

L'antena en un sistema de telecomunicació

Aurora Andújar Linares
Jaume Anguera Pros

PID_00178409

Índex

Introducció	5
Objectius	6
1. Introducció a les antenes	7
1.1. Tipus d'antenes	7
1.1.1. Antenes segons la geometria	7
1.1.2. Antenes segons el comportament i la funció	11
1.1.3. Materials	14
2. Paràmetres d'antena	15
2.1. Impedància d'antena	15
2.2. Eficiència de radiació i d'antena	18
2.3. Diagrama de radiació	20
2.4. Directivitat	24
2.5. Àrea efectiva i longitud efectiva	28
2.6. Polarització, relació axial i discriminació de polarització	29
2.7. Amplada de banda	31
2.7.1. Amplada de banda d'impedància	31
2.7.2. Amplada de banda de relació axial	32
2.7.3. Amplada de banda de guany	32
2.8. Factor d'antena	32
3. L'equació de transmissió	34
4. Temperatura d'antena	36
5. Lectures obligatòries i complementàries	38
Bibliografia	39

Introducció

“Quan pots mesurar allò de què parles, i expressar-ho amb nombres, en saps alguna cosa; però quan no ho pots mesurar, quan no ho pots expressar amb nombres, el teu coneixement és pobre i insatisfactori: pot ser el principi del coneixement, però amb prou feines has avançat en els teus pensaments a l'etapa de ciència.”

William Thomson Kelvin (1824-1907), matemàtic i físic escocès

En el primer apartat d'aquest mòdul es presenta una breu introducció al concepte d'antena i es descriuen els diferents tipus d'antenes classificats segons la geometria i el comportament que tenen. També es presenten els materials que se solen utilitzar per a construir les antenes i s'introdueix el concepte de metamaterial.

L'apartat 2 del mòdul se centra a descriure els paràmetres d'antena que en permeten caracteritzar correctament el comportament tant en la transmissió com en la recepció d'ones electromagnètiques.

En l'apartat 3 s'aborda l'equació de transmissió, que posteriorment s'utilitzarà per a definir el balanç de potències d'un radioenllaç.

Finalment, en l'apartat 4 es presenta el concepte de temperatura d'antena, que és un dels paràmetres més importants utilitzats per a modelitzar el soroll que hi ha en un sistema de telecomunicacions sense fil.

Objectius

Els objectius principals d'aquest mòdul són els següents:

1. Conèixer els diferents tipus d'antenes que hi ha i l'aplicació que tenen segons el marge freqüencial d'operació.
2. Conèixer els paràmetres fonamentals d'antena i quantificar el paper que exerceixen dins d'un sistema de telecomunicació.
3. En particular, comprendre els paràmetres següents:
 - Impedància d'entrada d'una antena.
 - Eficiència de radiació i d'antena.
 - Diagrama de radiació.
 - Directivitat i guany.
 - Àrea efectiva i longitud efectiva.
 - Polarització, relació axial i discriminació de polarització.
 - Amplada de banda.
 - Temperatura d'antena.
4. Relacionar els paràmetres mitjançant una equació que permeti calcular el balanç de potències d'un radioenllaç.
5. Saber en quins ordres de magnitud es mou cada paràmetre, a fi d'adquirir criteris que permetin analitzar críticament possibles escenaris i resultats.

1. Introducció a les antenes

En aquest apartat es fa una breu introducció del concepte d'antena, al mateix temps que es descriuen els diferents tipus d'antenes classificats segons la geometria i el comportament que tenen. A continuació, es presenten els materials que s'utilitzen comunament per a construir les antenes i s'introdueix també el concepte de metamaterial.

1.1. Tipus d'antenes

L'Institut d'Enginyers en Electricitat i Electrònica (Institute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE) defineix una antena com la part d'un sistema de transmissió o recepció dissenyat per a radiar o rebre ones electromagnètiques. Les antenes actuen com a transductors que converteixen les ones electromagnètiques en corrents elèctrics i viceversa.

Les antenes poden ser classificades en funció de la geometria i també segons el comportament i la funció.

1.1.1. Antenes segons la geometria

Segons la geometria, les antenes es poden classificar en antenes de fil, antenes planes: de ranura i *microstrip*, antenes d'obertura: botzines, reflectors i lents, antenes fractals.

Antenes de fil

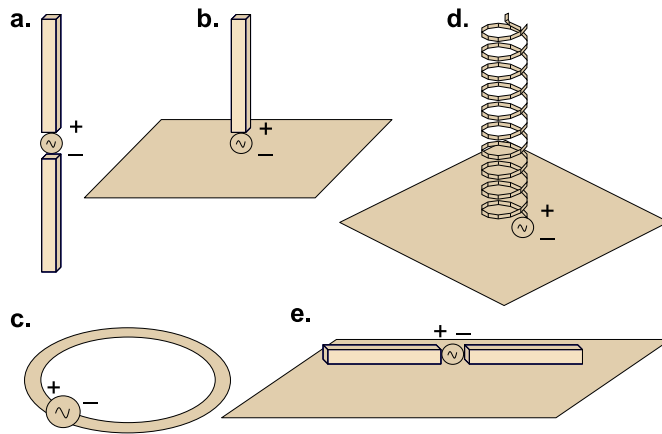
Les **antenes de fil** són estructures formades per elements conductors que tenen una secció menyspreable respecte a la longitud d'ona (λ) d'operació. Els dipòls, els monopòls, els helicoides i les espirals són geometries que s'inclouen dins d'aquesta classificació (figura 1).

Les propietats de radiació d'aquest tipus d'antenes s'obtenen a partir de l'anàlisi de la distribució de corrent sobre l'estructura. Els monopòls i els dipòls situats sobre conductors elèctrics perfectes s'estudiaran aplicant la teoria d'imatges. L'aplicació de la teoria electromagnètica sobre aquest tipus d'estructures resulta molt útil, ja que pot ser extensible a qualsevol altre tipus de geometria que es pugui descompondre en fils conductors.

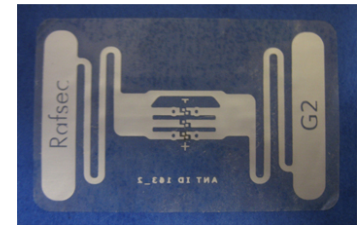
Vegeu també

Presentarem i desenvoluparem l'estudi del mecanisme de radiació de les antenes de fil en el mòdul "Fonaments bàsics. Antenes de fil" d'aquesta assignatura. En aquest mateix mòdul també presentem la teoria d'imatges.

Figura 1



a. dipol; b. monopol; c. espira; d. hèlix; e. dipol sobre pla conductor.

Figura 2
Etiqueta RFID

L'ús d'antenes de fil està àmpliament estès a causa de la simplicitat i de les prestacions que tenen. D'aquesta manera, trobem antenes de fil embarcades en cotxes, avions i vaixells per a radiocomunicacions en les bandes UHF i VHF. D'una manera més tangible, se'n poden trobar en punts d'accés de xarxes sense fil com WI-FI i WIMAX, o en etiquetes intel·ligents (RF-ID) (figura 2) per a permetre la transmissió de dades entre la targeta i el lector. Al seu torn, les antenes helicoidals, que anteriorment s'havien utilitzat molt en terminals mòbils, han anat desapareixent per a donar pas a les antenes internes. El seu ús ha quedat limitat, per tant, a aplicacions de ràdio portàtil, com els *walkie-talkies*, o per a la recepció satel·litària en la banda UHF.

Antenes planes: de ranura i *microstrip*

Les antenes planes són antenes que es caracteritzen per presentar un perfil reduït respecte a la longitud d'ona de la freqüència d'operació. Dins d'aquesta classificació es troben les antenes ranura i *microstrip* (figures 3 i 4). Una **ranura** consisteix en una antena que s'obté a partir de practicar un tall sobre una superfície conductora, de tal manera que la part lliure de metall és la responsable de la radiació. D'altra banda, les antenes *microstrip* estan constituïdes per un conductor pla metàl·lic col·locat a una certa altura respecte a un pla de massa i separades d'aquest mitjançant un dielèctric. En tots dos casos, per a explicar el principi de radiació d'aquest tipus d'estructures s'utilitza el teorema d'equivalència.

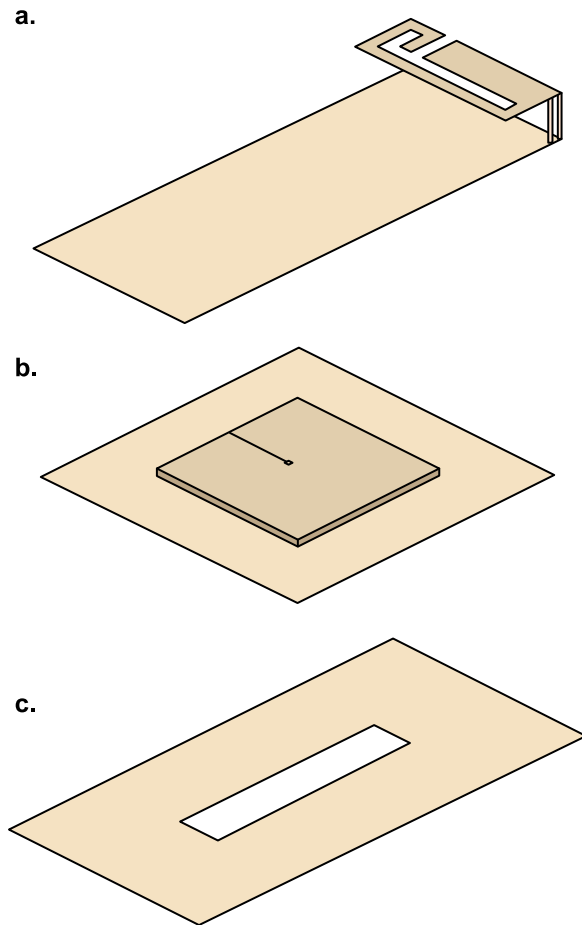
L'aplicació principal de les antenes planes *microstrip* és el camp de les comunicacions mòbils. D'aquesta manera, l'antena PIFA¹, que es pot definir com una antena *microstrip* curtcircuitada, és una de les configuracions més esteses per a terminals mòbils, fonamentalment per les facilitats d'integració que proporciona per la seva simplicitat i robustesa (figura 3 i 4).

Vegeu també

Estudiarem el teorema d'equivalència en el mòdul "Antenes planes: de ranura i *microstrip*" d'aquesta assignatura.

⁽¹⁾ PIFA és l'acrònim de *Planar Inverted F Antenna*.

Figura 3



a. Antena *microstrip* (PIFA) utilitzada com a antena integrada en un telèfon mòbil;
b. Antena *microstrip*; c. Antena de ranura (tall en un pla conductor).

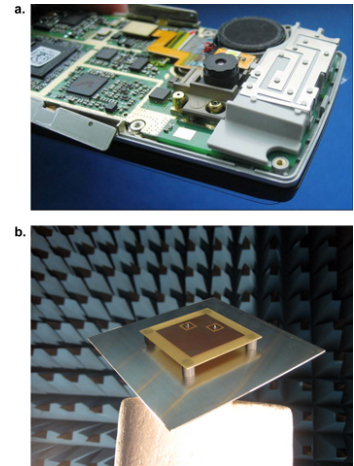


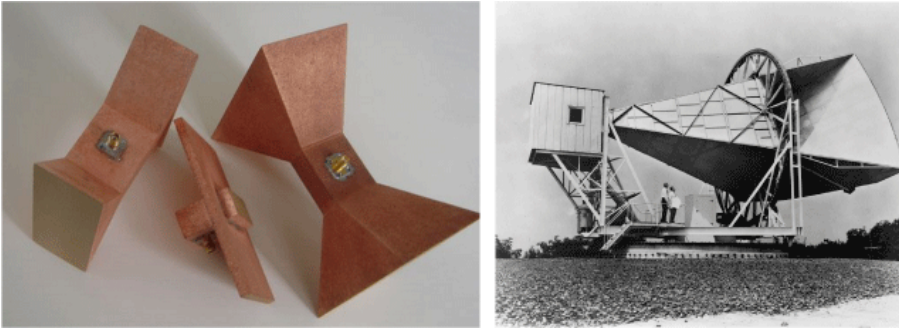
Figura 4

a. Antena interna de tipus PIFA d'un telèfon mòbil comercial; b. Antena *microstrip* dual en polarització.

Botzines

El principi d'equivalència que s'utilitza per a analitzar les antenes *microstrip* i ranura s'aplica igualment a antenes d'obertura com les **botzines**, que són bàsicament guies d'ona en les quals s'eixampla la part final amb l'objectiu de concentrar la potència radiada (més directivitat). Aquest tipus d'antenes s'utilitzen molt en sistemes de mesura, ja que permeten operar en un marge freqüencial ampli, com per exemple de 800 MHz a 6 GHz, i d'aquesta manera es poden fer servir com a sonda de mesura de molts dels sistemes de telecomunicació situats en aquesta banda (per exemple: telefonia mòbil, GPS, Bluetooth, WI-FI, WIMAX, etc.). El fet de ser una estructura metàl·lica, i per tant pesant, ha motivat que grups de recerca treballin en el desenvolupament de tècniques per a reduir-ne el pes, com la utilització d'esponges metal·litzables (figura 5).

Figura 5



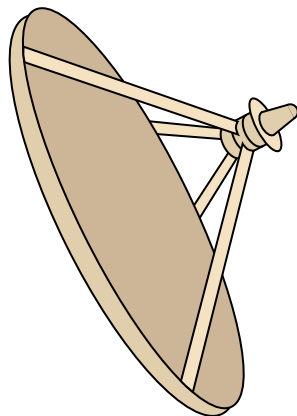
Esquerra: botzines de doble obertura fabricades mitjançant esponges metal·litzables; dreta: antena de botzina amb la qual Penzias i Wilson van descobrir la radiació còsmica.

Reflectors i lents

Des de l'època de Newton (segle XVII), el telescopi s'utilitza per a concentrar fonts de llum febles. Aquest principi d'òptica s'aplica també en el marge de radiofreqüència, del qual és un paradigma representatiu el reflector parabòlic (figura 6). El **reflector** és una estructura metàl·lica capaç de concentrar la radiació en un punt denominat focus, que és on se situa el transmissor o receptor. Per a concentrar la radiació s'utilitzen reflectors de grans dimensions, com els que es troben en aplicacions d'observació astronòmica (figura 7).

La **lent òptica** també s'aplica en les antenes. En aquest cas es tracta d'una estructura dielèctrica que, igual que el reflector, és capaç de conformar una font de radiació poc directiva en una de més directivitat.

Figura 6



Reflector parabòlic amb l'alimentador en el focus.

Antenes fractals

La **geometria fractal** ha obert, gràcies a algunes de les propietats que té com l'autosemblança (múltiples còpies de l'estructura global a escales reduïdes) i el farciment espacial, la possibilitat de dissenyar antenes miniatura, antenes multifreqüència i antenes d'alta directivitat (figures 8 i 9).

Lectura recomanada

Sobre les botzines de doble obertura fabricades mitjançant esponges metal·litzables, podeu consultar l'obra següent:

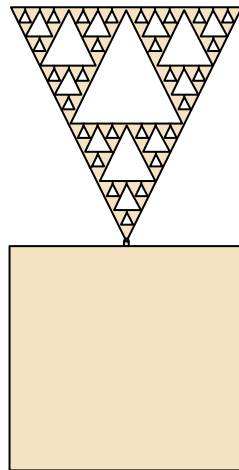
J. Anguera; J. P. Daniel; C. Borja; J. Mumburí; C. Puente; T. Leduc; N. Laeveren; P. van Roy (2008, desembre). "Metallized Foams for Fractal-Shaped Microstrip Antennas". *IEEE Antennas and Propagation Magazine* (vol. 50, núm. 6, pàg. 20-38).



Figura 7

Reflector del DNS (*deep space network*) situat a Canberra utilitzant la topologia denominada *Casegrain*.

Figura 8



Monopòl inspirat en la geometria fractal de Sierpinski.

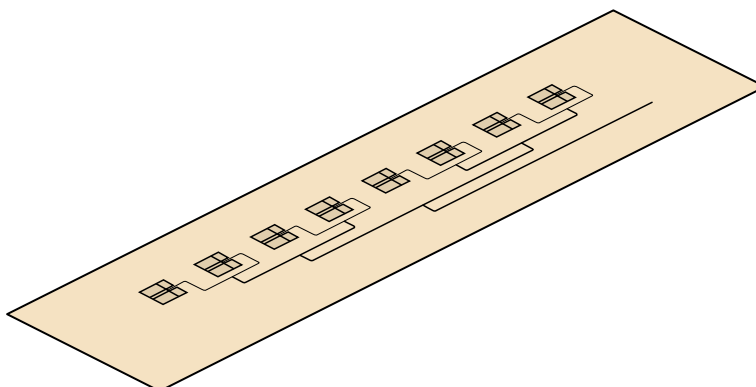
1.1.2. Antenes segons el comportament i la funció

Segons el comportament i la funció que tenen, les antenes es poden classificar en els tipus següents: agrupacions d'antenes, sistemes de múltiples antenes (sistemes MIMO⁽²⁾), antenes miniatura, antenes de banda ampla, i antenes multifreqüència.

Agrupacions d'antenes

Les **agrupacions d'antenes** es caracteritzen per estar formades per un conjunt d'antenes disposades de tal manera que ofereixen unes prestacions de radiació superiors a les que aportaria un únic element.

Figura 10



Esquema d'una agrupació d'antenes *microstrip* i la seva xarxa d'alimentació

En el disseny intervé no tan sols el tipus d'antena utilitzada, sinó també el nombre d'elements disposats en l'agrupació, l'alimentació i la fase (figura 10). A partir d'aquests paràmetres és possible modificar les propietats de radiació per a aconseguir, per exemple, antenes més directives. Si es pensa, a tall

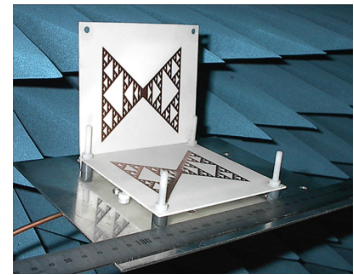


Figura 9

Antena *microstrip* basada en el corbatí fractal de Sierpinski per a obtenir elevada directivitat gràcies a l'excitació d'un mode localitzat (a la foto, l'element vertical és un paràsit que en la realitat està disposat paral·lelament a l'element situat sobre el pla de massa).

Lectura recomanada

Sobre les antenes *microstrip* basades en el corbatí fractal de Sierpinski, podeu consultar l'obra següent:

J. Anguera; J. P. Daniel; C. Borja; J. Mumbrú; C. Puen-te; T. Leduc; N. Laeveren; P. van Roy (2008, desembre). "Metallized Foams for Fractal-Shaped Microstrip Antennas". *IEEE Antennas and Propagation Magazine* (vol. 50, núm. 6, pàg. 20-38).

⁽²⁾MIMO és acrònim de l'expressió anglesa *multiple input multiple output*.

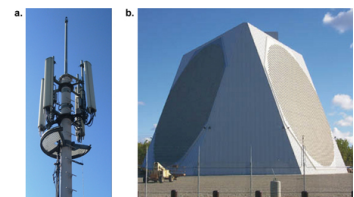


Figura 11

a. agrupacions d'antenes per a comunicacions cel·lulars GSM; b. *phased array* pla que permet escombrar el feix amb l'objectiu de detectar blancs mòbils.

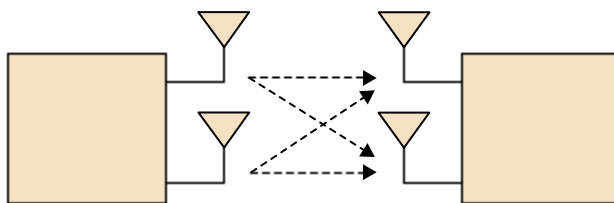
il·lustratiu, en una agrupació d'antenes dissenyada per a una estació base de comunicacions mòbils, una directivitat gran és desitjable per a augmentar el radi de cobertura (figura 11a), i concentren la radiació en un sector de l'espai.

Un altre exemple d'aplicabilitat de les agrupacions d'antenes es troba en els *phased arrays* (figura 11b). La particularitat d'aquest tipus d'antenes és que permeten escombrar el feix principal o conformar el diagrama de radiació. Entre les aplicacions que tenen hi ha les antenes d'estació base de telefonia mòbil i les antenes de radar. Les primeres orienten el feix principal en funció del trànsit present en la cel·la, mentre que les segones permeten la detecció i el seguiment d'objectes.

Sistemes de múltiples antenes

Les tecnologies emergents com MIMO utilitzen el concepte de *múltiples antenes* tant en transmissió com en recepció per a augmentar la velocitat de transmissió de dades en un entorn multipropagació. Amb aquest tipus de sistemes s'aconsegueix incrementar linealment la capacitat del canal d'acord amb el nombre d'antenes utilitzat. Estrictament, si el nombre d'antenes del transmissor (M) és igual al nombre d'antenes del receptor (N), la capacitat del canal augmenta de manera lineal d'acord amb M . La capacitat del canal també augmenta en el cas que M sigui diferent de N , però aquesta vegada no ho fa de manera lineal sinó logarítmica (figures 12 i 13).

Figura 12



Esquema de sistema MIMO (2×2) que aprofita la propagació multicamí per a augmentar la capacitat del canal.

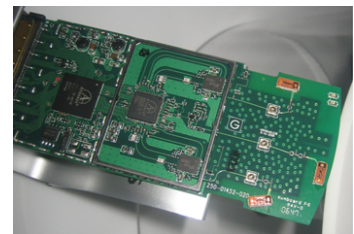


Figura 13

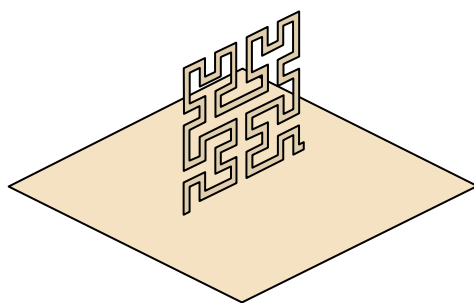
Sistema MIMO operant a 2,4 GHz (gentilesa de la companyia Fractus).

Antenes miniatura

Generalment, les antenes tenen una grandària que és comparable amb la longitud d'ona d'operació. D'aquesta manera, una antena que operi a baixes freqüències és físicament més gran que una que ho faci a altes freqüències, encara que la grandària elèctrica pot ser la mateixa. Per exemple, una antena de tipus fil que opera a la freqüència d'FM ($\lambda = 3$ m) té una grandària d'un quart de longitud d'ona (uns 75 cm). La mateixa antena de tipus fil d'un quart de longitud d'ona que opera a la freqüència de Bluetooth té una grandària física de 3 cm aproximadament. Per això, dir que una antena d'alta freqüència és miniatura pel fet de ser físicament petita és estrictament incorrecte.

El terme **antena miniatura** es refereix, segons la definició de l'IEEE, a la grandària d'una antena que és petita en termes de la longitud d'ona d'operació (és a dir, a la grandària elèctrica). En particular, una antena miniatura és la que es pot circumscriure en una esfera de radi $\leq \lambda/2\pi$. Per exemple, l'antena de fil d'FM es consideraria antena miniatura si tingués una grandària molt més petita que la longitud d'ona d'operació. Si l'antena tingués una longitud de 3 cm, li correspondria una grandària elèctrica de $0,01\lambda$ (una centèsima part de la longitud d'ona) i, per tant, es consideraria que l'antena és miniatura. La miniaturització comporta una pèrdua de prestacions en termes generals. A causa d'això, el camp de recerca de tècniques miniatura resulta transcendental per a satisfer les necessitats actuals d'integració d'antenes petites en dispositius sense fil (figures 14 i 15).

Figura 14



Antena monopòl miniatura basada en la geometria fractal de Hilbert.

Antenes de banda ampla

L'augment de les taxes de velocitat de dades no solament requereix codis amb més eficiència espectral (més bits per hertz), sinó que, a més, necessita que l'antena sigui capaç de radiar i rebre correctament aquests senyals de banda ampla. No obstant això, hi ha antenes capaces de proporcionar molta amplada de banda gràcies únicament a la geometria que tenen, com és el cas de les hèlixs i les antenes logoperiòdiques (figures 16 i 17), les quals són comunament conegudes com a **antenes de banda ampla**.

Lectura recomanada

Sobre els monopòls basats en la geometria fractal de Hilbert, podeu consultar l'obra següent:

J. Anguera; C. Puente; E. Martínez; E. Rozan (2003, gener). "The Fractal Hilbert Monopole: A Two-dimensional Wire". *Microwave and Optical Technology Letters* (vol. 36, núm. 2, pàg. 102-104).

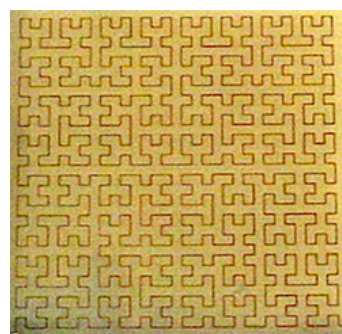


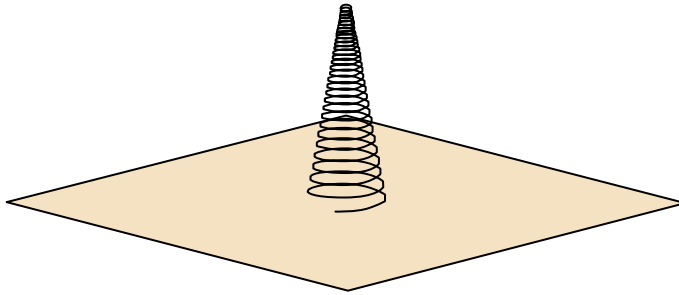
Figura 15

Monopòls impresos basats en la geometria fractal de Hilbert de doble i triple iteració, respectivament.

Vegeu també

Estudiarem la limitació d'amplada de banda d'operació que tenen les antenes i analitzarem tècniques que permeten augmentar-la en el mòdul "Adaptació d'impedàncies i factor de qualitat".

Figura 16



Antena hèlix cònica.



Figura 17
Antena logoperiòdica.

Antenes multifreqüència

En alguns casos, com els sistemes duals de telefonia mòbil cel·lular que operen a GSM900 (880-960 MHz) i GSM1800 (1710-1880 MHz), interessa que l'antena treballi de manera similar en diverses bandes freqüencials i, per a això, es requereixen **antenes multifreqüència**. En aquestes situacions, la geometria fractal és una eina que permet abordar el disseny d'aquest tipus d'antenes.

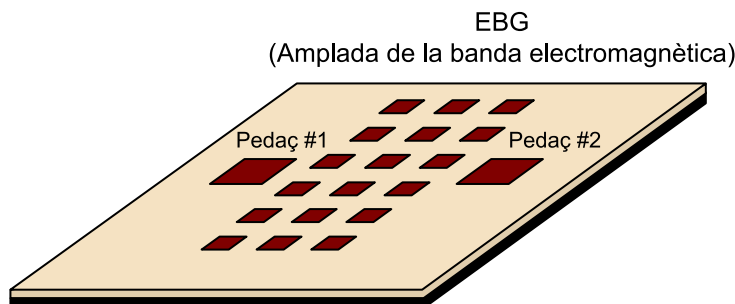
1.1.3. Materials

Els materials presents a la naturalesa, com els dielèctrics i els conductors, presenten propietats que són útils per a la construcció d'antenes. Els bons conductors, com el coure, permeten fabricar antenes eficients i els dielèctrics permeten tant sustentar com miniaturitzar les antenes, alhora que poden ser utilitzats simplement com a antena. Les lents són un exemple d'això.

El camp dels metamaterials³ obre un nou camp d'aplicació, atès que permet sintetitzar materials amb certes propietats exòtiques, com la permitivitat i la permeabilitat negatives. Aquestes propietats són útils per a dissenyar antenes directives, disminuir acoblaments i miniaturitzar antenes i circuits de microones (figures 18 i 19).

⁽³⁾Del grec, *meta* 'més enllà'.

Figura 18



Estructura periòdica per a mitigar la interacció entre antenes.

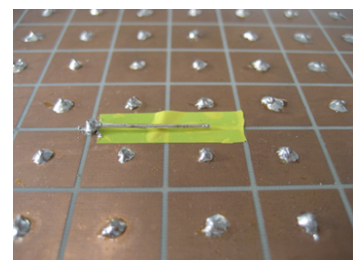


Figura 19
Aplicació d'estructures periòdiques per a sintetitzar plans magnètics i disposar elements de fil a molt poca distància.

2. Paràmetres d'antena

Els paràmetres d'antena descrits en aquest apartat són:

- Impedància d'antena
- Eficiència de radiació i d'antena
- Diagrama de radiació
- Directivitat
- Àrea efectiva i longitud efectiva
- Polarització, relació axial i discriminació de polarització
- Amplada de banda
- Factor d'antena

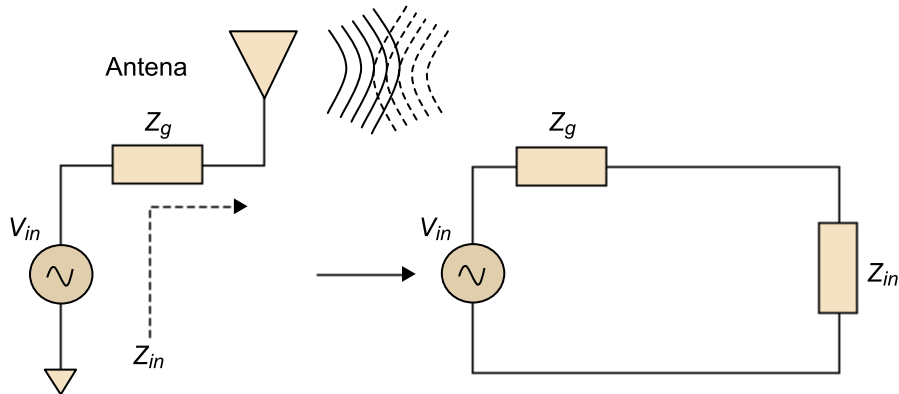
Aquests paràmetres s'utilitzen per a caracteritzar el comportament de l'antena tant en transmissió com en recepció i es poden ajustar a les especificacions requerides durant el procés de disseny d'una antena.

2.1. Impedància d'antena

La **impedància d'entrada** d'una antena (Z_{in}) es defineix com la relació entre la tensió i el corrent en el port d'entrada de l'antena (figura 20). Es tracta d'una impedància complexa que presenta una part real (R_{in}) i una part imaginària (X_{in}) que depenen de la freqüència (figura 21). És a dir, l'antena té una impedància real, que és la que s'associa a pèrdues per radiació i pèrdues òhmiques, i una part imaginària, que correspon a l'energia que emmagatzema una antena en forma elèctrica o magnètica. Si la part imaginària de la impedància d'entrada és positiva, significa que l'energia que predomina és la magnètica; i si és negativa, hi predomina l'elèctrica. És rellevant saber quin tipus d'energia emmagatzema l'antena quan es considera la interacció amb mitjans materials, com ocorre amb les antenes de telefonia mòbil en presència del cos humà o les antenes en marcapassos, per esmentar-ne alguns exemples.

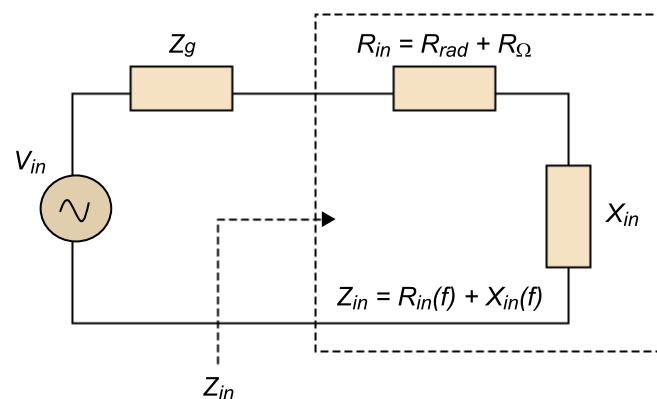
La **freqüència de ressonància** d'una antena és la freqüència en la qual la part imaginària de la impedància d'entrada és zero. Utilitzant el símil circuital, podem dir que en la ressonància l'energia elèctrica i magnètica és la mateixa, que és el que ocorre en un circuit ressonant RLC (resistència-bobina-condensador).

Figura 20. Circuit equivalent d'una antena



L'antena en el model més simple és un element d'un port que es caracteritza per una impedància complexa Z_{in} .

La part real de la impedància d'entrada es pot descompondre al seu torn en una resistència de radiació (R_{rad}) i una resistència de pèrdues (R_{Ω}). D'aquesta manera, el circuit equivalent d'una antena es pot representar d'acord amb la figura 21.

Figura 21. Model elèctric de generador i impedància d'antena (Z_{in})

La potència dissipada en la resistència de radiació s'associa amb la potència radiada a l'espai, mentre que la potència que recau en la resistència de pèrdues es dissipa en forma de calor, que no contribueix per tant a radiació útil.

La resistència de radiació d'una antena està íntimament vinculada a les dimensions elèctriques de l'antena. Al seu torn, la resistència de pèrdues no solament està relacionada amb les dimensions i la geometria de l'antena, sinó que també depèn de les propietats electromagnètiques dels materials utilitzats.

Per a obtenir un bon rendiment en el comportament de l'antena, cal que la transferència de potència entre el generador i l'antena sigui màxima. Per això, cal tenir en compte, a més de les pèrdues per dissipació de calor, les pèrdues produïdes per la desadaptació d'impedàncies.

Lectures recomanades

Sobre el circuit equivalent d'una antena, podeu consultar les obres següents:

C. A. Balanis (1997). *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley.

J. Anguera; A. Pérez (2008). *Teoria d'antenes*. Enginyeria La Salle ("Estudios Semipresenciales"). ISBN: 978-84-935665-4-8.

El paràmetre utilitzat per a mesurar la desadaptació d'impedàncies és el **coeficient de reflexió**, que es defineix com la relació entre l'amplitud de l'ona reflectida i l'amplitud de l'ona incident. En termes d'impedància, el coeficient de reflexió es calcula d'acord amb l'equació següent:

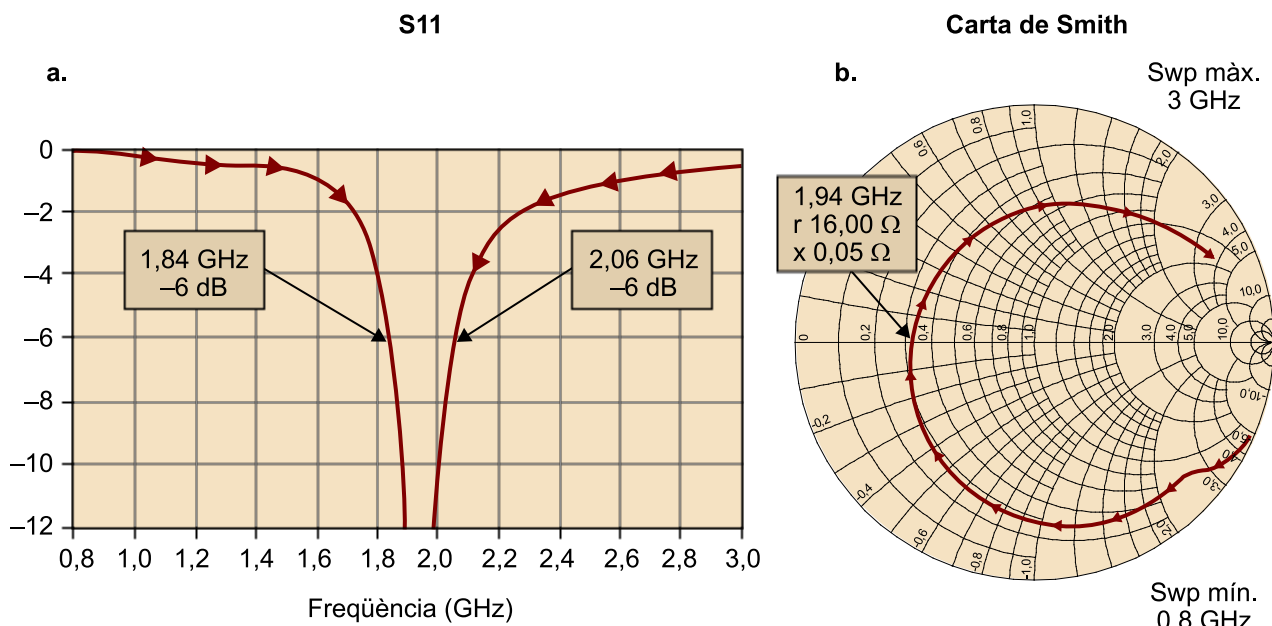
$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad S_{11}(dB) \in (-\infty, 0] \quad 1.1$$

on Z_0 és la impedància característica de la línia de transmissió a la qual es connecta l'antena, habitualment 50Ω .

Un coeficient de reflexió igual a 0 indicaria que la càrrega està adaptada al generador. Aquesta situació es dona quan $Z_{in} = Z_0$. Aquesta adaptació correcta evitaria la pèrdua de potència deguda a les reflexions i aconseguiria que tota la potència lliurada pel generador es dissipés en la càrrega.

La carta de Smith és l'element que s'utilitza per a representar la impedància complexa de l'antena, mentre que per al cas del coeficient de reflexió és preferible representar-ne el mòdul en decibels (dB) (figura 22).

Figura 22



a. Coeficient de reflexió en mòdul; b. Impedància d'entrada de l'antena en la carta de Smith

La **relació d'ona estacionària** (ROE^4) és un altre dels paràmetres utilitzats per a quantificar la desadaptació d'impedàncies i es relaciona amb el mòdul del coeficient de reflexió segons l'equació següent:

$$ROE = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad ROE \in [1, \infty) \quad 1.2$$

⁽⁴⁾ROE és la sigla de relació d'ona estacionària.

En aplicacions com, per exemple, antenes d'estació base de telefonia cel·lular, en què es transmeten potències considerables (~10 W), s'exigeixen antenes amb valors de *ROE* reduïda ($\leq 1,2$) en l'amplada de banda d'operació. En altres aplicacions, com per exemple antenes de telèfons mòbils, es toleren valors de *ROE* ≤ 3 .

2.2. Eficiència de radiació i d'antena

L'eficiència de radiació (η_r) es defineix com la relació entre la resistència de radiació i la suma de la resistència de radiació i pèrdues òhmiques (equació 1.3).

$$\eta_r = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{\Omega}} \quad 1.3$$

L'eficiència d'antena (η_a) és aquell paràmetre que defineix la relació entre la potència radiada per l'antena a l'espai i la potència lliurada pel generador. A diferència del que ocorre amb l'eficiència de radiació, aquest terme inclou la pèrdua de potència produïda per la desadaptació d'impedàncies i la pèrdua de potència ocasionada pels dielèctrics i conductors que constitueixen l'antena i que dissipen potència en forma de calor (equació 1.4).

$$\eta_a = \eta_r \cdot (1 - |S_{11}|^2) \quad 1.4$$

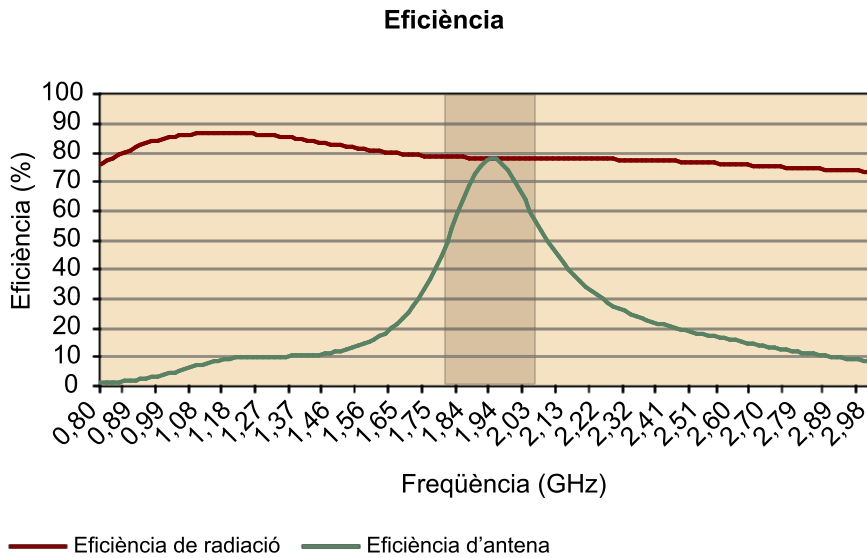
on el terme $(1 - |S_{11}|)^2$ són les pèrdues per desadaptació⁵. El valor màxim és 1 (adaptació perfecta) i el valor mínim 0 (reflexió total de la potència). Les pèrdues per desadaptació també es poden expressar en dB com a $10 \cdot \log(1 - |S_{11}|)^2$.

⁽⁵⁾En anglès, *mismatch losses*.

Cal destacar que la màxima eficiència que es podria arribar a aconseguir es donaria en cas que no hi hagués pèrdues de potència per desadaptació. En aquest cas, la pèrdua d'eficiència únicament seria produïda per les pèrdues òhmiques dependents de la geometria de l'antena i de les propietats dels seus materials.

No obstant això, cal incloure en el paràmetre d'eficiència les pèrdues per desadaptació d'impedàncies, ja que en la pràctica no és possible aconseguir un coeficient de reflexió igual a 0 per a un ampli rang de freqüències. A tall d'exemple, en el cas de la telefonia mòbil, es considera que hi ha bona adaptació quan el coeficient de reflexió se situa per sota de -6 dB, la qual cosa significa que s'està lliurant a la càrrega aproximadament el 75% de la potència disponible pel generador. Per això, l'eficiència de radiació original es redueix i dona lloc a l'eficiència d'antena, la qual té en compte tant les pèrdues òhmiques com les pèrdues per desadaptació (equació 1.4).

Figura 23. Eficiència d'antena i de radiació en funció de la freqüència



A la zona ombrejada, l'antena es troba amb una bona adaptació, amb valors de $ROE \leq 3$.

La figura 14 mostra l'eficiència de radiació de l'antena caracteritzada pel coeficient de reflexió de la figura 13. L'eficiència de radiació se situa entorn del 80% de mitjana considerant tot el rang de freqüències. No obstant això, l'eficiència d'antena tan sols obté valors alts d'eficiència per a les freqüències en què l'antena està adaptada. Noteu que l'eficiència màxima d'antena s'obté per a la freqüència en la qual s'obté un pic profund d'adaptació (que està centrat, coincidint amb el mínim del coeficient de reflexió que veiem en la figura 13a, entorn dels 1,94 GHz). En aquest cas, i tal com s'ha comentat en el paràgraf anterior, el seu valor s'equipara al valor de l'eficiència de radiació a aquesta freqüència.

Exemple pràctic I

En l'exemple següent es mostra com intervenen cadascun dels termes explicats en l'apartat anterior.

Una antena presenta una impedància d'entrada de $30 \Omega + j5 \Omega$ amb una resistència de pèrdues òhmiques $R_{\Omega} = 5 \Omega$. Sabent que el generador al qual està connectat té una impedància equivalent de 50Ω i que la potència disponible és d'1 W, quanta potència es radia a l'espai?, quanta es dissipa en forma de calor?, quanta es reflecteix i es dissipa en el generador?

De l'equació 1.1, s'obté el següent:

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = \frac{30 + j5 - 50}{30 + j5 + 50} = -0,2451 + 0,0778j$$

I per tant $|S_{11}| = 0,2571$.

D'altra banda, la $R_{in} = 30 \text{ W}$ i sabent que $R_W = 5 \text{ W}$, $R_{rad} = 25 \text{ W}$, $h_r = 83,3\%$.

La potència radiada a l'espai és:

$$1 \text{ W} \cdot (1 - 0,2572^2) \cdot 0,833 = 778,2 \text{ mW}.$$

La potència dissipada per pèrdues òhmiques és:

$$1 \text{ W} \cdot (1 - 0,2572^2) \cdot (1 - 0,833) = 155,7 \text{ mW}.$$

I la potència dissipada en el generador és:

$$1 \text{ W} \cdot 0,2572^2 = 66,2 \text{ mW}.$$

A la pràctica, interessen eficiències d'antena elevades. No obstant això, hi ha un compromís entre miniaturització i eficiència, ja que reduir la grandària d'una antena pot comportar una pèrdua d'eficiència considerable. Si l'equip és transmissor, valors reduïts d'eficiència comporten un consum més elevat de la bateria. En els casos en què l'equip faci funcions de recepció, el senyal pot estar per sota de la sensibilitat del receptor i impedir-ne la recepció correcta.

2.3. Diagrama de radiació

Una antena és un dispositiu que radia/rep la potència a l'espai o de l'espai seguint un patró que depèn de la direcció. Fent un símil acústic, es pot imaginar que la boca és una antena transmissora. La veu emesa és rebuda per un oient de manera diferent depenent de la posició en la qual es trobi. Si l'orient se situa davant, la potència acústica rebuda serà més gran que si se situa, per exemple, a la mateixa distància però darrere. Si l'orient descrivís un cercle tenint com a centre l'emissor, i anés anotant en una carta polar la potència acústica rebuda, donaria com a resultat un patró de potència rebuda en funció de la direcció. Aquest patró es denomina **diagrama de radiació**. Si l'experiment es fes movent-se l'emissor i mantenint-se fix l'orient, el resultat seria el mateix. És una situació recíproca.

En les antenes passa pràcticament el mateix, amb la diferència que la potència acústica és ara potència del camp electromagnètic. Per això, i per a determinar el diagrama de radiació d'una antena, cal conèixer aquesta potència, la qual és determinada pels seus camps elèctric (\vec{E}) i magnètic (\vec{H}). Encara que el càlcul dels camps \vec{E} i \vec{H} d'una antena no és motiu d'estudi d'aquest mòdul, sí que cal utilitzar aquestes magnituds amb unes suposicions que estaran justificades quan s'estudiïn els fonaments de radiació.

A causa que el diagrama de radiació d'una antena es calcula a la regió denominada camp llunyà, en què el camp \vec{E} i \vec{H} tenen característica d'ona plana, no cal calcular/mesurar les dues magnituds. En efecte, una ona plana té la particularitat que la intensitat dels camps \vec{E} i \vec{H} tenen una relació escalar que és justament la impedància del medi (equació 1.5).

$$\frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} = \eta \quad 1.5$$

on η és la impedància del mitjà pel qual es propaga l'ona. En el cas del buit, el valor d'aquesta impedància és $120\pi \Omega$.

Vegeu també

Estudiarem el càlcul dels camps \vec{E} i \vec{H} d'una antena en el mòdul "Fonaments bàsics. Antenes de fil".

Camps llunyans

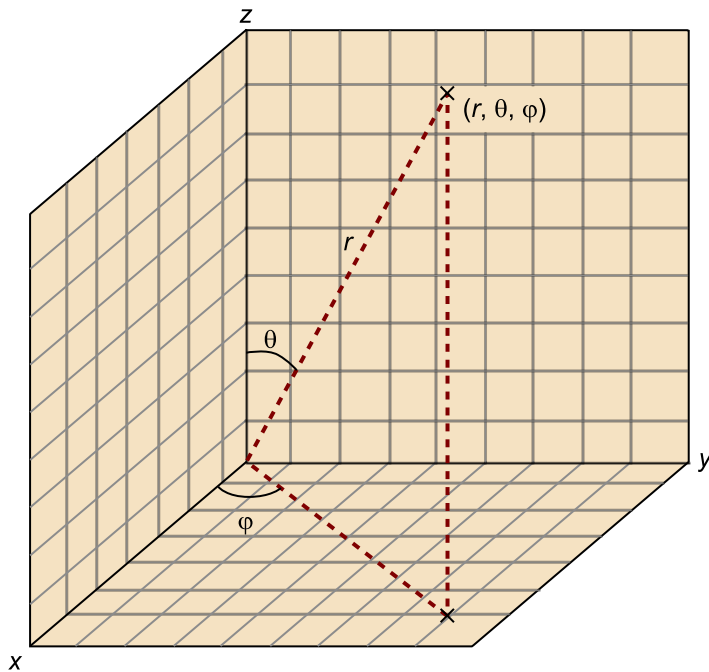
Cal esmentar que la zona de camp llunyà es troba per a distàncies superiors de $2D^2/\lambda$, en què D és la dimensió màxima de l'antena i λ la longitud d'ona d'operació. El perquè d'aquesta distància queda justificat en el mòdul "Fonaments bàsics. Antenes de fil", en el qual es descriuen els fonaments de la radiació.

Per a calcular el diagrama de radiació d'una antena, és necessari calcular el **vector de Poynting**, que reflecteix la densitat de potència de camp en funció de la direcció d'acord amb l'equació següent:

$$\vec{\mathcal{P}}(\theta, \varphi) = \Re\{\vec{E} \times \vec{H}^*\} \quad \left[\frac{\text{W}}{\text{m}^2}\right] \quad 1.6$$

en què $\vec{\mathcal{P}}(\theta, \varphi)$ és el vector de Poynting, $\Re\{\vec{E} \times \vec{H}^*\}$ és la densitat de potència de camp electromagnètic i θ (angle zenital) i φ (angle azimuthal) són les coordenades esfèriques que defineixen la posició (figura 24).

Figura 24. Coordenades esfèriques



Segons l'equació 1.5, l'equació 1.6 es pot expressar de la manera següent:

$$\vec{\mathcal{P}}(\theta, \varphi) = \frac{|E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2}{\eta} \hat{r} \quad \left[\frac{\text{W}}{\text{m}^2}\right] \quad 1.7$$

En què E_θ i E_φ són les components θ i φ del camp elèctric generat per l'antena. Com es demostra en un altre mòdul, la component radial de camp elèctric (E_r) és zero (molt petita en comparació de les transversals a la direcció de propagació, que són E_θ i E_φ) a la zona de camp llunyà, amb la qual cosa no cal conèixer-la per a calcular el diagrama de radiació. Observeu com el sentit de la densitat de potència està marcat pel vector unitari \hat{r} , és a dir, és perpendicular a la direcció dels camps \vec{E} i \vec{H} .

Exemple pràctic II

En aquest exemple pràctic s'introdueixen nous conceptes que resulten paràmetres indispensables a l'hora de fer un balanç de potències. En primer lloc, es mostra com es calcula la potència radiada a partir de la densitat de potència. En segon lloc, es presenta un diagrama de radiació que servirà per a definir dos plans (el pla E i el pla H).

Sigui una antena que presenta un camp elèctric radiat tal que:

$$\vec{E}(\theta, \varphi) = \cos 2\theta \frac{e^{-jkr}}{r} \hat{x} \quad (\text{per a } \theta \leq \frac{\pi}{2}) \quad 1.8$$

en què r denota la distància del punt d'observació a l'antena. La representació tridimensional indica que presenta un sol lòbul (màxim) de radiació apuntant en la direcció $\theta = 0$ i una radiació mínima en el pla XY ($\theta = \pi/2$). Cal subratllar que el terme de camp elèctric radiat comporta el terme:

$$\frac{e^{-jkr}}{r} \quad 1.9$$

que indica que el camp elèctric decreix amb la distància com a $(1/r)$ i que la fase decreix amb la direcció de propagació.

Cal subratllar que se sol representar el diagrama de radiació en decibels, de manera que resulta equivalent calcular-lo a partir de l'expressió de camp E que sobre el vector de Poynting. Matemàticament:

$$|\vec{E}(\theta, \varphi)|_{dB} = 20 \cdot \log(\cos 2\theta) \quad 1.10$$

en què s'ha eliminat el terme $\frac{e^{-jkr}}{r}$, que afecta únicament l'amplitud i no la forma del diagrama de radiació.

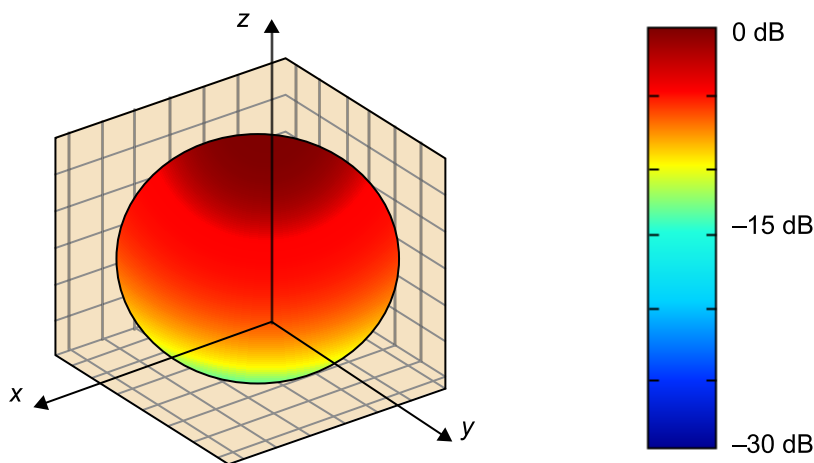
El vector de Poynting resultant és, segons l'equació 1.7:

$$|\vec{P}(\theta, \varphi)|_{dB} = 10 \cdot \log(\cos^4 \theta) \quad 1.11$$

La representació gràfica es mostra en la figura 25.

S'ha obviat el terme escalar η (impedància del medi), ja que no afecta la forma del diagrama de radiació.

Figura 25. Representació 3D del diagrama de radiació normalitzat en decibels amb un marge dinàmic de 30 dB



Els colors vermells indiquen més magnitud de camp, mentre que els colors blaus n'indiquen menys.

Atès que el vector de Poynting reflecteix densitat de potència, es pot calcular de manera immediata la potència radiada integrant el vector de Poynting en tot l'espai de la manera següent:

Vegeu també

La demostració del terme $\frac{e^{-jkr}}{r}$ en l'expressió del camp elèctric radiat s'estudia en el mòdul "Fonaments bàsics. Antenes de fil".

Vegeu també

Estudiarem el càlcul dels camps \vec{E} i \vec{H} d'una antena en el mòdul "Fonaments bàsics. Antenes de fil".

$$P_r = \int_{\varphi=0}^{\varphi=2\pi} \int_{\theta=0}^{\theta=\pi} \mathcal{P}(\theta, \varphi) r^2 d\Omega = \int_{\varphi=0}^{\varphi=2\pi} \int_{\theta=0}^{\theta=\pi} \mathcal{P}(\theta, \varphi) r^2 \sin\theta d\theta d\varphi \quad [\text{W}] \quad 1.12$$

on $d\Omega = \sin\theta d\theta d\varphi$ és el diferencial d'angle sòlid.

Per mitjà de la potència radiada es pot determinar la resistència de radiació mitjançant:

$$P_r = I^2 \cdot R_{rad} \quad 1.13$$

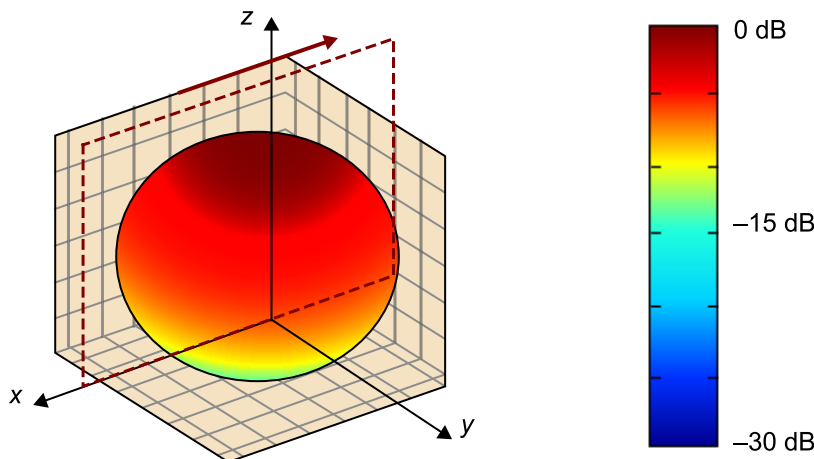
Cal destacar que l'equació 1.12 permet, a partir de la densitat de potència, calcular la potència radiada per una antena. De fet, hi ha sistemes de mesurament en els quals es mesura la densitat de potència radiada per l'antena i mitjançant la seva integració es calcula la potència radiada. Sabent la potència lliurada, és possible determinar mitjançant l'equació 1.3 l'eficiència de radiació de l'antena. Posteriorment, sabent l'adaptació, s'obté l'eficiència d'antena directament.

Habitualment, no cal fer una representació tridimensional del diagrama de radiació, sinó més aviat d'un parell de talls bidimensionals. En la pràctica, els més característics són els plans E i H . El pla E està definit com el que conté la direcció de màxima radiació i la direcció del camp elèctric. El pla H és el pla ortogonal al pla E atès que en camp llunyà els camps E i H satisfan que $\hat{E} \times \hat{H} = \hat{k}$ (\hat{k} és el vector d'ona que indica la direcció de propagació). El símbol superior \hat{E} indica que el vector és unitari.

Per al cas en qüestió, els plans E i H resulten en $\varphi = 0$ i $\varphi = \pi/2$ respectivament (figura 26). D'una banda, la direcció de màxima radiació està determinada per la direcció $\theta = 0$ (eix z positiu) i aquesta direcció del camp elèctric està alineada amb l'eix x (veurem més endavant que aquesta direcció determina la polarització de l'antena). Per tant, el pla E és el pla XZ , o $\varphi = 0$.

D'altra banda, i com ja s'ha esmentat, el concepte diagrama de radiació està associat al que es denomina zona de camp llunyà. En aquesta zona, el camp electromagnètic té característiques locals d'ona plana i, per tant, $\hat{E} \times \hat{H} = \hat{k}$, que per a l'exemple i particularitzant en la direcció de màxima radiació, resulta en $\hat{x} \times \hat{H} = \hat{z}$, de la qual cosa es dedueix que $\hat{H} = \hat{y}$. Com a conseqüència, el pla H és el pla YZ o $\varphi = \pi/2$. En aquest exemple, atès que el diagrama no té dependència de φ , els talls en tots dos plans són iguals.

Figura 26. Representació esquemàtica del pla E

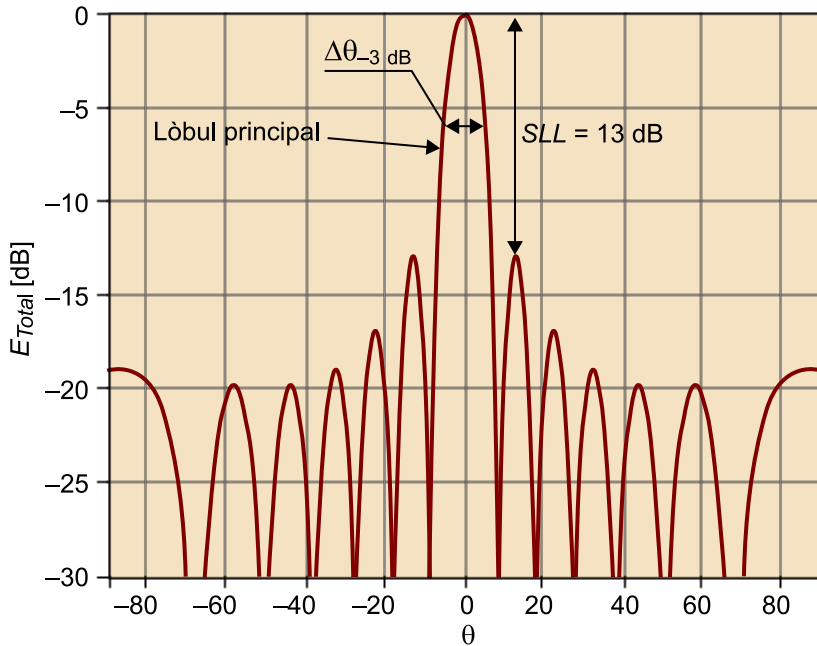


El pla E conté la direcció de màxima radiació ($\theta = 0^\circ$ en aquest cas) i el sentit del camp elèctric en aquesta direcció (segons l'eix x en l'exemple).

La representació en coordenades cartesianes dels talls principals del diagrama de radiació permet distingir el lòbul principal de radiació, que és el que conté la direcció de màxima radiació i la relació lòbul principal a secundari (SLL⁶), que és la relació entre l'amplitud del lòbul principal i la del lòbul secundari amb més amplitud (figura 27).

⁶SLL és la sigla de l'expressió anglesa *side lobe level*.

Figura 27. Tall de diagrama en coordenades cartesianes



El lòbul principal és el que conté la màxima amplitud. SLL és la relació entre el lòbul principal i el lòbul secundari de més amplitud. L'amplada de feix a -3 dB és l'amplada angular definida pels angles en la qual la potència ha disminuït 3 dB pel que fa al màxim.

2.4. Directivitat

La capacitat de radiar més potència en unes determinades direccions respecte a unes altres està caracteritzada pel paràmetre directivitat. Utilitzant un símil senzill: un mestre situa al voltant seu vuit alumnes espaiats angularment 45° i separats a una mateixa distància. En un primer cas, reparteix un caramel a cada alumne. En un segon cas, reparteix vuit caramels a l'alumne que té al davant. En tots dos casos ha radiat la mateixa potència (vuit caramels), però en el primer cas ho ha fet d'una manera uniforme i en el segon d'una manera més selectiva. El paràmetre directivitat reflecteix justament aquest fet. Per al primer cas, la directivitat de l'antena (del professor) és baixa, la qual cosa indica un caràcter isòtrop (mateixa magnitud de radiació en les diferents direccions de l'espai) i, per al segon cas, l'antena és més directiva.

Enllaçant amb la pràctica en el camp de les antenes, el tipus de directivitat requerit en cada cas dependrà del tipus d'aplicació. Per exemple, una estació de radiodifusió ha de radiar potència en moltes direccions de l'espai, ja que els usuaris estan distribuïts en qualsevol direcció. En aquest cas interessa una antena poc directiva i més concretament una que radiï amb la mateixa intensitat en almenys un mateix pla. Això es coneix com a **antena omnidireccional**. En altres situacions, com, per exemple, un enllaç punt a punt, calen antenes amb més directivitat, perquè tant l'antena emissora com la receptora estan sempre en punts fixos i per tant no cal radiar en altres direccions que poden interferir altres sistemes.

Exemple pràctic III

Seguint amb l'exemple per a il·lustrar el concepte de diagrama de radiació, es calcula exactament la directivitat.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\mathcal{P}(\theta, \varphi)}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} = \frac{\cos^4\theta}{\frac{P_r}{4\pi r^2}} \quad 1.14$$

La potència radiada P_r es calcula d'acord amb l'equació 1.8 de la manera següent:

$$P_r = \int_{\varphi=0}^{\varphi=2\pi} \int_{\theta=0}^{\theta=\pi} \frac{\cos^4\theta}{r^2} r^2 \sin\theta d\theta d\varphi = \frac{2\pi}{5} \text{ [W]} \quad 1.15$$

La directivitat que resulta és:

$$D(\theta, \varphi) = 10\cos^4\theta \quad 1.16$$

Com s'observa, la funció directivitat depèn de les direccions de l'espai i indica la capacitat de concentració de la radiació respecte a un radiador isòtrop, la qual cosa queda reflectida per la relació $\mathcal{P}(\theta, \varphi)/\frac{P_r}{4\pi r^2}$, en què el denominador és la potència radiada per l'antena però considerant que ho fa igual per totes les direccions de l'espai. El terme $4\pi r^2$ és la densitat de potència d'una font que radia isòtropicament, és a dir, igual en totes les direccions de l'espai (observeu que $4\pi r^2$ és l'àrea de l'esfera, amb la qual cosa la densitat d'una font isòtropa radiant P_r és $\frac{P_r}{4\pi r^2}$).

D'aquesta manera, l'antena en qüestió és capaç de radiar més en unes direccions en detriment d'unes altres.

Normalment, la directivitat se sol expressar considerant-ne el valor màxim. Aquest s'acostuma a identificar amb el símbol $D = \max\{D(\theta, \varphi)\}$. En aquest exemple, $D = 10$, que se sol expressar en decibels com a $D_{dB} = 10\log(D) = 10$ dB.

Per a consolidar la importància del concepte directivitat, es mostra un cas acadèmic en el qual s'il·lustra que concentrar la radiació implica un augment de la directivitat. Una esfera perfecta té una directivitat d'1, mitja esfera, 2 i un quart d'esfera, 4:

Taula 1. Diagrames canònics d'esfera, mitja esfera i un quart d'esfera amb les directivitats respectives

Directivitats		
$\mathcal{P}(\theta, \varphi) = 1$	$\mathcal{P}(\theta, \varphi) = 1 \quad \theta \in [0, \frac{\pi}{2}]$	$\mathcal{P}(\theta, \varphi) = 1 \quad \theta \in [0, \frac{\pi}{2}], \varphi \in [0, \pi]$
$D = 1$ (0 dB)	$D = 2$ (3 dB)	$D = 4$ (6 dB)

Més concentració de la potència significa més directivitat.

Hi ha una alternativa al càlcul exacte de la directivitat aplicable a antenes amb directivitat ($D > 10$ dB), que consisteix en el càlcul de l'amplada de feix a -3 dB en els dos plans principals E i H .

$$D = \frac{4\pi}{\Omega_e} = \frac{4\pi}{\Delta\theta_{-3dB}^E \cdot \Delta\theta_{-3dB}^H} \quad 1.17$$

Vegeu també

Vegeu l'"Exemple pràctic II" en el subapartat 2.3 d'aquest mòdul didàctic.

Lectura recomanada

Trobareu el procediment matemàtic més detallat per al càlcul exacte de la directivitat en l'obra següent:

J. Anguera; A. Pérez (2008). *Teoria d'antenes*. Enginyeria La Salle ("Estudios Semipresenciales"). ISBN: 978-84-935665-4-8.

en què Ω_e és l'angle sòlid equivalent i $\Delta\theta_{-3dB}^E$, $\Delta\theta_{-3dB}^H$ són les amplades de feix a -3 dB en els plans E i H respectivament.

Exemple pràctic IV

Per a l'exemple utilitzat fins al moment, es pot calcular la caiguda a 3 dB respecte al màxim de manera senzilla, ja que el màxim $\theta = 0$ té un valor d'1. Per tant, cal trobar per a quin valor de θ la potència ha caigut a la meitat. Aquest angle es denomina θ_{-3dB} . Donada la simetria del diagrama, l'amplada de feix és $\Delta\theta_{-3dB} = 2 \cdot \theta_{-3dB}$. Atès que el camp està determinat per $E(\theta, \varphi) = \cos^2\theta$, la densitat de potència està determinada pel quadrat del camp elèctric. D'aquesta manera $\cos^4\theta_{-3dB} = \frac{1}{2}$, que resulta $\Delta\theta_{-3dB} = 65,4^\circ$. La directivitat aproximada és de $D = 9,8$ dB, valor molt proper a l'exacte de 10 dB (que demostra que aquest mètode és una aproximació).

Un cas particular de diagrama de radiació és el que presenta una simetria respecte a algun eix. Aquest tipus de diagrama es denomina diagrama omnidireccional. Les antenes de radiodifusió són un exemple d'això, ja que, com que els usuaris no tenen una ubicació fixa, cal que l'antena de radiodifusió radiï de la mateixa manera en la direcció azimuthal. En contraposició a les antenes omnidireccionals hi ha les antenes directives, que són típiques d'enllaços punt a punt. D'altra banda, el **radiador isòtrop** és el que presenta una directivitat $D = 1$, és a dir, que presenta una directivitat que és la mateixa per a qualsevol direcció de l'espai. És possible obtenir un radiador isòtrop mitjançant un disseny correcte d'estructures de tipus fil (figura 28).

Vegeu també

Vegeu els exemple pràctics II i III en els subapartats 2.3 i 2.4 d'aquest mòdul didàctic.

Lectura complementària

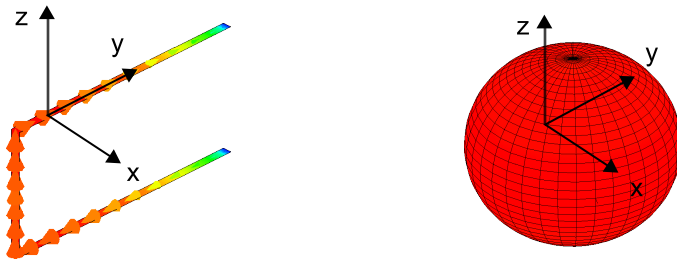
Podeu consultar el disseny d'estructures de tipus fil en l'obra següent:

Andújar, A.; Anguera, J.; Puente, C.; Pérez, A. (2009). "On the Radiation Pattern of the L-Shaped Wire Antenna". *Progress in Electromagnetics Research Magazine* (vol. 6, pàg. 91-105).

Figura 28. Diagrames produïts per antenes lineals de tipus U

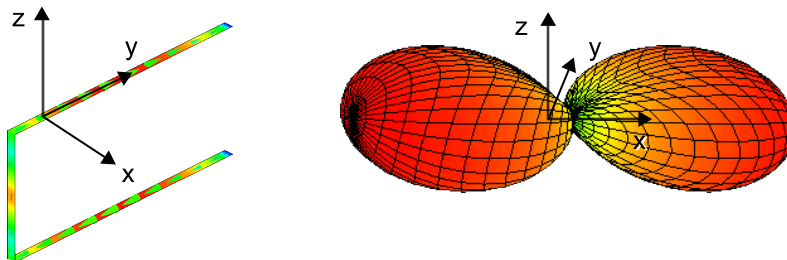
a. Antena dipol en forma de U

Directivitat = 0 dBi
Radiador isòtrop



b. Antena dipol en forma de U . Antena bidireccional

Directivitat = 6 dBi
Radiador directiu amb dos feixos



a. Diagrama isòtrop amb $D = 0$ dB; b. Diagrama amb doble lòbul

Un concepte lligat a la directivitat és el **guany**, que es defineix com el producte de la directivitat per l'eficiència de radiació:

$$G(\theta, \varphi) = D(\theta, \varphi) \cdot \eta_r \quad 1.18$$

que, referit al seu valor màxim, queda:

$$G = D \cdot \eta_r \quad 1.19$$

Per tant, el valor de guany pot ser, en el millor dels casos, igual al de la directivitat. És important comentar que la paraula guany pot portar a confusió, ja que una antena és *per se* un element passiu. Encara que el guany d'una antena sigui major que 1, això no vol dir que l'antena amplifiqui el senyal d'entrada. Si a una antena se li lliura 1 W de potència, aquesta pot, per exemple, radiar aquesta potència de manera isòtropa amb $D = 1$ i $G = 1$, si la seva eficiència de radiació és 100%. Si, per contra, l'antena concentra l'energia en una determinada direcció, la densitat de potència serà més gran que en el cas isòtrop segons la proporció següent:

$$\frac{P_r \cdot G}{4\pi r^2} \text{ [W/m}^2\text{]} \quad 1.20$$

en què G representa el guany en la direcció del màxim. L'important és destacar que, en tots dos casos, l'antena estarà radiant a l'espai 1 W de potència.

Relacionat amb el terme de guany apareix el terme **guany realitzable**, que té en compte les pèrdues per desadaptació:

$$G_{realized} = D \cdot \eta_r \cdot (1 - |\Gamma_1|^2) \quad 1.21$$

Tant el diagrama de radiació com la directivitat i el guany d'una antena són paràmetres que la caracteritzen en transmissió i recepció, sempre que l'antena no contingui elements no recíprocs. Per tant, si una antena presenta un diagrama de radiació, és el mateix en transmissió i en recepció. En altres paraules, si l'antena presenta un diagrama amb una certa directivitat/guany, vol dir que en aquesta determinada direcció de l'espai el senyal s'emetrà o rebrà ponderat per aquesta mateixa directivitat/guany.

Directivitats entorn de 2 dB a 6 dB són típiques per a les antenes de dispositius portàtils sense fil (telèfons mòbils, auriculars, operadors portàtils, *headsets*, receptors GPS, etc.). Antenes com les d'estació base de telefonia mòbil poden arribar a directivitats de 18 dB a 20 dB. Antenes per radioastronomia com els grans reflectors parabòlics aconseguixen directivitats de 50 dB.

Lectura complementària

Sobre el diagrama de radiació, la directivitat i el guany com a paràmetres d'antena, podeu consultar l'obra següent:

J. Anguera; A. Pérez (2008). *Teoria d'antenes*. Enginyeria La Salle ("Estudios Semipresenciales"). ISBN: 978-84-935665-4-8.

2.5. Àrea efectiva i longitud efectiva

L'àrea efectiva és un terme que resulta de gran utilitat per a aproximar la directivitat per a alguns tipus d'antenes com per exemple els reflectors (figura 7). En aquest cas, l'àrea efectiva es correspon pràcticament amb l'àrea física. D'aquesta manera, és possible estimar la directivitat d'un reflector mitjançant aquest procediment geomètric sense necessitat de recórrer al complex càlcul dels camps electromagnètics. No obstant això, per a una anàlisi més detallada sí que cal conèixer aquests camps.

L'àrea efectiva està definida com la ràtio entre la potència disponible en el port d'antena i la densitat de potència de l'ona plana incident, la qual té la mateixa polarització que l'antena:

$$A_{eff}(\theta, \varphi) = \frac{P_{Load}}{\mathcal{P}(\theta, \varphi)} \quad 1.22$$

en què P_{Load} és la potència lliurada a la càrrega.

Mitjançant el teorema de reciprocitat es demostra la relació que hi ha entre l'àrea efectiva i la directivitat:

$$\frac{A_{eff}}{D} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad 1.23$$

en què λ és la longitud d'ona d'operació, i D la directivitat.

Amb aquestes equacions es disposa de les eines necessàries per a abordar càlculs relatius al balanç de potències d'un radioenllaç.

Exemple pràctic V

A continuació es presenta un exemple en el qual es mostra com es tradueix l'àrea efectiva en directivitat i la implicació que té augmentar la grandària d'una antena.

Tenim un reflector parabòlic de 50 m de diàmetre. La directivitat d'aquesta antena a la freqüència de 5 GHz és de $D_{dB} = 57$ dB i a la freqüència de 10 GHz és de $D_{dB} = 63$ dB. Noteu que la directivitat depèn de la relació entre l'àrea i la longitud d'ona, és a dir, de l'àrea elèctrica. Com més gran és l'àrea elèctrica, més gran és la directivitat. En antenes, parlar d'una grandària física no té sentit, cal relativitzar-la sempre amb la longitud d'ona.

Relacionat amb l'àrea efectiva, tenim la **longitud efectiva**. Aquest paràmetre s'empra per a caracteritzar antenes lineals com els dipols (figura 1). Es defineix com la relació entre la tensió en circuit obert en el port d'entrada de l'antena i la intensitat del camp elèctric radiat en una determinada direcció:

$$l_{ef}(\theta, \varphi) = \frac{V}{E(\theta, \varphi)} \quad [\text{m}] \quad 1.24$$

en què V és la tensió en el port de l'antena i E és el camp incident.

Lectura recomanada

Trobareu el procediment matemàtic més detallat en les obres següents:

J. Anguera; A. Pérez (2008). *Teoria d'antenes*. Enginyeria La Salle ("Estudios Semipresenciales"). ISBN: 978-84-935665-4-8.

2.6. Polarització, relació axial i discriminació de polarització

Una ona acústica és una magnitud escalar definida pel paràmetre pressió. En canvi, un camp electromagnètic és una magnitud vectorial, és a dir, no n'hi ha prou de conèixer-ne la magnitud, sinó que a més cal determinar-ne la direcció. Tornant al símil acústic, quan dues persones parlen, la informació (ona de pressió) es propaga per l'espai. Independentment de l'orientació del cos respecte al terra (vertical o horitzontal), el senyal que rep l'oient és el mateix. En canvi, si la magnitud és vectorial, com el cas d'una ona electromagnètica, la informació que rep l'oient depèn de com estigui alineat respecte a l'emissor. Seguint amb el símil acústic, si el senyal emès és de naturalesa vectorial i l'emissor parla verticalment respecte al terra (estat de polarització vertical), l'oient el pot escoltar si també està en posició vertical respecte al terra. Si l'oient estigués, per contra, en posició horitzontal respecte al terra (estat de polarització horitzontal), tindria recepció nul·la. Aquest fenomen permetria, per exemple, que un altre emissor es pogués comunicar simultàniament amb aquest oient pel mateix canal en cas que tots dos estiguin disposats horitzontalment respecte al terra. Aquesta tècnica permet reutilitzar l'espectre electromagnètic de manera eficient i consisteix a utilitzar antenes que operin amb polaritzacions ortogonals.

Aquest exemple serveix per a mostrar un dels avantatges que comporta que el camp electromagnètic sigui una magnitud vectorial, ja que permet poder transmetre informació a través de cada estat de polarització. Les antenes d'estació base de telefonia mòbil utilitzen aquesta tècnica, ja que disposen d'una antena que emet un camp electromagnètic que està polaritzat horitzontalment i una altra que ho està verticalment. De fet, aquests estats reben el nom de **polarització lineal**, ja que la traça que recorre el camp elèctric en propagar-se és una línia recta. En aquest punt és important subratllar que els plans E i H definits anteriorment tenen sentit en antenes que radien polarització lineal, ja que si és circular, no existeix un sol pla E a causa de la rotació del camp.

No solament les polaritzacions lineals vertical i horitzontal es troben entre els estats de polarització útils, sinó que la **polarització circular** també resulta de gran utilitat. En aquest cas, la traça que recorre el camp elèctric en propagar-se és un cercle. Entre les utilitats que tenen hi ha la transmissió per satèl·lit. Quan el senyal es propaga per la capa de la ionosfera, la polarització lineal pot experimentar el denominat **efecte de rotació de Faraday**. Això significa que, si el satèl·lit emet una ona polaritzada verticalment, el senyal pot experimentar una rotació en propagar-se per la ionosfera i arribar a convertir-se en horitzontal. El receptor a la Terra, que té una antena caracteritzada pel seu propi estat de polarització, aconseguirà una recepció òptima en el cas que la polarització de la seva antena sigui la mateixa que la de l'ona incident. I aquesta, en tenir

un estat de polarització variant amb el temps, pot ocasionar pèrdues severes en el senyal rebut. Per a mitigar la rotació de Faraday s'utilitza la polarització circular, que és immune a la rotació.

Dos paràmetres rellevants associats a la polarització són: la relació axial i la discriminació de polarització. Tots dos estan relacionats i revelen la puresa d'una polarització.

Exemple pràctic VI

L'exemple següent mostra com es calcula la polarització a partir de l'expressió del camp radiat per una antena.

L'expressió següent defineix un camp radiat per una antena:

$$\vec{E} = e^{-jky} e^{j\omega t} (\hat{x} + 2j\hat{z}) \quad 1.25$$

Tot això mostra que es tracta d'una ona plana (una ona plana no presenta atenuació amb la distància) que es propaga en la direcció de les $y > 0$, atès que la fase sempre és decreixent amb la distància de propagació. El terme $e^{j\omega t}$ indica la freqüència de l'ona. El mètode per a calcular la polarització consisteix a determinar la traça que descriu el camp E en funció del temps. Per a això, es calcula el camp en funció del temps, tal com:

$$\Re\{\vec{E}\} = \Re\{e^{-jky} e^{j\omega t} (\hat{x} + 2j\hat{z})\} = \cos(\omega t - ky)\hat{x} - 2\sin(\omega t - ky)\hat{z} \quad 1.26$$

Deixant constant la variable y , que per simplicitat es fixa a $y=0$, s'analitza com evoluciona el camp en el temps. Donant valors a la variable temps, es calcula el valor del camp tant en mòdul com en direcció (taula 2, figura 29).

Taula 2. Valor de E en funció del temps

ωt	$\cos(\omega t)\hat{x} - 2\sin(\omega t)\hat{z}$
0	\hat{x}
$\pi/2$	$-2\hat{z}$
π	$-\hat{x}$
$3\pi/2$	$2\hat{z}$

Lectura complementària

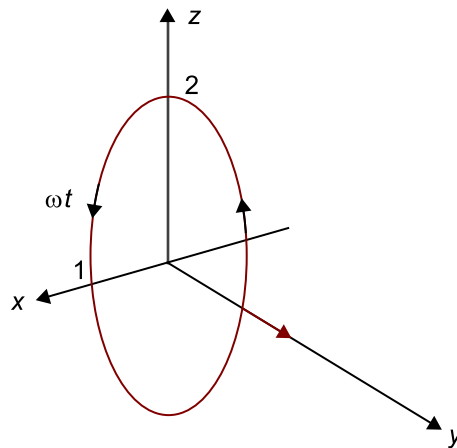
Trobareu el procediment matemàtic detallat per al càlcul de la relació axial i la discriminació de polarització en l'obra següent:

J. Anguera; A. Pérez (2008). *Teoria d'antenes*. Enginyeria La Salle ("Estudios Semipresenciales"). ISBN: 978-84-935665-4-8.

Polarització el·líptica a la dreta

Recordeu que la posició dels eixos cartesianes no és arbitrària, sinó que s'ha de complir que el producte vectorial de l'eix x per l'eix y sigui l'eix z .

Figura 29. Traça del camp elèctric particularitzada per a $y = 0$



Atès que el sentit de propagació és en la direcció de l'eix y , es tracta d'una polarització el·líptica a la dreta.

S'observa que la traça que descriu l'ona particularitzant-la per a $y = 0$ és una el·lipse. Realment, es tracta d'un helicoides, ja que l'ona avança en la direcció y i descriu una ona polaritzada el·lípticament. Per a determinar el sentit del gir, s'utilitza la coneguda regla de la mà dreta: amb el polze en la direcció de propagació ($y > 0$), si el sentit del gir de l'ona coincideix amb el sentit de gir indicat pels altres quatre dits de la mà dreta, la polarització és a la dreta; si no, és a l'esquerra. En aquest cas, la polarització resulta a la dreta.

2.7. Amplada de banda

Tots els paràmetres d'antena estudiats fins aquí depenen de la freqüència. Per tant, cal disposar d'un descriptor que indiqui en quin marge freqüencial es manté el valor d'un determinat paràmetre dins d'uns límits prefixats. Hi ha diverses definicions d'amplada de banda. A continuació se'n mostren les més habituals.

Cal subratllar que, per a una antena, les amplades de banda associades a cada paràmetre poden ser diferents i que normalment n'hi ha alguna que és la més limitant.

2.7.1. Amplada de banda d'impedància

L'amplada de banda d'impedància d'una antena es defineix com el rang de freqüències que presenten un coeficient de reflexió inferior a un determinat valor (típicament -6 dB per a aplicacions d'antenes de telefonia mòbil, o -14 dB per a aplicacions més restrictives, com antenes d'estació base) o, anàlogament, una relació d'ona estacionària (ROE) inferior o igual al valor típic de 3, que es correspon amb un valor $S_{11} = -6$ dB ($S_{11} = -14$ dB és equivalent a ROE = 1,5).

$$BW(ROE \leq S, \%) = \frac{f_2 - f_1}{\frac{f_2 + f_1}{f_0}} \cdot 100 \quad 1.27$$

En què f_2 i f_1 defineixen les freqüències a les quals la impedància d'antena presenta una $ROE \leq S$.

D'aquesta manera, l'amplada de banda d'impedància per a l'antena de l'exemple de la figura 22 és d'11,2%.

Amplades de banda a $ROE \leq 3$ de l'ordre de 10%-25% són típiques per a antenes de telèfons mòbils. Amplades de banda de l'ordre de 4%-5% són pròpies d'antenes de comunicacions de curt abast⁷. Un altre tipus d'antenes catalogades com de banda ampla superen amplades de banda d'aproximadament el 70%.

⁽⁷⁾En anglès, *short-range wireless*.

2.7.2. Amplada de banda de relació axial

Una **amplada de banda de relació axial** és un paràmetre especialment utilitzat en antenes amb polarització circular. Una polarització circular pura es caracteritza per una relació axial $RA_{dB} = 0$ dB. Aquest paràmetre és dependent de la freqüència i es consideren acceptables valors de $RA_{dB} \leq 3$ dB per a determinar una polarització circular. L'amplada de banda es defineix de la mateixa manera que la d'impedància, és a dir, f_2 i f_1 de l'equació 1.27 són les freqüències que defineixen l'extrem de la banda amb $RA_{dB} = 3$ dB.

2.7.3. Amplada de banda de guany

Igual que en el camp dels amplificadors, en el de les antenes també existeix la definició de l'**amplada de banda de guany**. Depenent de l'aplicació, hi ha diferents criteris. Per exemple, l'amplada de banda de guany es pot definir com el marge de freqüències en el qual el guany no decau més de 3 dB respecte del valor màxim.

2.8. Factor d'antena

El factor d'antena és un paràmetre habitual en el camp de la compatibilitat electromagnètica (EMC⁸), en el qual les antenes s'utilitzen amb gran assiduitat com a sondes. El **factor d'antena** es defineix com la relació entre el camp elèctric incident \vec{E} i la tensió en el port d'entrada de l'antena:

$$AF = \frac{E_i}{V_i} \quad [\text{m}^{-1}] \quad 1.28$$

En què E_i és el camp incident i V_i la tensió en el port d'entrada de l'antena.

⁽⁸⁾EMC és la sigla de l'expressió anglesa *electromagnetic compability*.

Aquest concepte l'utilitzen habitualment els enginyers d'EMC, que fan servir l'antena com una sonda per a fer mesures en un marge de freqüències elevat (30 MHz - 1 GHz), determinat per les normatives que han de complir els

⁽⁹⁾*Anecoic*, del grec, 'sense ressò'.

equips. El paràmetre factor d'antena, a diferència dels anteriors, és una magnitud que està determinada a partir de mesures en camp proper. Les mesures d'EMC es fan en entorns controlats, com càmeres semianecoiques⁹ de dimensions 10 m × 10 m × 8 m. Aquestes càmeres contenen absorbents de radiofreqüència per a emular l'espai lliure, i un terra metàl·lic. Aquest paràmetre ha de complir unes determinades normatives definides per un centre certificat.

3. L'equació de transmissió

L'equació de transmissió, desenvolupada per H. T. Friis, permet determinar la potència rebuda per l'antena receptora en un radioenllaç, assumint condicions ideals d'espai lliure (no hi ha objectes que interfereixen, pèrdues addicionals per pluja, etc.). A més, permeten tenir en compte efectes com la propagació multicamí¹⁰, les pèrdues per desadaptació de polarització, les pèrdues per desadaptació d'impedàncies tant en transmissió com en recepció, i també altres factors de pèrdues associats a les condicions meteorològiques de l'entorn de propagació.

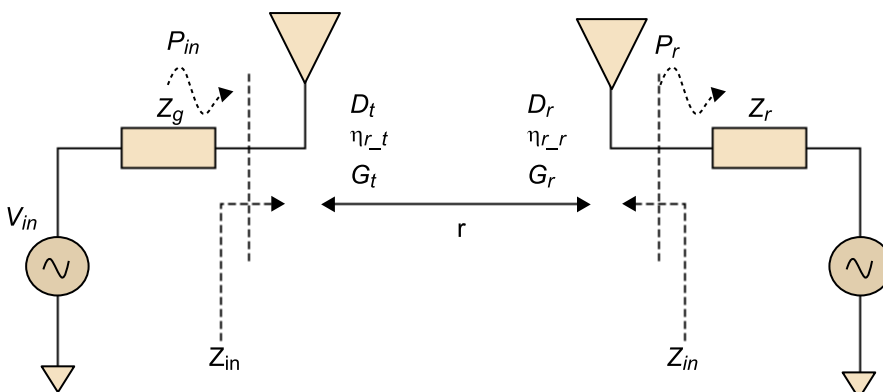
D'aquesta manera, l'equació de transmissió resulta (figura 30):

$$P_r = P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot r}\right)^2 \quad [\text{W}] \quad 1.29$$

en què:

- P_r és la potència rebuda en els terminals d'entrada de l'antena receptora.
- P_t és la potència subministrada a l'antena transmissora.
- G_t i G_r es corresponen amb el guany de l'antena transmissora i el guany de l'antena receptora, respectivament.
- λ és la longitud d'ona associada a la freqüència d'operació.
- r és la distància entre l'antena transmissora i l'antena receptora.
- $\left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot r}\right)^2$ es coneix com el terme que defineix les pèrdues de propagació en espai lliure.

Figura 30. Enllaç format per dues antenes



El transmissor (esquerra) es caracteritza per una tensió de generador i una impedància interna Z_g . El receptor (dreta), al seu torn, es caracteritza perquè la impedància equival a Z_r . S'ha considerat un generador en el receptor, ja que, si bé l'exemple mostra una transmissió en un sentit, en la pràctica, el sistema de radiofreqüència fa tant la transmissió com la recepció.

Aquesta equació de transmissió resulta de gran utilitat a l'hora de definir el balanç de potències d'un radioenllaç, ja que la relació que s'estableix entre la potència transmesa i la potència rebuda determina la qualitat de l'enllaç.

⁽¹⁰⁾En anglès, *multipath propagation*.

Lectures recomanades

Sobre l'equació de transmissió d'H. T. Friis, podeu consultar les obres següents:

C. A. Balanis (1997). *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley.

J. Anguera; A. Pérez (2008). *Teoria d'antenes*. Enginyeria La Salle ("Estudios Semipresenciales"). ISBN: 978-84-935665-4-8.

D'aquesta manera, si la potència rebuda se situa per sobre de la sensibilitat del receptor, es podrà establir la comunicació entre transmissor i receptor; en cas contrari, s'hauran d'ajustar els paràmetres d'antena necessaris perquè això ocorri.

Exemple pràctic VII

Tenim una antena d'estació base de GSM900 ($f = 900$ MHz) en la qual el port d'entrada té 10 W de potència de senyal. L'antena presenta un paràmetre $S_{11} = -10$ dB, amb una directivitat de 18 dB i una eficiència de radiació del 85%. La polarització del camp radiat és vertical. A 1 km de distància hi ha un mòbil que té una antena amb una directivitat de 2 dB, un paràmetre $S_{11} = -6$ dB i una eficiència de radiació del 50%. Té una polarització lineal de 45° .

a) Calculeu la potència que rep el mòbil.

b) Què succeeix si, per problemes de congestió de xarxa, la comunicació commuta a GSM1800 ($f = 1.800$ MHz)? (considereu en aquest cas que tots els altres paràmetres resten iguals).

Resolució:

a) Per al cas de GSM900, la potència rebuda resulta $-39,5$ dBm.

$$\begin{aligned}
 P_r &= P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \cdot C_p \\
 P_t &= 10 \text{ W} \\
 G_t &= 10^{(18/10)} \cdot 0.85 \cdot (1 - (10^{(-10/20)})^2) \\
 G_r &= 10^{(2/10)} \cdot 0.5 \cdot (1 - (10^{(-6/20)})^2) \\
 C_p &= (\cos\frac{\pi}{4})^2 \\
 r &= 1 \text{ km}
 \end{aligned}
 \qquad 1.30$$

b) I per a $f = 1800$ MHz, $-45,5$ dBm. Observeu que el fet de doblar la freqüència implica 6 dB de pèrdues per propagació, fet que es constata directament a partir de l'equació de transmissió.

És important recalcar que aquest càlcul és una aproximació, ja que en la realitat existeix un mecanisme de propagació més complex degut a l'entorn mòbil, ja que es dona un efecte de propagació multicamí per les diferents reflexions del senyal que arriben al mòbil. No obstant això, i sense pèrdua de generalitat, l'equació de transmissió és fonamental en el balanç de potències entre un sistema transmissor i receptor i és la base per a abordar problemes més complexos.

Dispositius com els telèfons mòbils aconseguen sensibilitats (potència mínima perquè l'equip pugui desmodular correctament el senyal) de fins a -110 dBm.



Figura 31

Les antenes han representat una revolució en la comunicació entre punts distants i avui dia s'utilitzen per a un ampli ventall d'aplicacions.

4. Temperatura d'antena

Un dels paràmetres que s'ha d'avaluar en un sistema de comunicacions és el nivell de la relació senyal a soroll (SNR¹¹) captat pel sistema receptor i, més específicament, per l'antena receptora en el seu port d'entrada.

⁽¹¹⁾SNR és la sigla de l'expressió anglesa *signal noise ratio*.

Les fonts de soroll poden ser externes, produïdes per la recepció de senyals indesitjats provinents de reflexions, difraccions, soroll tèrmic, etc., o poden ser internes, produïdes per les pèrdues òhmiques de l'antena receptora mateixa.

La temperatura d'antena és el paràmetre utilitzat per a caracteritzar la potència de soroll introduïda per l'antena receptora en el sistema receptor. D'aquesta manera, la potència de soroll captada en els terminals de l'antena receptora es defineix de la manera següent:

$$N_a = K \cdot T_a \cdot B \quad 1.31$$

en què:

- N_a és la potència de soroll d'antena.
- $K = 1,3803 \cdot 10^{-23}$ (W/Hz) (constant de Boltzmann).
- T_a és la temperatura d'antena en kelvins (K).
- B és l'amplada de banda del senyal captat per l'antena.

La temperatura d'antena no s'associa directament a la temperatura física de l'antena, sinó que és el resultat de ponderar les contribucions associades a totes les fonts de soroll pel guany de l'antena en totes les direccions de l'espai. Per això, la temperatura d'antena es defineix de la manera següent:

$$T_a = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi T(\theta, \varphi) \cdot G(\theta, \varphi) d\Omega}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi G(\theta, \varphi) d\Omega} \quad [\text{K}] \quad 1.32$$

En què $T(\theta, \varphi)$ és la temperatura de brillantor en kelvins i $G(\theta, \varphi)$ és el guany de l'antena. Observeu que T_a no és més que una mitjana, ja que la temperatura en una certa direcció de l'espai està ponderada pel guany en aquesta direcció. D'aquesta manera, si el guany en una determinada direcció és elevada i apunta en una direcció en què la temperatura de brillantor és elevada, la temperatura d'antena serà elevada.

Un tractat més ampli sobre el soroll es troba a Anguera i Pérez (2008), i a Orfanidis.

Lectura recomanada

Un tractat més ampli sobre el soroll es troba a les obres següents:

Anguera, J.; Pérez, A. (2008). "Teoria d'antenes". *Enginyeria La Salle* (Estudis semipresencials). ISBN: 978-84-935665-4-8.

Orfanidis, S. J. *Electromagnetic Waves and Antennas*.

5. Lectures obligatòries i complementàries

Lectures obligatòries

- **G. Pelosi; S. Selleri; B. Valotti** (2000, febrer). "Antennae". *IEEE Antennas and Propagation Magazine* (vol. 42, núm. 1, pàg. 61-63).
- **Dipak L. Sengupta; Tapan K. Sarkar** (2003, abril). "Maxwell, Hertz, the Maxwellians, and the Early History of Electromagnetic Waves". *IEEE Antennas and Propagation Magazine* (vol. 45, núm. 2, pàg. 13-19).
- **L. Sevgi** (2007, desembre). "The Antenna as a Transducer: Simple Circuit and Electromagnetic Models". *IEEE Antennas and Propagation Magazine* (vol. 49, núm. 6, pàg. 211-218).
- **B. Y. Toh; R. Cahill; V. F. Fusco** (2003, agost). "Understanding and Measuring Circular Polarization". *IEEE Transactions on Education* (vol. 46, núm. 3, pàg. 313-318).

Lectures complementàries

- **Y. Rahmat-Samii** (1988). "Communicating from Space". *IEEE Potentials* (vol. 7, núm. 3, pàg. 31-35).
- **J. Boan** (2007). "Radio Experiments with Fire". *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* (vol. 6, pàg. 411-414).

Bibliografia

Andújar, A.; Anguera, J.; Puente, C.; Pérez, A. (2009). "On the Radiation Pattern of the L-Shaped Wire Antenna". *Progress in Electromagnetics Research Magazine* (vol. 6, pàg. 91-105).

Anguera, J.; Daniel, J. P.; Borja, C.; Mumbrú, J.; Puente, C.; Leduc, T.; Laeveren, N.; Roy, P. van (2008, desembre). "Metallized Foams for Fractal-Shaped Microstrip Antennas". *IEEE Antennas and Propagation Magazine* (vol. 50, núm. 6, pàg. 20-38).

Anguera, J.; Montesinos, G.; Puente, C.; Borja, C.; Soler, J. (2003, abril). "An Under-Sampled High Directivity Microstrip Patch Array with a Reduced Number of Radiating Elements Inspired on the Sierpinski Fractal". *Microwave and Optical Technology Letters* (vol. 37, núm. 2, pàg. 100-103).

Anguera, J.; Pérez, A. (2008). *Teoria d'antenes*. Enginyeria La Salle ("Estudios Semipresenciales"). ISBN: 978-84-935665-4-8.

Anguera, J.; Puente, C.; Martínez, E.; Rozan, E. (2003, gener). "The Fractal Hilbert Monopole: A Two-Dimensional Wire". *Microwave and Optical Technology Letters* (vol. 36, núm. 2, pàg. 102-104).

Balanis, C. A. (1997). *Antenna Theory: Analysis and Design*. John Wiley.

Orfanidis, S. J. *Electromagnetic Waves and Antennas*.

