

## 2. Parámetros de la Antena

### 2-1 Introducción

Bienvenidas al mundo maravilloso de las antenas, su lenguaje y cultura; de la familia de apertura (efectiva y dispersa), la familia de lóbulos (principal, lateral, posterior y emparrillada); a anchos de banda, directividad y ganancia.

Las antenas son tridimensionales y viven en el área de haz, estéreo-radianes, grados cuadrados y ángulo sólido. Las antenas tienen impedancias (propia y mutua). Ellas ocupan todo el espacio y tienen medidas de temperatura en °Kelvin. Las antenas tienen polarización: lineal, elíptica y circular.

En este capítulo conoceremos el lenguaje de las antenas y nos haremos familiares con su cultura. Los temas de este capítulo incluyen.

- Parámetros básicos
- Patrones
- Área de haz
- Eficiencia de haz
- Directividad y Ganancia
- Aperturas física y efectiva
- Apertura distribuida
- Radio enlace (ecuación de Friis)
- Apertura de dipolos y antenas de  $\lambda/2$
- Resistencia de radiación
- Impedancia de antenas
- Dualidad de antenas
- Fuentes de radiación
- Zonas de campo
- Consideraciones de formación de impedancias
- Polarización.

### 2-2 Parámetros básicos de Antenas.

Una antena de radio puede ser definida como una estructura asociada con la región de transición entre una onda guiada y una onda de espacio libre o viceversa.

Sin importar el tipo de antena, todas involucran el mismo principio básico, de que la radiación se produce por una carga acelerada (o desacelerada). La *ecuación básica de radiación se puede expresar simplemente como*.

$$\dot{I}L = Q\dot{v} \quad (\text{Ams}^{-1}) \text{ Ecuación de Radiación Básica}$$

Donde :

$\dot{I}$  = corriente cambiante en el tiempo,  $\text{As}^{-1}$

$L$  = longitud del elemento de corriente, m

$Q$  = carga, C

$\dot{v}$  = cambio del tiempo de la velocidad que es igual a la aceleración de la carga,  $\text{m/s}^{-2}$ .

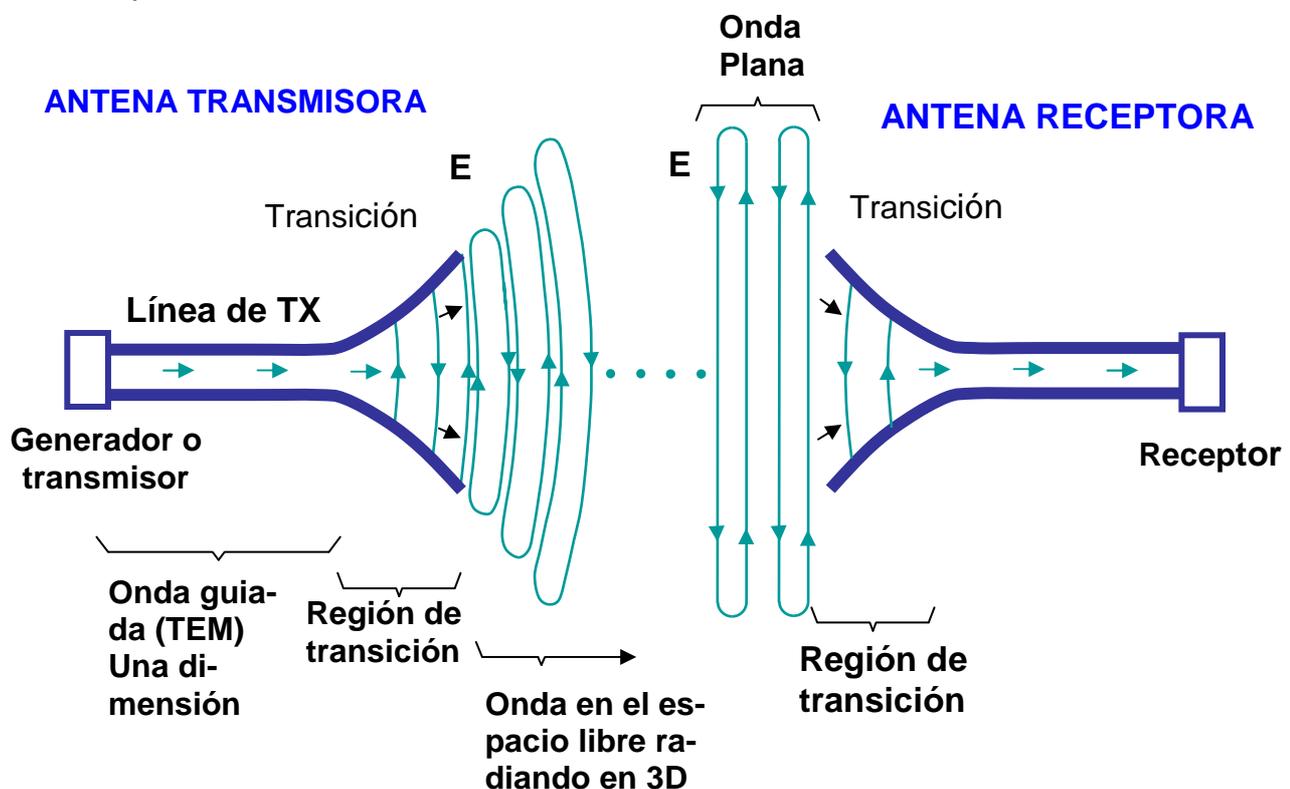
Así, la corriente cambiante en el tiempo radia y las cargas aceleradas radian. Para una variación armónica de estado estacionario, usualmente nos enfocamos en la corriente, para transitorios o pulsos nos enfocamos sobre la carga. La radiación es perpendicular a la aceleración y la potencia radiada proporcional al cuadrado de  $\dot{I}L$  o  $Q\dot{v}$ .

En la Fig. 2.1a se muestra una línea de transmisión de dos alambres conectada a un generador de radiofrecuencia (o transmisor). A lo largo de la parte uniforme de la línea, la energía es guiada como una onda plana en modo Transversal Electromagnético (TEM) con poca pérdida. Se asume que el espacio entre los alambres es una pequeña fracción de la longitud de onda. Mas adelante, la línea de transmisión se ensancha en una transición gradual. Cuando la separación es del orden de una longitud de onda o mayor, la onda tiende a ser radiada en tal forma que la línea ensanchada actúa como una antena que envía una onda al espacio libre. Las corrientes en la línea de transmisión fluyen hacia fuera de la antena y ahí terminan, pero los campos asociados con ellas continúan saliendo.

La antena transmisora de la figura 2.1a es una región de transición de una onda guiada en una línea de transmisión a una onda al espacio libre. La antena receptora (Fig. 2-1b) es una región de transición de una onda en el espacio libre a una onda guiada en una línea de transmisión. Así, **una antena es un dispositivo de transición, o transductor, entre una onda guiada y una onda en el espacio libre o viceversa**. La antena es un dispositivo que interconecta un circuito y el espacio.

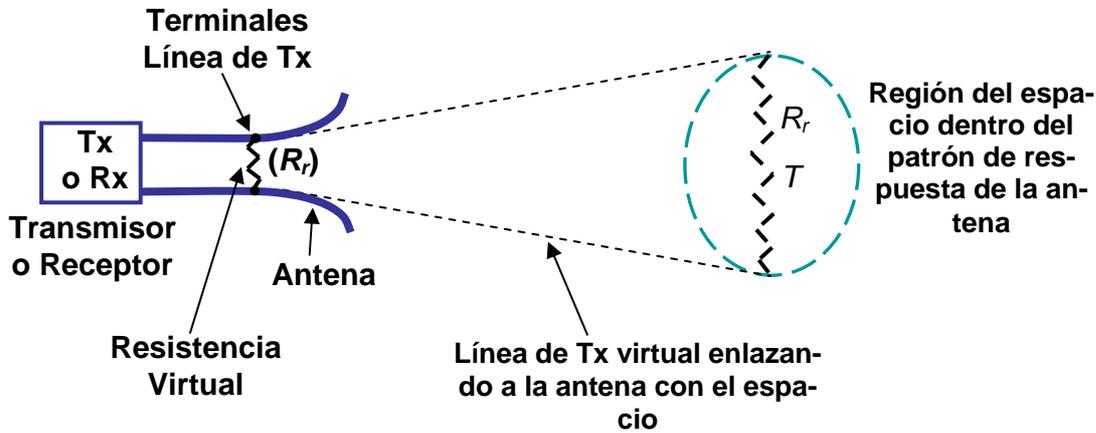
Desde el punto de vista circuital, las antenas se presentan a las líneas de transmisión como una resistencia  $R_r$ , denominada *resistencia de radiación*. Ésta no se relaciona con ninguna resistencia con la antena en si misma, pero es una resistencia acoplada del espacio a los terminales de la antena.

En el caso de transmisión, la potencia radiada es absorbida por objetos a la distancia como: árboles, edificios, el terreno, el cielo y otras antenas. En el caso de recepción, la radiación pasiva de objetos distantes o la radiación activa de otras antenas elevan la aparente temperatura de  $R_r$ .



**Figura 2.1**

- (a) Enlace de comunicaciones radial (o inalámbrico) con antena transmisora y  
 (b) La antena receptora. La antena receptora esta distante de la antena transmisora, de manera que la onda esférica radiada por la antena transmisora llegue esencialmente como una onda plana a la antena receptora.

**Figura 2.2**

Representación esquemática de una región del espacio una temperatura  $T$  enlazada vía una línea de transmisión "virtual" y una antena.

Para antenas sin pérdidas esta temperatura no tiene nada que ver con la temperatura física de la antena por sí misma, pero esta relacionada con la temperatura de objetos distantes que la antena esta "mirando", como se sugiere en la figura 2.2. En este sentido una antena receptora (y su receptor asociado) puede ser considerado como un dispositivo de detección-medición remota de temperatura.

Como se presenta esquemáticamente en la figura 2.2 la resistencia de radiación  $R_r$  se puede considerar como una resistencia "virtual" que no existe físicamente, pero es una cantidad que acopla a la antena a regiones distantes del espacio por medio de una línea de transmisión "virtual".

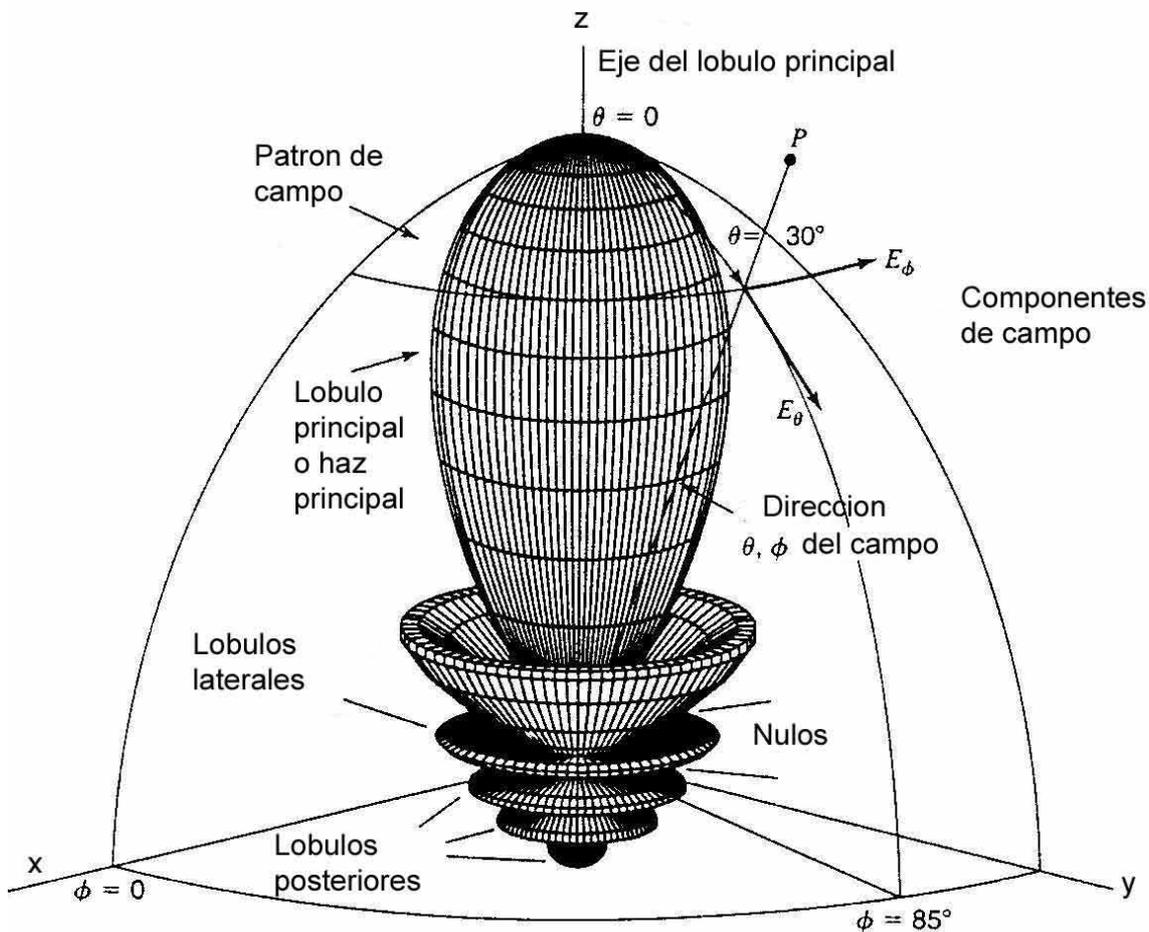
### 2.3 Patrones

La resistencia de radiación  $R_r$  y su temperatura  $T_A$ , son cantidades escalares simples. Por otro, lado los patrones ó diagramas de radiación son cantidades tridimensionales que involucran la variación de campo o de potencia (proporcional al cuadrado del campo), como una función de las coordenadas esféricas  $\theta$  y  $\phi$ . La figura 2.3 muestra un diagrama de campo tridimensional con un patrón de radio  $r$  (desde el origen al borde del patrón) proporcional a la intensidad del campo en la dirección  $\theta$  y  $\phi$ . El diagrama tiene su *lóbulo principal* (radiación máxima) en la dirección  $z$  ( $\theta = 0$ ) con los *lóbulos menores* (al lado y atrás) en otras direcciones.

Para especificar por completo el diagrama de radiación con respecto a la intensidad de campo y polarización se requieren tres diagramas:

1. La componente  $\theta$  del campo eléctrico como una función de los ángulos  $\theta$  y  $\phi$  ó  $E_\theta(\theta, \phi)$  (v/m). Como en las figuras 2-3 y 2-4.
2. La componente  $\phi$  del campo eléctrico como una función de los ángulos  $\theta$  y  $\phi$  ó  $E_\phi(\theta, \phi)$  (v/m).

3. las fases de estos campos como una función de los ángulos  $\theta$  y  $\phi$  ó  $\delta_\theta(\theta, \phi)$  y  $\delta_\phi(\theta, \phi)$  (rad. ó grados).



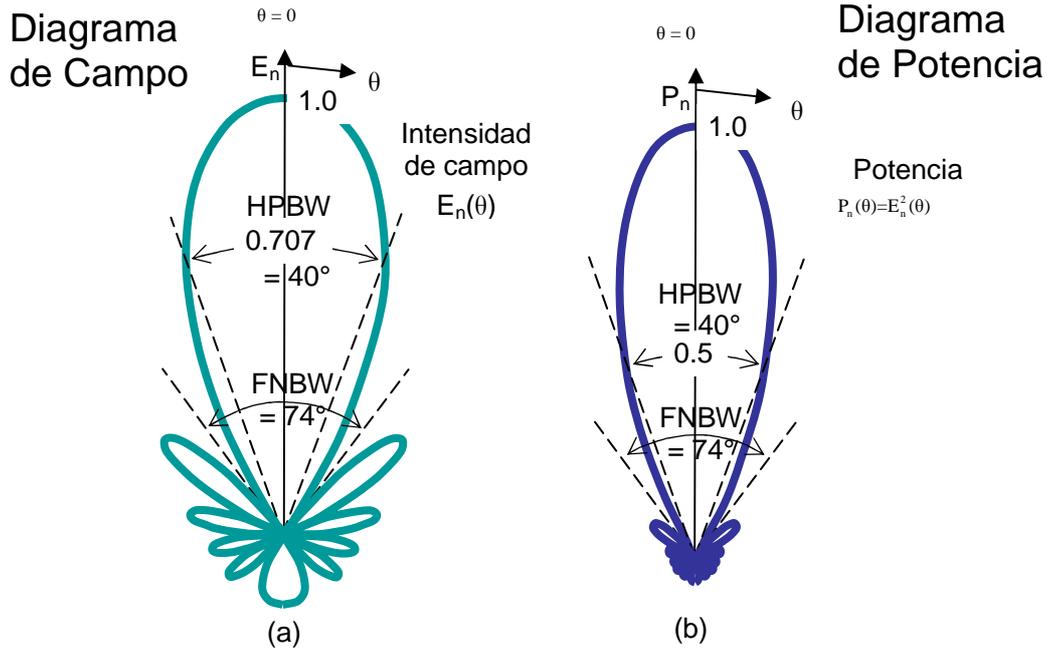
**Figura 2.3**

El diagrama tridimensional del campo de una antena direccional con máxima radiación en la dirección  $z$  con  $\theta = 0^\circ$ . La mayoría de la radiación está contenida en el *haz principal* (o lóbulo) acompañado por la radiación que también está en los *lóbulos menores* (a los costados y atrás). Entre los lóbulos existen *nulos* donde el campo es cero. La radiación en cualquier dirección está especificado por los ángulos  $\theta$  y  $\phi$ . La dirección del punto  $P$  está en los ángulos  $\theta = 30^\circ$  y  $\phi = 85^\circ$ . Este diagrama sólo es simétrico en  $\phi$  y en función solamente de  $\theta$ .

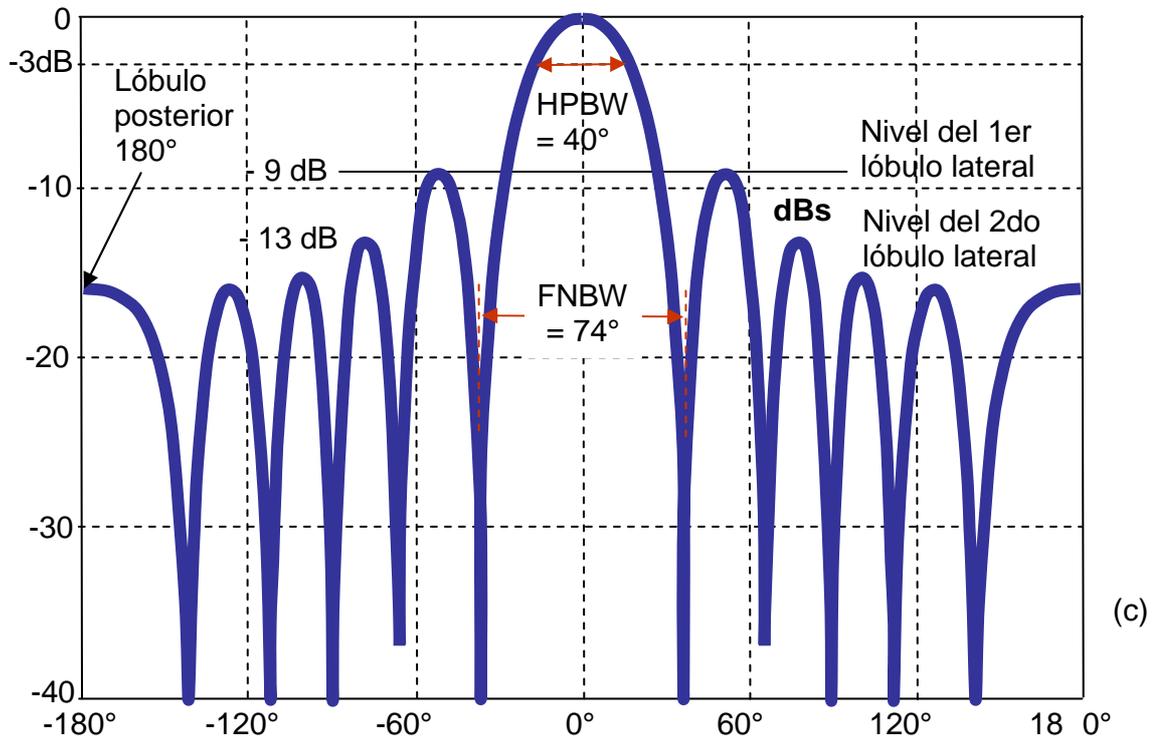
Cualquiera de estos diagramas de campo se puede representar en coordenadas esféricas tridimensionales como en la figura 2-3, o por cortes en sus planos a través del eje del lóbulo principal. Dos de estos cortes en ángulos rectos, denominados *diagramas del plano principal* (como en los planos  $xz$  e  $yz$  en la figura 2.3) pueden ser necesitados, pero si el diagrama es simétrico alrededor del eje  $z$ , es suficiente con un corte.

Las figuras 2-4a y 2-4b son diagramas de plano principales en coordenadas polares.

El mismo diagrama es presentado en la fig. 2-4c en coordenadas rectangulares en una escala logarítmica o decibélica, para mostrar los lóbulos menores con mayor detalle.



El ancho de haz angular a un nivel de media potencia o ancho del haz de media potencia (HPBW – Half Power Beam Width) (o ancho del haz a  $-3\text{dB}$ ) y el ancho del haz entre los primeros nulos (FNBW – First Null Beam Width).



Dividiendo una componente del campo entre su valor máximo, se obtiene un diagrama de campo normalizado que es un numero sin dimensiones con el máximo valor a la unidad. Así el diagrama del campo normalizado para la componente  $\theta$  del campo eléctrico esta dado por:

$$\text{Patrón de Campo Normalizado: } E_{\theta}(\theta, \phi)_n = \frac{E_{\theta}(\theta, \phi)}{E_{\theta}(\theta, \phi)_{\max}} \quad (\text{Sin dimensiones}) \quad (1)$$

El nivel de media potencia ocurre en aquellos ángulos  $\theta$  y  $\phi$  para los cuales:

$$E_{\theta}(\theta, \phi)_n = 1/\sqrt{2} = 0.707$$

A distancias que son grandes comparadas con el tamaño de la antena y grandes comparado con su longitud de onda, la forma del diagrama del campo es independiente de la distancia. Usualmente los diagramas de interés son para la condición de *campo-lejano*.

El diagrama pueden ser expresado en términos de *potencia por unidad de área* (vector de poynting  $S(\theta, \phi)$ ). Normalizando esta potencia con respecto a su valor de máximo se obtiene el *diagrama de potencia normalizada* como una función del ángulo el cual es un número sin dimensiones con la unidad como valor máximo. Así el diagrama de la potencia normalizada de la Fig.2-4b esta dada por:

$$\text{Patrón de Potencia Normalizado: } P_n(\theta, \phi)_n = \frac{S(\theta, \phi)}{S(\theta, \phi)_{\max}} \quad (\text{Sin dimensiones}) \quad (2)$$

Donde:

$$S(\theta, \phi) = \text{Vector de Poynting} = [E_{\theta}^2(\theta, \phi) + E_{\phi}^2(\theta, \phi)] / Z_0, \quad \text{Wm}^{-2}$$

$$S(\theta, \phi)_{\max} = \text{máximo valor de } S(\theta, \phi), \quad \text{Wm}^{-2}$$

$$Z_0 = \text{impedancia intrínseca del espacio} = 376.7\Omega.$$

#### 2-4 ÁREA DE HAZ (O HAZ DE ÁNGULO SÓLIDO) $\Omega_A$

En coordenadas polares de dos dimensiones con un área incremental  $dA$  sobre la superficie de una esfera es el producto de la longitud  $rd\theta$  en la dirección  $\theta$  (latitud) y  $r \sin \theta d\phi$  en la dirección  $\phi$  (longitud) como se muestra en la figura 2.5

Es decir:

$$dA = (rd\theta)(r \sin \theta d\phi) = r^2 d\Omega \quad (1)$$

Donde:  $d\Omega = \text{ángulo sólido expresado en estereoradianes (sr) o grados cuadrados (}^\square\text{)}$

$d\Omega = \text{ángulo sólido subtendido por el área } dA$

$$(2\pi r \sin \theta)(rd\theta) \quad \theta \quad \pi$$

$$2\pi r^2 \int_0^\pi \sin \theta d\theta = 2\pi r^2 [-\cos \theta]_0^\pi$$

$$1 \text{ estéreorradian} = 1 \text{ sr} = \left( \frac{\text{ángulo sólido de esfera}}{4\pi} \right) = 1 \text{ rad}^2 = \left( \frac{180}{\pi} \right)^2 (\text{o}^2) = 3282.8064^\square$$

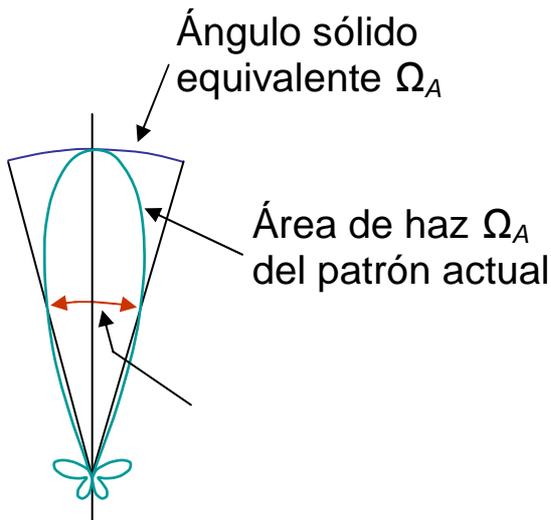
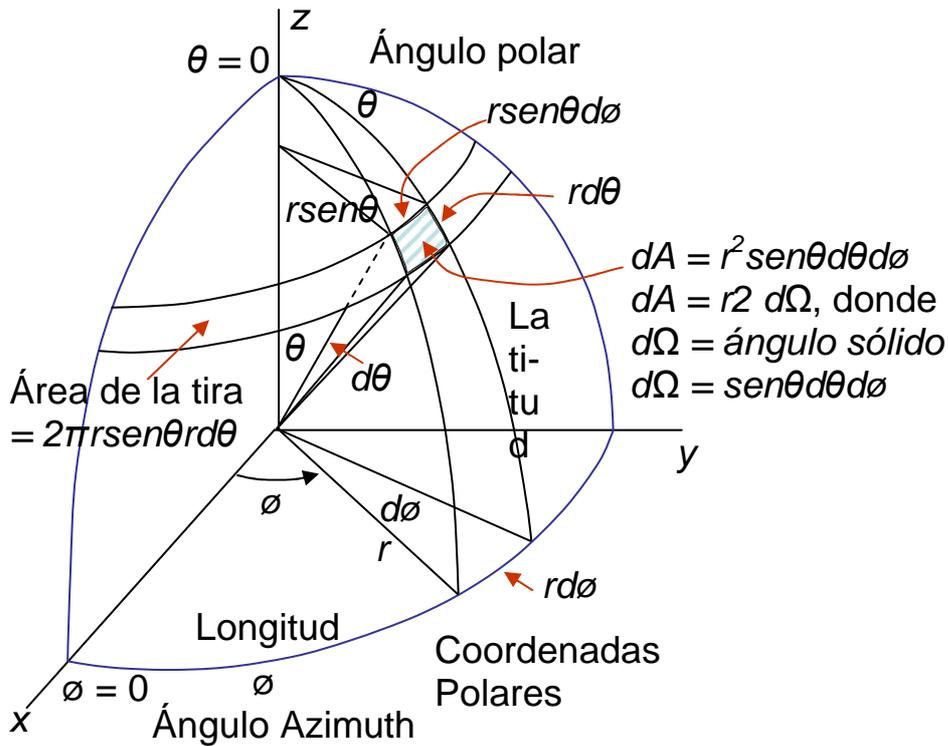
$$4\pi \text{ sr} = 3282.8064 \times 4\pi = 41,252.96 = 41,253^\square, \quad 4\pi \text{ sr} = \text{ángulo sólido en una esfera}$$

El área de haz o ángulo sólido de haz o  $\Omega_A$  de una antena está dado por la integral del patrón de potencia normalizado sobre una esfera ( $4\pi$  sr)

$$\Omega_A = \int_{\phi=0}^{\phi=2\pi} \int_{\theta=0}^{\theta=\pi} P_n(\theta, \phi) \text{sen } \theta d\theta d\phi$$

$$\Omega_A = \int \int_{4\pi} P_n(\theta, \phi) d\Omega \quad (\text{sr}) \quad \text{Área de Haz}$$

donde:  $d\Omega = \text{sen } \theta d\theta d\phi$ . sr



Ángulo Sólido  
 En 1 estereorradián  $\cong 3283^\circ$   
 en esférico  $\cong 41.325^\circ$

**Figura 2.5**

En coordenadas mostramos el diferencial del ángulo sólido  $dA = r^2 d\Omega$  sobre la superficie de una esfera de radio  $r$  donde  $d\Omega = \text{ángulo sólido}$  subtendido por  $dA$ . (b) diagrama de potencia de antena y esta es equivalente al ángulo sólido de un área de haz  $\Omega_A$ .

El área de haz  $\Omega_A$  es el ángulo sólido a través del cual toda la potencia radiada por la antena fluiría si  $P(\theta, \phi)$  mantuviese su máximo valor sobre  $\Omega_A$  y fuese cero en cualquier otro lugar. Luego:

Potencia radiada =  $P(\theta, \phi)\Omega_A$  en vatios.

El área de haz de una antena puede ser descrito aproximadamente en términos de los ángulos subtendidos por los puntos de media potencia del lóbulo principal en sus dos planos principales

$$\boxed{\text{Área de Haz} \cong \Omega_A \cong \theta_{HP} \phi_{HP} \quad (\text{sr})}$$

donde  $\theta_{HP}$  y  $\phi_{HP}$  son los anchos de haz de media potencia (HPBW) en los dos principales planos, los lóbulos menores están siendo despreciados.

## 2.5 Intensidad de Radiación.

La potencia de radiación de una antena por unidad de ángulo sólido es llamada intensidad de radiación  $U$  (potencia por estereorradián o por ángulo cuadrado). El diagrama de potencia normalizado de sección anterior puede ser expresado en términos de los parámetros como el radio de la intensidad de radiación  $U(\theta, \phi)$ , como una función de ángulo, de valor máximo. Así,

$$P_n(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U(\theta, \phi)_{\max}} = \frac{S(\theta, \phi)}{S(\theta, \phi)_{\max}} \quad (1)$$

Considerando el vector de Poyting  $S$  que depende de la distancia de la antena (varia inversamente con el cuadrado de la distancia), la intensidad de radiación  $U$  es independiente es independiente de la distancia, asumiendo en ambos casos que nosotros estamos en un campo lejano de la antena (ver sec. 2-13).

## 2.6 Eficiencia de haz.

El área total  $\Omega_A$  (o ángulo sólido del haz) consiste en el área del haz principal (o ángulo sólido)  $\Omega_M$  mas el lóbulo de menor área (o ángulo sólido)  $\Omega_m$ . Así,

$$\Omega_A = \Omega_M + \Omega_m \quad (1)$$

La razón del área del haz principal con el área total del haz es llamado eficiencia de haz  $\epsilon_M$ . Así,

$$\text{Eficiencia de haz} = \epsilon_M = \frac{\Omega_M}{\Omega_A} \quad (\text{sin dimensiones}) \quad (2)$$

La razón del área del lóbulo menor ( $\Omega_m$ ) con el área total del haz es llamado el factor de pérdida. Así,

$$\epsilon_M = \frac{\Omega_m}{\Omega_A} \quad \text{factor de pérdida} \quad (3)$$

Entonces.

$$\varepsilon_M + \varepsilon_m = 1 \quad (4)$$

## 2.7 Directividad D y Ganancia G.

La directividad D y la ganancia G son probablemente los parámetros más importantes de la antena.

La directividad D de una antena está dada por la relación de la densidad de potencia máxima  $P(\theta, \phi)_{\text{máx.}}$  ( $\text{W/m}^2$ ) con su valor promedio sobre una esfera como es observado en el campo lejano de la antena. Así:

$$D = \frac{P(\theta, \phi)_{\text{máx.}}}{P(\theta, \phi)_{\text{av}}} \quad \text{Directividad del Patrón}$$

La directividad es una relación adimensional  $\geq 1$

La densidad de potencia promedio sobre una esfera

$$\text{es: } P(\theta, \phi)_{\text{av}} = \frac{1}{4\pi} \int_{\phi=0}^{\phi=2\pi} \int_{\theta=0}^{\theta=\pi} P(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi$$

$$P(\theta, \phi)_{\text{av}} = \frac{1}{4\pi} \iint_{4\pi} P(\theta, \phi) d\Omega \quad (\text{W sr}^{-1}), \text{ luego:}$$

$$D = \frac{P(\theta, \phi)_{\text{máx.}}}{\frac{1}{4\pi} \iint_{4\pi} P(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{1}{\frac{1}{4\pi} \iint_{4\pi} [P(\theta, \phi) / P(\theta, \phi)_{\text{máx.}}] d\Omega}$$

$$D = \frac{4\pi}{\iint_{4\pi} P_n(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad \text{De un haz de área } \Omega_A$$

donde  $P_n(\theta, \phi) = P(\theta, \phi) / P(\theta, \phi)_{\text{máx.}}$  = patrón de potencia normalizado

La directividad es la relación del área de una esfera ( $4\pi$  sr) a el área de haz  $\Omega_A$  de una antena.

A más pequeña el área de haz, mayor la directividad

Para una antena que radie solo la mitad de una esfera el área de haz  $\Omega_A = 2\pi$  sr, la directividad:

$$D = 4\pi / 2\pi = 2 \quad (3.01 \text{ dBi})$$

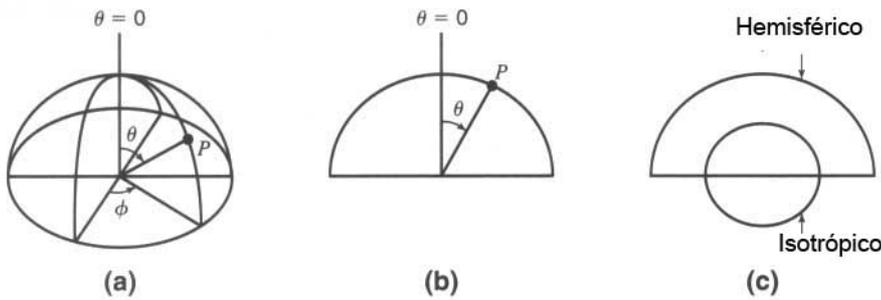
La antena isotrópica tiene  $D = 1$

El dipolo tiene un  $\Omega_A = 2.67\pi$  sr  $\rightarrow D = 1.5$

La ganancia G de una antena es una cantidad menor que el valor de D, debido a las pérdidas óhmicas en la antena o su cobertor. En transmisión estas pérdidas involucran alimentar potencia a la antena el cual no es radiado pero calienta a la estructura de la antena.

Desadaptación de Z con el cable puede reducir la ganancia.

$G = \eta D$  donde  $\eta$  es el factor de eficiencia, donde:  $0 \leq \eta \leq 1$



Patrones de potencia hemisféricos: (a) y (b), en comparación con el patrón isotropito (c)

$$\text{Ganancia} = G = \frac{P_{\max}(AUT)}{P_{\max}(ant\ ref)} \times G(ant\ ref)$$

Sí el HPBW de una antena se conoce, entonces:

$$D = \frac{41,253^{\square}}{\theta_{HP}^{\circ} \phi_{HP}^{\circ}}, \text{ donde: } 41,253^{\square} = \text{número de } \square \text{ en una esfera}$$

$\theta_{HP}^{\circ}$  = HPBW en un plano principal,  $\phi_{HP}^{\circ}$  = HPBW en el otro plano principal como se está despreciando los lóbulos menores

$$D = \frac{40,000^{\square}}{\theta_{HP}^{\circ} \phi_{HP}^{\circ}} \quad \text{Directividad aproximada}$$

Ejemplo : Sí HPBW = 20° en ambos planos principales  $D = 40,000^{\square} / 400^{\square} = 100$  ó 20dBi significa que la antena radía 100 veces la potencia en la dirección del haz principal que la que radiaría una antena isotrópica para la misma potencia de entrada.

El producto Directividad - ancho de haz es una gruesa aproximación, para ciertos tipos de antena los valores deberán calcularse más exactamente, será discutido posteriormente.

A menor área de haz, se tiene mayor directividad D.

**2-8 DIRECTIVIDAD Y RESOLUCIÓN:**

La resolución de una antena puede ser definida como igual a la mitad del ancho de haz entre sus primeros nulos (FNBW/2), por ejemplo una antena que tiene un FNBW = 2° tiene una resolución de 1°. Caso de los satélites geoestacionarios separados por 1°. Cuando el máximo haz de la antena es alineado con un satélite, el primer nulo coincide con el satélite adyacente.

La mitad del ancho de haz entre los primeros nulos es aproximadamente igual al ancho de haz de media potencia (HPBW):

$$\frac{\text{FNBW}}{2} \cong \text{HPBW} \tag{1}$$

El producto de FNBW/2 en los dos planos principales de los patrones de la antena es una medida del área de haz de la antena, es decir:

$$\Omega_A = \left( \frac{\text{FNBW}}{2} \right)_\theta \left( \frac{\text{FNBW}}{2} \right)_\phi \quad (2)$$

Luego sigue que el número N de transmisores de radio o fuentes puntuales de radiación distribuidas uniformemente sobre el espacio el cual una antena puede resolver está dado aproximadamente por:

$$N = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (3)$$

donde:  $\Omega_A$  = área de haz, por consiguiente (de 2-7-4):  $D = \frac{4\pi}{\Omega_A} \quad (4)$

y podemos concluir que idealmente el número de fuentes puntuales que una antena puede resolver es numéricamente igual a la Directividad de la antena ó:  $D = N \quad (5)$

(4) establece que la Directividad es igual al número de áreas de haz en las cuales el patrón de la antena puede subdividir el cielo y (5) da el significado **que la Directividad es igual al número de fuentes puntuales en el cielo que la antena puede resolver**, bajo condiciones ideales de una fuente de distribución uniforme.

## 2-9 APERTURA DE UNA ANTENA

El concepto de apertura se introduce de manera sencilla considerando una antena receptora. Asuma que la antena receptora es una corneta rectangular electromagnética inmersa en el campo de una onda plana uniforme como se ve en la figura. Dejemos que el vector de Poynting o densidad de potencia, de la onda plana sea S vatios por metro cuadrado y el área o apertura física de la bocina, sea  $A_p$  en metros cuadrados. Si la bocina extrae toda la potencia de la onda sobre su apertura física entera, luego la potencia total  $P$  absorbida por la onda es:

$$P = \frac{E^2}{Z} A_p = S A_p \text{ en vatios} \quad (1)$$

Luego la bocina electromagnética puede ser observada como teniendo una apertura, la potencia total que extrae del onda que esta pasando siendo proporcional a la apertura o área de su boca.

Pero la respuesta del campo de la bocina no es uniforme a través de la apertura  $A$  porque E en la paredes laterales debe ser igual a cero. Luego la apertura efectiva  $A_e$  de la bocina es menos que la apertura física  $A_p$  dada por:

$$\boxed{\varepsilon_{ap} = \frac{A_e}{A_p} \text{ (sin dimensiones) Eficiencia de Apertura}} \quad (2)$$

Para bocinas y antenas reflectoras parabólicas, la eficiencia de apertura están comúnmente en el rango de de 50 a 80 % ( $0.5 \leq \varepsilon_{ap} \leq 0.8$ ) grandes dipolos o arreglos conmutados con campos uniformes en los bordes de la apertura física pueden lograr eficiencias de apertura que se aproximan al 100%, por consiguiente para reducir los lóbulos laterales, los campos son manipulados hacia los bordes, resultando en una eficiencia de apertura reducida.

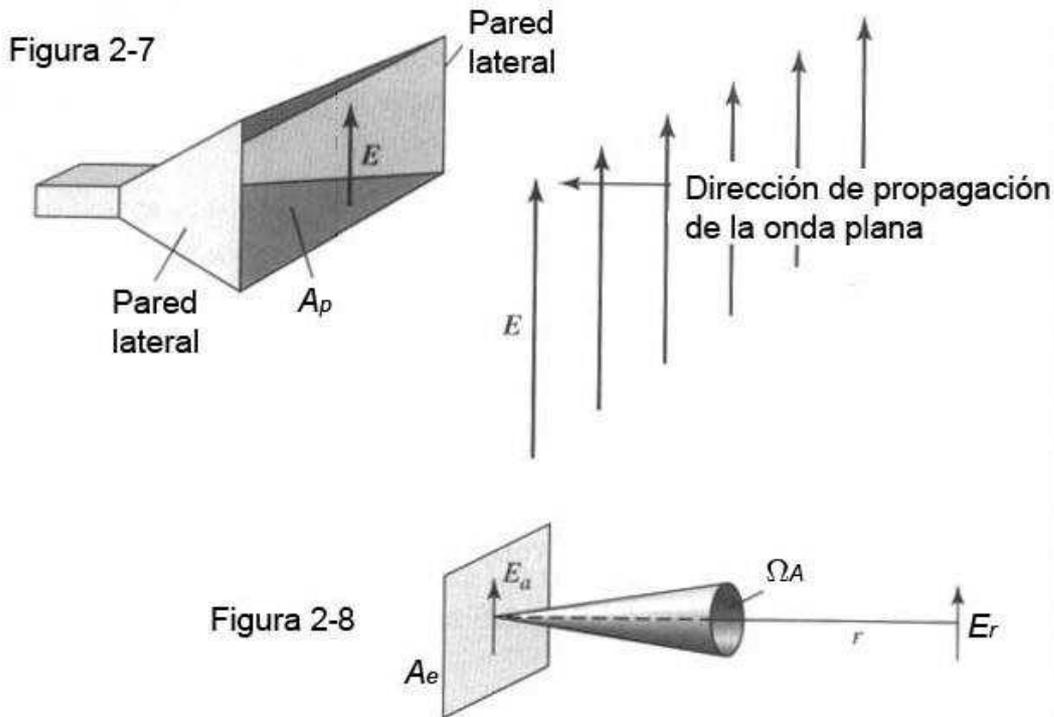


Fig. 2-7 Onda plana incidente sobre una bocina electromagnética de apertura física  $A_p$   
 Fig. 2-8 Radiación sobre un área de haz  $\Omega_A$  de apertura  $A_e$

Consideren ahora una antena con una eficiencia de apertura  $A_e$ , la cual radia toda su potencia in un patrón cónico de área de haz  $\Omega_A$ , como se ve en la figura. Asuma un campo uniforme  $E_a$  sobre la apertura, la potencia radiada es

$$P = \frac{E_a^2}{Z_0} A_e \text{ en vatios} \tag{3}$$

donde  $Z_0$  es la impedancia intrínseca del medio (377 ohmios para el aire o vacío).

Asumiendo un campo uniforme  $E_r$  in el campo lejano a una distancia  $r$ , la potencia radiada es también dada por:

$$P = \frac{E_r^2}{Z_0} r^2 \Omega_A \text{ en vatios} \tag{4}$$

Igualando (3) y (4) y notándose que  $E_r = E_a A_e / r \lambda$  da una relación de área de haz – apertura:

$$\lambda^2 = A_e \Omega_A \text{ (m}^2\text{) Relación Apertura - Área de Haz} \tag{5}$$

donde  $\Omega_A$  es el área de haz (sr)

Luego, si  $A_e$  es conocido, podemos determinar  $\Omega_A$  (o viceversa) a una determinada longitud de onda. De (5) y otros, se concluye que la Directividad

$$D = 4\pi \frac{A_e}{\lambda^2} \text{ Directividad de apertura} \tag{6}$$

Todas las antenas tienen una apertura efectiva la cual puede ser calculada o medida. Aún la hipotética, idealizada antena isotrópica, para la cual  $D = 1$ , y tiene una apertura efectiva de

$$A_e = \frac{D\lambda^2}{4\pi} = \frac{\lambda^2}{4\pi} = 0.0796\lambda^2 \quad (7)$$

Todas las antenas sin pérdidas deben tener una apertura efectiva igual o mayor que esta. Por reciprocidad la apertura efectiva de una antena es la misma para recibir o transmitir.

Tres expresiones han sido vistas para la Directividad  $D$  y son:

$$D = \frac{P(\theta, \phi)_{\max}}{P(\theta, \phi)_{\text{av}}} \text{ (sin dimensiones) Directividad de patrón} \quad (8)$$

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_A} \text{ (sin dimensiones) Directividad de patrón} \quad (9)$$

$$D = 4\pi \frac{A_e}{\lambda^2} \text{ (sin dimensiones) Directividad de apertura} \quad (10)$$

Cuando la antena esta recibiendo con una resistencia de carga  $R_L$  adaptada a la resistencia de radiación de la antena  $R_r$  ( $R_L = R_r$ ) Esta es la condición de máxima transferencia de potencia (la antena se asume sin pérdidas)

En el caso de un circuito de una carga adaptada a un generador, tanta potencia es disipada in el generador como es entregada a la carga. Esto, para el caso de la antena dipolo en la figura, tenemos una potencia de carga (load power)

$$P_{\text{carga}} = SA_e \text{ en vatios} \quad (11)$$

donde:  $S$  = densidad de potencia de la antena receptora en vatios/m<sup>2</sup>

$A_e$  = Apertura efectiva de la antena (m<sup>2</sup>)

Y la potencia re-radiada:

$$P_{\text{rerad}} = \frac{\text{Potencia reradiada}}{4\pi \text{ sr}} = SA_r \text{ en vatios}$$

donde  $A_r$  = apertura re-radiante =  $A_e$ , en m<sup>2</sup> y  $P_{\text{rerad}} = P_{\text{carga}}$

Esta discusión es aplicable a un simple dipolo ( $\lambda/2$  o menor), Por consiguiente no se aplica a todas las antenas. En adición a la potencia re-radiada, una antena puede dispersar la potencia que no entre al circuito de carga de la antena, esto, la potencia re-radiada y la dispersa pueden exceder la potencia entregada a la carga.

## 2-10 ALTURA EFECTIVA

La altura efectiva de una antena  $h$  (en metros) es otro parámetro relacionado a la apertura. Multiplicando la altura efectiva por el campo  $E$  incidente (voltios por metro) de la misma polarización da el voltaje inducido, esto es  $V = hE$ . (1)

Consecuentemente, la altura efectiva puede ser definida como la relación del voltaje inducido a el campo incidente o  $h = V/E$  (2)

Considere por ejemplo un dipolo vertical de longitud  $l = \lambda/2$  inmerso en un campo incidente  $E$ , como en la figura 2-9-1 (a). Sí la distribución de corriente del dipolo fuera uniforme, su altura efectiva sería  $l$ . La distribución real de corriente, es cercanamente sinusoidal con un valor promedio de  $2/\pi = 0.64$  (del máximo) tal que su altura efectiva  $h = 0.64 l$ . Se asume que la antena está orientada para máxima respuesta.

Sí el mismo dipolo es usado a una longitud de onda mayor tal que sea sólo de  $0.1\lambda$  de longitud, la corriente de forma cónica es casi linealmente desde el punto central de ali-

mentación a cero en los extremos en una distribución triangular, como se ve en la figura 2-9-1 (b). La corriente promedio es 1/2 del máximo tal que su altura efectiva es 0.5l.

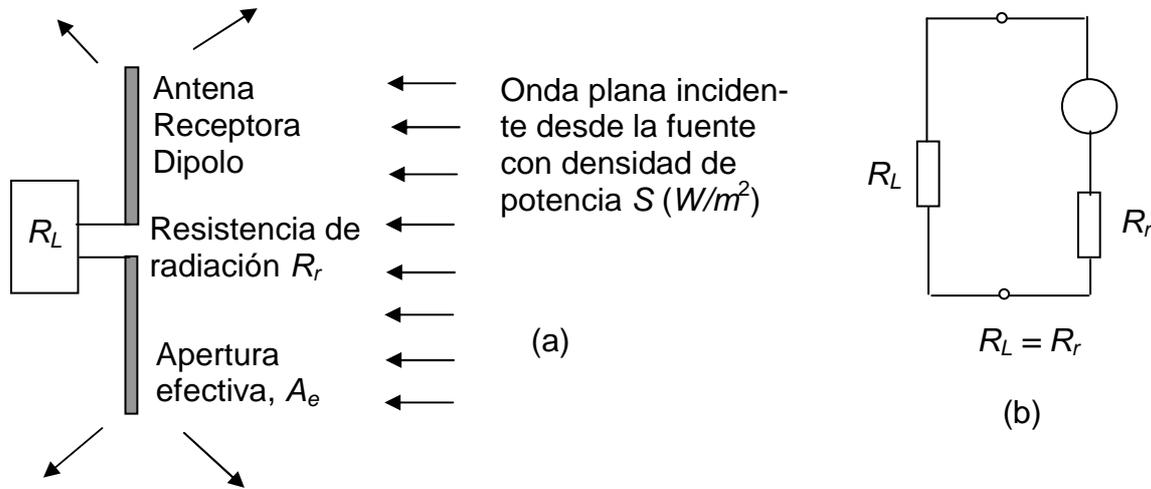


Figura 2.9

- (a) La antena receptora adaptada a la carga ( $R_r = R_L$ ) reradia una potencia que es igual a la potencia suministrada a la carga. Más generalmente, la potencia reradiada y distribuida de cualquier antena o da la sección de cruce del radar (radar cross-section ó RCS)
- (b) Circuito Equivalente

Luego, otra manera de definir la altura efectiva es considerar que el caso de transmisión e igualar la altura efectiva a la altura física (o longitud  $l$ ) multiplicada por la corriente promedio (normalizada) o

$$h_e = \frac{1}{I_0} \int_0^{h_p} I_{(z)} dz = \frac{I_{av}}{I_0} h_p \text{ en metros} \tag{3}$$

Donde:

$h_e$  = altura efectiva, en metros.

$h_p$  = altura física, en metros.

$I_{av}$  = corriente promedio, en amperios

Es aparente que la **altura efectiva** es un parámetro útil para las antenas transmisoras en torres. También tiene aplicación para antenas pequeñas. El parámetro **apertura efectiva** tiene aplicaciones más generales para todo tipo de antenas. Los dos tienen una simple relación, como se mostrara.

Para antenas con una resistencia de radiación  $r_r$  adaptada a su carga, la potencia

entregada a la carga es igual a:

$$P = \frac{1}{4} \frac{V^2}{R_r} = \frac{h^2 E^2}{4R_r} \text{ en vatios} \tag{4}$$

En términos del apertura efectiva la misma potencia está dada por

$$P = SA_e = \frac{E^2 A_e}{Z_0} \text{ en vatios} \tag{5}$$

Donde  $Z_0$  es la impedancia intrínseca del espacio ( $=377\Omega$ )

igualando (4) y (5), obtenemos

$$h_e = 2 \sqrt{\frac{R_r A_e}{Z_0}} \text{ en metros} \quad \text{y} \quad A_e = \frac{h_e^2 Z_0}{4R_r} \text{ en metros} \tag{6}$$

Luego la altura efectiva y apertura efectiva están relacionadas vía la resistencia de radiación y la impedancia intrínseca del espacio.

Para resumir hemos discutido los parámetros espaciales de una antena llamados, campo y patrones de potencia, área de haz, directividad y varias aperturas. También hemos discutido los circuitos que cuantifican la resistencia radiación y aluden a la temperatura de la antena, que se discutirá más adelante. La figura 2-10 ilustra esta dualidad de las antenas.

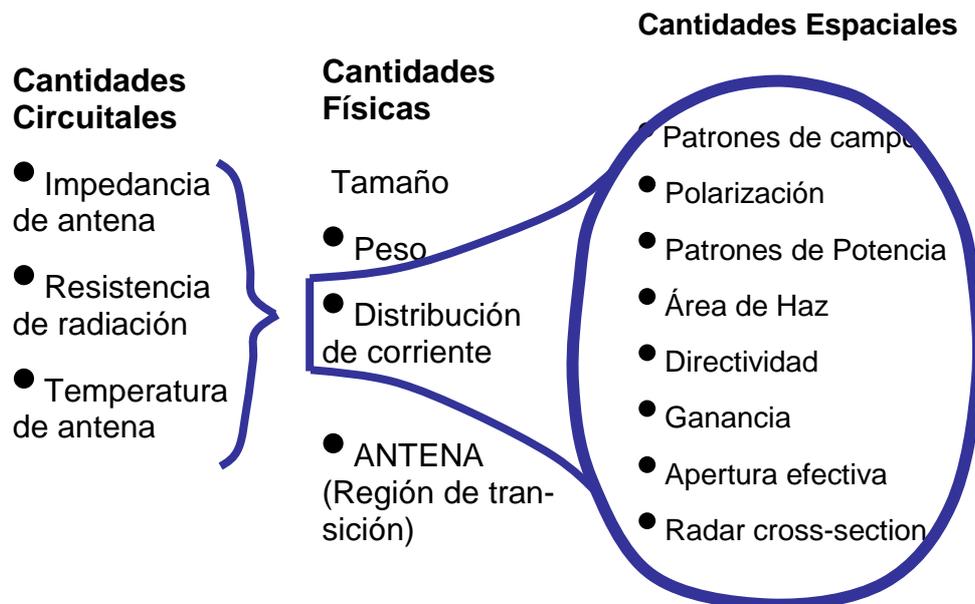


Figura 2-10

Los parámetros o terminología de las antenas ilustrando su **dualidad** como un dispositivo circuital (con resistencia y temperatura) en una mano y como dispositivos espaciales (con patrones, polarización, área de haz, directiva, ganancia, apertura y radar cross-sección) en la otra. Otras características del antena son su tamaño físico y su ancho de banda (que involucra impedancia Q y patrón).

## 2-11 LA COMUNICACIÓN POR RADIO-ENLACE

Refiriéndonos a la figura 2-14, se da la ecuación para la potencia recibida en un radio-enlace de comunicación. Asumiendo sin pérdidas y las antenas adaptadas, el transmisor alimenta con una potencia  $P_t$  a la antena transmisora de apertura efectiva  $A_{et}$ . A una distancia  $r$  una antena receptora de área efectiva  $A_{er}$  recibe potencia radiada de la antena transmisora y lo deriva al receptor R. Asumiendo por el momento que la antena transmisora es isotrópica, la potencia recibida por unidad de área en la antena receptora es

$$S_r = \frac{P_t}{4\pi r^2} \quad (\text{W}) \quad (1)$$

Si la antena tiene ganancia  $G_t$ , la potencia por unidad de área disponible en la antena receptora será incrementada en razón dada por.

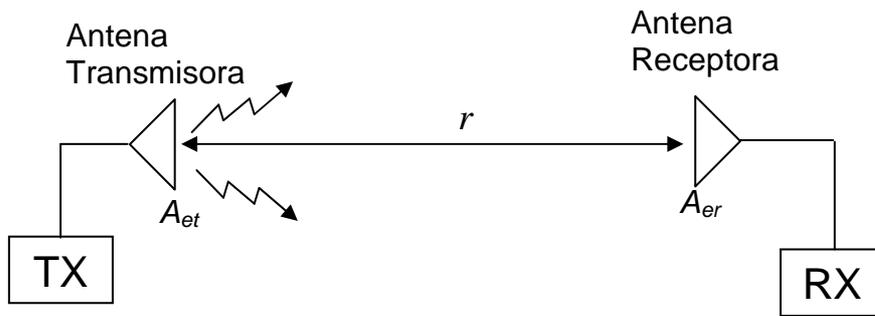
$$S_r = \frac{P_t G_t}{4\pi r^2} \quad (\text{W}) \quad (2)$$

Ahora la potencia recibida sin pérdida, por la antena receptora de apertura efectiva  $A_{er}$  es.

$$P_r = S_r A_{er} = \frac{P_t G_t A_{er}}{4\pi r^2} \quad (W) \quad (3)$$

la ganancia de la antena transmisora se puede expresar como :

$$G_t = \frac{4\pi A_{et}}{\lambda^2} \quad (4)$$



**Figura 2-14**

Circuito de comunicación. Con una antena transmisora cuyas ondas que llegan a la Antena receptora por una trayectoria directa de longitud  $r$

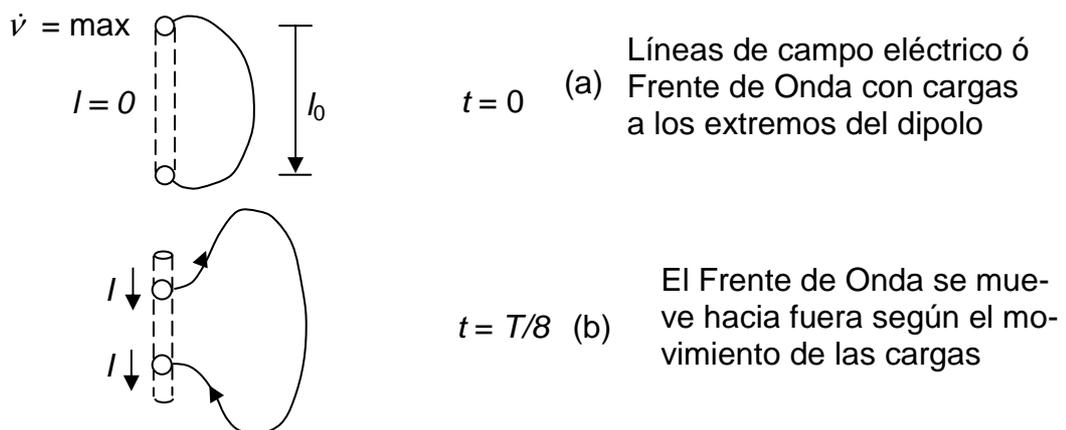
sustituyendo esto en (3) se obtiene la formula de transmisión de Friis.

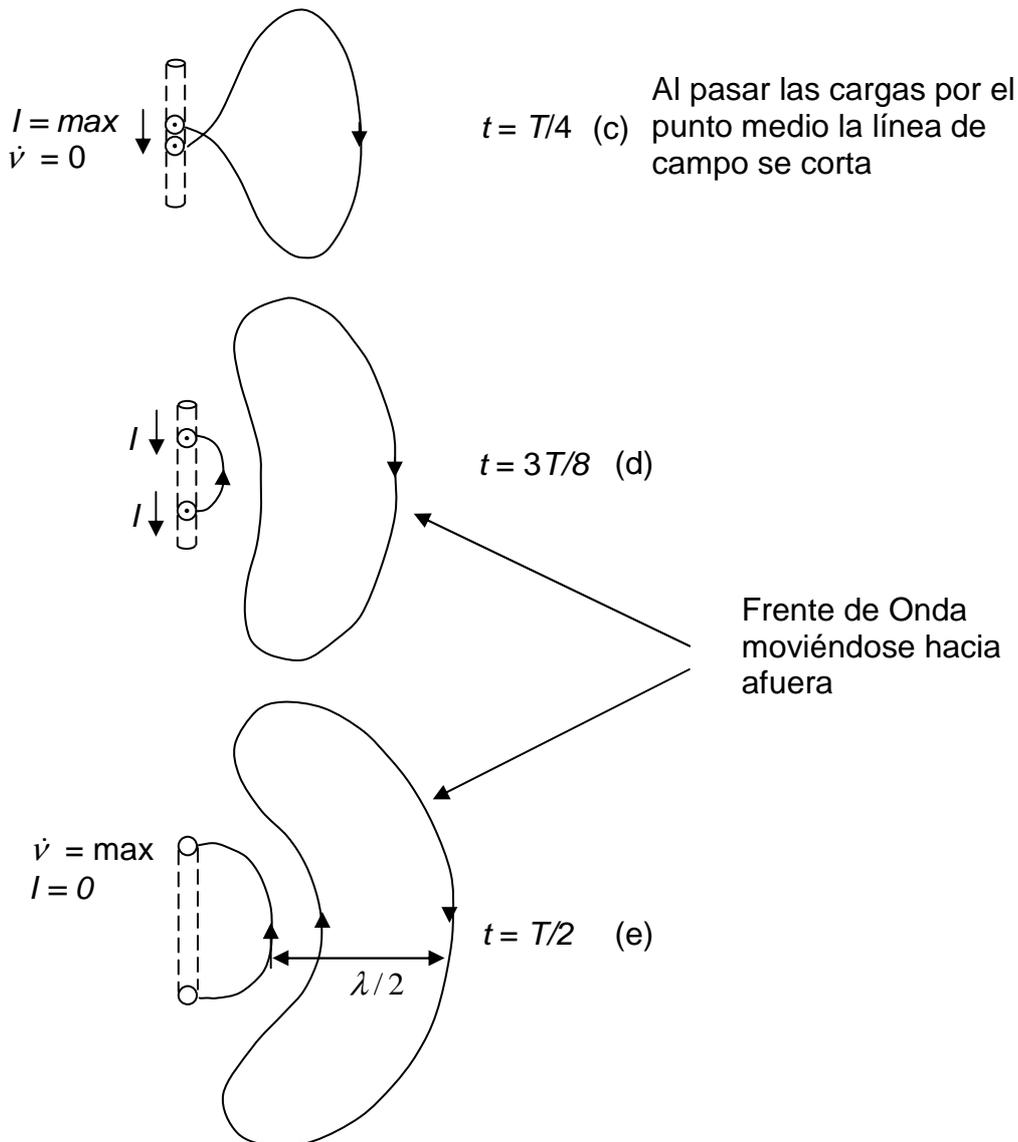
$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{A_{er} A_{et}}{r^2 \lambda^2} \quad (\text{sin dimensiones}) \quad \text{formula de transmisión de Friis}$$

Donde:

- $P_r$  = potencia recibida, w
- $P_t$  = potencia transmitida, w
- $A_{et}$  = apertura efectiva de la antena de transmisión,  $m^2$
- $A_{er}$  = apertura efectiva de la antena de receptora,  $m^2$
- $r$  = distancia entre antenas, m
- $\lambda$  = longitud de onda, m

**2-12 CAMPOS DE UN DIPOLO OSCILANTE**



**Figura 2-15**

El dipolo eléctrico oscilante consiste en dos cargas eléctricas en movimiento armónico simple, mostrando su propagación en una línea de campo eléctrico y su separación (la radiación) del dipolo. Las flechas al lado del dipolo indican la dirección de la corriente ( $I$ ).

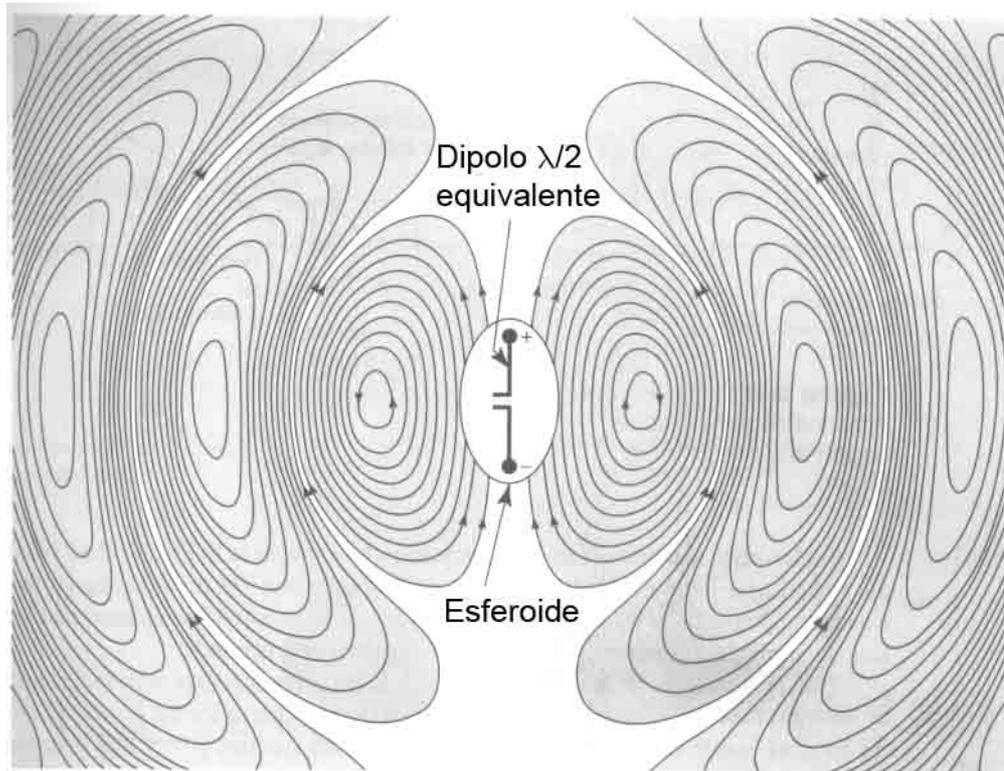
Aunque el movimiento de cargas con velocidad uniforme a través de un conductor recto no radia, una carga moviéndose hacia delante y hacia atrás en un movimiento armónico simple a través de un conductor es sujeto de aceleración (y desaceleración) y radia.

Para ilustrar la radiación de una antena y dipolo, consideremos que el dipolo de la figura 2-15 tiene dos cargas iguales y de signo opuesto oscilando hacia arriba y hacia abajo en un movimiento armónico con separación instantánea  $l$  (máxima separación  $l_0$ ) con atención enfocada en su campo eléctrico. Para claridad solamente una simple línea de campo eléctrico se muestra.

Al tiempo que  $t = 0$  las cargas están en la máxima separación y bajo mínima aceleración ( $dv/dt$ ) en su dirección reversa (figura 2-15a) en este instante la corriente  $I$  es cero. Un octavo de periodo después, las cargas están moviendo una hacia la otra (figura 2-15b)

y a un cuarto de periodo pasan a través de su punto medio (figura 2-15c), a medida que esto pasa, las líneas de campo separadas y las nuevas de signo opuesto se forman. En este momento la corriente equivalente  $I$  es un máximo y el cambio de aceleración es cero. A medida que el tiempo pasa a un medio periodo, el campo continúa su movimiento hacia afuera como se ve en la figura 2-15d y e.

Un dipolo oscilante con más líneas de campo se muestra en la figura 2-16 en cuatro instantes de tiempo



**Figura 2-16**

Líneas de campo eléctrico de la radiación en movimiento para una antena de  $\lambda / 2$ .

## 2-13 ZONAS DE CAMPO DE LAS ANTENAS

Los campos alrededor de una antena pueden ser divididos en dos grupos o regiones principales, una cercana a la antena, llamada **campo cercano** ó **zona de Fresnel** y la otra a una gran distancia llamada **campo lejano** o **zona de Fraunhofer**. Refiriéndose a la figura 2-17, la frontera entre ambas puede ser arbitrariamente tomada como el radio

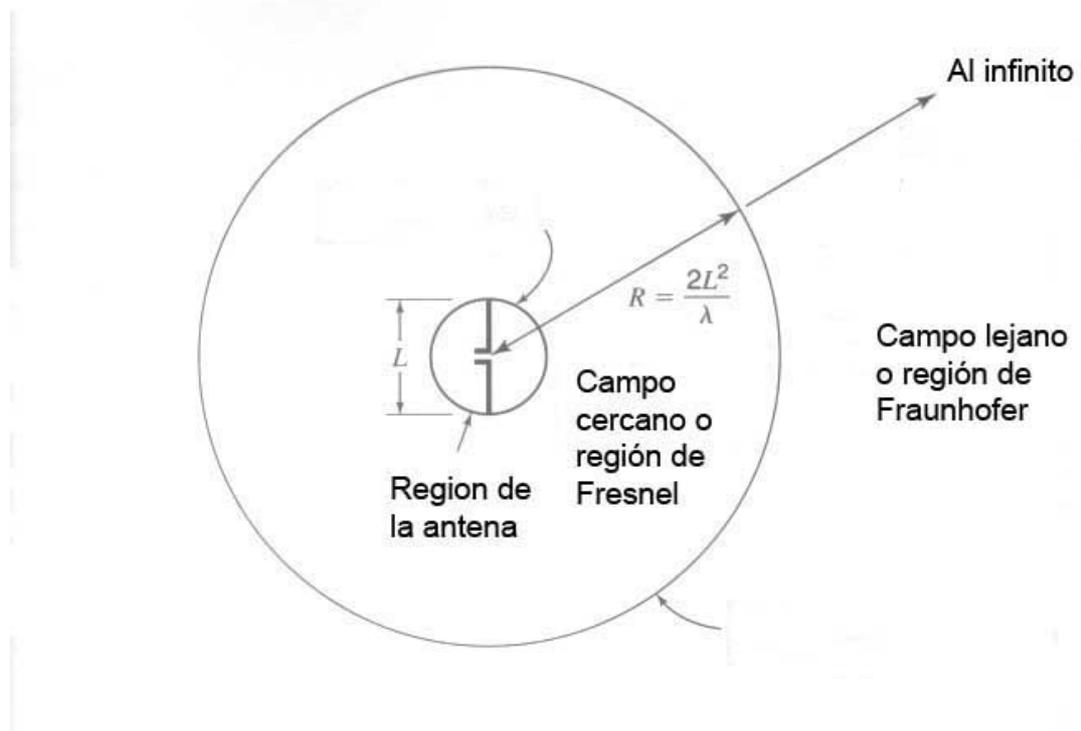
$$R = 2L^2 / \lambda \text{ en metros} \quad (1)$$

Donde:  $L$  máxima dimensión de la antena

$\lambda$  = longitud de onda

En la región lejana, los componentes de campo medibles son transversales a la dirección radial del antena y todo el flujo de potencia es directamente radiado hacia fuera. En la zona lejana la forma del campo patrón de campo es independiente de la distancia. En la zona cercana, componente longitudinal del campo eléctrico puede ser significativo y el flujo de potencia no es enteramente radiada. En el campo cercano, la forma del patrón de campo del crimen general de la distancia.

Encapsulado al antena en una frontera esférica imaginaria como la figura 2-18, como se piensa en la región cercana a los polos de Becerra actúan como un receptor. Por



otro lado, las ondas expanden perpendicular al di por un ende región ecuatorial esfera resultando en una fuga de potencia a través del esfera sí espacio verde transparente en este región.

**Figura 2-17**

Regiones de la antena: Región de Fresnel y Región de Fraunhofer

Los resultados son recíprocos paréntesis oscilante energía flujo de energía cerca del antena acompañado por flujo hacia fuera en la región ecuatorial. La cantidad sobre flujo de la potencia radiada de la antena, mientras energía recíproca representa potencia reactiva que es carácter cerca de la antena como en un resonador. Está discusión simplificada es una manera cuantitativa para explicar el patrón de campo de un di polo de media onda como se muestren asegurados y se echó B. de imagen de energía y discutir más detalle más adelante.

Para un dipolo de media onda, la energía es almacenada en un instante de tiempo en el campo eléctrico, cercanamente a los extremos del antena para con máxima regiones de carga, mientras a medio periodo posterior la energía es almacenada en el campo electromagnético cercano al centro del antena o máxima o corriente máxima región.

Note que aunque el término flujo de potencia es alguna vez es usado, es realmente energía la cual fluye, potencia siendo el cambio de tiempo de el flujo energía. Pérez similares ocurren cuando decimos que pagamos el recibo de la luz, cuando de hecho realmente estamos pagando por energía eléctrica.

**Fig. 2-18**

Flujo de energía cercano a la antena dipolo

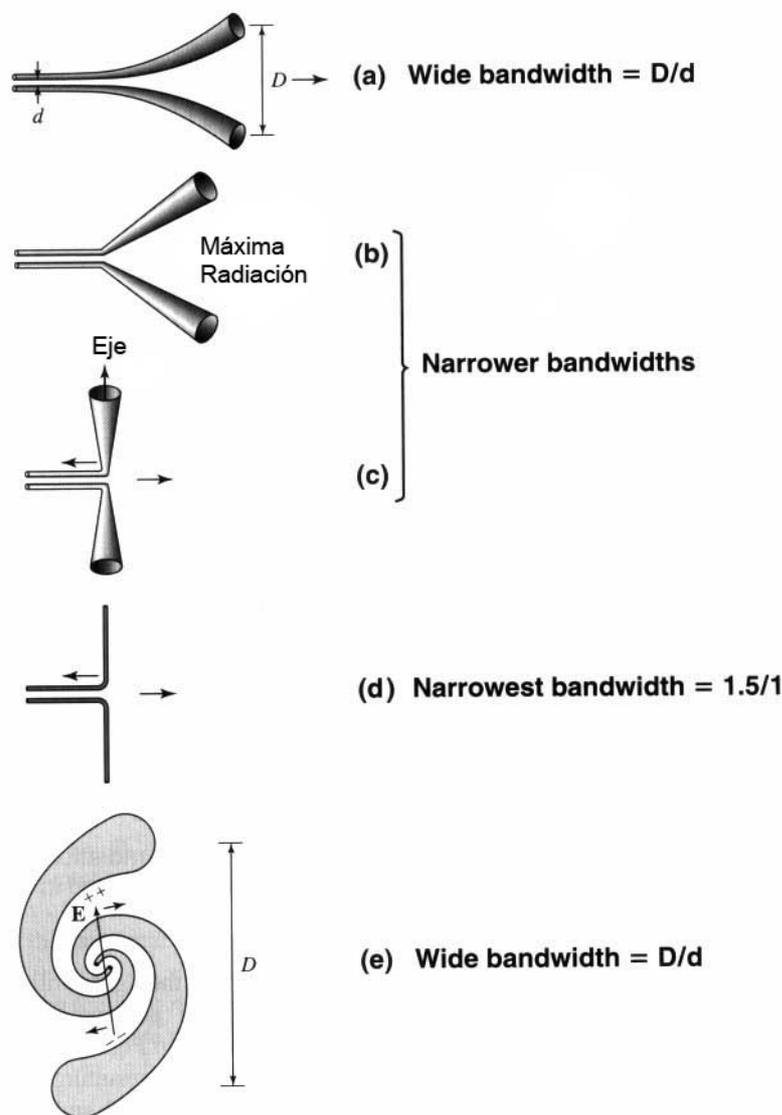
(a) y diagrama de radiación de campo.

(b) El radio vector  $r$  es proporcional al campo radiado en esa dirección.

## 2-14 CONSIDERACIONES SOBRE LA FORMA DE LA ANTENA – IMPEDANCIA

Es posible en muchos casos deducir el comportamiento cualitativo de una antena por su forma. Esto puede ser ilustrado con la ayuda de la figura 2-19. Empezando con un extremo abierto de una línea de transmisión de los alambres (figura 2-19a) encontramos que sí lo extenderemos lo suficiente, una impedancia casi constante aparecerá al extremo de entrada (izquierda)  $d \ll \lambda$  y  $D \ll \lambda$ .

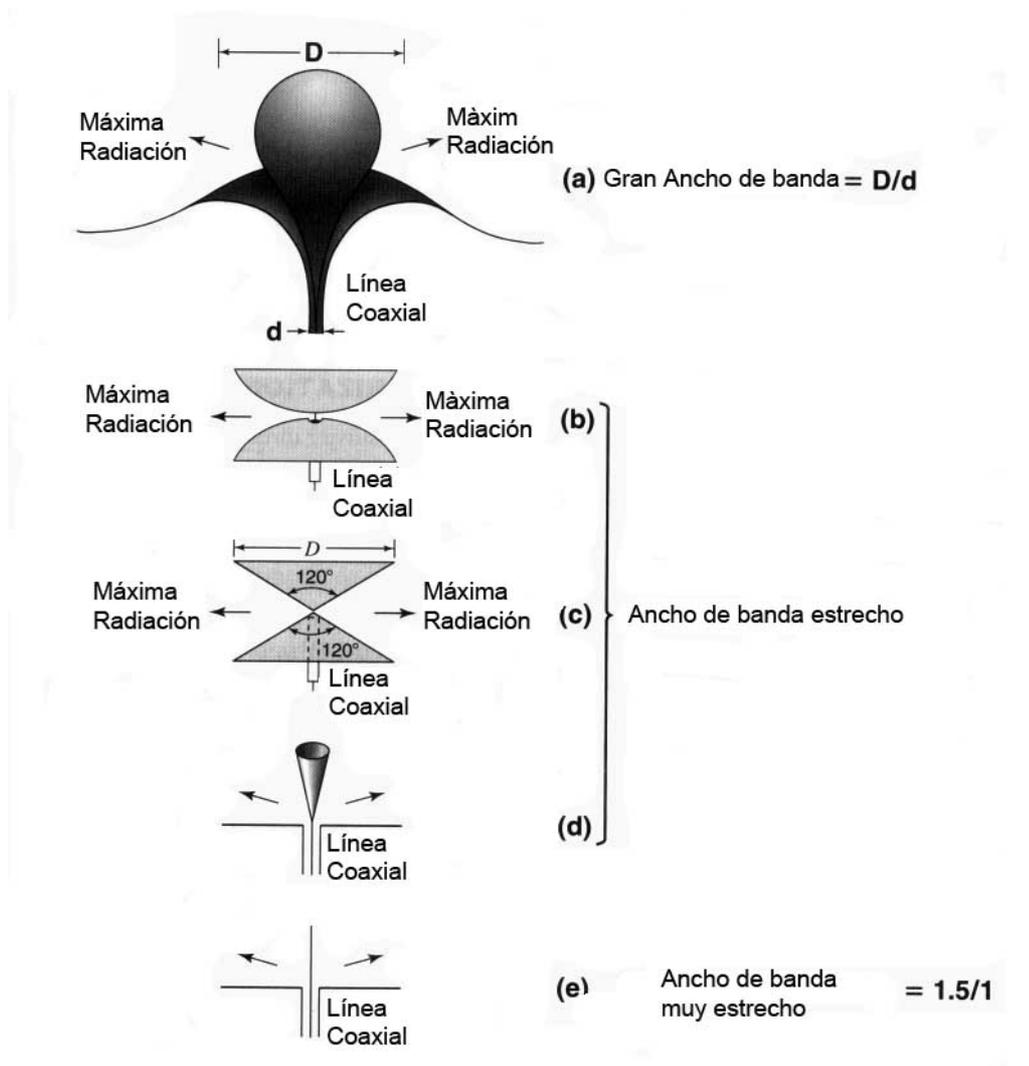
En la figura 2-19 de los conductores jugados son enderezados en un cono regulares, los cono son alineados con linealmente, formando una antena di cónica. La figura 219 de los conos degeneran en líneas rectas y en toda la figura 219 a tubos de el ancho de banda es de imperan hacia constante tiende a decrecer otra diferencia es que estas antenas son unidireccionales con haces a la derecha mientras que las antenas de la figura 2-19 sí y de Sao Paulo o 1000 direccionales en el plano horizontal perpendicular al alambre o eje del cono



**Figura 2-19:** Evolución de una antena cilíndrica delgada (d) de una línea melliza en circuito abierto (a) curvando los conductores como en (e) resultando en una antena en espiral.

Una modificación diferentes mostrada en la figura 2-19 que aquí los dos conductores están curvados más abruptamente y en direcciones opuestas, resultando en una antena espiral con máxima radiación de lado o lateral amplio perpendicular a la página y con polarización la cual rota en sentido horario. Esta antena, como la de la figura 2-19 a, exhibe características de banda ancha. El tipo las antenas dipolo de la figura 2-19 son balanceadas y es son alimentadas por líneas de transmisión de dos conductores balanceadas, figura 2-20 ilustrar evolución similar de una antena mono polo, antenas alimentadas por coaxial líneas de transmisión coaxial no balanceadas.

Por una transición en forma cónica de los conductores interno y externo de la línea de transmisión coaxial, se obtiene una antena de gran ancha de banda, con una apariencia de cráter de un volcán o con una gran bocanada de humo, ver figura 2-20a,



**Figura 2-20:** Evolución de una antena monopolo (e) a una antena tipo volcán humeante (a)

En la figura 2-20b de la forma de volcán es modificada a un doble disco y en la figura 2-20c se ha dos conos de gran ángulo. Todas estas antenas son omnidireccionales en el plano perpendicular a sus ejes y todas tienen gran ancho de banda. Por ejemplo, las antenas reales bicónicas como las de la figura 2-20c, un ángulo cónico total de  $120^\circ$  tiene un patrón omnidireccional y una impedancia casi constante de cerca de  $50 \Omega$  (la reflexión

de potencia es menor del 1% o  $VSWR < 1.2$  sobre un ancho de banda de 6 a 1 con un diámetro de cono de igual a  $D = \lambda$  a la frecuencia más baja.

Incrementando el ángulo del cono inferior a  $180^\circ$  o en un plano de tierra plano mientras se reduce en la cono superior el ángulo como superior resultaron antes de la figura 2-20d Colapsado el cono superior dentro de un conductor delgado, arribamos a la modificación extrema de la figura 2-20e. Sí la antena de la figura 2-20a es reconocida como la forma más básica el tipo “stub” de la figura 2-20e, es la forma más degenerada y con relativamente muy poco ancho de banda.

Tanto nos alejemos de los tipos básicos la discontinuidad en la línea transmisión se pone más abrupta cuando eventualmente llega a la unión del plano de tierra y la línea coaxial. Esta discontinuidad resulta que alguna energía esté siendo. La reflexión al final de la antena también se incrementa para antenas delgadas. A algunas frecuencias las reflexiones pueden compensarse pero el ancho banda de compensación es pequeño.

**2-15 Polarización lineal, elíptica y circular.**

Considere una onda plano que viaja hacia afuera de la página (en al dirección z positiva), como en al Fig.2-21a con en campo eléctrico en todo el tiempo en la dirección y. Para esta onda se dice que está *polarizada linealmente* (en la dirección y). Como una función del tiempo y la posición, el campo eléctrico está dado por

$$E_y = E_2 \sin(\omega t - \beta z) \tag{1}$$

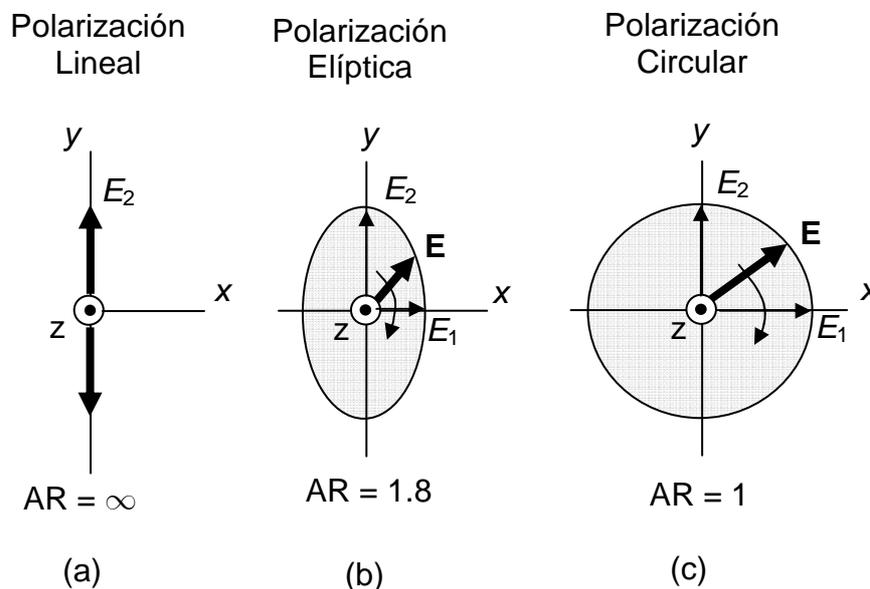


Figura 2-21: Polarizaciones (a) Lineal (b) Elíptica y (c) Circular para una onda polarizada en circular-izquierda.

En general el campo eléctrico de una onda viajando en la dirección z puede tener una componente en x y otra componente en y, como en la Fig.2-21b esta situación es mas general, con fase diferente  $\delta$  entre las componentes, la onda puede ser vista con una polarización elíptica. A un valor fijo de z el vector eléctrico E gira como una función de tiempo, y

su extremo describe una elipse llamada **elipse de polarización**. La relación del eje mayor al menor de la elipse de polarización se denomina **Relación Axial (RA)**. Así para la onda de la Fig.2-21b,  $RA = E_2/E_1$ . Dos casos de polarización elíptica corresponden a una polarización circular, como se muestra en la Fig. 2-21c, y polarización lineal como se muestra en la Fig. 2-21a. Para una polarización circular  $E_1 = E_2$  Y  $RA = 1$ , mientras para una polarización lineal  $E_1 = 0$  Y  $RA = \infty$ .

En el caso mas general la polarización elíptica, la elipse de polarización puede tener una orientación, como se sugiere en la Fig. 2-22. La onda polarizada elípticamente se puede expresar en términos de dos componentes polarizadas linealmente, una en la dirección x y la otra en la dirección y. Así, si la onda esta viajando en la dirección z positiva (hacia fuera de la pagina) las componentes del campo eléctrico en la dirección x e y son

$$E_x = E_1 \sin(\omega t - \beta z) \quad (2)$$

$$E_y = E_2 \sin(\omega t - \beta z + \delta) \quad (3)$$

Donde

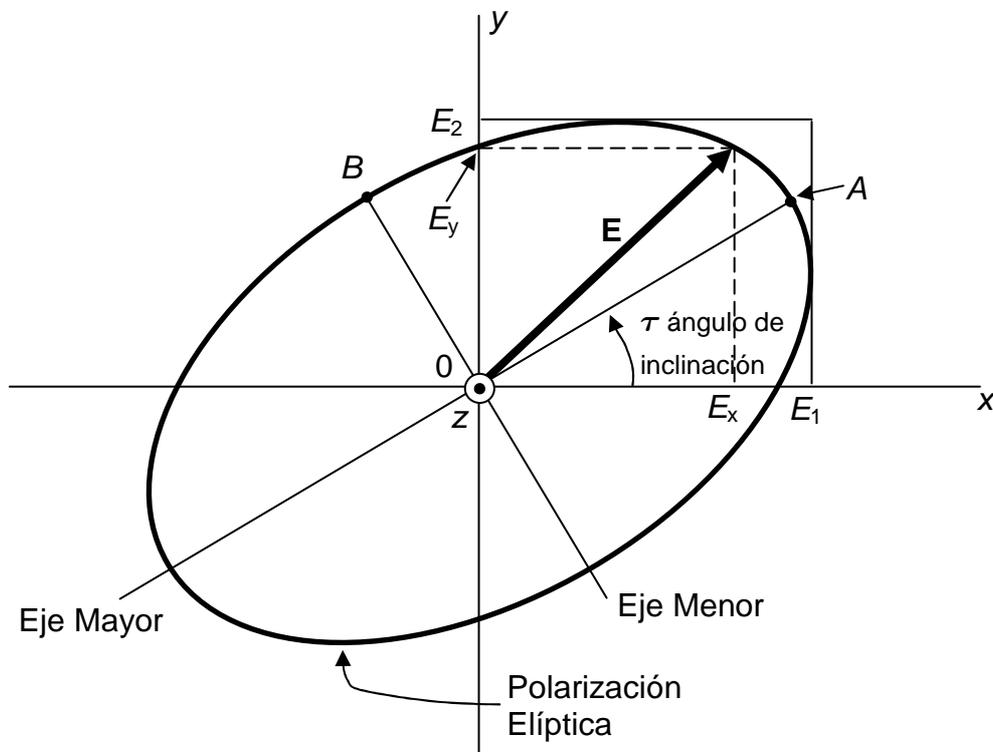
$E_1$  = amplitud de la onda polarizada linealmente en la dirección x

$E_2$  = amplitud de la onda polarizada linealmente en la dirección y

$\delta$  = ángulo de la fase del tiempo para la cual  $E_y$  conduce a  $E_x$

combinando las ecuaciones (2) y (3) se obtiene el campo vectorial total instantáneo  $\mathbf{E}$ .

$$\mathbf{E} = \hat{\mathbf{x}}E_1 \sin(\omega t - \beta z) + \hat{\mathbf{y}}E_2 \sin(\omega t - \beta z + \delta) \quad (4)$$



**Figura 2-22:** Polarización elíptica con un ángulo de inclinación mostrando las amplitudes (o valores pico) de los componentes instantáneos  $E_x$  y  $E_y$  de  $E_1$  y  $E_2$

En  $z = 0$ ,  $E_x = E_1 \sin \omega t$  y  $E_y = E_2 \sin(\omega t + \delta)$  Desarrollando  $E_y$  se obtiene

$$E_y = E_2 (\sin \omega t \cos \delta + \cos \omega t \sin \delta) \quad (5)$$

De la relación para  $E_x$  tenemos  $\sin \omega t = E_x / E_1$  y  $\cos \omega t = \sqrt{1 - (E_x / E_1)^2}$

Introduciendo estos en (5) eliminamos  $\omega t$ , y reorganizando, obtenemos:

$$\frac{E_x^2}{E_1^2} - \frac{2E_x E_y \cos \delta}{E_1 E_2} + \frac{E_y^2}{E_2^2} = \sin^2 \delta \quad (6)$$

$$aE_x^2 - bE_x E_y + cE_y^2 = 1 \quad (7)$$

donde

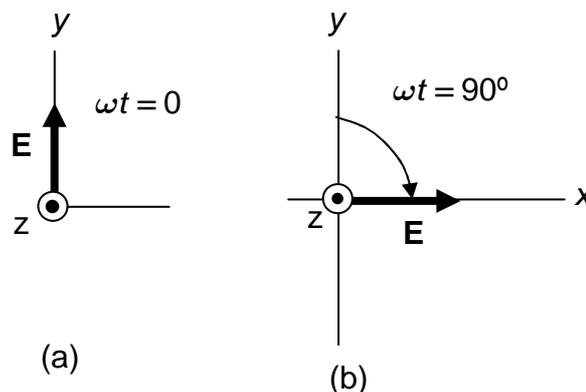
$$a = \frac{1}{E_1^2 \sin^2 \delta} \quad b = \frac{2 \cos \delta}{E_1 E_2 \sin^2 \delta} \quad c = \frac{1}{E_2^2 \sin^2 \delta}$$

La ecuación (7) describe una elipse (polarización), como se muestra en la Fig. 2-22. el segmento de recta OA es el semieje mayor, y el segmento de recta OB es el semieje menor. El ángulo de inclinación de la elipse es  $\tau$ . La razón axial es

$$\boxed{AR = \frac{OA}{OB} \quad (1 \leq AR \leq \infty) \text{ Relación Axial}} \quad (8)$$

Si  $E_1 = 0$ , la onda está polarizada linealmente en la dirección y. Si  $E_2 = 0$ , la onda está polarizada linealmente en la dirección x. Si  $\delta = 0$  y  $E_1 = E_2$ , la onda también está polarizada linealmente, pero en un plano en un ángulo de  $45^\circ$  con respecto al eje x ( $\tau = 45^\circ$ ).

Si  $E_1 = E_2$  y  $\delta = \pm 90^\circ$ , la onda está polarizada circularmente. Cuando  $\delta = +90^\circ$ , la onda está polarizada circularmente hacia la izquierda, y cuando  $\delta = -90^\circ$ , la onda está polarizada circularmente hacia la derecha. Para el caso  $\delta = +90^\circ$  y para  $z = 0$  y  $t = 0$ , se tienen las ecuaciones (2) y (3) que  $\mathbf{E} = \hat{\mathbf{y}} E_2$ , como se muestra en la Fig. 2-23a. Un cuarto de ciclo más tarde ( $\omega t = 90^\circ$ ),  $\mathbf{E} = \hat{\mathbf{x}} E_1$ , como se muestra en la Fig. 2-23b. De manera que en una posición fija ( $z = 0$ ) el vector de campo eléctrico gira en el sentido de las manecillas del reloj (viendo llegar la onda) de acuerdo con la IEEE, esto corresponde a una polarización izquierda. La dirección de rotación opuesta ( $\delta = -90^\circ$ ) corresponde a una polarización circular derecha.



**Figura 2-23:** Orientación instantánea del vector de campo E en dos instantes de tiempo para una onda polarizada circular-izquierda saliendo de la página.

Si la onda se ve retrocediendo (del eje z negativo como en la Fig.2-23), el vector eléctrico parece girar en la dirección opuesta. De donde se deduce que la rotación en el sentido de las manecillas del reloj de  $\mathbf{E}$  con la onda aproximándose es igual que una rotación en el sentido contrario a las manecillas del reloj con la onda retrocediendo. Así, a menos que se especifique la dirección de la onda, existe la posibilidad de ambigüedad si la onda tiene sentido de la mano derecha o izquierda. Esto se puede evitar definiendo la polarización con la ayuda de una antena helicoidal de modo axial. En consecuencia una antena helicoidal de sentido de mano derecha irradia (o recibe) una polarización circular derecha (de acuerdo a la definición del IEEE). Una hélice de sentido de mano derecha sin importar desde que posición se vea. Aquí no existe ninguna posibilidad de ambigüedad.

La definición del Instituto de Ingenieros Electricistas y Electrónicos (IEEE) es opuesta a la definición de la óptica clásica que se ha usado por centurias. Por consiguiente, el intento del Comité de Estándares de la IEEE fue hacer que su definición concordara con la definición de la óptica clásica, pero no se concretó, así que ahora se usan las dos definiciones. En este libro se optó por usar la definición del IEEE, ya que tiene la ventaja de concordar con las antenas helicoidales como se mostró líneas arriba.

## 2-16 VECTOR DE POYNTING PARA ONDAS POLARIZADAS ELÍPTICA Y CIRCULARMENTE

La notación compleja del vector de Poynting es  $\mathbf{S} = \frac{1}{2} \mathbf{E} \times \mathbf{H}^*$  (1)

El vector de Poynting promedio es la parte real de (1) ó:  $\mathbf{S}_{av} = \text{Re} \mathbf{S} = \frac{1}{2} \text{Re} \mathbf{E} \times \mathbf{H}^*$  (2)

también lo podemos escribir:  $\mathbf{S}_{av} = \frac{1}{2} \hat{\mathbf{z}} \frac{E_1^2 + E_2^2}{Z_0} = \frac{1}{2} \hat{\mathbf{z}} \frac{E^2}{Z_0}$  Vector de Poynting Promedio (3)

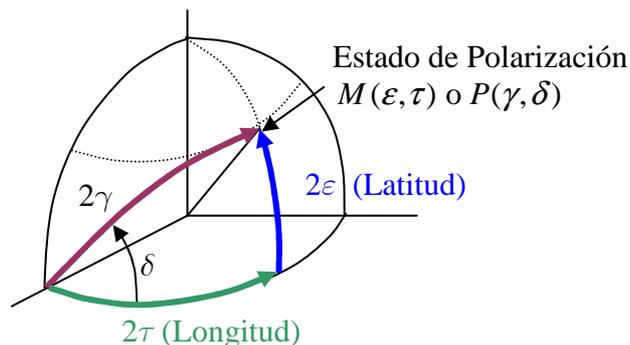
donde:  $E = \sqrt{E_1^2 + E_2^2}$  que es la amplitud total del campo  $\mathbf{E}$

## 2-17 LA POLARIZACIÓN ELÍPTICA Y LA ESFERA DE POINCARÉ

La representación en la esfera de Poincaré de una onda polarizada, el estado de la polarización esta descrito por un punto de la esfera donde la longitud y latitud del punto están relacionados a los parámetros de polarización elíptica (ver figura 2-24) como sigue:

Longitud =  $2\tau$ , Latitud =  $2\varepsilon$  (1)

Figura 2-24  
Esfera de Poincaré  
mostrando la relación de ángulos



Donde:  $\tau = \text{ángulo de inclinación}, 0^\circ \leq \tau \leq 180^\circ$  y  $\varepsilon = \tan^{-1}(1/\mp AR), -45^\circ \leq \varepsilon \leq +45^\circ$ . La relación axial (AR) y el ángulo  $\varepsilon$  es negativa para la mano derecha y positiva para la mano izquierda para la polarización (IEEE)

El estado de la polarización describe un punto de la esfera que puede ser expresado en términos del ángulo subtendido por el dibujo del gran círculo del punto de referencia sobre el ecuador y el ángulo entre el gran círculo y el ecuador (ver figura 2-24) como sigue:

$$\text{Ángulo del gran círculo} = 2\gamma$$

$$\text{Ángulo del ecuador al gran círculo} = \delta \tag{2}$$

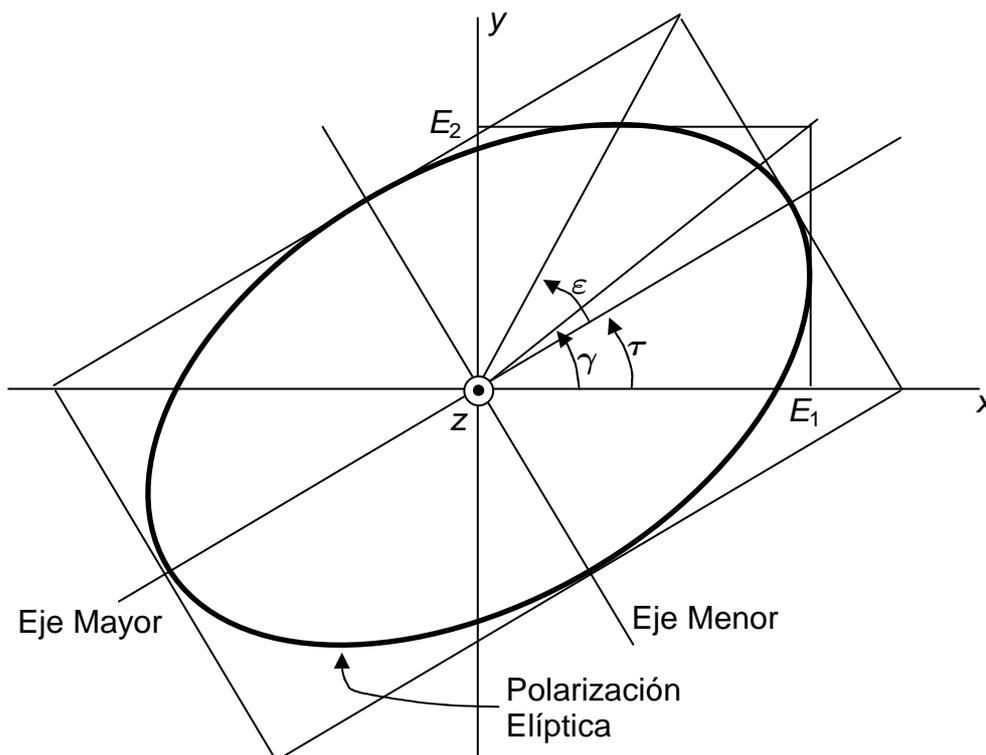
Donde:  $\gamma = \tan^{-1}(e2/E1), 0^\circ \leq \gamma \leq 180^\circ$ , y  $\delta =$  la diferencia de fase entre  $E_x$  y  $E_y$ ,  $-180^\circ \leq \delta \leq 180^\circ$ .

Las relaciones geométricas de  $\tau, \varepsilon, \gamma$  y la polarización elíptica es ilustrada en la figura 2-25.

Interrelaciones trigonométricas de  $\tau, \varepsilon, \gamma, \delta$ :

$\cos 2\gamma = \cos 2\varepsilon \cos 2\tau$ $\tan \delta = \frac{\tan 2\varepsilon}{\tan 2\tau}$ $\tan 2\tau = \tan 2\gamma \cos \delta$ $\text{sen} 2\varepsilon = \text{sen} 2\gamma \text{sen} \delta$	Parámetros de Polarización	(3)
---	----------------------------	-----

conociendo  $\varepsilon$  y  $\tau$  uno puede determinar  $\gamma$  y  $\delta$  o viceversa. Es conveniente describir el estado de polarización por uno de los dos grupos de ángulos  $(\varepsilon, \tau)$  o  $(\gamma, \delta)$  el cual describe un punto en la esfera de Poincaré (figura 2-24). Dejemos el estado de la polarización como una función de  $\varepsilon$  y  $\tau$ , y sea determinado por  $M(\varepsilon, \tau)$ , o simplemente  $M$  y estado de la polarización como una función de  $\gamma$  y  $\delta$ , y sea determinado por  $P(\gamma, \delta)$ , o simplemente  $P$ , como se ve en la figura 2-25.



26 **Figura 2-25:** Elipse de polarización mostrando la relación entre:  $\varepsilon, \gamma$  y  $\tau$

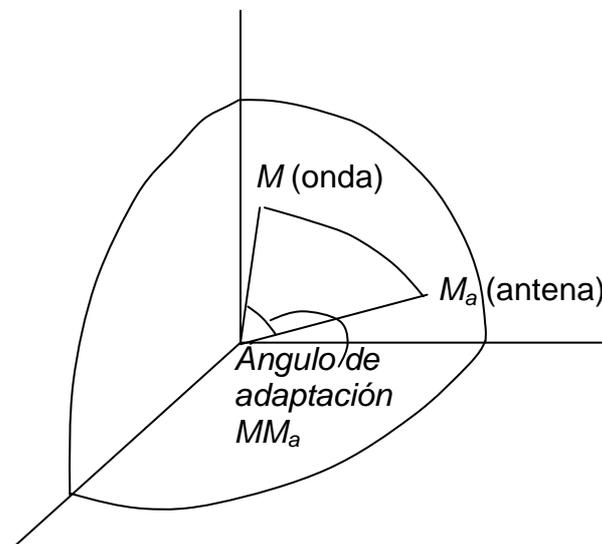
Como una aplicación de la representación de la esfera de Poincaré (ver figura 2-26) puede ser mostrado como la respuesta de voltaje  $V$  de una antena a una onda de polarización

$$\text{arbitraria está dada por: } V = k \cos \frac{MM_a}{2} \quad \text{Respuesta de voltaje de la antena} \quad (4)$$

Donde:  $MM_a$  = ángulo subtendido por la línea del gran círculo del estado de polarización  $M$  a  $M_a$

- $M$  = Estado de polarización de la onda
- $M_a$  = Estado de polarización de la antena
- $k$  = constante

El estado de polarización de la antena esta definido como el estado de polarización de la onda radiada por la antena cuando está transmitiendo. El factor  $k$  en (4) involucra la intensidad de campo de la onda y el tamaño de la antena. Un importante resultado a notar es que, sí  $MM_a = 0^\circ$ , la antena esta adaptada a la onda (estado de polarización de la onda es la misma que para la antena) y la respuesta es maximizada. Sin embargo, sí  $MM_a = 180^\circ$ , la respuesta es cero. Esto puede ocurrir, por ejemplo, sí la onda es linealmente polarizada en la dirección  $y$  y mientras que la antena está linealmente polarizada en la dirección  $x$ ; o sí la onda está con polarización circular izquierda, mientras que la antena están con polarización circular derecha. Generalmente decimos que la antena esta ciega a la onda de estado de polarización opuesta (antipodal).



**Figura 2-26:**

El ángulo de adaptación  $MM_a$  entre el estado de polarización de la onda ( $M$ ) y la antena ( $M_a$ ). Para  $MM_a = 0^\circ$ , la adaptación es perfecta. Para  $MM_a = 180^\circ$  la adaptación es cero.

Refiriéndose a (4), el factor de adaptación de polarización  $F$  (para potencia) esta dado por:

$$F = \cos^2 \frac{MM_a}{2} \quad (5)$$

Luego, para una adaptación perfecta, el ángulo de adaptación  $MM_a = 0^\circ$  y  $F = 1$  (estado de la onda y la antena son los mismos). Para una completa desadaptación el ángulo de adaptación  $MM_a = 180^\circ$  y  $F = 0$ . Figura 2-26

$$\text{Para polarización lineal, } MM_a / 2 = \Delta\tau \text{ y (5) se reduce a: } F = \cos^2 \Delta\tau \quad (6)$$

donde  $\Delta\tau$  = diferencia entre el ángulo de inclinación de la onda y la antena.

En la anterior discusión hemos asumido una completa polarización de la onda, esto es,  $E_x, E_y$  y  $\delta$  son constantes. En una onda no polarizada ellos no lo son. Tal onda resulta cuando el componente vertical es producido por un generador de ruido y la componente horizontal por otro generador de ruido diferente. Muchas fuentes de radio cósmicas son no polarizadas y pueden recibir igualmente bien con una antena en cualquier polarización. Si la onda es completamente no polarizada,  $F = 1/2$ , independientemente del estado de polarización de la antena.

Aunque la resistencia de radiación, apertura efectiva, altura efectiva y Directividad son lo mismo para ambos transmisión y recepción, la distribución de corriente es, en general, diferente. Luego, la onda plana incidente sobre la antena receptora excita con una diferente distribución que el voltaje localizado aplicado al par de terminales para transmisión.