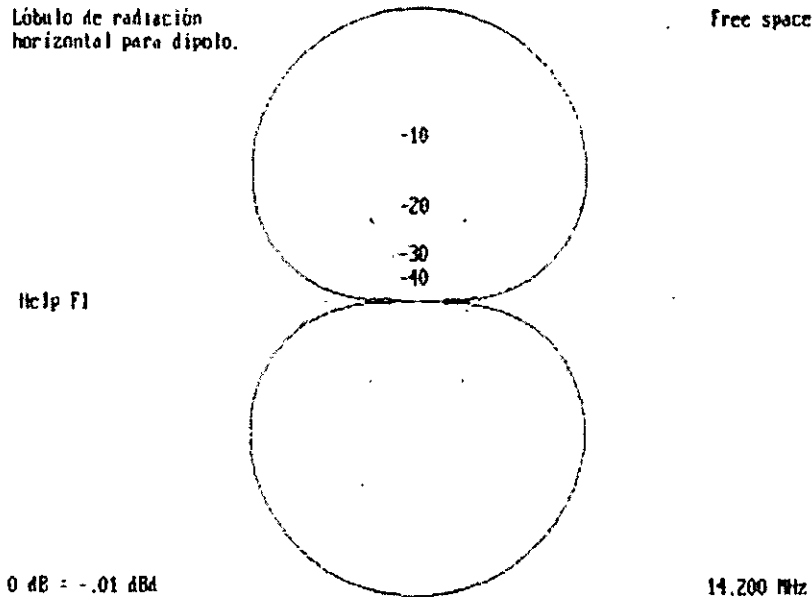
**ANTENAS LARGAS**

Se conoce como antenas largas aquellas que tienen de una longitud de onda en adelante. Estas antenas tienen mayor ganancia que la típica de 1/2 onda como es lógico pero hay que tener en cuenta una serie de cosas.

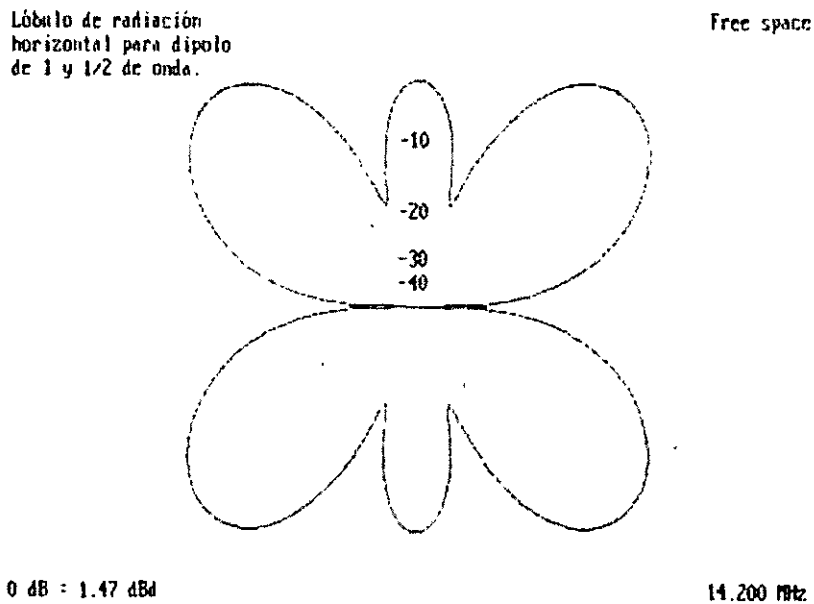
Siempre existe una influencia de la tierra sobre la antena, se produce un efecto capacitivo con el resultado que la tierra tiende a absorber parte de la potencia radiada. Si la tierra es buena conductora una buena parte de la señal rebotará y aumentará el rendimiento. Si la tierra es mala conductora una mayor parte de la energía radiada será absorbida por ésta y la antena nos rendirá menos. Con esto nos damos cuenta fácilmente que cuanto más larga sea la antena, especialmente si está en horizontal, más

potencia será absorbida por la tierra con lo que una antena el doble de larga que otra no tendrá el doble de ganancia y cuando nos vamos a longitudes muy grandes la ganancia es casi inapreciable en comparación a otra de menor tamaño. También podemos ver que la típica antena de hilo largo, cuando es muy largo, irá más o menos bien para recibir pero no tanto para transmitir.

Otra cosa a tener en cuenta es que al alargar una antena los lóbulos de radiación principales se van acercando hacia las puntas



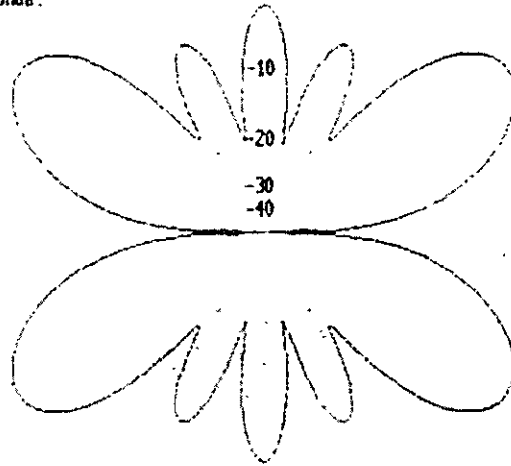
Este es el lóbulo de radiación horizontal de un dipolo en horizontal en el espacio libre.



Aquí tenemos el de uno de 1 y 1/2 longitudes de onda, como podemos ver los lóbulos principales tienden a acercarse hacia las puntas al mismo tiempo que aumenta la ganancia en relación a un dipolo.

Lóbulo de radiación horizontal para dipolo de 2 y 1/2 de onda.

Free space



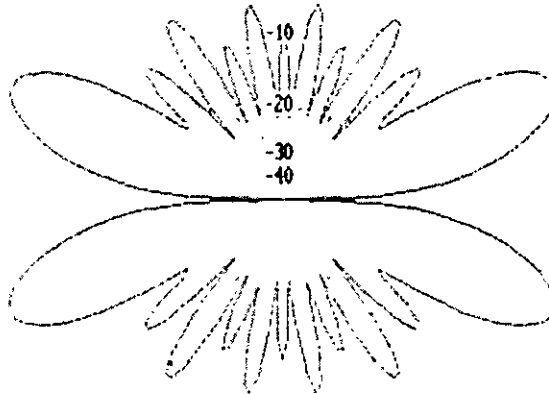
0 dB = 2.82 dBA

14.200 MHz

Ya podemos ver como los lóbulos van tendiendo más hacia las puntas a medida que aumentamos el tamaño de la antena.

Lóbulo de radiación horizontal para dipolo de 5 y 1/2 de onda.

Free space

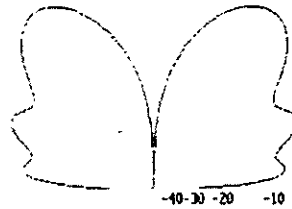


0 dB = 5.12 dBA

14.200 MHz

Hay que tener en cuenta el efecto de absorción de la tierra sobre la radiación de la antena. Los gráficos estos al estar en el espacio libre dan más ganancia de la que se consigue en realidad, mayor será la diferencia cuanto mayor sea la longitud de la antena, es decir la ganancia será menor.

Vertical de 2 y 1/2 de onda.



0 dB = 3.13 dBd

14 200 MHz

¿Por qué una vertical larga no funciona? pues aquí arriba tienen la respuesta. Los lóbulos de radiación se deforman y tienden hacia arriba, a parte que la ganancia no aumenta considerablemente.

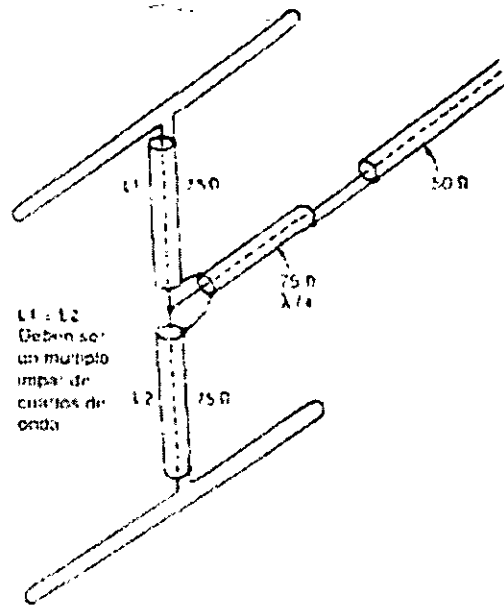
Un dipolo de 1 y 1/2 de onda puede dar un rendimiento bastante bueno, además de tener cuatro direcciones principales en lugar de las dos de uno de 1/2 onda. Estas antenas suelen tener alrededor de unos 100 ohmios por lo que si las alimentan con coaxial de 75 ohm conseguir unas estacionarias 1.5 o tal vez menos, dependiendo de la altura a la que la pongan. Otra cosa a tener en cuenta es que hay que dejarlas un poco más largas de lo que sería un dipolo, es decir si utilizamos  $300/f$  para calcularlo en los dipolos largos debemos utilizar un poco más de longitud, por ejemplo  $305/f$ .  
Enfasmiento de directivas.

Cuando con una antena directiva no obtenemos toda la ganancia que deseamos no tenemos más remedio que buscar una más larga, pero hay un límite de tamaño y también un límite de dinero que estamos dispuestos a pagar por una, así que podemos optar por enfasar 2 o más antenas.

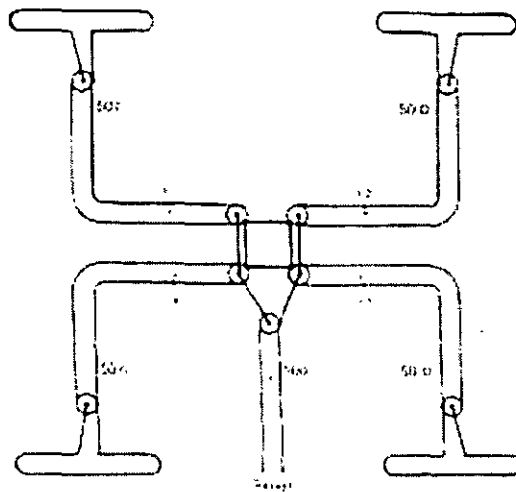
Antes de "complicarnos" enfasando antenas debemos de tener claro que es lo que queremos conseguir con ello. En algunas ocasiones resulta más sencillo y barato comprar o fabricar una más larga que la que tengamos y conseguir aproximadamente la misma ganancia. Aunque en teoría se debería duplicar la ganancia (+3 dB) cada vez que doblamos el número de antenas, en la práctica no es así. Por lo general podemos obtener unos 2.7, 2.8 dB de ganancia al enfasar dos antenas pero 2.5 o menos cuando enfasamos de 2 a 4.

Esto es debido a las pérdidas de los propios enfasadores que suelen ser de cable coaxial, por lo tanto si buscamos el máximo es muy importante utilizar el mejor coaxial que podamos tanto en los enfasadores como en la línea de bajada y procurar evitar los conectores PL y usar N.

Podemos empezar por calcular lo que debemos hacer para acoplar la impedancia. Si tenemos por ejemplo dos antenas de 50 ohms y las alimentamos con cable de 50 ohms (¿Lógico no? Pues no) tenemos en la salida 25 con lo que nos daría unas estacionarias de 2. Pero si alimentamos las antenas con coaxial de 75 ohms tendremos en la salida 30 y si luego ponemos una línea de 1/4 de onda o cualquier número impar de 1/4 de onda tendremos en la salida 48 con lo que nos daría unas estacionarias no mayores de 1.1. La impedancia se calcula de la siguiente forma: Por ejemplo: si la antena tiene 50 ohms y el coaxial 75, multiplicamos  $50 \times 75$  y sacamos la raíz cuadrada y esto nos da la impedancia a la salida. Aquí va un esquemita:



Para enfasar cuatro podemos hacerlo todo con coaxial de 50 ohms. Ahí va el esquemita de 4:



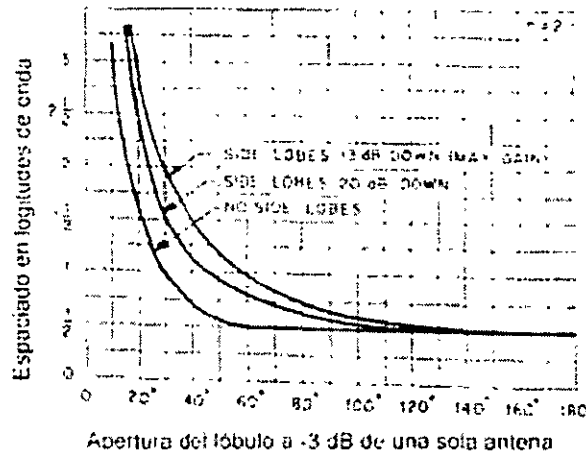
Ahora vamos a ver qué separación vamos a darle a las antenas. Cuanto más separamos las antenas más aumenta la ganancia hasta un punto en que queda constante. Pero también cuanto más las separamos más grandes se hacen unos lóbulos laterales que aparecen alrededor del principal. El punto en el cual ya no aumenta la ganancia es aquel en el que los lóbulos laterales están por debajo del principal en -13 dB, esta es la separación a la que se le suele llamar óptima, pero en algunos casos puede que no nos interese que estos lóbulos sean tan grandes por lo que deberemos acercarlas y por consiguiente la ganancia será menor. Para calcular esta separación necesitamos saber la anchura del lóbulo principal de las antenas que vayamos a utilizar, que se suele medir como el ángulo en grados a -3 dB es decir a media potencia. Muchos fabricantes suelen incluir este dato en los papeles de la antena. Si no tenemos estos datos podemos utilizar un programa que se llama Yagimax que si le ponemos las dimensiones de la antena nos calcula los lóbulos laterales según la separación. Empezad por una separación pequeña e id aumentando hasta que los lóbulos laterales estén en unos -13 -14 dB. Este



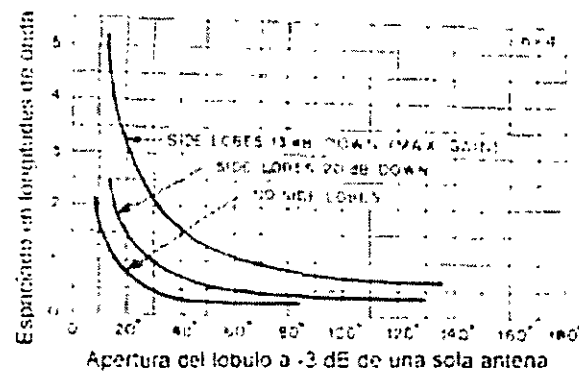
programa lo pueden bajar directamente aquí o ir a cualquier ftp que tengas programas para radioaficionados.

Yagimax 693.013 bytes

Aquí tienen unos esquemas para calcular la separación si saben el lóbulo a media potencia



Separación óptima para 2 antenas



Separación óptima para 4 antenas

Si no tienen idea de la anchura del lóbulo ni se desea complicarse con el programa, tal vez sirva el siguiente esquema para una aproximación:

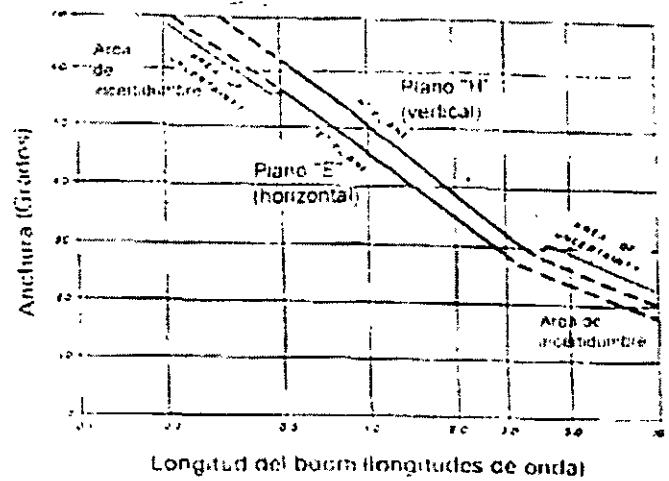


Fig. 4 —Anchuras de radiación típicas en relación con la longitud del boom de algunas Yagis.

La ganancia que obtendrán con el enfasamiento lo podrán observar en el siguiente esquema que como podrán ver los 3 dB teóricos no se alcanzan nunca.

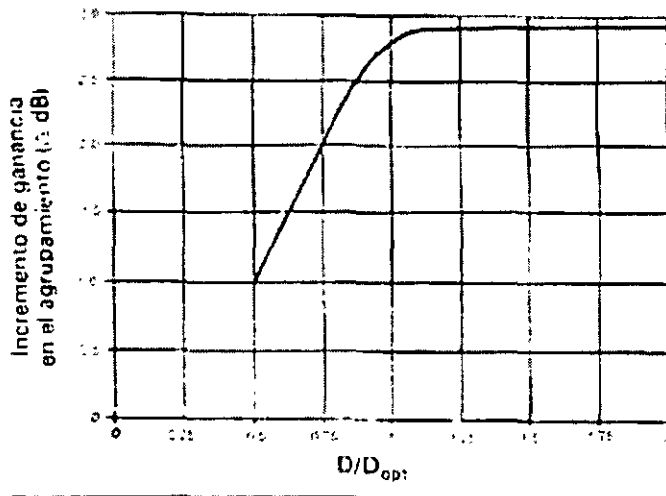


Fig. 6 —Incremento de ganancia típico al agrupar antenas. «D» es la distancia de agrupamiento y «D<sub>opt</sub>» es el óptimo recomendado según las ecuaciones

Ahora viene lo más delicado de todo, la longitud de las líneas de enfasamiento.

Estas líneas deben de ser de 1/4 de onda o de cualquier múltiplo impar de 1/4 de onda sin olvidar el factor de velocidad de las líneas, generalmente coaxial. Las ondas no se propagan a la misma velocidad por el vacío, por el aire o por el coaxial. Aquí entra lo que se llama factor de velocidad del coaxial que en muchos casos suele ser de 0.66. Este es el número por el cual debemos multiplicar la longitud de los enfasadores una vez sepamos la distancia a la que vamos a poner las antenas, suponiendo que el factor del cable que uses sea este.

El tipo de antena más sencillo consiste en un conductor de suficiente longitud para permitir que la carga eléctrica se desplace de un extremo a otro y viceversa durante cada ciclo de la señal de radiofrecuencia. Se dice entonces que ese conductor es una antena de  $1/2$  longitud de onda.

Hay dos tipos principales de antenas: La antena tipo Hertz, que consiste en una antena horizontal aislada de la tierra con un tamaño de  $1/2$  longitud de onda de la frecuencia que se desea transmitir. Esta antena está formada por dos alambres y recibe popularmente el nombre de antena dipolo.

El otro tipo de antena es el tipo Marconi, que utiliza como uno de sus polos la tierra, y mide  $1/4$  de la longitud de la onda para transmitir. Este tipo de antena se monta en forma vertical.

De lo anterior deducimos que a longitud o tamaño de las antenas está directamente relacionado con la frecuencia de la señal que se va a transmitir. Mientras más alta la frecuencia, menor es la longitud de onda, y más pequeña debe ser la antena.

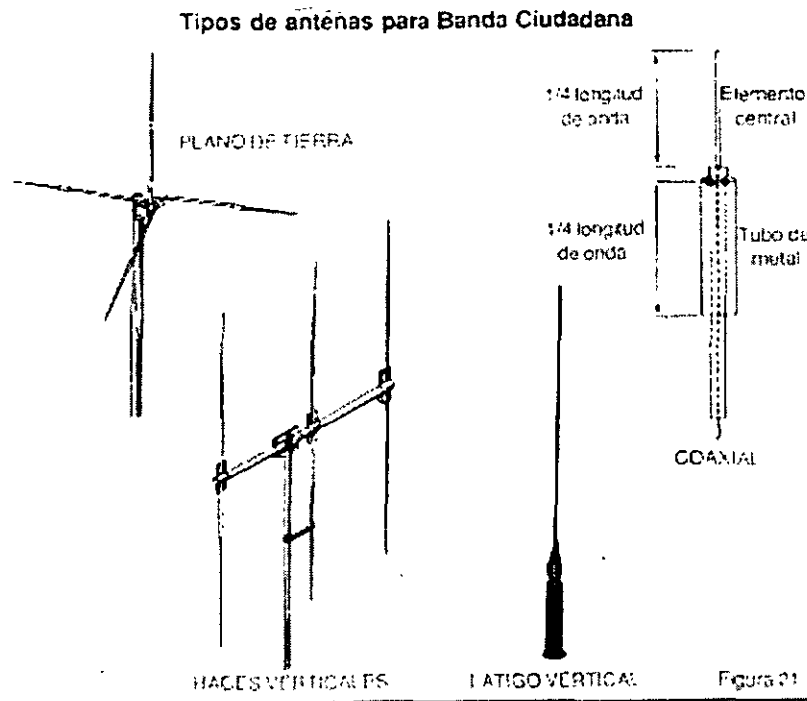
## **TIPOS DE ANTENAS PARA BANDA CIUDADANA**

Los tipos básicos de antenas para Banda Ciudadana son: las de látigo vertical, las coaxiales, las de plano de tierra y las de haces verticales.

Las de látigo vertical reciben ese nombre debido a su flexibilidad y movimiento, y se utilizan principalmente en las instalaciones móviles o vehiculares. La antena coaxial se usa principalmente para instalaciones fijas de base, pero se utilizan en algunos casos para operación móvil. Su construcción es más compleja y casi no se ha popularizado su uso.

La antena de plano de tierra es la más popular entre los tipos básicos en todas las instalaciones de Banda Ciudadana. Esta antena, en su forma básica, es omnidireccional y no tiene ganancia. Sin embargo, con algunas modificaciones se le puede introducir ganancia y hacerla semidireccional. Esta es la antena más económica y con un rendimiento muy aceptable para comunicados locales y aún internacionales. Estas antenas se utilizan especialmente en las estaciones fijas o bases.

La antena de haces verticales está formada por varios elementos en forma de parrilla o arreglo de varillas paralelas. En su forma es muy similar a las antenas que se utilizan para los receptores de televisión; estas antenas reciben el nombre de "YAGI", debido a que fueron ideadas por los japoneses Yagi y Uda.



## TIPOS DE ANTENAS PARA RADIOAFICIÓN

Los principales tipos de antenas que utilizan los radioaficionados en las bandas de HF son la dipolo, la vertical, la direccional (YAGI) y la cúbica.

La antena dipolo es la más sencilla que se puede construir y está derivada de la forma fundamental de antena formada por un solo conductor cuya longitud es igual a la mitad de la longitud de onda de la señal transmitida. Esta antena está formada por dos conductores cuya longitud total es igual a la longitud de media onda de la señal. Los conductores están aislados en los extremos de cualquier superficie conductora y separados en el centro por otro aislador. De estos dos terminales centrales se conecta la línea de transmisión que va al equipo.

Debido a que, cada banda de HF (80 m, 40 m, 20 m, 10 m, etc.) tiene una longitud de onda diferente, necesitaríamos una antena dipolo para cada una de ellas, lo que ocuparía mucho espacio y haría muy difícil su conexión al transmisor. Para superar esta dificultad, se pueden construir antenas dipolo multibanda, es decir, que funcionen en todas las bandas y que tengan una sola línea de transmisión. Existen básicamente dos formas para fabricar una antena dipolo multibanda: en el primer caso se instalan varios dipolos utilizando los mismos mástiles o soportes y el mismo cable coaxial; y en el segundo caso se utiliza un solo alambre y el sistema de trampas sintonizadas, las cuales corresponden a una serie de bobinas y condensadores.

Las antenas verticales se utilizan principalmente en casos de problemas de espacio o montaje y para uso en vehículos de todo tipo. Existen dos tipos básicos de antenas verticales: la antena vertical conectada a tierra y la antena vertical con plano de tierra. La antena vertical conectada a tierra debe tener una longitud aproximada de media onda y la antena con plano de tierra se puede construir con una longitud de un cuarto de onda, pero además posee en su parte inferior un plano de tierra formado por alambres gruesos o por tubos de aluminio delgados que se distribuyen en forma radial. Este plano de

tierra metálico simula o reemplaza el efecto de la superficie de la tierra en el proceso de creación de las ondas electromagnéticas en la antena. Igualmente, estas antenas verticales pueden ser construidas multibanda a través del uso de circuitos resonantes (bobinas y condensadores intercalados) colocados en puntos específicos de la antena.

La antena direccional para radioafición más difundida es la tipo "YAGI", compuestas por un elemento principal, derivado de la antena dipolo y de varios elementos adicionales llamados parásitos, que reciben la energía por inducción del elemento principal y refuerzan su transmisión en el mismo sentido.

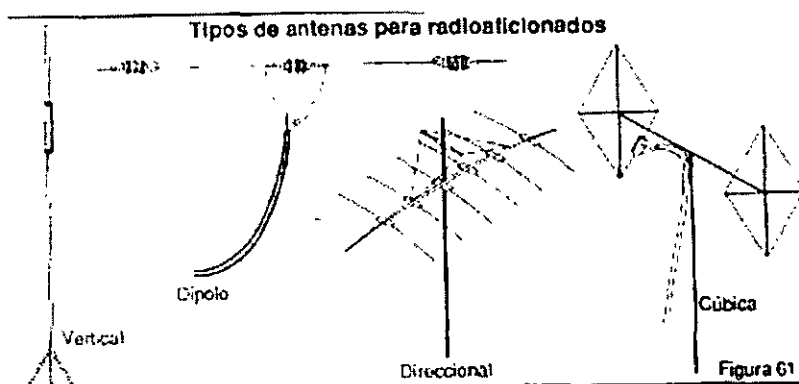
En las antenas direccionales tipo YAGI la señal se concentra en una sola dirección tanto de transmisión como de recepción. Se construyen con dos o más elementos dependiendo de la ganancia que se desee obtener. Los elementos que están detrás del elemento principal se llaman reflectores y los que están al frente se llaman directores.

En las antenas direccionales tipo YAGI también se utiliza el sistema de trampas con el fin de recortar los elementos y facilitar así su construcción y montaje.

Estas antenas se instalan generalmente en una torre de hierro y tienen en su parte central un soporte que va montado en un rotor o mecanismo giratorio accionado desde el sitio donde se opera la estación. Allí por medio de un control se ubica la antena hacia la dirección donde deseamos establecer uno o varios comunicados.

Las antenas direccionales cuádricas o cúbicas están formadas por cuadros de alambre sostenidos por elementos aislantes en forma de cruz. Cada cuadro tiene una longitud de un cuarto de onda por cada lado. En la configuración más común se tienen dos cuadros; uno se utiliza como elemento principal o excitador y el otro como reflector. Este tipo de antena es muy popular debido a su fácil construcción, bajo peso y gran rendimiento para comunicados lejanos. En cuanto a ganancia, se puede comparar una cúbica de dos elementos con una YAGI de tres elementos. Este tipo de antena fue desarrollada por Clarence Moore en 1942 cuando trabajó como ingeniero para la emisora HCIB en Quito, Ecuador.

Una de sus principales limitaciones es su gran tamaño cuando se trata de la banda de 40 metros y aún en la de 20 metros, por lo que se recomienda inicialmente utilizarla en las bandas de 15 y 10 metros en configuración multibanda.



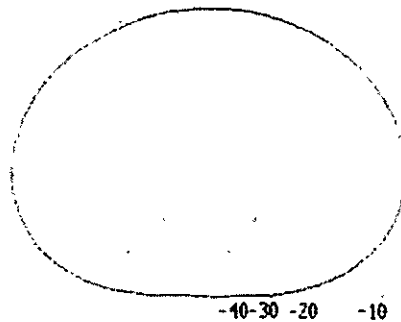
LA IMPORTANCIA DE LA ALTURA EN LAS ANTENAS

A partir de aquí aparecen unos diagramas de radiación vertical de antenas tipo dipolo o yagi de polarización horizontal. Como podrán observar cuando la antena está muy baja el ángulo en que la radiación es máxima es muy alto por lo que funcionará más o menos bien a cortas distancias pero difícilmente podrán hacer un contacto con una estación muy lejana. La primera altura (0.1 de onda) parecerá que esa altura no se usa tan baja, pero pensar que un dipolo para 160 metros colocado a 16 metros de altura tendría ese diagrama sobre una tierra de tipo medio y como seguro que lo tienen en v invertida será aun peor. El de 0.25 que ya no parece tan malo para una de 80 metros serían unos 20 metros de altura, y a ver cuántos la tenéis tan alta. Para bandas bajas una solución para dx es fabricarse una vertical, por supuesto todo lo que se pueda en vertical y el resto a base de acoplamientos, sombreros capacitivos o partes de la antena en horizontal, que es una forma no de aumentar la ganancia, pero si de bajar el ángulo de radiación. El problema está en que si hacemos una vertical muy corta, debemos de tener en cuenta la ganancia, si esta es por ejemplo de -10 dB en relación a un dipolo y un dipolo colocado a una determinada altura nos da entre -6 y -10 dB en ángulos bajos, entonces será preferible este último en lugar del sistema vertical.

Las imágenes que siguen creo que son autoexplicativas, solo comentaremos que cada división del semicírculo son 10° y la ganancia que aparece abajo a la izquierda es la que corresponde a la máxima de la antena, todo ello es aproximado ya que los programas no son infalibles y la tierra que tengáis debajo tiene mucha importancia, pero como referencia es suficientemente bueno. Aquí van los diagramas:

Radiación vertical de un dipolo según su altura.

2.11n altura=0.1 onda

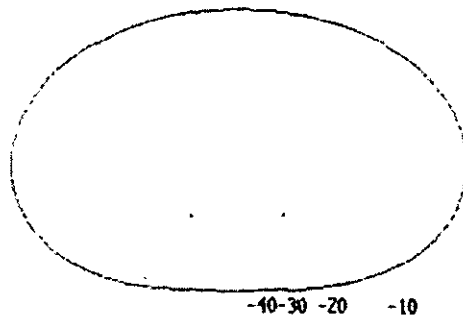


0 dB = 5.80 dBi

14.200 MHz

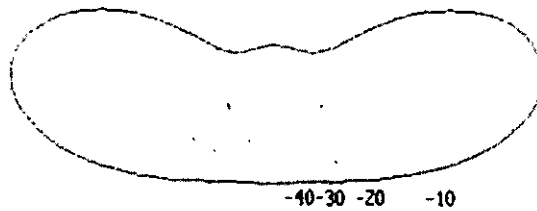
Radiación vertical de un bipolo según su altura.

5.28m altura=0.25 onda



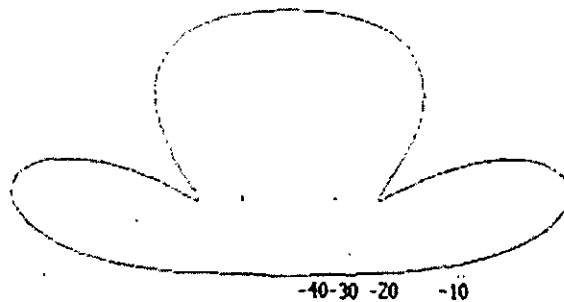
0 dB = 3.49 dBd  
Radiación vertical de un bipolo según su altura.

14.200 MHz  
10.56m altura=0.5 onda



0 dB = 5.23 dBd  
Radiación vertical de un bipolo según su altura.

14.200 MHz  
15.84m altura=0.75 onda

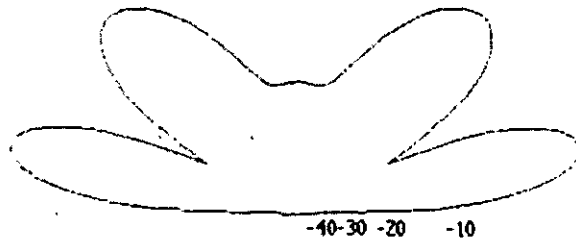


0 dB = 5.18 dBd

14.200 MHz

Radiación vertical de un  
bipolo según su altura.

21.13m altura=1 onda



0 dB = 5.54 dBd

Radiación vertical de un  
bipolo según su altura

21.13m altura=1.5 onda

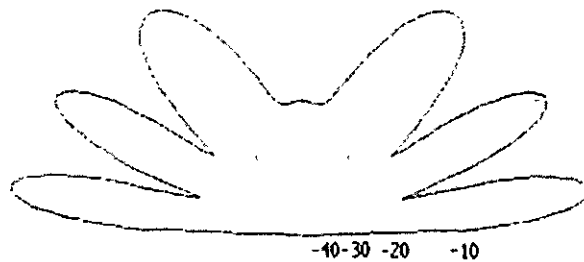
14.200 MHz



Radiación vertical de un  
bipolo según su altura.

14.200 MHz

31.69m altura=1.5 onda



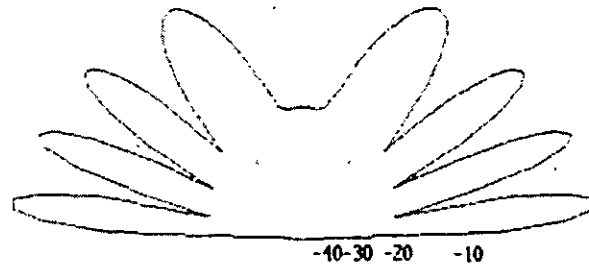
0 dB = 5.63 dBd

14.200 MHz



Radiación vertical de un  
bipolo según su altura.

42.25m altura=2 nudo



0 dB = 5.56 dBd

14.200 MHz

### ANTENAS PARA FRECUENCIAS DE VHF Y UHF

Para clasificar las ondas de radio se toman como medida los múltiplos de diez en la longitud de onda. Por lo tanto las ondas de VHF tienen una longitud de onda entre 1 Metro y 10 Metros mientras que las de UHF tienen una longitud de onda entre 10 Centímetros y un Metro. Como la relación es que la frecuencia es igual a la velocidad de la luz (misma velocidad que la de propagación de las ondas electromagnéticas, aproximadamente 300.000 Km./h) dividida por la longitud de onda, entonces tenemos que la banda de VHF va desde los 30 MHz a los 300 MHz y la de UHF va de los 300 MHz a los 3 GHz.

Las actuales aplicaciones en comunicaciones de punto a punto o móviles que superan los 30 MHz son muy populares y han hecho que aparezca un gran número de antenas para estas aplicaciones. La figura ilustra algunos tipos de antenas buenas para polarizaciones eléctricas verticales y fáciles de montar en un mástil. Excepto por un aislante que está señalado como "insulator" en la figura todas las demás líneas son de materiales conductores ya que para una representación simple se han obviado los aislantes.

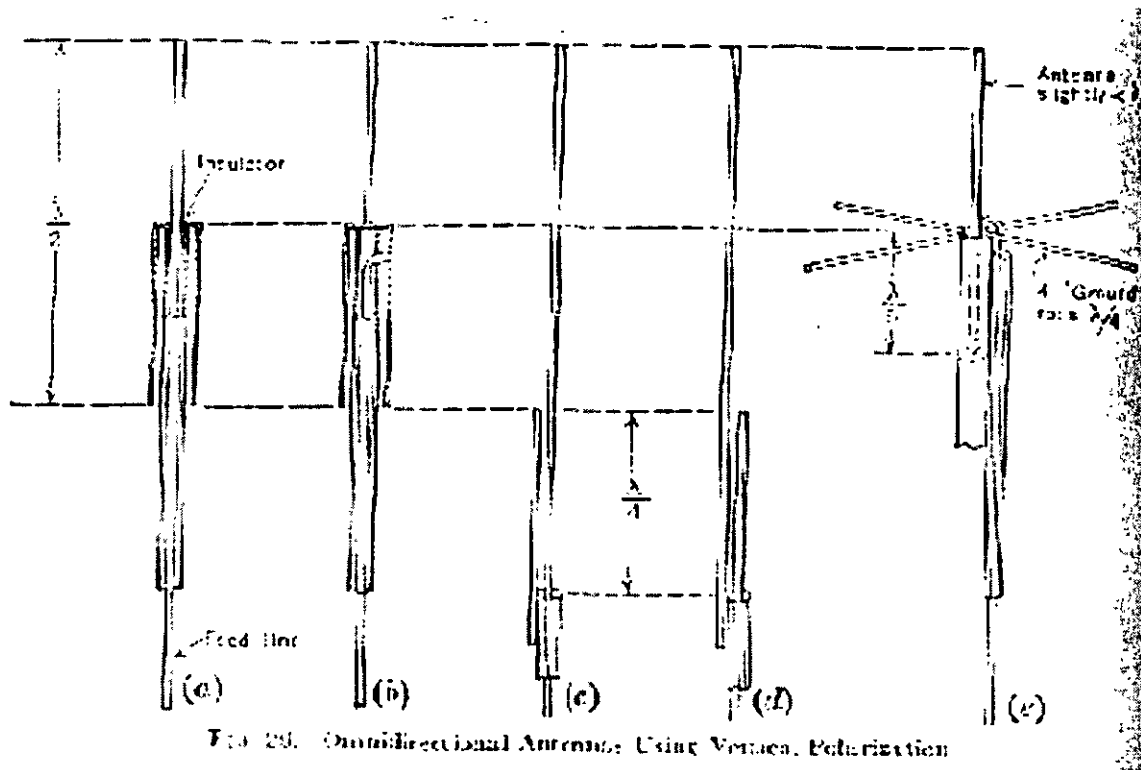


FIG. 29. Omnidirectional Antennas: Using Vertical Polarization

La parte mas baja de (a) es el coaxial que alimenta media longitud de onda de la parte superior de la antena en el medio en una conexión en serie (Toda la corriente de la línea de alimentación fluye a través de la antena). La porción de diámetro ancho no toca el conductor exterior de la línea de alimentación excepto en la punta, esto es una condición que tiende a minimizar que las ondas se queden el mástil que sostiene a la antena.

En la antena (b) vemos que hay una conexión entre la parte interna y las partes adyacentes, la alimentación esta perfeccionada por traer el conductor interior de la línea de alimentación a través de un agujero al exterior en un punto dentro del aislamiento que esta protegido del clima.

En la antena (c) y (d) son dos antenas en forma de "J" en las que la sección radiante es la media onda superior de una de las líneas de alimentación sobre el punto en que la otra termina.

En la figura (e) se ve una cruz horizontal de cuatro caños tierra sobre un largo cilindro, en el final hueco del cual esta montado el conductor interno que se extiende sobre el un poco menos que un cuarto de onda, se pone el punto de conexión coaxial de tal manera que coincidan las impedancias. La sección que continua este punto de conexión provee un fuerte soporte mecánico a la parte radiante por sobre ella.

Cuando se usa polarización horizontal en transmisiones de UHF hay muchos tipos de antenas a ser considerados. En esta polarización es mas fácil incrementar la ganancia que en la vertical por el método de "Stacking" (apilar). Muchos tipos están indicados en la siguiente figura.

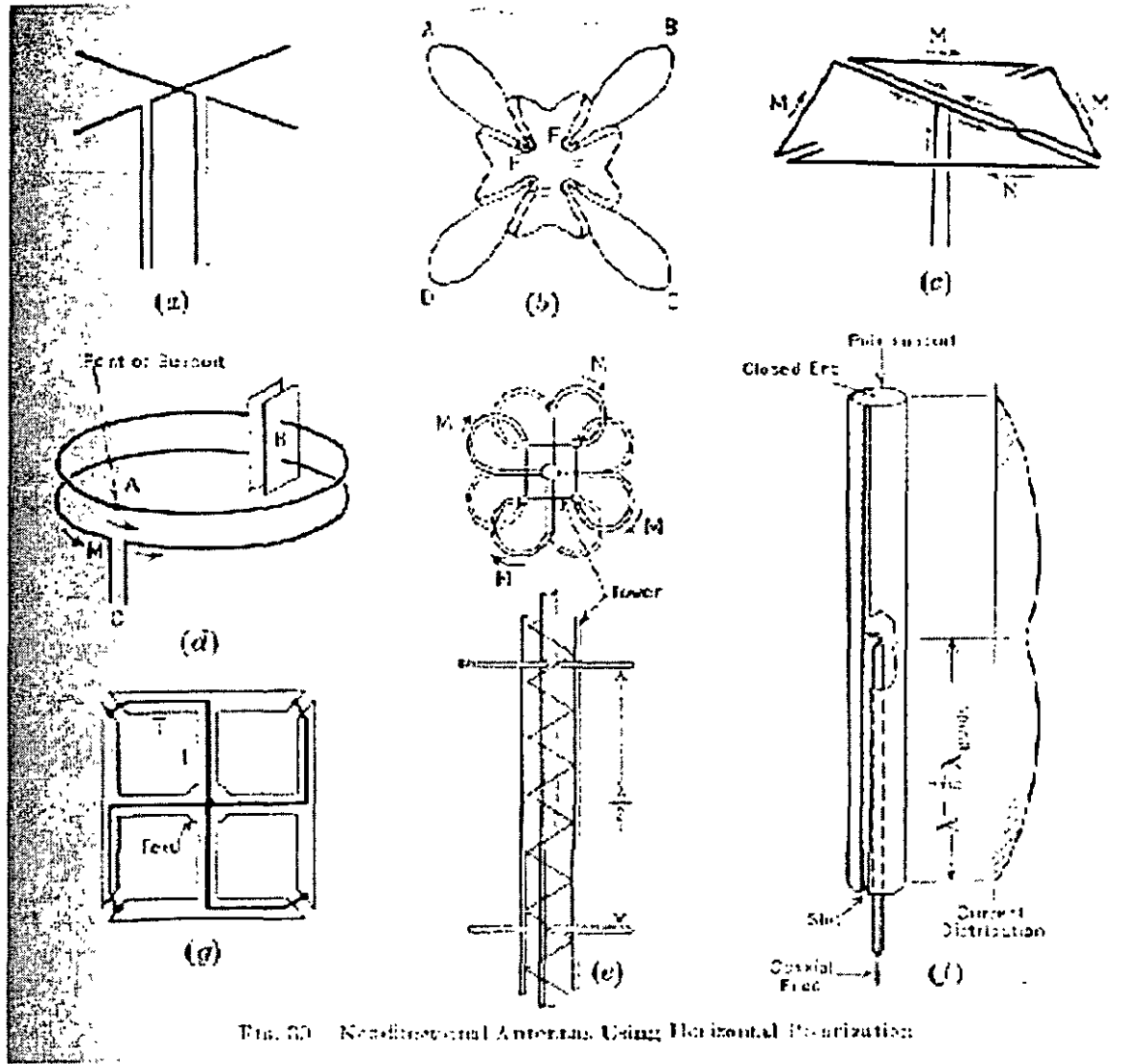


Fig. 60. Non-directional Antennas Using Horizontal Polarization.

La "Turnstile" que es la mostrada en el punto (a). Esencialmente tiene dos partes radiantes con una longitud de media onda desfasadas 90° y puestas en fases de cuadratura. Esta alimentada por un sistema de alimentación de líneas de transmisión. Cuando corrientes iguales son usadas en dos radiadores, el diagrama direcciones en el plano horizontal es un círculo deformado que va tendiendo a un cuadrado. La separación vertical entre elementos apilados es de media onda. La antena Turnstile esta adaptada para el uso de una banda de transmisión por el empleo de conductores largos y un cuidado extremo de todos los detalles.

Una sección cruzada de dicha antena esta mostrada en la figura (B) donde se ve una antena usada en el Empire State, donde los conductores con diámetros de un cigarrillo y las partes adyacentes centradas son superficies de revoluciones sobre las líneas AC y BD.

Líneas separadas de transmisión son proveídas en F para cada uno de los cuatro radiadores.

La figura (C) es un "Aldorf Loop" que es en forma de cuadrado, donde el largo de cuyo vértice es una cuestión de diseño, pero por propósitos descriptivos puede ser tomado por aproximadamente un tercio de longitud de onda. La corriente es entregada como se muestra en la figura, las corrientes en los

cuatro radiadores son iguales en magnitud y parecidas en fase como se muestra en las flechas del diagrama. En apilamiento en un espacio vertical se usa una distancia de media onda.

La figura (d) muestra una antena circular que también se llama antena de loop. Los dos conductores circulares radiantes están eléctricamente rotos en B por un condensador plano paralelo sin pérdida de continuidad mecánica y de fuerza, toda la construcción es capaz de ser soportada desde el punto A. El círculo más bajo está roto en C, de donde el sistema es alimentado en la forma de "Folded Dipole" (Dipolo Doblado) el "largo eléctrico" de la circunferencia (Tomando en cuenta la carga capacitiva de B) es de media onda.

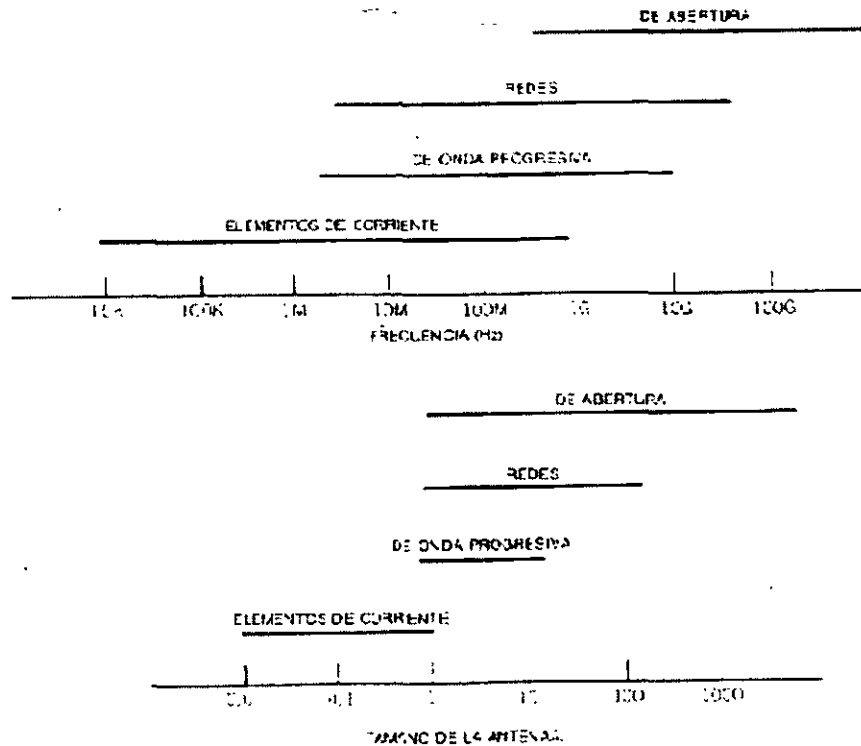
Físicamente la circunferencia es menos que esto. Esta antena está enganchada a un mástil en el punto A y por lo tanto metálicamente a tierra. El mástil está dentro de la circunferencia. La forma de las direcciones horizontal es elíptica, la máxima diferencia en campo de fuerza es un poco menos que 2 dB. Cuando estas unidades están apiladas en vertical el espacio entre ellas es de una longitud de onda.

La antena "Coverleaf" está mostrada en la figura (e). Esta consiste en una torre de estructura metálica delgada. En el centro hay un conductor que junto con la torre misma forman un sistema de transmisión coaxial. Las "Hojas" radiantes están agarradas como se muestra en la figura, formando una circunferencia horizontal compuesta. El largo de cada uno de estos conductores es de aproximadamente 0.4 de longitud de onda. En apilamientos se usan intervalos de media longitud de onda. El diagrama horizontal prácticamente circular.

La antena Cohete que se muestra en la figura (f), es un cilindro vertical cerrado metálicamente en sus dos extremos, pero tiene una grieta abierta en un elemento del cilindro como muestra la figura (slot). Está alimentado como se muestra en el lugar donde se ve un corte en el cilindro estableciendo un voltaje a través de la grieta. La antena tiene un efecto externo como una distribución vertical de circunferencias horizontales. Las unidades apiladas son puestas muy juntas. El diámetro es más o menos que media longitud de onda.

La figura (g) es una antena de circunferencia horizontal que tiene un particular sistema de alimentación coaxial.

Las antenas de VHF y UHF también se pueden clasificar en cuatro categorías dependiendo de otros parámetros como se ve en la siguiente tabla.



Cada una de estos tipos de antenas tiene asociadas formas de antenas específicas del mismo. Algunas de estas formas de antena fueron mencionadas o explicadas con anterioridad.

De elemento de corriente	De onda progresiva	Redes	De abertura
Monopolar	De fuente lineal	De radiación transversal	De reflector
Dipolar	De alambre largo	De radiación longitudinal	De bocina
De cuadro	Rómbica	Lineal	De lente
De rendija radiante	De guía de ondas ranurada	Planar	De radiación de retroceso
Hecónica	Espiral	Circular	Varilla dieléctrica corta
De ranura	Helicoidal	Conforme	Bocina parabólica
Esferoidal	Periódica logarítmica	Periódica logarítmica	
De reflector parabólico	De ondas lentas	De procesamiento de señales	
De microcinta	De ondas rápidas		
	De ondas dispersas		
	De ondas superficiales		
	De varilla dieléctrica larga		

Calculo de la pérdida de Transmisión o de Trayectoria

EL alcance de las ondas en el espacio está prácticamente limitado a la atenuación que sufre la señal a medida que se aleja de la fuente que la genera. Esta atenuación está dada por la siguiente fórmula:

$$L_p = \left( \frac{4 \cdot \pi d}{\lambda} \right)^2$$

Donde  $L_p$  es la relación entre potencia transferida y potencia recibida. ( $P_t/P_r$ ) y  $d$  es la distancia entre las dos antenas.

Lo mismo se puede calcular en dB con la siguiente fórmula

$$L_p = 32.5 + 20 \log f + 20 \log d$$

Donde  $L_p$  es la pérdida en dB,  $f$  es la frecuencia en MHz y  $d$  es la longitud de la trayectoria en Km.

Esto nos demuestra que cuanto mayor es la frecuencia o menor es la longitud de onda, mayores serán las pérdidas. Esto es muy importante de considerar en antenas de VHF y UHF ya que trabajan con frecuencias elevadas y longitudes de onda muy cortas.

#### Características de radiación

Otro aspecto que hay que tener en cuenta cuando se elige una antena es la característica de radiación de la misma ya que es uno de los parámetros más importantes de la antena. Por ejemplo la característica de radiación de una antena emisora debe ser igual a la característica de recepción de la antena receptora para que el proceso de transmisión sea óptimo. La característica de radiación de una antena representa el cambio de intensidad de un campo magnético en una esfera cuyo centro es la antena radiante. Esta es una representación en 3 dimensiones y resulta muy complicada, por lo tanto también se puede usar una descripción bidimensional que aproxima la forma tridimensional. Entonces se puede decir que la radiación de la antena tiene una forma circular, elíptica, etc.

## ANTENAS INDEPENDIENTES DE LA FRECUENCIA

A medida que el espectro electromagnético fue expandiéndose, los requerimientos exigidos a las antenas fueron cambiando; así a frecuencias hasta 300 KHz, la exigencia primaria fue la eficiencia ya que, aunque grandes en tamaño, normalmente se trataba de antenas cortas debido a la gran longitud de onda en esas frecuencias. En frecuencias medias (300 KHz a 3 MHz) en las que quedaban incluidas las antenas de radiodifusión, las torres transmisoras eran diseñadas no solo para buena eficiencia sino también para producir patrones de radiación con características direccionales específicas. Sin embargo, en frecuencias altas (3-30 MHz), muy altas (30-300 MHz) y ultra altas (300 MHz –3 GHz), además de eficiencia y directividad hubo otro elemento a considerar: banda ancha. Esta condición está basada por un lado en las complicadas y variadas comunicaciones militares y por otro en la proliferación de canales de TV con 6 MHz cada uno.

Una antena de banda ancha es aquella que mantiene la misma impedancia y las características de radiación sobre un amplio rango de frecuencias, aunque el término puede ser muy subjetivo, en la actualidad es posible diseñar antenas de banda ilimitada en el sentido de que el diseñador puede especificar arbitrariamente los límites de baja y alta frecuencia, por tal razón a las antenas logarítmicas periódicas que son las más usadas para estos fines se les conoce como antenas independientes a la frecuencia.

Varias son las estructuras independientes de la frecuencia, sin embargo todas las antenas que poseen esta característica están basadas en el mismo principio, establecido por V.H. Rumsey, quien propuso que las estructuras debían estar definidas por ángulos y no por longitudes como las antenas existentes hasta entonces.

A partir del principio de ángulos, fueron diseñadas antenas, como la espiral equiangular o la cónica espiral y otras, sin embargo la que dio mejores resultados fue la antena logarítmica periódica ideada por R. H. Du Hamel.

A pesar del exitoso intento, en lo que refiere a ancho de banda, en las antenas en espiral el patrón de radiación era demasiado ancho y bidireccional con el máximo sobre el eje de la espiral, lo que llevo a DuHamel a buscar estructuras más adecuadas.

Siguiendo el concepto de ángulos. ideó una estructura con discontinuidades localizadas apropiadamente, que lo llevó a construir la antena de la figura II.4.39.

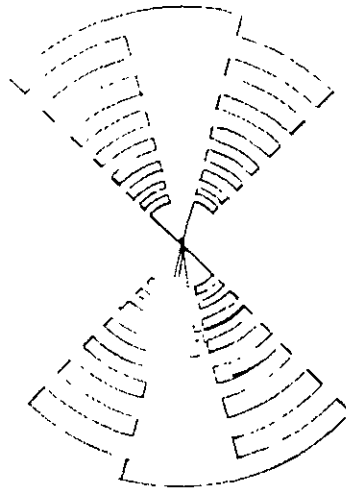


Fig. II.4.39

La estructura consiste en una hoja metálica a la cual se le han hecho cortes. La localización de dientes sucesivos está determinado por una relación constante  $\tau$  definida por:

$$\tau = \frac{R_n + 1}{R_n} \quad (\text{II.4.244})$$

La constante  $\tau$  también define las longitudes y los anchos de dientes sucesivos. La antena no es precisamente independiente de la frecuencia, sin embargo el comportamiento de un diente a una frecuencia determinada es el mismo que el de otro diente a otra frecuencia cuya longitud de onda guarda una relación similar que la del primero con su frecuencia. De hecho, el comportamiento de la estructura a una frecuencia  $f$  será el mismo a las frecuencias  $\tau f$ ,  $\tau^2 f$ ,  $\tau^3 f$ , etc. Graficadas en escala logarítmica estas frecuencias quedan espaciadas con un período igual al logaritmo de  $\tau$ .

De acuerdo con la ecuación (II.4.244), la constante  $\tau$  es menor que 1 y como el comportamiento de la antena es el mismo a frecuencias discretas por  $\tau^n f$ , para obtener una respuesta casi independiente de la frecuencia se requiere que  $\tau$  sea muy cercana a 1.

A partir de la antena logarítmica, se desarrollaron nuevos diseños para perfeccionarlas en dos aspectos principalmente:

- Direccionalidad (la antena logarítmica planar radia bidireccionalmente).
- Facilidad de construcción.

El éxito mayor se obtuvo con la antena logarítmica periódica dipolar, construida de un arreglo de dipolos cuyas dimensiones y separación está gobernada por la constante  $\tau$  de acuerdo con la expresión:



$$\tau = \frac{L_n + 1}{L_n} = \frac{d_n + 1}{d_n} \quad (\text{II.4.245})$$

Una antena logarítmica dipolar y su patrón de radiación se muestran respectivamente en la figura II.4.40.

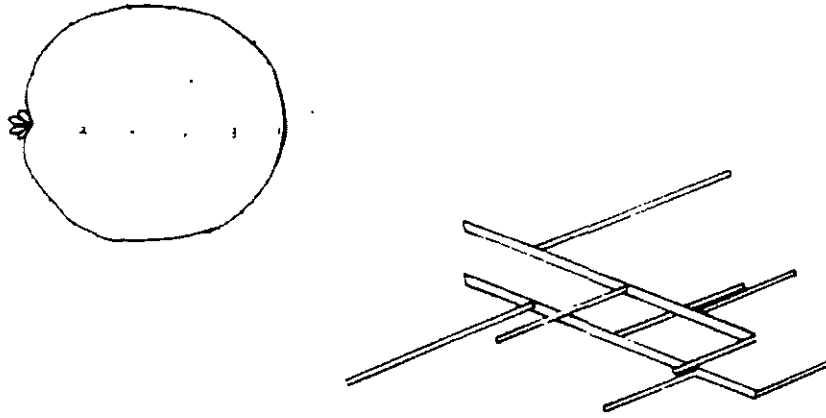


Figura II.4.40

Como se ve en la figura II.4.40 la alimentación de sus dipolos introduce un defasamiento de  $180^\circ$  al cruzar la línea de alimentación en cada dipolo. Debido a que la alimentación se hace en el elemento más corto, la antena se comporta como un arreglo de radiación colineal pero con el máximo en la dirección del generador. Esta estructura mantiene las características de independencia de la frecuencia pero con un patrón de radiación unidireccional.

Posteriormente, se demostró experimentalmente que la radiación proviene de los dipolos cuya longitud es comparable con  $\lambda/2$  y que las corrientes y voltajes en los dipolos más grandes respecto a  $\lambda/2$  son despreciables. La banda de frecuencias de operación está limitada por las dimensiones de los dipolos de los extremos.

Un análisis detallado de una antena logarítmica periódica dipolar, fue hecho por R. L. Carrel como tesis de doctorado. La que se dividía en dos partes: en la primera se representa en detalle la distribución de corriente y el voltaje en la estructura y la segunda un conjunto de curvas y nomogramas así como un procedimiento para determinar las dimensiones de la antena, para cumplir objetivos de diseño.

Por lo que se refiere a la distribución de corriente y voltaje en la línea, los resultados pueden observarse en las figuras II.4.41 y II.4.42

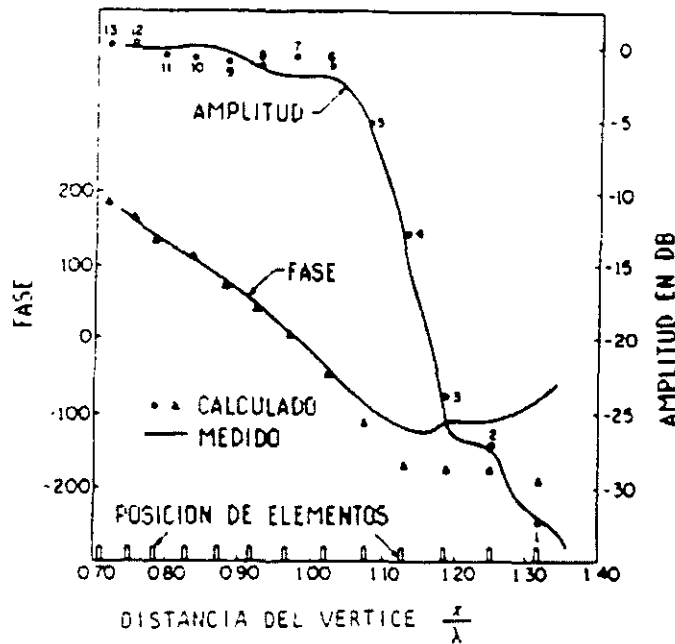


Figura II.4.41

En la figura II.4.41 se muestra la amplitud y fase del voltaje de la línea de transmisión como una función de distancia. En particular, la figura muestra la respuesta para una frecuencia tal que el elemento 4 tiene una longitud igual a  $\lambda/2$ . En la gráfica se muestra igualmente la posición de los elementos de la antena. Se observa de la figura que el voltaje en la línea de transmisión terminada en es casi constante entre el elemento 13 y el elemento 6, lo cual recuerda a una línea de transmisión terminada en su impedancia característica, es decir, del elemento 6 la línea “ve” una carga igual a su  $Z_0$ , la energía alimentada a la carga se consume en ella lo que explica la brusca caída de voltaje a partir de ese elemento. Por lo que se refiere a la fase, se observa una variación constante lo que indica una onda progresiva sobre la línea cuya velocidad puede calcularse a partir de la variación de la fase con la distancia y es aproximadamente:

$$V=0.6C \quad (II.4.246)$$

Por las razones expuestas, Carrel llamó a esta parte de la antena región de línea de transmisión.

En la figura II.4.42 se tiene la distribución de corriente de la antena.

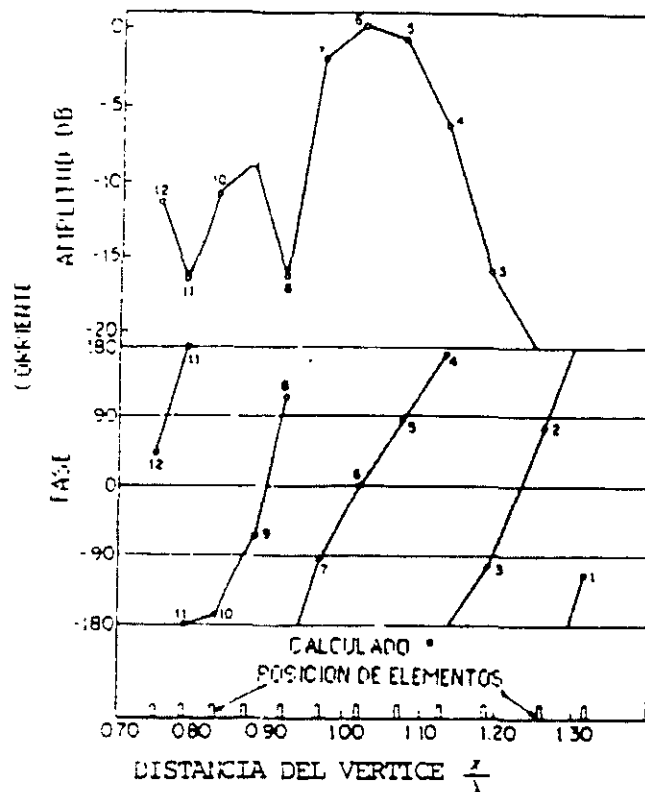


Figura II.4.42

Se observa en la figura II.4.42 que la concentración de corriente está en los elementos 7, 6, 5 y 4, este efecto justifica la caída de voltaje en la línea de transmisión e indica que esos elementos son los responsables de la radiación. Una consecuencia interesante de la distribución de corriente es que su magnitud es muy pequeña para los elementos más largos lo que implica que para esa frecuencia de trabajo la antena se comporta como si fuera infinita. A esta región se le conoce como región activa. En curva referente a la fase se observa otro concepto importante: la fase de los elementos de la región activa es lineal y progresiva y recuerda a las características de un arreglo lineal uniforme de radiación colineal pero con fase invertida por lo que el máximo del campo está en la dirección de los elementos más cortos.

Cuando la frecuencia de operación cambia, los patrones generales de voltaje y corriente se mantienen excepto que la región activa se desplaza sobre la antena. Si la frecuencia aumenta, la región activa se desplaza hacia los elementos largos. El ancho de banda está determinado por las dimensiones de los elementos de los extremos. Los límites de frecuencias son aproximadamente  $\lambda/2$  de la frecuencia más alta y más baja respectivamente.

El proceso de diseño, que constituye la segunda parte del trabajo de Carrel, se ilustrará aquí a través de un ejemplo.

Supongamos que se desea diseñar una antena logarítmica con las siguientes características:

- Ganancia 9 dB
- Banda de trabajo 174-216 MHz (Canales 7-13 de T.V.).
- Impedancia de entrada 300 Ω

Las curvas desarrolladas por Carrel son de enorme utilidad en el diseño, en ellas se establecen 3 parámetros de diseño aunque sólo 2 de ellos son variables independientes:

$$\tau = \frac{l_n + 1}{l_n} = \frac{d_n + 1}{d_n}$$

$$\sigma = \frac{d_n}{2l_n} \quad (\text{II.4.247})$$

$$\alpha = \text{Tg}^{-1} \frac{1 - \tau}{4\sigma} \quad (\text{II.4.248})$$

En la figura II.4.43 se muestra una antena con las dimensiones de los diferentes parámetros.

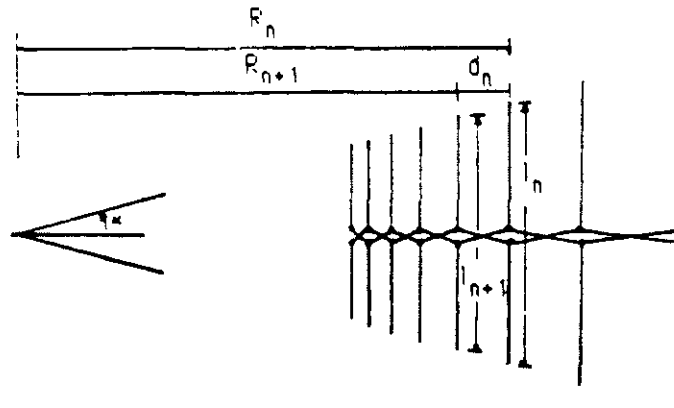


Figura II.4.43

El primer paso de diseño consiste en obtener  $\sigma$  y  $\tau$  a partir de los contornos de directividad que se muestran en la figura II.4.44. En estos contornos se muestra una línea que representa el valor óptimo de  $\sigma$  para una ganancia dada. Por lo que se refiere a la impedancia de entrada, depende de  $\sigma$ ,  $\tau$  y la  $Z_0$  de la línea de alimentación, de modo que es posible ajustarla prácticamente a cualquier valor determinado la impedancia característica de la línea de transmisión. Por otro lado el tamaño de la estructura depende del ancho de banda requerido.

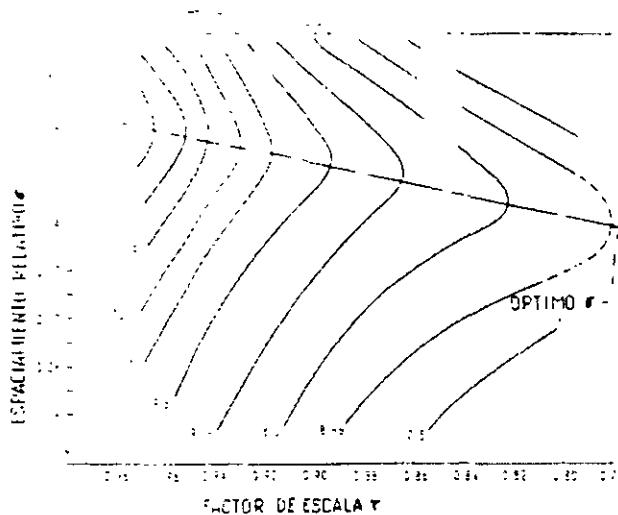


Figura II.4.44

De la figura II.4.44 se observa que para D=9 dB:

$$\begin{aligned} \tau &= 0.865 \\ \sigma &= 0.157 \end{aligned}$$

entonces:

$$\alpha = \text{Tg}^{-1} \frac{1 - 0.865}{4 \times 0.157} = 12^\circ$$

Aunque el ancho de banda requerido es  $216/174=1.24:1$ , para asegurar que las frecuencias límites tendrán las mismas características, Carrel recomienda un ancho de banda mayor  $B_S$  que está relacionado al ancho de banda requerido por medio de:

$$B_S = B B_{ar} \text{ (II.4.249)}$$

Al término  $B_{ar}$  se le conoce como ancho de banda de la región activa que se relaciona con  $\tau$  y  $\alpha$  en la forma:

$$B_{ar} = 1.1 + 7.7(1-\tau)^2 \text{Ctg} \alpha \text{ (II.4.250)}$$

Para el diseño que aquí se presenta:

$$B_{ar} = 1.1 + 7.7 (1-0.865)^2 \text{Ctg } 12^\circ = 1.76$$

Por lo tanto

$$B_S = 1.24 \times 1.76 = 2.1824$$

Si la frecuencia central para las dos bandas ( $B$  y  $B_S$ ) es la misma, las frecuencias límites para la banda  $B_S$  pueden calcularse a partir de:

$$f_{as} = f_a \frac{B+1}{B_S+1} \quad (\text{II.4.251})$$

y

$$f_{bs} = B_S f_{as} \quad (\text{II.4.252})$$

Donde  $f_a$  y  $f_b$  representan las frecuencias inferior y superior de la banda B y  $f_{as}$  y  $f_{bs}$  las frecuencias inferior y posterior de la banda  $B_S$  respectivamente. Las ecuaciones (II.4.251) y (II.4.252) se obtienen igualando las frecuencias medias para ambas bandas utilizando el hecho de que  $f_a = B f_b$  y  $f_{bs} = B_S f_{as}$ . Para nuestro caso:

$$f_{as} = 1.74 \frac{1.24+1}{2.18+1} = 122.5 \text{ MHz}$$

$$f_{bs} = 2.18 \times 122.5 = 267 \text{ MHz}$$

El número de elementos de la antena se puede obtener de la expresión:

$$N = 1 + \frac{\log B_S}{\log\left(\frac{1}{\tau}\right)} \quad (\text{II.4.253})$$

Para nuestro caso:

$$N = 1 + \frac{\log(2.1824)}{\log\left(\frac{1}{0.865}\right)} = 6.38$$

Como el número de elementos no puede ser fraccionario se escoge  $N = 6$ . A criterio del diseñador el número de elementos puede escogerse como el entero superior o inferior de la fracción dependiendo de que se desee mayor seguridad en la frecuencia alta o menos elementos.

El siguiente paso en el diseño es la determinación de las dimensiones de la antena. La longitud del elemento más largo es  $\lambda/2$  de la frecuencia más baja de  $B_S$  y usando las ecuaciones (II.4.245) y (II.4.247) se obtienen las longitudes de los demás y la separación entre ellos:

$$\lambda_{as} = \frac{3 \times 10^8}{122.5 \times 10^6} = 2.45 \text{ m}$$

y

$$l_1 = \frac{\lambda_{as}}{2} = 1.225 \text{ m}$$

$$l_2 = \tau l_1 = 0.865 \times 1.225 = 1.06 \text{ m}$$

En la tabla II.4.7, se muestran las longitudes de los 6 elementos. Las distancias entre elementos serán:

$$d_1 = 2\sigma l_1 = 2 \times 0.157 \times 1.225 = 0.384 \text{ m}$$

$$d_2 = 2\sigma d_2 = 2 \times 0.157 \times 1.06 = 0.332 \text{ m}$$

Igualmente en la tabla II.4.7 se muestran las distancias entre los elementos.

TABLA II.4.7

LONGITUD	DISTANCIA
$l_1=1.225$ m	$d_1=0.384$ m
$l_2=1.06$ m	$d_2=0.332$ m
$l_3=0.916$ m	$d_3=0.287$ m
$l_4=0.79$ m	$d_4=0.248$ m
$l_5=0.685$ m	$d_5=0.215$ m
$l_6=0.59$ m	

El diseño de la línea de alimentación se hace para dar la impedancia de entrada que se requiere, la cual depende también de  $\sigma$  y de la impedancia característica promedio de los dipolos que a su vez está determinada por la relación longitud-diámetro de los tubos que forman los elementos, y puede calcularse a partir de:

$$Z_a = 120 \left( \ln \frac{h}{a} - 2.25 \right) \quad \text{II.4.254}$$

Para nuestro caso: escogemos tubo con un diámetro de 9 mm lo que da una relación promedio para los 6 elementos de 1:100 por lo que:

$$Z_a = 120(\ln 100 - 2.25) = 282.6[\Omega]$$

La impedancia de la línea, normalizada a  $R_0$  (impedancia de entrada requerida), se determina utilizando la gráfica de la figura II.4.45

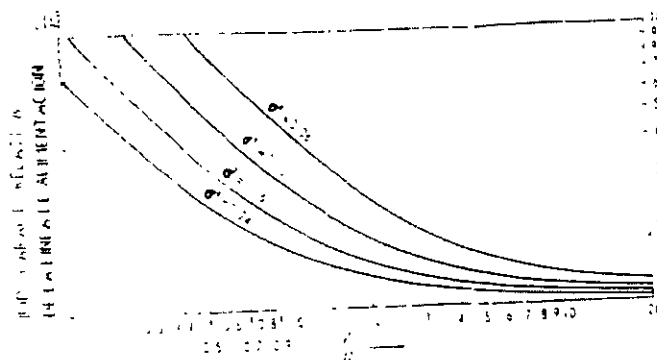


Figura II.4.45

El parámetro  $\sigma'$  de la figura II.4.45 se conoce como espaciamiento medio relativo el cual toma en cuenta la variación de la carga que cada elemento presente en la línea de alimentación. Este espaciamiento está definido por:

$$\sigma' = \frac{\sigma}{\tau^{1/2}}$$

Para el presente diseño se tiene:

$$\sigma' = \frac{0.157}{(0.865)^{1/2}} = 0.168$$

Para usar la gráfica de la figura II.4.45, se normaliza  $Z_a$  a  $R_0$  y se obtiene la  $Z_0$  normalizada, por lo tanto:

$$\frac{Z_a}{R_0} = \frac{282.6}{300} = 0.942$$

Con todos estos valores de  $\sigma'$  y  $Z_a/R_0$  se obtiene:

$$\frac{Z_0}{R_0} = 2$$

por lo que:

$$Z_0 = 2 \times 300 = 600 \Omega$$

La impedancia característica de una línea de conductores paralelos está dada por:

$$Z_0 = 120 \cos^{-1} \frac{d}{D} \quad (\text{II.4.256})$$

donde  $d$  representa la separación entre conductores y  $D$  su diámetro. La línea de alimentación de la antena puede ser el soporte de los elementos o también un par de conductores paralelos entrecruzados y con un soporte independiente de los dipolos la selección de una u otra opción está determinada por las dimensiones de la línea. Para el caso de nuestro diseño:

$$\frac{d}{D} = \cosh \frac{Z_0}{120} = \cosh \frac{600}{120} = 74.2$$

Como la relación  $d/D$  es muy grande es más conveniente tener un soporte para los dipolos y una línea de transmisión hecha de conductores delgados. Podemos escoger  $D = 1 \text{ mm}$  por lo que:

$$d = 74.1 \times 1 = 74.1 \text{ mm} = 7.42 \text{ cm}$$

Con este cálculo se termina el diseño; como se supondrá el diseño puede no ser el óptimo, en la práctica normalmente los resultados son analizados con el fin de mejorar alguna característica de la



antena, como su longitud y el número de elementos o algún otro aspecto de la antenna y por supuesto, las características óptimas dependerán de cada diseño particular.

## ANTENAS HELICOIDALES DE RADIACIÓN AXIAL

### ANÁLISIS HISTORICO SOBRE ANTENAS HELICOIDALES

Cuenta John Kraus en su libro de antenas<sup>0</sup>, que en 1946 asistió a una conferencia en la Universidad de Ohio, sobre tubos de onda viajera en los que un haz de electrones es lanzado dentro de una hélice hecha de alambre y que sirve de amplificador para ondas que viajan sobre la hélice. El diámetro de la hélice es solo una fracción de la longitud de onda y sirve como guía de onda. Después de la conferencia, pregunto al conferencista, si la hélice podía servir como antenna a lo cual contestó que no. Sin embargo Kraus pensó que, si las dimensiones de las antenas fueran comparables con la longitud de onda, la antenna radiaría en alguna forma, lo cual investigó en casa construyendo una antenna de una longitud de onda de circunferencia y 7 vueltas, alimentándola con un oscilador de  $\lambda = 12$  cm. (figura 1.1), quedando sorprendido al encontrar que radiaba un haz angosto de polarización circular.

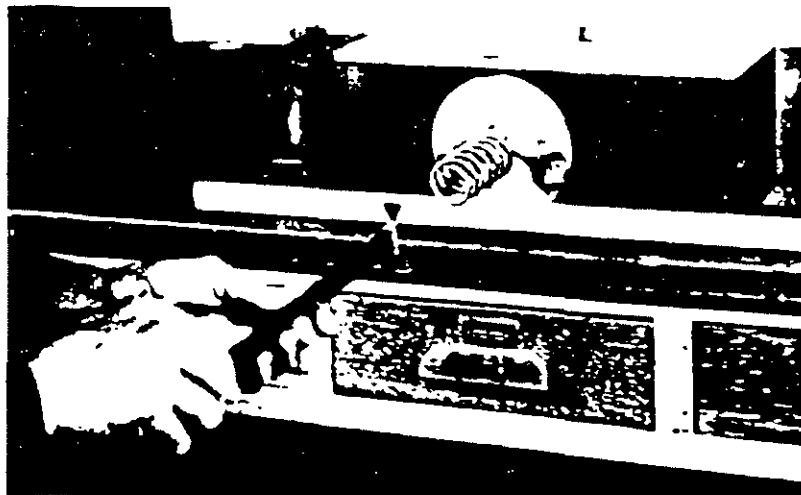


Figura 1.1 PRIMEROS EXPERIMENTOS CON ANTENAS HELICOIDALES

Posteriormente construyó más hélices con diámetros diferentes con poco cambio el comportamiento, sin embargo obtuvo haces más concentrados aumentando el número de vueltas, a partir de entonces estableció, después de años de trabajo intensivo de mediciones y cálculos, sus conceptos básicos, algunos de los cuáles eran, para su época, incluso extraños, como el hecho de que la impedancia sea esencialmente constante y resistiva, sobre un amplio ancho de banda, lo cual sugiere que la antenna se comporta como una línea de transmisión terminada (acoplada) a pesar de que su extremo terminal esta completamente abierto. La respuesta a varias de las preguntas se obtuvieron cuando Kraus y sus colaboradores midieron la distribución de corriente a lo largo del conductor de la hélice, utilizando un dispositivo como el de la figura 1.2. en que se hace girar la antenna con su plano de tierra mientras que se sostiene una pequeña espira debajo de la antenna, capaz de

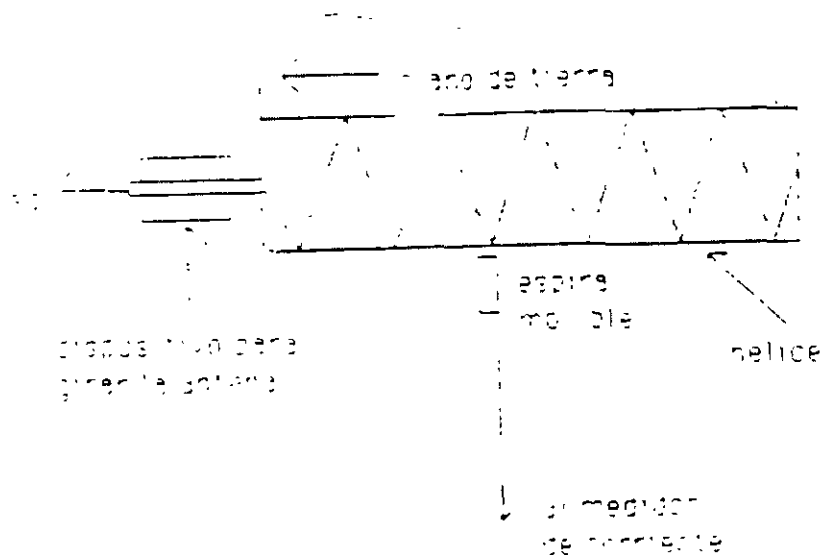


Figura 1.2 DISPOSITIVO PARA MEDIR LA CORRIENTE EN LA HÉLICE

moverse a lo largo de la antena. Cuando la frecuencia de trabajo hacia la circunferencia pequeña, en comparación con la longitud de onda, existía en la hélice una onda estacionaria casi pura (ondas incidente y reflejada casi iguales), pero a medida que la frecuencia aumentaba, la distribución de corriente cambiaba dramáticamente.

Para hélices con circunferencias cercanas a una longitud de onda, tres regiones aparecieron: cerca de la entrada la corriente decae exponencialmente, cerca del extremo abierto existe una onda estacionaria. sobre una distancia corta, mientras que entre ambos extremos, había una distribución uniforme de corriente, extendiéndose en la mayor parte de la antena. La caída de corriente en la entrada puede entenderse como la transición entre un modo hélice-plano de tierra y un modo puro de hélice. La reflexión de la onda viajera en el extremo abierto decae igualmente en forma exponencial generando una pequeña onda reflejada y dejando sólo la onda viajera como dominante. Un análisis más profundo fue encomendado a J. A. Marsh<sup>10</sup> quien estableció relaciones empíricas para la distribución de corriente en la antena.

Las extensas mediciones de patrones de radiación, mostraron que el modo de radiación axial persiste sobre un ancho de banda de 2 a 1, centrado en la frecuencia para la que la circunferencia es una longitud de onda.

Los estudios de Kraus y sus colaboradores han sido desde entonces, referencia obligada para cualquier trabajo sobre este tipo de antenas y han servido de base para contribuciones posteriores, como las de Nakano et al<sup>11, 12</sup>, que han estudiado los efectos de elementos parásitos en estructuras helicoidales. Otro artículo importante es el de Howard King y Jimmy Wong, quienes hicieron estudios paramétricos experimentales y derivaron expresiones empíricas para ganancia y ancho de banda. Los resultados que obtuvieron fueron comparados con los de Kraus llegando a conclusiones que se consideran tan importantes como las originales<sup>13</sup>.

En contribuciones posteriores se ha trabajado en la modificación de la forma, para mejorar las características de radiación<sup>14</sup>, e incluso se ha analizado la antena como radiador primario en reflectores parabólicos<sup>15</sup> la cual es una aplicación de uso común en la actualidad, desde hace un par de años.

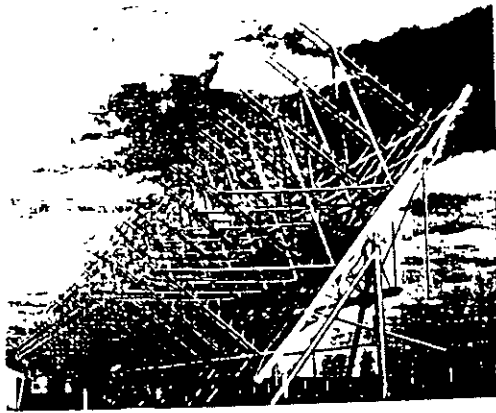


Figura 1.3 RADIOTELESCOPIO CON 96 HÉLICES DE 11 VUELTAS

A partir de su descubrimiento/inención como Kraus le llama, la hélice ha tenido muy amplia aplicación. El propio Kraus la utilizó en un radiotelescopio (figura 1.3), construido como un arreglo de 96 hélices de 11 vueltas en 1951, que opera en frecuencias de 200 a 300 MHz, el arreglo de 50 m de longitud y ganancia de 35 dB produjo algunos de los mapas radioastronómicos más completos<sup>16</sup>.

A partir del primer Sputnik la antena helicoidal ha sido utilizada ampliamente en satélites y sondas espaciales (figura 1.4); muchos de los satélites norteamericanos tienen antenas helicoidales y algunos como el Westar utiliza arreglos hasta de 30 hélices. Los satélites soviéticos igualmente las han utilizado como la serie Ekran equipados con arreglos de 96.

La antena helicoidal ha sido llevada a la luna y a Marte o en muchas sondas viajando hacia los planetas o a cometas y se han usado solas, en arreglos o como radiadores primarios en reflectores parabólicos, polarización circular, alta ganancia y simplicidad las hacen especialmente atractivas para aplicaciones espaciales<sup>17</sup>.

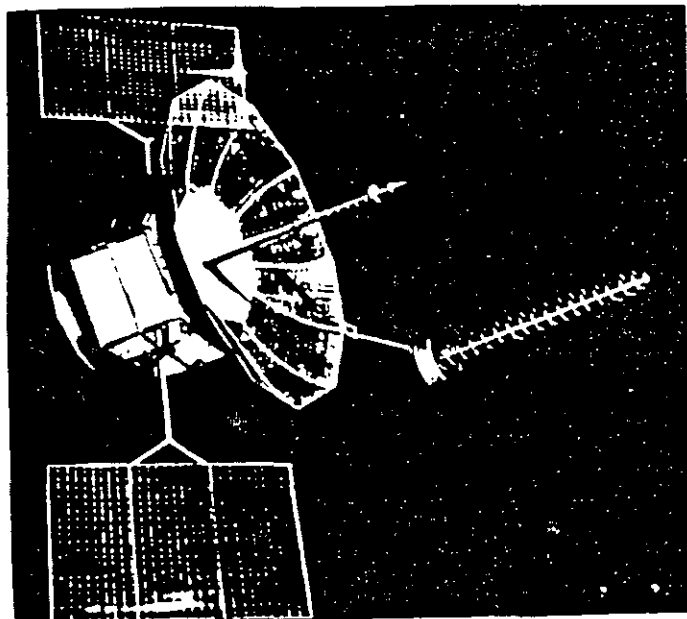


Figura 1.4 SATÉLITE DE COMUNICACIONES QUE UTILIZA HÉLICES

## CAPÍTULO DOS

### ANÁLISIS TEÓRICO DE ANTENAS HELICOIDALES

#### GEOMETRÍA DE LA HÉLICE Y MODOS DE OPERACIÓN

Una antena helicoidal es un radiador no lineal que consiste de un conductor devanado en la forma de una cuerda de tornillo con un plano conductor en uno de sus extremos que sirve como plano reflector, cuyas dimensiones deben ser por lo menos de media longitud de onda de diámetro. Usualmente se alimenta por medio de una línea coaxial con el conductor central conectado al plano de tierra, como muestra en la figura 2.1

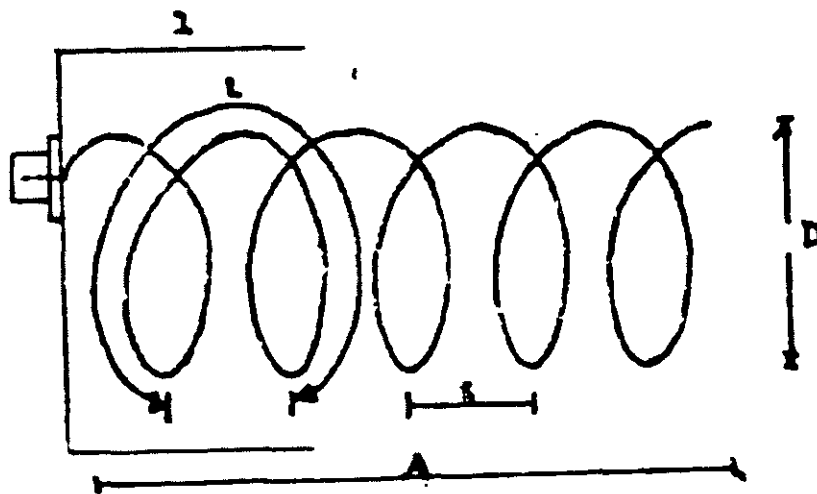


Figura 2.1 ESTRUCTURA FUNDAMENTAL DE UNA ANTENA HELIODAL

La geometría del sistema queda descrita por su diámetro  $D$ , la separación entre espiras  $S$  y el número de vueltas  $N$ . La longitud total de la hélice es igual a  $NS$  y la circunferencia es  $\pi D$ . El ángulo de paso es aquél que una línea tangente al conductor de la hélice forma con un plano perpendicular al eje.

Si una vuelta de la hélice se desenrolla en un plano, la relación entre  $S$ ,  $C$  y la longitud de una vuelta  $L$  queda como se ilustra en la figura 2.2,

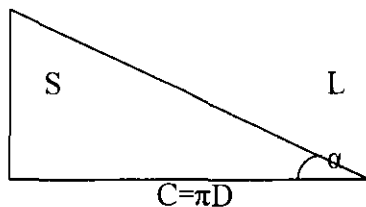


FIGURA 2.2 RELACIÓN ENTRE CIRCUNFERENCIA, ESPACIAMIENTO LONGITUD DE VUELTA Y ANGULO DE PASO

Se observa que:

$$\begin{aligned} \text{sen } \alpha &= S/L && 2.1 \\ \text{tan } \alpha &= S/(\pi D) = S/C && 2.2 \\ L &= (S^2 + C^2)^{1/2} = (S^2 + \pi^2 D^2)^{1/2} && 2.3 \end{aligned}$$

Las dimensiones de la hélice pueden representarse por una carta circunferencia-espaciamento diseñada por Kraus<sup>18</sup>, como muestra la figura 2.3. En esta carta las dimensiones de la hélice, pueden expresarse en coordenadas rectangulares por el espaciamento  $S_\lambda$  y la circunferencia  $C_\lambda$  o en coordenadas polares por la longitud de una vuelta  $L$  y el ángulo de paso  $\alpha$ . Cuando la separación entre espiras es cero ( $\alpha = 0$ ), la hélice se convierte en una espira y por otro lado, cuando el diámetro es cero ( $\alpha = 90^\circ$ ) la hélice se convierte en un conductor lineal. En esta forma, el eje de las ordenadas representa conductores lineales. El área entre ambos ejes, representa el caso general de la hélice.

Las dimensiones de la antena determinan su forma de radiación, cuando son pequeñas comparadas con la longitud de onda, el máximo de radiación está en el plano perpendicular al eje de la hélice, esta forma de radiación se le conoce como modo normal, como muestra la figura 2.4.a; en general produce polarización lineal, en la misma forma que un conductor recto al igual que éstos posee poca eficiencia y ancho de banda limitado.

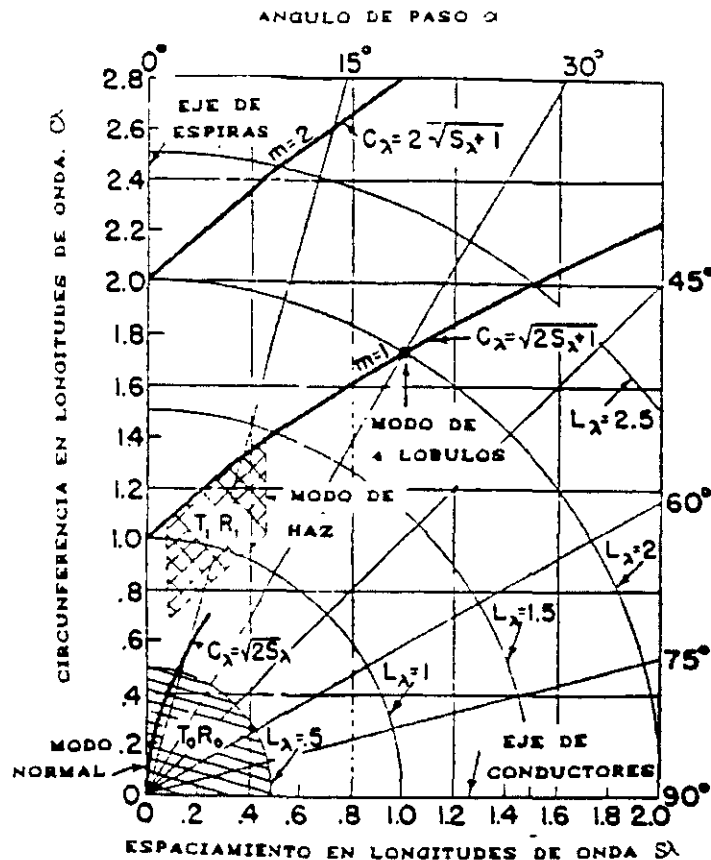


FIGURA 2.3 CARTA DE ESPACIAMIENTO Y CIRCUNFERENCIA

Sin embargo, cuando el diámetro y el espaciamiento son comparables con la longitud de onda, se obtiene una radiación enteramente diferente. El máximo de radiación está en la dirección del eje, en la forma de un haz direccional con lóbulos secundarios en ángulos oblicuos como muestra la figura 2.4.b. La radiación en el lóbulo es aproximadamente

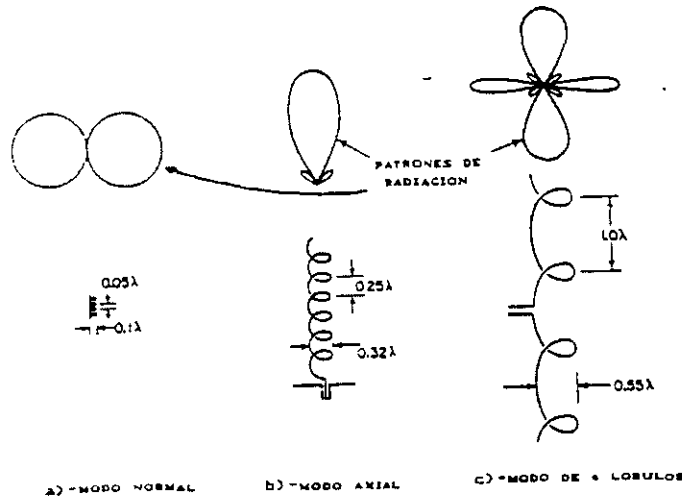


FIGURA 2.4 MODOS DE RADIACIÓN DE ANTENAS HELICOIDALES

circular y el sentido de la polarización está determinado por el sentido del devanado de la hélice. A esta forma de radiación se le conoce como modo axial<sup>19</sup>. Si las dimensiones de la hélice son mayores que la longitud de onda entonces el patrón de radiación se hace multilobular, manteniéndose la radiación axial pero con lóbulos perpendiculares al plano de la hélice, como muestra la figura 2.4.c.

El modo de radiación, es decir la forma de patrón de la antena, está determinado por el modo de transmisión el cual describe la manera que un campo electromagnético se propaga sobre la hélice suponiendo que la hélice constituye una línea de transmisión o una guía de onda. El modo más bajo de transmisión tiene regiones de carga positiva y negativa separada por varias vueltas. Este modo se designa como  $T_0$  es importante cuando la longitud de una vuelta es pequeña comparada con la longitud de onda. Como las regiones adyacentes de carga positiva y negativa están separadas por una distancia axial considerable, se presenta una fuerte componente longitudinal de campo eléctrico. Si se selecciona el criterio arbitrario de que el límite de esta región se encuentra en  $L_\lambda < 1/3$ , las dimensiones de la hélice para las que este modo es importante, están dentro del área  $T_0R_0$  en la figura 2.3.

Una hélice alimentada para el modo  $T_0$ , radia perpendicularmente a su eje, ya que la corriente puede considerarse uniforme y en fase a lo largo de ella como sucede en una antena corta, sin embargo su resistencia de radiación es pequeña. A esta condición se le conoce como modo de radiación es pequeña. A esta condición se le conoce como modo de radiación normal ( $R_0$ ), las componentes del campo varían senoidalmente con el ángulo  $\theta$ , como se muestra la figura 2.6.

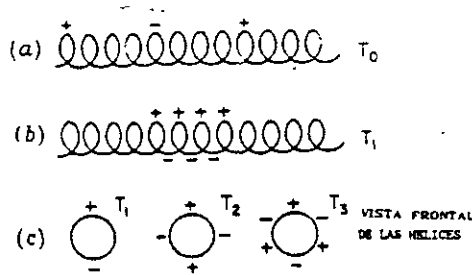


FIGURA 2.5 DISTRIBUCIÓN DE CARGA EN LA HÉLICE PARA DIFERENTES MODOS DE RADIACIÓN

Quando la circunferencia de la hélice es del orden de una longitud de onda, se obtiene el modo de transmisión  $T_1$ , para ángulos de paso pequeños, este modo tiene regiones de carga positiva y negativa separadas aproximadamente media vuelta, como muestra la figura 2.5.b. Para este tipo de hélices con  $n > 1$ , se ha encontrado que la radiación es en forma de haz, con el máximo en dirección de su eje por lo que se le llama modo axial de radiación ( $R_1$ ). En la figura 2.3 se muestra la región asociada con  $T_1$ , designada por  $T_1R_1$ <sup>20</sup>.

Otros modos de transmisión de orden mayor,  $T_2$ ,  $T_3$  o más, se obtienen para valores mayores de  $C_\lambda$ . Para ángulos de paso pequeños, la distribución aproximada de carga se sugiere en la figura 2.5.c.

En la figura 2.6, se comparan los modos de radiación axial  $T_1R_1$  y normal  $T_0R_0$ , con los patrones de conductores rectos y espiras.

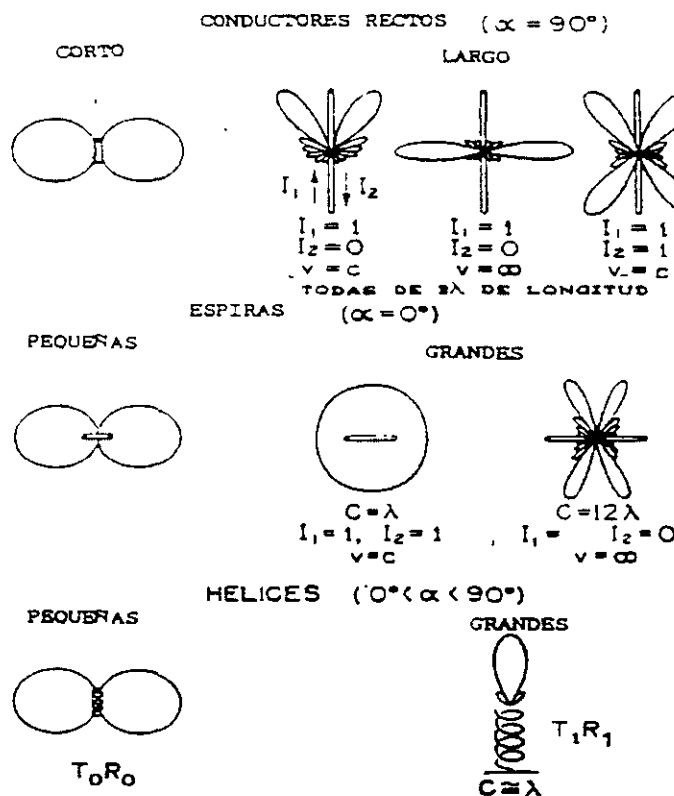


FIGURA 2.6 COMPARACIÓN ENTRE DIPOLOS RECTOS, ESPIRAS Y HELICES

DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE Y VELOCIDAD DE FASE

A diferencia de la antena dipolar recta el problema de determinar la distribución de corriente sobre la hélice es extremadamente complicado y no ha sido resuelta completamente. Dos son las líneas que se han seguido para resolver este problema, por un lado un procedimiento teórico a partir de la ecuación integral de Hallen, seguido por Mei y Nakano en el que la geometría del sistema (Figura 2.7) determina las constantes de integración, sobre todo el núcleo de la integral que es una función de Green<sup>21, 22</sup>.

La ecuación de Hallen es la solución de la ecuación de onda del vector potencial magnético que existe cerca de la antena, expresada en función de la corriente en la antena:

$$\int J(z')G(z, z')dz' = B \cos \beta z - (jV / 2Z_0) \text{sen} \beta |z| \tag{2.4}$$

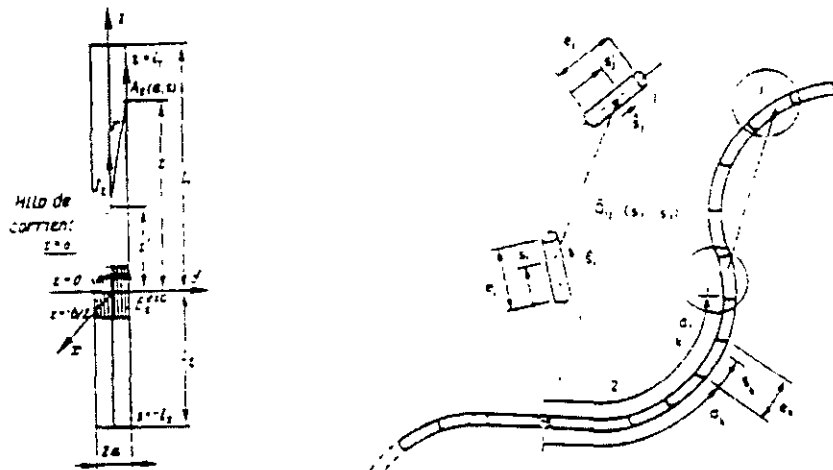


FIGURA 2.7 ESQUEMAS PARA LA DETERMINACIÓN DE LA ECUACIÓN INTEGRAL DE HALLEN

Donde J representa la corriente en la antena, G la función de Green donde J representa la corriente en la antena, G la función de Green definida en el punto de interés, V el Voltaje aplicado y  $Z_0$  la impedancia del medio,  $z'$  y  $z$  son las variables de posición en la antena y en el espacio respectivamente y B es una constante de integración definida para cada caso particular. Originalmente la ecuación 2.4 fue desarrollada para conductores cilíndricos rectos, sin embargo en 1965 K. K. Mei<sup>23</sup> extendió el análisis a cualquier antena curva utilizando un sistema de coordenadas curvilíneas como el que muestra la figura 4.7.b. llegando a:

$$\int J(s')\Pi(s, s')ds' = C \cos \beta s - (jI / Z_0) \int E_r'(r) \text{sen} \beta (s - r) dr \tag{2.5}$$

Donde  $\Pi$  representa la función de Green para el nuevo sistema de coordenadas, tanto en el espacio como en la propia antena, representado por las variables  $s, s', r$ , y  $E_r'$  el campo inducido en un punto  $r$  de la antena. Mei aplicó esta ecuación en antenas circulares y espirales. Posteriormente Hisamatsu



Nakano<sup>24</sup> lo modificó con el fin de simplificarla, llegando a una ecuación definida por sumatorias en lugar de integrales y derivadas, aplicándola posteriormente a antenas helicoidales.

El otro método de determinación de la distribución de corriente es el segundo por el propio Kraus<sup>25</sup>. Desde el primer desarrollo de la antena helicoidal de radiación de la corriente que produjera un campo teórico en concordancia con los resultados experimentales. Kraus propuso una distribución de corriente formada por dos ondas viajeras de diferente velocidad de fase, una (modo  $T_0$ ) atenuada y la otra (modo  $T_1$ ) constante, viajando del punto de alimentación hacia el extremo abierto y otras dos ondas de iguales características viajando en sentido contrario: tal propuesta está basada en los resultados experimentales de Marsh<sup>26</sup>, quien además propone expresiones empíricas para la distribución de corriente en la antena.

Como las corrientes en la hélice varían armónicamente con el tiempo, deben satisfacer las ecuaciones de Maxwell y es posible obtener expresiones para la distribución de corriente por la superposición de ondas viajeras unidimensionales.

De acuerdo con Marsh, el análisis de una distribución de corriente medida se supone conformada por varias ondas de amplitud significativa y en general de diferente velocidad de fase, el análisis se dificulta. Marsh supone que cada componente de onda puede expresarse como:

$$I = I_0 \exp(-\alpha x + j(\omega t \pm \beta x)) \quad 2.6$$

Donde  $\alpha$  es el factor de atenuación,  $\omega$  es la frecuencia angular y  $\beta$  el factor de fase. La velocidad de fase de la onda se define como  $v = \omega/\beta$  y es independiente del factor de atenuación. La corriente medida por Marsh consiste de la suma de dos o más ondas viajeras.

La relación entre circunferencia de la hélice y la longitud de onda determina cual es la onda viajera que predomina, así para  $C_\lambda < 2/3$  el modo  $T_0$  predomina en ambos sentidos generando una onda estacionaria en la antena como la muestra la figura 2.8.

Cuando  $3/4 < C_\lambda < 4/3$ , la antena radia en el modo axial, para este caso las dos ondas de ida pueden combinarse en una sola ( $T_0 + T_1$ ) al igual que las dos reflejadas, para este caso las ondas de ida son considerablemente mayores que las reflejadas.

La onda total de ida se atenúa rápidamente cerca de la entrada pero alcanza un valor relativamente constante en una  $\lambda$  de las terminales de entrada, este valor se mantiene hasta la terminal abierta de la antena como se observa en la figura 2.9.

La caída que muestra la onda total de ida cerca de la entrada se debe a que ambas ondas de ida están en contrafase. La onda total reflejada empieza en el extremo abierto y presenta un comportamiento similar, esta amplitud es usualmente mucho menor que la onda total de ida, de modo que puede usualmente despreciarse en el cálculo de patrones de radiación. Además si la hélice es larga, la onda de ida  $T_0$  puede despreciarse y el patrón calcularse enteramente a partir de la onda de ida de amplitud constante  $T_1$ .

Marsh<sup>27</sup> ha determinado que el predominio del modo  $T_1$  ocurre en un intervalo de frecuencias tales que  $C_\lambda$  toma valores entre 0.8 y 1.3 y aunque el modo  $T_0$  está siempre presente, las ondas asociadas con el mismo, se atenúan rápidamente de tal modo predomina a pocas vueltas del punto de

alimentación. La mayor parte de la energía que llega al extremo abierto se refleja en la forma de ondas  $T_0$  pero igualmente se atenúa rápidamente por lo que existe solo una pequeña cantidad que llega al punto de alimentación determinando una impedancia de entrada relativamente constante respecto de la frecuencia.

Partiendo de la suposición de dos ondas viajeras en ambos sentido, Marsh propuso expresiones empíricas para la distribución de corriente, en la figura 2.8 y 2.9 se muestran las gráficas y las expresiones de corriente correspondiente.

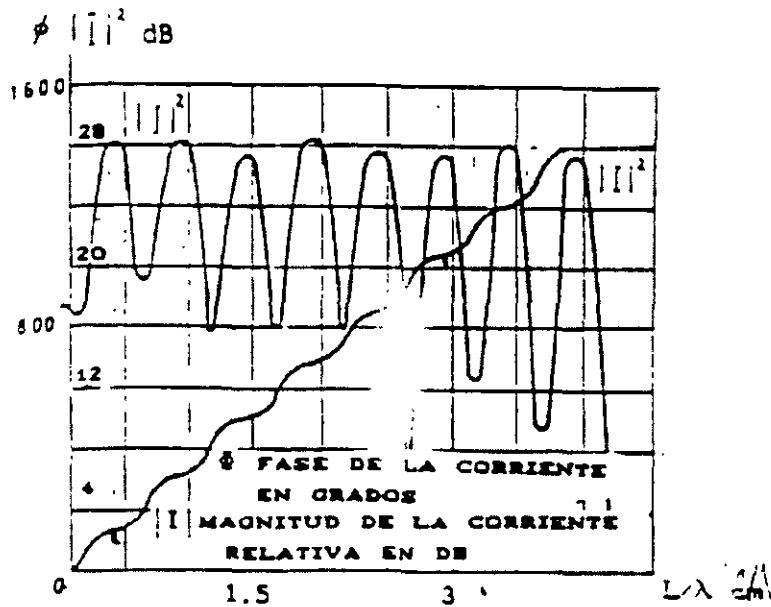


FIGURA 2.8 DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE PARA EL MODO  $T_0$

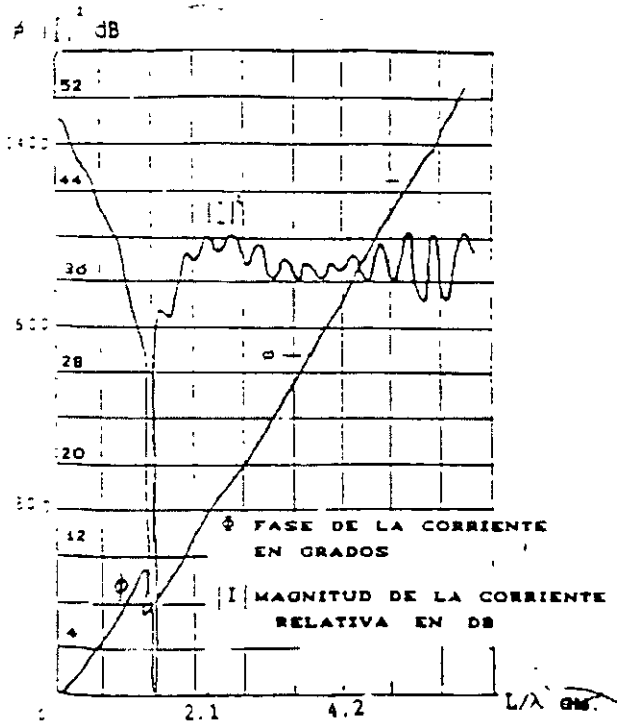


FIGURA 2.9 DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE PARA EL MODO  $T_1$

ANÁLISIS DE CAMPO

Procedimiento de Kraus

El campo radiado por una antena helicoidal puede obtenerse a partir del principio de multiplicación de patrones; el patrón de radiación de la hélice radiando en el modo axial, es el producto del patrón de una vuelta y el factor de arreglo de n fuentes puntuales, como muestra la figura 2.10 ; donde n representa el número de vueltas de la antena<sup>28</sup>.

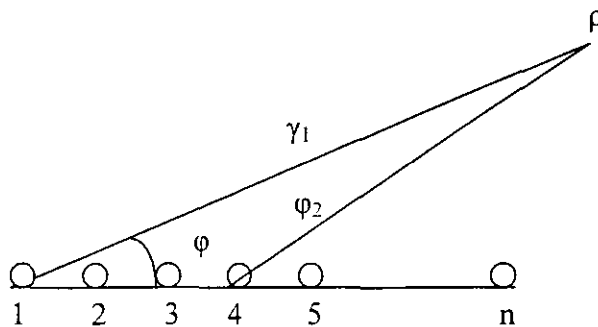


FIGURA 2.10 CAMPO RADIADO POR n FUENTES PUNTUALES

El factor de arreglo de un arreglo lineal uniforme está dado por la ecuación 2.7:

$$F.A. = (\text{senn}U/2) / (\text{sen } U/2) \quad 2.7$$

Donde:

$$U = 2\pi(\text{Scos}\phi - L/\rho) \quad 2.8$$

Siendo  $\rho = v/c$  la velocidad de fase relativa de la onda que propaga sobre la hélice, donde v es la velocidad de fase en el conductor de la hélice y c la velocidad de la luz en el vacío.

Para que los campos de todas las fuentes estén en fase en un punto sobre el eje de la hélice, condición de radiación axial, se requiere que:

$$U = -2\pi m \quad 2.9$$

Donde  $m = 0, 1, 2, 3, \dots$

El signo menos se debe al retraso de la fase de la fuente 2 por  $2\pi L/\rho$  respecto a la fuente 1, en la misma forma la fuente 3 de la 2, etc. Para radiación axial, el máximo está en  $\phi = 0$ , por lo que igualando 2.8 y 2.9 para esta condición tiene:

$$L / p = S + m \quad \dots \quad 2.10$$

Cuando  $m=1$  y  $p=1$ , se tiene la relación :

$$L_{\lambda} - S_{\lambda} = 1$$

$$L - S = \lambda \quad 2.11$$

Que es la relación aproximada entre la longitud de una vuelta y el esparcimiento requerido para que la hélice radie en modo axial.

De acuerdo con 2.3 es posible escribir:

$$C_{\lambda} = (2S_{\lambda} + 1)^{1/2} \quad 2.12$$

La ecuación 2.12 se grafica en la figura 2.3 y define el límite superior de la región de modo de radiación axial y representa el modo de transmisión de primer orden  $T_1$ . Cuando  $m = 2$  se tiene el modo de transmisión  $T_2$ . En la figura 2.3 también se muestra el límite de este modo marcado con la línea:

$$C_{\lambda} = (2S_{\lambda} + 1)^{1/2}$$

Entonces  $m$  representa el orden de transmisión para una hélice radiando en el modo axial. El caso más importante y de mayor interés es  $m = 1$ .

La condición  $m = 0$  no es realizable a menos que  $\rho > 1$ , ya que cuando  $m = 0$  y  $\rho = 1$ ,  $L = S$ , lo que representa un conductor recto conectado a las fuentes puntuales y como el campo radiado por un conductor recto en la dirección axial es cero, entonces no hay radiación axial en este caso.

En su análisis, teórico experimentalmente, Kraus ha concluido que la antena puede tratarse como un arreglo de directividad incrementada<sup>29</sup> en el factor de arreglo esta dado por :

$$F.A. = \frac{\text{sen}(\pi/2n)\text{sen}(nU/2)}{\text{sen}(U/2)} \quad 2.13$$

Donde:

$$U = - ( 2\pi m + \pi/n ) \quad 2.14$$

Al igualar 2.8 en  $\phi = 0$  y 2.14 y resolviendo para  $\rho$  se tiene:

$$\rho = L_{\lambda} / (S_{\lambda} + m + ( 1/2n ) ) \quad 2.15$$

Para  $m=1$ , 2.15 es:

$$\rho = L_{\lambda} / (S_{\lambda} + ( 2n + 1)/2n ) \quad 2.16$$

En función de  $\alpha$ , 2.16 puede escribirse como:

$$\rho = L_\lambda / (S_\lambda + ((2n + 1)/2n)) \tag{2.16}$$

En función de  $\alpha$ , 2.16 puede escribirse como:

$$\rho = (\text{sen } \alpha + ((2n+1)/2n)(\text{cos } \alpha)/C_\lambda)^{-1} \tag{2.17}$$

Usando  $\rho$  obtenida de 2.16 o 2.17 para calcular el factor de arreglo, Kraus obtuvo resultados teóricos similares a los resultados experimentales, igualmente los valores de  $\rho$  son similares a los obtenidos por Marsh en forma experimental. A partir de Kraus se han hecho muchas investigaciones tanto teóricas como experimentales para determinar  $\rho$ , tales resultados se presentan en figura 2.110

La curva sólida muestra las mediciones de  $\rho$  en una hélice de  $13^\circ$  y 7 vueltas. Las curvas  $A_1$  y  $A_2$  son calculadas por Bagby para los modos de transmisión  $T_1$  y  $T_2$  en una hélice infinita de  $13^\circ$ . Las curvas  $B_1$  y  $B_2$  son los valores para un arreglo lineal uniforme y  $C_1$  y  $C_2$  para un arreglo de directividad incrementada. La curva D representa los datos calculados por Chu y Jackson para modo  $T_0$ .

Se observa de la figura 2.11 que en el intervalo de circunferencia en el que la hélice de 13 vueltas radía en el modo axial ( $3/4 < C_\lambda < 4/3$ ), la curva de directividad incrementada, es la más cercana a la curva medida, la cual representa la velocidad de fase resultante de todos los modos presentes, promediada sobre la región de la hélice entre la tercera y la sexta vuelta desde el punto de alimentación. En general, cada uno de los modos de transmisión se propagan con una velocidad diferente, de tal forma que cuando las ondas de más de un modo de transmisión están presentes, la velocidad de fase medida entre la vuelta 3 y la 6 corresponde muy cercanamente al modo de transmisión  $T_1$ , el modo  $T_0$  también está presente pero sólo es importante cerca de los extremos.

Cuando la circunferencia  $C_\lambda$  es menor a  $2/3$ , prácticamente solo está presente el modo  $T_0$  y la velocidad de fase se aproxima a la obtenida por Chu y Jackson. Esta curva indica que cuando la hélice tiene una circunferencia pequeña, la velocidad de fase toma valores

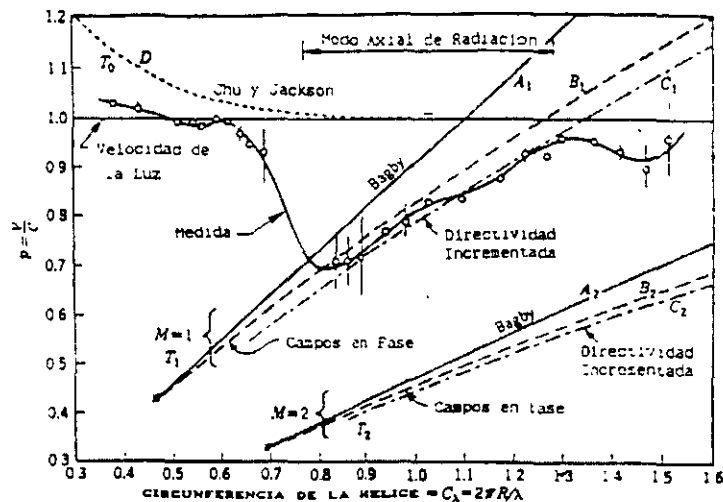


FIGURA 2.11 RESULTADOS TEÓRICO-EXPERIMENTALES SOBRE EL FACTOR DE VELOCIDAD  $\rho$

mayores a los de la luz, pero en valores de circunferencia cercanos a  $2/3$  la curva D decrece a un valor cercano a la unidad y si no hubiera modos superiores de transmisión, la velocidad de fase se aproximaría a la de la luz para circunferencias mayores. Sin embargo como existen los modos de orden superior, cuando  $C_\lambda$  excede  $2/3$ , la velocidad cae abruptamente, como muestra la curva medida. este cambio corresponde a la transición del modo  $T_0$  al  $T_1$ . Para una circunferencia en la región de transición, ambos modos tienen la misma importancia.

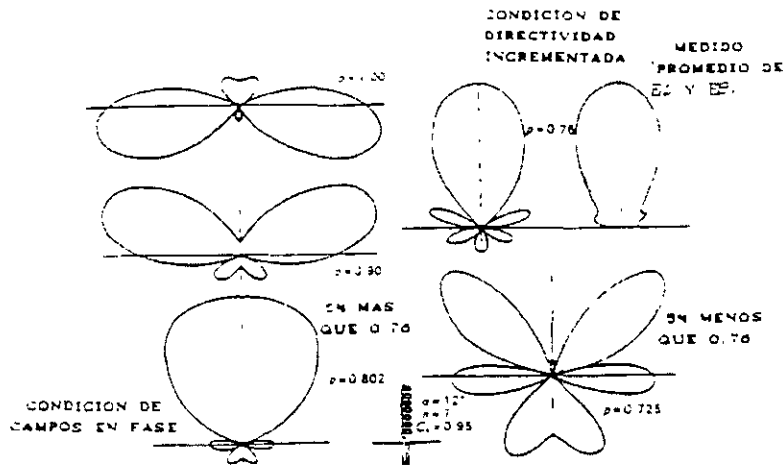


FIGURA 2.12 PATRONES DE RADIACIÓN POR EL MÉTODO DE KRAUS

Cuando  $C_\lambda$  es aproximadamente  $3/4$ , la velocidad de fase se aproxima al valor asociado con el modo  $T_1$ . Para un incremento mayor de  $C_\lambda$  la velocidad de fase crece aproximadamente en forma lineal, concordando más cercanamente con la curva teórica de la condición de directividad incrementada. Cuando  $C_\lambda$  alcanza un valor cercano a  $4/3$  aparece el modo  $T_2$ , causando una caída en la curva medida, pero la radiación ya no es axial.

Para una hélice dada  $S$  y  $L$  se conocen  $c$ , por lo que es posible determinar  $\rho$  y por tanto  $U$  y el patrón de radiación a partir del factor de arreglo.

Como ejemplo, en la figura 2.12 se muestran los patrones de radiación para una hélice con  $C_\lambda = 0.95$ ,  $12^\circ$  y vueltas, utilizando el factor de arreglo de ganancia incrementada, con campos en fase en la dirección del eje de la antena, para varios valores de  $\rho$  ( 1, 0.9, 0.76, y 0.725). Se muestra igualmente el campo medido en una antena con las mismas dimensiones con un plano de tierra de  $0.88\lambda$  de diámetro. Se observa que para  $\rho = 0.76$  el patrón teórico es muy similar al experimental, aunque aquél desprecia el efecto del plano de tierra. Es interesante observar la gran sensibilidad de los patrones con  $\rho$ , ya que cambios de apenas 5%, arriba y debajo de 0.76, provocan patrones de radiación con cambios muy marcados<sup>30</sup>.

El campo total radiado por la antena debe tomar en cuenta el campo radiado por una espira sin embargo, si el número de vueltas es grande, lo que determina prácticamente la forma del patrón de radiación es el factor de arreglo. Kraus ha calculado el campo radiado por una espira suponiendo que tiene sección cuadrada, el resultado lo ha multiplicado por el factor de arreglo obteniendo patrones de radiación con muy pequeñas diferencias respecto al de éste, por lo que considera que para hélices grandes, es suficiente calcular el patrón de radiación a partir de del F.A., haciendo innecesario el

cálculo del campo de una espira, excepto para hélices pequeñas. Bajo estas condiciones, el campo lejano de una hélice puede determinarse, en una buena aproximación, a partir del conocimiento de sus dimensiones y usando la condición de directividad incrementada para el cálculo del factor  $\rho$ .

En una mejor aproximación, Kraus propone incluir el efecto del campo de una espira multiplicando el F.A. por  $\cos\phi$ , de modo que el patrón de radiación se expresa como<sup>31</sup>:

$$E = \{\text{sen}(90^\circ/n)\} [\text{sen}(un/2)/\text{sen}(U/2)] \cos\phi \quad 2.18$$

Donde:

$$U = 360^\circ [S_\lambda (1 - \cos\phi) + 1/2n] \quad 2.19$$

El primer factor en 2.18 es un factor de normalización que hace 1 el valor máximo del campo.

**Procedimiento de Kornhauser**

Otro procedimiento de análisis es el seguido por Kornhauser<sup>32</sup>, quien desarrolló una formula para el campo de radiación a partir de la suposición de la distribución de corriente empírica obtenida por Kraus y Marsh. Su análisis llevó a resultados muy cercanos a los obtenidos por Kraus.

Kornhauser siguió el procedimiento clásico de cálculo de campo lejano a partir de la distribución de corriente, utilizando la expresión:

$$E = \left(\frac{\omega\mu_0}{4\pi R}\right) \int r \times (r \times s) I_\gamma e^{-j\omega r/c} d\gamma \quad 2.20$$

La figura 2.13 muestra los términos de la expresión 2.20

La corriente se supone de la forma:

$$I = I_0 e^{-j\beta\phi} \quad 2.21$$

Que es congruente con la propuesta de Kraus y Marsh, es decir una onda viajera sin atenuación. El análisis geométrico y vectorial permite evaluar los términos de la ecuación 2.20 quedando el campo eléctrico como:

$$E_\phi = -\frac{(j\omega\alpha\mu_0 I_0 e^{j\omega R/c})}{4\pi R} \times \int_{-\phi_1}^{\phi_1} \cos\phi e^{j[(\omega a/c)\text{sen}\theta]\cos\phi} e^{j[(\omega a/c)\tan\alpha \cos\theta - \beta]\phi} d\phi \quad 2.22$$

y



$$E_{\theta} = -\frac{(j\omega\alpha\mu_0 I_0 e^{j\omega R/c})}{4\pi R} \times \int_{-\phi_0}^{\phi_0} e^{j[(\omega\alpha/c)\text{sen}\theta]\cos\phi} e^{j[(\omega\alpha/c)\tan\alpha\cos\theta-\beta]\phi} d\phi + \tag{2.23}$$

$$+ \cos\theta \int_{\phi_0}^{\phi_0} \text{sen}\phi e^{j[(\omega\alpha/c)\text{sen}\theta]\cos\phi} e^{j[(\omega\alpha/c)\tan\alpha\cos\theta-\beta]\phi} d\phi$$

Todas las integrales de 2.22 y 2.23 pueden escribirse en la forma:

$$I = \int_{\phi_0}^{\phi_0} e^{jz\cos\phi} e^{j\nu\phi} d\phi \tag{2.24}$$

y a su vez ser desarrolladas en series de Fourier con coeficientes de funciones de Bessel. Las soluciones quedan entonces:

$$E_{\phi} = E_0 \left\{ J_0(z) \left[ \frac{\text{sen}(\nu+1)\phi_0}{\nu+1} + \frac{\text{sen}(\nu+1)}{\nu-1} \right] + \sum_{n=1}^{\infty} j^n J_n(z) \left[ \frac{\text{sen}(\nu+n+1)\phi_0}{\nu+n+1} + \frac{\text{sen}(\nu+n-1)\phi_0}{\nu+n-1} + \frac{\text{sen}(\nu-n+1)\phi_0}{\nu-n+1} + \frac{\text{sen}(\nu-n-1)\phi_0}{\nu-n-1} \right] \right\} \tag{2.25}$$

y

$$E_{\theta} = E_0 \left\{ 2 \tan\alpha \text{sen}\theta J_0(z) \left[ \frac{\text{sen}\nu+1\phi_0}{\nu} \right] + \sum_{n=1}^{\infty} j^n J_n(z) \left[ \frac{\text{sen}(\nu+n)\phi_0}{\nu+n} + \frac{\text{sen}(\nu-n)\phi_0}{\nu-n} \right] + \cos\theta \left[ -j J_n(z) \left[ \frac{\text{sen}(\nu+1)\phi_0}{\nu+1} - \frac{\text{sen}(\nu-1)\phi_0}{\nu-1} \right] + \sum_{n=1}^{\infty} j^{n-1} J_n(z) \left[ \frac{\text{sen}(\nu+n+1)\phi_0}{\nu+n} - \frac{\text{sen}(\nu+n-1)\phi_0}{\nu+n-1} + \frac{\text{sen}(\nu-n+1)\phi_0}{\nu-n+1} + \frac{\text{sen}(\nu-n-1)\phi_0}{\nu-n-1} \right] \right] \right\} \tag{2.26}$$

Donde:

$$E_0 = -j\omega\alpha\mu_0 I_0 e^{\frac{j\omega R/c}{c4\pi}}$$

$$z = (\omega\alpha/c)\text{sen}\theta \tag{2.27}$$

$$\nu = (\omega\alpha/c)\tan\alpha\cos\theta - \beta$$

como Kornhauser mismo reconoce, las expresiones 2.25 y 2.26 aparecen bastante complicadas para efectos de cálculo debido a las sumatorias de funciones de Bessel, sin embargo haciendo un análisis cuantitativo ha encontrado que sólo 2 términos de la expansión son significativos, tomando el valor de  $a$  obtenido experimentalmente por Kraus.

Las gráficas de los patrones de radiación generados por las ecuaciones 2.25 y 2.26, considerando aproximaciones que se indican se presentan en la figura 2.14, para comparación se muestran igualmente, los campos propuestos con la aproximación de Kraus, para antenas de 7 vueltas,  $12^\circ$  y  $\rho=0.83$

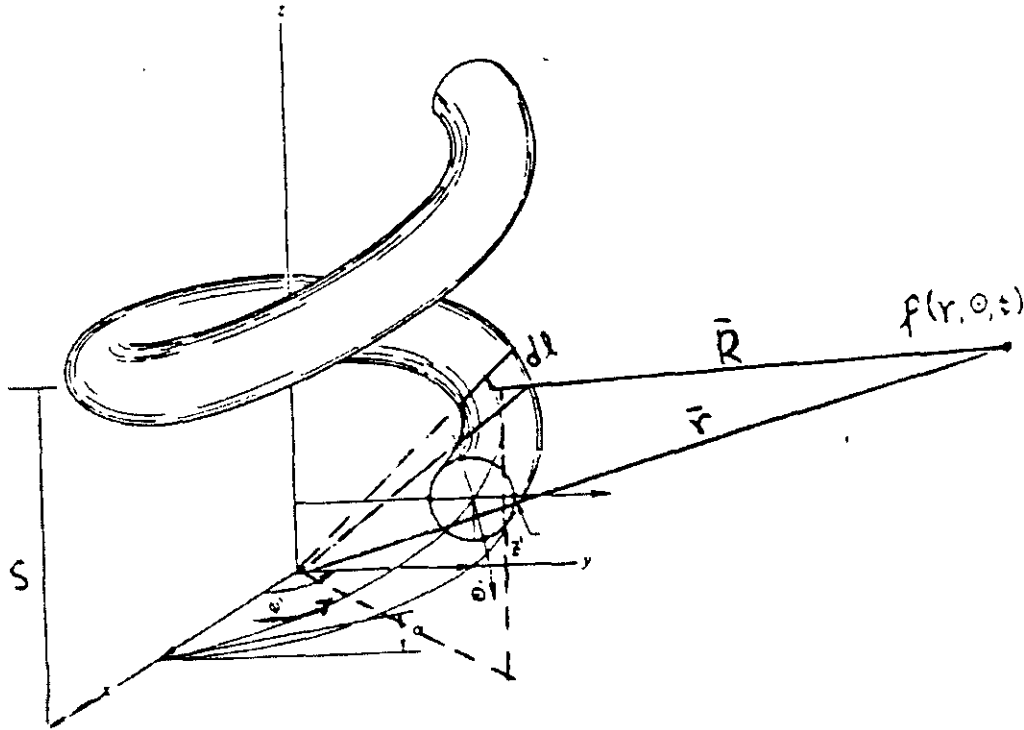


FIGURA 2.13 GEOMETRÍA DE LA HÉLICE Y EL PUNTO DE CAMPO LEJANO

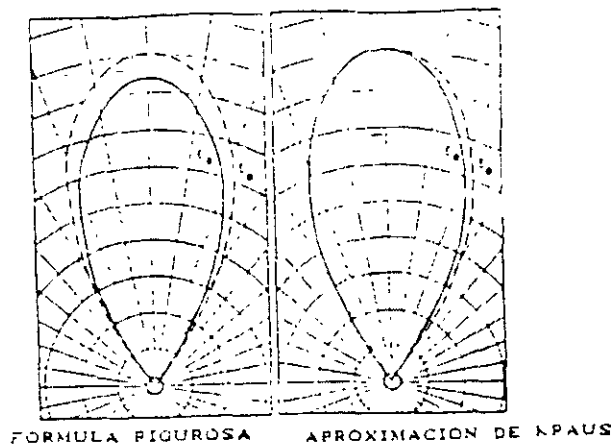


FIGURA 2.14 COMPARACIÓN DE PATRONES DE KRAUS Y KORNHAUSER

**Procedimiento de Kai Fong Lee**

Un procedimiento similar al de Kornhauser fue seguido por Kai Fong Lee<sup>33</sup> varios años después, sin embargo sus resultados están expresados igualmente por expansiones infinitas de funciones Bessel, por lo que su manejo es también complicado.

Es de esperarse que un análisis de este tipo tenga funciones de Bessel como solución, debido a que se parte de una estructura con simetría cilíndrica, a lo que lleva por necesidad la solución analítica de la integral de campo, sin embargo si en lugar de plantear una ecuación integral para después resolverla analíticamente, se plantea una ecuación diferencial que pueda ser resuelta por métodos numéricos utilizando una computadora, los resultados deberán ser más cercanos a la realidad, ya que únicamente estarán limitados por el número de intervalos utilizados en la integración.

**Procedimiento de autor**

La solución que se propone a continuación ha sido desarrollada por el autor y sus colaboradores, al igual que Kornhauser parte de la suposición de que existe una sola onda viajera en la antena y también sigue el procedimiento de la determinación del campo a partir del rotacional de la diferencial del potencial magnético, pero la solución se obtiene integrando, por métodos numéricos, en una computadora.

Aunque el procedimiento fue desarrollado en principio para antenas helicoidales, en realidad puede ser aplicado a cualquier estructura delgada de tal manera que ha sido generalizado y de hecho se ha usado para caracterizar otras antenas<sup>34</sup>. En el apéndice A1 se describe en detalle y como se observa se requiere definir la distribución de corriente, la geometría del sistema y las variables de posición en la antena y simplemente sustituirlas en las ecuaciones A11 y A12.

En general el campo magnético está relacionado con el potencial magnético por medio:

$$\mu dH = \text{rot}dA \quad 2.28$$

y el campo eléctrico lejano se puede determinar como:

$$E = Z_0 H \quad 2.29$$

donde  $Z_0$  representa la impedancia del medio. Para obtener el campo magnético y el campo eléctrico es necesario definir  $A$  en forma diferencial, para después obtener el rotacional, de acuerdo a 2.28, igualmente en forma diferencial. El campo magnético se obtiene entonces integrando 2.28 pero utilizando métodos numéricos de integración, que pueden ser manejados por una computadora, es en este punto donde el método se diferencia de los seguidos por Kornhauser y Lee y lo que da la simplicidad, pues no es necesario evaluar sumatorias infinitas de funciones de Bessel o de hacer consideraciones adicionales para obtener el resultado final.

La figura 2.15 muestra la geometría de la hélice así como la posición del punto donde se desea obtener el campo, si el punto  $\rho$  está suficientemente lejos (campo lejano) entonces se aplica simetría esférica y las variables del sistema deben estar definidas en coordenadas esféricas.

A partir de la figura 2.14 se definen los elementos de las ecuaciones A3 y A4. Considerando la forma de la antena es conveniente utilizar un sistema de coordenadas helicoidal, por lo que las variables quedan como:

$$s = \phi \tag{2.30}$$

$$r_\alpha = \frac{1}{2\pi} (C_\lambda \cos \phi, C_\lambda \sin \phi, S_\lambda), \tag{2.13}$$

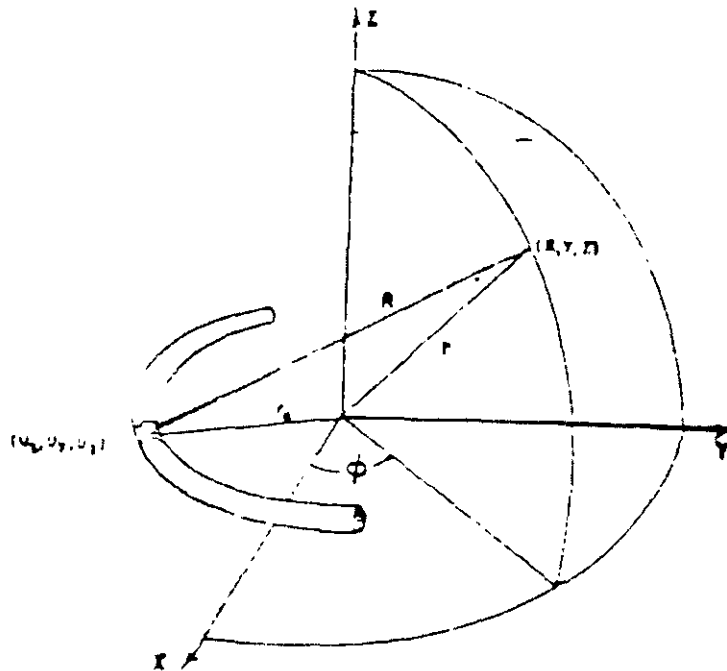


FIGURA 2.15 GEOMETRIA DE LA HELICE

$$dr_\alpha = \frac{1}{2\pi} (-C_\lambda \sin \phi, C_\lambda \cos \phi, S_\lambda) d\phi \tag{2.32}$$

$$\ell = (C_\lambda^2 + S_\lambda^2)^{1/2} \phi \tag{2.33}$$

La distribución de corriente es la propuesta por Kraus<sup>28</sup>

$$I(\phi) = I_0 e^{-j2\pi \ell \rho} \tag{2.34}$$

siendo  $\rho$  el factor de velocidad de fase en la hélice:

$$\rho = \left\{ \operatorname{sen} \alpha + \left[ \frac{2n+1}{2n} \right] \left[ \frac{\cos \alpha}{C_\lambda} \right] \right\}^{-1} \quad 2.35$$

y  $\alpha$  el ángulo de paso de la hélice, las ecuaciones A11 y A12 se convierten en:

$$H_\theta = \frac{jI_0 C_\lambda}{4\pi r} e^{-j2\pi r} \int_{\phi_i}^{\phi_f} e^{jF_1} \cos(\phi' - \phi) d\phi' \quad 2.36$$

$$H_\phi = \frac{jI_0}{4\pi r} e^{-j2\pi r} \int_{\phi_i}^{\phi_f} e^{jF_1} [C_\lambda \cos \theta \operatorname{sen}(\phi' - \phi) + S_\lambda \operatorname{sen} \theta] d\phi' \quad 2.37$$

donde

$$F_1 = C_\lambda \operatorname{sen} \theta \cos(\phi' - \phi) + \left[ S_\lambda \cos \theta - \frac{1}{\rho} (C_\lambda^2 + S_\lambda^2)^{1/2} \right] \phi' \quad 2.38$$

Para determinar H es necesario substituir 2.38 en 2.36 y 2.37 e integrar, es claro que la solución analítica no es factible por lo que la única posibilidad es usar métodos numéricos, pero el uso de la computadora hace posible el trabajo de integración. Para resolver ambas ecuaciones se utilizó lenguaje Fortran y el método de Simpson de integración numérica. En el apéndice A2 se presenta el programa completo de computadora y el listado de resultados para uno de los casos tratados.

Las figuras 2.16 presentan campos obtenidos experimentalmente por King y Wong y los obtenidos, para antenas de las mismas características, siguiendo el procedimiento teórico de integración numérica.

## IMPEDANCIA

Poco se ha escrito sobre la impedancia de antenas helicoidales, el análisis se ha hecho fundamentalmente en forma experimental, el problema está obviamente en que la distribución de corriente y la geometría del sistema dan como resultado un campo cercano extremadamente complicado debido a las integrales relacionadas con I.

El trabajo experimental más completo sobre este tema lo desarrollo Kraus en su trabajo inicial sobre antenas helicoidales depende de la circunferencia de la hélice. Cuando C es menor de 2/3 de la longitud de onda, la impedancia es muy sensitiva respecto a cambios en frecuencia sin embargo, con antenas de radiación axial, la impedancia es casi constante en función de la frecuencia, comportándose con una línea de transmisión terminada en su impedancia característica, lo que puede explicarse por la marcada atenuación, tanto de las ondas de corriente totales de ida, como las de reflexión.

ANTENA DE 5 VUELTAS P. TEO, RAYA CONTINUA, P. EXP . PUNTEADA  
FIGURA 2.16(A) ANTENA DE 5 VUELTAS

TEORÍA \_\_\_\_\_ EXPERIMENTAL \_ \_ \_ \_ \_

ANTENA DE 10 VUELTAS P. TEO, RAYA CONTINUA, P. EXP . PUNTEADA  
FIGURA 2.16(B) ANTENA DE 10 VUELTAS

TEORÍA \_\_\_\_\_ EXPERIMENTAL \_ \_ \_ \_ \_

ANTENA DE 18 VUELTAS P. TEO, RAYA CONTINUA, P. EXP . PUNTEADA  
FIGURA 2.16(C) ANTENA DE 18 VUELTAS

TEORÍA \_\_\_\_\_ EXPERIMENTAL \_ \_ \_ \_ \_

ANTENA DE 35 VUELTAS P. TEO, RAYA CONTINUA, P. EXP . PUNTEADA  
FIGURA 2.16(D) ANTENA DE 35 VUELTAS

TEORÍA \_\_\_\_\_ EXPERIMENTAL \_ \_ \_ \_ \_

Las figuras 2.17 muestran la variación de impedancia terminal, medida en hélices de 12° y 18°, en función de la frecuencia, la circunferencia de la hélice se indica a diferentes intervalos en las espirales. Las gráficas mostradas se refieren a antenas helicoidales alimentadas en el centro de la circunferencia y en general la impedancia varía entre 100 y 200 Ohms para antenas radiando en el modo axial. Basado en un gran número de mediciones, Kraus propone la expresión empírica:

$$R=140C_\lambda \qquad 2.42$$

Con variaciones de  $\pm 20\%$ , cuando  $12^\circ < \alpha < 15^\circ$ ,  $\frac{3}{4} < C_\lambda < \frac{4}{3}$  y  $n > 3$ .

Si la alimentación es periférica, es decir, sobre la superficie imaginaria del cilindro de la antena, Baker<sup>35</sup> ha propuesto que:

$$R=150/(C_\lambda)^{1/2} \qquad 2.43$$

En general estas expresiones empíricas son válidas sobre un ancho e banda considerable (modo de radiación axial) que puede extenderse una octava.

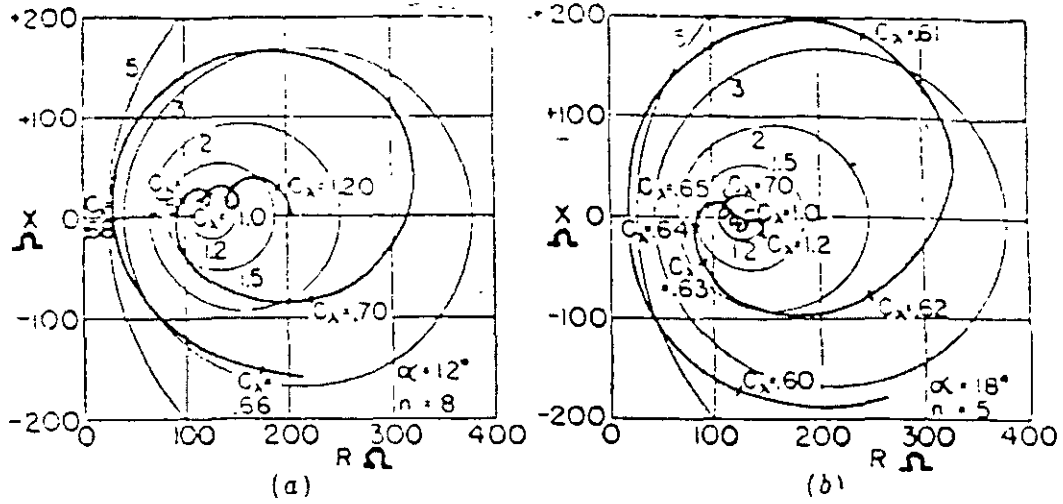


FIGURA 2.17 IMPEDANCIA DE ANTENAS HELICOIDALES

ANTENA LOGOPERIÓDICA

1.-

$D_0$	$\tau$	$\sigma$
8.00	0.780	0.135
8.50	0.826	0.148
9.00	0.865	0.159
9.50	0.895	0.168
10.00	0.918	0.170
10.50	0.924	0.175
11.00	0.943	0.179
11.50	0.956	0.180
12.00	0.965	0.183

$D_0$  = Ganancia directa

$\tau$

Datos :  $D_0$

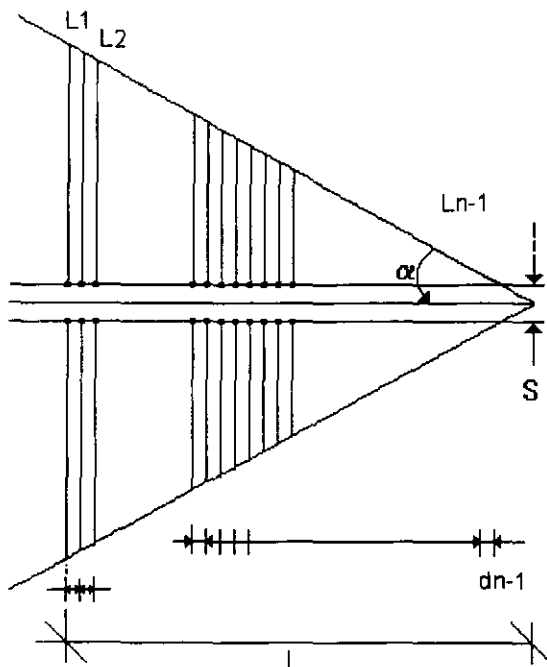
$f_{min}$

$f_{max}$

$$k_1 = 1.01 - 0.519 \tau$$

$$2.- \alpha = \text{angtan} \frac{1-\tau}{4\sigma} \quad [^\circ]$$

$$3.- L_1 = k_1 (3 \times 10^8 / f_{min}) \quad [m]$$



$$4.- k_2 = 7.1 \tau^3 - 21\tau^2 + 21.98\tau - 7.3 + \sigma (21.86 - 66\tau + 62.12\tau^2 - 18.29\tau^3)$$



5.- # ELEMENTOS

$$N = 1 + \frac{\log\left(\frac{k_2}{k_1}\right) + \log\left(\frac{f_{\min}}{f_{\max}}\right)}{\log \tau}$$

$$6.- l = \frac{2 L_1 \sigma (1 - \tau^{n-1})}{1 - \tau} \quad [\text{m}]$$

$$7.- d_1 = 2 \sigma L_1 \quad [\text{m}]$$

$$8.- L_n = \tau^{n-1} L_1 \quad [\text{m}]$$

$$9.- d_n = \tau^{n-1} d_1 \quad [\text{m}]$$

$$10.- \begin{aligned} 75\Omega &\Rightarrow S = 1.2\phi \quad [\text{m}] \\ 300\Omega &\Rightarrow S = 6.13\phi \quad [\text{m}] \end{aligned}$$

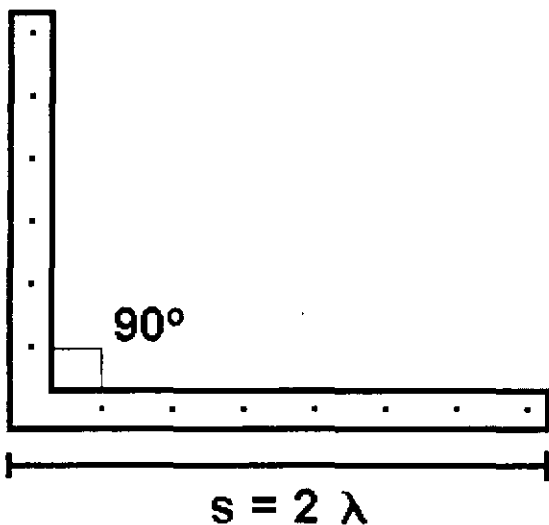
$\phi$  diámetro del conductor

1° Eliges una ganancia (Do) de la tabla por lo tanto ya tienes tus variables de escalonamiento  $\sigma$  y  $t$

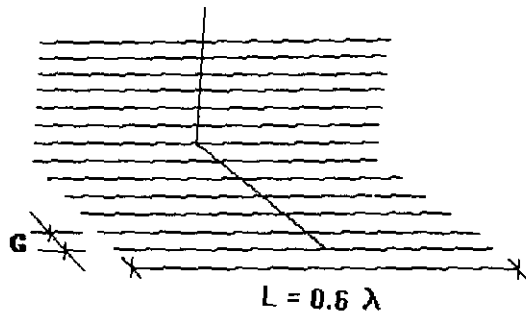
2° Calculas las constantes K1 y K2 con mucho cuidado ya que deben ser ambas positivas, o negativas, para que cuando calcules el numero de elementos sea positivo. Si por alguna causa N es negativo el calculo de las constantes esta mal



REFLECTOR GRID

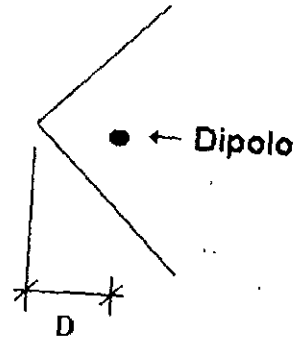


$$\begin{aligned}
 S &= 2 \lambda \\
 L &= 2 \lambda \\
 G &\leq 0.06 \lambda \\
 D &= S/3 = 2\lambda/3
 \end{aligned}$$



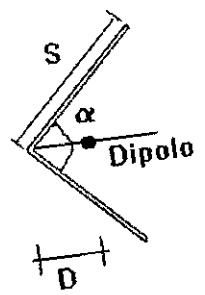
$$G \leq 0.06 \lambda$$

$$D = S/3$$

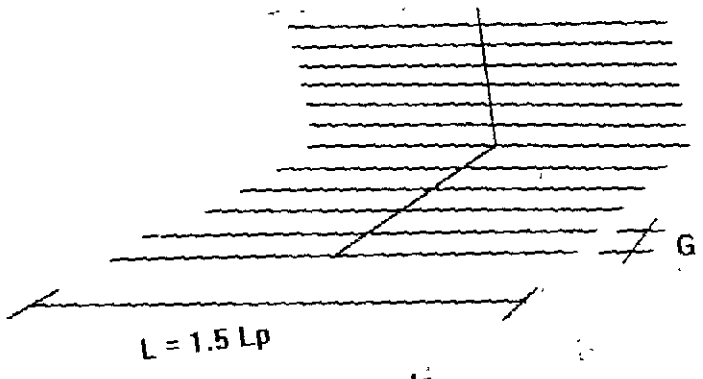


REFLECTOR GRID

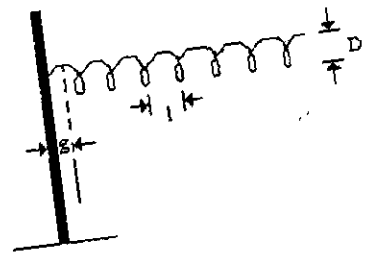
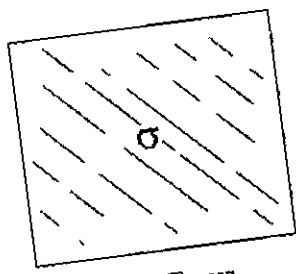
G [dB]	D	$\alpha$ [°]
4.0	$0.50\lambda$	90
5.2	$0.65\lambda$	60
8.0	$0.85\lambda$	45
9.0	$1.20\lambda$	30



$S = 2 \lambda$   
 $G \leq \lambda / 10$



ANTENA HELICOIDAL



**BIBLIOGRAFÍA**

<http://members.nbc.com/Roldan//electron/antenas/antenas.htm>  
<http://www.monografias.com/trabajos6/ante/ante.shtml>  
<http://www.monografias.com/trabajos/antenas/antenas.shtml>  
<http://www.geocities.com/CapeCanaveral/Hall/3334/enlants.htm>  
<http://www.lucas.simplenet.com/trabajos/antenas/antenas.html>  
<http://www.qsl.net/lu5akf/antenas1.htm>  
<http://www.geocities.com/CapeCanaveral/Hall/3334/enlants.htm>  
<http://www.laantena.com>  
<http://www.geocities.com/wireless4data/>  
<http://www.sonicolor.com/catalogo/antenas/antenas.html>  
[http://www.geocities.com/eaqrclub\\_es/es/bibli\\_es/antenas.html](http://www.geocities.com/eaqrclub_es/es/bibli_es/antenas.html)  
<http://www.ieee.org>  
<http://www.nasa.gov>  
<http://www.conatel.gov.ve>

-Electrical Engineers' Handbook, Pender & McIlwain.

-Enciclopedia de la Electronica, Ingeniería y Técnica, C. Belove.

-Propagación y Antenas Salieron

-Sistemas de Comunicaciones Electrónicas Wayne Tomasi

-RCUA Antenas

Señales Circuitos y Sistemas para Comunicaciones  
Educación Continua, Facultad de Ingeniería, UNAM 2000