

Ángel Cardama Aznar  
Lluís Jofre Roca  
Juan Manuel Rius Casals  
Jordi Romeu Robert  
Sebastián Blanch Boris

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

Miguel Ferrando Bataller

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

# Antenas

Ángel Cardama Aznar  
Lluís Jofre Roca  
Juan Manuel Rius Casals  
Jordi Romeu Robert  
Sebastián Blanch Boris

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

Miguel Ferrando Bataller

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

# Antenas

La presente obra fue galardonada en el octavo concurso  
"Ajut a l'elaboració de material docent" convocado por la UPC.

Primera edición: septiembre de 1998  
Segunda edición: septiembre de 2002

Diseño de la cubierta: Manuel Andreu  
Diseño y montaje interiores Edicions UPC, Ana Latorre y David Pablo

© Los autores, 1998

© Edicions UPC, 1998  
Edicions de la Universitat Politècnica de Catalunya, SL  
Jordi Girona Salgado 31, 08034 Barcelona  
Tel.: 934 016 883 Fax: 934 015 885  
Edicions Virtuals: [www.edicionsupc.es](http://www.edicionsupc.es)  
E-mail: [edicions-upc@upc.es](mailto:edicions-upc@upc.es)

Producción: El Tinter, SAL (empresa certificada ISO 14001 i EMAS)  
La Plana 8, 08032 Barcelona

Depósito legal: B-39109-2002  
ISBN: 84-8301-625-7

Quedan rigurosamente prohibidas, sin la autorización escrita de los titulares del copyright, bajo las sanciones establecidas en las leyes, la reproducción total o parcial de esta obra por cualquier medio o procedimiento, comprendidos la reprografía y el tratamiento informático, y la distribución de ejemplares de ella mediante alquiler o préstamo públicos.

## Prólogo a la segunda edición

En esta nueva edición hemos pretendido actualizar el contenido del libro de forma que pueda servir de base para el estudio de las antenas y de la propagación de las ondas radioeléctricas en la carrera de Ingeniería de Telecomunicación. Existe una amplísima bibliografía sobre este tema, prácticamente toda en lengua inglesa, que se incluye ordenada alfabéticamente tras los apéndices; el texto ha sido elaborado teniéndola en consideración e intentando, al mismo tiempo, hacerlo autocontenido. Si bien la ordenación y el tratamiento que se ha dado a los temas son clásicos, hemos querido incorporar muchos de los aspectos que tratamos habitualmente en clase y que, en nuestra experiencia, ayudan a comprender mejor la materia; con este fin se han incorporado en cada capítulo ejemplos representativos y una amplia colección de problemas y de cuestiones, de tipo multirespuesta, que pueden servir de diagnóstico para valorar individualmente el progreso realizado en el estudio.

Los dos primeros capítulos son básicos y, aunque independientes en su contenido, sirven conjuntamente de base para comprender en profundidad, y valorar en detalle, el empleo de las antenas en los sistemas de comunicaciones. En el primero de ellos se definen y se presentan de manera sistematizada los parámetros que sirven para caracterizar el comportamiento de las antenas y en el segundo se introducen, sobre la base de principios físicos conocidos, los efectos de la tierra y de la atmósfera en la propagación de las ondas electromagnéticas. Ambos sirven de introducción, tanto de un curso específico de antenas, como de uno dedicado a los medios de transmisión, en los aspectos relativos a la propagación no guiada. A partir de los conocimientos adquiridos en un curso de campos electromagnéticos se plasma, en el tercer capítulo, la formulación general aplicable al cálculo de los campos radiados por antenas y se establece una analogía con el análisis de sistemas lineales mediante transformadas de Fourier. Los tres capítulos siguientes contienen la materia específica de un curso de antenas, analizándose en detalle en el cuarto las antenas cilíndricas, dipolos y espiras, en el quinto las agrupaciones, estando el sexto dedicado al estudio de las antenas de apertura, en particular ranuras, bocinas y reflectores. En el capítulo séptimo se presentan las antenas de banda ancha, con especial énfasis en las independientes de la frecuencia y en las logoperiódicas. Los dos últimos capítulos contienen dos temas complementarios en un curso normal de antenas, y han sido incluidos para dar una mayor perspectiva de los potentes métodos de cálculo y medida disponibles en la actualidad; el primero de ellos describe los métodos numéricos utilizados en el cálculo de antenas, así como en la propagación de ondas, en el estudio de la difracción por objetos y en el cálculo de la sección recta de blancos de radar, mientras que en el último se presentan la instrumentación y los procedimientos que se aplican habitualmente en la medida de antenas.

La materia incluida cubre con amplitud los contenidos de un curso anual y la selección a realizar para un curso cuatrimestral depende del enfoque que se le pretenda dar. Para un curso básico, los dos primeros capítulos y una selección temática simplificada de los cuatro restantes permitirían instruir a los alumnos en los aspectos fundamentales y hacerles comprender el funcionamiento de las antenas de uso más frecuente. Un curso avanzado debería basarse, en gran medida, en el contenido de los capítulos tercero al séptimo.

El texto es un reflejo, no sólo de nuestro conocimiento y experiencia, sino también de las aportaciones realizadas por otros profesores que han compartido con nosotros, en diversos momentos, la enseñanza de esta materia en la Escuela: Pedro Mier, Albert Martí, Lluís Pradell, Mercè Vall-llosera, Josep Parrón y José María González. En el largo proceso que va de la conversión de un manuscrito en un libro, hemos contado con la inestimable ayuda de Miquel Tintoré, quien no sólo ha realizado el trabajo de elaboración del texto y de las figuras, sino que ha aportado también una visión crítica de su contenido; nuestra gratitud y reconocimiento por su infatigable actividad y su dedicación a este proceso. Finalmente, de no haber contado con el apoyo de la Universidad Politécnica de Cataluña y de su editorial no nos habríamos animado a emprender esta tarea.

# Índice

## 1 Consideraciones generales sobre antenas

|       |                                            |    |
|-------|--------------------------------------------|----|
| 1.1   | Introducción .....                         | 15 |
| 1.2   | Parámetros de antenas en transmisión ..... | 17 |
| 1.2.1 | Impedancia .....                           | 17 |
| 1.2.2 | Intensidad de radiación .....              | 18 |
| 1.2.3 | Diagrama de radiación .....                | 20 |
| 1.2.4 | Directividad .....                         | 22 |
| 1.2.5 | Polarización .....                         | 24 |
| 1.2.6 | Ancho de banda .....                       | 25 |
| 1.3   | Parámetros de antenas en recepción .....   | 27 |
| 1.3.1 | Adaptación .....                           | 27 |
| 1.3.2 | Área y longitud efectiva .....             | 27 |
| 1.4   | Ecuación de transmisión .....              | 28 |
| 1.4.1 | Ecuación del radar .....                   | 31 |
| 1.5   | Temperatura de ruido de antena .....       | 32 |
| 1.6   | Cuestiones .....                           | 36 |
| 1.7   | Problemas .....                            | 38 |

## 2 Propagación

|       |                                                                 |    |
|-------|-----------------------------------------------------------------|----|
| 2.1   | Propagación en el espacio libre y en el entorno terrestre ..... | 41 |
| 2.2   | Efecto de la tierra .....                                       | 43 |
| 2.2.1 | Introducción .....                                              | 43 |
| 2.2.2 | Reflexión en tierra plana .....                                 | 44 |
| 2.2.3 | Difracción .....                                                | 48 |
| 2.2.4 | Onda de superficie .....                                        | 51 |
| 2.3   | Efecto de la troposfera .....                                   | 54 |
| 2.3.1 | Atenuación .....                                                | 54 |
| 2.3.2 | Refracción .....                                                | 58 |

|       |                                                                                                      |    |
|-------|------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.3.3 | Difusión troposférica .....                                                                          | 61 |
| 2.4   | Efecto de la ionosfera .....                                                                         | 61 |
| 2.4.1 | Introducción .....                                                                                   | 61 |
| 2.4.2 | Propagación en un medio ionizado .....                                                               | 63 |
| 2.4.3 | Influencia del campo magnético terrestre .....                                                       | 65 |
| 2.4.4 | Comunicaciones ionosféricas .....                                                                    | 66 |
| 2.5   | Modelización de la propagación en entornos complejos .....                                           | 70 |
| 2.5.1 | Introducción .....                                                                                   | 70 |
| 2.5.2 | Modelos empíricos para el valor medio de las pérdidas de propagación.<br>El Modelo Okumuna-Hata..... | 71 |
| 2.5.3 | Caracterización estadística de las pérdidas de propagación.....                                      | 72 |
| 2.5.4 | Desvanecimientos rápidos multicamino y diversidad.....                                               | 73 |
| 2.6   | Fuentes de ruido externo.....                                                                        | 75 |
| 2.7   | Resumen.....                                                                                         | 78 |
| 2.8   | Cuestiones.....                                                                                      | 80 |
| 2.9   | Problemas.....                                                                                       | 83 |

### 3 Fundamentos de radiación

|       |                                                                                  |     |
|-------|----------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 3.1   | Ecuaciones de Maxwell .....                                                      | 87  |
| 3.1.1 | Fuentes eléctricas y magnéticas. Dualidad.....                                   | 89  |
| 3.2   | Potenciales retardados.....                                                      | 91  |
| 3.3   | Expresiones generales de los campos.....                                         | 93  |
| 3.3.1 | Aproximaciones a grandes distancias para los campos radiados.....                | 94  |
| 3.3.2 | Radiación de corrientes magnéticas .....                                         | 98  |
| 3.3.3 | Significado de los vectores de radiación.....                                    | 100 |
| 3.3.4 | Regiones de Fresnel y de Fraunhofer .....                                        | 104 |
| 3.4   | Teoremas de unicidad y equivalencia.....                                         | 106 |
| 3.5   | Teorema de reciprocidad.....                                                     | 110 |
| 3.6   | Aplicación del teorema de reciprocidad .....                                     | 111 |
| 3.6.1 | Consecuencias del teorema de reciprocidad.....                                   | 113 |
| 3.6.2 | Relación entre parámetros de transmisión y de recepción. Longitud efectiva ..... | 116 |
| 3.6.3 | Coeficiente de desacoplo de polarización .....                                   | 118 |
| 3.6.4 | Impedancia de entrada e impedancias mutuas .....                                 | 120 |
| 3.7   | Cuestiones.....                                                                  | 122 |
| 3.8   | Problemas.....                                                                   | 125 |

### 4 Análisis de antenas básicas

|       |                                                                   |     |
|-------|-------------------------------------------------------------------|-----|
| 4.1   | Antenas elementales .....                                         | 127 |
| 4.1.1 | Dipolo elemental.....                                             | 127 |
| 4.1.2 | Espira circular elemental .....                                   | 134 |
| 4.1.3 | Solenoides cargados con ferrita.....                              | 136 |
| 4.1.4 | Expresiones generales de $\tilde{N}$ para dipolos y espiras ..... | 137 |
| 4.2   | Dipolos.....                                                      | 139 |

|       |                                                             |     |
|-------|-------------------------------------------------------------|-----|
| 4.3   | Efecto de la tierra. Monopolos .....                        | 145 |
| 4.3.1 | Teoría de imágenes .....                                    | 145 |
| 4.3.2 | Monopolos .....                                             | 147 |
| 4.3.3 | Efecto de una tierra imperfecta .....                       | 148 |
| 4.3.4 | Efecto de un plano de tierra finito .....                   | 149 |
| 4.4   | Antenas cargadas .....                                      | 149 |
| 4.5   | Cálculo de la matriz de impedancias entre dos dipolos ..... | 152 |
| 4.5.1 | Impedancia de entrada de un dipolo .....                    | 152 |
| 4.5.2 | Impedancia mutua entre dipolos .....                        | 154 |
| 4.6   | Sistemas de alimentación .....                              | 155 |
| 4.6.1 | Redes de adaptación .....                                   | 156 |
| 4.6.2 | Antenas no alimentadas en su centro .....                   | 156 |
| 4.6.3 | Alimentación en paralelo .....                              | 156 |
| 4.6.4 | Dipolo doblado .....                                        | 157 |
| 4.6.5 | Simetrizadores y transformadores .....                      | 158 |
| 4.7   | Cuestiones .....                                            | 164 |
| 4.8   | Problemas .....                                             | 166 |

## 5 Agrupaciones de antenas

|       |                                                                         |     |
|-------|-------------------------------------------------------------------------|-----|
| 5.1   | Introducción .....                                                      | 171 |
| 5.2   | Campos radiados por agrupaciones .....                                  | 172 |
| 5.3   | Diagrama de radiación de agrupaciones .....                             | 175 |
| 5.3.1 | Factor de la agrupación .....                                           | 175 |
| 5.3.2 | Representación gráfica del factor de la agrupación .....                | 166 |
| 5.3.3 | Diagrama de una agrupación de dos elementos .....                       | 179 |
| 5.3.4 | Polinomio de la agrupación .....                                        | 179 |
| 5.4   | Distribuciones de corrientes típicas .....                              | 181 |
| 5.4.1 | Uniforme .....                                                          | 181 |
| 5.4.2 | Triangular .....                                                        | 183 |
| 5.4.3 | Binómica .....                                                          | 184 |
| 5.4.4 | Comparación de las características .....                                | 185 |
| 5.4.5 | Descomposición en suma o convolución .....                              | 186 |
| 5.5   | Agrupación lineal uniforme .....                                        | 189 |
| 5.5.1 | Agrupaciones transversales y longitudinales .....                       | 190 |
| 5.6   | Directividad de agrupaciones lineales .....                             | 191 |
| 5.6.1 | Expresión general de la directividad para agrupaciones ordinarias ..... | 191 |
| 5.6.2 | Expresión general aproximada del ancho de haz y la directividad .....   | 199 |
| 5.6.3 | Relación entre alimentación, directividad y diagrama .....              | 201 |
| 5.7   | Agrupaciones bidimensionales .....                                      | 202 |
| 5.8   | Síntesis de agrupaciones .....                                          | 207 |
| 5.8.1 | Método de Schelkunoff .....                                             | 207 |
| 5.8.2 | Síntesis de Fourier .....                                               | 209 |
| 5.8.3 | Síntesis de Woodward-Lawson .....                                       | 215 |
| 5.8.4 | Síntesis de Chebychev .....                                             | 217 |
| 5.8.5 | Síntesis de Taylor .....                                                | 225 |

|                                                |     |
|------------------------------------------------|-----|
| 5.8.6 Agrupaciones superdirectivas.....        | 226 |
| 5.8.7 Agrupaciones adaptables .....            | 228 |
| 5.9 Alimentación de agrupaciones.....          | 230 |
| 5.10 Agrupaciones con elementos parásitos..... | 232 |
| 5.10.1 Antenas de Yagi-Uda .....               | 233 |
| 5.11 Cuestiones .....                          | 236 |
| 5.12 Problemas.....                            | 239 |

## 6 Aperturas

|                                                          |     |
|----------------------------------------------------------|-----|
| 6.1 Campos radiados por aperturas.....                   | 244 |
| 6.1.1. Equivalente electromagnético de una apertura..... | 244 |
| 6.1.2 Expresiones generales de los campos radiados.....  | 245 |
| 6.1.3 Apertura elemental .....                           | 248 |
| 6.1.4 Apertura rectangular .....                         | 249 |
| 6.1.5 Apertura circular .....                            | 253 |
| 6.2 Bocinas.....                                         | 255 |
| 6.2.1 Bocinas sectoriales y piramidal.....               | 255 |
| 6.2.2 Bocina cónica .....                                | 263 |
| 6.3 Ranuras .....                                        | 265 |
| 6.3.1 Ranura elemental .....                             | 266 |
| 6.3.2 Ranura resonante .....                             | 268 |
| 6.3.3 Antenas impresas.....                              | 270 |
| 6.4 Reflectores .....                                    | 273 |
| 6.4.1 Reflectores diédricos .....                        | 273 |
| 6.4.2 Reflectores parabólicos.....                       | 276 |
| 6.4.2.1 Análisis geométrico .....                        | 277 |
| 6.4.2.2 Análisis electromagnético.....                   | 279 |
| 6.4.2.3 Parámetros .....                                 | 281 |
| 6.4.2.4 Consideraciones de tipo práctico.....            | 292 |
| 6.4.2.5 Tipos de alimentador .....                       | 294 |
| 6.4.2.6 Geometrías de reflector .....                    | 296 |
| 6.5 Lentes.....                                          | 299 |
| 6.5.1 Análisis electromagnético.....                     | 299 |
| 6.5.2 Lentes escalonadas ( <i>zoned lenses</i> ) .....   | 301 |
| 6.5.3 Lentes TEM .....                                   | 302 |
| 6.5.4 Lentes de Luneburg .....                           | 303 |
| 6.5.5 Comparación entre reflectores y lentes .....       | 304 |
| 6.6 Cuestiones .....                                     | 305 |
| 6.7 Problemas.....                                       | 308 |

## 7 Antenas de banda ancha

|                           |     |
|---------------------------|-----|
| 7.1 Introducción.....     | 315 |
| 7.2 Antenas de hilo ..... | 315 |

|       |                                              |     |
|-------|----------------------------------------------|-----|
| 7.3   | Otras antenas de banda ancha.....            | 319 |
| 7.4   | Hélices.....                                 | 320 |
| 7.5   | Antenas independientes de la frecuencia..... | 324 |
| 7.5.1 | Espirales.....                               | 326 |
| 7.6   | Antenas logoperiódicas.....                  | 328 |
| 7.7   | Antenas fractales.....                       | 334 |
| 7.8   | Cuestiones.....                              | 336 |
| 7.9   | Problemas.....                               | 338 |

## 8 Métodos numéricos

|       |                                                              |     |
|-------|--------------------------------------------------------------|-----|
| 8.1   | Introducción .....                                           | 341 |
| 8.1.1 | Planteamiento de la solución .....                           | 341 |
| 8.1.2 | Clasificación de los métodos numéricos .....                 | 343 |
| 8.2   | Métodos integrales .....                                     | 344 |
| 8.2.1 | Aplicación del teorema de equivalencia.....                  | 345 |
| 8.2.2 | Formulación de las ecuaciones integrales .....               | 350 |
| 8.2.3 | Alimentación.....                                            | 356 |
| 8.3   | Discretización de las ecuaciones integrales.....             | 357 |
| 8.3.1 | Método de los momentos .....                                 | 357 |
| 8.3.2 | Método del gradiente conjugado .....                         | 363 |
| 8.3.3 | Funciones base y peso .....                                  | 367 |
| 8.4   | Métodos de alta frecuencia .....                             | 375 |
| 8.4.1 | Óptica física .....                                          | 376 |
| 8.4.2 | Método de las corrientes equivalentes (MEC) .....            | 378 |
| 8.4.3 | Métodos asintóticos o de trazado de rayos.....               | 381 |
| 8.4.4 | Ondas de superficie .....                                    | 384 |
| 8.4.5 | Análisis en alta frecuencia de superficies arbitrarias ..... | 385 |
| 8.5   | Cuestiones.....                                              | 387 |
| 8.6   | Problemas.....                                               | 389 |

## 9 Medida de antenas

|       |                                                          |     |
|-------|----------------------------------------------------------|-----|
| 9.1   | Introducción .....                                       | 391 |
| 9.2   | Medida de diagramas de radiación. Campos de medida ..... | 391 |
| 9.2.1 | Criterios de diseño de los campos de medida .....        | 392 |
| 9.2.2 | Campos de medida .....                                   | 395 |
| 9.2.3 | Instrumentación de medida.....                           | 400 |
| 9.3   | Medida de ganancia .....                                 | 402 |
| 9.4   | Medida de directividad .....                             | 403 |
| 9.5   | Medida de impedancia.....                                | 404 |
| 9.6   | Medida de la distribución de corriente .....             | 405 |
| 9.7   | Medida de polarización.....                              | 406 |
| 9.8   | Medida de la temperatura de antena .....                 | 408 |
| 9.9   | Modelos a escala.....                                    | 409 |

|                                                                             |            |
|-----------------------------------------------------------------------------|------------|
| 9.10 Medidas en campo próximo .....                                         | 409        |
| 9.10.1 Formulación del caso plano .....                                     | 411        |
| 9.10.2 Campo próximo cilíndrico y esférico .....                            | 413        |
| 9.10.3 Ventajas e inconvenientes de la medida en campo próximo .....        | 414        |
| 9.11 Cuestiones .....                                                       | 415        |
| 9.12 Problemas .....                                                        | 416        |
| <br><b>Anexo A Solución de la ecuación de onda. Función de Green.....</b>   | <b>419</b> |
| <br><b>Anexo B Directividad de agrupaciones</b>                             |            |
| B.1 Método gráfico.....                                                     | 423        |
| B.2 Relación entre alimentación, directividad y diagrama .....              | 427        |
| <br><b>Anexo C Símbolos y constantes físicas .....</b>                      | <b>433</b> |
| <b>Anexo D Operadores vectoriales y transformación de coordenadas .....</b> | <b>437</b> |
| <b>Anexo E Funciones .....</b>                                              | <b>441</b> |
| <b>Anexo F Respuestas a las cuestiones y a los problemas .....</b>          | <b>443</b> |
| <b>Bibliografía.....</b>                                                    | <b>456</b> |
| <b>Índice alfabético de materias.....</b>                                   | <b>461</b> |

# Consideraciones generales sobre antenas

## 1.1 Introducción

Las primeras manifestaciones de los fenómenos eléctricos y magnéticos se observaron por medio de las fuerzas que actuaban sobre cargas y corrientes, pero esta representación, aunque muy útil, no permite estudiar fácilmente los fenómenos de propagación y radiación de ondas, por lo que es necesario introducir el concepto de campo. Un campo se pone de manifiesto en un punto, o se mide, colocando cargas y corrientes de prueba y observando las fuerzas ejercidas sobre ellas.

Las ecuaciones de Maxwell relacionan los campos eléctricos y magnéticos con las cargas y corrientes que los crean. La solución general de las ecuaciones, en el caso variable en el tiempo, es en forma de ondas, que pueden estar ligadas a una estructura, como es el caso de una línea de transmisión o guía de ondas, o bien libres en el espacio, como ocurre con las producidas por las antenas.

El *Institute of Electrical and Electronics Engineers* (IEEE) define una *antena* como aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas (IEEE Std. 145-1983). Si bien sus formas son muy variadas, todas las antenas tienen en común el ser una región de transición entre una zona donde existe una onda electromagnética guiada y una onda en el espacio libre, a la que puede además asignar un carácter direccional. La representación de la onda guiada se realiza por voltajes y corrientes (hilos conductores y líneas de transmisión) o por campos (guías de ondas); en el espacio libre, mediante campos.

La misión de la antena es radiar la potencia que se le suministra con las características de direccionalidad adecuadas a la aplicación. Por ejemplo, en radiodifusión o comunicaciones móviles se querrá radiar sobre la zona de cobertura de forma omnidireccional, mientras que en radiocomunicaciones fijas interesará que las antenas sean direccionales. En general, cada aplicación impondrá unos requisitos sobre la zona del espacio en la que se desee concentrar la energía. Asimismo, para poder extraer información se ha de ser capaz de captar en algún punto del espacio la onda radiada, absorber energía de esa onda y entregarla al receptor. Existen, pues, dos misiones básicas de una antena: transmitir y recibir, imponiendo cada aplicación condiciones particulares sobre la direccionalidad de la antena, niveles de potencia que debe soportar, frecuencia de trabajo y otros parámetros que definiremos posteriormente. Esta diversidad de situaciones da origen a un gran número de tipos de antenas.

Toda onda se caracteriza por su frecuencia ( $f$ ) y su longitud de onda ( $\lambda$ ), ambas relacionadas por la velocidad de propagación en el medio, que habitualmente en antenas tiene las propiedades del vacío ( $c=3\cdot 10^8$  m/s), con  $c=\lambda f$ . El conjunto de todas las frecuencias, o espectro de frecuencias, se divide por

décadas en bandas, con la denominación presentada en la tabla 1.1. Cada aplicación tiene asignada por los organismos de normalización unas determinadas porciones de ese espectro.

| BANDA | FRECUENCIA | LONG. DE ONDA | DENOMINACIÓN             |
|-------|------------|---------------|--------------------------|
| ELF   | <3 kHz     | >100 km       | Extremely Low Frequency  |
| VLf   | 3-30 kHz   | 100-10 km     | Very Low Frequency       |
| LF    | 30-300 kHz | 10-1 km       | Low Frequency            |
| MF    | 0,3 -3 MHz | 1.000-100 m   | Medium Frequency         |
| HF    | 3-30 MHz   | 100-10 m      | High Frequency           |
| VHF   | 30-300 MHz | 10-1 m        | Very High Frequency      |
| UHF   | 0,3 -3 GHz | 100-10 cm     | Ultra High Frequency     |
| SHF   | 3-30 GHz   | 10-1 cm       | Super High Frequency     |
| EHF   | 30-300 GHz | 10-1 mm       | Extremely High Frequency |

Tabla 1.1 Denominación de las bandas de frecuencias por décadas

A frecuencias de microondas existe una subdivisión acuñada desde los primeros tiempos del radar, recogida en la tabla 1.2, que es ampliamente utilizada en la actualidad.

| BANDA | FRECUENCIA  | LONG. DE ONDA |
|-------|-------------|---------------|
| L     | 1-2 GHz     | 30-15 cm      |
| S     | 2-4 GHz     | 15-7,5 cm     |
| C     | 4-8 GHz     | 7,5-3,75 cm   |
| X     | 8-12,4 GHz  | 3,75-2,42 cm  |
| Ku    | 12,4-18 GHz | 2,42-1,66 cm  |
| K     | 18-26,5 GHz | 1,66-1,11 cm  |
| Ka    | 26,5-40 GHz | 11,1-7,5 mm   |
| mm    | 40-300 GHz  | 7,5-1 mm      |

Tabla 1.2 Denominación habitual de las bandas de frecuencias en microondas

A frecuencias superiores nos encontramos con las ondas electromagnéticas correspondientes al infrarrojo, visible, ultravioleta y rayos X (tabla 1.3).

| BANDA | FRECUENCIA      | LONG. DE ONDA     | DENOMINACIÓN          |
|-------|-----------------|-------------------|-----------------------|
|       | 300-800 GHz     | 1-0,4 mm          | Región submilimétrica |
| IR    | 800 GHz-400 THz | 0,4 mm-0,8 micras | Infrarrojo            |
| V     | 400-750 THz     | 0,8-0,4 micras    | Visible               |
| UV    | 750-10.000 THz  | 400-12 nanómetros | Ultravioleta          |
|       |                 | 120-0,6 amstrong  | Rayos X               |

Tabla 1.3 Denominación de las bandas a frecuencias superiores

Las antenas tienen unas características de impedancia y de radiación que dependen de la frecuencia. El análisis de dichas características se realiza a partir de las ecuaciones de Maxwell en el dominio de la frecuencia, utilizando las expresiones de los campos en forma compleja o fasorial. Cada

aplicación y cada banda de frecuencias presentan características peculiares que dan origen a unas tipologías de antenas muy diversas. En una forma amplia y no exhaustiva, los tipos más comunes se pueden agrupar en los grandes bloques siguientes:

- ▶ *Antenas alámbricas.* Se distinguen por estar construidas con hilos conductores que soportan las corrientes que dan origen a los campos radiados. Pueden estar formadas por hilos rectos (dipolo, V, rómbica), espiras (circular, cuadrada o de cualquier forma arbitraria) y hélices. Este tipo de antenas se caracterizan por corrientes y cargas que varían de forma armónica con el tiempo y con amplitudes que también varían a lo largo de los hilos.
- ▶ *Antenas de apertura y reflectores.* En ellas la generación de la onda radiada se consigue a partir de una distribución de campos soportada por la antena y se suelen excitar con guías de ondas. Son antenas de apertura las bocinas (piramidales y cónicas), las aperturas y las ranuras sobre planos conductores, y las bocas de guía. Este tipo de antenas se caracterizan por los campos eléctricos y magnéticos de la apertura, variables armónicamente con el tiempo. El empleo de reflectores, asociados a un alimentador primario, permite disponer de antenas con las prestaciones necesarias para servicios de comunicaciones a grandes distancias, tanto terrestres como espaciales. El reflector más común es el parabólico.
- ▶ *Agrupaciones de antenas.* En ciertas aplicaciones se requieren características de radiación que no pueden lograrse con un solo elemento; sin embargo, con la combinación de varios de ellos se consigue una gran flexibilidad que permite obtenerlas. Estas agrupaciones pueden realizarse combinando, en principio, cualquier tipo de antena.

## 1.2 Parámetros de antenas en transmisión

Una antena formará parte de un sistema más amplio, de radiocomunicaciones o radar, por ejemplo. Interesará, por lo tanto, caracterizarla con una serie de parámetros que la describan y permitan evaluar el efecto sobre el sistema de una determinada antena, o bien especificar el comportamiento deseado de una antena para incluirla en ese sistema.

A efectos de definición de los parámetros, conviene diferenciarlos inicialmente según se relacionen con transmisión o recepción; posteriormente, como consecuencia del teorema de reciprocidad, estableceremos la equivalencia entre ambas situaciones.

### 1.2.1 Impedancia

La antena ha de conectarse a un transmisor y radiar el máximo de potencia posible con un mínimo de pérdidas en ella. La antena y el transmisor han de adaptarse para una máxima transferencia de potencia en el sentido clásico de circuitos. Habitualmente el transmisor se encuentra alejado de la antena y la conexión se hace mediante una línea de transmisión o guía de ondas, que participa también en esa adaptación, debiéndose considerar su impedancia característica, su atenuación y su longitud.

El transmisor produce corrientes y campos que pueden ser medibles en puntos característicos de la antena. En todo el texto los valores de corrientes, tensiones y campos serán eficaces.

A la entrada de la antena puede definirse la *impedancia de entrada*  $Z_e$  mediante relaciones tensión-corriente en ese punto. En notación fasorial de régimen permanente sinusoidal poseerá una

parte real  $R_e(\omega)$  y una imaginaria  $X_e(\omega)$ , ambas dependientes en general de la frecuencia. Si  $Z_e$  no presenta una parte reactiva a una frecuencia, se dice que es una antena resonante. Dado que la antena radia energía, hay una pérdida neta de potencia hacia el espacio debida a radiación, que puede ser asignada a una *resistencia de radiación*  $R_r$ , definida como el valor de la resistencia que disiparía óhmicamente la misma potencia que la radiada por la antena.

$$P_{\text{radiada}} = I^2 R_r \quad (1.1)$$

Superpuestas a la radiación tendremos las pérdidas que puedan producirse en la antena, habitualmente óhmicas en los conductores, si bien en las antenas de ferrita también se producen pérdidas en el núcleo. La potencia entregada a la antena es la suma de las potencias radiada y de pérdidas en la antena. Todas las pérdidas pueden globalizarse en una *resistencia de pérdidas*  $R_\Omega$ . La Resistencia de entrada es la suma de la radiación y pérdidas.

$$P_{\text{entregada}} = P_{\text{radiada}} + P_{\text{pérdidas}} = I^2 R_r + I^2 R_\Omega \quad (1.2)$$

La impedancia de entrada es un parámetro de gran trascendencia, ya que condiciona las tensiones de los generadores que se deben aplicar para obtener determinados valores de corriente en la antena y, en consecuencia, una determinada potencia radiada. Si la parte reactiva es grande, hay que aplicar tensiones elevadas para obtener corrientes apreciables; si la resistencia de radiación es baja, se requieren elevadas corrientes para tener una potencia radiada importante.

Un ejemplo real puede ser un sistema radiante de radiodifusión de onda media. Para radiar una potencia de 200 kW con una antena de impedancia de entrada  $20 - j100 \Omega$ , se requiere una corriente de 100 A y un generador de  $|V| = 10.200 \text{ V}$ . Si se compensara la parte reactiva mediante una inductancia, la tensión de generador sería de sólo 2.000 V, si bien en ambas reactancias (antena e inductancia) seguirían estando presentes 10.000 V reactivos. Altos valores de corriente producen pérdidas óhmicas importantes y elevados valores de tensión pueden producir fugas y descargas entre diversas partes de la antena o con tierra, planteando problemas de forma y aislamiento.

La existencia de pérdidas en la antena hace que no toda la potencia entregada por el transmisor sea radiada, por lo que se puede definir un rendimiento o *eficiencia de la antena*  $\eta_l$ , mediante la relación entre la potencia radiada y la entregada, o equivalentemente entre la resistencia de entrada de esa antena, si hubiera sido ideal (sin pérdidas), y la que presenta realmente

$$\eta_l = \frac{P_{\text{radiada}}}{P_{\text{entregada}}} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (1.3)$$

## 1.2.2 Intensidad de radiación

Una de las características fundamentales de una antena es su capacidad para radiar con una cierta direccionalidad, es decir, para concentrar la energía radiada en ciertas direcciones del espacio. Será, por tanto, conveniente cuantificar este comportamiento con algún parámetro que nos permita establecer una comparación entre distintas antenas. Previamente debemos definir el marco de referencia donde está situada la antena que queremos caracterizar; para ello emplearemos un sistema de coordenadas que nos permita definir cómodamente una dirección del espacio.

El sistema de coordenadas utilizado habitualmente en antenas es el esférico. Para especificar una dirección del espacio se utilizan los dos ángulos  $\theta$ ,  $\phi$ . En este sistema de coordenadas (Fig. 1.1) se definen los vectores unitarios  $\hat{r}$ ,  $\hat{\theta}$ ,  $\hat{\phi}$ , que forman una base ortogonal. La orientación de los vectores se determina mediante la intersección de una esfera de radio  $r$ , un cono de ángulo  $\theta$  y un semiplano que pasa por el eje  $z$ .

La onda electromagnética radiada se compone de un campo eléctrico  $\vec{E}$  (V/m) y uno magnético  $\vec{H}$  (A/m); ambos son magnitudes vectoriales y están ligados por las ecuaciones de Maxwell.

A partir de los valores eficaces de los campos se obtiene la densidad de flujo por unidad de superficie mediante

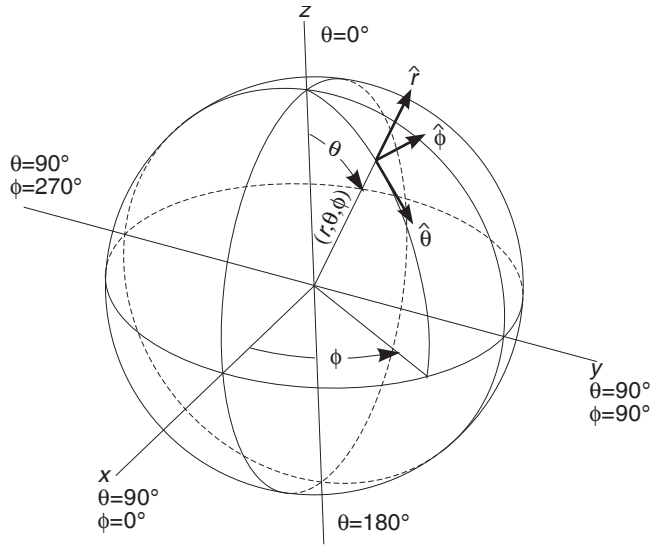


Fig. 1.1 Sistema de coordenadas esférico

$$\bar{\rho}(\theta, \phi) = \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) \quad \text{W/m}^2 \quad (1.4)$$

19

donde se ha supuesto para los campos una variación temporal armónica y los símbolos  $*$ ,  $\text{Re}$  y  $\times$  denotan el complejo conjugado, la parte real y el producto vectorial.

Para los campos radiados, los módulos del campo eléctrico y del campo magnético están relacionados por la impedancia característica del medio  $\eta$ , que en el vacío vale  $120\pi \Omega$ .

Por lo tanto, la *densidad de potencia radiada* también se puede calcular a partir de las componentes transversales del campo eléctrico

$$\rho(\theta, \phi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}{\eta} \quad (1.5)$$

La potencia total radiada se puede obtener como la integral de la densidad de potencia en una superficie esférica que encierre a la antena

$$P_r = \iint_S \bar{\rho}(\theta, \phi) \cdot d\vec{s} \quad (1.6)$$

La *intensidad de radiación* es la potencia radiada por unidad de ángulo sólido en una determinada dirección; sus unidades son vatios por estereorradián y a grandes distancias tiene la propiedad de ser independiente de la distancia a la que se encuentre la antena.

La relación entre la intensidad de radiación y la densidad de potencia radiada es

$$K(\theta, \phi) = \rho(\theta, \phi) r^2 \quad (1.7)$$

y la potencia total radiada también se puede calcular integrando la intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio

$$P_r = \iint_{4\pi} K(\theta, \phi) d\Omega \quad (1.8)$$

al ser el diferencial de ángulo sólido en coordenadas esféricas

$$d\Omega = ds/r^2 = \sin\theta d\theta d\phi \quad (1.9)$$

### 1.2.3 Diagrama de Radiación

Un diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades de radiación de la antena, en función de las distintas direcciones del espacio, a una distancia fija. Normalmente se empleará un sistema de coordenadas esféricas. Con la antena situada en el origen y manteniendo constante la distancia se expresará el campo eléctrico en función de las variables angulares  $(\theta, \phi)$ . Como el campo es una magnitud vectorial, habrá que determinar en cada punto de la esfera de radio constante el valor de dos componentes ortogonales, habitualmente según  $\hat{\theta}$  y  $\hat{\phi}$ .

Como el campo magnético se deriva directamente del eléctrico, la representación podría realizarse a partir de cualquiera de los dos, siendo norma habitual que los diagramas se refieran al campo eléctrico.

La densidad de potencia es proporcional al cuadrado del módulo del campo eléctrico, por lo que la representación gráfica de un diagrama de potencia contiene la misma información que un diagrama de radiación de campo.

En determinadas circunstancias puede ser necesaria la representación gráfica de la fase de  $E(\theta, \phi)$ , además de la amplitud de las dos componentes. Dicha representación se denomina el diagrama de fase de la antena.

Al observar a gran distancia una antena, se vería su radiación como si proviniera de un punto, es decir, los frentes de onda serían esféricos. A este punto, centro de curvatura de las superficies de fase constante, se le denomina el *centro de fase* de la antena.

El diagrama de radiación se puede representar en forma tridimensional utilizando técnicas gráficas diversas, como las curvas de nivel o el dibujo en perspectiva. La figura 1.2 muestra el diagrama tridimensional de una antena y los planos E y H. Los niveles se expresan en decibelios respecto al máximo de radiación.

Para antenas linealmente polarizadas se define el *plano E* como el que forma la dirección de máxima radiación y el campo eléctrico en dicha dirección. Análogamente, el *plano H* es el formado por la dirección de máxima radiación y el campo magnético en dicha dirección. Ambos planos son perpendiculares y su intersección determina una línea que define la dirección de máxima radiación de la antena.

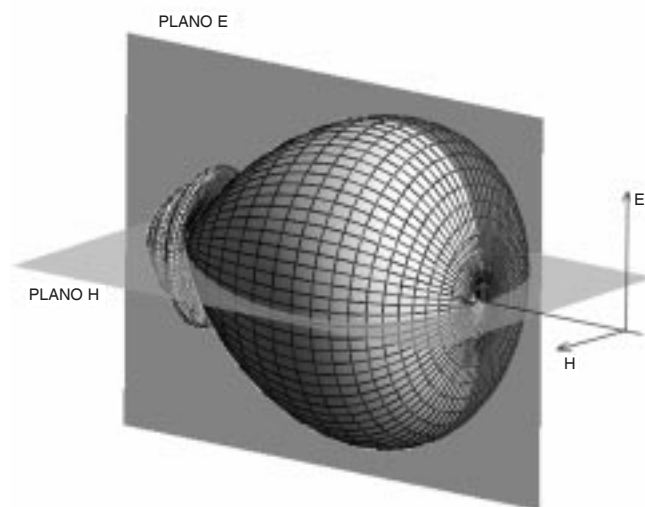


Fig. 1.2 Diagrama de radiación tridimensional

Si bien la información de la radiación es tridimensional, puede ser de interés, y en muchos casos suficiente, representar un corte del diagrama. Los cortes pueden hacerse de infinitas formas. Los más habituales son los que siguen los meridianos en una hipotética esfera (cortes para  $\phi$  constante) o los paralelos (cortes con  $\theta$  constante). La información de todos los cortes del diagrama es excesiva, por lo que se recurre a representar dicha información sólo en los planos principales.

Los cortes bidimensionales del diagrama de radiación se pueden representar en coordenadas polares o cartesianas. En el primer caso el ángulo en el diagrama polar representa la dirección del espacio, mientras que el radio representa la intensidad del campo eléctrico o la densidad de potencia radiada. En coordenadas cartesianas se representa el ángulo en abscisas y el campo o la densidad de potencia en ordenadas.

La representación en coordenadas cartesianas permite observar los detalles en antenas muy directivas, mientras que el diagrama polar suministra una información más clara de la distribución de la potencia en las diferentes direcciones del espacio. Las figuras 1.3 y 1.4 muestran ejemplos de ambas representaciones.

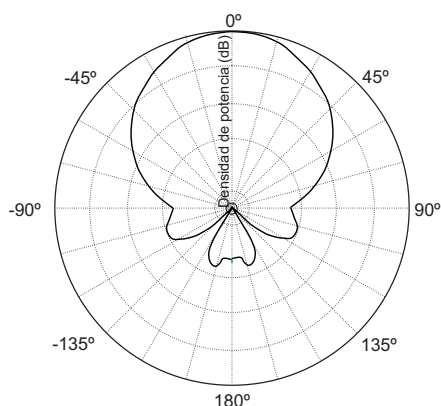


Fig. 1.3 Diagrama de radiación en coordenadas polares

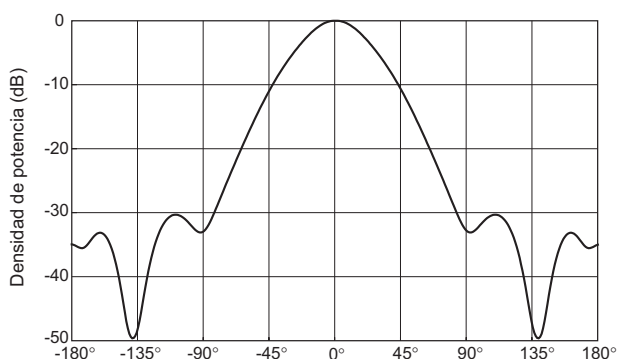


Fig. 1.4 Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas

El campo se puede representar de forma absoluta o relativa, normalizando el valor máximo a la unidad. También es bastante habitual la representación del diagrama con la escala en decibelios. El máximo del diagrama de radiación es cero decibelios y en las restantes direcciones del espacio los valores en dB son negativos. Es importante tener en cuenta que los diagramas de campo y de potencia son idénticos cuando la escala está en decibelios.

En un diagrama de radiación típico, como los mostrados en las figuras anteriores, se aprecia una zona en la que la radiación es máxima, a la que se denomina *haz principal* o *lóbulo principal*. Las zonas que rodean a los máximos de menor amplitud se denominan *lóbulos laterales* y al lóbulo lateral de mayor amplitud se denomina *lóbulo secundario*. A continuación se definen una serie de parámetros importantes del diagrama.

El *ancho de haz a -3 dB* ( $\Delta\theta_{-3dB}$ ) es la separación angular de las direcciones en las que el diagrama de radiación de potencia toma el valor mitad del máximo. En el diagrama de campo es la excursión angular entre las direcciones en las que el valor del campo ha caído a 0,707 el valor del máximo.

El *ancho de haz entre ceros* ( $\Delta\theta_0$ ) es la separación angular de las direcciones del espacio en las que el lóbulo principal toma un valor mínimo.

La *relación de lóbulo principal a secundario (NLPS)* es el cociente, expresado en dB, entre el valor del diagrama en la dirección de máxima radiación y en la dirección del máximo del lóbulo secundario. Normalmente, dicha relación se refiere al lóbulo secundario de mayor amplitud, que suele ser adyacente al lóbulo principal.

La *relación delante-atrás (D/A)* es el cociente, también en dB, entre el valor del diagrama en la dirección del máximo y el valor en la dirección diametralmente opuesta.

Si un diagrama de radiación presenta simetría de revolución en torno a un eje se dice que la antena es *omnidireccional*. Toda la información contenida en el diagrama tridimensional puede representarse en un único corte que contenga al eje.

Se denomina antena *isótropa* a una antena ideal que radie la misma intensidad de radiación en todas las direcciones del espacio. Aunque no existe ninguna antena de estas características, es de gran utilidad para definir los parámetros de la siguiente sección.

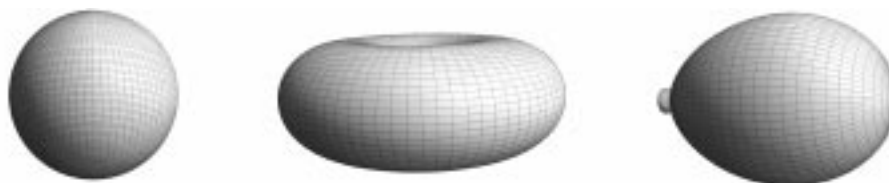


Fig. 1.5 Diagramas de radiación isótropo, omnidireccional y directivo.

## 1.2.4 Directividad

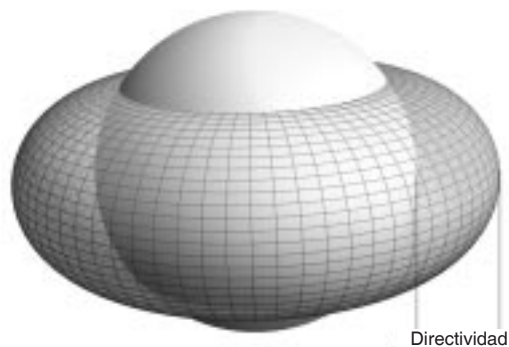


Fig. 1.6 Directividad

La directividad  $D$  de una antena se define como la relación entre la densidad de potencia radiada en una dirección, a una distancia dada, y la densidad de potencia que radiaría a esa misma distancia una antena isótropa que radiase la misma potencia que la antena

$$D(\theta, \phi) = \frac{\rho(\theta, \phi)}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (1.10)$$

Si no se especifica la dirección angular, se sobreentiende que la directividad se refiere a la dirección de máxima radiación

$$D = \frac{\rho_{\text{máx}}}{P_r / (4\pi r^2)} \quad (1.11)$$

### Ejemplo 1.1 Directividad de un dipolo elemental

Un dipolo eléctricamente pequeño tiene un diagrama de radiación

$$\rho(\theta, \phi) = \rho_{\text{máx}} \sin^2 \theta \quad (1.12)$$

la potencia total radiada se calculará integrando la densidad de potencia en todas las direcciones del espacio

$$P_r = \iint_{4\pi} \phi_{m\acute{a}x} \sin^2 \theta r^2 \sin \theta d\theta d\phi = \phi_{m\acute{a}x} r^2 2\pi \frac{4}{3} \quad (1.13)$$

Sustituyendo este valor en la definición de la directividad se obtiene  $D = 3/2$ .

La directividad se puede obtener, en general, a partir del conocimiento del diagrama de radiación de la antena. Si se define el diagrama normalizado mediante

$$t(\theta, \phi) = \frac{\phi(\theta, \phi)}{\phi_{m\acute{a}x}} = \frac{K(\theta, \phi)}{K_{m\acute{a}x}} \quad (1.14)$$

la expresión de la directividad puede escribirse en la forma

$$D = \frac{4\pi}{\iint_{4\pi} t(\theta, \phi) d\Omega} = \frac{4\pi}{\Omega_e} \quad (1.15)$$

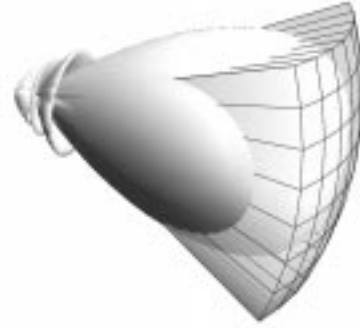


Fig. 1.7 Estimación de la directividad a partir del ángulo sólido equivalente

donde  $\Omega_e$  se define como el ángulo sólido equivalente.

Para una antena que tuviera un diagrama de radiación uniforme en un cierto ángulo sólido y cero fuera de él,  $\Omega_e$  en este caso sería igual al ángulo sólido en el que la antena está radiando. Una antena isótropa tiene directividad uno; si radiara uniformemente en un hemisferio, su directividad valdría 2, y si lo hiciera en un octante sería 8.

En antenas directivas, con un sólo lóbulo principal y lóbulos secundarios de valores reducidos, se puede tener una estimación de la directividad considerando que se produce radiación uniforme en un ángulo sólido definido por los anchos de haz a -3 dB en los dos planos principales del diagrama de radiación ( $\Delta\theta_1 \cdot \Delta\theta_2$ )

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_e} = \frac{4\pi}{\Delta\theta_1 \cdot \Delta\theta_2} \quad (1.16)$$

Si el haz tuviera una extensión angular de  $2^\circ \times 2^\circ$ , la directividad valdría aproximadamente 10.000. Como la directividad es una relación de potencias, es habitual expresarla en decibelios, y en este caso tendríamos un valor de 40 dB.

Conocida la directividad máxima  $D$  y el diagrama de radiación normalizado  $t(\theta, \phi)$ , la directividad en cualquier dirección se obtiene directamente del producto de ambos

$$D(\theta, \phi) = D t(\theta, \phi) \quad (1.17)$$

Un segundo parámetro directamente relacionado con la directividad es la *ganancia* de la antena  $G$ . Su definición es semejante, pero la comparación no se establece con la potencia radiada, sino con la entregada a la antena. Ello permite tener en cuenta las posibles pérdidas en la antena, ya que entonces no toda la potencia entregada es radiada al espacio. La ganancia y la directividad están relacionadas, en consecuencia, por la eficiencia de la antena.

$$G(\theta, \phi) = \frac{\frac{P_{\text{radiada}}}{4\pi r^2}(\theta, \phi)}{\frac{P_{\text{entregada}}}{4\pi r^2}} = \frac{P_{\text{radiada}}}{P_{\text{entregada}}} \frac{\frac{P_{\text{radiada}}}{4\pi r^2}(\theta, \phi)}{\frac{P_{\text{radiada}}}{4\pi r^2}} = \eta_l D(\theta, \phi) \quad (1.18)$$

Si la antena no posee pérdidas, cosa habitual a altas frecuencias, ambos parámetros son equivalentes.

### 1.2.5 Polarización

Hasta ahora hemos analizado la radiación de la antena partiendo de la densidad de potencia o de la intensidad de campo radiado, pero en cada punto del espacio existirá un vector de campo  $\vec{E}(\vec{r}, t)$ , función de la posición y del tiempo. La polarización es una indicación de la orientación del vector de campo en un punto fijo del espacio al transcurrir el tiempo.

La polarización de una antena en una dirección es la de la onda radiada por ella en esa dirección. La polarización de una onda es la figura geométrica descrita, al transcurrir el tiempo, por el extremo del vector campo eléctrico en un punto fijo del espacio en el plano perpendicular a la dirección de propagación. Para ondas con variación temporal sinusoidal esa figura es en general una elipse, pero hay dos casos particulares de interés: si la figura trazada es un segmento, la onda se denomina linealmente polarizada y si es un círculo, circularmente polarizada.

El sentido de giro del campo eléctrico, tanto en las ondas circularmente polarizadas como en las elípticas, se dice que es a derechas si sigue el convenio de avance en la dirección de propagación, o bien si al alejarse la onda de un observador, éste ve rotar el campo en el sentido de las agujas de un reloj, y a izquierdas si es el sentido contrario.

Se define la relación axial de una onda elípticamente polarizada como la relación entre los ejes mayor y menor de la elipse. Toma valores comprendidos entre uno e infinito.

Los campos, representados en notación compleja o fasorial, permiten determinar la variación temporal a partir de cada una de las componentes ortogonales a la dirección de propagación.

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re} \left[ \vec{E}(\vec{r}) e^{j\omega t} \right] \quad (1.19)$$

Por sencillez, los ejemplos que se citan a continuación se refieren a ondas que se propagan en la dirección del eje  $z$  y tienen componentes cartesianas  $x$  e  $y$ .

Los tres campos siguientes poseen polarizaciones lineales

$$\begin{aligned} \vec{E} &= \hat{x} e^{j(\omega t - kz)} \\ \vec{E} &= 2\hat{y} e^{j(\omega t - kz)} \\ \vec{E} &= (\hat{x} + 0,5\hat{y}) e^{j(\omega t - kz)} \end{aligned} \quad (1.20)$$

donde  $k$  es el número de onda, que vale  $k = \omega \sqrt{\mu\epsilon} = 2\pi / \lambda$ .

Representan campos con polarización circular, el primero a izquierdas y el segundo a derechas

$$\begin{aligned} \vec{E} &= (\hat{x} + j\hat{y}) e^{j(\omega t - kz)} \\ \vec{E} &= (\hat{x} - j\hat{y}) e^{j(\omega t - kz)} \end{aligned} \quad (1.21)$$

y finalmente corresponden a polarizaciones elípticas

$$\begin{aligned}\vec{E} &= (\hat{x} + j0,5\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \\ \vec{E} &= (\hat{x} + (1+j)\hat{y})e^{j(\omega t - kz)}\end{aligned}\quad (1.22)$$

Obsérvese que se produce una polarización lineal cuando las fases de las dos componentes ortogonales del campo eléctrico son iguales o difieren en un número entero de  $\pi$  radianes. Se produce polarización circular cuando las amplitudes de ambas componentes son iguales y sus fases se diferencian en  $\pi/2$  o  $3\pi/2$  radianes. En los demás casos la polarización es elíptica.

Cualquier onda se puede descomponer en dos polarizaciones lineales ortogonales, sin más que proyectar el campo eléctrico sobre vectores unitarios orientados según esas direcciones. Aplicando el mismo principio, cualquier onda puede descomponerse en dos ondas polarizadas circularmente a izquierdas y derechas. Por ejemplo, una onda polarizada elípticamente de 6 dB de relación axial tendría la forma

$$\vec{E} = (\hat{x} + j0,5\hat{y})e^{j(\omega t - kz)} \quad (1.23)$$

y puede considerarse como la superposición de dos ondas linealmente polarizadas de amplitudes 1 y 0,5. Los ejes de la elipse de polarización coinciden con los ejes coordenados y la relación axial es 2 ( $20 \log 2 = 6$  dB). La expresión del campo puede reescribirse como superposición de dos ondas circularmente polarizadas

$$\vec{E} = \left( A \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}} + B \frac{\hat{x} - j\hat{y}}{\sqrt{2}} \right) e^{j(\omega t - kz)} \quad (1.24)$$

Identificando los coeficientes se obtienen las amplitudes de las ondas y resulta

$$A = 0,75\sqrt{2} \quad B = 0,25\sqrt{2} \quad (1.25)$$

donde predomina la polarización circular a izquierdas.

La radiación de una antena en una polarización especificada se denomina polarización de referencia o copolar, mientras que a la radiación en la polarización ortogonal se la conoce como polarización cruzada o contrapolar (“crosspolar” en inglés). En el ejemplo anterior, si se define el sentido copolar como el circular a izquierdas, la onda elíptica dada contiene también polarización cruzada, campo polarizado circularmente a derechas. El cociente de las potencias contenidas en ambas polarizaciones es una medida de la pureza de polarización y se conoce como la discriminación de polarización cruzada. En este ejemplo vale  $20 \log A/B = 9,5$  dB.

### 1.2.6 Ancho de banda

Todas las antenas, debido a su geometría finita, están limitadas a operar satisfactoriamente en una banda o margen de frecuencias. Este intervalo de frecuencias, en el que un parámetro de antena determinada no sobrepasa unos límites prefijados, se conoce como el ancho de banda de la antena.

El ancho de banda (BW) se puede especificar como la relación entre el margen de frecuencias en que se cumplen las especificaciones y la frecuencia central. Dicha relación se suele expresar en forma de porcentaje.

$$BW = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_o} \quad (1.26)$$

En antenas de banda ancha se suele especificar en la forma

$$BW = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} : 1 \quad (1.27)$$

El ancho de banda de la antena lo impondrá el sistema del que forme parte y afectará al parámetro más sensible o crítico de la aplicación. Para su especificación los parámetros pueden dividirse en dos grupos, según se relacionen con el diagrama o con la impedancia. En el primero de ellos tendremos la directividad, la pureza de polarización, el ancho de haz, el nivel de lóbulo principal a secundario y la dirección de máxima radiación. En el segundo, la impedancia de la antena, el coeficiente de reflexión y la relación de onda estacionaria.

El coeficiente de reflexión de la antena respecto a la línea de transmisión o generador es

$$\rho = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (1.28)$$

La relación de onda estacionaria se puede calcular a partir del coeficiente de reflexión

$$S = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (1.29)$$

Las antenas de banda estrecha se pueden modelar con un circuito resonante serie, con una expresión de la impedancia de entrada de la forma

$$Z_a = R_a + jX_a = R_a (1 + jQv) \quad (1.30)$$

Q es el factor de calidad del circuito y

$$v = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \quad (1.31)$$

Si se especifica como ancho de banda el margen de frecuencias donde la relación de onda estacionaria es menor que un determinado valor S, a partir de las ecuaciones anteriores se puede deducir que

$$BW = \frac{1}{Q} \sqrt{\left( \frac{Z_0}{R_a} S - 1 \right) \left( S - \frac{Z_0}{R_a} \right)} \quad (1.32)$$

Cuando la resistencia de la antena coincide con la impedancia característica de la línea de transmisión, el ancho de banda se puede expresar como

$$BW = \frac{1}{Q} \frac{S - 1}{\sqrt{S}} \quad (1.33)$$

### 1.3 Parámetros de antenas en recepción

Una antena capta de una onda incidente sobre ella parte de la potencia que transporta y la transfiere al receptor. La antena actúa como un sensor e interacciona con la onda y con el receptor, dando origen a una familia de parámetros asociados con la conexión circuital a éste y a otra vinculada a la interacción electromagnética con la onda incidente.

#### 1.3.1 Adaptación

La impedancia de una antena receptora es la misma que la impedancia de dicha antena actuando como transmisora.

En recepción, la antena se conecta a una línea de transmisión o bien directamente a un receptor. Para que haya máxima transferencia de potencia, la impedancia de la antena  $Z_a = R_a + jX_a$  y la impedancia de carga  $Z_L = R_L + jX_L$  deben ser complejas conjugadas  $Z_L = Z_a^*$ . En este caso

$$P_{L\max} = \frac{|V_{ca}|^2}{4R_a} \quad (1.34)$$

En general si no hay adaptación tendremos

$$P_L = P_{L\max} C_a = P_{L\max} (1 - |\rho|^2) \quad (1.35)$$

Donde  $C_a$  es el coeficiente de desadaptación, que se puede calcular a partir (1.35) y (1.28)

$$C_a = \frac{4R_a R_L}{(R_a + R_L)^2 + (X_a + X_L)^2} \quad (1.36)$$

#### 1.3.2 Área y longitud efectiva

La antena extrae potencia del frente de onda incidente, por lo que presenta una cierta área de captación o área efectiva  $A_{ef}$ , definida como la relación entre la potencia que entrega la antena a su carga (supuesta para esta definición sin pérdidas y adaptada a la carga) y la densidad de potencia de la onda incidente

$$A_{ef} = \frac{P_L}{\phi} \quad (1.37)$$

que representa físicamente la porción del frente de onda que la antena ha de interceptar y drenar de él toda la potencia contenida hacia la carga.

La definición anterior lleva implícita la dependencia del área efectiva con la impedancia de carga, la adaptación y la polarización de la onda. Si sustituimos (1.34) en (1.37) y tenemos en cuenta que  $\phi = |E|^2 / \eta$ , resulta

$$A_{ef} = \frac{|V_{ca}|^2}{4R_a \phi} = \frac{|V_{ca}|^2 \eta}{|E|^2 4R_a} = \frac{\ell_{ef}^2 \eta}{4R_a} \quad (1.38)$$

donde se ha introducido un nuevo parámetro, la *longitud efectiva*  $\ell_{ef}$ , mediante la relación entre la tensión inducida en circuito abierto en bornes de la antena y la intensidad del campo incidente en la onda

$$\ell_{ef} = \frac{|V_{ca}|}{|E|} \quad (1.39)$$

De nuevo esta definición lleva implícita una dependencia con la polarización de la onda. La longitud y el área efectiva están definidas a partir de magnitudes eléctricas y no coinciden necesariamente con las dimensiones reales de las antenas, si bien en algunos tipos de ellas guardan una relación directa. El área y la longitud efectiva se han definido para la dirección en la que la antena receptora capta máxima señal. El área efectiva dependerá de la dirección angular en la que incidan las ondas, de una forma similar a la directividad

$$A_{ef}(\theta, \phi) = A_{ef} t(\theta, \phi) \quad (1.40)$$

La longitud efectiva también variará proporcionalmente al diagrama de radiación del campo.

$$\ell_{ef}(\theta, \phi) = \ell_{ef} \sqrt{t(\theta, \phi)} \quad (1.41)$$

## 1.4 Ecuación de transmisión

28

En un sistema de comunicaciones ha de establecerse el balance de potencia entre el transmisor y el receptor, ya que el mínimo nivel de señal detectable en este último fija la potencia mínima que ha de suministrar el primero.

Si la antena transmisora radiara isotrópamente una potencia  $P_r$ , estaríamos enviando señal por igual en todas las direcciones del espacio. Si consideramos inicialmente que el medio donde se propaga la onda no posee pérdidas, no se producirá absorción de energía en él y la potencia que atraviesa cualquier superficie esférica centrada en la antena será constante. La densidad de potencia será inversamente proporcional al cuadrado de la distancia  $r$  a la antena y vendrá dada por

$$\rho = \frac{P_r}{4\pi r^2} \quad (1.42)$$

Una implicación importante de esta ley es que al doblar la distancia la densidad de potencia se reduce a la cuarta parte o en 6 dB. Si estamos muy alejados de la antena, la pérdida por kilómetro puede resultar muy reducida, a diferencia de las líneas de transmisión donde es una magnitud constante por kilómetro. Este es un fenómeno bien conocido; tanto en antenas como en fuentes sonoras, el decaimiento de la señal por unidad de longitud es rápido en la vecindad del foco y lento en la lejanía.

Como la densidad de potencia es proporcional al cuadrado de la intensidad de campo, tenemos también que los campos radiados por antenas decrecerán inversamente con la distancia.

Las antenas no son en la realidad isotrópicas, concentran energía en ciertas direcciones. La densidad de potencia en este caso se obtendrá multiplicando la que habría producido una antena isotrópica por la directividad, con lo que resultará

$$\rho(\theta, \phi) = \frac{P_r}{4\pi r^2} D(\theta, \phi) = \frac{P_e}{4\pi r^2} G(\theta, \phi) \quad (1.43)$$

Al producto de la potencia radiada por una antena por la directividad, o de la potencia entregada por la ganancia, se le denomina potencia isotrópica radiada equivalente, PIRE, y suele expresarse en dBW (decibelios sobre una potencia de referencia de 1 W)

$$PIRE = P_r D = P_e G \quad (1.44)$$

Para dos antenas separadas una distancia  $r$ , conectadas a sus correspondientes transmisor y receptor, como se indica en la figura 1.8, la ecuación de transmisión de Friis establece la relación entre la potencia recibida y la radiada.

La potencia que la antena receptora entregará a su carga adaptada vale

$$P_L = \frac{P_r}{4\pi r^2} D_T A_{efR} \quad (1.45)$$

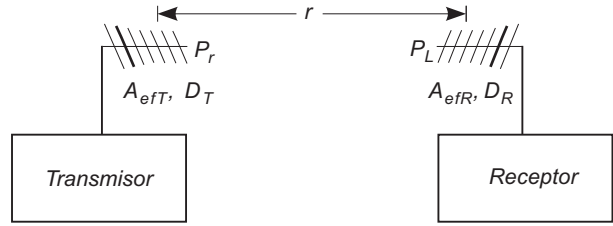


Fig. 1.8 Balance de potencia entre dos antenas

La relación entre la potencia recibida y la radiada se denomina pérdida de transmisión entre las antenas, y se acostumbra a indicar en decibelios.

Por ejemplo, si se radia una potencia de 1 kW con una antena de directividad 3 dB y se recibe a una distancia de 10 km con una antena de 1 m<sup>2</sup> de área efectiva, si no se consideran las pérdidas ni las desadaptaciones, de la expresión (1.45) resulta una potencia recibida de valor 1,6·10<sup>-6</sup> vatios y una pérdida de transmisión de 88 dB.

Si las antenas no estuvieran adaptadas habría que introducir en esta expresión los coeficientes de desadaptación  $C_a$  del transmisor y del receptor. Si el medio de propagación introduce pérdidas, habrá que contabilizarlas mediante un factor multiplicativo  $C_m$  de pérdidas en el medio. Asimismo, habrá que tener en cuenta que la potencia captada dependerá no sólo de la densidad de potencia incidente, sino también de la polarización de la onda, por lo que aparecerá un coeficiente de polarización  $C_p$ .

Este coeficiente de desacople de polarización se define como la relación entre la potencia recibida por la antena cuando incide sobre ella una onda plana de polarización conocida y la que recibiría la misma antena al incidir sobre ella una onda plana con la misma dirección de propagación y densidad de potencia, pero cuyo estado de polarización sea tal que se maximice la potencia recibida (adaptación de polarización). Tal y como se demuestra en la sección 3.6.3, vale el cuadrado del módulo del producto escalar del vector de polarización  $\hat{e}_t$  que define la polarización de la antena y el vector  $\hat{e}_r$  de la onda recibida

$$C_p = |\hat{e}_t \cdot \hat{e}_r|^2 \quad (1.46)$$

Así, por ejemplo, una antena polarizada circularmente a derechas, situada en el plano xy, con máximo de radiación en la dirección del eje z positivo, está caracterizada por un vector unitario de polarización en esa dirección

$$\hat{e}_t = \frac{\hat{x} - j\hat{y}}{\sqrt{2}} \quad (1.47)$$

Si sobre esta antena incide una onda plana polarizada circularmente a derechas (sentido de propagación según z decrecientes), es decir, con un vector unitario de polarización

$$\hat{e}_r = \frac{\hat{x} + j\hat{y}}{\sqrt{2}} \quad (1.48)$$

se obtiene un coeficiente de desacoplo  $C_p=1$ , y se dice en este caso que existe adaptación de polarización.

Por el contrario, si la onda recibida está polarizada circularmente a izquierdas

$$\hat{e}_r = \frac{\hat{x} - j\hat{y}}{\sqrt{2}} \quad (1.49)$$

se tiene una desadaptación total,  $C_p = 0$ , resultante de la ortogonalidad de ambas polarizaciones.

Finalmente, si incide una onda linealmente polarizada

$$\hat{e}_r = \hat{x} \quad (1.50)$$

se obtiene un valor  $C_p = 1/2$  o una “pérdida” por desadaptación de polarización de 3 dB. En este caso la antena sólo interacciona con una de las dos componentes ortogonales de polarización en que puede descomponerse la onda incidente y puede decirse que sólo ve la mitad de la densidad de potencia transportada por la onda.

Para caracterizar la polarización de una antena se utiliza su respuesta a una onda incidente linealmente polarizada, cuya dirección de polarización rota alrededor de la dirección de propagación. La representación de la respuesta de la antena en función de ese ángulo de rotación recibe el nombre de diagrama de polarización. Un esquema de medida de este diagrama y su forma para el caso de una antena linealmente polarizada se representa en la figura 1.9.

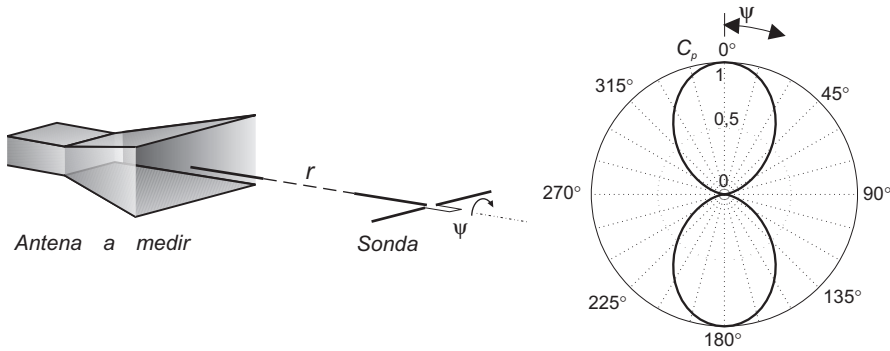


Fig. 1.9 Esquema de medida del diagrama de polarización (izquierda) y su representación (derecha)

Existe una relación entre la directividad y el área efectiva de cualquier antena, que se demostrará posteriormente en la sección 3.6.2, y que permite reescribir la ecuación (1.45) en términos de la directividad que tendría la antena receptora si actuara como transmisora

$$\frac{A_{ef}}{D} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (1.51)$$

resultando entonces

$$\frac{P_L}{P_r} = \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 D_T D_R \quad (1.52)$$

El término  $(\lambda/4\pi r)^2$  se denomina pérdida de transmisión en el espacio libre  $L_0$  y se corresponde con la pérdida de transmisión entre antenas isotropas. Toma, en decibelios, un valor

$$L_o = 20 \log \left( \frac{4\pi r}{\lambda} \right) = 22 + 20 \log \left( \frac{r}{\lambda} \right) = 32,5 + 20 \log f_{(\text{MHz})} + 20 \log r_{(\text{km})} \quad (1.53)$$

En general se tiene

$$\frac{P_L}{P_r} = -L_o + D_T + D_R - L \quad (\text{dB}) \quad (1.54)$$

donde todos los términos han de calcularse en decibelios y L engloba todos los factores de desadaptación en las antenas y las pérdidas.

Desde el punto de vista del cómputo del balance de potencia en sistemas de comunicaciones, es conveniente referir la potencia recibida,  $P_R$ , a la potencia transmitida,  $P_T$ , entendida en este caso como la entregada a la antena. La ecuación de transmisión resultante se escribe en términos de las ganancias de las antenas y en el factor de pérdidas  $L'$  no se han de contabilizar las pérdidas en las antenas, por estar ya incluidas en las ganancias

$$\frac{P_R}{P_T} = -L_o + G_T + G_R - L' \quad (\text{dB}) \quad (1.55)$$

#### 1.4.1 Ecuación del radar

Un caso particular de ecuación de transmisión es el cálculo de la potencia reflejada por un blanco que capta una antena de radar. En el caso de un radar biestático, aquel en que el receptor está situado en una posición distinta a la del transmisor, se tiene la situación esquematizada en la figura 1.10.

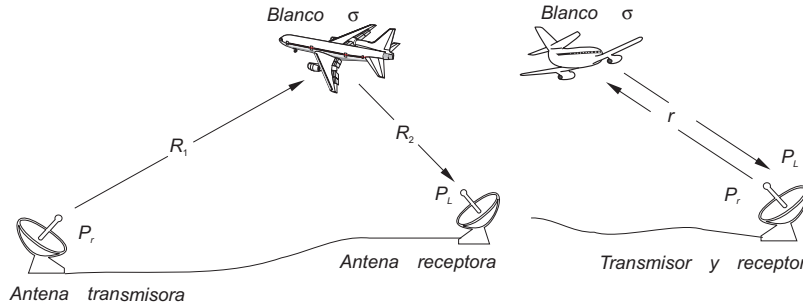


Fig. 1.10 Esquema de un radar biestático (izquierda) y monoestático (derecha)

Sobre el blanco, situado a una distancia  $R_1$  del transmisor, incide una onda. La potencia captada por el blanco es

$$P_{\text{blanco}} = \frac{P_r}{4\pi R_1^2} D_T A_{\text{blanco}} \quad (1.56)$$

Dicha potencia se rerradia hacia el receptor, que está separado una distancia  $R_2$  del blanco. La potencia captada será

$$P_L = P_{\text{blanco}} D_{\text{blanco}} \frac{1}{4\pi R_2^2} A_{\text{efR}} \quad (1.57)$$

Se define la sección recta radar  $\sigma$  como el producto de los parámetros en recepción y transmisión del blanco. Es un parámetro que depende de los ángulos de incidencia y transmisión y que tiene dimensiones de área

$$\sigma = A_{\text{blanco}} D_{\text{blanco}} \quad (1.58)$$

Con lo que la ecuación del radar resultará

$$\frac{P_L}{P_r} = \frac{\sigma D_T D_R}{4 \pi} \left[ \frac{\lambda}{4 \pi R_1 R_2} \right]^2 \quad (1.59)$$

En el caso monoestático la antena receptora es la misma que la transmisora y  $R_1 = R_2 = r$ , y resulta

$$\frac{P_L}{P_r} = \frac{\sigma D^2 \lambda^2}{(4 \pi)^3 r^4} \quad (1.60)$$

Donde se aprecia para el alcance de un radar una dependencia con la cuarta potencia de la distancia al blanco. En un radar es necesario emitir altas potencias, y tener una gran sensibilidad en el receptor. Dicho receptor puede ser cegado por una señal de alta potencia, distinta de la transmitida.

La sección recta de un blanco depende de su forma y de sus dimensiones. Una esfera tiene una sección recta radar que coincide con el área de un corte diametral, dado que radia por igual en todas las direcciones.

$$\sigma_{\text{esfera}} = A_{\text{esfera}} D_{\text{esfera}} = \pi a^2 \quad (1.61)$$

32

Una placa plana tiene una sección recta que es máxima en la dirección de la reflexión especular, la potencia captada es proporcional al área, y la rerradiación es directiva

$$\sigma_{\text{placa}} = A_{\text{placa}} D_{\text{placa}} = A_{\text{placa}} \left( A_{\text{placa}} \frac{4\pi}{\lambda^2} \right) \quad (1.62)$$

La sección recta de un blanco complejo, como puede ser un avión, un barco, un automóvil o un edificio, presenta una complicada dependencia con la frecuencia, la forma, la orientación o el material de que está construido. A título orientativo, a frecuencias de microondas (banda X) una avioneta puede poseer una sección recta del orden de 1 m<sup>2</sup>, un automóvil de unos 100 m<sup>2</sup>, un jumbo 10.000 m<sup>2</sup> y un mercante de gran tonelaje 1.000.000 m<sup>2</sup>. En el otro extremo, un hombre presenta una sección recta de 1 m<sup>2</sup>, un pájaro 0,01 m<sup>2</sup> y un insecto 0,00001 m<sup>2</sup>.

## 1.5 Temperatura de ruido de antena

Una antena recibe, además de señal, ruido. A la potencia de ruido disponible en los terminales de una antena receptora se le asocia una temperatura de ruido de la antena  $T_a$ , entendida como la temperatura a la que tendría que estar una resistencia para producir una potencia de ruido igual, es decir

$$P_N = \frac{V_N^2}{4 R} = k T_a B \quad (1.63)$$

donde  $P_N$  es la potencia de ruido disponible en bornes de la antena,  $B$  el ancho de banda,  $k=1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K la constante de Boltzmann,  $R$  la resistencia y  $V_N$  la tensión (rms) en circuito abierto.

Si la antena no tiene pérdidas óhmicas, toda la potencia de ruido proviene de fuentes externas en forma de radiación incidente de todas las direcciones del espacio, que es captada por la antena y transferida al receptor. Si nos encontrásemos en un ambiente externo que se comportase como un cuerpo negro uniforme de temperatura  $T$ , la potencia de ruido entregada por la antena a su carga adaptada vendría dada por la ley de Rayleigh-Jeans o, equivalentemente, por la relación de Nyquist  $P_N = kTB$ .

En general la antena no se encuentra en un ambiente uniforme, por lo que la potencia de ruido incidente por unidad de ángulo sólido en cada dirección del espacio,  $K_N(\theta, \phi)$ , no es constante y se puede asociar una *temperatura de brillo*  $T(\theta, \phi)$  a la fuente o al ruido incidente en una dirección.

La potencia total de ruido recibida será la suma de las intensidades de ruido incidentes ponderadas por la respuesta de la antena a cada dirección, es decir, por el área efectiva  $A_{ef}(\theta, \phi)$ . La temperatura de antena valdrá en general

$$T_a = \frac{\iint_{4\pi} T(\theta, \phi) A_{ef}(\theta, \phi) d\Omega}{\iint_{4\pi} A_{ef}(\theta, \phi) d\Omega} \quad (1.64)$$

Utilizando la relación (1.51) entre directividad y área efectiva, esta expresión también puede escribirse en función de la directividad  $D(\theta, \phi)$  de la antena si actuase como transmisora. A partir de la definición de directividad se obtiene inmediatamente que para cualquier antena

$$\iint_{4\pi} D(\theta, \phi) d\Omega = 4\pi \quad \iint_{4\pi} A_{ef}(\theta, \phi) d\Omega = \lambda^2 \quad (1.65)$$

por lo que la temperatura de antena puede obtenerse mediante cualquiera de las integrales siguientes sobre las fuentes

$$T_a = \frac{1}{4\pi} \iint_{4\pi} T(\Omega) D(\Omega) d\Omega = \frac{1}{\lambda^2} \iint_{4\pi} T(\Omega) A_{ef}(\Omega) d\Omega \quad (1.66)$$

Se comprueba que si la antena está en un ambiente uniforme  $T(\theta, \phi) = T$  la temperatura de antena toma este valor independientemente de la forma del diagrama de radiación. En el capítulo 2 se comentan las fuentes de ruido y los valores de temperatura de brillo más característicos, un compendio de los cuales se ha recogido en la figura 1.11.

La relación señal-ruido ( $S/N$ ) de una antena receptora es el cociente entre las potencias de señal y de ruido recibidas, expresado habitualmente en decibelios. En el caso ideal de antenas y medios sin pérdidas y sin desadaptaciones resulta

$$S/N = \frac{P_L}{P_N} = \frac{P_r D_T A_{efR}}{4\pi r^2 k T_a B} \quad (1.67)$$

La sensibilidad de un receptor es la relación señal-ruido mínima para que el sistema funcione correctamente y condiciona el máximo alcance de la comunicación

$$r_{m\acute{a}x} = \left( \frac{P_r D_T A_{efR}}{4\pi k T_a B (S/N)_{m\acute{i}n}} \right)^{1/2} \quad (1.68)$$

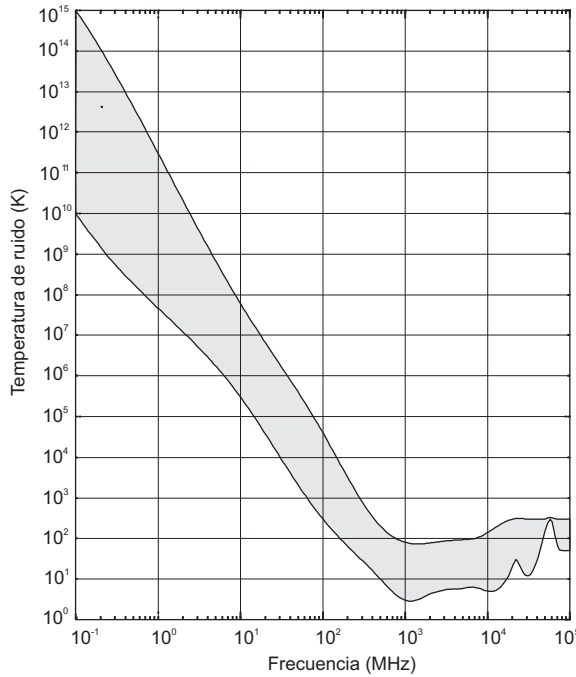


Fig. 1.11 Valores típicos de temperatura de antena

En el caso de un radar las ecuaciones son similares con la señal decreciendo con la cuarta potencia de la distancia y el alcance según la raíz cuarta.

Si la antena posee pérdidas, no entrega a su carga toda la potencia de ruido disponible, la potencia que entregaría a su carga adaptada la misma antena fabricada con materiales sin pérdidas. En este caso la potencia de ruido valdrá  $kT_a B \eta_l$ . Ahora bien, si la antena se encuentra a una temperatura ambiente  $T_{amb}$ , la resistencia de pérdidas de la antena añadirá una potencia de ruido térmico  $kT_{amb} B(1-\eta_l)$ , y resultará una potencia total de ruido

$$P_N = k T_a B \eta_l + k T_{amb} B(1 - \eta_l) \quad (1.69)$$

Comparando la relación señal-ruido para esta antena con el caso sin pérdidas  $(S/N)_o = S_a/kT_a B$ , resulta

$$S/N = (S/N)_o \frac{1}{1 + \frac{T_{amb}}{T_a} \frac{1 - \eta_l}{\eta_l}} \quad (1.70)$$

o un empeoramiento de  $10 \log \left( 1 + \frac{T_{amb}}{T_a} \frac{R_\Omega}{R_r} \right)$  dB.

Si  $T_a$  es menor o aproximadamente igual a  $T_{amb}$  la eficiencia de antena ha de ser muy próxima a uno para no tener un empeoramiento apreciable de  $S/N$ . Por el contrario, si  $T_a$  es mucho mayor que  $T_{amb}$  la antena puede ser poco eficiente y no empeorar la  $S/N$ ; esto es lo que sucede en radiodifusión en ondas medias, donde valores de  $T_a$  superiores al millón de grados kelvin son habituales y las antenas de ferrita poseen baja eficiencia.

El efecto de las pérdidas en la línea de transmisión que une la antena al receptor es exactamente el mismo que las pérdidas de la antena, y las expresiones serán semejantes sustituyendo la eficiencia de la antena por la de la línea. El receptor se caracteriza por un factor de ruido  $F$  y su temperatura equivalente  $T_e$ , relacionados mediante

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (1.71)$$

donde  $T_0 = 290$  K es la temperatura de referencia. El factor de ruido es el empeoramiento en la relación señal-ruido si la temperatura de ruido a la entrada es  $T_0$ , situación habitual en circuitos pero que no ocurre en antenas, donde  $T_a$  es prácticamente siempre diferente a la temperatura de referencia.

Las desadaptaciones de impedancia se analizan calculando a partir de las potencias de señal y ruido disponibles las potencias realmente transferidas.

**Ejemplo 1.2** Una onda de  $E_i = 19\mu\text{V/m}$  y frecuencia 2 GHz, incide sobre una antena de directividad  $D = 20$  dB y eficiencia  $\eta_l = 0,9$ . La temperatura de ruido de antena es  $T_a = 200$  K, la temperatura ambiente  $T_{amb} = 300$  K y el ancho de banda  $B=10$  MHz. La antena lleva incorporado un preamplificador de ganancia  $G_p = 20$  dB y factor de ruido  $F_p = 6$  dB, al que sigue una línea de transmisión con pérdidas de  $L = 3$  dB y un amplificador de ganancia  $G_a = 23$  dB y factor de ruido  $F_a = 10$  dB. Se obtiene a continuación la potencia de la señal y del ruido, y la relación señal-ruido a la salida del amplificador. La señal vendrá dada por la ecuación de transmisión y la ganancia total en la cadena de cuadripolos de recepción, con lo que resultará

$$S = \rho A_{ef} \eta_l G_p \frac{1}{L} G_a = 1,5 \cdot 10^{-9} \text{ W} = -58 \text{ dBm}$$

El ruido en bornes de la antena valdrá

$$N_a = k T_a B \eta_l + k T_{amb} B (1 - \eta_l) = 2,9 \cdot 10^{-14} \text{ W}$$

y le corresponderá una temperatura equivalente

$$T_a \eta_l + T_{amb} (1 - \eta_l) = 210 \text{ K}$$

A la salida del preamplificador el ruido valdrá

$$N_p = \left[ N_a + k T_0 (F_p - 1) B \right] G_p = 1,5 \cdot 10^{-11} \text{ W}$$

y a la salida de la línea

$$N_L = N_p \frac{1}{L} + k T_{amb} \left( 1 - \frac{1}{L} \right) B = 7,4 \cdot 10^{-12} \text{ W}$$

35

Finalmente, el ruido a la salida del amplificador valdrá

$$N = [N_L + k T_0 (F_a - 1) B] G_a = 1,5 \cdot 10^{-9} \text{ W} = -58 \text{ dBm}$$

que corresponde a una temperatura equivalente de ruido a la entrada (antena) de 1.250 K. La potencia de señal y de ruido a la salida son iguales, lo que significa una relación señal-ruido  $S/N=0$  dB.

## Cuestiones

- 1.1** Un dipolo, eléctricamente pequeño, radia a grandes distancias un campo de la forma  $\vec{E}(\theta, \phi) = \hat{\theta} E_0 \sin \theta$ . ¿Cuánto vale el ancho de haz a -3 dB en el plano E del diagrama de radiación?
- a) 30°                      b) 45°                      c) 60°                      d) 90°
- 1.2** El diagrama de radiación de una antena es uniforme en el sector angular  $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$ ,  $0 \leq \phi \leq \frac{\pi}{4}$  y fuera, cero. La directividad valdrá:
- a) 2                      b) 4                      c) 8                      d) 16
- 1.3** Una antena tiene un ancho de haz a -3 dB de 2° en el plano H y de 1° en el plano E. Su directividad será, aproximadamente:
- a) 43 dB                      b) 23 dB                      c) 86 dB                      d) 15 dB
- 1.4** ¿Qué directividad debe tener la antena de un satélite, en órbita geoestacionaria a 36.000 km, para que el haz principal (a -3 dB) cubra toda la tierra?
- a) 21 dB                      b) 28 dB                      c) 35 dB                      d) 42 dB
- 1.5** En una antena, cuya impedancia de entrada se sabe que es resistiva, se mide una relación de onda estacionaria  $S=2$  al conectarla a un cable de 50  $\Omega$ , ¿cuánto valdrá la resistencia de la antena?
- a) 50 o 200  $\Omega$                       b) 25 o 100  $\Omega$                       c) 35 o 125  $\Omega$                       d) 48 o 52  $\Omega$
- 1.6** Una antena de 75  $\Omega$  se conecta a un receptor de 50  $\Omega$ . ¿Cuánto valdrá el coeficiente de desadaptación?
- a) 1                      b) 0,96                      c) 0,66                      d) 0,33
- 1.7** Un dipolo resonante, que tiene una resistencia de radiación de 73  $\Omega$  y una eficiencia óhmica de 0,8, se conecta a un amplificador de impedancia de entrada 50  $\Omega$ . El coeficiente de desadaptación valdrá:
- a) 0,97                      b) 0,93                      c) 0,91                      d) 0,5
- 1.8** Un paraboloide de 41,5 dB de directividad presenta, a  $\lambda = 3$  cm, un área efectiva:
- a) 0,5 m<sup>2</sup>                      b) 0,75 m<sup>2</sup>                      c) 1 m<sup>2</sup>                      d) 1,25 m<sup>2</sup>
- 1.9** ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es válida para cualquier antena?
- a) La directividad es independiente de la frecuencia.  
 b) El área efectiva es independiente de la frecuencia.  
 c) La relación directividad-área efectiva es independiente de la frecuencia.  
 d) No es cierta ninguna de las afirmaciones anteriores.
- 1.10** Un satélite con PIRE=10 dBW, situado en órbita geoestacionaria, produce sobre tierra un campo incidente cuya amplitud en  $\mu\text{V/m}$  es:
- a) 0,48                      b) 1,52                      c) 0,02                      d) 0,15
- 1.11** Sobre un reflector parabólico de 40 dB de ganancia incide una onda con una densidad de potencia de -100 dBW/m<sup>2</sup> a 10 GHz. ¿Cuánto vale la potencia máxima transferida al receptor?
- a) -101,5 dBW                      b) -100 dBW                      c) -98 dBW                      d) -97 dBW

- 1.12** La relación axial de una onda elípticamente polarizada es 2 dB. ¿Cuál será la diferencia de señal recibida por dos antenas de igual ganancia, polarizadas circularmente a izquierdas y derechas?
- a) 3 dB                      b) 6,4 dB                      c) 18,8 dB                      d) 24,8 dB
- 1.13** El campo incidente en una antena Yagi de 15 dB de directividad es de 1 mV/m a 500 MHz. La tensión en bornes de una carga adaptada de  $75 \Omega$  es:
- a) 0,85 mV                      b) 0,42 mV                      c) 1,7 mV                      d) 1,4 V
- 1.14** ¿Cuál es la pérdida de transmisión en un vano de un radioenlace de 50 km, que funciona a 2 GHz, si la ganancia de la antena transmisora es 25 dB y la de la receptora 20 dB?
- a) 21 dB                      b) 47 dB                      c) 61 dB                      d) 87 dB
- 1.15** Un radioenlace en banda X,  $f = 10$  GHz, utiliza dos antenas de 30 dB de ganancia. La potencia transmitida es 1 W y la sensibilidad del receptor -50 dBm. El alcance máximo es:
- a) 6 km                      b) 12 km                      c) 23,9 km                      d) 47,8 km
- 1.16** La señal reflejada por un blanco pasivo de radar al doblar la distancia disminuye en:
- a) 3 dB                      b) 6 dB                      c) 12 dB                      d) 18 dB
- 1.17** En un enlace entre dos puntos en el espacio libre la relación S/N es 20 dB. Si el umbral de detección precisa de  $S/N_{\min} = 17$  dB, la distancia podrá aumentarse en un factor:
- a) 1                      b)  $\sqrt{2}$                       c) 2                      d) 4
- 1.18** La temperatura de ruido del cielo es 10 K y la de la tierra 290 K. El máximo del diagrama de radiación de una antena, que posee una directividad de 35 dB, se orienta a  $20^\circ$  de elevación. La temperatura de antena será:
- a)  $T_a < 10$  K                      b)  $10 \text{ K} < T_a < 150$  K  
c)  $150 \text{ K} < T_a < 290$  K                      d)  $290 \text{ K} < T_a$
- 1.19** La temperatura de ruido de una antena es 150 K. Si se conecta a un receptor mediante una sección de guía de ondas rectangular de 10 m de longitud, que presenta una atenuación de 0,13 dB/m y se encuentra a una temperatura ambiente de 300 K, la temperatura de ruido a la entrada del receptor será:
- a) 150 K                      b) 189 K                      c) 300 K                      d) 450 K
- 1.20** Una antena sin pérdidas, cuya temperatura de ruido es 100 K, se conecta a un amplificador de 3 dB de factor de ruido. ¿Cuál es el empeoramiento de la relación señal-ruido debido al amplificador?
- a) 1 dB                      b) 2 dB                      c) 3 dB                      d) 5,9 dB

## Problemas

- 1.1** Una antena radia un campo de la forma  $\sin(6\pi \cos \theta) / (6\pi \cos \theta)$ . Representar el diagrama de radiación en el intervalo angular  $0 \leq \theta \leq \pi$ , tanto en escala lineal como en decibelios. ¿Cuánto vale el ancho de haz a -3 dB y la relación de lóbulo principal a secundario?
- 1.2** El diagrama de radiación normalizado de una antena es de la forma  $t(\theta, \phi) = \cos^n \theta$  para  $0 \leq \theta \leq \pi/2$  y  $t(\theta, \phi) = 0$  para  $\pi/2 \leq \theta \leq \pi$ .
- Obtener la directividad de la antena.
  - Representar el diagrama de radiación para  $n = 1$  y para  $n = 2$ , en coordenadas polares. A partir del ancho de haz obtener un valor aproximado de la directividad y compararlo con el valor exacto obtenido en el apartado anterior.
- 1.3** Una emisora de Frecuencia Modulada (FM) emite a 95,5 MHz y radia una potencia de 1 kW con un sistema radiante que posee un diagrama de radiación omnidireccional en el plano horizontal y una directividad de 10 dB. A una distancia de 10 km y con visibilidad directa de la antena emisora se sitúa un receptor conectado a una antena de tipo dipolo que presenta una impedancia de  $75 \Omega$  y una longitud efectiva de 1m. Obtener la intensidad de campo eléctrico en la antena receptora, la tensión inducida en ella y la potencia que se transferiría a un receptor adaptado.
- 1.4** Calcular la potencia recibida y la relación señal-ruido en un radioenlace que funciona a 11,2 GHz con un ancho de banda de 60 MHz. La longitud del vano es de 45 km, las antenas poseen una directividad de 45 dB y las pérdidas asociadas a cada una de las antenas y a las guías de ondas que las unen con el transmisor y el receptor son de 6 dB en cada extremo. La potencia del transmisor es 10 W y el factor de ruido total del receptor es de 8 dB, la temperatura de antena es de 100 K y la temperatura ambiente es de 300 K.
- 1.5** Un radar de tráfico funciona a la frecuencia de 10,55 GHz y radia una potencia de 50 mW con una antena de 20 dB de directividad. El transmisor genera una onda continua que al incidir sobre un coche en movimiento produce un eco con la frecuencia desplazada por efecto *doppler*; el eco es batido con la frecuencia original, detectado y amplificado, de lo que resulta una medida directa de la velocidad del vehículo.
- ¿Cuál es la máxima frecuencia *doppler* del eco de un coche que se mueve a 200 km/h (supuesto el radar estático)?
  - Si la temperatura total de ruido del sistema es de 1.000 K, el ancho de banda 5 kHz, la relación señal-ruido mínima para una detección fiable es de 10 dB y la sección recta de un coche pequeño  $1 \text{ m}^2$  ¿cuál es el máximo alcance del radar?
- 1.6** Un equipo de gran utilidad en el control del tráfico aéreo es un radar secundario; es un sistema de radiolocalización que mide el tiempo empleado por un tren de pulsos para ir y venir a un blanco, pero, en lugar de depender del eco reflejado pasivamente por la estructura del avión, se emplea un transpondedor activo a bordo de la aeronave que responde a la interrogación del radar, codificando el tren de pulsos para incluir su identificación e información adicional como la altitud o señales de emergencia.
- La frecuencia de interrogación del radar es de 1.030 MHz y la de respuesta del avión es de 1.090 MHz, con un ancho de banda de señal de 5 MHz. La potencia de pico del transmisor del radar es de 1 kW

y la ganancia de su antena es de 27 dB con unos anchos de haz típicos de  $2,5^\circ$  en acimut (horizontal) y de  $12,5^\circ$  en elevación; la antena tiene un modo adicional de funcionamiento, denominado monopolso, que le permite conocer la posición del avión con una precisión en acimut de  $0,05^\circ$  y distinguir dos aviones que se encuentren a la misma distancia con una separación angular de  $0,6^\circ$ . Para el transpondedor del avión la ganancia de la antena es de 0 dB y la potencia de pico del transmisor embarcado es de 250 W. Las pérdidas de los cables, tanto en el radar como en el avión son de 3dB en cada uno de los casos. La sensibilidad del interrogador es de -82 dBm y la del transpondedor -75 dBm.

Comprobar que el sistema funciona correctamente hasta distancias de 200 millas náuticas (370 km) y obtener el margen de reserva disponible (valor en dB que la señal excede el umbral de sensibilidad).

- 1.7 Una emisora de Onda Media (OM) de 1 MHz va a recibirse con un receptor equipado con una antena solenoidal de directividad 1,5, compuesta de  $N=100$  espiras circulares de área  $S=2 \text{ cm}^2$  cada una, bobinadas sobre un núcleo de ferrita de permeabilidad magnética efectiva  $\mu_e=100$ . La antena sirve también de bobina en el circuito sintonizado del receptor y presenta, a 1 MHz,  $L_a=200 \text{ }\mu\text{H}$  y  $Q = 100$  ( $Q = \omega L_a/R_a$ ). La temperatura ambiente es  $T_0=290 \text{ K}$  y la de ruido de antena  $T_a=10^8 \text{ K}$ . La resistencia de radiación de la antena solenoidal vale  $R_r=20 \text{ k}^4 S^2 N^2 \mu_e^2$ , donde  $k$  es el número de onda. El receptor posee un factor de ruido  $F=4$ , una ganancia  $G=15 \text{ dB}$  y un ancho de banda  $B = 10 \text{ kHz}$ . Si la intensidad de campo incidente vale  $1 \text{ mV/m}$ , obtener:

- La eficiencia de la antena receptora.
- Los niveles de señal y de ruido a la entrada del receptor.
- La relación señal-ruido a la salida del receptor.

- 1.8 Una familia desea recibir con una instalación individual los canales de televisión que emite Hispasat. Los dos satélites (Hispasat 1 A/B) están situados en la posición orbital 31 W asignada a España en 1977 (CAMR-77) y se encuentran sobre el ecuador a una distancia de 36.000 km. Emiten en polarización circular a izquierdas en los canales 23 (12.149,44 MHz), 27 (12.225,16 MHz), 31 (12.302,88 MHz), 35 (12.379,60 MHz) y 39 (12.456,32 MHz) con una PIRE de 56 dBW en cada uno de ellos sobre toda la península ibérica; el ancho de banda de cada canal es de 27 MHz. La unidad externa, situada en el foco de la antena, tiene un factor de ruido de 1,3 dB y una ganancia de 50 dB; su salida (FI) se conecta con la unidad interna mediante un cable de 10m que tiene una atenuación de 18,5 dB/100m. La temperatura de antena es de 100 K y la temperatura ambiente es de 300 K. Hallar la directividad de la antena receptora para tener en el canal 39 una relación señal-ruido superior a 11 dB a la entrada de la unidad interna, suponiendo que la atmósfera introduce una atenuación de 2 dB.

- 1.9 Una comunidad de vecinos dispone de una antena colectiva que les permite recibir todos los canales de televisión terrena que se emiten en su ciudad. Para ello disponen en el tejado de una antena de 15 dB de ganancia en las bandas IV/V, conectada mediante un cable a una caja de amplificadores sintonizados a cada uno de los canales y una red de distribución que lleva la señal a las tomas de cada una de las viviendas. Uno de los canales, el 44 (655,25 MHz) se recibe con un campo incidente de  $10 \text{ mV/m}$ .

- ¿Cuánto vale la potencia recibida por la antena?
- Entre la antena y el amplificador monocanal del canal 44 hay un cable de 20 m de longitud que presenta en la banda una atenuación de 16,5 dB/100 m a 470 MHz y de 23,5 dB/100 m a 860 MHz. El amplificador tiene un factor de ruido de 7 dB, la temperatura de antena es de 1.000 K, la

temperatura ambiente 300 K y el ancho de banda del canal 5 MHz. ¿Cuánto vale la relación señal-ruido a la salida del amplificador?

- c) La red de distribución del edificio introduce entre la salida del amplificador y la toma de un vecino una atenuación de 23 dB. La normativa de antenas colectivas fija que en la caja de toma la tensión debe estar comprendida entre 1 y 10 mV eficaces. ¿Entre qué valores debe estar comprendida la ganancia del amplificador para que se cumpla la normativa?

- 1.10** Las sondas Voyager 1 y 2 realizaron desde finales de los años 70 exploraciones de los planetas del sistema solar, permitiendo obtener imágenes de Júpiter en el año 1979, de Saturno en 1981, de Urano en 1986 y de Neptuno en 1989. Las características de los sistemas de telecomunicación de ambas sondas eran similares y, en particular, para el envío de las imágenes a la tierra radiaban a la frecuencia de 8,466 GHz una potencia de 21,3 W (suministrada por una pila nuclear) con una antena de 3,4 m de diámetro y una ganancia de 48,13 dB.

El segmento terrestre del sistema de telecomunicaciones que se empleó para recibir las imágenes de las sondas Voyager se conoce con las siglas DSN (Deep Space Network) y está formado por reflectores parabólicos de grandes dimensiones situados en California, España y Australia, de forma que están separados aproximadamente  $120^\circ$  de longitud entre sí; de esta manera se garantiza en cualquier momento la comunicación con las sondas espaciales. En el año 1979, fecha de la recepción de las imágenes de Júpiter, estas antenas tenían un diámetro de 64 m y una ganancia de 72,2 dB a la frecuencia de transmisión de las sondas.

- a) Sabiendo que la distancia entre la Tierra y Júpiter es de  $6,8 \cdot 10^8$  km, ¿cuál era la relación señal-ruido de la señal recibida desde Júpiter si el ancho de banda de la transmisión de las imágenes era de 115 kHz y la temperatura total de ruido 28,5 K?

- b) ¿Con qué precisión angular debía apuntar el Voyager a la Tierra para que el empeoramiento de la relación señal-ruido no superase los 3 dB?

Entre la fecha de recepción de las imágenes de Júpiter (1979) y la de las de Neptuno (1989), las instalaciones de la DSN fueron mejoradas para compensar la reducción de señal que se iba a producir como consecuencia del incremento de distancia: las antenas pasaron a tener un diámetro de 70 m y una ganancia de 74,3 dB; la temperatura total de ruido se redujo a 25,5 K y se disminuyó la velocidad de transmisión, pasando a un ancho de banda de 21,6 kHz.

- c) Como la distancia entre la Tierra y Neptuno es de  $4,32 \cdot 10^9$  km, ¿cuál habría sido la relación señal-ruido si se hubieran mantenido las condiciones de la transmisión desde Júpiter del año 1979?

- d) ¿Cuál es la mejora en la relación señal-ruido de las imágenes recibidas desde Neptuno debida a cada uno de los siguientes factores: mejora de la antena receptora, disminución de la temperatura de ruido y disminución de la velocidad de transmisión?. ¿Cuál fue la relación señal-ruido resultante?

Debido a la codificación empleada en la transmisión de las imágenes sólo era necesaria una relación señal-ruido de 3 dB para obtener probabilidades de error en el bit inferiores a  $5 \cdot 10^{-3}$ . Para asegurar una buena recepción de las imágenes de Neptuno fue necesario combinar la señal recibida por una antena de 70 m, dos de 34 m y las 27 antenas de 25 m de diámetro del radiotelescopio VLA (Very Large Array) de Nuevo México, que proporcionaron 5 dB adicionales de mejora en la relación señal-ruido, permitiendo compensar factores adicionales de pérdidas (por hidrometeoros o absorciones atmosféricas).

- e) ¿Con qué precisión angular debía apuntar la antena de la DSN en el año 1989 a la sonda Voyager para que la variación en la señal recibida fuera inferior a 1 dB?

## 2 Propagación

### 2.1 Propagación en el espacio libre y en el entorno terrestre

Todo sistema de telecomunicación debe diseñarse para que en el receptor se obtenga una relación señal-ruido mínima que garantice su funcionamiento. Los servicios de radiocomunicaciones, radiodifusión, radiolocalización (radar), teledetección y radioayudas a la navegación tienen en común el empleo de ondas electromagnéticas radiadas como soporte de la transmisión de información entre el transmisor y el receptor.

Para la correcta planificación de cualquiera de estos sistemas resulta esencial conocer los factores que pueden alterar la propagación electromagnética, su magnitud y su influencia en las distintas bandas de frecuencias.

En condiciones de propagación en el espacio libre la relación entre la potencia recibida y la transmitida (pérdida de transmisión) por dos antenas separadas una distancia  $r$  es

$$\frac{P_R}{P_T} = \frac{1}{4\pi r^2} D_T A_{eFR} = \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 D_T D_R = \left( \frac{1}{\lambda r} \right)^2 A_{eFT} A_{eFR} \quad (2.1)$$

La ecuación anterior no muestra una relación clara entre potencia transmitida y recibida en función de la frecuencia, ya que según sean los parámetros de antena empleados la dependencia explícita con la frecuencia varía. A frecuencias bajas, bandas MF, LF y VLF, las antenas empleadas son necesariamente pequeñas en términos de  $\lambda$ , ya que ésta es superior a los 100 m. En este caso las antenas presentan típicamente una directividad constante con la frecuencia. A partir de la ecuación 2.1 se observa que, para directividades constantes con la frecuencia, la pérdida de transmisión aumenta con la frecuencia. Por el contrario, a frecuencias elevadas, bandas de UHF y SHF, las antenas pueden tener dimensiones grandes relativas a  $\lambda$ . En este caso, por ejemplo en el de reflectores parabólicos, el área efectiva de la antena es proporcional al área física de la misma y, por tanto, independiente de la frecuencia, por lo que de la expresión 2.1 resulta que la pérdida de transmisión disminuye al aumentar la frecuencia.

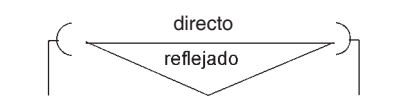
Como regla general puede afirmarse que para antenas de dimensiones fijas y considerando la propagación en el espacio libre, disminuir la frecuencia en bandas de frecuencias bajas y aumentarla en bandas de frecuencias elevadas reduce la pérdida de transmisión.

La propagación en el espacio libre responde a un modelo ideal análogo a las condiciones de propagación en el vacío. En el entorno terrestre muy pocas situaciones se ajustan a este modelo. La

presencia de la tierra, la atmósfera y la ionosfera alteran en la mayoría de los casos reales las condiciones de propagación.

**Ejemplo 2.1** Considérese un enlace de 1.000 km a frecuencias bajas, con antenas de directividad 1,5, y otro de 40 km a frecuencias altas, con antenas de 1 m<sup>2</sup> de área efectiva. La relación entre la potencia transmitida y recibida es en cada caso

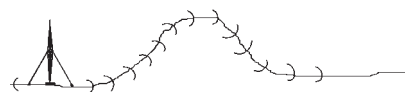
| f         | $\lambda$ | $10 \log (P_R/P_T)$ |
|-----------|-----------|---------------------|
| 30 kHz    | 10 km     | -58,5 dB            |
| 300 kHz   | 1 km      | -78,5 dB            |
| 3.000 kHz | 0,1 km    | -98,5 dB            |
| 0,3 GHz   | 100 cm    | -92 dB              |
| 3 GHz     | 10 cm     | -72 dB              |
| 30 GHz    | 1 cm      | -52 dB              |



a) onda de espacio



b) difracción



c) onda de superficie

Fig. 2.1 Efecto de la tierra en la propagación

bien con una atenuación adicional respecto al espacio libre. A frecuencias bajas la tierra se comporta como un buen conductor, por lo que es posible inducir corrientes superficiales sobre la superficie de la tierra. A estas corrientes superficiales está asociada la onda de superficie que podrá recibirse aunque no exista visibilidad entre las antenas. En la figura 2.1 se representan de forma esquemática estos tres fenómenos asociados a la presencia de la tierra: reflexión, difracción y onda de superficie.

La concentración de gases en la atmósfera introduce diferencias entre la propagación en el vacío y la atmósfera. La mayor concentración de gases se da en la capa más baja de la atmósfera, llamada troposfera, que se extiende desde el nivel del mar hasta unos 10 km de altitud aproximadamente. En condiciones atmosféricas normales la concentración de gases disminuye con la altura, lo que provoca una variación del índice de refracción de la atmósfera en función de la altura. Por tanto, la atmósfera constituye un medio de propagación no homogéneo, lo que provoca una curvatura de las trayectorias de propagación o refracción. Además, la presencia de gases introduce atenuación, especialmente importante en las frecuencias de resonancia de las moléculas de oxígeno y del vapor de agua, que son los gases con mayor presencia en la atmósfera. Finalmente,

Las características eléctricas de la tierra y su orografía influyen en la propagación de las ondas electromagnéticas. Al incidir una onda electromagnética sobre la tierra se produce una reflexión. La superposición de la onda directa y la reflejada da lugar a la llamada onda de espacio. La formación de la onda de espacio puede ser constructiva o destructiva en función de las fases de la onda directa y la reflejada, lo que puede resultar en variaciones apreciables de la potencia recibida respecto al valor esperado en espacio libre. La presencia de obstáculos y la propia esfericidad de la tierra limitan la visibilidad entre antena transmisora y receptora. Al incidir una onda electromagnética sobre un obstáculo se produce un fenómeno de difracción por el cual el obstáculo rerradia parte de la energía interceptada. La difracción posibilita la recepción aun en el caso de que no exista visibilidad, si

incidencias meteorológicas como la lluvia pueden introducir atenuaciones adicionales en función de la frecuencia y la intensidad de la precipitación.

Un tercer elemento que se debe considerar en la propagación en el entorno terrestre es la presencia de la ionosfera. La ionosfera es una capa de la atmósfera comprendida entre los 50 y los 2.000 km de altitud por encima de la superficie terrestre y que se caracteriza por contener densidades importantes de moléculas ionizadas. La propagación por medios ionizados está sujeta a fenómenos de reflexión, absorción y refracción en función de parámetros tales como la frecuencia y la densidad de ionización.

La tierra, la troposfera y la ionosfera son los responsables de una serie de fenómenos que deben considerarse al planificar un sistema de radiocomunicaciones. Una forma de abordar el problema es solucionar mediante las ecuaciones de Maxwell el problema de una antena situada en un medio heterogéneo (atmósfera), parcialmente ionizado (ionosfera) con las adecuadas condiciones de contorno (tierra y obstáculos). Evidentemente este problema es inabordable por su complejidad y de poco interés, ya que sólo respondería a unas condiciones determinadas.

En la práctica los problemas de propagación se tratan estudiando por separado cada uno de los fenómenos y cuantificando su efecto respecto a la propagación en el espacio libre. Así, al proyectar un servicio deben identificarse en primer lugar los fenómenos que son relevantes en función de la frecuencia a emplear y la ubicación de las antenas. A continuación se cuantifican estos efectos, lo que en general se corresponde a añadir términos correctores a los valores esperados en condiciones de propagación en el espacio libre.

Subsiste una dificultad adicional derivada del desconocimiento del entorno. Factores tales como la conductividad del suelo, la intensidad y frecuencia de las lluvias, el índice de refracción de la atmósfera, o la densidad de ionización de la ionosfera son variables en el tiempo y en el espacio, en la mayoría de los casos desconocidos de forma exacta y, sin embargo, con una influencia importante en la cuantificación de los distintos procesos que intervienen en la propagación de ondas en el entorno terrestre. Generalmente debe recurrirse a valores medios o valores de referencia de estas magnitudes para una región o época del año que proporcionarán estimaciones aproximadas en los cálculos de propagación.

## 2.2 Efecto de la tierra

### 2.2.1 Introducción

La tierra perturba la propagación de las ondas electromagnéticas, de forma que al establecer cualquier tipo de radiocomunicación en el entorno terrestre aparecerán una serie de fenómenos que modificarán las condiciones ideales de propagación en el vacío. Tal como se ha descrito en la introducción, estos fenómenos son básicamente tres: onda de superficie, difracción y formación de la onda de espacio. La importancia de cada uno de ellos depende de la banda de frecuencias, del tipo de terreno y de la ubicación de las antenas. De forma general puede establecerse que la onda de superficie es un fenómeno que sólo afecta a bajas frecuencias (banda de MF e inferiores). La difracción permite comunicar dos puntos sin que exista visibilidad directa entre ellos; sin embargo, al aumentar la frecuencia este efecto tiene menos relevancia y para frecuencias de la banda de UHF y superiores la presencia de un obstáculo (montañas, edificios, etc.) que obstruya la trayectoria entre las antenas puede limitar gravemente las posibilidades de comunicación. Por tanto, en función de la banda de frecuencias ciertos efectos serán predominantes mientras que otros serán despreciables.

## 2.2.2 Reflexión en tierra plana

La presencia de la tierra produce reflexiones al incidir sobre ella una onda electromagnética. Una hipótesis simplificadora es considerar que la reflexión se produce sobre una superficie plana y lisa. En este caso la reflexión puede tratarse como un problema de reflexión especular.

La tierra es un medio dieléctrico con pérdidas cuyas constantes dieléctricas varían en función del tipo de suelo, el grado de humedad del mismo y la frecuencia. En la tabla 2.1 se muestra el valor de la permitividad relativa y de la conductividad para diferentes tipos de suelo a dos frecuencias distintas, en bandas típicas de radiocomunicaciones (MF y UHF).

Es de destacar la influencia de la humedad del suelo en el valor de las constantes dieléctricas, así como una mayor dependencia de la conductividad en función de la frecuencia. Por otra parte, según se indica en (3.9), un determinado tipo de terreno se comportará como un buen conductor cuando  $\epsilon'' = \sigma / \omega \epsilon_0 \gg \epsilon'$  condición doblemente dependiente de la frecuencia ya que la conductividad también depende de ella.

| TERRENO                  | 1 MHz       |                   |                | 1 GHz       |                   |                     |
|--------------------------|-------------|-------------------|----------------|-------------|-------------------|---------------------|
|                          | $\epsilon'$ | $\sigma$ (S/m)    | $\epsilon''$   | $\epsilon'$ | $\sigma$ (S/m)    | $\epsilon''$        |
| Agua salada, 20° C       | 70          | 5                 | $9 \cdot 10^4$ | 70          | 5                 | 90                  |
| Suelo húmedo             | 30          | $10^{-2}$         | 180            | 30          | $5 \cdot 10^{-2}$ | 0,9                 |
| Agua dulce, 20° C        | 80          | $2 \cdot 10^{-3}$ | 36             | 80          | $5 \cdot 10^{-2}$ | 0,9                 |
| Suelo moderadamente seco | 15          | $10^{-3}$         | 18             | 15          | $3 \cdot 10^{-2}$ | 0,5                 |
| Suelo muy seco           | 3           | $10^{-4}$         | 1,8            | 3           | $5 \cdot 10^{-5}$ | $9 \cdot 10^{-4}$   |
| Agua pura, 20° C         | 80          | $< 10^{-5}$       | $< 0,2$        | 80          | $10^{-1}$         | 3,6                 |
| Hielo, -1° C             | 3           | $3 \cdot 10^{-5}$ | 0,5            | 3           | $7 \cdot 10^{-4}$ | $1,3 \cdot 10^{-2}$ |

Tabla 2.1 Permitividad relativa y conductividad típica para distintos tipos de suelo

Al incidir una onda plana sobre un dieléctrico se genera una onda transmitida al medio dieléctrico y una onda reflejada. Atendiendo a la figura 2.2 se pueden distinguir dos situaciones en función de la polarización de la onda incidente: horizontal o campo eléctrico paralelo a la superficie de separación entre dieléctricos, y polarización vertical con el vector de campo eléctrico contenido en el plano formado por la dirección de incidencia y la normal a la superficie de separación. Nótese que en este último caso la polarización de la onda incidente no es realmente vertical, salvo si la incidencia de la onda es rasante.

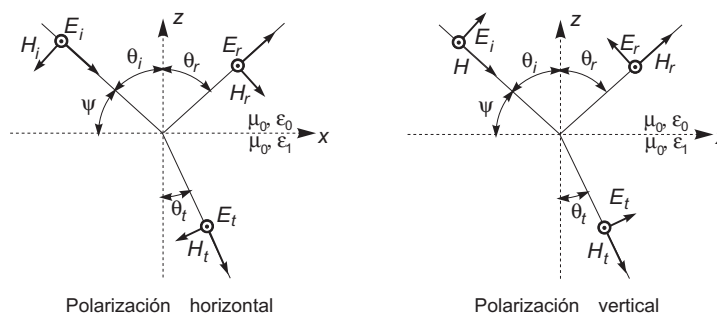


Fig. 2.2 Incidencia de una onda plana en un medio dieléctrico

Las relaciones de continuidad de las componentes tangenciales del campo eléctrico y del magnético permiten obtener el coeficiente de reflexión para ambas situaciones. Para el caso de polarización horizontal, en la superficie de separación de los medios dieléctricos se cumple que

$$\begin{aligned} E_i e^{-jk_1 \sin \theta_i x} + E_r e^{-jk_1 \sin \theta_r x} &= E_t e^{-jk_2 \sin \theta_t x} \\ -H_i \cos \theta_i e^{-jk_1 \sin \theta_i x} + H_r \cos \theta_r e^{-jk_1 \sin \theta_r x} &= -H_t \cos \theta_t e^{-jk_2 \sin \theta_t x} \end{aligned} \quad (2.2)$$

donde  $k_1$  y  $k_2$  son las constantes de propagación en el medio 1 y 2 respectivamente. Para la polarización vertical se obtiene una expresión análoga. Dado que estas igualdades deben cumplirse para todo  $x$ , se tiene que

$$k_1 \sin \theta_i = k_1 \sin \theta_r = k_2 \sin \theta_t \quad (2.3)$$

de donde resulta la igualdad entre el ángulo de incidencia y el de reflexión

$$\theta_i = \theta_r \quad (2.4)$$

y la ley de Snell

$$n_1 \sin \theta_i = n_2 \sin \theta_t \quad (2.5)$$

Se define el coeficiente de reflexión de la onda polarizada horizontalmente como la relación entre el campo eléctrico reflejado  $E_r$  y el incidente  $E_i$ , que en este caso está dado por

$$\rho_H = \frac{n_1 \cos \theta_i - n_2 \cos \theta_t}{n_1 \cos \theta_i + n_2 \cos \theta_t} \quad (2.6)$$

Esta expresión puede escribirse en función del ángulo de elevación  $\psi$ . Además, si se considera que  $n_1=1$  y se aplica la ley de Snell, la expresión toma una forma más compacta dada por

$$\rho_H = \frac{\sin \psi - \sqrt{n_2^2 - \cos^2 \psi}}{\sin \psi + \sqrt{n_2^2 - \cos^2 \psi}} \quad (2.7)$$

Para la polarización vertical se obtiene tras un análisis similar

$$\rho_V = \frac{n_2^2 \sin \psi - \sqrt{n_2^2 - \cos^2 \psi}}{n_2^2 \sin \psi + \sqrt{n_2^2 - \cos^2 \psi}} \quad (2.8)$$

donde  $n_2$  es el índice de refracción del terreno, es decir,

$$n_2 = \sqrt{\epsilon' - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}} \quad (2.9)$$

Nótese que los coeficientes de reflexión son función del tipo de suelo, de la polarización, de la frecuencia y del ángulo de incidencia. En la figura 2.3 se representa el módulo y la fase del coeficiente de reflexión para un suelo moderadamente seco para distintas frecuencias. Para la obtención de estas curvas se ha supuesto que la permitividad y la conductividad son constantes dentro del margen de frecuencias. Estas gráficas muestran el distinto comportamiento de un terreno en función de la frecuencia, el ángulo de incidencia y la polarización. El terreno indicado en la figura 2.3 puede considerarse conductor a frecuencias inferiores a 1 MHz. Nótese que, para todas las polarizaciones, cuando el ángulo de incidencia es pequeño el coeficiente de reflexión puede aproximarse por -1. Esta aproximación es más exacta cuanto mayor es la frecuencia. Para la polarización horizontal es una buena aproximación independientemente del ángulo de incidencia, mientras que para la polarización

vertical sólo es cierto para incidencias rasantes y al aumentar el ángulo de incidencia se produce un cambio de fase de  $180^\circ$  en el coeficiente de reflexión.

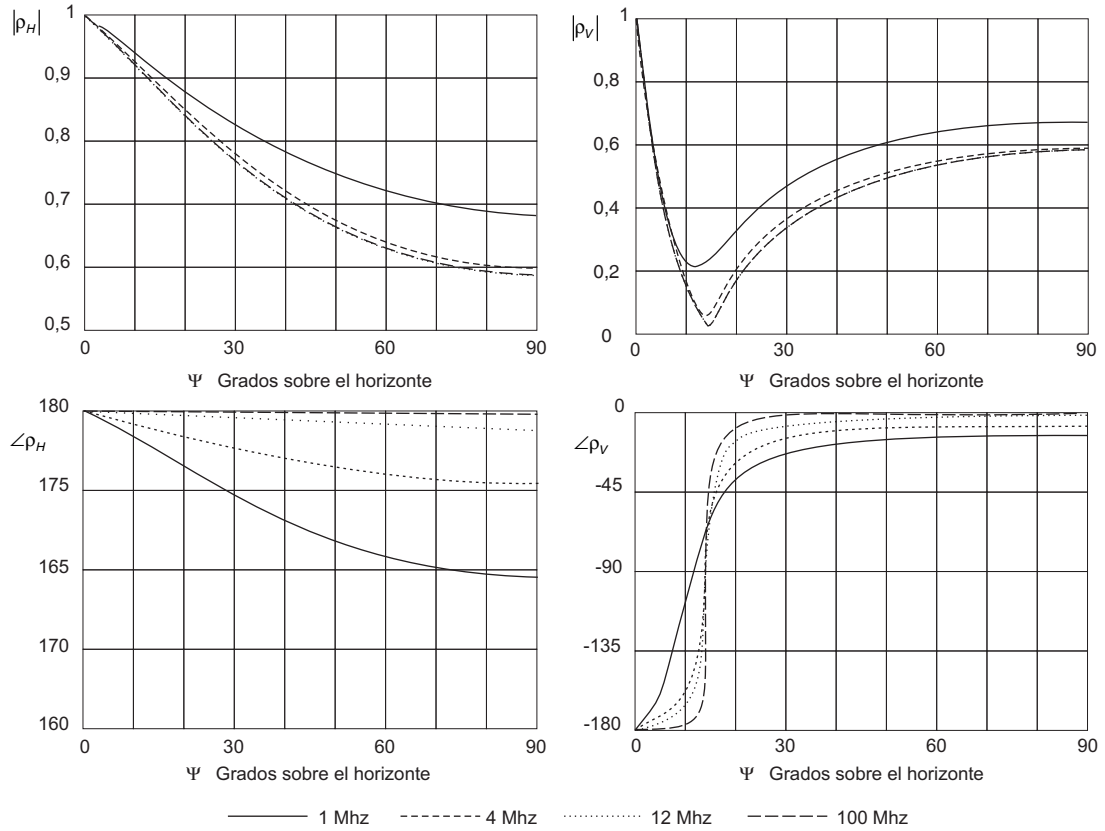


Fig. 2.3 Coeficiente de reflexión para un suelo moderadamente seco ( $\epsilon' = 15$ ,  $\sigma = 10^{-3}$  S/m)

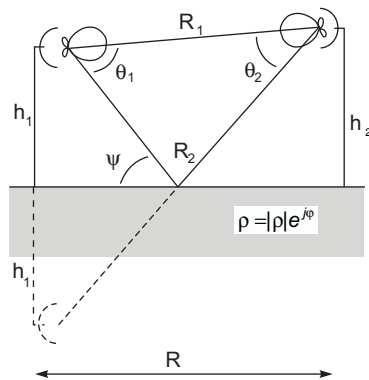


Fig. 2.4 Reflexión en tierra plana

Una situación de reflexión en tierra plana es la representada en la figura 2.4, en que dos antenas con directividades  $D_1(\theta)$  y  $D_2(\theta)$  que se suponen orientadas en la dirección de su máximo de radiación, están separadas una distancia  $R$  y a unas alturas  $h_1$  y  $h_2$  del suelo, que posee un coeficiente de reflexión  $\rho$ .

Las distancias recorridas por la onda directa y la reflejada entre la antena transmisora y la receptora son  $R_1$  y  $R_2$  respectivamente. La superposición de la onda directa y la reflejada forma la onda de espacio. La tensión en circuito abierto inducida por la onda de espacio en la antena receptora puede hallarse como la suma de las tensiones en circuito abierto inducidas por la onda directa y la onda reflejada. La tensión en circuito abierto inducida por la onda directa es proporcional a

$$V_{ca}^d \propto \sqrt{D_1(0) D_2(0)} \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} \quad (2.10)$$

mientras que la tensión en circuito abierto inducida por la onda reflejada lo es a

$$V_{ca}^r \propto \sqrt{D_1(\theta_1)D_2(\theta_2)} |\rho| e^{j\varphi} \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} \quad (2.11)$$

por lo que la tensión inducida por la onda de espacio resulta

$$V_{ca} \propto \sqrt{D_1(0)D_2(0)} \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} \left[ 1 + \sqrt{\frac{D_1(\theta_1)D_2(\theta_2)}{D_1(0)D_2(0)}} |\rho| e^{j\varphi} e^{-jk(R_2-R_1)} \right] \quad (2.12)$$

donde se ha igualado en el denominador  $R_1$  y  $R_2$ . De la expresión anterior se observa que la tensión en circuito abierto se corresponde a la tensión inducida por la onda directa multiplicada por el término

$$\frac{V_{ca}}{V_{ca}^d} = \left[ 1 + \sqrt{\frac{D_1(\theta_1)D_2(\theta_2)}{D_1(0)D_2(0)}} |\rho| e^{j\varphi} e^{-jk(R_2-R_1)} \right] \quad (2.13)$$

En general la distancia  $R$  es mucho mayor que la altura de las antenas. Esto implica que, excepto para antenas de una directividad muy elevada, los ángulos  $\theta_1$  y  $\theta_2$  son mucho menores que el ancho de haz y, por tanto, puede aproximarse  $D_1(\theta_1)$  por  $D_1(0)$  y  $D_2(\theta_2)$  por  $D_2(0)$ . Asimismo se tiene

$$R_1 \approx R + \frac{1}{2} \frac{(h_2 - h_1)^2}{R} \quad R_2 \approx R + \frac{1}{2} \frac{(h_2 + h_1)^2}{R} \quad (2.14)$$

En este caso el ángulo  $\psi$  es próximo a cero, por lo que el coeficiente de reflexión es prácticamente -1 para las dos polarizaciones (véase la figura 2.3). Con estas hipótesis simplificadoras se obtiene que

$$\left| \frac{V_{ca}}{V_{ca}^d} \right| = \left| 1 - e^{-jk \frac{2h_1 h_2}{R}} \right| = 2 \left| \sin \frac{kh_1 h_2}{R} \right| \quad (2.15)$$

Si se mantienen todos los parámetros fijos y se varía la altura de una de las antenas, la tensión en circuito abierto presenta oscilaciones. Los nulos corresponden al caso de interferencia destructiva y los máximos a la interferencia constructiva.

Para el caso que  $kh_1 h_2/R$  sea inferior a  $\pi/16$ , es decir, si el desfase entre la onda directa y la reflejada es pequeño, puede realizarse la siguiente aproximación lineal indicada en la figura 2.5.

$$\left| \frac{V_{ca}}{V_{ca}^d} \right| \approx \frac{2kh_1 h_2}{R} \quad (2.16)$$

La potencia recibida es proporcional al cuadrado de la tensión en circuito abierto. En el caso de existir reflexión en la tierra y con la validez de las hipótesis anteriores, se puede escribir la relación entre la potencia recibida por onda de espacio en relación a la recibida por propagación en el espacio libre como

$$\frac{P_R}{P_R^d} = \left( \frac{2kh_1 h_2}{R} \right)^2 \quad (2.17)$$

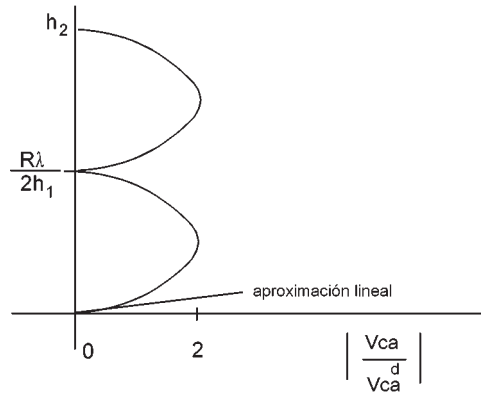


Fig. 2.5 Oscilaciones de la tensión en circuito abierto en función de la altura de una de las antenas

o, lo que es lo mismo, la relación entre la potencia transmitida y la recibida, para reflexión en tierra plana con ángulo de incidencia rasante y mucho menor que el ancho de haz de las antenas empleadas, puede escribirse como

$$\frac{P_R}{P_T} = \frac{1}{4\pi R^2} D_T A_{efR} \left( \frac{2kh_1h_2}{R} \right)^2 \propto \frac{1}{R^4} \quad (2.18)$$

En este caso, la potencia recibida es inversamente proporcional a la distancia elevada a la cuarta potencia, en lugar de al cuadrado, como sucede en el espacio libre.

### 2.2.3 Difracción

La difracción es el fenómeno que ocurre cuando una onda electromagnética incide sobre un obstáculo. La tierra y sus irregularidades pueden impedir la visibilidad entre antena transmisora y receptora en ciertas ocasiones. La zona oculta a la antena transmisora se denomina la zona de difracción (figura 2.6). En esta zona los campos no son nulos debido a la difracción causada por el obstáculo y, por tanto, es posible la recepción, si bien con atenuaciones superiores a las del espacio libre.

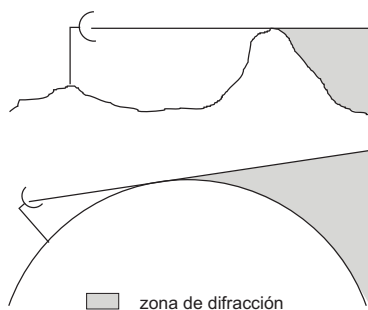


Fig. 2.6 Obstrucción causada por la tierra

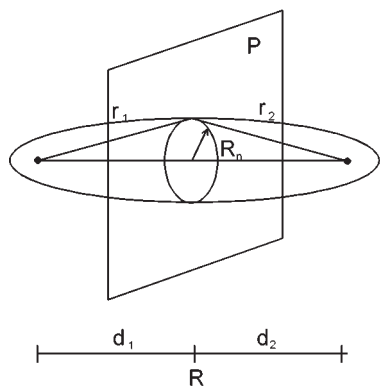


Fig. 2.7 Definición de las zonas de Fresnel

En primer lugar es necesario definir la condición de visibilidad entre antenas, es decir, cuándo debe considerarse que un obstáculo interrumpe el camino directo entre la antena transmisora y la receptora y, por tanto, la difracción es un mecanismo relevante en la propagación.

Considérese la situación de la figura 2.7 en que dos antenas isotropas están separadas una distancia  $R$ . A una distancia  $d_1$  de la antena transmisora, donde se halla el obstáculo, se define un plano  $P$  infinito, perpendicular a la línea que une a la antena transmisora con la receptora.

Se definen las zonas de Fresnel como aquellos puntos del espacio que cumplen:

$$(r_1 + r_2) - R = n\lambda/2; \quad n = 1, 2, \dots \quad (2.19)$$

Las zonas de Fresnel son elipsoides de revolución cuyo eje mayor tiene una longitud de  $R + n\lambda/2$ . La intersección de las zonas de Fresnel con el plano  $P$  son circunferencias cuyo radio puede calcularse para el caso que sea mucho menor que  $d_1$  y  $d_2$  como

$$R_n = \sqrt{n\lambda \frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}} \quad (2.20)$$

Aplicando el principio de Huygens, el campo sobre la antena receptora puede formarse como la superposición de fuentes elementales de ondas esféricas situadas en el plano  $P$ , radiando cada una de estas fuentes con un desfase función de la distancia  $r_1$ . A estas fuentes equivalentes se les llama fuentes secundarias.

A partir de la definición de las zonas de Fresnel, los campos producidos por las fuentes equivalentes de Huygens

situadas en la zona 1 (Fig. 2.8) se sumarán en la antena receptora con una fase inferior a  $180^\circ$ , es decir, constructivamente. Las contribuciones de las fuentes situadas en las zonas 2 y 3 tienden a cancelarse mutuamente, lo mismo que las de las zonas 4 y 5, 6 y 7, y así sucesivamente. Por tanto, si en la situación del plano P se sitúa un plano conductor con un orificio de radio  $R_1$ , esto es, dejando solamente las fuentes secundarias comprendidas dentro de la primera zona de Fresnel y anulando el resto, la potencia recibida en el receptor no disminuirá de forma apreciable. Por tanto, el radio de la primera zona de Fresnel permite definir la condición de visibilidad entre antenas, de forma que mientras no exista un obstáculo dentro de la primera zona de Fresnel se considera que la trayectoria no ha sido obstruida. Por el contrario, cuando el obstáculo se encuentra dentro de la primera zona de Fresnel existirá una disminución apreciable en la potencia recibida, por lo que se considera que la trayectoria ha sido obstruida y deberá considerarse el efecto de la difracción.

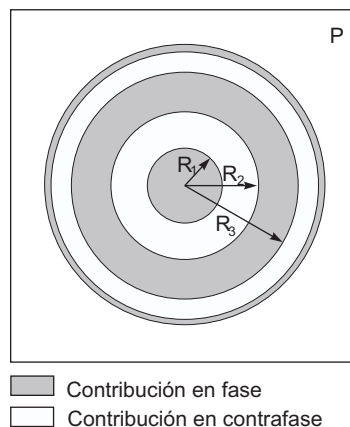


Fig. 2.8 Fase del campo producido por cada una de las fuentes secundarias sobre el receptor

**Ejemplo 2.2** A continuación se muestra el radio de la primera zona de Fresnel en el punto medio de un enlace de 40 km de longitud.

Al aumentar la frecuencia, el radio de la primera zona de Fresnel disminuye. Así, a frecuencias correspondientes al visible es de tan sólo unos centímetros, lo que resulta coherente con la hipótesis óptica de rayos. Al disminuir la frecuencia el radio aumenta, de forma que a frecuencias bajas (MF e inferiores) difícilmente se estará en condiciones de visibilidad directa ya que la propia tierra se encontrará dentro de la primera zona de Fresnel.

| $\lambda$ (m)       | $R_1$ (m) | $R_1/\lambda$ | BANDA DE FRECUENCIA |
|---------------------|-----------|---------------|---------------------|
| $0,5 \cdot 10^{-6}$ | 0,07      | 140.000       | espectro visible    |
| 0,03                | 17        | 566           | banda X             |
| 200                 | 1.414     | 7             | MF                  |

La difracción por objetos arbitrarios es un problema electromagnético que admite en pocos casos soluciones analíticas cerradas. Sin embargo, es posible hallar expresiones para objetos canónicos que modelan, aunque de forma aproximada, obstáculos reales. Una esfera conductora lisa y una arista o filo de navaja se emplean para caracterizar los efectos de difracción de la tierra y colinas o edificios respectivamente.

En la figura 2.9a se representa la pérdida adicional respecto al espacio libre, en función de la distancia entre la trayectoria y el obstáculo normalizada al radio de la primera zona de Fresnel, para un obstáculo del tipo filo de navaja. Nótese que hasta que el obstáculo no penetra un 60% en la primera zona de Fresnel, los efectos

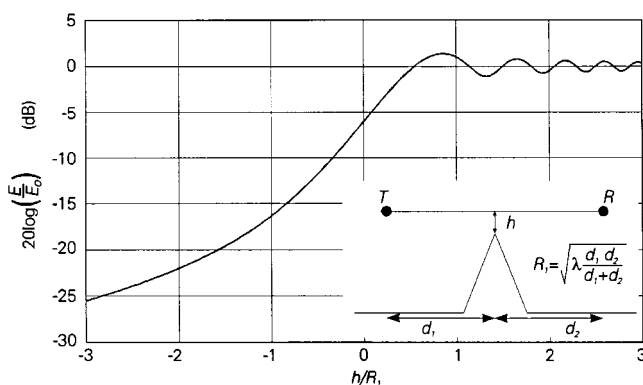


Fig. 2.9a Pérdidas de difracción por aristas