

## Tema 2: Parámetros básicos de radiación

- 2.1 La antena como elemento circuital: parámetros de impedancia
  - 2.2 Diagrama de radiación de una antena
  - 2.3 Intensidad de radiación. Directividad y ganancia de una antena
  - 2.4 Polarización de una antena.
  - 2.5 Ancho de banda
  - 2.6 La antena en recepción
  - 2.7 Fórmula de Friis: propagación en espacio libre
  - 2.8 Ruido captado por una antena
- 

En el capítulo anterior se ha visto como calcular, a partir de las ecuaciones de Maxwell, los campos eléctricos y magnéticos radiados por una antena. Las expresiones de estos campos son excesivamente complejas para ser interpretadas de una manera fácil, por lo que se recurre a la caracterización de las antenas por unos parámetros de interpretación más sencilla.

Los parámetros de una antena son los que permiten especificar el funcionamiento de las mismas, y por lo tanto son susceptibles de ser medidos. Las definiciones que se recogen aquí están en consonancia con el estándar IEEE 145-1983, y van a permitir tratar la antena como una caja negra, para ser insertada en un sistema de radiocomunicaciones. De hecho, lo habitual es que el ingeniero de sistemas especifique la antena como un conjunto de parámetros conectados con los requisitos de un radioenlace (buena calidad y bajo nivel de interferencias con otros servicios), y será tarea del ingeniero de antenas el diseño de la estructura radiante que cumpla estos requisitos. Se van a definir parámetros de tipo circuital, parámetros de tipo direccional, y parámetros específicos para transmisión o para recepción; aunque aplicando el principio de reciprocidad se establece una equivalencia entre ambas situaciones.

## 2.1 La antena como elemento circuital: parámetros de impedancia

Los parámetros más importantes que caracterizan una antena como si de un circuito se tratara son la impedancia de entrada, la resistencia de radiación y el rendimiento. La impedancia de entrada de una antena se define como la relación entre la tensión en sus bornes y la intensidad de corriente que la atraviesa (Figura 2.1). En general es un número complejo que varía con la frecuencia, tanto en su parte real como en su parte imaginaria, puesto que las dimensiones eléctricas de la misma (dimensiones fijas divididas por la longitud de onda) varían cuando lo hace frecuencia.

Normalmente, las antenas se diseñan para ser resonantes a la frecuencia central de la banda de utilización, puesto que así se facilita la adaptación de impedancias a la propia de la línea de transmisión que es siempre real. En frecuencias bajas esto no siempre es posible, ya que requerirían de dimensiones físicas muy grandes, por lo que las antenas, en estas frecuencias, suelen ser eléctricamente cortas; y por lo tanto el valor de su reactancia puede ser mucho mayor que el de su resistencia, ocasionando a veces problemas de fugas y arcos por las elevadas tensiones que aparecen en sus bornes.

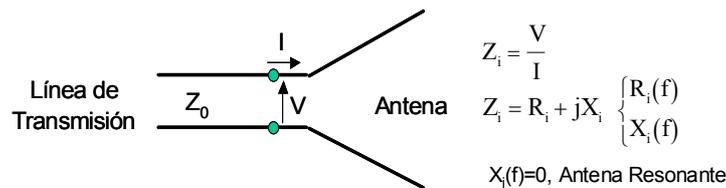


Figura 2.1: Esquema de una antena en transmisión

En transmisión la antena, desde el punto de vista circuital, se puede sustituir por una impedancia de carga igual a su impedancia de entrada. Esta impedancia se conecta al generador a través de la correspondiente línea de transmisión (Figura 2.2). Cuando se alimenta la antena con una tensión  $V$  se genera una distribución de corriente en la misma (fijada por las ecuaciones de Maxwell y las condiciones de contorno) que produce una radiación electromagnética caracterizada por los campos  $\mathbf{E}$  y  $\mathbf{H}$ , y en definitiva la radiación de una potencia  $P_{rad}$  al espacio libre.

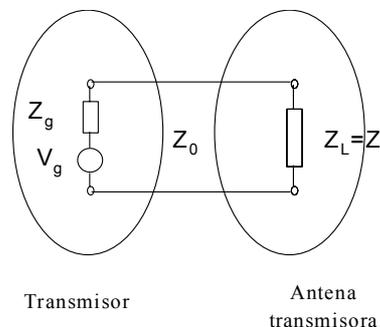


Figura 2.2: Esquema antena transmisora

La parte real de la impedancia de entrada de la antena transmisora ( $R_{iT}$ ) es la suma de dos componentes (2.1): la resistencia de pérdidas, asociada a la parte de energía que se disipa, y la resistencia de radiación, que se define como aquella que disiparía la misma potencia que radia la antena si por dicha resistencia circulara la misma corriente con que se alimenta la antena (2.2).

$$R_{iT} = \text{Re}[Z_{iT}] = R_{\text{per}} + R_{\text{rad}} \quad (2.1)$$

$$R_{\text{rad}} = 2 \frac{P_{\text{rad}}}{|I|^2} \quad R_{\text{per}} = 2 \frac{P_{\text{dis}}}{|I|^2} \quad (2.2)$$

El rendimiento de radiación de una antena se define como el cociente entre la potencia radiada por la antena ( $P_{\text{rad}}$ ) y la potencia entregada por el transmisor a la antena ( $P_{ET}$ ), esto es la potencia que la antena acepta de la disponible del transmisor. Por lo tanto, este cociente va a ser igual al cociente entre la resistencia de radiación y la resistencia de entrada (2.3). En la mayoría de las antenas la resistencia de pérdidas es despreciable frente a la de radiación, dando lugar a rendimientos de radiación próximos a la unidad. La principal excepción la constituyen las antenas eléctricamente cortas, con resistencias de radiación muy bajas (de valores comparables a las de pérdidas). También pueden tener rendimientos de radiación bajos los arrays de antenas impresas sobre sustratos dieléctricos, donde las pérdidas se producen a lo largo de las líneas de transmisión que alimentan los elementos radiantes.

$$\eta_{\text{rad}} = \frac{P_{\text{rad}}}{P_{ET}} = \frac{R_{\text{rad}}}{R_{\text{per}} + R_{\text{rad}}} \quad (2.3)$$

En altas frecuencias, en lugar de definir la impedancia de entrada, se definen otra serie de parámetros más fácilmente medibles, como son el coeficiente de reflexión (2.4), relación de onda estacionaria (2.5) o las pérdidas de retorno (2.6). Éstas se definen como el cociente entre la potencia de la onda reflejada y la potencia de la onda incidente, y se suelen expresar en decibelios.

$$\Gamma_T = \frac{Z_{iT} - Z_g^*}{Z_{iT} + Z_g} \quad (2.4)$$

$$\text{ROE} = \frac{1 + |\Gamma_T|}{1 - |\Gamma_T|} \quad (2.5)$$

$$\text{P.R. (dB)} = 10 \log \frac{P_{\text{ref}}}{P_{\text{inc}}} = 20 \log |\Gamma_T| \quad (2.6)$$

Si la antena está conectada directamente al generador (o el generador está perfectamente adaptado a una línea de transmisión sin pérdidas) (Figura 2.2), la potencia incidente es la potencia disponible en el transmisor ( $P_{DT}$ ) (2.7).

$$P_{DT} = \frac{1}{8} \frac{|V_g|^2}{R_g} \quad (2.7)$$

En este caso, la potencia entregada a la antena se puede obtener en función de las potencias definidas anteriormente, como:

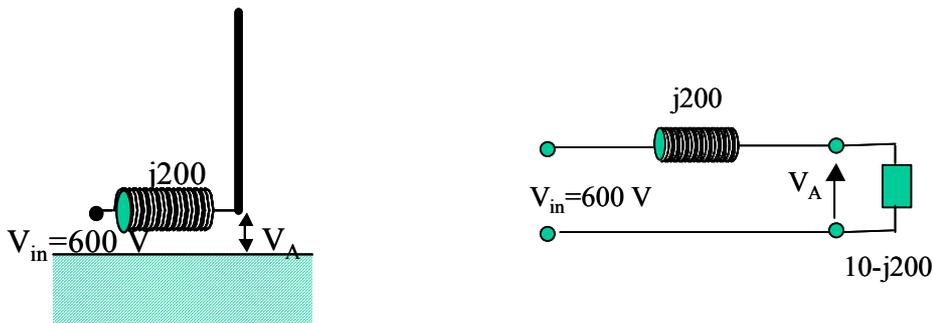
$$P_{ET} = P_{DT} - P_{ref} = P_{DT} (1 - |\Gamma_T|^2) \quad (2.8)$$

En el caso en el que la línea tuviera pérdidas o no estuviera bien adaptada al generador, habría que considerar ambos efectos a la hora de calcular la potencia entregada.

**Ejemplo 2.1: Potencia entregada a la antena.**

Un mástil radiante de LF posee una impedancia de entrada de  $10-j200 \Omega$  y está alimentado a través de una inductancia de sintonía de  $j200 \Omega$  por una línea de transmisión de  $Z_o=10 \Omega$ , que impone una tensión de  $600 V$  sobre el conjunto.

1. ¿Cuál es la tensión  $V_A$  en bornes de la antena?
2. ¿Cuál es la potencia entregada a la antena? ¿Cuánto valdría la potencia entregada a la antena si no se colocase la inductancia de sintonía?



**Solución:**

1. 
$$V_A = I \cdot Z_i = \frac{V_{in}}{Z_i + Z_s} = \frac{600}{10 - j200 + j200} = 60 \cdot (10 - j200) V \Rightarrow |V_A| = 12015 \quad V$$
2. 
$$P_{ET} = \frac{1}{2} \text{Re}[I \cdot V_A^*] = 18 \quad \text{kW}$$

En el caso en el que se elimine la bobina de sintonía tenemos el mismo generador (tensión del generador de  $1200 \text{ V} = 2 \cdot 600 \text{ V}$  e impedancia de generador de  $10 \text{ ohmios}$ ) y el cálculo de la potencia entregada es:

$$3. \quad P_{ET} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}[I \cdot V_A^*] = \frac{1}{2} |I|^2 \cdot \operatorname{Re}(Z_{in}) = \frac{1}{2} \left| \frac{1200}{20 - j200} \right|^2 \cdot 10 = 178 \quad \text{W}$$

o resolviéndolo a partir del coeficiente de reflexión:

$$|\Gamma_T| = \left| \frac{Z_i - Z_o}{Z_i + Z_o} \right| = \left| \frac{-j200}{20 - j200} \right| = 0.995$$

$$P_{ET} = P_{DT} (1 - |\Gamma_T|^2) = 18000 \cdot (1 - 0.99) = 180 \quad \text{W}$$

## 2.2 Diagrama de radiación de una antena

Una antena no radia del mismo modo en todas las direcciones del espacio, sino que según su geometría, dimensiones o forma de excitación es capaz de orientar la energía en unas determinadas direcciones del espacio. El diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades direccionales de radiación de una antena en el espacio. Para obtener esta característica direccional, y dado que en campo lejano o zona de radiación la dependencia del campo radiado con la distancia  $r$  es conocida ( $e^{-jk_0 r}/r$ ), el diagrama de radiación se representa para una esfera concreta  $r$  eliminando de este modo la dependencia radial. Normalmente se utilizan diagramas relativos, ya que normalmente interesa estudiar la dependencia angular, aunque los tipos de diagramas con que nos vamos a encontrar son muy amplios:

- Según la magnitud a representar:
  - Diagramas de campo: módulo absoluto del campo, valor absoluto de cada una de las componentes (normalmente  $E_\theta$  y  $E_\phi$ ), fase de dichas componentes, valor absoluto o fase de las componentes de campo copolar y contrapolar ...
  - Diagramas de potencia: densidad de potencia, ganancia, directividad ...
- Según se normalice o no:
  - Diagramas absolutos: se representan campos o densidades de potencia para una potencia entregada a la antena dada y a una distancia constante y conocida.
  - Diagramas relativos: cuando los diagramas absolutos se normalizan respecto al máximo valor de la función representada. La representación suele hacerse

a escala logarítmica (dB), coincidiendo en dicho caso los diagramas de campo y de potencia:  $10 \log \frac{\langle S \rangle}{\langle S_{\max} \rangle} = 20 \log \frac{|E|}{|E_{\max}|}$

- Según las coordenadas respecto a las que se representa el campo:

- $\theta$  y  $\phi$ : cuando se utilizan como ejes de abscisas las coordenadas angulares directamente
- $u, v$ :  $u = \sin \theta \cos \phi$  y  $v = \sin \theta \sin \phi$ , que son los cosenos directores de la dirección considerada respecto al eje  $x$  e  $y$  respectivamente:

- Según el tipo de representación gráfica:

- Tridimensionales: cuando se realiza una representación en 3 dimensiones del campo o de la densidad de potencia tomando como variables ambas componentes angulares  $\theta$  y  $\phi$  (o  $u$  y  $v$ )
- Diagramas 2D: cuando se representa lo mismo que en el caso anterior, pero en forma de curvas de nivel o zonas de nivel.
- Cortes por planos  $\theta = \pi/2$  ó  $\phi = \text{cte}$  o cortes por superficies cónicas  $\theta = \text{cte}$ .

Para antenas directivas y polarización lineal suele bastar con conocer los cortes de los diagramas de los planos principales. Estos cortes son:

- Plano E: el plano que contiene al vector de campo eléctrico y a la dirección de máxima radiación.
- Plano H: el plano que contiene al vector de campo magnético y a la dirección de máxima radiación, y por lo tanto es perpendicular al anterior.

- Todos estos cortes del diagrama de radiación, además se pueden representar en los siguientes formatos:

- Polar: donde la coordenada radial expresa la amplitud del campo y la angular el ángulo  $\theta$  o  $\phi$ .
- Cartesiano: donde la ordenada representa la amplitud del campo y la abscisa la componente angular.

En la Figura 2.3 se muestran algunos ejemplos de representaciones de diagramas de radiación. Los diagramas de la parte superior corresponden a una antena cuya máxima radiación se dirige hacia la dirección del eje  $z$ , mientras que los diagramas de la parte inferior corresponden a otra cuya máxima radiación se dirige en las direcciones angulares de  $\theta = \pm 23^\circ$

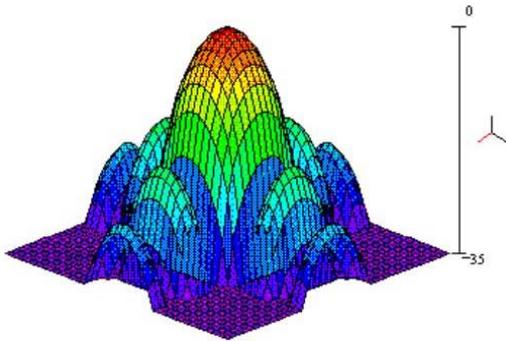


Diagrama de radiación 3D en coordenadas  $u,v$  normalizado en dB

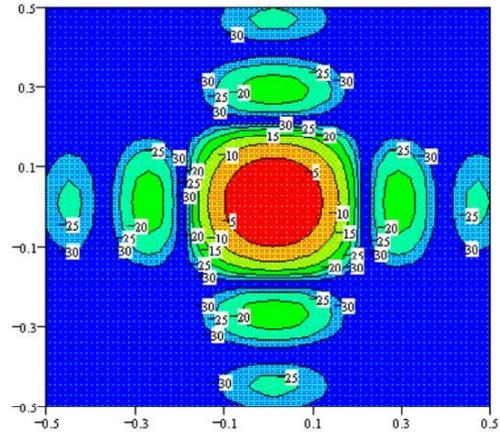
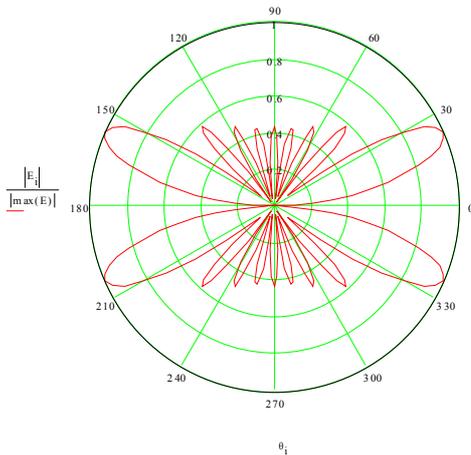
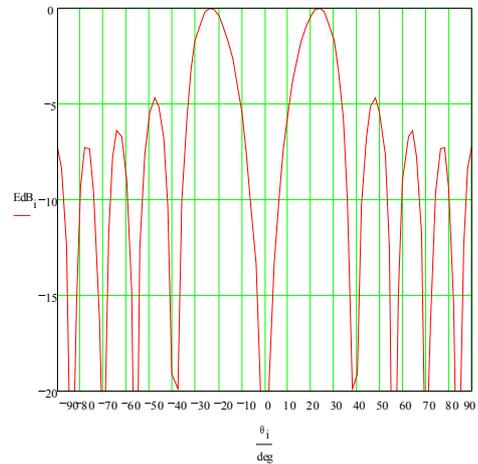


Diagrama de radiación 2D en coordenadas  $u,v$  normalizado en dB



Corte del Diagrama de radiación de campo en polares y normalizado



Corte del Diagrama de radiación de campo en cartesianas y normalizado en dB

Figura 2.3: Distintas representaciones del diagrama de radiación

**Parámetros del diagrama de radiación:**

Asociados al diagrama de radiación, se definen una serie de parámetros, que son los que habitualmente se utilizan a la hora de especificar el comportamiento de una antena. Para ello, se define un *lóbulo de radiación* como la porción del diagrama delimitada por regiones de menor radiación (nulos). Los lóbulos que se suelen definir son:

- **Lóbulo principal:** aquél que contiene la dirección de máxima radiación
- **Lóbulos secundarios:** todos aquellos distintos al principal.

- **Lóbulos laterales:** los adyacentes al principal, que generalmente son los más altos de todos los secundarios.

- **Lóbulo posterior:** el que se encuentra en la dirección opuesta al principal.

Una vez definidos los lóbulos se determinan los siguientes parámetros que se especifican en la Figura 2.4.

- **Nivel de lóbulos secundarios:** el nivel del mayor lóbulo secundario respecto al principal. A veces se utiliza la relación de lóbulo principal a lóbulo secundario, que coincide con el negativo del anterior (en dB). Los lóbulos secundarios radian potencia indeseada en direcciones no controladas, que pueden dar lugar a interferencias en sistemas de comunicaciones. En aplicaciones RADAR puede dar lugar a la aparición de falsos blancos.

- **Ancho del haz principal a -3 dB :** es el ancho del lóbulo principal entre puntos de potencia mitad, en el plano considerado.

- **Ancho del haz principal entre nulos:** es el ancho del lóbulo principal completo. Para el mismo plano, la relación entre los dos parámetros anteriores está comprendida entre 2 y 3, dependiendo de la distribución de corriente o de campo sobre la antena. A nivel práctico se suele utilizar:

$$BW_n \approx 2.25 \cdot BW_{-3dB} \tag{2.9}$$

- **Relación delante-atrás:** es la relación entre el lóbulo principal y el lóbulo posterior. La radiación posterior puede ser causa de interferencias en radioenlaces, ya que muchas veces, debido a la simetría de los reflectores parabólicos, la radiación posterior asociada a la difracción en los bordes de éstos es elevada.

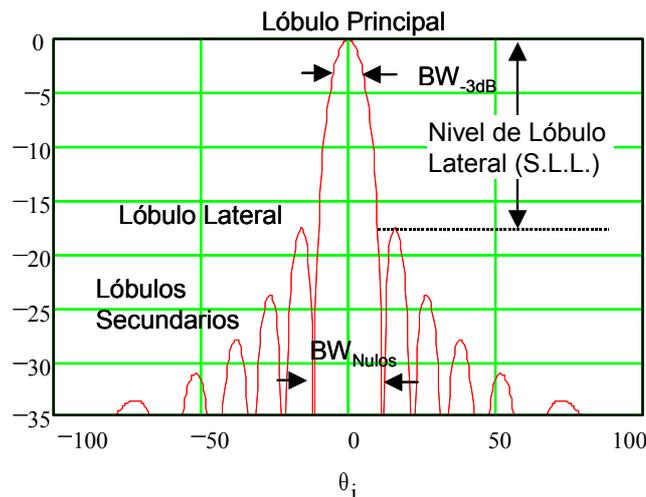


Figura 2.4: Parámetros del diagrama de radiación

En radiocomunicaciones, los lóbulos secundarios representan radiaciones indeseadas que pueden lugar a interferencias con otros sistemas. En el caso de las estaciones terrenas de comunicaciones por satélite hay una normativa internacional de obligado cumplimiento para los gálibos que deben cumplir los lóbulos secundarios de las mismas (Normas UIT-R 580-1 a 580-5 y 465)

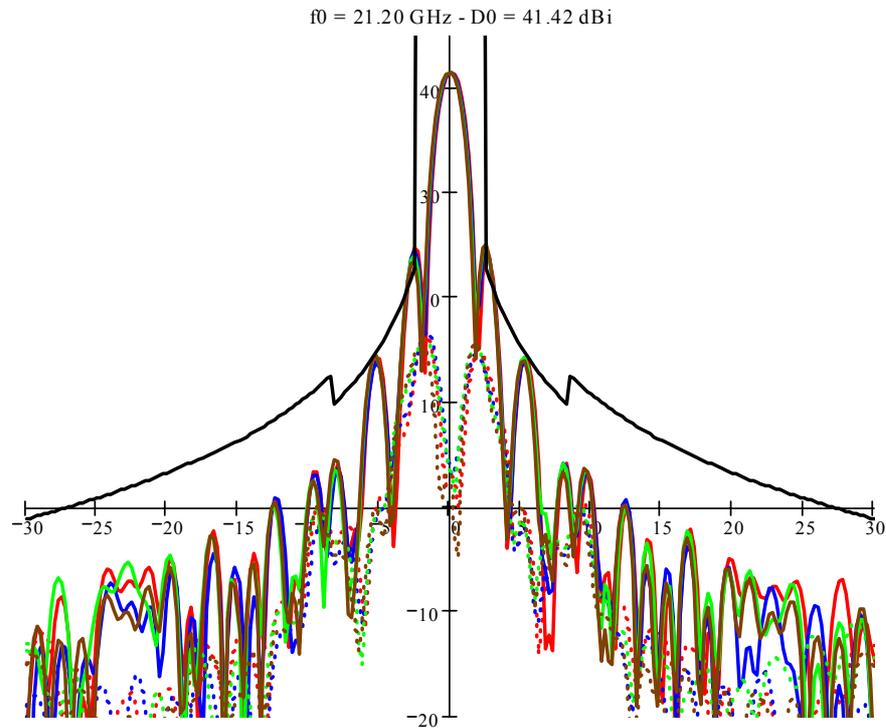


Figura 2.5: Gálibo de UIT-R 580-1 sobre diagrama de una estación de 60 cm en banda Ka

### Clasificación de las antenas según su diagrama de radiación:

Atendiendo a la forma del diagrama de radiación las antenas se pueden clasificar en:

- **Isótropas:** es un elemento de referencia que radia por igual en todas las direcciones. Como se vio en el Tema 1 no puede existir ningún elemento radiante que presente un diagrama isótropo. Cuando se requiere diagramas globales, como en aplicaciones TTC (seguimiento y telemando) de satélite, se diseñan antenas cuasi-isótropas.
- **Omnidireccionales:** cuando en uno de los planos radia de forma isótropa. En este caso el diagrama tiene simetría de revolución. Como ejemplo más claro tenemos la antena dipolo.
- **Directivas:** cuando la antena es capaz de concentrar la radiación en un pequeño cono angular. Según la forma de concentrar la energía se pueden dividir en:
  - **Haz pincel:** cuando es un haz cónico, estrecho en ambas coordenadas angulares. La aplicación típica es para comunicaciones punto a punto y como ejemplo tenemos las antenas reflectoras.

- **Haz en abanico (o haz sectorial):** cuando en un plano tenemos un haz muy estrecho y en el otro más ancho. Como ejemplo de aplicación tenemos las antenas sectoriales de telefonía móvil, que en elevación presentan un haz muy estrecho, típicamente  $8^\circ$ , mientras que en azimuth cubren un sector de  $120^\circ$ , con anchos de haz de  $65^\circ$ . Estas antenas son arrays lineales verticales de dipolos o parches. Otro ejemplo son las antenas de los radares de navegación marítima, para poder discernir la costa o la presencia de otro barco.
  
- **Haz contorneados:** cuando la forma del haz se ajusta a un contorno específico. Por ejemplo se utilizan en las antenas de satélite para conseguir la cobertura deseada. En la Figura 2.6 se presenta la cobertura de HISPASAT para España. Las antenas pueden ser reflectores con superficies conformadas y alimentados con estructuras complejas.
  
- **Haz conformado:** cuando el diagrama de radiación se ajusta a una función (por ejemplo es típica la función cosecante cuadrado). Se utilizan por ejemplo en radares de vigilancia o en sistemas LMDS.
  
- **Antenas multihaz:** cuando la antena tiene varios lóbulos principales.
  
- **Antenas multidiagrama:** cuando se dispone de varios diagramas diferentes dependiendo de la puerta de excitación.
  
- **Antenas de haz reconfigurable:** cuando se puede controlar el diagrama de radiación de forma remota según las necesidades del sistemas de comunicaciones. Esta característica puede ser muy interesante en antenas embarcadas en satélite, y se puede conseguir con arrays de antenas, cambiando la excitación de los elementos, o con reflectores multialimentados, cambiando la excitación de alguno de los alimentadores.
  
- **Antenas adaptativas:** cuando el diagrama de radiación se adapta instantáneamente al entorno radioeléctrico.

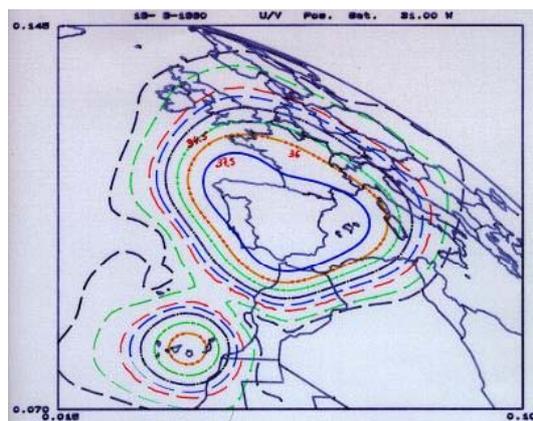


Figura 2.6: Diagrama de radiación multihaz y conformado de antena DBS de HISPASAT

### 2.3 Intensidad de radiación. Directividad y ganancia de una antena

La intensidad de radiación (2.10) es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección, y representa la capacidad que tiene una antena de radiar la energía en dicha dirección. Sus unidades son vatios por estereorradián, y en campo lejano es independiente de la distancia a la que se encuentre la antena.

$$U(\theta, \phi) = \frac{\langle S(r, \theta, \phi) \rangle dA}{d\Omega} = r^2 \langle S(r, \theta, \phi) \rangle \quad (2.10)$$

donde  $S$  es la densidad de potencia transportada por la onda radiada (en vatios/m<sup>2</sup>)

El ángulo sólido es la zona del espacio abarcada por una sucesión de líneas radiales con vértice en el centro de una esfera. Su unidad es el estereorradián, que se corresponde con el ángulo sólido que abarca una superficie esférica  $r^2$  con un radio  $r$ . De este modo el ángulo sólido total, que abarca a todas las direcciones del espacio, es igual a  $4\pi$  estereorradianes. En (2.11) se muestra la expresión del diferencial de ángulo sólido, y en la Figura 2.7 esquemas para la comprensión del significado de este concepto geométrico.

$$d\Omega = \frac{dA}{r^2} = \frac{r^2 \sin\theta \cdot d\theta d\phi}{r^2} = \sin\theta \cdot d\theta d\phi \quad (2.11)$$

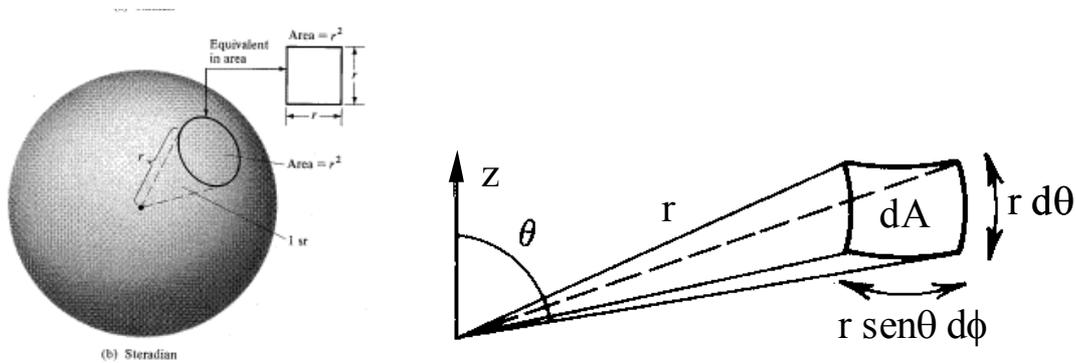


Figura 2.7: Definición de estereorradián

La potencia total radiada por una antena se obtiene así sin más que realizar la integral de la intensidad de radiación o de la densidad de potencia en toda la esfera ( $4\pi$  estereorradianes):

$$P_{\text{rad}} = \int_{4\pi} U(\theta, \phi) d\Omega = \int_{4\pi} r^2 \langle S(r, \theta, \phi) \rangle d\Omega = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} r^2 \langle S(r, \theta, \phi) \rangle \sin\theta d\theta d\phi \quad (2.12)$$

**Ganancia directiva y directividad**

La intensidad de radiación se utiliza para definir la ganancia directiva de una antena ( $D(\theta, \phi)$ ) de acuerdo con los estándares del IEEE. Ésta se define como la relación entre la intensidad de radiación en una dirección y la intensidad de radiación de una antena isótropa que radiara la misma potencia total.

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{\text{isotropa}}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{\text{rad}}} = 4\pi r^2 \frac{\langle S(r, \theta, \phi) \rangle}{P_{\text{rad}}} \tag{2.13}$$

donde se ha sustituido la intensidad de radiación de la antena isótropa por su valor:  $P_{\text{rad}}/4\pi$ .

El término de ganancia proviene de que esta magnitud indica lo que la antena refuerza su intensidad de radiación en la dirección considerada con respecto a la antena isótropa (que distribuye la intensidad de radiación de manera uniforme en todas las direcciones del espacio)

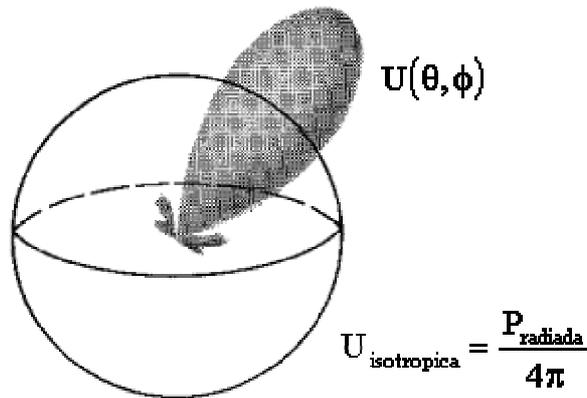


Figura 2.8: Ilustración de la directividad

La **directividad** (ganancia directiva en la dirección de máxima radiación) se suele expresar en unidades logarítmicas (dBi - decibelios con respecto a la antena isótropa). Esta magnitud representa la capacidad que tiene una antena en concentrar la intensidad de radiación en una determinada dirección del espacio, con lo que se convierte en una figura de mérito de su direccionalidad, siendo mayor cuanto más estrecho sea su haz principal. Por la propia definición de directividad, ésta tiene que ser siempre mayor que uno (igual en el caso ideal de antena isótropa) o expresado en dBi mayor o igual a 0 dBi.

**Ganancia de potencia**

La ganancia de potencia se define de forma equivalente a la ganancia directiva pero considerando la potencia entregada a la antena por el transmisor ( $P_{ET}$ ) en lugar de la potencia radiada.

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ET}} = 4\pi r^2 \frac{\langle S(r, \theta, \phi) \rangle}{P_{ET}} \quad (2.14)$$

La ganancia de potencia se utiliza a nivel práctico porque es fácil medir la potencia entregada a la antena, mientras que la ganancia directiva es un concepto más usado a nivel teórico porque la potencia radiada es más fácil determinarla a partir de los campos radiados. La relación entre ambas ganancias es el rendimiento de radiación.

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ET}} = \frac{R_{rad}}{R_{per} + R_{rad}} = \frac{G(\theta, \phi)}{D(\theta, \phi)} = \frac{G_o}{D_o} \quad (2.15)$$

Del mismo modo que se ha definido un parámetro directividad, como la ganancia directiva en la dirección de máxima radiación, se puede definir el parámetro de **ganancia**  $G_o$  como la ganancia de potencia en la dirección de máxima radiación. Este parámetro puede ser menor que la unidad, porque incluye el rendimiento de radiación de la antena, y también se suele expresar en dBi, como  $10 \log G_o$

Por último, también se utiliza otro parámetro (en radioenlaces y sistemas de satélite) que es la **potencia isotrópica radiada equivalente o PIRE**, definida como el producto de la ganancia de potencia y la potencia entregada a la antena. Se suele expresar en dBW (decibelios referidos a 1 W) y permite obtener la densidad de potencia radiada sin más que dividir la PIRE por  $4\pi r^2$

$$PIRE(\theta, \phi) = G(\theta, \phi) \cdot P_{ET} = D(\theta, \phi) \cdot P_{rad} \quad (2.16)$$

$$\langle S(r, \theta, \phi) \rangle = \frac{PIRE(\theta, \phi)}{4\pi r^2} \quad (2.17)$$

### Fórmulas aproximadas de cálculo de la directividad

Si se define el diagrama normalizado de potencia como el diagrama de intensidad de radiación normalizado (2.18), se puede expresar también la ganancia directiva a partir dicho concepto:

$$f(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{max}} \leq 1 \quad (2.18)$$

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{\int_{4\pi} U(\theta, \phi) d\Omega} = 4\pi \frac{f(\theta, \phi)}{\int_{4\pi} f(\theta, \phi) d\Omega} = 4\pi \frac{f(\theta, \phi)}{\Omega_A} \quad (2.19)$$

donde se ha incluido la definición de ángulo sólido del haz (2.20), que es el ángulo sólido a través del que la antena radiaría todas su potencia si lo hiciera uniformemente y con un valor igual al de su máxima radiación.

$$\Omega_A = \frac{P_{\text{rad}}}{U_{\text{max}}} = \int_{4\pi} f(\theta, \phi) d\Omega \quad (2.20)$$

La ganancia directiva de la antena se puede definir a partir de la directividad en la dirección de máxima radiación y del diagrama normalizado de potencia:

$$D(\theta, \phi) = D_o \cdot f(\theta, \phi) \quad (2.21)$$

En antenas directivas, con diagrama tipo pincel (Figura 2.9) o tipo abanico, el ángulo sólido del haz se puede expresar, de forma aproximada, como el producto de las anchuras de haz a  $-3\text{dB}$  en los planos principales de la antena (ambos en radianes si el ángulo sólido se expresa en estereorradianes).

$$\Omega_A \cong \theta_{1r} \cdot \theta_{2r} \quad (2.22)$$

Con todo esto la directividad se puede escribir de forma aproximada como (2.23), expresión que remarca la estrecha relación entre la ganancia y estrechez de haz.

$$D_o = \frac{4\pi}{\Omega_A} \approx \frac{4\pi}{\theta_{r1} \cdot \theta_{r2}} \quad (2.23)$$

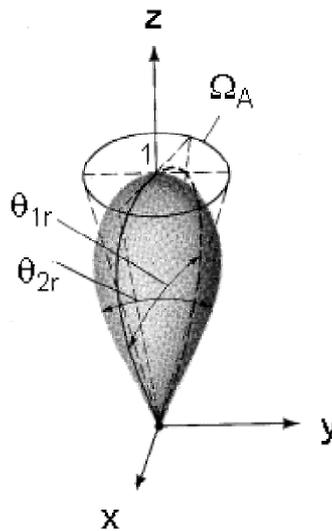


Figura 2.9: Anchos de haz y ángulo sólido en antena de haz pincel

**Ejemplo 2.2: Cálculo de la directividad**

Una antena radia un campo  $E_\theta = E_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cos^q(\theta)$ ,  $E_\phi = 0$  para  $\theta \leq \pi/2$  y cero para  $\theta > \pi/2$ .

Calcule su directividad (para  $q = 10$ ) de forma exacta y estimela a partir de los anchos de haz.

**Solución:**

Si se calcula la intensidad de radiación se obtiene:

$$U(\theta, \phi) = r^2 \langle S(r, \theta, \phi) \rangle = \frac{1}{2\eta} \left[ |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2 \right] = \frac{1}{2\eta} |E_0|^2 \cos^{2q} \theta$$

El máximo de radiación se encuentra para  $\theta = 0^\circ$  y su valor es:

$$U_{\max} = U(\theta = 0) = \frac{1}{2\eta} |E_0|^2$$

La potencia radiada se obtiene mediante integración de la intensidad de radiación:

$$P_{\text{rad}} = \int_{4\pi} U(\theta, \phi) d\Omega = \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} \frac{1}{2\eta} |E_0|^2 \cos^{2q} \theta \sin\theta d\theta d\phi = \frac{|E_0|^2}{2\eta} 2\pi \left[ \frac{\cos^{2q+1} \theta}{2q+1} \right]_0^{\pi/2} = \frac{|E_0|^2 \pi}{\eta(2q+1)}$$

Su directividad exacta se calcula:

$$D_o = 4\pi \frac{U_{\max}}{P_{\text{rad}}} = 2(2q+1) = 42 \Rightarrow 10 \log D_o = 16 \text{ dBi}$$

Si se hace de forma aproximada, primero debemos calcular los anchos de haz a  $-3$  dB. Como la antena tiene el máximo de radiación apuntando a  $\theta = 0^\circ$ , el ancho de haz en ambos planos E y H es el mismo, y se calcula como:

$$\cos^{10}(\theta_{-3\text{dB}}) = 10^{-3/20} = 0.707 \Rightarrow \theta_{-3\text{dB}} = \pi/12 \Rightarrow \theta_1 = \theta_2 = 2\theta_{-3\text{dB}} = \pi/6$$

$$D_o = \frac{4\pi}{\theta_1 \theta_2} = \frac{4\pi}{\pi/6 \cdot \pi/6} = 45.8 \Rightarrow 10 \log D_o = 16.6 \text{ dBi}$$

### Ejemplo 2.3: Cálculo de la directividad

Estime la directividad de una antena omnidireccional que posee un diagrama de radiación simétrico en  $\phi$  con un anchura del haz principal en elevación a  $-3$  dB de  $10^\circ$ .

En este caso, aplicando la fórmula aproximada de la directividad, y considerando que en uno de los planos el diagrama es omnidireccional se tiene:

$$D_o = \frac{4\pi}{2\pi \cdot \pi/18} = 11.5 \Rightarrow 10 \log D_o = 10.6 \text{ dBi}$$

---

## 2.4 Polarización de una antena

La polarización de una antena es la “**figura que traza en función del tiempo, para una dirección determinada, el extremo del vector de campo radiado y su sentido de giro, visto por un observador situado sobre la antena**”. Como la polarización depende de la dirección, se suele asignar a la antena la polarización de la dirección de máxima radiación. Esta polarización se mantiene habitualmente en una buena parte del lóbulo principal. Destacamos, que a la hora de determinar el sentido de giro del extremo del vector de campo, situamos al observador sobre la antena, mirando en la dirección de propagación.

El concepto de polarización es importante en los sistemas de radiocomunicaciones, porque la antena receptora sólo es capaz de captar la potencia contenida en la polarización del campo coincidente con la suya propia.

La elipse de polarización (Figura 2.10) se obtiene eliminando el tiempo  $t$  del sistema de ecuaciones de valores instantáneos de las componentes de campo eléctrico.

$$\vec{E} = E_\theta \hat{\theta} + E_\phi \hat{\phi} \quad \begin{cases} E_\theta = |E_\theta| \cdot e^{j\delta_\theta} \\ E_\phi = |E_\phi| \cdot e^{j\delta_\phi} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} E_{\theta i} = |E_\theta| \cdot \cos(\omega t + \delta_\theta) \\ E_{\phi i} = |E_\phi| \cdot \cos(\omega t + \delta_\phi) \end{cases} \Rightarrow \left( \frac{E_{\theta i}}{|E_\theta|} \right)^2 - 2 \frac{E_{\theta i}}{|E_\theta|} \frac{E_{\phi i}}{|E_\phi|} \cos \delta + \left( \frac{E_{\phi i}}{|E_\phi|} \right)^2 = \text{sen}^2 \delta \quad (2.24)$$

siendo  $\delta = \delta_\phi - \delta_\theta$  el desfase de la componente  $E_\phi$  con respecto a la componente  $E_\theta$ .

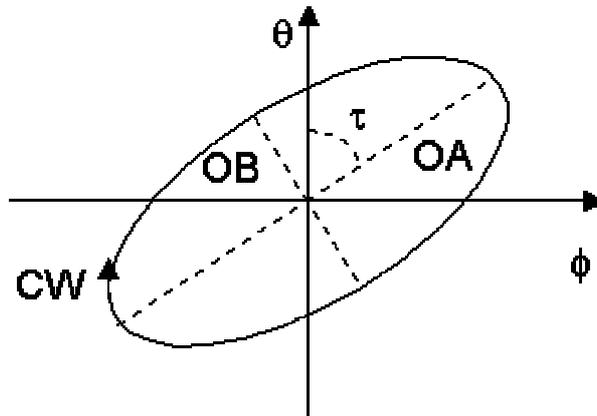


Figura 2.10: Elipse de polarización

El sentido de giro de polarización depende del signo del desfase anterior.

- Si  $\delta < 0$ , el vector gira a derechas y hablamos de polarización a derechas
- Si  $\delta > 0$ , el vector gira a izquierdas y hablamos de polarización a izquierdas.

En el caso más general esta figura es una elipse, que puede degenerar, bajo ciertas condiciones, en una recta o en una circunferencia. De hecho, a nivel práctico, las antenas se diseñan para radiar o recibir una polarización lineal o una polarización circular.

En una **polarización lineal** el extremo del vector de campo eléctrico se mueve a lo largo de una recta, y se da cuando se cumple alguna de las siguientes condiciones:

$$\text{a) } \delta = 0 \quad \text{ó} \quad \text{b) } E_{\theta} = 0 \quad \text{ó} \quad \text{c) } E_{\phi} = 0$$

Para tener una **polarización circular** el extremo del vector de campo eléctrico se tiene que mover a lo largo de una circunferencia, lo que se da cuando se cumplen simultáneamente las siguientes condiciones:

$$\text{a) } |E_{\theta}| = |E_{\phi}| \quad \text{y} \quad \text{b) } \delta = 90^{\circ} \text{ (a izquierdas) } \quad \text{ó} \quad \delta = -90^{\circ} \text{ (a derechas)}$$

Sin embargo, las polarizaciones que se consiguen en la realidad nunca son perfectamente circulares o perfectamente lineales, sino que son siempre elípticas. Esto conlleva que cualquier antena radia con una polarización nominal (deseada), a la que se acompaña una polarización ortogonal indeseada. Hablaremos entonces de componente copolar (para la polarización del campo deseada) y componente contrapolar (para la polarización del campo ortogonal a la anterior). En polarización circular la componente ortogonal de la circular a derechas (RHC) es la circular a izquierdas (LHC) y viceversa. Con polarizaciones lineales, la componente contrapolar de otra es la lineal girada  $90^{\circ}$  (es decir la contrapolar de la horizontal es la vertical, la contrapolar de la polarización inclinada  $45^{\circ}$  es la inclinada  $-45^{\circ}$  y así sucesivamente).

Por lo tanto, nos va a ser más útil expresar el vector de campo eléctrico, en lugar de suma de las dos componentes ortogonales clásicas  $E_\theta$  y  $E_\phi$ , cuyas direcciones varían con la dirección  $(\theta, \phi)$ , en función de otras dos componentes ortogonales denominadas copolar (deseada) y contrapolar (indeseada y ortogonal a la anterior).

$$\vec{E}(\theta, \phi) = E_\theta(\theta, \phi)\hat{\theta} + E_\phi(\theta, \phi)\hat{\phi} = E_{CP}(\theta, \phi)\hat{u}_{CP} + E_{XP}(\theta, \phi)\hat{u}_{XP} \quad (2.25)$$

La relación entre las componentes copolar y contrapolar, para polarizaciones lineales y circulares son:

**Polarizaciones lineales** para polarización nominal según  $y$  (según la 3ª definición de Ludwig). Si la polarización nominal fuera según  $x$  las expresiones son válidas cambiando copolar por contrapolar.

$$\begin{aligned} E_{CP}(\theta, \phi) &= E_\theta(\theta, \phi)\sin\phi + E_\phi(\theta, \phi)\cos\phi \\ E_{XP}(\theta, \phi) &= E_\theta(\theta, \phi)\cos\phi - E_\phi(\theta, \phi)\sin\phi \end{aligned} \quad (2.26)$$

**Polarizaciones circulares:**

$$\begin{aligned} E_{RHC}(\theta, \phi) &= \frac{1}{\sqrt{2}}(E_\theta(\theta, \phi) + jE_\phi(\theta, \phi))e^{-j\phi} \\ E_{LHC}(\theta, \phi) &= \frac{1}{\sqrt{2}}(E_\theta(\theta, \phi) - jE_\phi(\theta, \phi))e^{j\phi} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Para determinar la pureza de polarización de una antena se utilizan una serie de parámetros que relacionan los campos radiados en cada una de las polarizaciones. El parámetro más utilizado es el nivel máximo de radiación contrapolar referido al máximo de radiación copolar, que es el cociente entre los módulos del máximo del campo radiado en cada polarización (normalmente expresado en dB). En la Figura 2.11 se puede observar que dicho parámetro vale -18 dB. Otro parámetro que se utiliza es la discriminación de polarización cruzada (XPD) definido como el cociente entre la componente contrapolar y la copolar para cada dirección. En la Figura 2.11, y para la dirección de máxima radiación, su valor es de -55 dB, mientras que va empeorando conforme nos alejamos de dicha dirección.

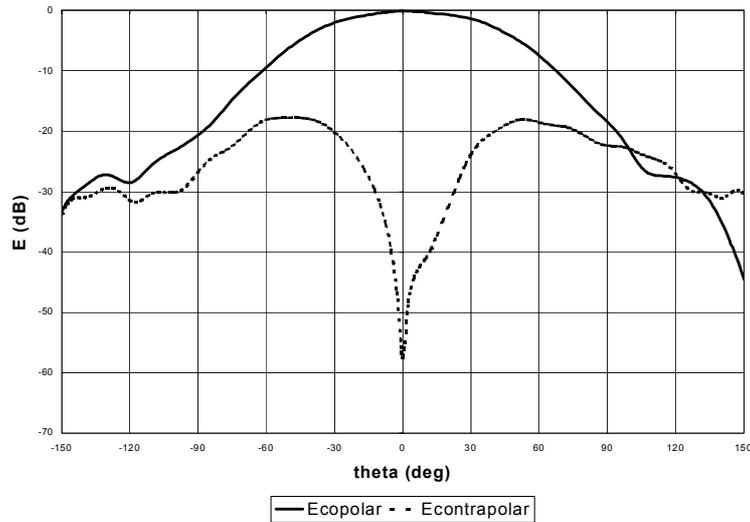


Figura 2.11: Diagrama de radiación en componentes copolar y contrapolar

En antenas de polarización circular, y a partir de las componentes de polarización circular a derechas y a izquierdas, se utilizan otra serie de parámetros como son la relación de polarización circular y la relación axial, definidos como:

- **Relación de polarización circular** (2.28), que toma valores entre 0 e infinito. Para polarización circular a izquierdas el parámetro es 0, para lineal es 1, y para circular a derechas es infinito.

$$\rho = \frac{|E_{RHC}|}{|E_{LHC}|} \quad (2.28)$$

- **Relación axial** (2.29), que toma valores entre 1 e infinito, para polarización circular es 1 y para polarización lineal infinito.

$$AR = \frac{|E_{RHC}| + |E_{LHC}|}{||E_{RHC}| - |E_{LHC}||} \quad (2.29)$$

En la Figura 2.12 se presenta cómo se descomponen una elipse de polarización en las dos componentes circulares (y ortogonales entre sí). El eje mayor de la elipse es la suma de los radios de las dos componentes (instante en el que ambos vectores se suman en fase), mientras que el eje menor (momento en el que se suman en oposición de fase) será la diferencia de los mismos. El sentido de polarización nos indica cuál es la circunferencia de mayor radio, correspondiente a la componente copolar.

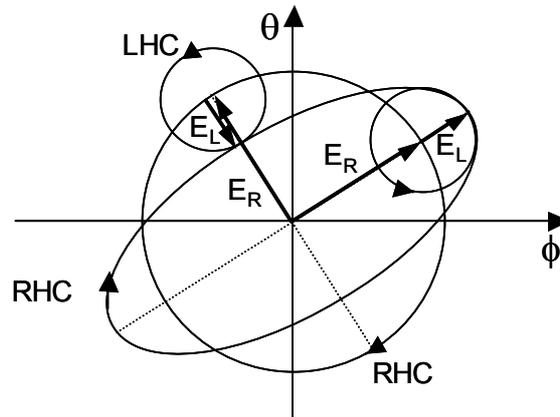


Figura 2.12: Descomposición en polarizaciones circulares de la elipse de polarización

---

### Ejemplo 2.4: Conversiones de polarización

Una antena con una polarización nominal circular a derechas posee una relación axial de 0.3 dB. ¿Cuál es su nivel de radiación contrapolar relativo al copolar en dB?

Si se escribe la radiación axial en magnitud absoluta, y se consideran las expresiones 2.28 y 2.29, se tiene que:

$$r = 10^{0.3/20} = 1.035 \Rightarrow \rho = \frac{r+1}{r-1} = 57.98$$

El nivel de contrapolar es la relación entre la componente a izquierdas y la componente a derechas, resultando:

$$\text{Nivel contrapolar(XP)} = \frac{|E_{\text{LHC}}|}{|E_{\text{RHC}}|} = \frac{1}{\rho} \Rightarrow 20 \log \text{XP} = -35.26 \text{ dB}$$


---

## 2.5 Ancho de banda

El ancho de banda de una antena se define como el margen de frecuencias dentro del cual los parámetros anteriores (impedancia, diagrama de radiación, ganancia ...) cumplen con unas especificaciones prefijadas.

Para antenas de banda estrecha (antenas resonantes) se expresan normalmente en % de la frecuencia de resonancia. Para antenas de banda ancha se suelen expresar como la relación entre la frecuencia superior de la banda a la inferior, como por ejemplo una octava (relación 2:1), una década (relación 10:1)...

## 2.6 La antena en recepción.

Los parámetros anteriores se han definido considerando la antena en transmisión. Cuando consideramos antenas pasivas, el principio de reciprocidad del electromagnetismo, nos asegura que los parámetros anteriores son independientes de que la antena esté en transmisión o en recepción. Sin embargo, existe otro parámetro que caracteriza la capacidad de recepción de potencia de una antena como es el área equivalente de absorción. Su definición asume que la antena está iluminada por una onda plana, es decir que la antena receptora está en campo lejano con respecto a la transmisora, como ocurre en la mayoría de los radioenlaces.

Se comenzará este apartado estudiando el esquema circuital de la antena en recepción, para continuar con los parámetros de área equivalente de absorción y longitud efectiva.

### Modelo circuital de antena en recepción

Igual que en la Figura 2.2 se ha presentado el esquema circuital de la antena en transmisión, en la Figura 2.13.a se presenta el modelo circuital de la antena vista en recepción. La tensión en circuito abierto  $V_{ca}$  de este esquema representa la tensión que aparece en bornes de una antena cuando, estando ésta en circuito abierto, incide sobre ella una onda localmente plana caracterizada por unos campos eléctrico y magnético  $\vec{E}^i$  y  $\vec{H}^i$ . Esta tensión es, por lo tanto, proporcional a la amplitud del campo que transporta dicha onda. La impedancia serie del generador, debe ser idéntica a la impedancia de entrada de la antena definida en transmisión tal como puede demostrarse por el Teorema de Reciprocidad (considerando la antena pasiva). El resto de los parámetros son la impedancia característica de la línea de transmisión que une la antena con el receptor ( $Z_0$ ) y la impedancia de carga del receptor ( $Z_L$ ).

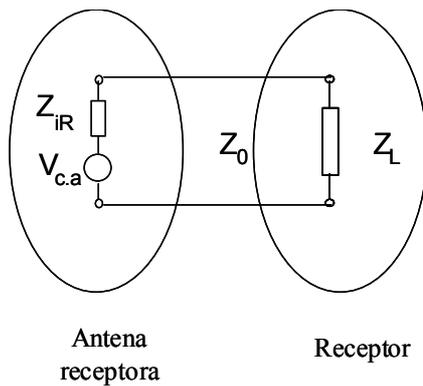


Figura 2.13.a: Modelo circuital de antena en recepción

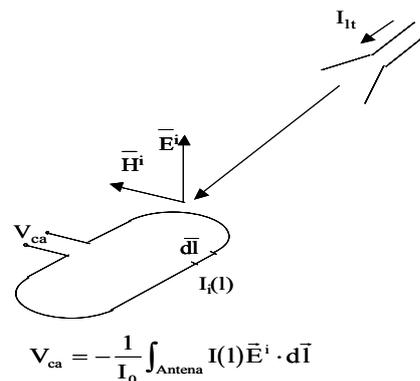


Figura 2.13.b: Tensión en circuito abierto

A partir de los parámetros del modelo anterior, se puede definir la potencia disponible en bornes de la antena receptora (2.30) y la potencia entregada al receptor (2.31) del mismo modo que en cualquier circuito de radiofrecuencia.

$$P_{DR} = \frac{1}{8} \frac{|V_{ca}|^2}{R_{iR}} \quad (2.30)$$

$$P_{ER} = \frac{1}{2} |I_L|^2 R_L = P_{DR} (1 - |\Gamma_R|^2) \quad (2.31)$$

donde  $\Gamma_R$  es el coeficiente de reflexión entre antena receptora y receptor (2.32). En el caso en el que hubiese una línea de transmisión (no adaptada) habría que considerar las desadaptaciones en ambos extremos de la línea y las pérdidas de la misma.

$$\Gamma_R = \frac{Z_{iR} - Z_L^*}{Z_{iR} + Z_L} \quad (2.32)$$

### Área equivalente de absorción

Si se considera la antena receptora como una apertura capaz de captar energía de la onda electromagnética incidente sobre ella, se puede definir un **área equivalente de antena (o área efectiva) como “la relación entre la potencia disponible en bornes de la antena y la densidad de potencia de la onda incidente”** (considerando acoplo perfecto de polarización entre la onda incidente y la antena).

$$A_e(\theta, \phi) = \frac{P_{DR}}{\langle S_i(\theta, \phi) \rangle} \quad (2.33)$$

El área equivalente de absorción de cualquier antena también se puede expresar en función de la ganancia de potencia de la misma (2.34). Si dicha expresión se caracteriza en la dirección del máximo de radiación, se define el área equivalente máxima (2.35):

$$A_e(\theta, \phi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \phi) \quad (2.34)$$

$$A_{e\max} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_o \quad (2.35)$$

Para las antenas que tienen una apertura bien definida, el área equivalente máxima se obtiene multiplicando el área física de la apertura por el producto de la eficiencia de radiación y de la eficiencia de apertura de la antena. La eficiencia de apertura indica la capacidad que tiene la antena de absorber la densidad de potencia incidente sobre ella, y es siempre menor o igual a 1. Su valor depende de la ley de iluminación en amplitud y fase de la apertura.

$$A_{e\max} = \eta_{rad} \cdot \epsilon_a \cdot A_{aper} \quad (2.36)$$

La expresión (2.34) permite asegurar que **los diagramas de transmisión y recepción de una misma antena son idénticos**. El diagrama de recepción se define como la representación de la potencia disponible en bornes de la antena cuando se hace incidir sobre ella una densidad de potencia constante todas las direcciones del espacio. Esto se puede demostrar rigurosamente utilizando el teorema de reciprocidad del electromagnetismo.

## 2.7 Fórmula de Friis: propagación en espacio libre

En todo sistema de radiocomunicaciones se necesita establecer un balance de potencia entre el transmisor y el receptor para poder calcular la potencia necesaria en el transmisor que permite alcanzar un nivel mínimo de señal en el receptor, que esté por encima del ruido. La Fórmula de Friis permite calcular las pérdidas de inserción de un radioenlace en función de parámetros de transmisión de ambas antenas, asociados a las direcciones en que cada una de ellas ve a la otra. Estas **pérdidas de inserción se definen como el cociente entre la potencia entregada al receptor ( $P_{ER}$ ) y la potencia disponible en el transmisor ( $P_{DT}$ )**. A partir de la Expresión (2.17), considerando la ganancia de la antena transmisora, se puede obtener la densidad de potencia incidente sobre la antena receptora:

$$\langle S_i(r, \theta, \phi) \rangle = G_T(\theta, \phi) \cdot \frac{P_{ET}}{4\pi r^2} = \frac{PIRE(\theta, \phi)}{4\pi r^2} \quad (2.37)$$

Introduciendo la expresión anterior en la definición de área efectiva de la antena en recepción (2.34), y sustituyendo dicho valor por la relación con la ganancia (2.35) obtenemos la relación entre la potencia disponible en la antena receptora y la potencia entregada por el transmisor.

$$\frac{P_{DR}}{P_{ET}} = G_T(\theta, \phi) \cdot \frac{A_e(\theta, \phi)}{4\pi r^2} = G_T(\theta, \phi) \cdot \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \cdot G_R(\theta, \phi) \quad (2.38)$$

En la expresión anterior, del mismo modo que se hace en la definición de área efectiva de la antena receptora, se ha considerado acoplo perfecto de polarización entre la onda que genera la antena transmisora y la antena receptora. Si esto no ocurre, hay que incluir un factor de pérdidas de polarización, caracterizado por la Expresión (2.39)<sup>1</sup>. Este factor (FPP) refleja la potencia que transporta la onda incidente en la componente de polarización coincidente con la polarización propia de la antena receptora, y es por lo tanto, siempre menor o igual que 1.

$$FPP = |\hat{e}_T(\theta, \phi) \cdot \hat{e}_R(\theta, \phi)|^2 \quad (2.39)$$

<sup>1</sup> A la hora de definir el factor de pérdidas de polarización hay que considerar el mismo sistema de coordenadas para ambas antenas para poder realizar el producto escalar.

A efectos prácticos, para conseguir un acoplo perfecto de polarización (FPP=1) las dos antenas deben tener exactamente la misma polarización: en caso de polarización lineal las dos horizontales, las dos verticales ..., en caso de polarización circular las dos a derechas o las dos izquierdas. Cuando se tiene como antena transmisora una con polarización lineal y como receptora otra con polarización circular, o viceversa, se tienen unas pérdidas por polarización de 3 dB, y cuando se tienen como transmisora y como receptora sendas antenas con polarizaciones ortogonales se tiene un factor de polarización igual a cero, con lo que no se produce acoplamiento de potencia de una antena a la otra. Para dos polarizaciones lineales cualesquiera, el factor de pérdidas de polarización se hace el cuadrado del coseno del ángulo que forman las polarizaciones de ambas antenas en la dirección de interés.

En algunos enlaces, la utilización de dos polarizaciones ortogonales permite duplicar la capacidad de transmisión de la banda, pudiendo transmitir y recibir informaciones diferentes sobre ambas polarizaciones. Para ello no se debe producir despolarización importante en el camino de propagación (lo que ocurre a partir de 6 GHz) y las antenas deben tener una alta pureza de polarización para evitar interferencias en los cocanales de la polarización ortogonal. En otros sistemas también se utiliza la doble polarización para transmitir la misma información y combinar en recepción las señales de ambas polarizaciones de forma que se tenga una cierta ganancia en el proceso, lo que se denomina diversidad de polarización.

Si se introduce este factor en la Expresión (2.38) y consideramos las desadaptaciones de impedancia entre transmisor y antena transmisora (2.8), y entre receptor y antena receptora (2.32) llegamos a la **Fórmula de Friis que nos da las pérdidas de inserción de un radioenlace en espacio libre como cociente entre la potencia entregada al receptor y la potencia disponible del transmisor en condiciones de campo lejano**. En la Expresión (2.40) se expresa dicha fórmula en función de las ganancias de ambas antenas; mientras que la Expresión (2.41) permite calcular la potencia entregada al receptor en función de la densidad de potencia incidente, el área efectiva de la antena y otros parámetros.

$$\frac{P_{ER}}{P_{DT}} = (1 - |\Gamma_T|^2) \cdot (1 - |\Gamma_R|^2) \cdot |\hat{e}_T(\theta, \phi) \cdot \hat{e}_R(\theta, \phi)|^2 \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \cdot G_R(\theta, \phi) \cdot G_T(\theta, \phi) \quad (2.40)$$

$$P_{ER} = (1 - |\Gamma_R|^2) \cdot |\hat{e}_T(\theta, \phi) \cdot \hat{e}_R(\theta, \phi)|^2 \cdot \langle S_i(\theta, \phi) \rangle \cdot A_e(\theta, \phi) \quad (2.41)$$

En la Expresión (2.40) el significado físico de cada uno de los factores es el siguiente:

- Los términos  $(1 - |\Gamma_T|^2)$  y  $(1 - |\Gamma_R|^2)$  reflejan las **desadaptaciones** ente transmisor y antena transmisora y entre antena receptora y receptor. Sus valores siempre son menores o iguales que la unidad.

- El término del **factor de pérdidas de polarización** refleja el desacoplo de polarización entre ambas antenas en la dirección del enlace. Su valor siempre es menor o igual a la unidad.

- Los términos  $G_T(\theta, \phi)$  y  $G_R(\theta, \phi)$  reflejan las **ganancias de ambas antenas** en la dirección del enlace. En ausencia de pérdidas este valor siempre es mayor o igual (para antenas isotropas) a la unidad. En presencia de pérdidas este valor puede ser menor de la unidad, aunque en la mayor parte de los enlaces ambas ganancias deben ser mucho mayores que la unidad.

- El término  $(\lambda/4\pi r)^2$  está asociado al carácter esférico de la **propagación en espacio libre**, y su valor es mucho menor que la unidad. Se suele expresar en unidades logarítmicas (decibelios) como  $-20 \log(\lambda/4\pi r)$ .

En general, definimos las **pérdidas de un radioenlace**, en decibelios como:

$$-10 \log \left( \frac{P_{ER}}{P_{DT}} \right) = -10 \log(1 - |\Gamma_T|^2) - G_T(\theta, \phi) (\text{dBi}) - 20 \log \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right) - 20 \log |\hat{e}_T(\theta, \phi) \cdot \hat{e}_R(\theta, \phi)| - G_R(\theta, \phi) (\text{dBi}) - 10 \log(1 - |\Gamma_R|^2) \quad (2.42)$$

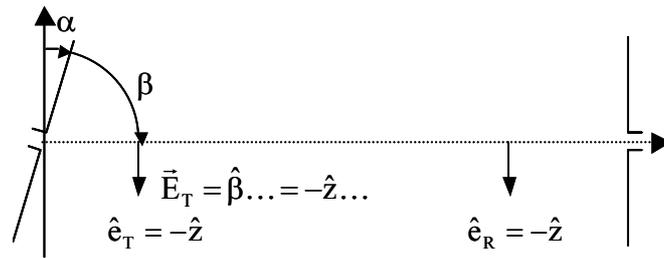
### Ejemplo 2.5: Pérdidas por desacoplo de polarización y por desapuntamiento

Calcule las pérdidas que se producen a causa de un giro fortuito de valor  $\alpha=5^\circ$  del dipolo transmisor del radioenlace de la figura, cuando:

- El giro se produce en el plano del papel
- El giro se produce en el plano ortogonal al del papel

Nota: la directividad  $D_0$  del dipolo vale 1.64 y el campo radiado, cuando se sitúa según el eje z tiene la expresión:

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = j \frac{\eta_0}{2\pi r} e^{-jk_0 r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \hat{\theta}$$



**Solución:**

a) En este caso (giro en el plano del papel) las pérdidas son producidas por un desapuntamiento del diagrama de radiación de la antena transmisora. Este desapuntamiento se puede calcular a partir del diagrama de radiación de potencia del dipolo, cuyo valor normalizado, calculado a partir de la expresión del campo radiado es:

$$f(\theta, \phi) = \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2$$

La pérdida de ganancia será igual al diagrama de radiación (en dB con signo negativo) calculado para un ángulo igual a  $\theta=90-\alpha$ , que es el ángulo desde el que se ve la antena receptora. El valor de esta pérdida por desapuntamiento es:

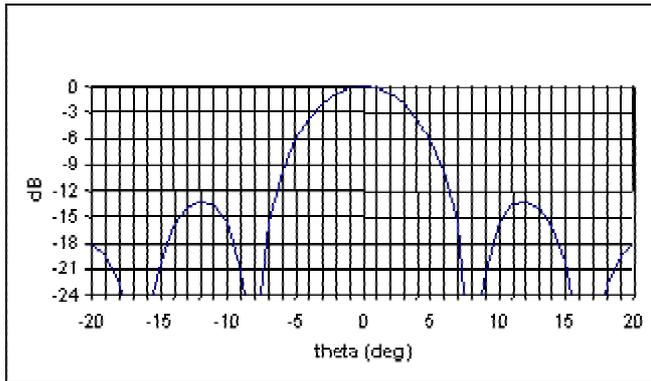
$$-G_T(\theta, \phi) = -20 \log \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)} = 0.19 \text{ dB}$$

b) En este otro caso, las antenas no están desapuntadas, en el sentido en que la dirección del radioenlace coincide con el máximo de radiación de ambas antenas. Sin embargo, el giro de la antena transmisora en el plano ortogonal al papel produce un desacoplo de polarización, ya que la polarización de la antena receptora no coincide con la polarización de onda transmitida. Este desacoplo es:

$$FPP = -20 \log(|\hat{e}_T \cdot \hat{e}_R|) = -20 \log(\cos\alpha) = 0.13 \text{ dB}$$

**Ejemplo 2.6: Fórmula de Friis**

Una antena linealmente polarizada que funciona a 3 GHz que posee un rendimiento de radiación de un 75%, tiene el diagrama de radiación de la figura, que posee simetría de revolución respecto  $\theta=0^\circ$ .



- a) Estime la ganancia de potencia para una dirección situada a  $5^\circ$  respecto de la de máxima radiación.
- b) Calcule la potencia disponible en sus bornes de entrada cuando incide sobre ella en la dirección anterior un onda circularmente polarizada de  $10 \text{ mW/m}^2$

**Solución:**

a) La ganancia de potencia en la dirección de  $5^\circ$  se calcula a partir de la ganancia en dicha dirección y el diagrama de radiación. La ganancia en el máximo de radiación será el producto del rendimiento de radiación y la directividad.

$$G_o = \eta_{\text{rad}} \cdot D_o = 0.75 \cdot \frac{4\pi}{7 \frac{\pi}{180} \cdot 7 \frac{\pi}{180}} = 631.4 \Rightarrow 10 \log G_o = 27.4 \text{ dBi}$$

La ganancia de potencia será la ganancia menos las pérdidas por desapuntamiento en la dirección de  $5^\circ$ , que mirando en la gráfica se observa que son igual a 6 dB. Por lo tanto el resultado es:

$$G(5^\circ) = G_o - 6 \text{ dB} = 21.4 \text{ dBi}$$

b) La potencia disponible en la entrada receptora se calcula aplicando la fórmula de Friis alternativa. En dicha expresión hay que considerar que el factor de pérdidas de polarización FPP es igual a 0.5, debido a que la antena tiene polarización lineal mientras que la polarización de la onda incidente es circular.

$$P_{\text{dis}} = \langle S \rangle \cdot A_e \cdot |\hat{e}_T \hat{e}_R|^2 = \langle S \rangle \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} G(5^\circ) \cdot |\hat{e}_T \hat{e}_R|^2 = 10 \text{ mW/m}^2 \frac{(c/f)^2}{4\pi} 10^{21.4/10} \cdot 0.5 = 0.631 \text{ mW}$$

$$10 \log P_{\text{dis}} = -2 \text{ dBm}$$

## 2.8 Ruido captado por una antena

### Temperatura de ruido de antena

Cuando se estudia el balance de potencia de un radioenlace, tan importante como el nivel de señal que llega, y que se ha visto en el apartado anterior, es el ruido que alcanza al receptor. En principio, todos los cuerpos con una temperatura diferente a 0 K desprenden una radiación incoherente, que denominamos ruido. La antena capta la radiación de todos los cuerpos que le rodean a través de su diagrama de radiación y lo integra en una potencia de ruido disponible ( $N_{DR}$ ) en bornes de entrada. A nivel sistema, se define la temperatura de ruido de antena como la temperatura a la que habría que calentar una resistencia idéntica a la de radiación para que generase la misma potencia de ruido (Fórmula de Nyquist):

$$T_a = \frac{N_{DR}}{k \cdot B_f} \quad (2.43)$$

siendo  $k$  la constante de Boltzman ( $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K) y  $B_f$  el ancho de banda de ruido del sistema en Hz. A nivel más físico, la temperatura de ruido de antena también se puede obtener en función de la temperatura de brillo  $T_B(\theta, \phi)$  asociada a la radiación que incide sobre la antena en cada dirección  $(\theta, \phi)$  del espacio. De esta manera, el diagrama de radiación de potencia pondera la contribución proveniente de cada dirección de acuerdo con la expresión:

$$T_a = \frac{\int_{4\pi} T_B(\theta, \phi) \cdot f(\theta, \phi) d\Omega}{\int_{4\pi} f(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{1}{\Omega_a} \int_{4\pi} T_B(\theta, \phi) \cdot f(\theta, \phi) d\Omega \quad (2.44)$$

La temperatura de ruido de antena depende así de la orientación de la antena respecto de las radiofuentes celestes y de la atmósfera, pero sobre todo va a depender de la frecuencias de trabajo. En las Figuras 2.14 y 2.15 se presentan curvas de temperatura de ruido en MF y HF y las isolíneas de ruido atmosférico a 1 MHz.

En bajas frecuencias el ruido preponderante es el carácter atmosférico, relacionada con las descargas de los rayos (en torno a 100 por segundo) que caen sobre la Tierra. Estos rayos con corrientes de decenas de kiloamperios son pulsos de muy corta duración y presentan por lo tanto un espectro bastante ancho, que se propaga a través de la guía esférica formada por la tierra y la ionosfera hasta unos 8 MHz, frecuencia a partir de la cual la ionosfera comienza a hacerse transparente a la propagación, tal como se verá en el capítulo 3. Este ruido es de mayor intensidad en las zonas tropicales y se hace mínimo en los polos, por la mayor cantidad de rayos en zonas tropicales.

A partir de los 25 ó 30 MHz se hace patente el ruido cósmico procedente de las radiofuentes externas. A estas frecuencias la ionosfera es totalmente transparente y este ruido la atraviesa sin atenuación. Como a estas frecuencias las antenas son poco directivas, éstas captan el ruido de todas las fuentes, incluido el Sol ( $T_B \approx 100000$  K), produciéndose una fuerte variación de la temperatura de antena entre el día y la noche.

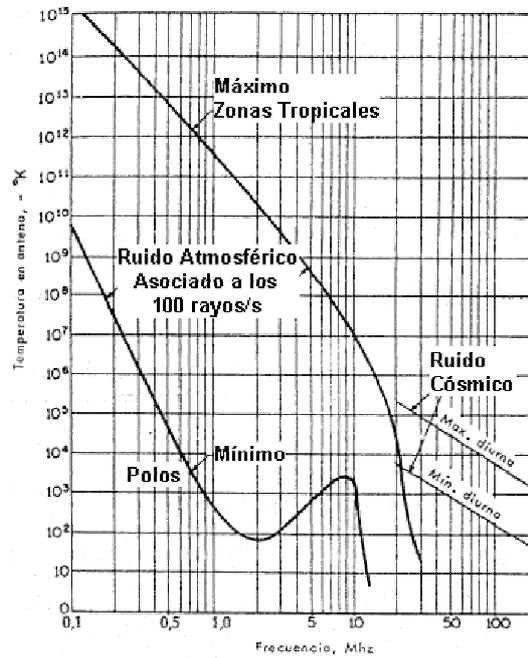


Figura 2.14: Temperatura de ruido atmosférico y cósmico

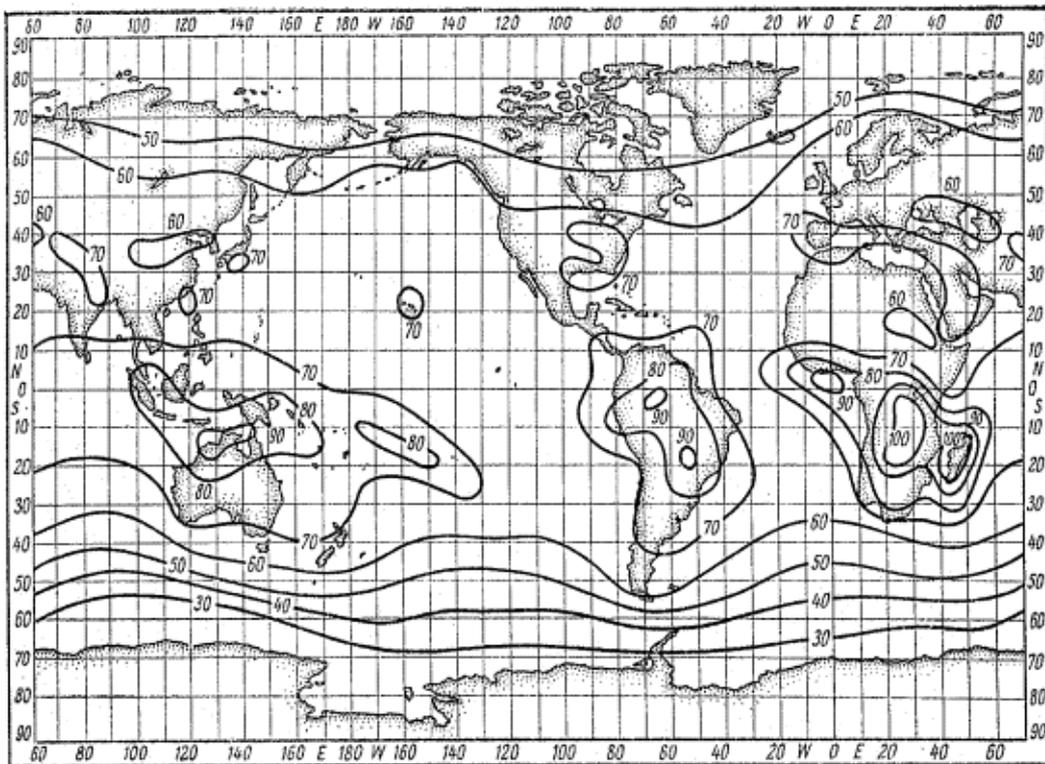


Figura 2.15: Isolas de ruido atmosférico a 1 MHz en dB referidos a  $kT_0B$

En estas bandas de frecuencias, además de los ruidos atmosférico y cósmico, de origen natural, hay que tener en cuenta la presencia de ruidos de origen industrial (motores de ignición, tubos fluorescentes ...). En la Figura 2.16 se presenta las relaciones (en decibelios) entre las temperaturas de antena típicas de diversos entornos y la temperatura de referencia de 290 K. Este ruido es de carácter impulsivo y produce efectos interferentes superiores a los que corresponden a su valor medio.

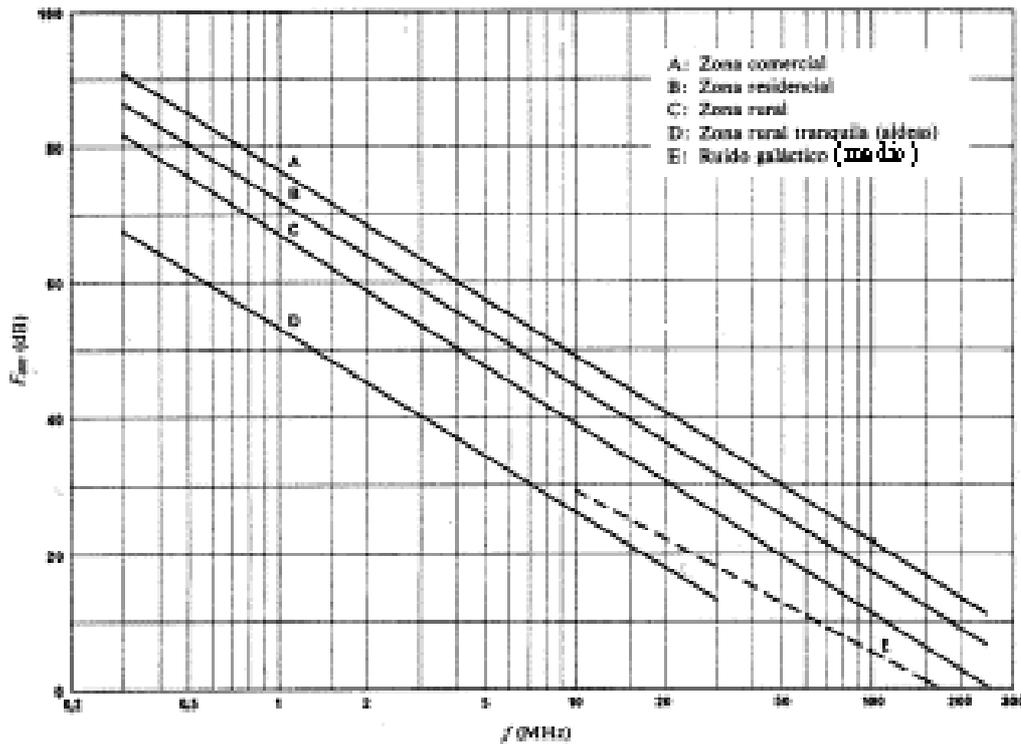


Figura 2.16: Ruido industrial

En las bandas de frecuencias de microondas, la temperatura de ruido de antenas directivas que apuntan al cielo depende del ángulo de elevación al que apunta su lóbulo principal. El ruido en estas bandas para antenas que no apuntan a radiofuentes intensas como el Sol o los planetas, está generado por la atenuación de los gases atmosféricos. En la Figura 2.17 puede observarse el aumento de la temperatura de antena para ángulos de elevación bajos, para los que aumenta el espesor de atmósfera que el rayo tiene que atravesar. La combinación del ruido cósmico y el producido por la absorción de los gases atmosféricos presenta un mínimo en la banda S (2-4 GHz), que se aprovecha para la observación de espacio profundo. En general, el ruido aumenta con la frecuencia, pasando por sucesivos máximos que coinciden con la absorción de las líneas espectrales de resonancia de los gases atmosféricos (23 GHz para el vapor de agua, 55-60 GHz para el oxígeno...)

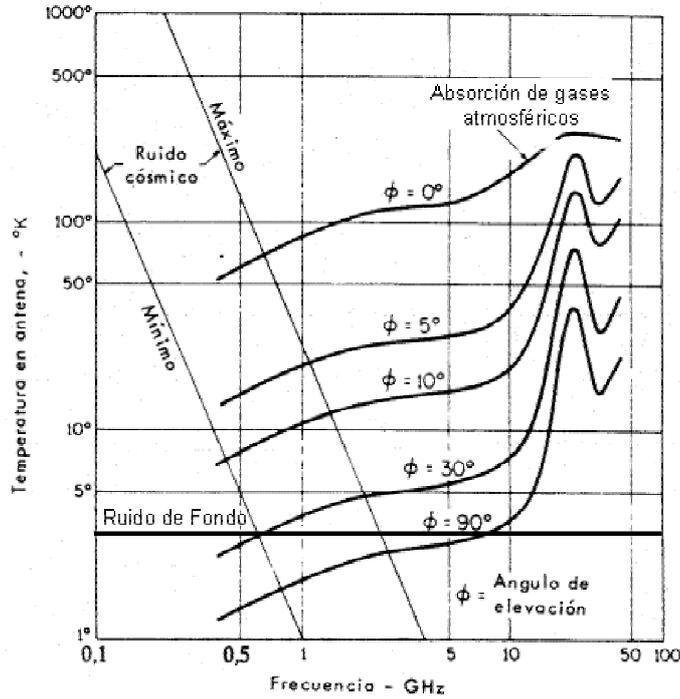


Figura 2.17: Temperatura de ruido en frecuencias de microondas

**Ejemplo 2.7: Temperatura de antena**

Estime la temperatura de ruido de una antena DBS embarcada sobre un satélite geostacionario y la temperatura de ruido de una antena de 63 dBi de ganancia a 20 GHz que apunta al Sol. Considere que la temperatura de la Tierra es 290 K y las de brillo del Sol 6000 K, con un ángulo de visión del Sol desde la Tierra de  $\pm 0.25^\circ$ .

La temperatura de antena se calcula con la Expresión 2.44, que supone una integración de la temperatura de brillo captado por la antena, ponderando con el diagrama de radiación. La temperatura de ruido de la antena DBS, ya que el diagrama de radiación de dicha antena debe apuntar a la Tierra; es decir 290 K.

En el caso de la temperatura de la estación terrena que apunta al Sol, se puede calcular el ancho de haz a  $-3$  dB de dicha antena:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\theta_1\theta_2} = 10^{63/10} \Rightarrow \theta_1 = \theta_2 = 0.14^\circ$$

Estos anchos de haz son suficientemente inferiores a los  $0.5^\circ$  con que se ve el Sol desde la Tierra, con lo que la Temperatura de Antena será aproximadamente la del Sol, es decir 6000 K.

Cuando además se produce una atenuación adicional producida por la lluvia, la niebla u otro fenómeno meteorológico, la temperatura de ruido de antena aumenta del mismo modo que aumenta la temperatura de ruido de un receptor con la presencia de un atenuador. Si se define la atenuación adicional por fenómenos meteorológico como  $L_m$  dB, la variación de la temperatura de antena es:

$$\Delta T_a = T_m (1 - 10^{-L_m/10}) \quad (2.45)$$

donde  $T_m$  es el valor medio de la temperatura física de la atmósfera.

### Modelo de ruido de un receptor

En los sistemas de comunicaciones es habitual que la sensibilidad de un receptor no venga definida por los niveles de potencia que maneja el transmisor sino por el ruido que entra al receptor. En la Figura 2.18 se presenta a nivel básico un esquema de sistema receptor compuesto por una antena, la línea de transmisión y el receptor. La antena, que por simplicidad se supone perfectamente adaptada a la línea de transmisión, capta una potencia de señal  $P_{DR}$  (proveniente del transmisor) y una potencia de ruido  $N_{DR}$ . La línea de transmisión, a una temperatura física  $T_f$ , introduce unas pérdidas de  $L$  ( $\geq 1$ ). El receptor se caracteriza por su ganancia entre la entrada y la salida  $G_{rx}$ , una figura de ruido  $F_{rx}$  y una banda equivalente de ruido  $B_f$  (Hz). La relación señal a ruido a la salida se calcula como:

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{G_{rx} \cdot P_{i,r}}{G_{rx} N_{i,r} + N_{rx}} \quad (2.46)$$

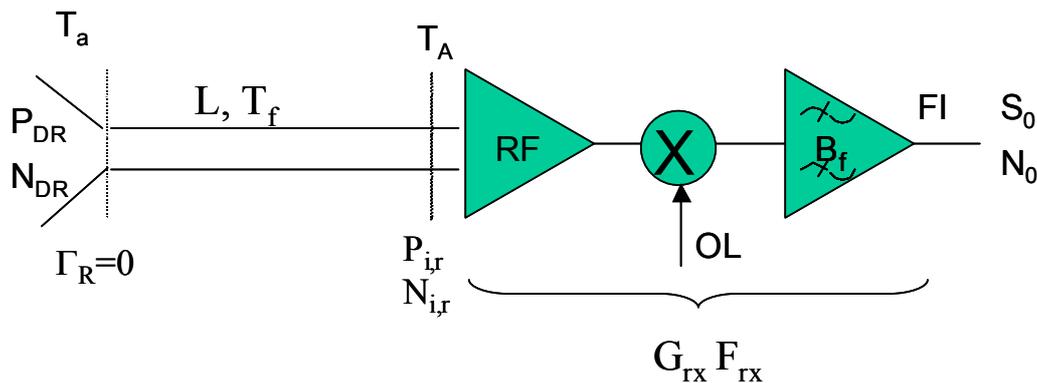


Figura 2.18: Esquema de un sistema receptor

donde:

-  $P_{i,r}$  es la potencia de señal a la entrada del receptor, y se calcula como  $P_{DR}/L$ .

-  $N_{i,r}$  es la potencia de ruido a la entrada del receptor. Su valor se calcula como  $kB_f T_A$ , siendo  $T_A$ :

$$T_A = \frac{T_a}{L} + \frac{T_f(L-1)}{L} \quad (2.47)$$

esto es, la temperatura de ruido de antena  $T_a$  atenuada por las pérdidas de la línea más la temperatura de ruido asociada a las pérdidas de la línea de transmisión de la antena. En el caso de que la antena tenga pérdidas (rendimiento de radiación  $\eta_r < 1$ ), éstas se pueden añadir a las propias de la línea multiplicando  $L$  por  $1/\eta_r$  (pérdidas de la antena).

-  $N_{rx}$  es la potencia de ruido generada en el receptor y medida a su salida, cuyo valor es, en función de la temperatura equivalente de ruido o del factor de ruido:

$$N_{rx} = kT_{rx} B_f G_{rx} = k(F_{rx} - 1)T_o B_f G_{rx} \quad (2.48)$$

-  $T_{rx}$  es la temperatura de ruido equivalente del receptor referida a su entrada, que se puede poner en función del factor de ruido del mismo ( $F_{rx}$ ) como:  $T_{rx} = (F_{rx} - 1)T_o$ , siendo  $T_o$  la temperatura de referencia igual a 290 K.

-  $B_f$  es la banda equivalente de ruido, (que es aproximadamente igual al ancho de banda a -3 dB de la última etapa de frecuencia intermedia).

-  $G_{rx}$  es la ganancia de la cadena receptora.

Para el caso particular en el que ni la línea de transmisión ni la antena tienen pérdidas, o que el receptor está directamente conectado a la antena (sin pérdidas), la relación señal a ruido resulta:

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{P_{DR}}{kB_f(T_a + T_{rx})} = \frac{P_{DR}}{kB_f T} \quad (2.49)$$

El valor mínimo de la potencia necesaria en el receptor  $P_{DR,min}$  (sensibilidad) se calcula a partir de la expresión anterior para cumplir unos requisitos dados de  $S_o/N_o$  a la salida del receptor. Por otra parte este valor  $P_{DR,min}$  se puede llevar a la Fórmula de Friis (2.38) para calcular la potencia necesaria en el transmisor, las ganancias de las antenas ...

### Parámetro G/T

El parámetro  $G/T$  es el que determina la calidad global de los sistemas receptores (antena y receptor). Si se sustituye en la Expresión (2.49) la potencia disponible por su valor en función de la densidad de potencia incidente y área efectiva (2.41), y se reagrupan convenientemente los términos, se llega a la Expresión (2.50). Esta expresión pone de manifiesto que, para una densidad de potencia incidente dada la relación señal a ruido es directamente proporcional al parámetro de calidad  $G/T$  (ganancia de la antena receptora dividido entre la temperatura total de ruido,  $T = T_a + T_{rx}$ )

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{\langle S_i(\theta, \phi) \rangle \lambda^2}{k B_f} \left( \frac{G_R}{T} \right) \quad (2.50)$$

En servicios de telecomunicación por satélite es corriente que los operadores (Intelsat, Hispasat ...) fijen un requisito de  $G/T$  para los sistemas receptores de las estaciones terrenas. Se puede conseguir la misma calidad de señal con una antena de más ganancia, pero más ruido o viceversa. Este parámetro se suele especificar en unidades logarítmicas:  $dB(1/K) = 10 \log (G/T)$

---

### Ejemplo 2.8: Parámetro $G/T$

Un sistema receptor de banda  $S$  posee una  $G$  sobre  $T$  de 30 dB [1/K]. Si la antena, que es un sistema Cassegrain centrado, posee una anchura de haz entre puntos de potencia mitad de  $1^\circ$  y una temperatura de ruido de antena de 20 K. Estime cuánto vale la figura de ruido del receptor en dB.

#### Solución:

El parámetro  $G/T$  corresponde al cociente entre la ganancia de la antena receptora y la suma de la temperatura de antena y la temperatura equivalente del receptor. La ganancia de la antena receptora, considerando rendimiento de radiación unidad, se puede estimar a partir de la fórmula aproximada de la directividad:

$$G_o \approx D_o = \frac{4\pi}{\theta_1 \theta_2} = \frac{4\pi}{1/180 \cdot 1/180} \Rightarrow 10 \log G_o = 46.15 \text{ dBi}$$

La suma de las temperaturas de antena y de ruido del receptor será. Y de ahí se obtiene la temperatura equivalente de ruido del receptor.

$$G/T(\text{dB}(1/K)) = G_R(\text{dBi}) - 10 \log T = 30 \text{ dB} \Rightarrow T = T_a + T_{rx} = 10^{16.15/10} = 41.2 \text{ K}$$

$$T_{rx} = 41.2 \text{ K} - T_a = 21.2 \text{ K}$$

Para obtener el factor de ruido, se hace uso de la relación entre factor de ruido y temperatura equivalente de ruido del receptor, obteniendo:

$$T_{rx} = T_o(F - 1) \Rightarrow F = 1.073 \Rightarrow F = 10 \log F = 0.3 \text{ dB}$$


---

### Antenas de bajo ruido (frías)

En aplicaciones donde se necesitan niveles de ruido muy bajos, como las comunicaciones de espacio profundo, radioastronomía, estaciones terrenas de alta capacidad..., se utilizan receptores refrigerados de muy bajo nivel de ruido ( $T_{rx} < 10\text{K}$ ). Además, debe cuidarse al máximo el diseño de la antena receptora para que ésta no degrade la temperatura total de ruido del sistema. Esto se consigue utilizando “antenas frías” que

consiguen valores de temperatura de antena  $T_a$  muy bajos. Las antenas que captan menor ruido son los sistemas reflectores de tipo Cassegrain, ya que su bocina alimentadora apunte al cielo en lugar de a la Tierra, con lo que el ruido captado a través de su *spillover* es el correspondiente a temperatura de brillo del cielo (decenas de K) en lugar de la de la Tierra (290 K).

Otra ventaja del sistema Cassegrain centrado es que la línea de transmisión es más corta, ya que el alimentador se sitúa en el vértice del reflector, y el receptor se puede ubicar pegado al mismo. Además, en los sistemas más exigentes, se refrigera tanto el alimentador como la línea de transmisión, situándolos dentro del criostato del receptor, para reducir su contribución al ruido total del sistema (2.47).

### Ejemplo 2.9: Antenas frías

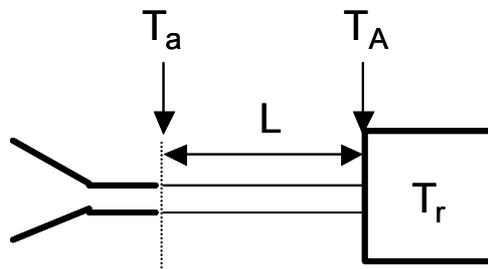
Considere una estación de observación de espacio profundo formada por una antena Cassegrain de banda S (con una temperatura de antena de 10 K) y un receptor que incorpora un maser con una temperatura equivalente de ruido de 6 K. Si el alimentador del sistema Cassegrain tiene un rendimiento de radiación del 95%, calcule la diferencia de la relación señal a ruido entre el caso en el que el alimentador esté a temperatura ambiente (290 K) y el caso en el que esté refrigerado a 20 K.

#### Solución:

De la expresión 2.50 se deduce que la relación S/N viene definida por la relación G/T. Como no se cambia la ganancia de la antena la variación de la relación S/N vendrá definida por la variación de la temperatura de ruido entre ambos sistemas. Las pérdidas de la antena serán el inverso del rendimiento de radiación:

$$L = \frac{1}{\eta_{\text{rad}}} = 1.0526$$

Incorporando estas pérdidas, se tiene el esquema de la figura:



En ambas situaciones la temperatura total de antena más receptor, a la entrada del mismo, será:

$$T = T_A + T_{\text{rx}} = \frac{T_a}{L} + \frac{T_f(L-1)}{L} + T_{\text{rx}}$$

Situación  $T_f = 290 \text{ K} \Rightarrow T = 9.5 \text{ K} + 14.5 \text{ K} + 6 \text{ K} = 30 \text{ K}$

Situación  $T_f = 20 \text{ K} \Rightarrow T = 9.5 \text{ K} + 1 \text{ K} + 6 \text{ K} = 16.5 \text{ K}$

Por lo tanto, la mejora en relación S/N en dB del caso refrigerado con respecto al de temperatura ambiente es:

$$10\log(30/16.5) = 2.6 \text{ dB}$$

---

## Ejercicios propuestos:

1. Un dipolo resonante tiene una resistencia de radiación de  $70 \Omega$  y una rendimiento de radiación de 0,95. ¿Cuánto vale su impedancia de entrada?

- a)  $73.7 \Omega$                       b)  $70 \Omega$                       c)  $66.7 \Omega$                       d)  $50 \Omega$

2. Una antena Yagi, que presenta una impedancia de entrada de  $50+j25$  ohmios y un rendimiento de radiación de 0.9, produce en la dirección de máxima radiación, a una distancia de 1 Km, un campo de 0.07 V/m cuando se le alimenta con una corriente de 1 Amperios de pico. ¿Cuánto vale la potencia total radiada por la antena?

- a) 12.25 W                      b) 25 W                      c) 22.5 W                      d) 31.5 W

3. Para la antena del ejercicio anterior, ¿cuánto vale su ganancia en dBi?

- a) 10.6 dBi                      b) 5.1 dBi                      c) 21.1 dBi                      d) 20.2 dBi

4. Una antena que presenta una impedancia de entrada de  $50+j25$  ohm, radia en la dirección del eje z, un campo de valor  $\vec{E} = (200 \cdot \hat{x} + j300 \cdot \hat{y}) \cdot e^{-jk_0 z} / z$  Volt/m. Sabiendo que la ganancia de potencia en dicha dirección vale 20 dBi y la potencia total radiada 18 W; calcule el rendimiento de radiación de la antena.

- a) 0.75                      b) 0.83                      c) 0.9                      d) 0.95

5. Considere una antena formada por dos dipolos idénticos ortogonales, alineados con los ejes X e Y, que comparten los terminales de conexión. ¿Cuánto valen las pérdidas de desacoplo de polarización cuando sobre esta antena incide una onda circularmente polarizada proveniente de la dirección Z?

- a) 0 dB                      b) 3 dB                      c) 6 dB                      d) 12 dB

6. Un campo radia un campo elípticamente polarizado a derechas con una relación axial de 1.5. ¿Cuál es la relación contrapolar/copolar en componentes circulares?

- a) -7 dB                      b) 14 dB                      c) 7 dB                      d) -14 dB

7. En un radioenlace que utiliza antenas circularmente polarizadas se estropea el polarizador de la antena transmisora produciendo una relación de polarizaciones circulares de valor  $\rho=1$ . ¿En cuánto aumentan las pérdidas de inserción del radioenlace?

- a) 0 dB                      b) 3 dB                      c) 6 dB                      d) 0.5 dB

**8.** Una estación terrena del servicio fijo de comunicación por satélite recibe 2 canales de comunicación en sendas polarizaciones lineales ortogonales, que se pueden considerar puras (de relación axial infinita). Si ambas señales incidentes son de la misma amplitud, qué nivel de interferencia entre canales se producirá si la antena de la estación terrena gira, por un fallo de su sistema de sujeción un ángulo de  $2^\circ$  en torno al eje perpendicular al plano de su apertura (giro que mantiene su lóbulo principal apuntando al satélite).

- a)  $-12.2$  dB                      b)  $-14.5$  dB                      c)  $-29.1$  dB                      d)  $-32.4$  dB

**9.** Una antena radia en la dirección del eje z un campo:  $\vec{E} = (\hat{x} + 3\hat{y}) \cdot e^{-jk_0 z}$ . Diga cómo situaría un dipolo receptor para recibir la máxima potencia.

- a) Según eje x  
b) Según eje y.  
c) Formando un ángulo de  $18.4^\circ$  con eje x  
d) Formando un ángulo de  $71.6^\circ$  con eje x.

**10.** Una antena radia un campo cuyo valor instantáneo vale  $\vec{E} = [\hat{x} \cdot \cos(\omega t - k_0 z) + \hat{y} \cdot 3 \cdot \cos(\omega t - k_0 z)]/z$ . Diga qué afirmación es correcta.

- a) La polarización es lineal.  
b) La polarización es elíptica.  
c) La relación axial vale 3.  
d) Ninguna de las anteriores es correcta.

**11.** ¿Cuánto vale la potencia disponible en bornes de una antena receptora, linealmente polarizada y de 13 dBi de ganancia, cuando se orienta para absorber la máxima potencia de una onda incidente cuyo campo eléctrico, en amplitud compleja, vale:  $\vec{E}(z) = (\hat{x} + j \cdot 2\hat{y}) \exp(-j20\pi z)$

- a) 0.084 mW                      b) 0.105 mW                      c) 0.168 mW                      d) 0.052 mW

**12.** Un satélite geostacionario (36000 Km a la tierra) produce una PIRE de 54 dBW en la dirección de Madrid. ¿Cuál es la densidad de potencia incidente sobre Madrid?

- a)  $-78.1$  dB[mW/m<sup>2</sup>]    b)  $-75.1$  dB[mW/m<sup>2</sup>]    c)  $-45.1$  dB[mW/m<sup>2</sup>]    d)  $-48.1$  dB [mW/m<sup>2</sup>]

**13.** Con los datos del ejercicio anterior, si la frecuencia de trabajo es de 12 GHz, calcule la ganancia de la antena receptora para tener una potencia disponible en bornes de la antena de  $-90$  dBm.

- a) 31.1 dBi                      b) 15.5 dBi                      c) 62.4 dBi                      d) 46.5 dBi

**14.** Una estación terrena, que funciona a 10 GHz, utiliza una antena cuya anchura de haz entre puntos de potencia mitad vale  $0.64^\circ$ . Si la antena receptora situada en el satélite geostacionario posee una ganancia de 40 dBi y el receptor tiene una figura de ruido de 3 dB, ¿cuánto debe valer la potencia entregada a la estación terrena para asegurar una relación señal a ruido de 30 dB a la salida del receptor? Considere una distancia de 36000 Km, acoplo perfecto de polarización y una banda equivalente de ruido de 1 MHz.  
Nota:  $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$  Julios/K

- a) 1.8 W                      b) 2.5 W                      c) 5.6 W                      d) 1.5 W

**15.** Calcule el área efectiva de una antena receptora capaz de suministrar a un receptor adaptado una potencia de  $-90$  dBm cuando está iluminada desde un satélite geostacionario (a 36000 km) de PIRE = 56 dBW.

- a)  $203 \text{ cm}^2$                       b)  $286 \text{ cm}^2$                       c)  $409 \text{ cm}^2$                       d)  $572 \text{ cm}^2$

**16.** Diga qué afirmación es correcta para la temperatura de ruido de una antena receptora de onda media situada en Madrid (1 MHz)

- a) La temperatura de antena está comprendida entre 0 y 10 K  
b) La temperatura de antena está comprendida entre 10 y 20 K  
c) La temperatura de antena está comprendida entre 20 y 290 K  
d) La temperatura de antena es mayor de 290 K