

CONTRIBUȚII LA MODELAREA UNOR CARACTERISTICI ALE ANTENELOR

Teză destinată obținerii
titlului științific de doctor inginer
la
Universitatea "Politehnica" din Timișoara
în domeniul
INGINERIE ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII
de către

Ing. Teodor Petrița

| | |
|------------------------|-----------------------------------|
| Conducător științific: | prof.univ.dr.ing. Alimpie Ignea |
| Referenți științifici: | prof.univ.dr.ing. Teodor Petrescu |
| | prof.univ.dr.ing. Răzvan Tamaș |
| | prof.univ.dr.ing. Radu Vasiu |

Ziua susținerii tezei: 22.11.2012

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- | | |
|------------------------|---|
| 1. Automatică | 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații |
| 2. Chimie | 8. Inginerie Industrială |
| 3. Energetică | 9. Inginerie Mecanică |
| 4. Ingineria Chimică | 10. Știința Calculatoarelor |
| 5. Inginerie Civilă | 11. Știința și Ingineria Materialelor |
| 6. Inginerie Electrică | |

Universitatea „Politehnica” din Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2012

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității „Politehnica” din Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,
tel. 0256 403823, fax. 0256 403221
e-mail: editura@edipol.upt.ro

Cuvânt înainte

Această teză de doctorat își propune să valorifice experiența acumulată de autor în peste 10 ani de lucru în administrație de spectru radio. Teza se înscrie într-o problematică actuală, cea a rețelelor de telefonie mobilă, pe care o abordează din prisma antenelor de stații de bază. Astfel se tratează probleme de modelare a caracteristicii acestora, acoperire cu semnal și noxe electromagnetice: de aceea, centru de greutate este pe modelarea eficientă a caracteristicilor antenelor. Teza a fost elaborată pe parcursul activității autorului în cadrul Agenției Naționale pentru Reglementări în Comunicații (ANCOM), în domeniul monitorizării spectrului radioelectric.

Mulțumiri deosebite se cuvin conducătorului științific, dl. prof.dr.ing. Alimpie Ignea, pentru încrederea acordată, răbdarea și tactul dovedite din rolul de îndrumător. Alături de acestea, autorul este recunoscător tuturor dascălilor pe care i-a avut, menționând legat de prezenta teză, pe membrii comisiei de îndrumare.

Autorul adresează mulțumiri domnului ing. Ioan Olariu, director al ANCOM Direcția Regională Timiș, pentru sprijinul constant și necondiționat acordat de-a lungul timpului. Mulțumiri pentru sprijin acordat autorului în diverse etape ale carierei se cuvin și domnilor dr. ing. Radu Enescu, dr. ing. Ion Matei, ing. Marius-Cătălin Marinescu, ing. Dan Cristian Georgescu, ing. Bogdan Iana și ing. Claudiu Suma.

La finalizarea procedurii de măsurare a acoperirii rețelelor de telefonie mobilă (capitolul 4) autorul a fost secondat de dl. ing. Sorin Untaru, iar măsurările experimentale pentru validarea procedurii au fost efectuate de dl. ing. Marian Angheluță. De asemenea, dl. ing. Dan Tomin, director general al Kathrein România a înlesnit documentarea pentru teză – autorul a putut examina procesul de fabricație al antenelor de stații de bază, a putut examina structura internă a acestora și a beneficiat de diagrame complete de radiație direct de la fabricant. Autorul s-a bucurat de-a lungul timpului de excelența colaborare a echipei de profesioniști ai ANCOM, în special al colegilor de la Serviciul de Monitorizare Spectru și din fosta Direcție de Planificare Spectru. Dintre aceștia, dl. ing. Sorin Nemet a fost un sprijin important la documentarea pentru teză.

Tuturor celor amintiți mai sus, autorul le adresează mulțumiri, fără a avea pretenția că lista este completă.

Timișoara, octombrie 2012

Teodor Petrița

Părinților mei,
Adelei.

Petrița, Teodor

Contribuții la modelarea unor caracteristici ale antenelor

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. 54, Editura Politehnica, 2012, 124 pagini, 54 figuri, 9 tabele.

ISSN: 1842-7014

ISBN: 978-606-554-567-0

Cuvinte cheie: antene, BTS, HPBW, unghi la jumătate de putere, aproximare, interpolare, caracteristică de directivitate, noxe electromagnetice, propagare, acoperire, telefonie mobilă.

Rezumat: Teza se axează pe caracteristicile de directivitate ale antenelor, în special ale celor de stații de bază (antene BTS). După un studiu bibliografic al tematicii, sunt descrise și dezvoltate metode de aproximare a caracteristicilor de directivitate, folosite ulterior pentru a modela caracteristica de directivitate, atât în câmp apropiat cât și în câmp depărtat. Caracteristicile se obțin pornind de la date minimale despre antenă. Se prezintă de asemenea o metodă de interpolare pentru obținerea caracteristicii tridimensionale de directivitate a unei antene pornind de la două tăieturi plane. Modelarea în câmp apropiat duce la o discuție despre noxele electromagnetice ale rețelelor de telefonie mobilă. Ultimul capitol prezintă metoda de evaluare a acoperirii cu semnal de telefonie mobilă folosită de autoritatea de spectru din România, metodă întocmită de autor.

CUPRINS

| | |
|--|----|
| CUPRINS..... | 5 |
| Notații, Abrevieri, Acronime..... | 7 |
| Lista de Tabele..... | 10 |
| Lista de Figuri..... | 10 |
| 1 Generalități..... | 13 |
| 1.1 Introducere..... | 13 |
| 1.2 Parametrii antenelor..... | 14 |
| 1.3 Caracteristica de directivitate..... | 21 |
| 1.4 Polarizarea..... | 28 |
| 1.5 Cros-polarizarea..... | 33 |
| 1.6 Alte caracteristici ale antenelor..... | 36 |
| 1.6.1 Caracteristica de fază..... | 36 |
| 1.6.2 Impedanța la borne..... | 39 |
| 1.6.3 Lărgimea de bandă..... | 42 |
| 1.6.4 Regiunile de câmp..... | 43 |
| 1.7 Dipolul în semiundă..... | 44 |
| 1.8 Șiruri de antene..... | 46 |
| 1.9 Modele de propagare..... | 49 |
| 1.9.1 Definiții și clarificări..... | 49 |
| 1.9.2 Modelul propagării în spațiul liber și modelele analitice derivate din acesta..... | 52 |
| 1.9.3 Modele de propagare empirice..... | 57 |
| 2 Aproximarea caracteristicilor de radiație ale antenelor BTS..... | 61 |
| 2.1 Aproximarea câștigului din unghiul la jumătate de putere..... | 61 |
| 2.2 Aproximarea secțiunilor plane ale caracteristicii de radiație..... | 63 |
| 2.2.1 Aproximare cu funcții „pencil beam”..... | 63 |
| 2.2.2 Funcții de aproximare pentru factorul de șir..... | 65 |
| 2.2.3 Funcții de aproximare alternative..... | 67 |
| 2.2.4 Compunerea unghiurilor la jumătate de putere..... | 68 |
| 2.2.5 Un exemplu de aproximare a unei antene reale..... | 70 |
| 2.3 Interpolarea caracteristicii de radiație tridimensionale din tăieturi plane.... | 72 |
| 2.3.1 Modele de interpolare..... | 72 |
| 2.3.2 O nouă metodă de interpolare cu ponderi trigonometrice..... | 74 |
| 3 Antene BTS în câmp apropiat. Noxe electromagnetice..... | 81 |
| 3.1 Modele pentru câmpul apropiat..... | 81 |
| 3.1.1 Structura antenelor BTS și limita de câmp apropiat..... | 81 |
| 3.1.2 Modelul I..... | 82 |
| 3.1.3 Modelul II..... | 83 |
| 3.1.4 Modelul I modificat..... | 84 |
| 3.1.5 Aplicarea modelelor în cazul unei antene reale..... | 86 |
| 3.2 Noxe electromagnetice..... | 90 |

| | |
|---|-----|
| 4 Câmpul depărtat al antenelor BTS: acoperirea rețelei..... | 97 |
| 4.1 Definiții și clarificări..... | 97 |
| 4.2 Modelarea propagării..... | 99 |
| 4.3 Măsurările de acoperire..... | 104 |
| 4.3.1 Generalități..... | 104 |
| 4.3.2 Echivalarea nivelelor de recepție..... | 105 |
| 4.3.3 Rezultate experimentale..... | 110 |
| 5 Contribuții și perspective..... | 114 |
| Anexe..... | 117 |
| A1 – Calculul directivității reprezentate cu funcții pencil-beam..... | 117 |
| A2 – Filă de raport pentru orașul Timișoara, operatorul RCS-RDS [R3G1]..... | 119 |
| A3 – Filă de raport pentru orașul Timișoara, operatorul Telemobil [R3G1]..... | 120 |
| A4 – Extras din foaia de catalog a antenei Kathrein 730691..... | 121 |
| Bibliografie..... | 122 |

Notății, Abrevieri, Acronime

Convenții de notație

- mărimi fizice care sunt exprimate atât în unități de bază cât și logaritmice vor fi desemnate, în limita posibilităților cu literă mare în reprezentarea liniară și cu literă mică în reprezentarea logaritmică
- mărimile vectoriale vor fi desemnate prin caractere grase
- aceeași mărime fizică poate apărea atât ca vector, cât și scalar; se va folosi aceeași literă, cu tipul caracterului diferit
- \hat{n} desemnează versorul vectorului \mathbf{n} ; prin \mathbf{n} se notează vectorul normal pe un plan
- se va păstra aceeași notație pentru o mărime fizică pe parcursul prezentei lucrări și se va evita folosirea unui simbol pentru două mărimi diferite în limita posibilităților
- unitățile de măsură ale diverselor mărimi vor fi indicate între paranteze pătrate
- unitățile de măsură logaritmice, care apar în prezenta lucrare exclusiv în decibeli (dB), vor fi indicate prin simbolul dB urmat de unitatea de referință între paranteze pătrate (exemplu: dB(V/m) = decibel volt pe metru). Excepție fac notațiile consacrate pentru dB(mW) – dBm, dB(μ V) – dB μ , dB(m-1) – dB/m, câștigul raportat la radiatorul izotrop - dBi și dipol - dBd.
- logaritmul în baza 10 va fi desemnat prin simbolul log, fără indicarea bazei
- operatorul parte reală a unei mărimi complexe va fi notat cu \Re
- operatorul parte imaginară a unei mărimi complexe va fi notat cu \Im
- mărimile cu indice 0 (zero) se referă la proprietățile electromagnetice ale spațiului liber sau mărime atașată antenei de referință dintr-un șir de antene, după caz
- mărimile cu indice $x, y, z, r, \theta, \varphi$ se referă la proiecția unei mărimi vectoriale pe coordonata desemnată de indice

- alți indici uzuali: *min* – minim, *max* – maxim, *izo* – izotrop, *d* - dipol, *a,ant* – antenă, *rec* – la borna antenei de recepție/ recepționat(ă), *rx*- la borna receptorului/la recepție, *tx* – la borna emițătorului/ la emisie, *rad* - radiat(ă), *e* – electric, cu privire la componenta electrică, *m* – magnetic, cu privire la componenta magnetică, *c* – cablu, *con* – conector, *3* – la -3dB/ jumătate de putere.

Constante matematice și fizice

| | |
|--------------|---|
| π | $3,1415926$ (pi) |
| e | $2,7182818$ – baza logaritmilor naturali (e se va mai folosi și pentru valoarea câmpului electric exprimată logaritmically) |
| j | Unitatea imaginară (i se va folosi ca indice de însumare) |
| c | $c \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$, viteza luminii în vid |
| ϵ_0 | $\epsilon_0 \approx 8.8542 \cdot 10^{-12} [\text{F/m}]$, permitivitatea electrică a spațiului liber |
| μ_0 | $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \approx 1.2566 \cdot 10^{-6} [\text{H/m}]$ permeabilitatea magnetică a spațiului liber |
| Z_0 | $Z_0 = 377 \Omega \approx 120\pi$, impedanța spațiului liber |
| g_d | $g_d = 2.15 \text{ dBi}$, câștigul dipolului în semiundă |

Parametrii antenelor

| | |
|--------|---|
| G | $[\text{W/W}]$, câștigul antenei |
| g | $[\text{dBd}]$ sau $[\text{dBi}]$, câștigul antenei exprimat logaritmically |
| K | $[\text{m}^{-1}]$, factor de antenă (indice <i>e</i> – factor electric, indice <i>m</i> -factor magnetic; când este fără indice se subînțelege cu indice <i>e</i>). |
| k | $[\text{dB/m}]$, factor de antenă exprimat logaritmically. |
| A | $[\text{m}^2]$, arie (în general), aria efectivă a antenei (în contextul unei antene). Notăție folosită și pentru atenuare. |
| a | $[\text{dBm}^2]$, aria efectivă a antenei, exprimată logaritmically. Notăție folosită și pentru atenuare exprimată logaritmically. |
| η | $[\text{W/W}]$ randamentul antenei |
| AF | (adimensional) factor de șir |
| FBR | $[\text{W/W}]$ raport față-spate |

fbr [dB] raport față-spate exprimat logaritmic

Parametrii de undă

f [Hz], frecvența
 ω [rad/s], pulsația
 λ [m], lungimea de undă
 β [rad/m], constanta de fază

Mărimi asociate radiației antenelor și caracteristicii de radiație

S [W/m²], densitatea de putere
s [dB(W/m²)], densitatea de putere exprimată logaritmic
U [W/sr], intensitate de radiație
ERP [W] Putere efectivă radiată, referențiată la dipolul în semiundă
erp [dB(W)] Putere efectivă radiată, referențiată la dipolul în semiundă, exprimată logaritmic
EIRP [W] Putere efectivă izotrop radiată, referențiată la antena izotropă
eirp [dB(W)] Putere efectivă izotrop radiată, referențiată la antena izotropă, exprimată logaritmic
HPBW [rad] sau [°] - unghi de jumătate de putere, în orice plan
 θ_3 [rad] sau [°] - unghi de jumătate de putere în planul $\varphi=0$
 φ_3 [rad] sau [°] - unghi de jumătate de putere în planul $\theta=0$
C [adimensional] caracteristica de radiație
F [adimensional] caracteristica de directivitate

Mărimi electromagnetice fundamentale

E [V/m], intensitatea câmpului electric
H [A/m], intensitatea câmpului magnetic
P [W], puterea electrică
p [dBm], puterea electrică exprimată logaritmic
V [V], tensiunea electrică
v [dB μ V/m], tensiunea electrică exprimată logaritmic
I [A], intensitatea curentului electric

Lista de Tabele

| | |
|---|-----|
| Tabel 2.1: Comparație între valorile calculate ale câștigului și cele date de fabricant | 62 |
| Tabel 2.2: Valori ale exponentului versus unghiul la jumătate de putere..... | 64 |
| Tabel 3.1: Nivelurile de referință conform [OMS]..... | 94 |
| Tabel 3.2: Valori de referință câmp electric pentru sistemele de telefonie mobilă...94 | |
| Tabel 3.3: Distanțele minime de protecție pentru diverse puteri aparent radiate, calculate cu formula (1.6)..... | 95 |
| Tabel 4.1: Exponentul atenuării de propagare, n , în funcție de mediul ambiant (cf. ITU-R 1546 [1546]și T.S. Rappaport [RAP])..... | 102 |
| Tabel 4.2: Estimare de buget downlink pentru canal de voce (12.2 kbps) și de date (64.4 kbps) UMTS conform ITU-R M1225..... | 109 |
| Tabel 4.3: Energia necesară per bit, cf. 3GPP TS 25.104 V5.13.0 (2007-03) în funcție de debitul binar din canal și de rata de erori a simbolurilor..... | 110 |
| Tabel 4.4: Nivelele RSCP în cele două cazuri (canal de voce respectiv de date), echivalate conform cerinței din licență..... | 110 |

Lista de Figuri

| | |
|---|----|
| Fig. 1.1: Explicativă privind radiatorul izotrop..... | 14 |
| Fig. 1.2: Schița simplificată a unei legături radio (atenuarea pe cabluri și conectori precum și dezadaptările nu sunt incluse în acest model)..... | 19 |
| Fig. 1.3: Explicativă pentru sistemul de coordonate sferice..... | 22 |
| Fig. 1.4 Exemple pentru o funcție de directivitate în coordonate carteziene și polare; reprezentare pe aceleași axe, coordonatele polare decalate cu 90° , secțiune în plan. Este indicat unghiul de jumătate de putere (HPBW), atât pentru reprezentarea în sistemul polar cât și pentru reprezentarea în sistemul cartezian..... | 27 |
| Fig. 1.5 Explicativă la polarizarea verticală..... | 29 |
| Fig. 1.6 Explicativă pentru sistemul de antene Xpol..... | 30 |
| Fig. 1.7: Explicativă pentru polarizarea circulară: este reprezentată polarizarea circulară dreapta, în sensul convenției IEEE. Emițătorul „vede” o rotație a vectorului valorii instantanee a lui E spre dreapta, receptorul spre stânga..... | 31 |
| Fig. 1.8: Caracteristică normalizată de directivitate cu direcția maximă de radiație de-a lungul axei Oz ; preluare din [BAL]..... | 34 |
| Fig. 1.9: Cele trei definiții ale polarizării antenelor, după Ludwig (extras din [LUDW]) | 35 |
| Fig. 1.10: Caracteristica de amplitudine (radiație) și de fază a unui șir de antene [KRA]..... | 37 |
| Fig. 1.11: Diagrama de fază a unei antene reale; extras din ITU-R BS.1195 [1195] | 38 |
| Fig. 1.12 Dipol plat, component al unei antene de BTS (fotografiat de autor, prin amabilitatea Kathrein România)..... | 39 |
| Fig. 1.13: Explicativă pentru impedanța antenei..... | 41 |
| Fig. 1.14 Regiunile câmpului, adaptare în l. română după [BAL1]..... | 43 |

| | |
|---|-----|
| Fig. 1.15 Dipolul în semiundă (în centru) și caracteristica sa de directivitate, secționată (preluare din [BAL])..... | 45 |
| Fig. 1.16: Explicativă pentru șirul de antene liniar..... | 48 |
| Fig. 1.17 Explicativă pentru parametrii difracției cu o creastă; extras din ITU-R P.526 [526]..... | 53 |
| Fig. 1.18 Atenuarea de refracție în funcție de parametrul de obturare, extras din ITU-R P.526 [526]..... | 54 |
| Fig. 1.19: Explicativă pentru reflexia cu solul..... | 55 |
| Fig. 1.20 Curbe de propagare pentru $f=2000\text{MHz}$, 50% din timp, 50% din locații, emisie 1kW EIRP; extras din ITU-R P.1546 [1546]..... | 59 |
| Fig. 2.1: Comparație între diverse funcții de aproximare pentru $\text{HPBW}=65^\circ$ | 66 |
| Fig. 2.2: Modelare cu o funcție a caracteristicii în plan vertical, extras din [PET1]; cu linie continuă modelarea, cu linie cu marcaje caracteristica măsurată..... | 70 |
| Fig. 2.3: Modelare cu două funcții a caracteristicii în plan vertical, extras din [PET1]; cu linie continuă modelarea, cu linie cu marcaje caracteristica măsurată..... | 71 |
| Fig. 2.4: Modelarea caracteristicii orizontale, extras din [PET1]; cu linie groasă caracteristica măsurată, cu linie discontinuă modelare cu pencil-beam, cu linie subțire continuă modelare cu funcție clopot..... | 72 |
| Fig. 2.5: Secțiuni plane ale antenei Kathrein 742215; secțiunea H decalată cu 180° pentru claritatea reprezentării..... | 73 |
| Fig. 2.6: Exemplu de caracteristici plane și conturul caracteristicii 3D pentru antena Kathrein 742215; secțiunea H decalată cu 180° pentru claritatea reprezentării..... | 73 |
| Fig. 2.7: Conturul diagramei de directivitate al K742215 măsurat de producător.... | 76 |
| Fig. 2.8: Conturul diagramei de directivitate al K742215, interpolare simplă..... | 76 |
| Fig. 2.9: Conturul diagramei de directivitate al K742215, interpolare biliniară..... | 77 |
| Fig. 2.10: Conturul diagramei de directivitate al K742215, interpolare sumă ponderată..... | 77 |
| Fig. 2.11: Conturul diagramei de directivitate al K742215, metoda de interpolare propusă..... | 78 |
| Fig. 2.12: Caracteristica 3D interpolată, obținută cu algoritmul propus..... | 78 |
| Fig. 2.13: Conturul de modulului erorii pentru interpolarea simplă..... | 79 |
| Fig. 2.14: Conturul de modulului erorii pentru interpolarea propusă..... | 79 |
| Fig. 3.1: Dipolii etajați ai antenei BTS Kathrein 730378; separatorii metalici între dipoli nu sunt montați încă. Această antenă constă dintr-un șir liniar de opt dipoli. Fotografie a autorului, prin amabilitatea Kathrein România..... | 81 |
| Fig. 3.2: Explicativă pentru modelul Wojcik..... | 84 |
| Fig. 3.3: Funcții de aproximare pentru planul vertical al antenei Kathrein 730961 | 87 |
| Fig. 3.4: Simulare pe direcția principală de radiație cu cele două modele, până la 300m de la antenă..... | 87 |
| Fig. 3.5: Simulare pe direcția principală de radiație cu cele două modele, până la 30m de la antenă..... | 88 |
| Fig. 3.6: Suprafața de contur pentru modelul I..... | 89 |
| Fig. 3.7: Suprafața de contur după modelul II..... | 89 |
| Fig. 3.8: Aspect al spectrului benzii de GSM900: 35MHz de bandă ocupată. Captură de ecran receptor de monitorizare Rohde&Schwarz PR100, pe o cotă dominantă lângă municipiul Reșița, câștig antenă -10dB, nivelele măsurate în dBm. Imagine din arhiva autorului, 2012..... | 91 |
| Fig. 4.1: Familia de curbe de arie cu semnal peste un prag dat, ca funcție de probabilitate (cf. T.S. Rappaport)..... | 103 |

| | |
|--|-----|
| Fig. 4.2: Distribuția relativă E_c/I_o la autentificarea în rețea, cf. raportului ECC 103 [E103]..... | 107 |
| Fig. 4.3:RSSI și RSCP versus E_c/I_o la autentificarea în rețea, cf. raportului ECC 103 [E103]..... | 107 |
| Fig. 4.4: Autospecială Rohde&Schwarz RADIS din dotarea ANCOM pentru măsurarea acoperirii rețelelor mobile: se observă rack-ul de aparatură și multitudinea de antene de pe capotă. Din arhiva autorului..... | 112 |
| Fig. 4.5: Exemplu de traseu de măsurare acoperire pentru municipiul Arad, campanie de măsurări 2011. [R3G2]..... | 113 |

1 Generalități

1.1 Introducere

Acest prim capitol trece în revistă chestiuni de bază din teoria antenelor și a propagării undelor radio. Trecerea în revistă este relativ sumară și se axează pe noțiuni folosite ulterior în cuprinsul tezei, neavând pretenția unei tratări complete a subiectului. Totuși, toate mărimile și relațiile esențiale din teoria antenelor sunt iterate în acest capitol, incluzând și secțiuni care se regăsesc mai rar în literatura de specialitate, ca de exemplu caracteristica de fază și cros-polarizarea.

Dincolo de firescul unui capitol introductiv care stabilește cadrul în care se desfășoară considerațiile ulterioare, fapt de la care prezenta teză nu face excepție, mai există și alte motivații pentru care a fost conceput acest capitol de generalități.

Cea mai importantă este unificarea notațiilor: autori consacrați utilizează pentru aceleași mărimi notații sau sisteme de notare diferite, unele de natură să creeze confuzii. De exemplu, atenuarea spațiului liber apare în ecuații similare (ecuații de buget de propagare) fie cu semn pozitiv, fie cu semn negativ, în funcție de autor: evident, atenuarea are formula de definiție cu semn diferit în funcție de cum este luată în calcul în bugetul de propagare. Un alt exemplu este practica de a nota aceeași mărime cu litere diferite: impedanța de propagare a mediului este notată de unii autori cu litera η în loc de Z , pentru a atrage atenția că este vorba de o mărime intrinsecă și nu de caracterizarea unui element de circuit. Atunci când în literatură apar notații diferite pentru aceeași mărime se atrage atenția acestui lucru și se adoptă o variantă care va fi folosită pe tot parcursul tezei.

O altă motivație este o diferență de abordare între lucrările teoretice și aplicațiile practice. Astfel, în recomandările, standardele și normativele folosite în practică este favorizat formalismul logaritmice în detrimentul relațiilor în unități nelogaritmice, întrucât măsurările cu analizorul de spectru sau cu receptorul de măsurare sunt efectuate de regulă în unități logaritmice. Ca urmare se urmăresc în paralel acolo unde este cazul, ambele versiuni ale mărimilor fizice și ale relațiilor dintre ele, într-un sistem de notații unificat.

Pentru abordarea teoretică, ca lucrare de referință în limba română s-a folosit cartea „Antene și propagare” [IGN] a profesorilor Ignea, De Sabata și Mârza, de la UPT. Ca referințe în limba engleză s-au folosit în principal lucrările consacrate ale profesorilor americani Kraus [KRA] și Balanis [BAL], consultându-se pentru diverse subiecte și alte lucrări complementare de referință. Ca referință pentru formalismul logaritmice, s-a folosit Manualul de Monitorizare al Uniunii Internaționale a Telecomunicațiilor [ITUH], formalism folosit în toate recomandările ITU și ECC privind domeniul antenelor și al propagării undelor radio.

1.2 Parametrii antenelor

Ignorând momentan caracterul vectorial al undelor electromagnetice, vom presupune existența unei antene punctiforme – fără dimensiuni, care împrăștie uniform o undă electromagnetică în spațiu, absorbind puterea P din emițător. Mărimile electrice din această secțiune sunt exprimate în valori efective. La distanța d de antena punctiformă, densitatea de putere se va putea calcula împărțind puterea de emisie la suprafața sferei de rază d :

$$S = \frac{P}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \quad (1.1)$$

unde S = densitatea de putere [W/m^2], P = puterea de emisie [W], d = distanța [m].

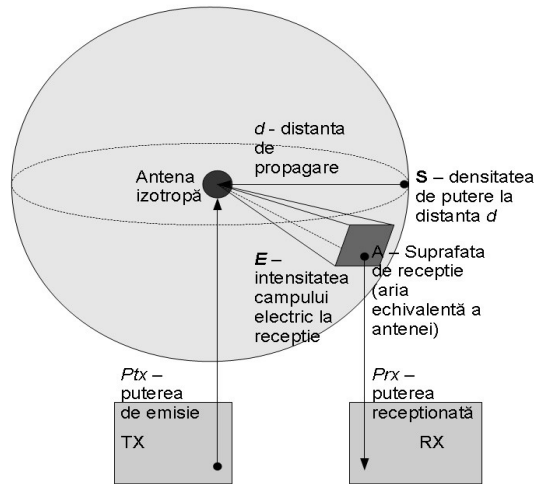


Fig. 1.1: Explicativă privind radiatorul izotrop

În fig.1.1 Este redată schița pe care se fac aceste raționamente de calcul de propagare.

Putem exprima densitatea de putere a unei plane (media temporală a vectorului Poynting) ca fiind:

$$S = E \cdot H \quad (1.2)$$

unde E este intensitatea câmpului electric [V/m] și H este intensitatea câmpului magnetic [A/m], în valori efective. Ținând seama de relația dintre E și H pentru cazul unei plane, respectiv:

$$\frac{E}{H} = Z_0 \quad (1.3)$$

unde Z_0 reprezintă impedanța spațiului liber, putem scrie:

$$S = \frac{E^2}{Z_0} \quad (1.4)$$

de unde se deduce valoarea câmpului electric la distanța r , respectiv

$$E = \frac{1}{d} \cdot \sqrt{\frac{P \cdot Z_0}{4 \cdot \pi}} \quad (1.5)$$

sau, înlocuind numeric *constantele*,

$$E \approx \frac{1}{d} \cdot \sqrt{30 \cdot P} \quad (1.6)$$

În unele lucrări, în locul notației Z_0 se mai folosește η_0 sau η . Logaritmând, se poate exprima

$$e[dB(V/m)] = 10 \cdot \log(30) + p[dB(W)] - 20 \cdot \log(d[m]) \quad (1.7)$$

sau, în unități de măsură folosite curent în radiotehnică,

$$e[dB(\mu V/m)] = 44,77 + p[dBm] - 20 \cdot \log(d[km]) \quad (1.8)$$

cea ce reprezintă cea mai simplă ecuație pentru calculul propagării. În practică ea este folosită foarte rar sub această formă, existând un alt formalism sub care este mult mai răspândită și cunoscută. Pentru aplicații pe distanțe mai scurte, la frecvențe înalte, mai apare uneori și varianta

$$e[dB(\mu V/m)] = 104,77 + p[dBm] - 20 \cdot \log(d[m]) \quad (1.9)$$

S-au folosit notațiile:

$$e[dBV/m] = 20 \cdot \log\left(\frac{E(V/m)}{1V/m}\right) \quad (1.10)$$

$$e[dB(\mu V/m)] = 20 \cdot \log\left(\frac{E[\mu V/m]}{1\mu V/m}\right) \quad (1.11)$$

pentru exprimarea logaritmată a câmpului electric, respectiv

$$p[dB(W)] = 10 \cdot \log\left(\frac{P[W]}{1W}\right) \quad (1.12)$$

$$p[dBm] = p[dB(mW)] = 10 \cdot \log\left(\frac{P[mW]}{1mW}\right) \quad (1.13)$$

pentru exprimarea logaritmată a puterii. Pe parcursul acestei lucrări, notația \log fără indice desemnează logaritmul în baza 10, iar în limita posibilităților mărimile logaritmăte vor păstra aceeași notație ca și cele normale, dar cu literă mică în loc de majusculă. De asemenea, unitățile de măsură care apar la pătrat în formulele de calcul, vor fi transformate în decibeli cu factorul 20 în loc de 10, respectând formalismul folosit astăzi în radiotehnică. În această secțiune, formulele sunt conforme cu manualul de monitorizare al Uniunii Internaționale a Telecomunicațiilor [ITUH], care a fost preferat alor surse, pentru exprimarea logaritmică a parametrilor antenelor și relațiilor dintre acestea, conform uzanțelor folosite în practică.

Conceptul de antenă teoretică, fără dimensiuni fizice ce radiază uniform în toate direcțiile este cunoscută ca antena izotropă. Nu se poate realiza o antenă izotropă, chiar de dimensiuni finite, pentru emisii coerente, polarizate. Ea rămâne un concept, dar la care se raportează parametrii antenelor reale, sub forma a ceea ce se numește câștigul unei antene, iar considerentele de propagare descrise mai sus rămân valabile în practică pentru radiația pentru o direcție – nu există antene care să radieze omnidirecțional sferic; prin antenă cu caracteristică de radiație omnidirecțională se înțelege o antenă cu radiație uniformă într-o secțiunea plană a caracteristicii în care se află maximul de radiație.

Neglijând problemele de randament – respectiv pierderea de putere prin disipație termică, neadaptarea impedanței sau eventuali dielectrics care pot intra în structura antenei, am presupus implicit că antena izotropă preia toată puterea electrică a emițătorului și o împrăștie uniform în spațiu. La recepția cu aceeași antenă izotropă, aceasta captează energia pe o suprafața echivalentă

$$A_{izo}[m^2] = \frac{\lambda^2[m]}{4 \cdot \pi} \quad (1.14)$$

unde λ este lungimea de undă a radiației electromagnetice. Suprafața echivalentă sau aria electrică a antenei este, în reprezentarea de propagare descrisă anterior, suprafața pe care antena captează la recepție unda electromagnetică pe care o convertește apoi în semnal electric. Puterea captată deci de o antenă izotropă dintr-o undă plană de densitate S este:

$$P_{rec\ izo}[W] = A_{izo}[m^2] \cdot S[W/m^2] \quad (1.15)$$

O antenă reală are o arie echivalentă diferită de cea a antenei izotrope, arie care diferă în funcție de direcția pe care este recepționată unda. De regulă există o direcție sau o secțiune plană – raportată la sistemul de coordonate al antenei - pe care această arie echivalentă este maximă, plan sau direcție pe care se și intenționează exploatarea antenei. În majoritatea cazurilor (excepție făcând de

regulă antenele integrate ale dispozitivelor portabile sau antenele pentru frecvențe foarte joase, care necesită dimensiuni foarte mari), această arie este superioară antenei izotrope. Raportul între puterea recepționată de o antenă de interes față de o antenă de referință se numește câștig. În cazul în care antena de referință este modelul teoretic al antenei izotrope, avem de a face cu câștigul izotrop. Un alt caz comun de antenă de referință este dipolul în semiundă ($\lambda/2$) caz în care avem de a face cu câștigul raportat la dipolul în semiundă sau câștigul dipol. Câștigul izotrop este deci,

$$G_{izo} = \frac{P_{rec}}{P_{recizo}} = \frac{A_{rec}}{A_{izo}} \quad (1.16)$$

unde P_{rec} este puterea recepționată de antena de interes, respectiv A_{rec} este aria echivalentă a acesteia. Ținând seama de relația dintre frecvență și lungimea de undă, respectiv

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1.17)$$

unde c este viteza luminii în vid, considerată pe parcursul prezentei teze ca fiind

$$c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} \quad (1.18)$$

Putem scrie aria antenei izotrope, în funcție de frecvență ca fiind

$$A_{izo} = \frac{c^2}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{f^2} \quad (1.19)$$

iar aria unei antene oarecare, folosind relația de mai sus,

$$A = G \cdot A_{izo} = G \cdot \frac{c^2}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{f^2} \quad (1.20)$$

Logaritmând și transformând unitățile de măsură, obținem relația dintre arie și câștig:

$$a[\text{dB}(m^2)] = g[\text{dBi}] + 38,55 - 20 \cdot \log(f[\text{MHz}]) \quad (1.21)$$

Prin unitatea de măsură dBi s-a desemnat câștigul exprimat logaritmically în decibel izotrop – ceea ce atrage atenția asupra antenei de referință folosite. În practică, ca parametru principal este folosit câștigul, uneori preferându-se în locul acestuia factorul de antenă. Factorul de antenă se definește ca fiind raportul dintre valoarea câmpului electric incident și tensiunea pe o sarcină adaptată legată la bornele antenei:

$$K_e = \frac{E}{V_0} \quad (1.22)$$

și se măsoară în m^{-1} . Considerând o antenă de impedanță $Z_a=50 \Omega$ și explicitând puterea la borne vom obține:

$$P = \frac{V_0^2}{Z_a} = S \cdot A = \frac{G \cdot E^2}{Z_a \cdot Z_0} \cdot \frac{c^2}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{f^2} = \frac{G \cdot V_0^2 \cdot K_e^2}{Z_a \cdot Z_0} \cdot \frac{c^2}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{1}{f^2} \quad (1.23)$$

de unde se deduce, prin înlocuiri,

$$K_e [m^{-1}] = \frac{f}{c \cdot \sqrt{G}} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot \pi \cdot Z_0}{Z_a}} = \frac{f [MHz]}{30,8 \cdot \sqrt{G}} \quad (1.24)$$

Logaritmând și transformând unitățile de măsură, vom obține formula uzuală

$$k_e = -29,77 - g + 20 \cdot \log(f [MHz]) \quad (1.25)$$

unde

$$k_e [dB(m^{-1})] = 20 \cdot \log(K_e [m^{-1}] \cdot 1m) \quad (1.26)$$

și

$$g [dBi] = 10 \cdot \log(G) \quad (1.27)$$

adimensional, dar cu păstrarea antenei de referință la care se raportează câștigul. Formulele (1.24) și (1.25) sunt valabile pentru cazul $Z_a=50 \Omega$, considerat implicit pe tot parcursul acestei lucrări. Uneori, în locul dBm^{-1} sau $dB(m^{-1})$ se mai uzitează și notația dB/m , care desemnează aceeași unitate de măsură. Așa cum s-a mai arătat, alternativa la antena de referință izotropă este dipolul în semiundă. Acesta are dezavantajul că este omnidirecțional doar într-un plan, dar este o antenă reală, care se poate construi și reproduce în condiții foarte bune. De asemenea, fiind antena de bază în radiodifuziune, a fost prima referință istorică pentru determinarea acoperirii. Atunci când antena de referință este dipolul în semiundă, câștigul se măsoară în dBd (decibel – dipol). Între cele două exprimări ale câștigului există relația:

$$g_{dipol} [dBd] = g_{izotrop} [dBi] - 2,15dB \quad (1.28)$$

Termenul 2,15dB (sau 2,14dB în unele lucrări) este câștigul dipolului în semiundă față de modelul teoretic izotrop, și provine din direcționalitatea acestuia.

Pentru a încheia cu parametrii antenelor, mai trebuie amintită legătura între factorul de antenă și aria echivalentă a acesteia, respectiv K_e și A . Astfel, egalând puterea recepționată la borne, putem scrie:

$$P = S \cdot A = \frac{A \cdot E^2}{Z_o} = \frac{V_{rec}^2}{Z_a} = \frac{E^2}{K_e^2 \cdot Z_a} \quad (1.29)$$

de unde rezultă, reducându-l pe E și înlocuind impedanțele,

$$A = \frac{1}{K_e^2} \cdot \frac{Z_o}{Z_a} = 7,54 \cdot \frac{1}{K_e^2} \quad (1.30)$$

sau, logaritmând,

$$a[\text{dB}(m^2)] = 8,77 - k_e[\text{dB}(m^{-1})] \quad (1.31)$$

De remarcat că majoritatea formulelor în care apare factorul de antenă sunt valabile pentru cazul $Z_a = 50 \Omega$ așa cum sunt deduse în această lucrare, factorul de antenă depinzând nemijlocit de impedanța antenei. De asemenea, autorul consideră subînțeles, dacă nu se precizează altfel, că ecuațiile sunt scrise pentru cazul adaptat (factor de undă staționară unitar). Pentru cazul general, pentru factorul de antenă, se mai întâlnește și formula:

$$k_e[\text{dB}m^{-1}] = -12,79 - g[\text{dBi}] + 20 \cdot \log(f[\text{MHz}]) - 10 \cdot \log(Z_a[\Omega]) \quad (1.32)$$

formulă amintită din considerente de coerență a expunerii, dar care nu va fi utilizată pe parcursul prezentei lucrări. Formula (1.5) și derivatele sale (1.6) - (1.9) conduc la cea mai simplă ecuație de propagare, ecuație care dă la recepție valoarea câmpului. Evident, în cazul real apar atenuări suplimentare față de modelul idealizat sferic, de aceea această formulă este aproape întotdeauna optimistă (valorile obținute sunt mai mari decât cele din realitate). Vom rescrie această formulă din prisma bilanțului de puteri, în cazul situației de propagare idealizată.

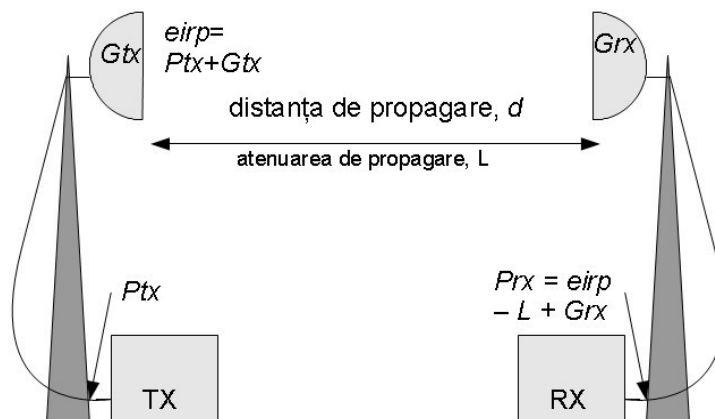


Fig. 1.2: Schița simplificată a unei legături radio (atenuarea pe cabluri și conectori precum și dezadaptările nu sunt incluse în acest model)

Cu referire la figura 1.2 , vom defini conceptul de putere aparent radiată de către o antenă oarecare, ca fiind puterea cu care este atacată o antenă de referință ca să producă aceeași densitate de putere la aceeași distanță ca și antena în cauză. Dacă antena de referință este izotropă, puterea aparent radiată se notează cu *eirp* (*effective isotropic radiated power*), iar dacă este dipolul în semiundă cu *erp* (*effective radiated power*), notații care se vor păstra pe parcursul prezentei lucrări. În limba română, se regăsește acronimul PAR (putere aparent radiată), care de regulă desemnează *erp*. Evident, *eirp* sau *erp* pentru o antenă reală diferă pe fiecare direcție, în funcție de diagrama câștigului, și se calculează cu formula:

$$e(i)rp[dBm]=p_{tx}[dBm]-a_c[dB]+g_{(i)tx}[dBd\text{ sau }dBi] \quad (1.33)$$

Litera *i* între paranteze indică versiunea izotropă – atunci se adună câștigul izotrop al antenei de emisie, iar a_c indică atenuarea totală pe cabluri și pe conectori. Puterea aparent radiată este puterea emisă în spațiu pe direcția de interes și de regulă este mai mare decât puterea emițătorului, antenele folosite având de regulă câștig supraunitar¹ (sau pozitiv în exprimare logaritmică). Logaritmând formula (1.1), respectiv formula densității de putere, vom obține o exprimare logaritmică:

$$s[dB(mW/m^2)]=eirp-20\cdot\log(d[km])-70,99 \quad (1.34)$$

Logaritmând relația (1.15) și înlocuind aria echivalentă conform (1.21) rezultă puterea recepționată pe o sarcină adaptată la bornele antenei, ca fiind:

$$p_{rx}[dBm]=s+a_{rx}=eirp-20\cdot\log(d[km])-70,99+g_{rx}+38,55-20\cdot\log(f[MHz]) \quad (1.35)$$

Sau, după efectuarea calculelor și înlocuirea *eirp*,

$$p_{rx}=p_{tx}+g_{tx}-(32,44+20\cdot\log(d[km])+20\cdot\log(f[km]))+g_{rx} \quad (1.36)$$

unde s-a neglijat atenuarea pe cabluri și conectori. Parametrul

$$L_{fs}=32,44+20\cdot\log(d[km])+20\cdot\log(f[MHz]) \quad (1.37)$$

se numește atenuarea spațiului liber, iar formula (1.36) mai este cunoscută în literatură ca ecuația de transmisie a lui Friis². Ea apare sub diverse forme și unități de măsură, uneori incluzând și atenuări pe cablu sau coeficienți de reflexie ai conexiunii antenelor. De remarcat că în prezenta lucrare, atenuarea este luată cu semn pozitiv și este scăzută în calculele de lanț radioelectric, convenție care se păstrează pe tot parcursul lucrării. Formula (1.36) este baza pentru modelele de propagare analitice, la care se adaugă atenuări suplimentare datorate mediilor de propagare (reflexii, refracții, fading, etc.) și este cel mai simplu estimator al zonei de acoperire. Ea este echivalentă cu formula (1.5) și derivatele sale, dar se

1 Excepție notabilă de la situația câștigului supraunitar fac antenele încorporate în telefoanele mobile, care au de regulă câștig subunitar și randament foarte mic.

2 Harald T. Friis, (1893 – 1976), inginer american de origine daneză, care a lucrat la Bell Laboratories și are contribuții notabile la propagarea undelor radio, radio astronomie și sisteme radar. O a doua formulă larg uzitată aparținând tot lui este compunerea factorilor de zgomot pe un lanț radioelectric. [WIK]

raportează la puterea recepționată la bornele antenei și nu la valoarea lui E în punctul de recepție.

1.3 Caracteristica de directivitate

Considerațiile anterioare au fost stabilite în absența caracteristicii de directivitate, și rămân valabile cel puțin pe direcția principală de radiație – direcția cu câștig maxim. Directivitatea este strâns legată de sistemul de coordonate sferice, întrucât în marea majoritate a cazurilor este sistemul în care se deduce forma analitică a caracteristicii de directivitate, de regulă prin integrarea radiației elementului de curent. Sistemul de coordonate sferice asociază fiecărui punct al spațiului un vector de poziție definit de o coordonată radială și două coordonate unghiulare. În cazul fig. 1.3, sistemul de coordonate este de dreapta – odată definite primele două coordonate, ce-a de-a treia respectă regula mâinii drepte. Ordinea definirii coordonatelor este importantă, de exemplu pentru definiția gradientului, divergenței și rotorului, care au expresii locale în coordonate sferice. Sistemul de coordonate folosit în prezenta lucrare este cel conform standardului ISO 31-11 [ISO31].

Coordonatele sferice sunt deci:

- coordonata radială (r), distanța de la punctul de origine la punctul considerat, cu domeniul de definiție

$$r \in [0, \infty) \quad (1.38)$$

- înclinația (θ), unghiul dintre dreapta de la origine la punctul considerat și axa Oz , măsurat de la axa Oz , cu domeniul de definiție

$$\theta \in [0, \pi) \quad (1.39)$$

- azimutul (φ), unghiul dintre proiecția dreptei dintre origine la punctul considerat în planul xOy și axa Ox , măsurat de la axa Ox , cu domeniul de definiție

$$\varphi \in [0, 2\pi) \quad (1.40)$$

Este important de amintit că **înclinația** nu este același lucru ca și **elevația**, unghiul de înclinație și cel de elevație fiind complementare. Înclinația mai poartă denumirea de **zenit**/unghi zenital sau **colatitudine**, iar elevația de latitudine [TEV]. De asemenea, este demn de a fi amintit că în literatură, în special lucrările matematice, se mai întâlnește sistemul (rază, azimut, elevație), unde azimutul este notat de această dată cu θ , sau (rază, azimut, înclinație). Notația cu θ a azimutului provine de la extensia naturală a coordonatelor polare în coordonate sferice: în teoria antenelor și în electrotehnică și electronică în general, se folosește sistemul de coordonate sferice ISO 31-11 [ISO31], adică (r, θ, φ) , unde θ este înclinația, a doua coordonată.

De remarcat că reperul sistemului sferic depinde de punctul considerat, respectiv vectorii elementari nu se obțin prin simpla translație a bazei, ci și rotația acestora. De asemenea, este important de amintit că antena care trebuie caracterizată analitic se poziționează convenabil în sistemul de coordonate, astfel încât să se simplifice calculele. De exemplu, pentru antenele de tip dipol montate vertical se preferă poziționarea dipolului pe axa Oz , simetric în jurul originii, originea fiind practic centrul geometric al antenei. În cazul șirurilor de antene, se preferă plasarea originii într-o antenă de la capătul șirului și nu în mijlocul acestuia, pentru a se evita tratarea diferențiată a cazurilor cu număr par și respectiv impar de antene [HANS].

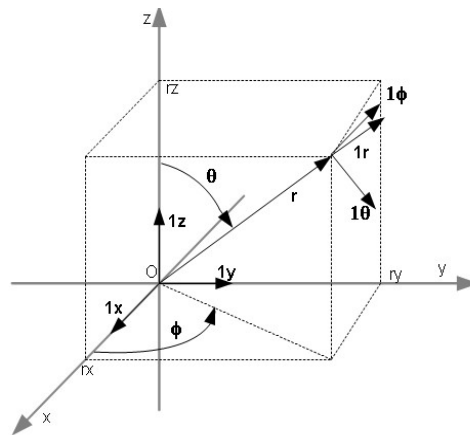


Fig. 1.3: Explicativă pentru sistemul de coordonate sferice

Prin integrarea distribuției de curent în structura conductoare a antenei se obține o expresie pentru intensitatea câmpului electric de tipul $\mathbf{E}(r, \theta, \phi)$ respectiv pentru intensitatea câmpului magnetic de tipul $\mathbf{H}(r, \theta, \phi)$. Pentru distanțe mari (cu cel puțin un ordin de mărime peste maximumul dintre cea mai mare dimensiune geometrică a antenei și lungimea de undă) vor conta doar termenii proporționali cu $1/r$ pentru care raportul dintre \mathbf{E} și \mathbf{H} va duce la valoarea impedanței spațiului liber, acești termeni constituind descrierea matematică a undei electromagnetice. În general, se caută o poziționare convenabilă a antenei în sistemul de coordonate sferice în așa fel încât să se minimizeze numărul de proiecții ale vectorilor \mathbf{E} și \mathbf{H} proporționali cu $1/r$; de exemplu pentru dipolul Hertzian (infinitesimal) centrat în origine și cu brațele pe axa Oz , ecuațiile în câmp îndepărtat pentru \mathbf{E} și \mathbf{H} sunt ([JOHN], par. 2-1, [BAL], par. 4-2):

$$\mathbf{E}(r, \theta, \phi) = \frac{jZ_0 k}{4\pi r} IL \sin(\theta) e^{-jkr} \hat{\theta} = \frac{j \cdot 30}{r} IL \sin(\theta) e^{-jkr} \hat{\theta} = \frac{j \cdot 60\pi}{r\lambda} IL \sin(\theta) e^{-jkr} \hat{\theta} \quad (1.41)$$

$$\mathbf{H}(r, \theta, \phi) = \frac{jk}{4\pi r} IL \sin(\theta) e^{-jkr} \hat{\phi} = \frac{jIL}{2r\lambda} \sin(\theta) e^{-jkr} \hat{\phi} \quad (1.42)$$

Se observă respectarea relației (1.3). Notațiile noi care apar în aceste formule sunt:

I - amplitudinea intensității curentului în dipolul infinezimal, considerată constantă – curentul este sinusoidal, de pulsație $\omega = kc$;
 $\hat{\theta}, \hat{\phi}$ - versorii direcțiilor de înclinație, respectiv azimutale.
 L - lungimea dipolului elementar (se presupune $L \ll \lambda$);
 k - număr de undă:

$$k = \omega \cdot \sqrt{\epsilon \cdot \mu} = \beta - j \cdot \alpha \quad (1.43)$$

unde α este constanta de atenuare și β constanta de fază [IGN]. Întrucât spațiul liber nu are nici permitivitatea electrică și nici permeabilitatea magnetică complexe, constanta de atenuare este nulă și deci folosirea fie a numărului de undă fie a constantei de fază sunt echivalente. Constanta de fază este legată direct de lungimea de undă, în unui mediu omogen prin:

$$\beta = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \quad (1.44)$$

Dipolul infinezimal nu este o antenă în sine, ci un element al unei antene filare, respectiv o porțiune de conductor cu diametru neglijabil, pe parcursul căruia curentul de excitație se poate considera de amplitudine constantă. De aceea, apare uneori în notația lungimii termenul dl în locul lui L , ca o expresie infinezimală a lungimii. În unele lucrări formulele (1.41) și (1.42) apar forme ușor diferite, în care pot intra permitivitatea electrică, permeabilitatea magnetică, viteza lumini, etc. Acest lucru reiese din următoarele egalități:

$$\beta = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} = \frac{\omega}{c} = \omega \cdot \sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0} = \omega \epsilon_0 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \omega \epsilon_0 Z_0 \quad (1.45)$$

Conform uzanțelor din teoria electromagnetică ϵ_0 este permitivitatea electrică a vidului, cu valoarea în sistemul internațional de unități (SI)

$$\epsilon_0 = \frac{1}{c^2 \mu_0} \simeq 8.8542 \cdot 10^{-12} [F/m] \quad (1.46)$$

iar μ_0 permeabilitatea magnetică a vidului, cu valoarea în SI

$$\mu_0 = 4 \pi \cdot 10^{-7} \simeq 1.2566 \cdot 10^{-6} [H/m] \quad (1.47)$$

De notat că \mathbf{E} și \mathbf{H} sunt fazori, adică vectori la care dependența de timp este implicită – spre deosebire de dependența de vectorul de poziție care este explicită. Astfel, se consideră cazul armonic pe o singură frecvență – frecvența de lucru, pentru care este satisfăcută relația:

$$\mathbf{E}(r, \theta, \phi, t) = \tilde{\mathbf{E}}(r, \theta, \phi) \cdot e^{j\omega t} = \mathbf{E}(t, \theta, \phi) \cdot e^{j(\omega t - \beta(r, \theta, \phi) \cdot r)} \quad (1.48)$$

unde $\tilde{\mathbf{E}}$ este amplitudinea complexă a lui \mathbf{E} . În teoria antenelor, pentru deducerea analitică a caracteristicii de directivitate, se folosește implicit convenția

armonică: toate raționamentele se fac la frecvența de lucru f , de regulă frecvența centrală a antenei, presupunându-se ulterior că într-o bandă de frecvențe suficientă în jurul frecvenței centrale comportamentul antenei este identic. Modulul vectorilor scriși sub forma din relația (1.48) reprezintă valoarea de vârf (amplitudinea). Ca urmare, densitatea de putere se poate scrie:

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \Re \{ \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \} \quad (1.49)$$

Factorul $\frac{1}{2}$ apare ca urmare a valorilor de vârf pentru \mathbf{E} și \mathbf{H} ; \mathbf{S} se poate calcula direct din valorile efective ale \mathbf{E} și \mathbf{H} , în câmp depărtat ($\mathbf{E} \perp \mathbf{H}$) pe o suprafață cvasiplană cu formula (1.2). \mathbf{S} se numește vectorul Poynting mediu; este produsul vectorial dintre \mathbf{E} și \mathbf{H} , este perpendicular pe planul format de aceștia și stabilește direcția în care se propagă puterea radiată a undei. Puterea radiată pe o suprafață A oarecare este atunci:

$$P_{rad} = \iint_A \mathbf{S} \cdot d\mathbf{a} = \frac{1}{2} \iint_A \Re \{ \mathbf{E} \times \mathbf{H}^* \} \cdot d\mathbf{a} \quad (1.50)$$

unde $d\mathbf{a} = \hat{\mathbf{n}} \cdot da$ este vectorul elementului de arie, da este elementul de arie iar $\hat{\mathbf{n}}$ este versorul normalei la suprafața elementului de arie. Aria infinitezimală pe suprafața unei sfere de rază r se definește ca ([BAL], par. 2.2.5):

$$da = r^2 \sin\theta \, d\theta \, d\phi \, [m^2] \quad (1.51)$$

iar elementul de unghi solid se scrie ca:

$$d\Omega = \frac{da}{r^2} = \sin\theta \, d\theta \, d\phi \, [sr] \quad (1.52)$$

Rescriind formula (1.50) în termeni de unghi solid, pentru cazul radial (vectorii \mathbf{S} și $d\mathbf{a}$ coliniari)

$$P_{rad} = \iint_A \mathbf{S} \cdot d\mathbf{a} = \iint_A S \cdot da = \iint_A r^2 \cdot S \cdot d\Omega = \iint_A U \cdot d\Omega \quad (1.53)$$

unde noua mărime U se numește intensitate de radiație (eng. *radiation intensity*). Intensitatea de radiație este un parametru de câmp depărtat și este puterea radiată de antenă pe unitatea de unghi solid. Ea poate fi exprimată pentru un punct de recepție a semnalului aflat la distanța r față de antena de emisie ca:

$$U = r^2 \cdot S \quad (1.54)$$

și se măsoară în W/sr (steradian, unitatea de unghi solid, referit uneori ca radian pătrat - rad^2). Dacă unghiul solid este total (sfera are 4π steradiani), intensitatea de radiație este egală ca valoare numerică cu puterea sursei. Având aceste precizări,

putem defini acum caracteristica de radiație (eng. *radiation pattern*) ca fiind o reprezentare spațială a gradului de radiație pentru orice direcție, asociat unei direcții identificate prin (θ, φ) . Reprezentarea se poate face în unele cazuri printr-o funcție – calculată analitic sau cu o formulă de aproximare – dar de regulă se face grafic, prin așa numitele diagrame de radiație. Primul parametru legat de diagrama de radiație se numește directivitate și se definește ca:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} = \frac{4\pi U(\theta, \varphi)}{\iint_A U(\theta, \varphi) \cdot d\Omega} \quad [\text{adimensional}] \quad (1.55)$$

unde:

U_0 - reprezintă intensitatea de radiație a radiatorului izotrop

U - reprezintă intensitatea de radiație pe o direcție (directivitatea pe direcția de interes, respectiv (θ, φ)) sau valoarea maximă a intensității de radiație (directivitatea antenei) pentru cazul special $\theta = \pi/2, \varphi = 0$ aleasă ca direcție principală de radiație. În cazul unei antene fără pierderi, directivitatea și câștigul au aceeași valoare. Câștigul la emisie se definește ca fiind:

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} \quad (1.56)$$

unde $U(\theta, \varphi)$ este directivitatea pe direcția (θ, φ) pentru câștigul pe o direcție; pentru câștigul antenei, se alege direcția de intensitate maximă a radiației, iar P_{in} este puterea electrică la bornele antenei.

Se observă că în formula (1.16) este definită aceeași mărime la recepție. Între câștig și directivitate există deci legătura:

$$G = \eta_{rad} \cdot D \quad (1.57)$$

unde η_{rad} este eficiența de radiație (adimensional). Se vede comparând formulele (1.55) și (1.56) că ele diferă doar prin termenul de la numitor – puterea radiată de antenă față de puterea primită de antenă la borne. O eficiență totală a sistemului radiant va trebui să mai includă în afară de eficiența de radiație pierderile cauzate de dezadaptări și de dielectrice ([BAL] par. 2.7). Este evident că în cazul unui randament unitar, directivitatea și câștigul sunt egale; în caz contrar, câștigul este întotdeauna inferior directivității, deși în literatură și în cataloagele producătorilor de antene se mai poate întâlni folosirea echivocă a celor două noțiuni. Randamentul unui dipol poate trece de 95% la o realizare îngrijită - incluzând și pierderile transformatorului de simetrizare și adaptare, dar la antene mai complexe sau la antenele mici în raport cu lungimea de undă, nu mai este atât de mare. Este important de precizat că definiția câștigului este validă pentru antenele cu un singur lob principal, configurație în care se încadrează marea majoritate a antenelor.

Cu aceste precizări, vom defini caracteristica de radiație a unei antene ca fiind [IGN]:

$$C(\theta, \phi) = \frac{E(\theta, \phi)}{E_0} \quad (1.58)$$

unde s-a preferat notația cu litera C în locul celei cu ρ , în original. Pentru caracteristica de directivitate formula este:

$$F(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_0} \quad (1.59)$$

Întrucât între intensitatea câmpului într-un punct și putere se poate scrie:

$$P(\theta, \phi) = \frac{E^2(\theta, \phi)}{Z_0} \quad (1.60)$$

relația dintre caracteristica de directivitate și cea de radiație este:

$$F(\theta, \phi) = C^2(\theta, \phi) \quad (1.61)$$

Caracteristica de directivitate este reprezentată prin funcția sau caracteristica de directivitate, normată la valoarea unitară pentru directivitatea maximă:

$$D(\theta, \phi) = 4\pi \cdot \frac{F(\theta, \phi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (1.62)$$

Directivitatea antenei se poate exprima ca funcție de caracteristica de directivitate prin:

$$D_0 = 4\pi \cdot \frac{F(\theta, \phi)_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (1.63)$$

În literatură mai apare uneori apare notația F pentru caracteristica de radiație în loc de cea de directivitate: de exemplu [BAL] și [IGN] folosesc notația cu litera F pentru caracteristica de directivitate, pe când [HANS] o folosește pentru caracteristica de radiație. Este important atunci când se prezintă o funcție direcțională ca fiind „*antenna pattern*” (caracteristică de antenă) să se precizeze dacă este cea de radiație sau cea de putere. Este de reținut că valoarea lui F (și implicit a lui C) nu poate depăși unitatea, F fiind în fapt funcția normalizată a directivității (respectiv C fiind funcția normalizată a intensității de radiație). Atunci când funcția de directivitate normalizată este utilizată în formă logaritmată, distincția dintre C și F dispăre; acestea este situația în care denumirea de „*antenna pattern*” are o definiție neechivocă:

$$c(\theta, \phi) = 20 \cdot \log C(\theta, \phi) = 10 \cdot \log F(\theta, \phi) \quad (1.64)$$

Antenele cu polarizare liniară (orizontală, verticală, oblică – în funcție de orientarea vectorului intensității câmpului electric față planul solului) pot fi descrise în câmp depărtat cu \mathbf{E} nenul doar pe o proiecție unghiulară și \mathbf{H} nenul pe cealaltă. În exemplul formulelor (1.41) și (1.42), pentru câmp depărtat avem doar E_θ și H_ϕ , restul componentelor fiind nule. Aceste formule sunt deduse raționând pe fig.1.3, cu o poziționare a dipolului infinitesimal pe axa Oz , în centrul sistemului de coordonate, planul xOy fiind planul paralel solului și având deci polarizare verticală. Ca urmare, se obișnuiește redarea grafică a diagramelor de antenă mai degrabă ca și secțiuni plane decât ca și caracteristică spațială: sunt mai ușor de interpretat. Pentru o antenă se fac de regulă două grafice: secțiune în planul \mathbf{E} ($\phi = 0$ pentru polarizare verticală, planul zenital) și secțiune în planul \mathbf{H} ($\theta = 0$ pentru polarizare verticală, planul azimutal).

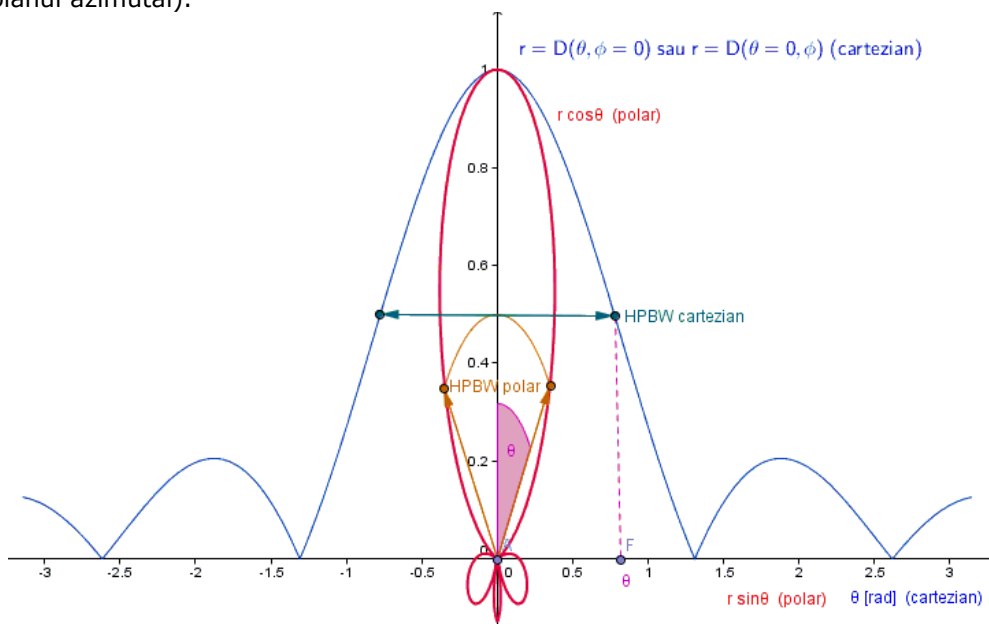


Fig. 1.4 Exemple pentru o funcție de directivitate în coordonate carteziane și polare; reprezentare pe aceleași axe, coordonatele polare decalate cu 90° , secțiune în plan. Este indicat unghiul de jumătate de putere (HPBW), atât pentru reprezentarea în sistemul polar cât și pentru reprezentarea în sistemul cartezian.

De remarcat că secțiunile în planele \mathbf{E} și \mathbf{H} din caracteristica de directivitate sunt definite pe un interval de 360° (2π), indiferent de planul unghiular de secțiune. Aceasta înseamnă că parcurgerea unghiului zenital al coordonatelor sferice va da doar jumătate din secțiunea plană. Un parametru important al caracteristicii de directivitate este unghiul de jumătate de putere (eng. *Half Power Beam Width*), notat cu HPBW sau cu θ_3 respectiv ϕ_3 , în funcție de planul zenital sau azimutal pentru care este definită caracteristica de directivitate. HPBW este deschiderea secțiunii plane în caracteristica antenei (unghiul a cărui bisectoare este pe direcția principală de radiație) la capetele căruia puterea aparent radiată se reduce la jumătate.

Ca urmare a celor expuse, în sistemul de coordonate sferice se pot scrie expresiile secțiunilor în caracteristica antenei care dau caracteristica de antenă în cele două plane. Se consideră o antenă în centrul sistemului de coordonate, orientată cu direcția de maximă radiație pe axa Ox . Pentru planul orizontal, se poate scrie

$$c_H(\phi) = c\left(\frac{\pi}{2}, \phi\right) \quad (1.65)$$

În formula de mai sus, litera H de la indice – care provine de la *horizontal* – nu desemnează vreo legătură implicită cu câmpul magnetic, deși pentru polarizarea verticală planul azimutal este planul vectorului \mathbf{H} . Pentru planul vertical, ținând seama de faptul că înclinația are ca domeniu de definiție doar un semicerc, formula este:

$$c_V(\psi) = \begin{cases} c(\psi, 0) & \psi \in [0, \pi) \\ c(2\pi - \psi, \pi) & \psi \in [\pi, 2\pi) \end{cases} \quad (1.66)$$

Se observă schimbarea literei variabilei planului azimutal, pentru a evidenția domeniul de definiție diferit: ψ (variabila unghiulară a secțiunii verticale) este definită pe tot cercul.

1.4 Polarizarea

Componentele electrice și magnetice din jurul unei antene pot avea și o componentă longitudinală (sau radială, cu valoare absolut neglijabilă în câmp depărtat); aceasta nu constituie o componentă a radiației electromagnetice. Unda electromagnetică este constituită din componentele proporționale cu $1/r$ care sunt exclusiv transversale (perpendiculare pe direcția de propagare).

Polarizarea unei unde electromagnetice este descrierea orientării componentei electrice a unei electromagnetice, respectiv a vectorului \mathbf{E} . Se subînțelege că vectorul \mathbf{H} rămâne perpendicular pe vectorul \mathbf{E} și ca urmare o descriere separată a orientării acestuia nu este necesară, el urmând a fi dedus din regula mâinii drepte în produsul vectorial din formula (1.49). Atunci când vectorul intensității câmpului electric se află într-un singur plan, polarizarea se numește liniară. Polarizarea unei antene este polarizarea undei emise de către antenă pe o anumită direcție [BAL]. Polarizarea undei emise pe direcția principală de radiație este polarizarea principală a antenei sau pe scurt, polarizarea antenei. Prin „antenă cu polarizare verticală” se înțelege o antenă care emite pe direcția principală de radiație cu polarizare verticală.

Este esențială mențiunea că polarizarea unei antene depinde de alegerea sistemului de coordonate: aceeași antenă poate fi cu polarizare verticală sau orizontală dacă sistemul de coordonate este decalat cu 90° față de axa de polarizare a antenei. Dipolul în semiundă trebuie pus perpendicular pe planul solului pentru a radia cu polarizare verticală și paralel cu planul solului pentru a radia cu polarizare orizontală.

În coordonate carteziene, se subînțelege că planul xOy este paralel cu planul solului, dacă nu se specifică altfel. Atunci când vectorul \mathbf{E} este perpendicular pe planul solului în orice punct al unde pe direcția de deplasare, polarizarea este verticală, iar când \mathbf{E} este paralel cu planul solului în orice punct pe direcția de deplasare, polarizarea este orizontală. Această definiție este valabilă pentru situația de undă plană și se aplică antenelor reale doar pe direcția maximă de radiație; ieșind din lobul principal al antenei vectorii \mathbf{E} și \mathbf{H} rămân perpendiculari pe direcția de radiație, dar orientarea lor față de planul solului nu se păstrează. În fig. 1.5 Este ilustrată situația de polarizare verticală.

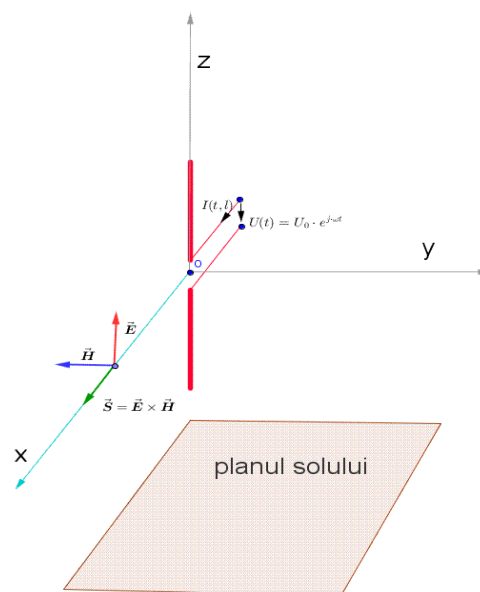


Fig. 1.5 Explicativă la polarizarea verticală

Relativ la această figură, este important de menționat regula mâinii drepte: dacă unul din vectorii \mathbf{E} sau \mathbf{H} este inversat, sensul de propagare se schimbă către antenă, dacă amândoi sunt inversați față de punctul O sensul de propagare (direcția vectorului Poynting \mathbf{S}) rămâne la fel, de la antenă spre observator.

Polarizarea orizontală este în mod evident situația în care \mathbf{H} este perpendicular pe sol, respectiv \mathbf{E} paralel cu solul. În cazul general, pentru care polarizarea nu este verticală sau orizontală dar rămâne liniară, intensitatea câmpului electric se poate descompune cartezian în cele două repere, cu două componente în aceeași fază:

$$\mathbf{E}(x) = E_z \cdot \hat{\mathbf{z}} + E_y \cdot \hat{\mathbf{y}} \quad (1.67)$$

La ora actuală, în stațiile de bază de telefonie mobilă (BTS), se folosesc intensiv așa-numitele antene „cross-pol” sau Xpol, cu polarizare încrucișată. Acestea constau din doi dipoli perpendiculari între ei, de obicei înclinați la $\pm 45^\circ$ față de axa

$$\Delta\psi = \psi_y - \psi_z \quad (1.71)$$

Dacă $\Delta\psi = n \cdot \pi, n=0,1,2,3\dots$, ne aflăm în cazul polarizării liniare. Înclinația polarizării liniare este dată de arctangenta raportului între componentele ortogonale ale acesteia. Vectorul rezultat al intensității câmpului electric variază într-un singur plan de-a lungul direcției de propagare. Ca urmare a faptului că în planul ortogonal maximului lui \mathbf{E} nu există componentă electrică, cel puțin teoretic rotirea unei antene liniare cu 90° are ca și consecință recepționarea unei tensiuni nule. În practică acest lucru nu se întâmplă din cauza polarizărilor mixte ale undelor electromagnetice care apar în situații reale, dar diferențele dintre recepția pe polarizări complementare pot trece de 30 dB la recepția semnalelor terestre și de 45 dB la recepția semnalelor de la sateliții de comunicații (măsurate de autor).

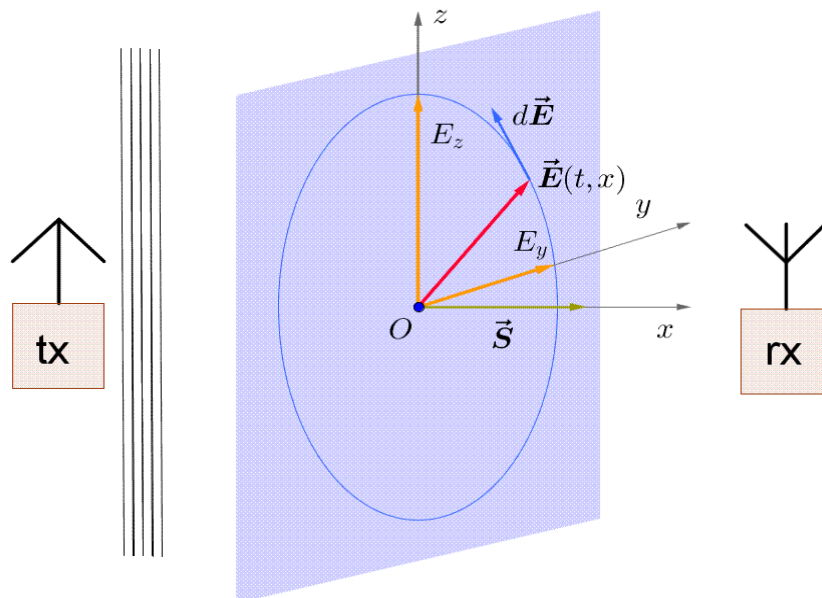


Fig. 1.7: Explicativă pentru polarizarea circulară: este reprezentată polarizarea circulară dreapta, în sensul convenției IEEE. Emițătorul „vede” o rotație a vectorului valorii instantanee a lui E spre dreapta, receptorul spre stânga.

Dacă defazajul $\Delta\psi$ se poate scrie sub forma $\pm n \cdot \pi \pm \pi/2$ iar componentele ortogonale sunt strict egale, este cazul polarizării circulare: \mathbf{E} (și pe cale de consecință \mathbf{H}) au o valoare constantă dar sensul acestora are o traiectorie circulară cu perioada unei lungimi de undă de-a lungul direcției de deplasare. Ca urmare a faptului că există două componente ortogonale egale, recepția unei polarizări circulare cu o antenă polarizată liniar, duce la pierderea a doar 3dB din puterea semnalului recepționat, indiferent de orientarea antenei de recepție. Reciproca este adevărată: recepția unui semnal polarizat liniar cu o antenă circulară va duce la pierderea constantă a 3dB față de recepția cu o antenă liniară cu același câștig ca cel al antenei cu polarizare circulară, dar semnalul recepționat va fi constant,

indiferent de planul de polarizare al antenei liniare. Ca și la cazul liniar, există însă două situații complementare de polarizare circulară: $\Delta\psi$ poate fi negativ (întârziere) sau pozitiv (devansare), de unde va rezulta o polarizare circulară dreapta (RHCP = *Right Hand Circular Polarisation*) sau stânga (LHCP = *Left Hand Circular Polarisation*). Rotația vectorului \mathbf{E} are loc în sensul descreșterii defazajului considerat pe unghiul de 90° între proiecțiile ortogonale ale lui \mathbf{E} , din punctul de vedere al observatorului care privește unda venind spre el: \mathbf{E} se rotește în sens trigonometric pentru polarizare circular dreapta, respectiv în sens orar pentru polarizare circular stânga. **Denumirile de stânga și dreapta provin de la sensul rotației din punctul de vedere al emițătorului și nu al receptorului: aceasta este convenția IEEE pentru definirea polarizării circulare, folosită în electricitate.** În optică, se folosește convenția inversă (punctul de vedere al receptorului pentru definirea sensului de rotație) ceea ce poate provoca confuzii [ORPH]. Dacă cele două componente ortogonale au amplitudinea $A = E_{y0} = E_{z0}$, se poate scrie, în situațiile reprezentate în fig. 1.6 și 1.7, pentru RHCP, în reprezentarea IEEE, pentru o undă care se deplasează înainte (de la emițător la receptor):

$$E(x) = A(\hat{y} - j\hat{z}) \cdot e^{-jkx} \quad (1.72)$$

Pentru cazul LHCP formula este:

$$E(x) = A(\hat{y} + j\hat{z}) \cdot e^{-jkx} \quad (1.73)$$

În cazul unei reflexii (unda se întoarce spre emițător), formulele rămân aceleași, cu excepția semnului exponentului care se schimbă.

Cei doi dipoli ortogonali din fig. 1.6, alimentați cu tensiuni egale, dar defazate între ele cu 90° vor emite cu polarizare circulară; pentru a recepționa cu polarizare circulară, semnalele de la cei doi dipoli vor trebui însumate cu întârzierea unuia dintre cele două semnale cu 90° .

În sfârșit, există situația în care cele două componente ortogonale ale lui E din formula (1.68) au amplitudini și faze arbitrare: dacă nu sunt îndeplinite condițiile pentru încadrarea într-unul din cazurile de mai sus, avem de-a face cu o polarizare eliptică. În cazul în care defazajul este ca în cazul polarizării circulare, dar componentele ortogonale nu sunt egale, axele elipsei vor coincide cu axele sistemului de coordonate; altfel elipsa va fi înclinată față de acesta. Se poate demonstra că o polarizare eliptică poate fi descompusă într-o polarizare liniară oarecare și o polarizare circulară: avem deci sens de polarizare și la polarizarea eliptică.

În majoritatea cazurilor reale de propagare, polarizarea undei recepționate va fi eliptică, datorită reflexiilor, refracțiilor și difracțiilor de pe traseul de propagare, care în majoritatea cazurilor se fac pe suprafețe neregulate cu permitivitate complexă; chiar dacă polarizarea inițială a emisiei poate fi dominantă, purtând majoritatea puterii undei, apariția unei componente suplimentare de polarizare va fi resimțită la recepție ca o atenuare.

Se definește în literatură ([BAL]) factorul de pierdere prin polarizare (PLF – *Polarisation Loss Factor*) ca fiind:

$$PLF = \cos^2(\psi) \quad (1.74)$$

unde ψ este în cazul polarizării liniare diferența unghiulară între polarizarea undei incidente și polarizarea antenei de recepție. Este ușor de văzut că o diferență de înclinare de 45° între două antene cu vizibilitate directă, pe direcția principală de radiație, duce la un PLF de $1/2$ și deci la înjumătățirea puterii recepționate; la decalaje mai mari pierderea de putere este însemnată. O pierdere de putere de 1dB ca urmare a decalajului de polarizare se obține la un unghi de decalaj de 27° .

Toate considerentele acestui paragraf au fost făcute într-un sistem de referință paralel cu planul solului; acest lucru este în realitate valabil doar pe direcția de maximă radiație. Dacă semnalul este recepționat sub un unghi zenital diferit de 90° , sistemul de referință se raportează la direcția de propagare, iar vectorii câmpului sunt perpendiculari pe aceasta. Este evident că o antenă cu polarizare liniară îndreptată direct spre cer, nu mai poate fi judecată în termeni de polarizare „verticală” și „orizontală” relativ la planul solului, dacă direcția principală de radiație este de-a lungul axei Oz . Din punctul de vedere al antenei, sistemul de coordonate este sferic, iar componentele ortogonale nu mai sunt E_y și E_z , ci E_θ și E_ϕ : aceasta nu este o posibilitate unică și va fi detaliată în paragraful următor.

Nu este necesar ca o antenă să aibă polarizarea principală în toate direcțiile în care radiază; ea poate avea polarizări diverse în direcții diverse. Din construcție însă, pentru majoritatea antenelor uzuale, marea majoritate a puterii radiate aparține polarizării principale. Diagramele de directivitate se dau pentru o singură componentă, cea a polarizării principale, nu și pentru o eventuală componentă parazită ortogonală, care apare cu atât mai probabil cu cât antena este mai complexă.

1.5 Cros-polarizarea

Polarizarea a fost prezentată local în paragraful anterior, adică din punctul de vedere al unui observator care se află la locul frontului de undă, în direcția de propagare. Din punctul de vedere al antenei, există mai multe abordări. Dacă pe direcția principală de radiație definiția este clară; la caracterizarea pe o sferă apar ambiguități în afara acestei direcții.

Un sistem de coordonate des folosit pentru a analiza caracteristica de radiație a antenelor directive este cel de coordonate sferice, dar cu direcția principală de radiație de-a lungul axei Oz , și nu Ox , așa cum este folosit în prezenta lucrare. Acest mod de a analiza caracteristica de radiație aduce modificări în formulele analitice, din cauza schimbării semnificației versorilor: astfel, versorul înclinației, $\hat{\theta}$, devine o măsură a abaterii unghiulare de la direcția de propagare a undei, și nu de la verticala la sol, așa cum era în cazul direcției principale de propagare în planul xOy .

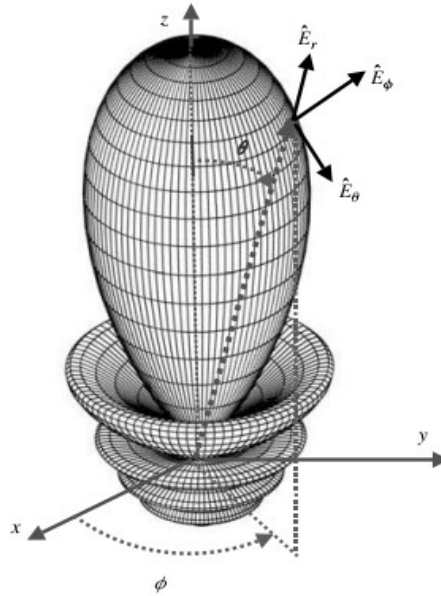


Fig. 1.8: Caracteristică normalizată de directivitate cu direcția maximă de radiație de-a lungul axei Oz; preluare din [BAL]

În cazul din fig. 1.8, versorii lui \mathbf{E} din figură nu mai corespund atât de evident versorilor lui \mathbf{E} componente ale polarizării liniare, așa cum au fost aceștia descriși în secțiunea anterioară. În loc de raportarea la planul solului, se face raportarea la planul polarizării, unde avem un $\mathbf{E}_{ref}^{\rightarrow}$, adică polarizarea liniară principală (sau de referință) a antenei, precum și o eventuală componentă ortogonală sau încrucișată, $\mathbf{E}_{cros}^{\rightarrow}$. Considerând axa Ox în planul solului – zOx de această dată – și Oy perpendiculară pe planul solului, putem scrie pentru versorii în coordonate sferice răsturnate (θ' – zenitul față de Oy , ϕ' – azimutul față de Ox în planul xOz),

$$\hat{i}_{ref} = \hat{\theta}' = \frac{\sin\phi \cos\theta \cdot \hat{\theta} + \cos\phi \cdot \hat{\phi}}{\sqrt{1 - \sin^2\theta \sin^2\phi}} \quad (1.75)$$

respectiv

$$\hat{i}_{cros} = -\hat{\phi}' = \frac{\cos\phi \cdot \hat{\theta} - \cos\theta \sin\phi \cdot \hat{\phi}}{\sqrt{1 - \sin^2\theta \sin^2\phi}} \quad (1.76)$$

Relațiile (1.75) și (1.76) sunt cunoscute ca versorii pentru definiția 2 a polarizării, conform lui Ludwig [LUDW], articol de referință pentru polarizarea antenelor care stabilește trei definiții pentru versorii componente de referință și

respectiv a celei cros-polarizate. În aceste relații, cu θ și cu ϕ s-au notat coordonatele sferice uzuale, așa cum au fost definite în secțiunea 1.3.

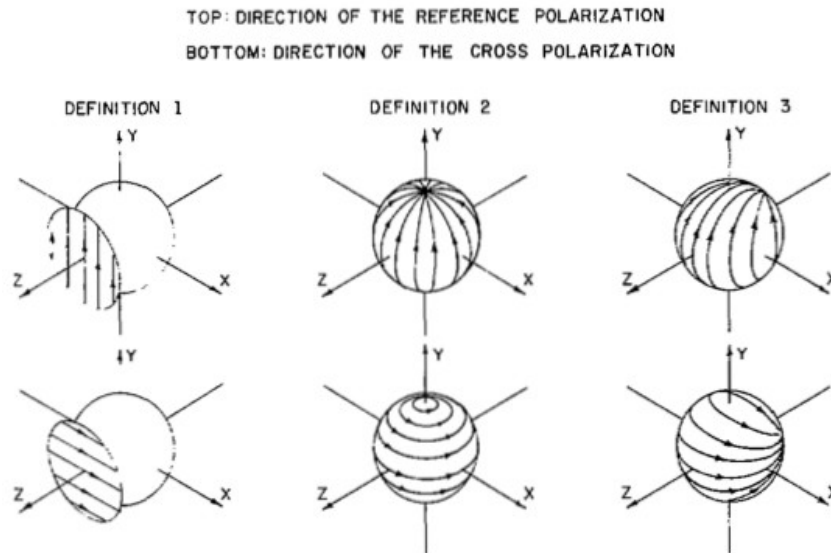


Fig. 1.9: Cele trei definiții ale polarizării antenelor, după Ludwig (extras din [LUDW])

În fig. 1.9 Sunt reprezentate cele trei definiții ale polarizării unei antene, după Ludwig, definiții larg acceptate în literatura actuală. Definiția 1 corespunde unei plane, definiția 2 corespunde dipolului vertical, iar definiția 3 așa-numitei surse Huygens. Cros-polarizarea este deci mărimea care caracterizează emisia unei antene pe polarizarea secundară și de regulă este o funcție de directivitate normalată la maximum polarizării principale. Maximumul acesteia nu este neapărat 1, ci de regulă mai mic; în direcția principală de radiație, de regulă cros-polarizarea este nulă, întrucât o antenă construită corect radiază doar pe polarizarea de referință pe această direcție. Aplicând diversele definiții pentru cros-polarizare, vom obține diverse caracteristici de directivitate ale aceleiași antene pentru componenta secundară; de exemplu dacă unui dipol i se aplică definiția 3, va rezulta că prezintă o componentă cros-polarizată mare, în special în direcția Oz .

De remarcat că în situația în care propagarea se face pe direcția axei Ox și se consideră definiția 2 pentru polarizare, pentru dipolul vertical nu mai este necesară transformarea versorilor lui componentelor lui \mathbf{E} din versorii coordonatelor sferice; caracteristica acestuia de radiație are exact componentele E_θ și H_ϕ , conform formulelor (1.41) și (1.42). Întrucât această teză se concentrează asupra antenelor BTS care sunt șiruri de dipoli verticali sau oblici, sistemul de coordonate folosit este cel cu direcția de propagare pe Ox , conform definiției a 2-a a lui Ludwig pentru componentele ortogonale.

1.6 Alte caracteristici ale antenelor

1.6.1 Caracteristica de fază

În afară de caracteristica de directivitate, o antenă mai poate avea caracteristică de polarizare și caracteristică de fază. La o distanță r față de antenă, pe o polarizare oarecare a cărei coordonată este \mathbf{u} , intensitatea câmpului electric poate fi scrisă ca [BAL]:

$$\vec{E}_{\mathbf{u}} = \hat{\mathbf{u}} \cdot E(\theta, \phi) \cdot e^{j\psi(\theta, \phi)} \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (1.77)$$

Funcția $\psi(\theta, \phi)$ se numește caracteristică de fază. Sunt configurații de sisteme radiante la care nu se poate găsi o caracteristică de fază independentă de r . Caracteristica de fază pentru antenă stabilește un loc geometric la care se referențiază caracteristica antenei. Dacă se obține un punct pentru care

$$\psi(\theta, \phi) = \text{constant} \quad (1.78)$$

acest punct se numește **centrul de fază** al antenei [BAL]. Pentru cele mai multe antene, un centru unic de fază nu există pentru toate valorile unghiulare: centrul lor de fază se mișcă pe o suprafață și poziția acestuia depinde de punctul de observație [BAL]. Totuși, în multe sisteme radiante se poate identifica un punct de referință în așa fel încât caracteristica de fază, să fie dacă nu constantă, atunci măcar aproape constantă – sau cu dependență minimă față de versorii unghiulari, cel puțin în lobul principal. Când variația poziției acestui loc geometric este suficient de mică, punctul de referință aparținând acestui loc geometric este desemnat ca și centru de fază aparent. De regulă, formularea analitică pentru centrul de fază este foarte laborioasă și este disponibilă pentru un număr limitat de configurații [BAL].

Nu este obligatoriu ca centrul de fază să se găsească pe structura metalică a antenei. De exemplu, pentru antenele cu reflector parabolic, se face proiectarea ca acesta să fie în focar – ceea ce, pentru configurațiile de tip offset, este în afara construcției mecanice a antenei; pentru antenele de tip horn, centrul de fază se găsește de regulă undeva la mijlocul deschiderii ghidului piramidal, adică tot într-un punct care nu se află pe structura metalică a antenei. Centrul de fază poate fi considerat locul unde se află sursa frontului de undă sferică și deci localizarea cea mai precisă antenei.

Problema caracteristicii de fază este mai rar abordată în tratatele de antene la modul general, de regulă este particularizată pentru anumite tipuri de antene, cel mai frecvent pentru antene horn și log-periodice. Caracteristica de fază este netrivială pentru șirurile de antene, atunci când componentele șirului nu sunt dipoli, ci antene mai complexe, care au propria lor caracteristică de fază ce nu poate fi considerată constantă: caracteristica de directivitate globală calculată cu informația deținută în caracteristica de fază a fiecărei antene componente a șirului este mai corectă pentru lobi secundari. Acoperirea obținută pe lobi secundari este foarte

importantă în radiodifuziune, la antenele pe piloni înalți destinate să acopere distanțe mari, unde în imediata apropiere a antenei unui post de radio sau de televiziune, acoperirea se face de regulă pe lobii secundari. În plus, la acest gen de antene se mai practică umplerea nulurilor (eng. „null filling”), pentru a evita apariția zonelor de umbră în proximitatea antenei de emisie. Un calcul corect de umplere a nulurilor necesită diagramele de fază ale antenelor componente, incluzând obligatoriu și influența pilonului, dacă componentele șirului de antene sunt dipoli sau alt tip de antene fără panou reflector în spate.

Poziția centrului de fază se alege cât mai avantajos, în sensul de a simplifica diagrama de fază, adică de a reduce la minim dependența acesteia de coordonatele unghiulare. De regulă, la antenele care prezintă lobi laterali, se poate alege centrul de fază în așa fel încât caracteristica de fază să fie constantă pe domeniul unui lob și de semn contrar cu lobi adiacenți: se alege convențional ca în lobul principal faza de referință să fie 0° , rezultând 180° în primii doi lobi secundari adiacenți lobului principal, 0° în următorii lobi secundari, etc., graficul funcției $\psi(\theta, \phi)$ fiind practic similar cu cel al unui semnal dreptunghiular.

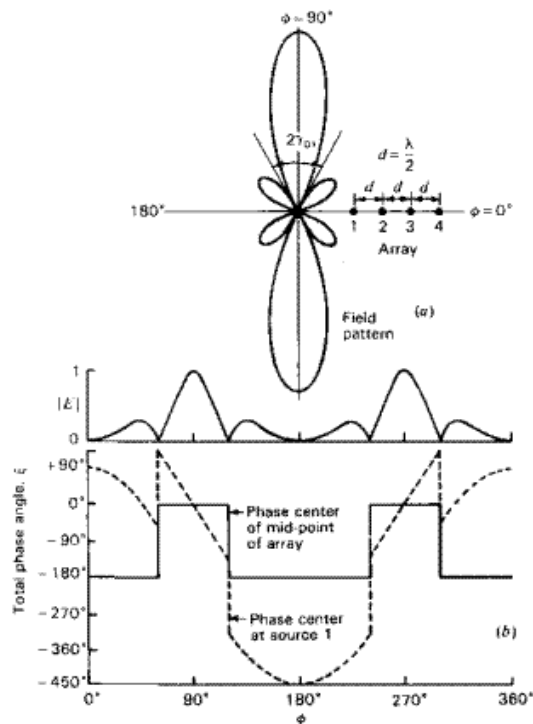


Fig. 1.10: Caracteristica de amplitudine (radiație) și de fază a unui șir de antene [KRA]

Pentru ilustrarea celor afirmate, în fig. 1.10 este exemplificată o caracteristică de radiație și una de fază a aceluiași sistem radiant, alcătuit dintr-un șir de patru antene izotrope: caracteristica este deci calculată. Despre șirurile de antene se va detalia la 1.8. Caracteristica de radiație este reprezentată atât cartezian cât și

polar (în partea de sus a figurii), iar caracteristica de fază cartezian (în partea de jos a figurii). Caracteristica de fază cu linie continuă este reprezentată în cazul în care faza radiației se măsoară din mijlocul șirului de antene, cea cu linie punctată este atunci când se desemnează centrul de fază la un capăt. Se vede că atunci când se ia ca punct de referință mijlocul sistemului radiant, acesta este centrul de fază pentru toți lobi. Nu există un centru de fază al antenei întrucât condiția (1.78) este îndeplinită pe porțiuni. Totuși, putem spune că antena are un centru de fază dublu, pentru că din același punct faza este constantă pentru fiecare lob.

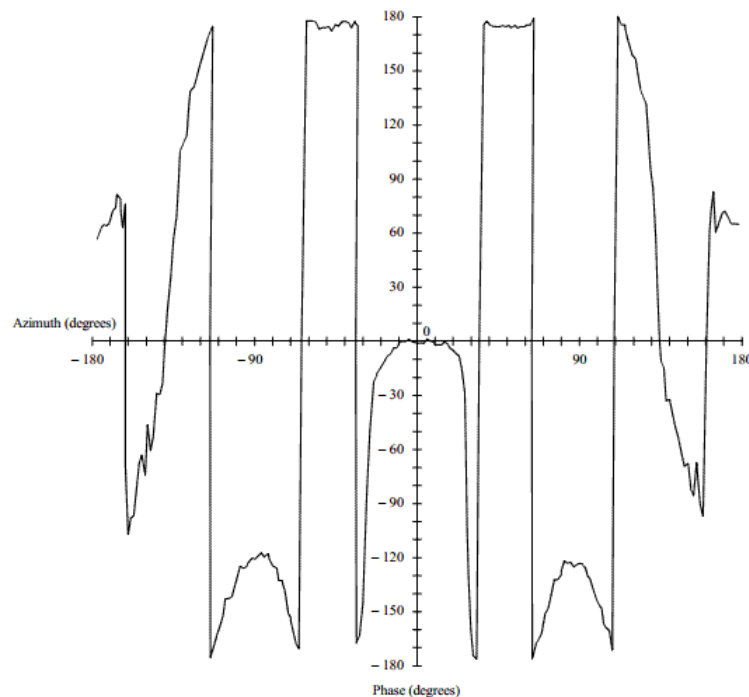


Fig. 1.11: Diagrama de fază a unei antene reale; extras din ITU-R BS.1195 [1195]

În fig. 1.11 este exemplificată diagrama de fază a unei antene reale [1195], a unui panou reflector cu 8 dipoli. Se vede că în direcția principală de radiație (0°) avem un centru de fază, dar acesta nu poate fi extins la toată antena; avem de-a face cu un centru de fază aparent.

Problema centrului de fază este deosebit de importantă în telemetria radio, din care cea mai cunoscută aplicație este sistemul GPS: dacă ghidarea unui autovehicul pe un traseu rutier nu pune probleme deosebite de acuratețe, măsurările topografice profesionale cer acuratețe ordinul a 1mm, imposibil de realizat fără folosirea algoritmilor pentru determinarea centrilor de fază ai antenelor atât pentru receptorul GPS, cât și pentru sateliți.

1.6.2 Impedanța la borne

Antenele sunt alimentate prin linii de transmisiuni. Liniile uzuale pot fi coaxiale sau bifilare; în afara cazurilor speciale la ora actuală se preferă linii coaxiale. Excepție fac antenele pentru frecvențe foarte înalte, cu partea electronică a transceiver-ului înglobată în antenă la care liniile pot fi pe cablaj imprimat (microstrip).

Există o diferență esențială între liniile bifilare și cele coaxiale: felul în care se raportează la curenții și tensiunile de mod comun. În mod didactic, dipolul este reprezentat schematic în tratatele de antene ca și alimentat de o linie bifilară; în realitate, îl vom găsi în cele mai multe cazuri alimentat printr-o linie coaxială, printr-un circuit de transformare de la regimul simetric al bornelor dipolului, care ar necesita în mod normal un cablu bifilar, la regimul nesimetric al cablului coaxial. Un asemenea dispozitiv este desemnat cu denumirea de BALUN (de la *BALanced to UNbalanced*). Dispozitivul BALUN poate servi și ca transformator de impedanță, de la impedanța liniei de alimentare la impedanța antenei.

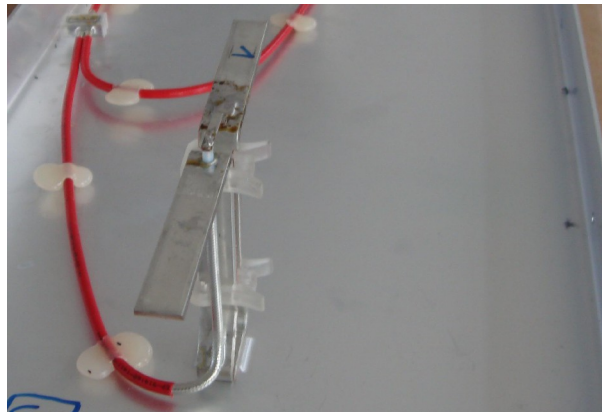


Fig. 1.12 Dipol plat, component al unei antene de BTS (fotografiat de autor, prin amabilitatea Kathrein România).

În fig. 1.12 este redată fotografia unui dipol plat (din bandă metalică lată) care intră în componența unei antene de BTS. Planul din spate servește atât ca reflector, cât și ca suport mecanic. Partea de platbandă care servește ca și distanțor față de planul de masă are și rol de BALUN, împreună cu cablul coaxial care merge în paralel cu una dintre ramurile de distanțare. În cazul acestui element de antenă, transformatorul de adaptare și simetrizare intră în componența acesteia și ca urmare noțiunea de „impedanță la borne” se aplică la borna antenei, care este la capătul cablului coaxial care intră în divizorul de putere (capătul din plan depărtat). Aceasta este impedanța la borne a elementului de antenă, antena de BTS constând dintr-un șir liniar de opt asemenea antene, și având o impedanță globală la conectorul acesteia. O dezadaptare asimetrică, poate însemna apariția unui curent de mod comun pe partea exterioară a cablului coaxial, adică transformarea acestuia în radiator; în acest caz diagrama de radiației a sistemului devine impredictibilă.

La ora actuală, majoritatea antenelor de emisie-recepție au impedanța nominală de 50Ω , iar cele care sunt doar pentru recepție mai pot eventual avea impedanța nominală de 75Ω (tipic pentru antenele de recepție pentru televiziune VHF-UHF, dar și ieșirea de frecvență intermediară de la convertoarele de satelit - LNC). De asemenea, cablul de legătură este coaxial și nu bifilar: acest lucru se datorează ecranării oferite de cablul coaxial - ceea ce înseamnă protecție la interferențe și conservarea raportului semnal - zgomot - și minimizării influenței corpurilor străine din vecinătatea cablului (de exemplu dielectrice sau conductori masivi, care în cazul cablurilor bifilare pot modifica sensibil impedanța acestora). Deciziile pentru aceste impedanțe sunt istorice, luate undeva prin anii '30, pornind de la niște cercetări ale Bell Laboratories din SUA pentru capacitatea cablurilor de a transporta semnal sau putere. Astfel, s-a stabilit că pentru un cablu coaxial cu dielectric aer, de un diametru exterior dat, cea mai bună capacitate de transport a puterii se obține pentru o impedanță de 30Ω , iar cea mai mică atenuare lineică la o impedanță de 77Ω [BREED]. În plus, valoarea de 66Ω era creditată cu cea mai mare tensiune de străpungere, suportând deci cel mai dur regim de unde staționare. Ulterior, la apariția primului dielectric de calitate pentru cabluri coaxiale, polietilena, s-a constatat că un cablu coaxial cu dielectric aer de 75Ω își modifică impedanța aproape de 50Ω atunci când este folosită polietilena ca și dielectric [JOHN1]. Ca urmare, de la diverse impedanțe folosite la diverse aplicații (cablurile pentru emițătoare de radiodifuziune aveau 70Ω , pentru a ataca direct antenele dipol [BREED]) în anii '70 s-a ajuns la o uniformizare accentuată a cablurilor, astfel că astăzi impedanța de 50Ω este standardul de facto pentru lanțuri de semnal radio profesionale, cu excepția notabilă rețelelor de distribuție prin cablu (CATV) care au rămas pe 75Ω . Cabluri pentru alte impedanțe se fabrică doar pentru puteri foarte mari, și pentru situații speciale (de exemplu liniile de alimentare pentru antenele de unde lungi și medii, care sunt atacate cu puteri de ordinul zeci de kW - 1MW, sunt construite exact pe impedanța antenei). De asemenea, la construcția de sisteme de antene (cum sunt cele de BTS) se folosește un sistem de cabluri coaxiale cu câteva impedanțe convenabil alese pentru a face adaptarea și distribuția semnalului în interiorul carcasei antenei cu pierderi minime; conectorul exterior este însă tot cel de 50Ω .

În fig. 1.9 Este reprezentat circuitul echivalent serie al unei antene. Evident, este preferat ca antena să funcționeze adaptat, adică $Z_g = Z_a^*$, mai mult chiar, este de preferat ca partea complexă să fie neglijabilă. Dacă suntem în această situație, toată puterea din generator este transferată în antenă. Puterea care ajunge pe rezistența de radiație este emisă în spațiu, pe când puterea de pe rezistența de pierderi este disipată termic. Rezistența de pierderi provine din rezistivitatea finită a metalului din care este construită antena, dar mai poate avea componente ca pierderile în dielectric, dacă antena are structuri dielectrice în componentă - ca de exemplu antenele pe cablaj imprimat sau antenele dielectrice - sau pierderi în rezistențele fizice din structura antenei, la antena cu unde progresive. În cazul dipolului, ea este calculabilă analitic, relativ complicat, pentru că implică distribuție de curent pe brațele dipolului (curentul nu este constant pe lungimea brațelor) dar și includerea efectului pelicular. Dacă antena respectivă are circuit BALUN, acesta va avea o pierdere înglobată de asemenea în rezistența de radiație.

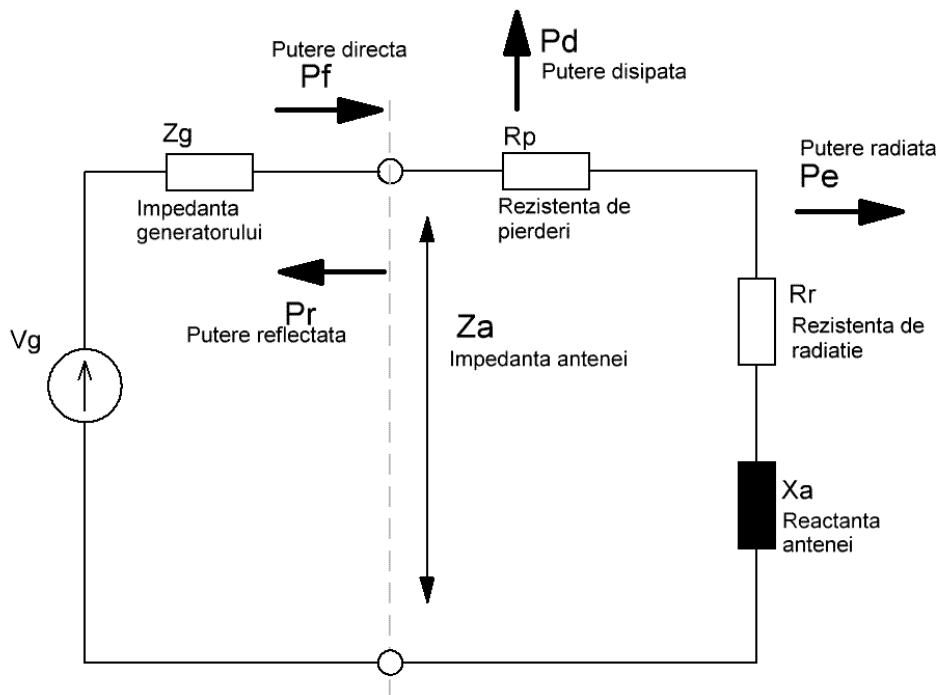


Fig. 1.13: Explicativă pentru impedanța antenei

Calculând bilanțul puterilor, rezultă imediat că:

$$\eta_{rad} = \frac{R_e}{R_e + R_p} \quad (1.79)$$

unde eficiența de radiație η_{rad} este aceeași mărime cu cea din formula (1.57). În acest model echivalent simplificat s-a atenuarea prin cablu; în bugetele de putere riguroase, se ține cont – în special pentru frecvențele înalte – inclusiv de atenuarea pe conectori. Problemele de randament nu s-au terminat aici însă decât în cazul adaptat. În cazul în care impedanțele nu sunt adaptate, mai apare o pierdere de putere prin reflexie. Se definește coeficientul de reflexie ca fiind raportul dintre amplitudinea unei incidente (U_f) și amplitudinea unei reflectate (U_r):

$$\Gamma = \frac{U_r}{U_f} \quad (1.80)$$

Se mai folosește uneori modulul coeficientului de reflexie, notat cu ρ :

$$\rho = |\Gamma| \quad (1.81)$$

Pătratul acestuia este raportul puterilor:

$$\rho^2 = \frac{P_r}{P_f} \quad (1.82)$$

Ca urmare, într-o antenă cu adaptare imperfectă, apare un câștig diminuat, care se poate scrie:

$$G_1 = G_0(1 - \rho^2) = G_0 \cdot \eta_{ad} \quad (1.83)$$

unde η_{ad} este randamentul de adaptare [BAL]. Balanis definește o eficiență totală a antenei, ca fiind:

$$\eta_{tot} = \eta_{ad} \cdot \eta_{rad} \cdot \eta_d \quad (1.84)$$

unde η_d măsoară pierderile în dielectric, dacă este cazul. În această lucrare se va considera cazul adaptat, al antenelor fără pierderi. Versiunea logaritmică a modulului coeficientului de reflexie se numește pierdere prin reflexie (eng. *return loss*):

$$RL = 20 \log \rho = 10 \log |\Gamma|^2 \quad (1.85)$$

O valoare RL de -3dB înseamnă că jumătate din puterea incidentă se reflectă, pe când o valoare RL de -10dB înseamnă ca doar 10% din aceasta se reflectă.

În foaia de catalog a antenelor, există un alt parametru care stabilește limitele de adaptare: factorul de undă staționară ($VSWR$ – *Voltage Standing Wave Ratio*, uneori amintit doar ca SWR):

$$VSWR = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (1.86)$$

Unde U_{max} și U_{min} sunt tensiunile maximă respectiv minimă de pe linie. Un $SWR=2$ înseamnă o putere reflectată de 11%, un SWR de 1.5 înseamnă o putere reflectată de 4%, în timp ce un SWR de 1.22 înseamnă o putere reflectată de 1% din cea incidentă.

1.6.3 Lărgimea de bandă

Ca orice alt dispozitiv fizic, antenele au o bandă de frecvențe finită în care sunt utilizabile. Banda nu este neapărat intervalul de frecvență în care câștigul variază cu 3dB, așa cum ar fi tentant de definit: pentru antenele de emisie care sunt atacate cu puteri considerabile, această definiție este inacceptabilă, întrucât ar putea însemna o putere reflectată foarte mare, care ar putea deteriora etajul final al emițătorului. Pe de altă parte, la antenele de măsurare, câștigul poate varia între valori negative de -10dB și valori de 10dB într-o bandă foarte largă; atâta vreme cât

se poate măsura nivelul recepționat cu suficientă acuratețe, câștigul este un factor secundar în definirea benzii.

Banda de frecvențe a unei antene este deci, acel interval de frecvență pentru care antena se încadrează într-un set de parametri acceptați pentru aplicația dată a antenei – parametri declarați de producător, de obicei mai buni decât cei impuși prin normele aplicabile situației în care este folosită antena. De regulă, prima limitare apare la factorul de undă staționară. Dacă pentru antenele de recepție, mai ales cele de bandă largă întâlnim limite de SWR de 2 sau mai mari, la cele de emisie ele sunt de regulă de 1.5 sau mai mici. La funcționare cu $SWR=2$, etajul final al unui emițător de 1kW va fi forțat să accepte o putere de 110W pe terminalele de colector (sau drena) ale tranzistorilor finali, ceea ce va testa atât capacitatea acestora de a disipa căldură, cât și tensiunea de străpungere sau liniaritatea; funcționarea în astfel de condiții va duce la scurtarea severă a duratei de viață a unui asemenea etaj final, în cazul în care nu se declanșează circuitele de protecție ale emițătorului.

1.6.4 Regiunile de câmp

Caracteristica de directivitate a antenelor a fost discutată în ceea ce se numește regiunea de câmp depărtat: la o distanță suficient de mare de antenă, în așa fel încât aceasta să se reducă la un singur punct, poziționat în centrul de fază. În apropierea antenei, există o zonă de câmp în care are loc acumulare și cedare de energie, o zonă de câmp reactivă. Între cele două zone există o regiune de tranziție.

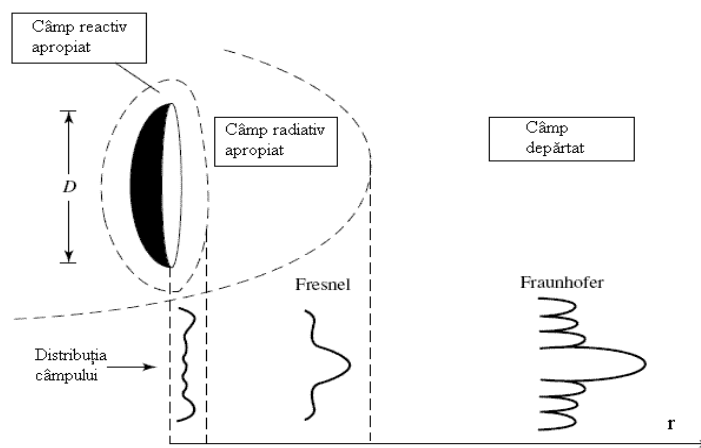


Fig. 1.14 Regiunile câmpului, adaptare în I. română după [BAL1]

Regiunea de câmp reactiv apropiat (regiunea Rayleigh) este în imediata proximitate a antenei; apare un cuplaj inductiv sau capacitiv în această regiune. Un obiect plasat în această regiune modifică practic caracteristica de radiație și impedanța antenei, intrând practic în structura acesteia. Limita acestei regiuni este [BAL]:

$$r < 0.63 \cdot \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \quad (1.87)$$

unde r este distanța față de antenă iar D este dimensiunea cea mai mare a acesteia. Regiunea de câmp radiativ apropiat (regiunea Fresnel) duce cuplajul la un nivel neglijabil, dar antena nu poate fi redusă la un punct. Marginea ei exterioară se bazează pe un defazaj de $\pi/8$. În această regiune, încă mai găsim componentă radială neneglijabilă (\vec{E}_r , \vec{H}_r). Limita interioară a regiunii Fresnel este evident cea din formula (1.87), iar limita exterioară este dată de:

$$r < \frac{2D^2}{\lambda} \quad (1.88)$$

dacă $D > \lambda$. În caz contrar, se ia ca limită sigură pentru delimitarea dintre zona Fresnel și zona Fraunhofer valoarea [IGN]:

$$r = 3\lambda \quad (1.89)$$

1.7 Dipolul în semiundă

Dată fiind importanța acestui tip de antenă, atât pentru teoria antenelor în general cât și pentru antenele de stații de bază pentru telefonia mobilă în particular, se prezintă câteva caracteristici esențiale ale acestuia. Se numește „în semiundă” pentru că lungimea totală a acestuia este de jumătate din lungimea de undă a frecvenței centrale de funcționare, în cazul modelului idealizat. Dipolul în semiundă este un caz particular al dipolului lung (de lungime arbitrară, comparabilă cu lungimea de undă).

În fig. 1.15 este reprezentat un dipol, fără structura de susținere pe sol (pilon, trepid) și cu alimentarea cu putere RF schițată simbolic cu semnul convențional al unei surse de curent alternativ; distanța dintre cele două puncte de alimentare ale celor două brațe se consideră neglijabilă în modelul idealizat. De asemenea, în cazul ideal simplificat se consideră grosimea firelor neglijabilă și într-o primă aproximație și rezistivitatea acestora de asemenea neglijabilă. O fotografie a unui dipol real a fost redată în fig.1.12; cel din fotografie este un dipol plat (realizat din platbandă metalică), denumit uneori dipol gras (eng. *fat dipole*), termen folosit cel mai des pentru dipolul realizat din țevă metalică cu profil cilindric.

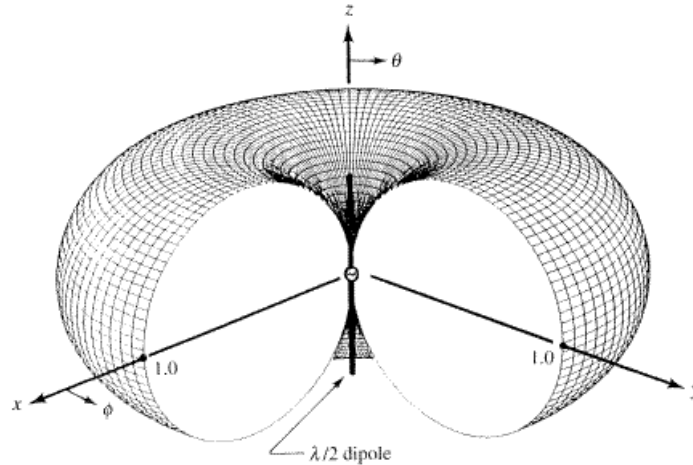


Fig. 1.15 Dipolul în semiundă (în centru) și caracteristica sa de directivitate, secționată (preluare din [BAL]).

Dipolul emite omnidirecțional în planul xOy și nu are emisie de-a lungul axei Oz , așa cum se vede din figură. Pornind de la ipoteza rezonabilă a unei distribuții sinusoidale de curent de-a lungul dipolului cu maximum în punctul de alimentare și zero la capetele libere, se demonstrează în literatură ([IGN], [KRA], [BAL]) că, în câmp depărtat, câmpul electromagnetic are două componente neneglijabile:

$$E_{\theta}(\theta, \phi) \approx jZ_0 \frac{I_0 e^{-j\beta r}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \quad (1.90)$$

și

$$H_{\phi}(\theta, \phi) = \frac{E_{\theta}(\theta, \phi)}{Z_0} \approx j \frac{I_0 e^{-j\beta r}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right] \quad (1.91)$$

unde I_0 este amplitudinea curentului unei staționare din dipol. Aplicând (1.2), densitatea medie (temporală) de putere este [BAL]:

$$S(\theta, \phi) = Z_0 \frac{|I_0|^2}{8\pi^2 r^2} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2 \quad (1.92)$$

Puterea totală radiată poate fi obținută ca [BAL]:

$$P_{rad} = Z_0 \frac{|I_0|^2}{4\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2 \sin\theta d\theta \quad (1.93)$$

Rezolvarea integralei de la (1.92) este relativ complexă și implică folosirea funcțiilor sinus integral și cosinus integral; primitiva nu este exprimabilă în funcții elementare.

Funcția de directivitate a dipolului în semiundă este:

$$C_d^2(\theta, \phi) = F_d(\theta, \phi) = F_d(\theta) = \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} \right]^2 \quad (1.94)$$

iar directivitatea pe direcția $\theta = \pi/2$, aplicând (1.63) și ținând seama de faptul că F_d nu depinde de ϕ :

$$D_0 = 4\pi \frac{F_d(\theta, \phi)_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F_d(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} d\phi \cdot \int_0^{\pi} F_d(\theta) \sin\theta d\theta} = \frac{2}{\int_0^{\pi} F_d(\theta) \sin\theta d\theta} \simeq 1.64 \quad (1.95)$$

Logaritmând valoarea obținută, vom obține cei 2.15dB din formula (1.28). Punând condiția de jumătate de putere,

$$F_d(\theta) = 0.5 \quad (1.96)$$

Vom obține două soluții: $\theta_1 = 51^\circ$ și $\theta_2 = 129^\circ$; ținând seama de faptul că direcția de maximă radiație este $\theta_0 = 90^\circ$, avem unghiul de jumătate de putere:

$$\theta_{3d} = \theta_2 - \theta_1 = 78^\circ \quad (1.97)$$

Acesta este un rezultat important pentru funcțiile de aproximare. Impedanța dipolului în semiundă este de $Z_d = 73 + j42.5 \Omega$; la o mică scurtare a lungimii, la $0.47-0.48\lambda$ partea imaginară devine nulă iar partea reală se modifică nesemnificativ. În practică se caută ori de câte ori este posibil ca impedanța dipolului să fie reală, așa că în mod normal dipolii sunt ceva mai scurți de $\lambda/2$.

1.8 Șiruri de antene

Atunci când există una sau mai multe antene grupate în aceeași arie și alimentate din semnal provenind din aceeași sursă, suntem în situația de a avea un șir de antene (eng. *antenna array*). Aranjamentul acestora poate fi divers: în linie, circular, uniform pe o suprafață (matricial) mergând până la poziționare aleatoare în planuri diferite, fără o regulă anume pentru determinarea locului fiecărei antene. De asemenea, ele pot fi alimentate cu aceeași tensiune în aceeași fază, sau semnalul poate fi furnizat cu amplitudini și faze diferite. La recepție, antenele pot fi însumate uniform sau cu ponderi și defazaje diferite. Modul de însumare sau de distribuție a puterii de radiofrecvență între antene este decisiv pentru caracteristica de directivitate la emisie sau la recepție, virtual identice dacă ponderile și fazele de distribuție sunt identice cu ponderile și fazele de însumare.

Un caz puțin diferit sunt antenele sistemelor goniometrice, care au de regulă poziționare circulară, cu sau fără o antenă în centru cercului. Sistemele goniometrice se folosesc la determinarea direcției de sosire (DOA – *Direction of Arrival*) a unui semnal incident și nu sunt neapărat șir de antene, în accepțiunea existenței unei

caracteristici globale de directivitate. Antenele goniometrice pot fi exploatate în regim comutat sau în regim paralel. În regim comutat semnalul recepționat este măsurat pe rând în amplitudine și fază, la fiecare antenă, față de o referință care poate fi una dintre antenele din șir, antena centrală, antena precedentă sau o sumă cu ponderi egale din toate antenele. În regimul paralel, toate antenele sunt citite simultan și eventual adunate cu ponderi complexe diferite, pentru a maximiza nivelul semnalului recepționat, caracteristica de radiație dată de respectivele ponderi indicând direcția de sosire. Un asemenea sistem poartă denumirea de „*beamforming*” (formarea lobului), întrucât determină o caracteristică echivalentă de antenă pentru a localiza un semnal și funcționarea în acest mod este echivalentă unui șir de antene. Între cele două moduri de funcționare există diverse alte soluții constructive, care minimizează numărul de receptoare necesar (pentru N antene accesate simultan sunt necesare N receptoare sincronizate). Unul dintre avantajele esențiale ale sistemului *beamforming* față de cel cu antene comutate este sensibilitatea mărită la recepție, provenită din recepționarea paralelă și nu secvențială a semnalului și deci comportarea antenei goniometrice ca un șir de antene cu directivitate configurabilă.

Mai există cazul când nu toate antenele din șir sunt alimentate: antene elementare (dipoli de exemplu), nelegate la sursa de putere sunt în proximitatea unuia sau mai multor elemente alimentate cu semnal; astfel de șiruri se numesc cu elemente parazite. Cel mai cunoscut exemplu de șir de antene cu elemente parazite este antena Yagi-Uda, care este o versiune de șir liniar.

Un șir liniar poate avea direcția de maximă radiație de-a lungul liniei șirului, caz în care este un șir cu radiație longitudinală; în engleză este uzitat termenul de „*endfire*”. În cazul în care direcția de maximă radiație este transversală, perpendiculară pe linia șirului, avem de-a face cu un șir „*broadside*”. La un șir liniar direcția de emisie se stabilește atât din distanța între antenele elementare cât și prin nivelurile și fazele de alimentare ale acestora. Exemplul clasic de șir broadside sunt antenele Uda-Yagi, iar exemplul clasic de șir cu radiație longitudinală sunt antenele formate din dipoli supraetajați alimentați în fază, cu panou reflector sau nu. Antenele de stații de bază pentru telefonia mobilă sunt șiruri liniare de dipoli supraetajați cu panou reflector și acest tip de antenă prezintă un interes particular deosebit pentru prezenta lucrare; șiruri de dipoli supraetajați montați direct pe pilon sunt o soluție clasică în radiodifuziunea sonoră pe unde ultrascurte, iar pentru televiziune se folosesc de regulă antene panou supraetajate (dipoli cu reflector individual).

În fig. 1.16 este schițat un șir liniar de N antene, numerotate $A_0 \dots A_{N-1}$. Pentru simplificare, antenele sunt considerate izotrope. De asemenea, considerăm cazul în care sunt alimentate cu aceeași putere și în aceeași fază. La o distanță suficient de mare, astfel încât diferențele de nivel între undele de la antenele individuale să nu conteze, rămâne diferența de fază; prin aceasta se aproximează unda incidentă la o undă plană. De principiu, intensitatea câmpului electric într-un punct poate fi obținută prin superpoziția intensităților de câmp provenind de la fiecare antenă. Putem scrie deci:

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} \vec{E}_n(r, \theta, \phi) \quad (1.98)$$

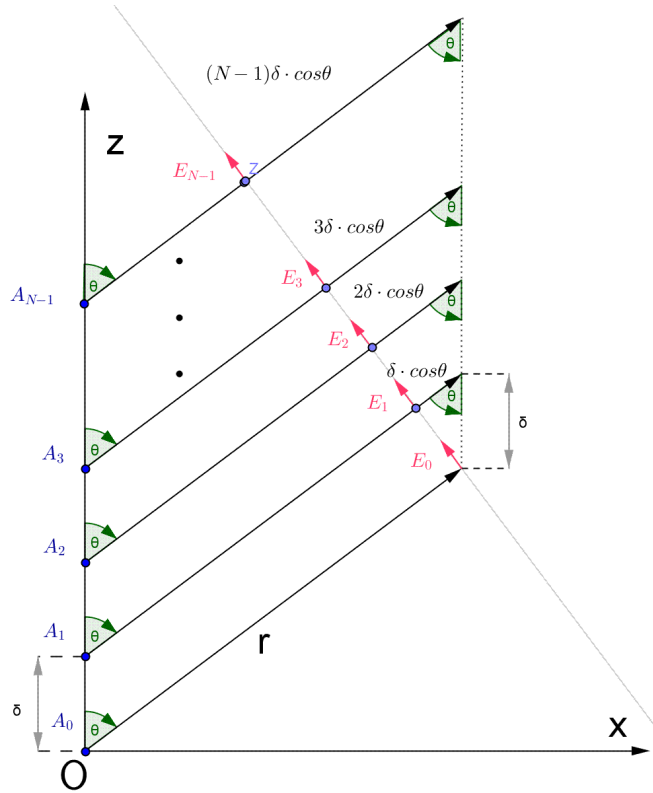


Fig. 1.16: Explicativă pentru șirul de antene liniar

În cazul șirului liniar din fig.1.16, nu există dependență de coordonatele unghiulare a intensităților câmpului electric de la antenele din șir; la nivelul frontului de undă însă, faza lui E_n de la antena A_n va depinde de înclinație. Notând cu E_{1m} intensitatea câmpului electric al unei antene din șir la distanța de 1 m față de aceasta și cu δ distanța dintre două antene adiacente, la distanța r și la înclinația θ față de antena A_0 se poate exprima ca:

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) \approx \hat{\theta} \sum_{n=0}^{N-1} E_n \cdot e^{-j\beta(r+n\delta \cos\theta)} = \hat{\theta} E_{1m} e^{-j\beta r} \sum_{n=0}^{N-1} e^{-jn\beta\delta \cos\theta} \quad (1.99)$$

Ultima parte a expresiei (1.99) poartă denumirea de factor de șir (eng. *array factor*) și se poate dezvolta ca:

$$AF(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-jn\beta\delta \cos\theta} = \frac{1 - e^{-jN\beta\delta \cos\theta}}{1 - e^{-j\beta\delta \cos\theta}} = e^{-j\frac{N-1}{2}\beta\delta \cos\theta} \cdot \frac{\sin\left(\frac{N\beta\delta \cos\theta}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\beta\delta \cos\theta}{2}\right)} \quad (1.100)$$

Termenul $e^{-j\frac{N-1}{2}\delta\cos\theta}$ este un termen de fază, care depinde de locul în care este considerată originea radiației - vezi secțiunea 1.6.1 referitoare la caracteristica de fază și fig. 1.10 unde este ilustrată exact această situație pentru un șir de patru antene. Dacă se fac calculele din punctul de la mijlocul centrului de antene, acesta dispare; acest lucru ar fi complicat puțin deducerea formulei (1.100) întrucât ar fi necesitat considerarea a două cazuri, respectiv cu număr par și cu număr impar de antene. De asemenea, maximul factorului de șir, așa cum este el definit la (1.100) este N ; în practică factorul de șir de se folosește normalizat la unitate:

$$AF(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{N\beta\delta\cos\theta}{2}\right)}{N\sin\left(\frac{\beta\delta\cos\theta}{2}\right)} \quad (1.101)$$

Uneori se ia ca și coordonată de referință unghiul format de vectorul de direcție cu axa Ox , în locul înclinației. Notând $\psi = \pi/2 - \theta$, factorul de șir se exprimă ca:

$$AF(\psi) = \frac{\sin\left(\frac{N\beta\delta\sin\psi}{2}\right)}{N\sin\left(\frac{\beta\delta\sin\psi}{2}\right)} \quad (1.102)$$

Dacă elementele șirului sunt antene cu caracteristica de directivitate $F_1(\theta, \phi)$ și interacțiunile dintre antene sunt neglijabile, caracteristica de directivitate a șirului se exprimă ca:

$$F(\theta, \phi) = AF^2(\theta) \cdot F_1(\theta, \phi) \quad (1.103)$$

cu factorul de șir normal. Directivitatea se scrie ca:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} AF^2(\theta) F_1(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (1.104)$$

Din (1.104) se vede că nu există o formulă universală pentru câștigul unui șir de antene în funcție de câștigul unei antene elementare și câștigul unui șir echivalent format din antene izotrope („câștigul” factorului de șir).

1.9 Modele de propagare

1.9.1 Definiții și clarificări

În mod evident, modelul de propagare este o reprezentare matematică a semnalului unuia sau mai multor emițătoare în ceea ce se numește zona deservită de către acestea. Aceasta înseamnă că în general, modelul desemnează o funcție care are ca argument poziția de recepție și ca și valoare puterea recepționată sau câmpul în poziția respectivă. Întrucât calculul se face pentru polarizarea principală,

funcția este scalară. Atunci când se modelează zona deservită de mai multe emițătoare, vorbim de acoperirea unei rețele. O altă reprezentare a acoperirii este cea de pierdere de propagare pe traseul de propagare (eng. *path loss*), ceea ce înseamnă că pe un traseu (rază) de la emițător până la punctul de interes unde se recepționează emisia apare o pierdere de putere, care este funcție de distanță. Asimilarea propagării cu pierderea de putere pe traseu este doar parțial corectă, întrucât apare de multe ori propagarea multi-cale (eng. *multi-path*) și nu putem vorbi de o propagare pe un singur traseu până într-un punct, ci doar de identificarea acestui punct prin traseul geodezic de la antenă până la respectivul punct.

Se poate modela atât acoperirea la emisie – zona în care se recepționează un emițător, cât și acoperirea la recepție – zona din care se poate recepționa, în condiții suficiente, la un punct de recepție un anumit tip de emițătoare.

În cazul legăturilor punct la arie, **zona de acoperire** este totalitatea locurilor în care semnalul este suficient pentru a asigura recepția în parametrii de calitate corespunzători demodulării corecte. Se mai folosește alternativ sintagma **zona de serviciu**, ca fiind zona în care serviciul de telecomunicații este furnizat efectiv. Între cele două definiții există o nuanță care devine foarte importantă în cazul acoperirii digitale: acoperirea cu semnal suficient nu garantează furnizarea serviciului. Semnalul suficient trebuie să fie neperturbat, adică să fie secondat de un raport semnal zgomot corespunzător pentru a se putea stabili furnizarea serviciului, nu doar acoperirea cu semnal. În cazul comunicațiilor analogice, prin politicile de alocare a frecvențelor, atât la nivel național cât și la nivel internațional, repetarea unei frecvențe se face în condițiile unui raport de protecție suficient, astfel încât să nu apară o ridicare a zgomotului în canal. Și pentru canalele adiacente alocate în aceeași zonă geografică se are în vedere acest raport de protecție, care este raportul minim dintre radiațiile nivelului de câmp al emițătorului interferat și nivelului de câmp în canalul emițătorului interferat generat de emițătorul perturbator la marginea zonei de acoperire a emițătorului interferat, astfel încât deteriorarea raportului semnal-zgomot la recepția emițătorului interferat să se încadreze în parametrii acceptați. De exemplu, în cazul refolosirii aceluiași canal de televiziune analogic, frecvențele se alocă în offset, adică cu un mic deplasament de frecvență, în așa fel încât liniile spectrale ale armonicilor semnalului de sincronizare orizontală să fie intercalate.

În cazul rețelelor digitale, prin natura lor acestea se autointerferează: refolosirea canalelor se face pe distanțe mult mai mici decât în cazul analogic, existând și rețele izofrecvență (cum sunt rețelele CDMA sau DVB-T). Sistemele digitale sunt proiectate să facă față unui anumit grad de autointerferență prin diverse soluții constructive. De exemplu, în cazul rețelelor CDMA, toate purtătoarele emițătoarelor sunt sincronizate; o desincronizare a acestora ar genera fenomenul de bătăi la recepție, ceea ce ar complica suplimentar extragerea semnalului util. Dacă în legăturile analogice se specifică în majoritatea cazurilor doar nivelul de câmp considerat limită a zonei de acoperire, în cazul rețelelor digitale, acoperirea cu serviciu are doi parametri: unu parametru pentru nivelul semnalului și un al doilea pentru nivelul raportului dintre semnalul recepționat și suma interferențelor și a zgomotului. De exemplu, în sistemul de telefonie mobilă UMTS, cei doi parametri sunt RSCP (puterea de semnal recepționată pentru un anumit cod) și E_c/I_0 (energia unui cip raportată la nivelul de interferență).

Legătura radio poate fi și punct la punct, caz în care acoperirea este o funcție de distanța față de emițător, pe o singură direcție – deci o funcție scalară de o singură variabilă. Legătura se realizează în „linie dreaptă” (adică pe o geodezică la suprafața pământului). Legăturile punct la punct se realizează de regulă cu antene cu directivitate crescută, în așa fel încât unda emisă să fie fasciculară.

Legătura radio de la un punct la mai mulți receptori, poate fi alcătuită din mai multe legături punct la punct, sau punct la suprafața - ceea ce se numește radiodifuziune (eng. *broadcast*). Acoperirea unei distribuții de semnal terestre de tip *broadcast* se modelează pe o hartă ca un câmp scalar bidimensional (o „pată” pe hartă). S-a precizat atributul „terestre” pentru că la ora actuală există suficiente legături radio pe segmentul spațial, care constituie categorii distincte. Ele apar în aplicații de satelit (cele mai cunoscute fiind televiziunea prin satelit și sistemul GPS), comunicații spațiale, radioastronomie, sau chiar în legăturile de radioamatori³.

Deși unele modele descrise în continuare sunt aplicabile și în alte situații, considerentele din această lucrare se referă în primul rând la situația acoperirii terestre cu semnal de către un emițător terestru situat într-un punct fix. Acoperirea este deci o funcție scalară de un singur argument pentru direcția de maximă radiație (sau pentru o direcție oarecare în general) și o funcție scalară de două argumente pentru zona de acoperire. Cele două argumente sunt coordonatele geografice ale punctelor acoperite, considerate în sistemul de referință local al antenei: dacă se pune problema câmpului apropiat, discuția se poartă pe o suprafață din vecinătatea antenei, de ordinul zecilor până la cel mult câteva sute de metri pătrați.

Având un emițător fix căruia i se modelează acoperirea, există un parametru foarte important al acoperirii care trebuie precizat de fiecare dată: înălțimea antenei de recepție. Doar având această precizare, definiția cerințelor de modelare este completă. De regulă, pentru telefonia mobilă se ia în considerare o înălțime de 1.5-2m de la nivelul solului pentru determinarea acoperirii stradale (eng. *outdoor*), pe când la acoperirea de radiodifuziune se consideră de regulă înălțimea de recepție 10m. De asemenea, dacă se dorește puterea recepționată și nu câmpul – cerință caracteristică telefoniei mobile și legăturilor bidirecționale în general, se impune definirea antenei de recepție. De exemplu, în telefonia mobilă se ia de regulă o antenă omnidirecțională de 0dBi ca standard de recepție cu terminalul. În cazul telefoniei mobile se ia în considerare și un calcul de acoperire în interior (eng. *Indoor*), caz în care modelarea devine deosebit de complexă.

În principiu, există trei feluri de modele de propagare: analitice, empirice și mixte. Modelele analitice se bazează pe calcule deterministe, de regulă pe ecuația propagării în spațiul liber la care se adaugă diverse atenuări suplimentare și se modelează multi-cale atunci când este cazul. Atenuările suplimentare pot fi datorate reliefului (forme geografice de relief, clădiri, vegetație, etc.) sau fenomenelor atmosferice și meteorologice (ploaie, ceață, refracție atmosferică, reflexie ionosferică). Unele dintre aceste atenuări suplimentare nu au o exprimare analitică, ci una empirică, situație în care modelul devine mixt. Modelele empirice pure nu au componentă analitică, toate atenuările sunt modelate statistic.

³ La ora actuală există sateliți cu canale dedicate pentru radioamatori (AMSAT), Stația Spațială Internațională are indicative de radioamator și se fac legături de radioamator între continente cu reflexie pe Lună sau pe roiurile de meteoriți.

1.9.2 Modelul propagării în spațiul liber și modelele analitice derivate din acesta

Modelul propagării în spațiul liber a fost descris anterior, pe situația din fig. 1.2, prin ecuațiile (1.36) și (1.37). Pentru coerența expunerii, este redată formula puterii recepționate în unități logaritmice:

$$p_{rx} = p_{tx} + g_{tx} - L_{fs} + g_{rx} = eirp - L_{fs} + g_{rx} \quad (1.105)$$

Echivalent, pentru determinarea intensității câmpului electric în spațiul liber, se aplică formula (1.6) în unități liniare sau în (1.8) în unități logaritmice. Modelarea propagării calculului lui E se poate face vectorial, pe când modelarea cu bilanțul de putere este prin excelență scalară. Noțiunea de „spațiu liber” presupune absența obstacolelor de orice natură, inclusiv absența pământului, care intervine în propagare ca o suprafață de reflexie. Prin modelul propagării în spațiul liber se calculează atenuarea pe un traseu rectiliniu între antenele de emisie și recepție, acesta fiind practic un model de propagare cu o rază: nu există un traseu secundar pentru unda recepționată. Cu excepții minore și sporadice, modelul propagării în spațiul liber este întotdeauna optimist (prezice valori mai mari decât cele care se recepționează în fapt).

Există trei mecanisme principale care alterează propagarea și schimbă rezultatul ecuației (1.105): difracția, reflexia și împrăștierea [RAP]. La acestea se adaugă refracția atmosferică care prelungește limita orizontului radio, dar nu modifică semnificativ rezultatul ecuației (1.105), ci doar prelungește și deformează distanța pe care acesta se obține.

Difracția este fenomenul aparent de ocolire a obstacolelor care obturează linia optică (LOS – *line of sight*) dintre antena de emisie și cea de recepție. Măsura lipsei obturării traseului de propagare se numește degajare (eng. *clearance*) și se poate exprima numeric. Pentru a aprecia un traseu de propagare ca total degajat, obstacolele trebuie să fie absente într-o vecinătate mai mare a razei de propagare, denumită zonă Fresnel. Zona Fresnel este alcătuită din elipsoizi care au în focare centrele de fază ale celor două antene, iar suma razelor la elipsoidul k este $r_k = r_{1k} + r_{2k} = d + k\lambda/2$, unde d este distanța dintre cele două antene. Primii 5 elipsoizi poartă peste 95% din puterea semnalului, obturarea elipsoizilor cu $k > 5$ fiind neglijabilă ca efect în semnalul recepționat. Atenuarea de obturare pentru o creastă ascuțită se calculează cu integrala Fresnel, pentru alte tipuri de creste și pentru obturări multiple existând diverse metode de aproximare. Ca o regulă empirică, dacă 55% din primul elipsoid Fresnel este degajat, propagarea nu este afectată semnificativ [RAP]: atenuarea este sub 3dB.

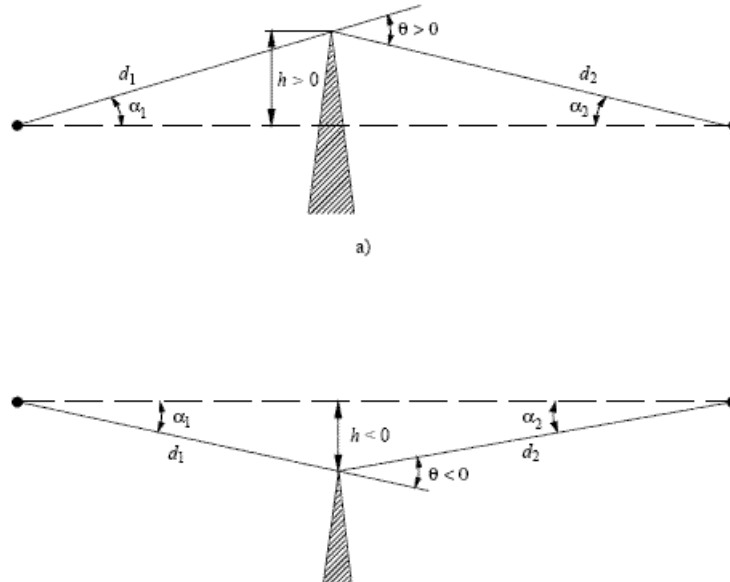


Fig. 1.17 Explicativă pentru parametrii difracției cu o creastă;
extras din ITU-R P.526 [526]

În fig.1.17 este reprezentată o creastă de difracție ascuțită (cu raza de curbură mică față de lungimea de undă), și cu înălțimea de obturare h : aceasta este pozitivă dacă obturarea depășește raza dintre emițător și receptor și negativă dacă este sub aceasta. Așa cum este reprezentat în figură, θ este unghiul de difracție și are același semn ca și r . Pe această situație se calculează un parametru de obturare, v [IGN],[526]:

$$v = h \cdot \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} = h \cdot \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)} \quad (1.106)$$

În [526] se mai recomandă mai multe formule echivalente pentru parametrul de difracție, din care reținem următoarea versiune, care va apărea mai târziu într-un model de propagare empiric (cu θ în radiani):

$$v = \theta \cdot \sqrt{\frac{2}{\lambda \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right)}} \quad (1.107)$$

Având parametrul de obturare determinat, putem determina raportul dintre intensitatea câmpului electric fără existența obstacolului și valoarea acesteia în punctul de recepție, cu integrala Fresnel [IGN]:

$$\frac{E}{E_0} = \frac{(1+j)}{2} \int_v^{\infty} e^{-j\frac{\pi}{2}t^2} dt \quad (1.108)$$

Atenuarea de difracție se calculează logaritmand modulul expresiei de mai sus:

$$J(v) = 20 \log \left| \frac{E}{E_0} \right| \quad [dB] \quad (1.109)$$

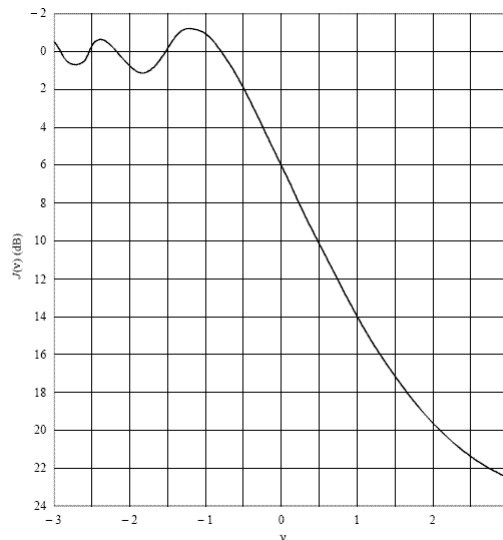


Fig. 1.18 Atenuarea de refracție în funcție de parametrul de obturare, extras din ITU-R P.526 [526]

Graficul atenuării de difracție $J(v)$ este redat în fig.1.18. Integrala (1.108) nu este exprimabilă în funcții elementare; ca urmare există diverse formule de aproximare a acesteia. Una dintre ele, folosită ulterior în alte modele de propagare ITU este [526]:

$$J(v) = 6.9 + 20 \log(\sqrt{(v-0.1)^2 + 1} + v - 0.1) \quad (1.110)$$

pentru $v > -0.7$; pentru $v < -0.7$, $J(v) = 0$.

Reflexia este fenomenul de schimbare a direcției unei incidente (care vine dinspre emițător), atunci când întâlnește un o suprafață reflectantă. Având două antene care realizează o legătură radio, una de emisie și alta recepție, între care nu există nici un obstacol, apare reflexia cu solul. Pentru calculul câmpului în această situație, apar două raze: cea directă, dar și o componentă reflectată, a cărei fază și orientare va diferi față de componenta inițială. Dacă reflexia nu are loc pe o suprafață plană, paralelă cu direcția de propagare, va apărea și o deplasare de polarizare a undei reflectate, rezultând o polarizare eliptică la recepție.

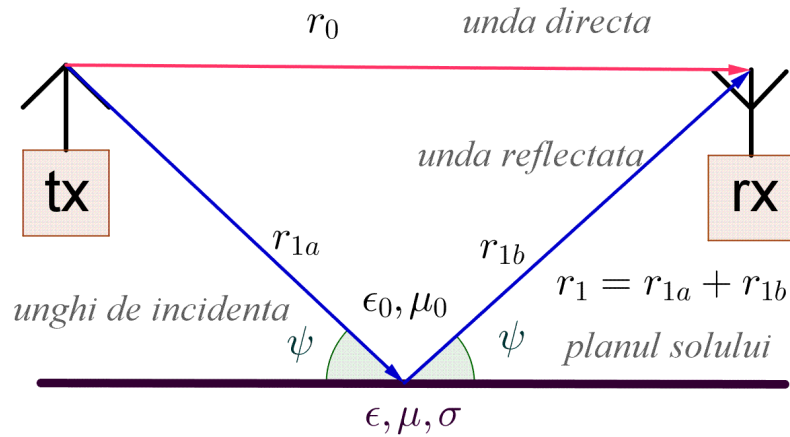


Fig. 1.19: Explicativă pentru reflexia cu solul

Întrucât solul are în mod normal permeabilitatea magnetică relativă aproximativ unitară, coeficienții de reflexie pentru cazul polarizării verticale (\vec{E} în planul de incidență) și pentru cazul polarizării orizontale (\vec{E} perpendicular pe planul de incidență) se obțin din formulele reflexiei pe dielectric, caz particular al coeficienților Fresnel deduși din legea a 2-a a lui Snellius [IGN], [RAP]. Astfel, permitivitatea complexă a solului se scrie ca:

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon_0 \epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega} = \epsilon_0 (\epsilon_r - jx) \quad (1.111)$$

unde σ este conductivitatea solului, iar $x = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}$. Cu acestea, coeficientul de reflexie pentru cazul polarizării verticale este:

$$\rho_v = \frac{(\epsilon_r - jx) \sin \psi - \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}{(\epsilon_r - jx) \sin \psi + \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}} \quad (1.112)$$

iar pentru cazul polarizării orizontale,

$$\rho_h = \frac{\sin \psi - \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}}{\sin \psi + \sqrt{(\epsilon_r - jx) - \cos^2 \psi}} \quad (1.113)$$

Coeficienții sunt complecși, ceea ce înseamnă că unda reflectată va avea un defazaj suplimentar, pe lângă cel dat de diferența de drum optic. Se vede că în cazul ambilor coeficienți, la unghiuri de incidență foarte mici – ceea ce se întâmplă la distanțe foarte mari în raport cu înălțimile antenelor, respectiv $\Delta \Psi$, avem o reflexie perfectă cu inversare de fază:

$$\rho_v(\psi=0) = \rho_h(\psi=0) = -1 \quad (1.114)$$

Acest rezultat este foarte important, așa cum se va arăta ulterior. Neglijând caracteristicile direcționale ale antenelor, puterea recepționată va fi [IGN]:

$$P_{rx} = EIRP \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \cdot |1 + \rho e^{j\Delta\Psi}|^2 = EIRP \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \cdot |1 + \rho e^{j\beta(r_1 - r_0)}|^2 \quad (1.115)$$

unde $\Delta\Psi$ este diferența de fază între unde, dată de diferența de drum optic, iar ρ este coeficientul de reflexie corespunzător polarizării folosite. La distanțe mari - $r \gg \sqrt{h_{tx} h_{rx}}$, pentru antene cu directivitate slabă în plan vertical, rezolvând problema geometrică pentru înălțimile antenelor de emisie și recepție h_{tx} respectiv h_{rx} și ținând seama de (1.114), se poate aproxima:

$$\frac{P_{rx}}{P_{tx}} = G_{tx} \cdot G_{rx} \left(\frac{h_{tx} \cdot h_{rx}}{r^2}\right)^2 \quad (1.116)$$

Logaritmând (1.116), pentru cazul câștigurilor unitare la emisie și la recepție, rezultă o nouă formulă pentru atenuarea de propagare, la care atenuarea puterii cu distanța se face cu puterea a 4-a, nu a 2-a, ca la atenuarea în spațiu liber:

$$L_2[dB] = 40 \cdot \log r - 20 \cdot \log h_{tx} - 20 \cdot \log h_{rx} \quad (1.117)$$

Această formulă este valabilă la distanță mare de antena de emisie plasată pe cotă dominantă, la recepția cu antenă omnidirecțională aproape de planul solului. Se vede că semnalul scade mult mai abrupt și atenuarea nu mai depinde de frecvență. Această atenuare este cunoscută în literatură [RAP] ca atenuarea de propagare cu două raze (eng. *two ray path loss*). În acest caz propagarea multi-cale este convertită în propagare pe o singură cale, întrucât cele două căi sunt strâns legate una de cealaltă.

Împrăștierea apare atunci când în mediul de propagare pe unde trece unda există obiecte mici în comparație cu lungimea de undă, iar densitatea volumică de obstacole este mare [RAP]. Împrăștierea apare de exemplu pe suprafețe cu rugozități, unde la un anumit nivel al rugozităților nu este posibilă aplicarea simplă a modelului reflexiei. Pentru o anumită lungime de undă, se definește înălțimea critică a rugozităților ca fiind [RAP]:

$$h_c = \frac{\lambda}{8 \sin \psi} \quad (1.118)$$

Rugozitățile mai mari decât înălțimea critică nu pot fi neglijate, iar suprafața nu mai poate fi considerată plană. Notând cu σ_h dispersia înălțimilor rugozităților și definind

$$\xi = 8 \left(\frac{\pi \sigma_h \sin \psi}{\lambda}\right)^2 \quad (1.119)$$

coeficientul de reflexie pe o suprafață rugoasă se scrie ca:

$$\rho_1 = \rho \cdot J_0(\xi) e^{-\alpha \xi} \quad (1.120)$$

unde ρ este coeficientul de reflexie în absența rugozităților, iar J_0 este funcția Bessel de speța întâi și ordin 0.

1.9.3 Modele de propagare empirice

Modelele de propagare empirice sunt rezultatul unor statistici suficiente a măsurărilor făcute în timp pentru diverse situații, la diverse frecvențe. La modelele empirice apare și o componentă aleatoare. Componenta aleatoare este dată de cunoașterea insuficientă a traseului de propagare – doar în termeni de înălțime efectivă și dispersie a acesteia, dar și de diverse surse de variație a nivelului recepționat, grupate sub numele de *fading*: propagarea multiplă, mobilitatea în recepție și emisie sau unda staționară spațială, greu de prezis exact fără un model detaliat al terenului.

O caracteristică a unora dintre aceste modele este exprimarea statistică a rezultatelor. Dacă în cazul analitic nu avem explicit acest lucru, la modelele empirice statistice acoperirea se prezintă ca $x\%$ din timp, $y\%$ din suprafață. Acest lucru, coroborat cu modele de fading, va duce ulterior la calculul acoperirii de telefonie mobilă, așa cum se va arăta în cap. 4. Modelele pot fi specializate (ca de exemplu pentru telefonia mobilă și distanțe mici, cum este Okumura-Hata) sau generale, pentru spectru larg de frecvențe, cum este ITU-R P.1546.

Modelul ITU-R P.1546 [1546] este un model destinat estimării propagării în serviciile terestre (fix și mobil) în domeniul 30 MHz-3000 MHz, pentru acoperiri omnidirecționale sau sectoriale (punct la arie) pe domeniul 1km-1000km. Pentru modelarea punct la punct se aplică alte modele specializate (de exemplu ITU-R P.528 în domeniul 125MHz-30GHz), iar pentru modelarea sub 1km există de asemenea modele specializate (de exemplu ITU-R P.1411 pentru domeniul 300MHz-100GHz). Toate modelele amintite sunt empirice și sunt cuprinse în recomandări ITU.

Modelul redă la diverse frecvențe curbele de atenuare (*path loss*) pe un traseu liniar între antena de emisie la valoarea înălțimii efective $h_{ex} = h_1$ la valorile de 10, 20, 37.5, 75, 150, 300, 600 și 1200 m. Înălțimea h_1 se calculează având ca referință înălțimea efectivă a terenului, adică înălțimea medie a terenului între 3 și 15 km de la amplasamentul de emisie, pe direcția unde se face calculul. Se presupune amplasarea antenei de emisie pe o cotă dominantă în vecinătatea acesteia (0-3 km); atunci când nu este așa, se calculează un factor de corecție al obturării.

Antena de recepție este la înălțimea h_2 , egală cu înălțimea reprezentativă a reliefului la locul de recepție, incluzând în acesta și relieful urban (clădiri), dar nu mai mică de 10m. Exemple de înălțimi de referință sunt $h_2=R=10m$ pentru arii suburbane, $h_2=R=20m$ pentru arii urbane și $h_2=R=30m$ pentru arii urbane dense, unde cu R s-a notat înălțimea reprezentativă. Dacă h_2 este mai mic decât înălțimea de reprezentativă, se aproximează o integrală Fresnel, după un algoritm relativ complicat. Pentru acoperirea de telefonie mobilă se consideră de regulă $h_2=1.5m$,

cea ce duce la situația acestui calcul. Redăm mai jos acest algoritm, conform [1546]:

În situația $h_2 < R$, mediu urban, urban aglomerat sau cu obturări, se calculează o nouă înălțime reprezentativă, după formula:

$$R' [m] = \frac{1000 \cdot d [km] \cdot R [m] - 15 \cdot h_1 [m]}{1000 \cdot d [km] - 15} \quad (1.121)$$

În (1.121) se folosește înălțimea efectivă a antenei emițătorului h_1 și nu înălțimea efectivă locală a antenei receptorului, h_2 . Valoarea minimă a lui R' se limitează la 1m. Pentru celulele urbane, $h_1 = 5..30$ m deasupra înălțimii profilului, $d = 0.1..10$ km, cele două înălțimi reprezentative nu diferă semnificativ. Avem două situații: prima, $h_2 \geq R'$ și cea de-a doua, $h_2 < R'$. Pentru cea de-a doua situație, parametrul de obturare se calculează cu formula:

$$v = 0.0108 \sqrt{f [MHz]} \cdot \sqrt{(R' - h_2) \cdot \arctg \frac{R' - h_2}{27}} \quad (1.122)$$

iar apoi se aproximează integrala Fresnel cu formula (1.110). Cu acestea se calculează un factor de corecție:

$$C [dB] = 6.03 - J(v) \quad (1.123)$$

În cazul în care $h_2 \geq R'$ sau ne situăm în medii suburbane sau neobturate (rural sau pe șosea, $R' = 10$ m în acest caz, fără alte calcule), factorul de corecție se calculează cu:

$$C [dB] = [3.2 + 6.2 \log(f [MHz])] \cdot \log(h_2 / R') \quad (1.124)$$

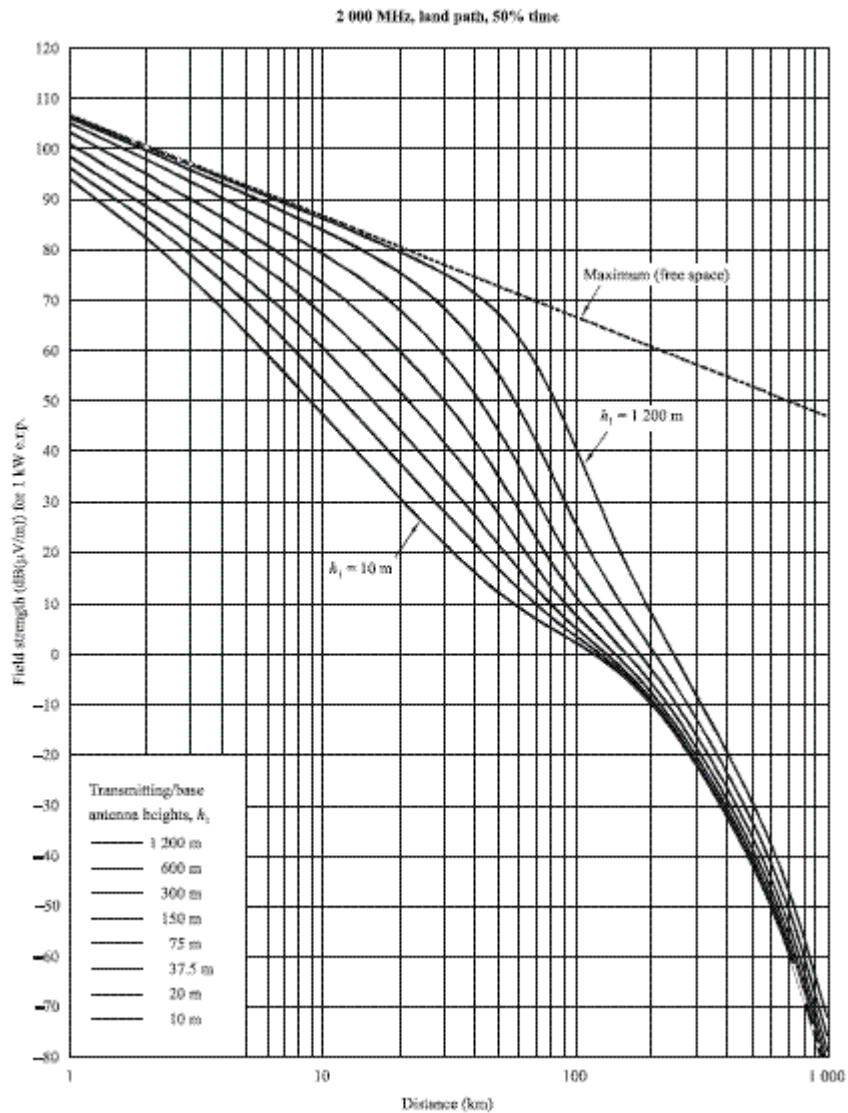


Fig. 1.20 Curbe de propagare pentru $f=2000\text{MHz}$, 50% din timp, 50% din locații, emisie 1kW EIRP; extras din ITU-R P.1546 [1546]

Având factorul de corecție pentru înălțimea antenei de recepție calculat, se citește atenuarea de pe una din curbele date în [1546], respectiv se interpolează conform algoritmilor de interpolare descriși în acesta pentru frecvența și procentul de timp (între 1% și 50%) și de suprafață (între 1% și 99%) dorite, obținându-se o atenuare de propagare dată de curbele de propagare, L_m , din care se scade corecția:

$$L_{\text{tot}} = L_m - C \quad (1.125)$$

Modelul ITU-R P.1546 mai prezintă numeroase alte corecții empirice; s-a prezentat o versiune simplificată pentru recepția pe terminal mobil. Acest model este o perfecționare a unui model empiric mai vechi, ITU-R P.370, pe care îl înlocuiește și care a fost zeci de ani modelul de referință pentru calculul acoperirii în unde ultracurte (VHF și UHF). În fig.1.20 este exemplificat un grafic de atenuare pentru frecvența de 2GHz. Se vede că atenuarea are inițial o pantă apropiată de modelul propagării în spațiul liber, trecând apoi la o pantă mai mare de la distanța de 30-50km, similar trecerii de la modelul cu o rază la cel cu două raze.

Modelul Okumura-Hata, descris pentru prima dată în 1968 de Okumura se baza pe grafice de atenuare obținute în câțiva ani de măsurări în zona orașului Tokio. În 1980, Masaru Hata a simplificat modelul lui Okumura în lucrarea "*Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services*", transformând graficele în formule. Aceste simplificări au dus la restricția de distanță de 20 km între emițător și receptor. Modelul Okumura-Hata are nevoie de doar patru parametrii, ceea ce duce la un timp de calcul extrem de scurt. Modelul neglijează profilul terenului pe traseul de propagare, pornind de la ideea că emițătorul este plasat pe o cotă dominantă. Nu sunt prevăzute tratări speciale ale reflexiei sau refracției. Parametrii modelului sunt:

- frecvența, f , 150...1500 Mhz
- distanța între emițător și receptor, d , 1...20km
- înălțimea antenei emițătorului, h_1 , 30...200m
- înălțimea antenei receptorului, h_2 , 1...10m

Formula lui Hata pentru zonele urbane este [IGN]:

$$L = -69.55 - 26.16 \log f + 13.82 \log h_1 - (44.9 - 6.55 \log h_1) \cdot \log d + a(h_2) \quad (1.126)$$

unde $a(h_2)$ este factorul de corecție pentru înălțimea antenei receptorului. La frecvențe de peste 400MHz, pentru zona urbană, factorul de corecție se definește ca [IGN]:

$$a(h_2) = 3.2 \cdot [\log(11.75 h_2)]^2 - 4.97 \quad (1.127)$$

Modelul Hata-Okumura este folosit pentru evaluarea generică și rapidă a acoperirii în telefonia mobilă – nu are nevoie de o hartă detaliată a terenului, ci doar de posibilitatea determinării înălțimii efective. Există și alte modele similare, cu complexitate și acuratețe diferite. În anexa 8 a ITU-R P.1546 se face precizarea că cele două modele (1546 și Okumura-Hata) dau rezultate similare până la 10km, pentru $h_2 = 1.5m$ și $R = 15m$ [1546].

2 Aproximarea caracteristicilor de radiație ale antenelor BTS

2.1 Aproximarea câștigului din unghiul la jumătate de putere

Acest capitol se referă la antene de stații de bază, chiar dacă unele considerente se aplică și altor tipuri de antene, cele care au un lob dominant în diagrama de directivitate, iar ceilalți sunt neesențiali ca și putere radiată. Antenele BTS uzuale sunt de regulă dipoli verticali (sau oblici în configurație cross-pol) etajați cu reflector plan în spate. Unghiul la jumătate de putere în plan orizontal este de regulă între 60° și 90°, întrucât aceste antene sunt proiectate să acopere un sector de 120° [CHEN]. Un HPBW mai mare duce la interferențe între sectoare, unul mai mic la o acoperire ineficientă la marginile sectorului: ca urmare, acest tip de antene apare în grupuri de câte trei pe un pilon. Excepție pot face antenele care acoperă porțiuni de drum, sau site-urile de la marginea orașelor, care pot avea doar două sau chiar un sector. Tot în vederea maximizării eficienței acoperirii, antenele sunt înclinate în jos (eng. *down-tilt*) câteva grade, înclinare care poate fi realizată mecanic sau electric (prin controlul caracteristicii de radiație și nu prin înclinarea antenei). Câștigurile uzuale ale acestor antene se situează în gama 10-24 dBi, iar datorită planului metalic din spate lobul posterior și influența pilonului asupra lor se poate neglija.

Având unghiurile la jumătate de putere pentru o caracteristică direcțională, se poate estima câștigul acesteia. Acest lucru rezidă în faptul că o antenă cu fascicul îngust are câștig mare și invers. Există diverse notații pentru unghiurile la jumătate de putere, care depind și de sistemul de coordonate considerat (vezi discuția de la finalul 1.6). Pentru lucrarea de față, se va nota cu θ_3 unghiul la jumătate de putere în plan vertical, ϕ_3 unghiul la jumătate de putere în plan orizontal. Stutzman explicitează într-o lucrare [STU] formula de aproximare a câștigului pentru apertura rectangulară:

$$G \simeq \frac{32383}{\theta_3 \phi_3} \quad (2.1)$$

cu θ_3 și ϕ_3 în grade. Pentru alte tipuri de aperturi, numărătorul fracției poate varia; pentru antenele BTS această aproximare este foarte bună. Logarithmând formula (2.1) rezultă:

$$g[dBi] = 45 - 10 \cdot \log(\theta_3 [^\circ] \phi_3 [^\circ]) \quad (2.2)$$

O comparație a acestei formule cu datele de catalog ale unui fabricant [KAT1] arată o coincidență foarte bună între estimare și declarația producătorului. În tabelul 1 se redă o comparație a valorilor din foile de catalog a diverse antene de BTS versus cele calculate cu formula (2.2); cu o singură excepție, diferența este sub

0.5dB. Formula (2.2) a fost testată pe autor și pe alte antene, de tip Yagi-Uda și parabolice; eroare se menține sub valoarea de 1dB la toate antenele testate.

| Tip antenă | θ_3 [°] | ϕ_3 [°] | g[dBi] producător | g[dBi] calculat |
|------------|----------------|--------------|----------------------|--------------------|
| 730691 | 65 | 8.5 | 17 | 17.6 |
| 730368 | 65 | 13 | 15.5 | 15.7 |
| 730382 | 120 | 6.5 | 16 | 16.1 |
| 730378 | 90 | 6.8 | 17 | 17.1 |
| 736622 | 90 | 70 | 7.5 | 7 |
| 730676 | 65 | 70 | 9 | 8.4 |

Tabel 2.1: Comparație între valorile calculate ale câștigului și cele date de fabricant

Formula (2.2) nu se potrivește antenelor omnidirecționale (dipol, monopol); pentru acestea Stutzman [STU] recomandă formula:

$$G \approx \frac{41253}{\theta_3 \cdot \phi_3} \quad (2.3)$$

Pentru un dipol, cu $\theta_3 = 78^\circ$ și $\phi_3 = 360^\circ$ formula (2.3) dă valoarea de 1.48, adică 1.7 dBi, valoare cu 0.35 dB mai mică decât cea reală. Totuși, conceptul de unghi la jumătate de putere nu există în planul în care caracteristica de directivitate este omnidirecțională. Formula provine de la aproximarea integralei câștigului cu unghiul solid al lobului principal [STU] :

$$\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |C^2(\theta, \phi)| \sin\theta d\theta d\phi \quad (2.4)$$

Cu aceasta, câștigul devine:

$$G = \frac{4\pi}{\Omega} \quad (2.5)$$

Iar unghiul solid este aproximat în termeni de HPBW cu:

$$\Omega = \theta_3 \cdot \phi_3 \quad (2.6)$$

cu unghiurile în radiani. Formula (2.3) este deci formula (2.5) cu unghiurile convertite din radiani în grade. Numărătorul din formula (2.1) este obținut prin aplicarea unui coeficient de reducere la unghiurile la jumătate de putere. Atunci când caracteristicile plane sunt separabile, adică secțiunea din planul vertical este independentă de secțiunea din planul orizontal, putem aproxima caracteristica de directivitate cu:

$$C(\theta, \phi) = C_V(\theta) \cdot C_H(\phi) \quad (2.7)$$

aproximație valabilă pentru lobul principal, unde este maximul de radiație. Această aproximație apare des în literatură ([VAS],[BADL]) ca funcție practică de aproximare, întrucât în lobul principal se regăsește de regulă peste 90% din puterea radiată. Relația dintre caracteristica de radiație (\mathbf{E}) și de directivitate (\mathbf{S}) se păstrează și în acest caz:

$$F(\theta, \phi) = C^2(\theta, \phi) \quad (2.8)$$

Putem deci scrie

$$F_V(\theta) = C_V^2(\theta) \quad (2.9)$$

și

$$F_H(\phi) = C_H^2(\phi) \quad (2.10)$$

Acest algoritm de obținere a caracteristicii spațiale a antenei din două caracteristici plane se numește în literatură „product algorithm” din motive evidente, sau „summing algorithm” ([VAS]) în versiunea logaritmică:

$$g(\theta, \phi) = g_0 + f_V(\theta) + f_H(\phi) \quad (2.11)$$

Unde $g(\theta, \phi)$ este diagrama de câștig exprimată în dBi, iar celelalte notații sunt:

$$\begin{aligned} g_0 &= g(\pi/2, 0) \\ f_V(\theta) &= 10 \cdot \log(F_V(\theta)) = 20 \cdot \log(C_V(\theta)) \\ f_H(\phi) &= 10 \cdot \log(F_H(\phi)) = 20 \cdot \log(C_H(\phi)) \end{aligned} \quad (2.12)$$

Această aproximare este limitată „în fața antenei”, adică $\phi \in [-\pi/2, \pi/2]$. Întrucât θ ca și înclinație a sistemului de coordonate sferice are ca domeniu de definiție un semicerc ($\theta \in [0, \pi]$), tăietura caracteristicii verticale în partea din spate nu poate intra în integral în această formulă de aproximare, C_V fiind definită pe tot cercul.

2.2 Aproximarea secțiunilor plane ale caracteristicii de radiație

2.2.1 Aproximare cu funcții „pencil beam”

În literatura de specialitate ([KRA], [BAL], [STU], [LOLEE]) se recomandă folosirea funcției cosinus ridicate la putere pentru aproximarea caracteristicilor direcționale ale antenelor cu lob principal de radiație. Acest tip de funcții se numesc „fascicul creion” (eng. „pencil beam”). Întrucât exponentul nu este neapărat întreg, este necesar ca funcțiile de aproximare să fie pozitiv definite. Aproximarea clasică a tăieturii plane a funcției de radiație cu maxim în direcția 0 este deci:

$$C_V(\phi) = \cos^q(\phi) \quad (2.13)$$

Pentru funcția de directivitate, se poate folosi aceeași formulă. În prezenta lucrare se va adopta un formalism care va diferenția diagrama de directivitate față de cea de radiație; astfel pentru diagrama de directivitate se va considera de forma:

$$F(\phi) = \cos^{2q}(\phi) \quad (2.14)$$

Prin această notație, formulele (2.13) și (2.14) devin echivalente și compatibile cu (2.8) - (2.10). Exponentul q se calculează cu condiția la jumătate de putere:

$$F(\pm\phi_3/2) = 1/2 \quad (2.15)$$

Direcția de maximă radiație este 0, care este și bisectoarea unghiului la jumătate de putere (vezi fig.1.4). Logaritmând (2.15), ajungem la formula de determinare a exponentului:

$$q = \frac{\log \frac{1}{2}}{2 \log \cos \frac{\phi_3}{2}} = \frac{-\log 2}{2 \log \cos \frac{\phi_3}{2}} \quad (2.16)$$

Baza logaritmilor poate fi oricare, atâta timp cât este aceeași. Pentru planul vertical, dacă direcția de maximă de radiație este pe în planul xOy ($\theta = \pi/2$), formula devine:

$$F(\theta) = \sin^{2p} \theta \quad (2.17)$$

condiția la jumătate de putere fiind

$$F(\pi/2 \pm \phi_3/2) = 1/2 \quad (2.18)$$

Exponentul se determină cu:

$$p = \frac{\log \frac{1}{2}}{2 \log \sin(\frac{\pi}{2} - \frac{\theta_3}{2})} = \frac{-\log 2}{2 \log \cos \frac{\theta_3}{2}} \quad (2.19)$$

adică cu o formulă similară cu (2.16). Formulele prezentate până acum, au domeniul de definiție un semicerc (un domeniu de 180°). Pentru planul orizontal, se mai folosește definiția pe un cerc, folosind același tip de funcție. De data aceasta este pozitiv definită pe un interval de 360°. Astfel,

$$C_H(\phi) = \cos^q \frac{\phi}{2} \quad (2.20)$$

De unde rezultă pentru exponent,

$$q = \frac{-\log 2}{2 \log \cos \frac{\phi_3}{4}} \quad (2.21)$$

| | | | | | | | |
|----------|------|------|-----|------|------|------|----|
| HPBW | 1 | 2 | 5 | 10 | 20 | 40 | 90 |
| exponent | 9102 | 2275 | 364 | 90.9 | 22.6 | 5.57 | 1 |

Tabel 2.2: Valori ale exponentului versus unghiul la jumătate de putere

La unghiuri mici, exponentul poate ajunge la o valoare apreciabilă. Tabelul 2.2 exemplifică acest lucru pentru câteva valori ale HPBW, în cazul formulelor (2.14) și (2.17). HPBW maxim este de 90° pentru aceste formule (exponent unitar), pe când în cazul aproximării cu jumătate de unghi (2.20), HPBW maxim este de 180°, iar exponentul se multiplică cu 4. Exponentul poate fi aproximat cu formula mai simplă:

$$p \approx \frac{9000}{\theta_3^2} \quad (2.22)$$

Pentru aproximarea în unghi întreg; pentru formulele de jumătate de unghi numărătorul multiplică cu 4.

Pentru o antenă oarecare, caracteristica logaritmică tridimensională (algoritmul de însumare) poate fi scrisă acum ca:

$$f(\theta, \phi) = 20p \cdot \log \cos \theta + 20q \cdot \log \cos \frac{\phi}{2} \quad (2.23)$$

unde s-a presupus folosirea formulei (2.20) pentru aproximarea în plan orizontal. Erorile aproximării cu funcții trigonometrice ridicate la putere pot deveni importante în cazul unghiurilor mici. În antenele de BTS, unghiurile mici se obțin ca urmare a câștigului șirului de antene. De aceea, pentru unghiuri mici, se obțin rezultate mult mai bune luând în calcul și factorul de șir.

2.2.2 Funcții de aproximare pentru factorul de șir

Având în vedere cele expuse în secțiunea 1.8, este de așteptat ca funcția de directivitate finală să se obțină ca și caracteristica unei antene elementare înmulțită cu un factor de șir. Cea mai simplă abordare pentru caracteristicile cu deschidere mică, este folosirea directă a factorului de șir. Acesta este folosit în forma simplificată atunci când unghiul este mic [BADL], întrucât caracteristica dipolului influențează neesențial lobul principal în acest caz. Aproximarea care se face este de forma [PET2]:

$$AF(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{N\beta\delta\cos\theta}{2}\right) \sin\left(\frac{N\beta\delta\cos\theta}{2}\right)}{N\sin\left(\frac{\beta\delta\cos\theta}{2}\right) N\frac{\beta\delta\cos\theta}{2}} \approx \frac{\sin\left(\frac{N\beta\delta\cos\theta}{2}\right)}{N\frac{\beta\delta\cos\theta}{2}} \quad (2.24)$$

validă în lobul principal pentru $N \geq 3$ și extinzându-și valabilitatea către tot domeniul odată cu mărirea lui N ; pentru antenele BTS, uzual $N \geq 6$. O formă și mai simplă a factorului de șir este folosită de Badlauf [BADL]:

$$AF(\theta) = \frac{\sin(k(\theta - \pi/2))}{k(\theta - \pi/2)} \quad (2.25)$$

unde parametrul k cumulează atât efectul numărului de antene (N) cât și al distanței dintre ele exprimată în lungimi de undă (δ/λ). Ambele versiuni ale factorului de șir au maximumul în $\theta = \pi/2$. La folosirea directă a relației (2.25), se poate calcula un unghi la jumătate de putere, punând condiția:

$$AF\left(\frac{\pi}{2} \pm \frac{\theta_{3AF}}{2}\right) = \frac{\sin(k\theta_{3AF}/2)}{k\theta_{3AF}/2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.26)$$

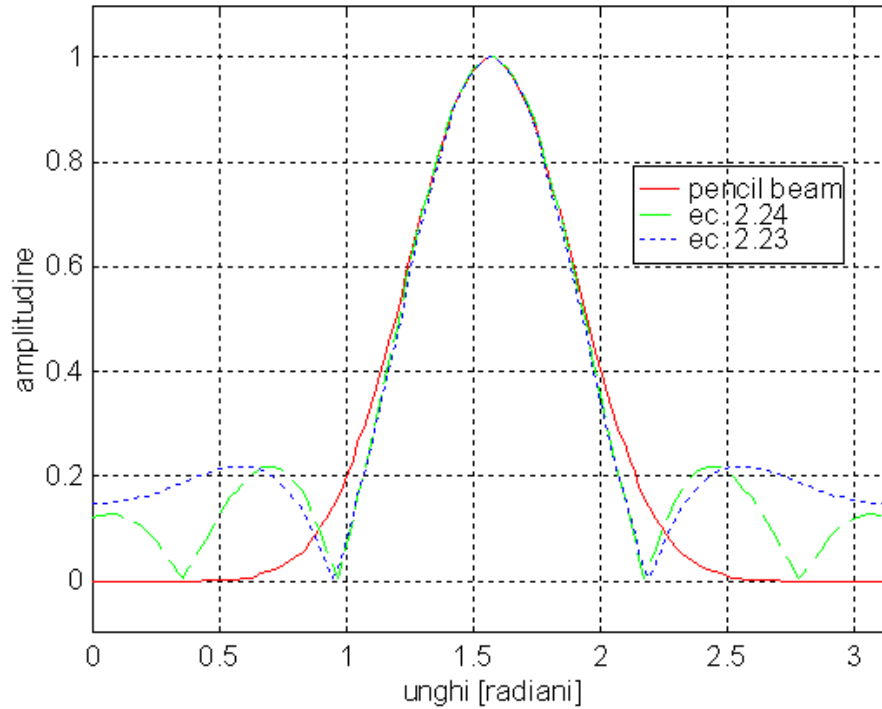


Fig. 2.1: Comparație între diverse funcții de aproximare pentru HPBW=65°

Întrucât factorul de șir este unul de câmp (radiație) și nu de putere (directivitate), condiția la jumătate de putere se formulează ca atare. Ecuația $\sin(x) = x/\sqrt{2}$ este transcendentă și are ca soluție

$$x = 1.392 \text{ rad} = 79.73^\circ \quad (2.27)$$

de unde:

$$k \approx \frac{160}{\theta_{3AF} [^\circ]} = \frac{8\pi}{9\theta_{3AF} [rad]} \quad (2.28)$$

Pentru cazul mai complex al formulei (2.24), având în vedere (2.27) se poate scrie:

$$\frac{N\beta\delta \cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\theta_{3AF}}{2}\right)}{2} = \frac{N\beta\delta \sin\left(\frac{\theta_{3AF}}{2}\right)}{2} = 1.392 \quad (2.29)$$

de unde se deduce că

$$\theta_{3AF} \approx 2 \arcsin \frac{8\pi}{9N\beta\delta} \quad (2.30)$$

În fig.2.1 sunt redată comparativ graficele pentru o funcție pencil-beam și cele două forme ale factorului de șir pentru același HPBW.

2.2.3 Funcții de aproximare alternative

Funcțiile pencil-beam (cu un singur lob) pot fi înlocuite cu alternative. Pe un interval de 180° (cele de unghi întreg) respectiv de 360° (cele la jumătate de unghi) ele pot fi considerate funcții clopot; intervalul poartă denumirea de regiune vizibilă, ca fiind intervalul unghiular în care funcția se regăsește în caracteristica antenei. Funcțiile pencil-beam cu exponent întreg sunt periodice și pot fi prelungite prin analitate în afara regiunii vizibile, în timp ce funcțiile care nu au exponent întreg sunt complexe în afara regiunii vizibile. Alternativele care vor fi discutate sunt neperiodice; diferența principală față de funcțiile periodice este că acestea nu ajung niciodată la zero, chiar dacă pot atinge valori foarte mici. Termenul de funcție clopot desemnează o funcție cu un maxim pozitiv și care în stânga și dreapta acestuia tinde către zero.

O funcție clopot generalizată se întâlnește sub forma de mai jos în logica vagă (fuzzy):

$$F(x) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x-c}{a} \right|^{2b}} \quad (2.31)$$

Se observă relativ ușor că c este valoarea centrală a funcției ($F(c)=1$), a stabilește lărgimea funcției la valoarea $1/2$ (pentru $x=c \pm a$, $F(x)=1/2$) iar b stabilește un factor de formă. Pentru $b=1$, acest tip de funcție se mai întâlnește – normată la valoarea integralei și nu la valoarea maximumului – ca și funcție Lorentz sau distribuție Lorentz-Cauchy. Într-o formă asemănătoare această funcție se regăsește și în teoria circuitelor ca și funcție de transfer a filtrului trece-bandă de ordinul II. Această funcție are avantajul de a se putea stabili independent valoarea puterii radiate în spate. Astfel, rescriind funcția ca

$$F(\phi) = \frac{1}{1 + \left| \frac{\phi - \phi_0}{\frac{\phi_3}{2}} \right|^{2b}} \quad (2.32)$$

devine mai clară utilitatea acesteia. Pentru a simplifica, cu $\phi_0=0$ - direcția de maximă radiație, putem scrie:

$$F(\phi) = \frac{1}{1 + \left| \frac{2\phi}{\phi_3} \right|^{2b}} \quad (2.33)$$

Definind raportul față-spate (FBR, *front to back ratio*) ca:

$$FBR = \frac{F(\phi_0)}{F(\phi_0 \pm \pi)} \quad (2.34)$$

respectiv

$$fbr [dB] = 10 \cdot \log FBR \quad (2.35)$$

putem calcula parametrul de formă al curbei, b ca fiind:

$$b = \frac{\log(FBR - 1)}{2 \log(2\pi/\phi_3)} \approx \frac{fbr}{20 \log(2\pi/\phi_3)} \quad (2.36)$$

aproximație validă pentru $fbr > 13dB$. O altă alternativă este funcția clopot clasică, gaussiană. Cu convențiile cunoscute, putem scrie pentru o funcție de ϕ cu maximum în ϕ_0 :

$$F(\phi) = \exp \left[-ln2 \cdot \left(2 \frac{\phi - \phi_0}{\phi_3} \right)^{2b} \right] \quad (2.37)$$

unde b controlează factorul de formă, ca la funcția precedentă. Funcția A este interesantă prin simplitatea expresiei sale logaritmice:

$$a(\phi) = 10 \cdot \log F(\phi) = -10 \log 2 \cdot \left(\frac{2(\phi - \phi_0)}{\phi_3} \right)^{2b} \approx -3 \cdot \left(\frac{2(\phi - \phi_0)}{\phi_3} \right)^{2b} \quad (2.38)$$

Uneori sunt suficiente funcții mai simple pentru reprezentarea caracteristicilor plane; acest lucru se datorează faptului că erorile care apar în calculul acoperirii sunt mai mari decât cele datorate unei caracteristici de directivitate inexacte. Unele publicații [HAR] folosesc funcții dreptunghiulare, cu lățimea palierului egală cu HPBW; totuși, datorită simplității modelelor prezentate, autorul apreciază ca o asemenea simplificare suplimentară nu aduce valoare modelului.

2.2.4 Compunerea unghiurilor la jumătate de putere

Din fig. 2.1 reiese similaritatea funcțiilor pencil-beam cu cele de tip factor de șir în lobul principal. Dacă am reprezenta factorul de șir tot ca o funcție de tip pencil-beam, atunci relația:

$$F(\theta) = AF(\theta) \cdot F_1(\theta) \quad (2.39)$$

s-ar putea scrie:

$$\cos^u(\theta) = \cos^p(\theta) \cdot \cos^q(\theta) \quad (2.40)$$

unde u, p, q sunt exponenții corespunzători unghiurilor la jumătate de putere pentru caracteristica totală de radiație a antenei în secțiunea dată θ_3 , caracteristica de radiație a factorului de șir θ_{3AF} , respectiv caracteristica de radiație a unei antene elementare, θ_{31} . Rezultă imediat că:

$$u = p + q \quad (2.41)$$

sau explicitând mai departe, în funcție de HPBW,

$$\frac{1}{\log \cos \frac{\theta_3}{2}} = \frac{1}{\log \cos \frac{\theta_{3AF}}{2}} + \frac{1}{\log \cos \frac{\theta_{31}}{2}} \quad (2.42)$$

Dacă am fi pornit de la caracteristici sinusoidale și nu cosinusoidale, s-ar fi ajuns tot la relația (2.42); vezi relația (2.17) versus (2.19). Relația (2.42) este valabilă în orice bază de logaritmare; pentru conveniență alegem logaritmul natural. În acest caz, putem descompune în serie Taylor în jurul lui 0:

$$\log\left(\cos\frac{\theta}{2}\right) = \frac{-\theta^2}{8} - \frac{\theta^4}{192} - \frac{\theta^6}{2880} - \frac{17\theta^8}{645120} - \dots \quad (2.43)$$

În jurul lui 0, pentru unghiuri suficient de mici putem echivala relația (2.42) cu:

$$\frac{1}{\theta_3^2} \approx \frac{1}{\theta_{3AF}^2} + \frac{1}{\theta_{31}^2} \quad (2.44)$$

Acesta este un rezultat important, obținut de autor și publicat în [PET2]. Dacă în loc de funcții pencil-beam am fi aproximat caracteristicile de directivitate cu funcții gaussiene cu $b=1$, relația (2.42) devine imediată și exactă:

$$\exp\left[-\ln 2 \cdot \left(2\frac{\phi-\phi_0}{\phi_3}\right)^2\right] = \exp\left[-\ln 2 \cdot \left(2\frac{\phi-\phi_0}{\phi_{3AF}}\right)^2\right] \cdot \exp\left[-\ln 2 \cdot \left(2\frac{\phi-\phi_0}{\phi_{31}}\right)^2\right] \quad (2.45)$$

O consecință imediată este calculul câștigului unui șir liniar de antene. Presupunem că avem un șir de antene, la care antena elementară are câștigul:

$$G_1 = \frac{k}{\phi_3 \cdot \theta_{31}} \quad (2.46)$$

iar șirul de antene are câștigul

$$G = \frac{k}{\phi_3 \cdot \theta_3} \quad (2.47)$$

Atunci raportul dintre câștigul șirului și câștigul elementar este:

$$\frac{G}{G_1} = \frac{\theta_{31}}{\theta_3} = \frac{\sqrt{\theta_{3AF}^2 + \theta_{31}^2}}{\theta_{3AF}} \quad (2.48)$$

Dacă $\theta_{31} \gg \theta_{3AF}$, atunci avem

$$\frac{G}{G_1} \approx \frac{\theta_{31}}{\theta_{3AF}} \quad (2.49)$$

caz în care $\theta_3 \approx \theta_{3AF}$, adică câștigul șirului de antene este stabilit în întregime de factorul de șir; acesta este cazul șirului liniar de dipoli cu $\theta_3 < 10^\circ$. În relația (2.44), dacă cele două unghiuri la jumătate de putere au 60° , diferența dintre unghiul la jumătate de putere aproximat și cel calculat cu formulele pencil-beam este de 1° și tinde spre valoare de 2° pentru ambele valori de 90° . Compunând o celulă elementară cu unghi la jumătate de putere de 55° cu un factor de șir cu unghi la jumătate de putere de 6.5° duce la o diferență între modele de 0.002° . Pentru funcții pencil-beam ale jumătății de unghi, compunerea a două valori de 120° duce la o eroare de 1° . Ținând seama de formula (2.43), formula de aproximare pencil-beam poate fi scrisă simplificat:

$$C_V(\theta) \approx \cos^{\frac{9000}{\theta_3^2}}(\theta) \quad (2.50)$$

2.2.5 Un exemplu de aproximare a unei antene reale

S-a folosit caracteristica disponibilă a unei antene tipice de BTS, respectiv Kathrein 730691, pentru care se cunoșteau secțiunile plane H și V [KAT2]. Datele indicate de producător [KAT1] erau: polarizare verticală, $\theta_3=8.5^\circ$, $\phi_3=65^\circ$, $g_0=17\text{dBi}$. După studierea caracteristicilor măsurate, s-a corectat valoarea HPBW vertical la $\theta_3=8.7^\circ$. Întrucât la această antenă s-au simulat doar caracteristicile secțiunilor plane, s-a ales în ambele planuri de direcția de referință de 0° (adică secțiunea zenitală este decalată cu 90° , direcția de maxima radiație fiind $\theta_0=0^\circ$ și nu $\theta_0=90^\circ$). Pentru caracteristica în plan vertical, s-a verificat prima dată cu abordarea simplificată lui Badlauf [BADL]:

$$C_v(\theta) = \frac{\sin(k\theta)}{k\theta} \quad (2.51)$$

De unde s-a calculat:

$$k = \frac{160}{8.7} = 18.4 \quad (2.52)$$

În fig. 2.2 este reprezentat rezultatul acestei modelări, versus caracteristica măsurată. Se observă o foarte bună concordanță în apropierea lobului principal, după care modelarea devine optimistă – valori cu peste 10dB mai mari, dar și mult mai multe nului. Se mai observă că modelarea simplă nu prezice lobul din spate, unde are o valoare inferioară. O a doua variantă folosește două funcții, una pe post de antenă elementară și una pe post de factor de șir. Funcția elementară este:

$$C_e(\theta) = \frac{\sin(k_e\theta)}{k_e\theta} \quad (2.53)$$

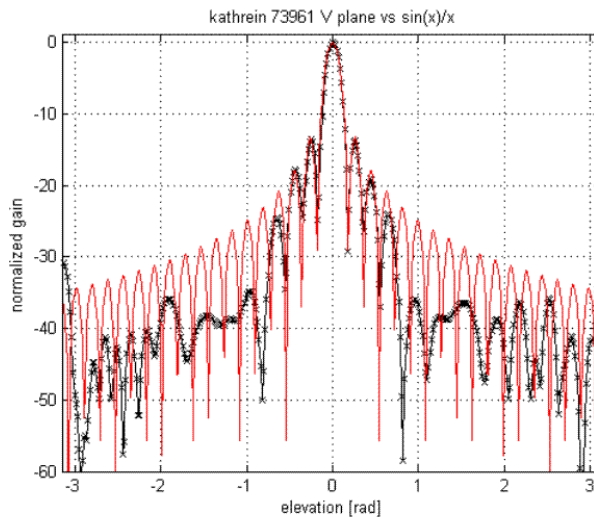


Fig.2.2: Modelare cu o funcție a caracteristicii în plan vertical, extras din [PET1]; cu linie continuă modelarea, cu linie cu marjare caracteristica măsurată.

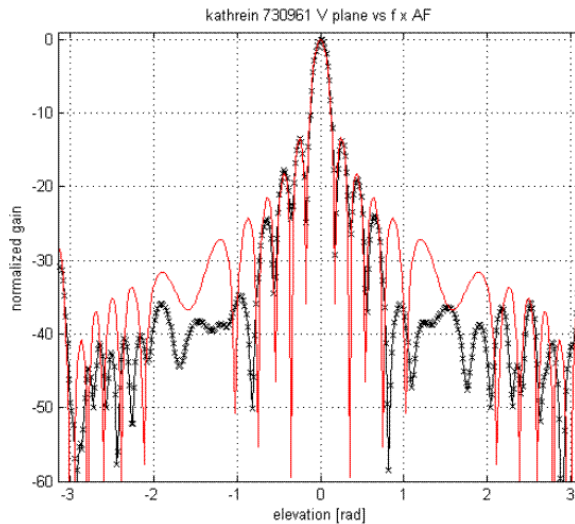


Fig. 2.3: Modelare cu două funcții a caracteristicii în plan vertical, extras din [PET1]; cu linie continuă modelarea, cu linie cu marcaje caracteristica măsurată.

Factorul de șir este:

$$AF(\theta) = \sin \frac{(k_{AF} \cdot \sin \theta)}{k_{AF} \cdot \sin \theta} \quad (2.54)$$

Antena elementară a fost aleasă de forma unui factor de șir și modelează caracteristica unui dipol cu unghi la jumătate de putere îngustat în plan vertical. AF are valoarea 1 nu doar pe direcția de maximă radiație, ci și în spatele antenei, la $\pm\pi$. Acest lucru permite scalarea FBR doar din antena elementară. Astfel, calculându-se cu $FBR=30$ dB, s-a obținut $k_e = \frac{160}{154}\pi$, în timp ce k_{AF} a scăzut neesențial. Noua caracteristică este reprezentată în fig.2.3. Se observă o micșorare a erorii medii la cca 5 dB, precum și modelarea exactă a FBR. Funcția reprezentată în fig.2.3 este:

$$c(\theta) = 20 \log |C_e(\theta) \cdot AF(\theta)| \quad (2.55)$$

Pentru modelarea caracteristicii orizontale s-a folosit o funcție pencil-beam și o funcție clopot generalizată de tip Lorentz. Întrucât s-a ținut seama de FBR, rezultatele obținute cu funcția clopot sunt sensibil mai bune decât ale funcției obișnuite.

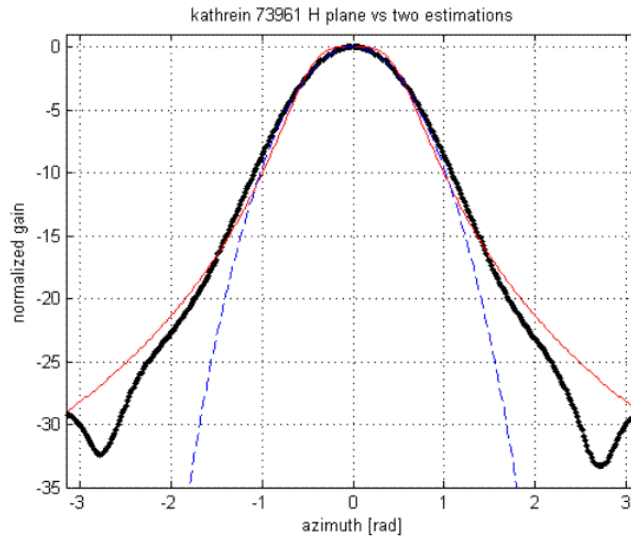


Fig. 2.4: Modelarea caracteristicii orizontale, extras din [PET1]; cu linie groasă caracteristica măsurată, cu linie discontinuă modelare cu pencil-beam, cu linie subțire continuă modelare cu funcție clopot.

2.3 Interpolarea caracteristicii de radiație tridimensionale din tăieturi plane

2.3.1 Modele de interpolare

Nu există o metodă universală de a obține caracteristica tridimensională a unei antene din cele două tăieturi plane: $g_H(\phi)$ - în planul azimutal și $g_V(\theta)$ în planul vertical. Acest lucru se datorează faptului că nu toată informația este conținută în cele două secțiuni, dar în acestea există totuși o parte foarte importantă a acesteia. Eficiența interpolării depinde de simetria caracteristicii tridimensionale: dacă aceasta este puternic neregulată, interpolarea nu este o soluție. Interpolarea este utilă deci la caracteristicile omnidirecționale și în cazul celor cu un lob principal. Majoritatea antenelor folosite în practică respectă aceste condiții. În plus, simetria unei antene depinde de modul de distribuție a curenților elementari în suprafața radiantă. De exemplu, dacă simetria lobilor laterali este concentrică trebuie folosită o altă metodă de interpolare față de cazul unei antene cu simetrie rectangulară. Metodele discutate mai jos sunt mai degrabă potrivite pentru ultima situație și nu pentru prima. Rezultatele din această secțiune sunt publicate de autor în [PET3].

În foile de catalog ale producătorilor sunt disponibile de regulă sub formă de grafic, cele două secțiuni plane ale caracteristicii antenei, sub formă logaritmică, fie normalizate la 0 dB, fie ca și diagramă de câștig. Relațiile dintre acestea (sub formă logaritmică) sunt:

$$\begin{aligned} g_V(\theta) [dBi] &= c_V(\theta) [dB] + g_0 [dBi] \\ g_H(\phi) [dBi] &= c_H(\phi) [dB] + g_0 [dBi] \end{aligned} \quad (2.56)$$

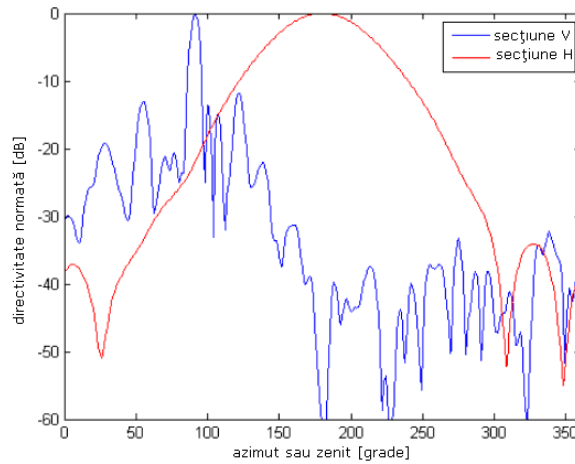


Fig. 2.5: Secțiuni plane ale antenei Kathrein 742215; secțiunea H decalată cu 180° pentru claritatea reprezentării

Cele două secțiuni sunt definite pe un domeniu de 360° . Acest lucru ridică o problemă: înclinația (θ) este definită doar pe un domeniu de 180° . Ca urmare, secțiunea verticală trebuie împărțită în două funcții definite pe un domeniu de 180° . Alegerea naturală este împărțirea secțiunii verticale în partea frontală și în partea din spate a antenei.

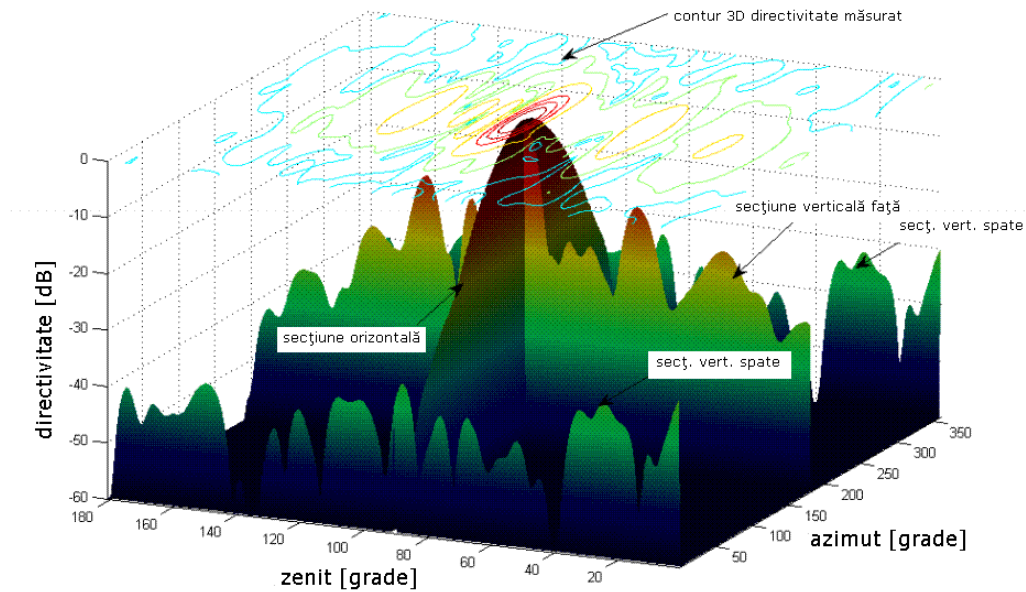


Fig. 2.6: Exemplu de caracteristici plane și conturul caracteristicii 3D pentru antena Kathrein 742215; secțiunea H decalată cu 180° pentru claritatea reprezentării

În fig. 2.5 și 2.7 sunt date ca exemplu diverse reprezentări ale caracteristicilor antenei Kathrein 742215, conform datelor numerice cuprinse în [KAT5] și [KAT6]. Metodele de interpolare prezente în literatură vor fi prezentate pe scurt în cele ce urmează.

Metoda însumării (sau a produsului) – a fost prezentată în acest capitol, caracteristica 3D este calculată fie prin înmulțirea caracteristicilor liniare conform (2.7), sau prin adunarea caracteristicilor logaritmice, conform (2.11). Acest algoritm se bazează pe presupunerea separabilității caracteristicii în cele două variabile și prezintă erori mari în partea din spate a antenei. Chiar și așa, este folosit datorită capacității lui de a aproxima partea frontală și simplității acestuia. Se folosește o versiune prin care partea de model care are sub o anumită valoare să fie normată la valoarea respectivă, de regulă una din -30, -35 sau -40 dB. De exemplu în [GIL] se folosește reducerea la -35 dB. Dacă se alege o valoare , algoritmul poate fi scris în termeni de câștig logaritmice ca

$$g(\theta, \phi) = \max(g_{min}, g_v(\theta) + g_H(\phi)) \quad (2.57)$$

Interpolarea biliniară utilizează patru valori pentru a interpola un câștig într-un punct, ca funcție a celor patru câștiguri și distanțele acestora la cele patru axe pe care sunt situate valorile (ecuator, unul dintre poli și cele două meridiane verticale). Există o versiune cunoscută în literatură [GIL]. Metoda dă rezultate bune, dar are erori la interpolarea antenelor omnidirecționale. Metoda ține cont și de partea din spate a antenei.

Însumarea ponderată este o variantă pentru algoritmul sumei. Fiecărui dintre cei doi termeni ai sumei i se asociază o pondere:

$$g(\theta, \phi) = A_1(\theta, \phi) \cdot g_v(\theta) + A_2(\theta, \phi) \cdot g_H(\phi) \quad (2.58)$$

Ponderile sunt calculate în funcție de valorile liniare ale câștigurilor. Această versiune a însumării ponderate nu ține seama de partea din spate. Metoda este descrisă în [VAS].

Descompunerea în serie are diverse variante. Cea mai răspândită este descompunerea în armonici sferice, care dă rezultatele cele mai bune. O antenă de BTS poate avea nevoie de cca 100 de coeficienți ai armonicilor sferice pentru o descriere suficientă, dar rezultatele obținute – în funcție de trunchiere – pot fi excepționale [SEHR]. Descompunerea în armonici sferice poate fi făcută și pentru câmpul apropiat [BLA] în imediata vecinătate a antenei. Metoda este complexă, iar trunchierea corectă nu este întotdeauna simplă.

2.3.2 O nouă metodă de interpolare cu ponderi trigonometrice

Metoda propusă folosește caracteristicile liniare de radiație și înglobează și partea din spate. Având în foaia de catalog caracteristicile normate $c_v(\theta)$ și $c_H(\phi)$, caracteristicile liniare de radiație sunt:

$$V(\theta) = 10^{\frac{c_v(\theta)}{20}} \quad (2.59)$$

$$H(\phi) = 10^{\frac{c_h(\phi)}{20}}$$

Caracteristica verticală va fi împărțită în vertical față (VF) și vertical spate (VR), rezultând două funcții (direcția de maximă radiație $\theta = \pi/2$):

$$VF(\theta) = V(\theta), \theta \in [0.. \pi]$$

$$VR(\theta) = V(-\theta + 2\pi), \theta \in [0.. \pi] \quad (2.60)$$

Se pot observa valorile pentru poli („nord” și „sud”):

$$VF(0) = VR(0) = N$$

$$VF(\pi) = VR(\pi) = S \quad (2.61)$$

De asemenea, în direcția principală de radiație,

$$H(0) = VF(\pi/2) = 1 \quad (2.62)$$

iar în spatele antenei,

$$H(\pi) = VR(\pi/2) = 1/\sqrt{FBR} \quad (2.63)$$

Cu aceste precizări, premisele pentru descrierea unui nou model sunt îndeplinite. Modelul propus încearcă să rețină avantajele modelului sumă/produs, adică modelarea foarte bună a lobului principal. Caracteristica verticală este interpolată cu funcții trigonometrice complementare, adică:

$$V(\theta, \phi) = VF(\theta) \cos^2 \phi + VR(\theta) \sin^2 \phi \quad (2.64)$$

Pentru funcția orizontală, s-a căutat o formă care să ducă la algoritmul produsului, atât în lobul principal cât și în lobul din spate; în lobul din spate algoritmul produsului mai are un termen în plus, care normalizează valoarea produsului la valoarea din caracteristică. Algoritmul de interpolare propus este deci:

$$C(\theta, \phi) = \left(\frac{H(\phi) \cdot \sin^2 \theta}{VF(\frac{\pi}{2}) \cdot \cos^2 \frac{\phi}{2} + VR(\frac{\pi}{2}) \cdot \sin^2 \frac{\phi}{2}} + \cos^2 \theta \right) \cdot V(\theta, \phi) \quad (2.65)$$

Caracteristica de directivitate în unități logaritmice va fi:

$$f(\theta, \phi) = 20 \log C(\theta, \phi) \quad (2.66)$$

Se verifică ușor că algoritmul propus satisface relațiile

$$C(0, \phi) = N;$$

$$C(\pi/2, \phi) = H(\phi);$$

$$C(\pi, \phi) = S;$$

$$C(\theta, 0) = VF(\theta);$$

$$C(\theta, \pi) = VR(\theta) \quad (2.67)$$

În plus, pentru $H(\phi) = 1$ și $VF(\theta) = VR(\theta)$ - cazul antenei unidirecționale, $C(\theta, \phi) = VF(\theta)$.

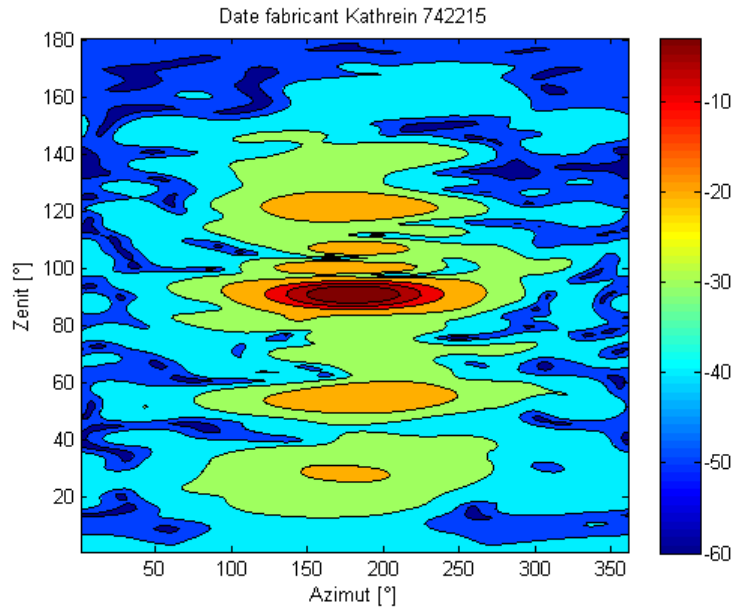


Fig. 2.7: Conturul diagramei de directivitate al K742215 măsurat de producător

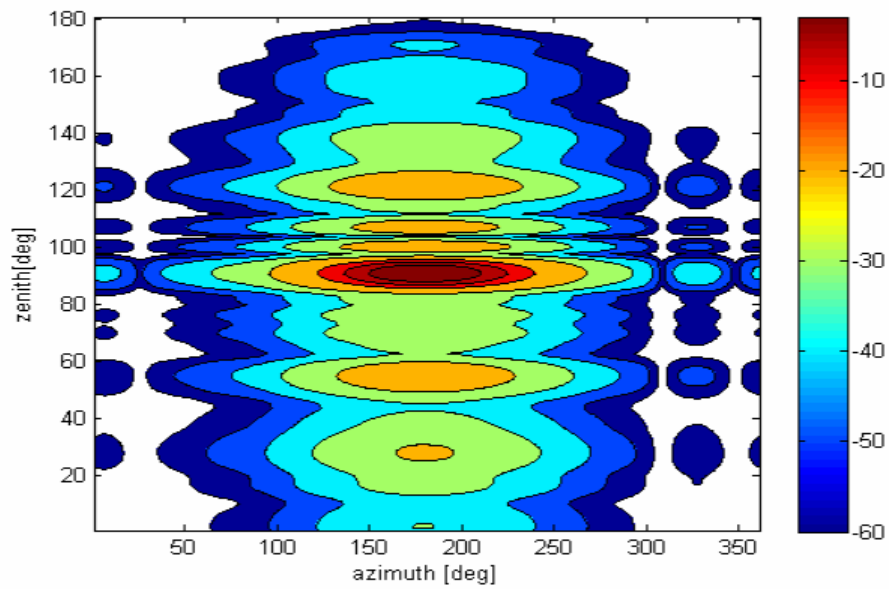


Fig. 2.8: Conturul diagramei de directivitate al K742215, interpolare simplă.

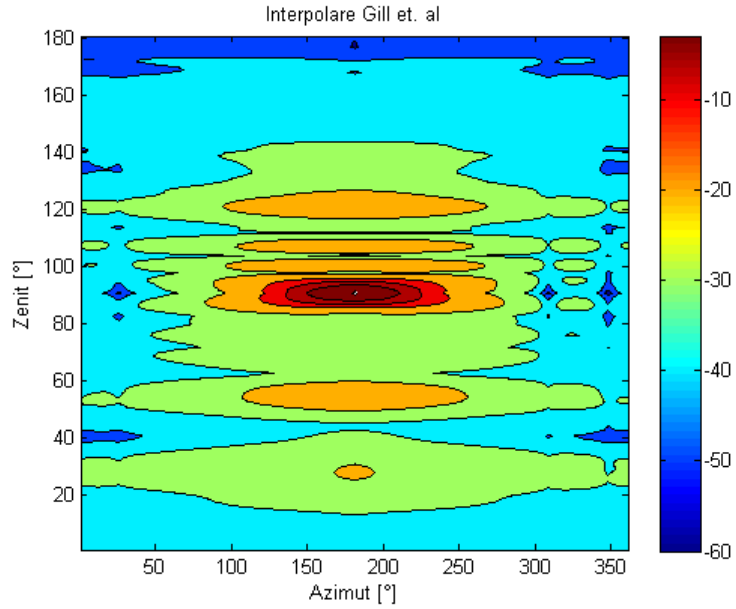


Fig. 2.9: Conturul diagramei de directivitate al K742215, interpolare biliniară

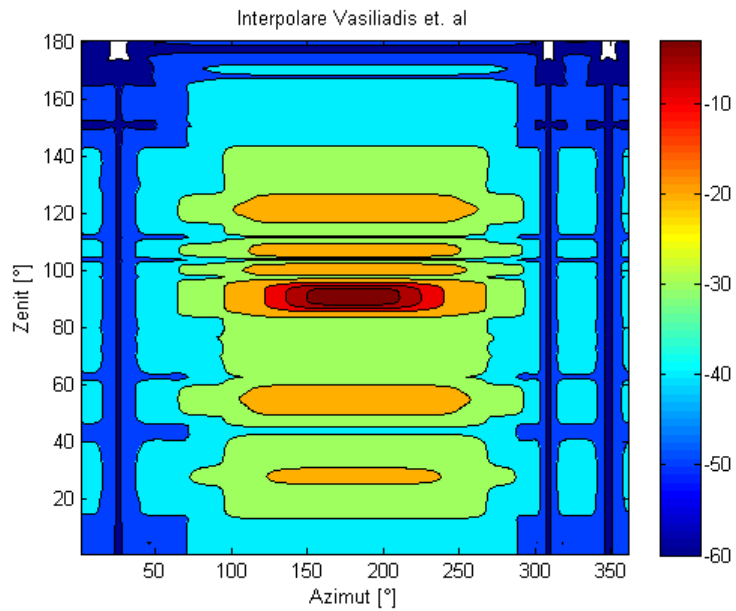


Fig. 2.10: Conturul diagramei de directivitate al K742215, interpolare sumă ponderată

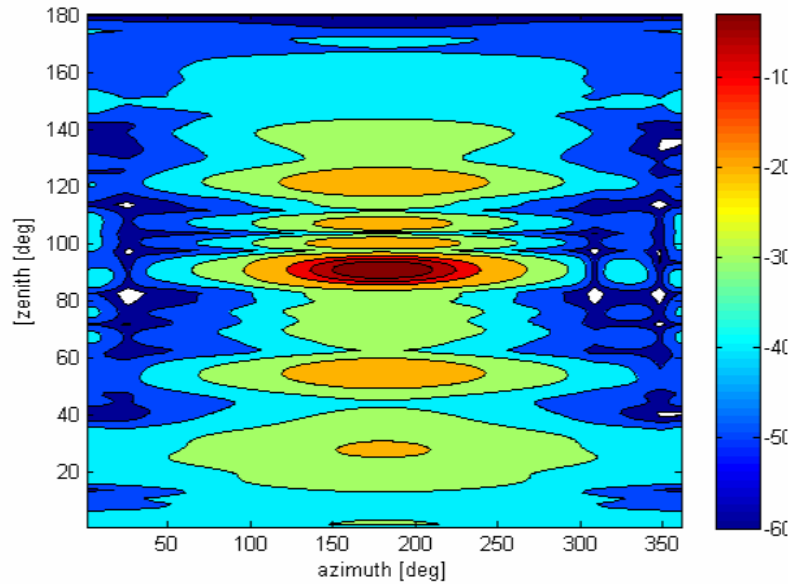


Fig. 2.11: Conturul diagramei de directivitate al K742215, metoda de interpolare propusă

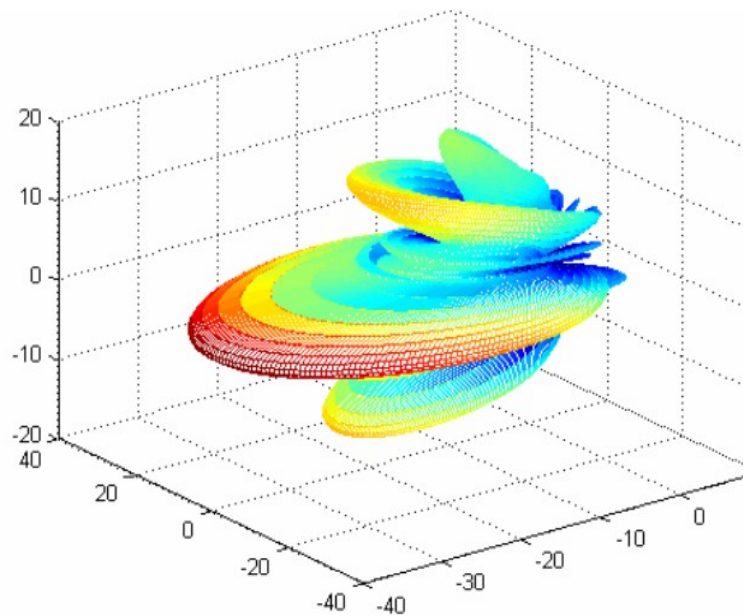


Fig. 2.12: Caracteristica 3D interpolată, obținută cu algoritmul propus

În fig. 2.11 Se vede rezultatul interpolării, comparativ cu originalul (fig. 2.7) și cu alte metode de interpolare: metoda de interpolare simplă (produsul caracteristicilor) din fig.2.8, interpolare biliniară conform [GIL] - fig.9 respectiv sumă ponderată

conform [VAS] - fig.11. Se vede că algoritmul simplu aproximează lobul principal foarte bine, iar în afara acestuia erorile sunt mari, pe când modelul propus asigură o acuratețe sporită la toate coordonatele. În fig. 2.12 este reprezentată caracteristica de directivitate tridimensională.

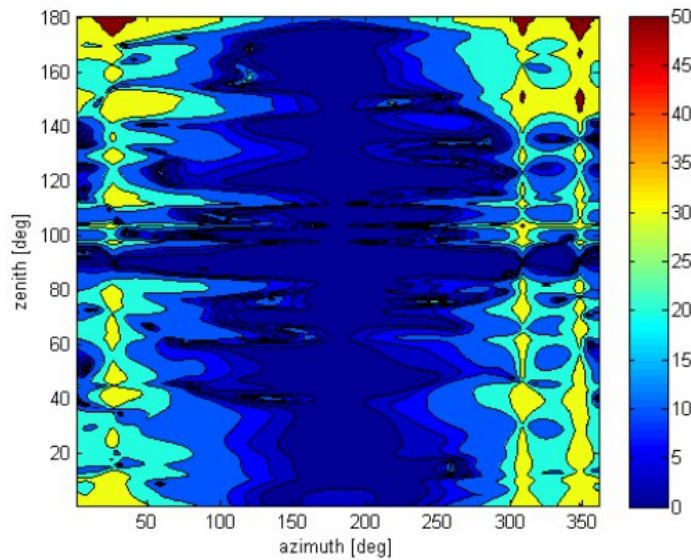


Fig. 2.13: Conturul de modulului erorii pentru interpolarea simplă

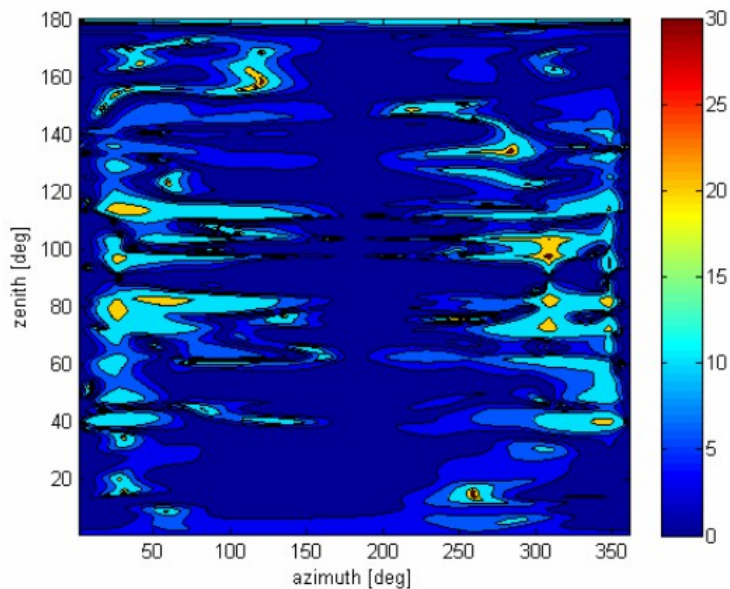


Fig. 2.14: Conturul de modulului erorii pentru interpolarea propusă

În figurile de mai sus s-a reprezentat eroare de interpolare față de caracteristica tridimensională cunoscută. Se vede că în cazul algoritmului simplu, erorile la marginea regiunii vizibile sunt foarte mari. În cazul interpolării cu metoda propusă, eroare scade cu 20 dB față de eroarea simplă.

Pentru antena Kathrein K742215, eroarea medie obținută cu cele patru metode de interpolare (pe toată suprafața sferică) este:

| | |
|-------------------------------|----------|
| Interpolare simplă: | 10.32 dB |
| Interpolare Gil et al.: | 5.07 dB |
| Interpolare Vasiliadis et al: | 4.68 dB |
| Interpolare propusă: | 4.41 dB |

Se observă că în cazul antenei pentru care s-a dispus de caracteristicile complete, interpolarea propusă este cea mai bună. Chiar dacă diferența pare nesemnificativă, diferența este mică și de la interpolarea simplă la interpolările mai complexe: ținând seama de graficul erorilor, ar fi fost de așteptat mai mult. Totuși, concluzia nu poate fi generalizată la orice tip de antenă, fără a se dispune de un număr suficient de caracteristici ale unor antene reale. O surpriză poate să fie faptul că algoritmul Vasiliadis este mai bun decât algoritmul Gil; totuși, la o analiză vizuală se vede că algoritmul Vasiliadis și cel propus au o distribuție a culorilor (și deci a nivelelor caracteristicii de antenă) similară celei originale – suprafețele cu aceeași culoare sunt aproximativ egale, pe când la algoritmul Gil distribuția pe nivele este sensibil diferită, lipsind mult din nivelele sub -40 dB. Totuși, deformarea lobilor este remarcată și de alți autori [THI] la algoritmul Vasiliadis, motiv pentru care, după cunoștința autorului nu este foarte folosit.

Atunci când se dispune de caracteristica de fază în două plane, $\Psi_V(\theta)$ respectiv $\Psi_H(\phi)$, algoritmul de înmulțire va duce și la o interpolare a caracteristicii de fază [1195]:

$$\Psi(\theta, \phi) = \Psi_V(\theta) + \Psi_H(\phi) \quad (2.68)$$

Acest lucru este evident scriind caracteristica de radiație sub forma:

$$C(\theta, \phi) = |C(\theta, \phi)| \cdot e^{j\Psi(\theta, \phi)} \quad (2.69)$$

3 Antene BTS în câmp apropiat. Noxe electromagnetice

3.1 Modele pentru câmpul apropiat

3.1.1 Structura antenelor BTS și limita de câmp apropiat

Majoritatea antenelor BTS sunt șiruri liniare de dipoli; pentru HPBW în plan orizontal de lărgimea unui sector (55° - 120°), aceste au un singur șir de antene. Pentru unghiuri mai mici în plan orizontal, sau pentru sisteme de tip antenă inteligentă, pot exista într-un BTS două sau mai multe șiruri de antene [4GAM]. În cele mai multe cazuri diagrama de radiație completă este greu de obținut, la fel și geometria structurii interne. Fabricanții oferă în mod normal un număr limitat de date, și pentru a-și proteja secretele de fabricație, și pentru că operatorii folosesc modele simplificate și empirice de propagare, unde datele antenelor apar la nivel generic. Ca urmare, o rezolvare cu metode numerice complete a expunerii la câmpul antenelor GSM este extrem de greu de făcut. În datele de catalog ale antenelor există câteva cifre cheie, întâlnite la orice producător [KAT1]: unghiurile la jumătate de putere în plan orizontal și vertical, câștigul, dimensiunile fizice (lungime x lățime x înălțime): antenele BTS au forma aproximativ a unui paralelipiped drept. În fig. 3.1 se poate structura de sub radomul⁴ unei antene BTS, respectiv dipolii în șir și planul metallic din spate. Dimensiunile fizice aproximează foarte bine dimensiunea reflectorului plan și vor fi folosite ca atare în modelare.

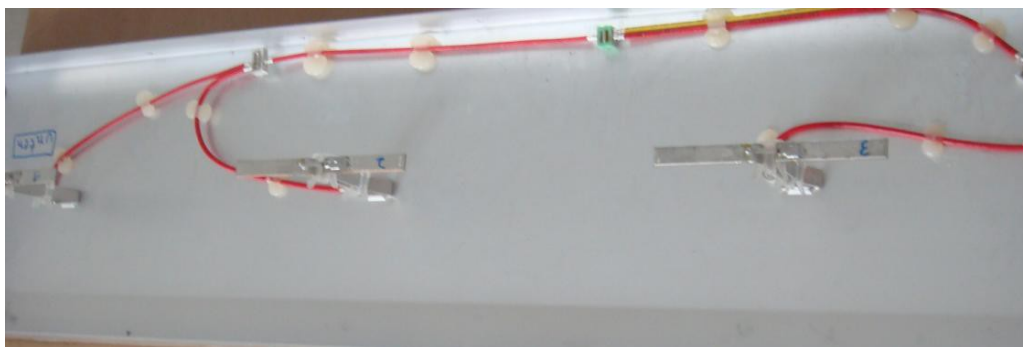


Fig. 3.1: Dipolii etajați ai antenei BTS Kathrein 730378; separatorii metalici între dipoli nu sunt montați încă. Această antenă constă dintr-un șir liniar de opt dipoli. Fotografie a autorului, prin amabilitatea Kathrein România.

Se mai oferă în foaia de catalog și o diagramă de radiație în coordonate polare, de regulă fără tabelul numeric. În acest capitol, pornind doar de la aceste date (θ_3 ,

4 Radom: carcasă cu rol de protecție, din material izolator (plastic sau fibră de sticlă), cu proprietăți dielectrice și formă alese pentru a interveni minimal în caracteristica antenei.

Φ_3 eventual g_0 , precum și înălțimea panoului metalic L_z precum și lățimea acestuia L_y , se va indica o procedură de modelare completă atât pentru câmp depărtat, cât și pentru câmp apropiat. Procedura pornește de la câteva presupuneri:

- În antenele BTS, distribuția semnalului pe antene este cel mai probabil egală; nu se folosesc distribuții ponderate pentru a realiza umplerea nului sau minimizarea lobilor secundari întrucât acestea micșorează randamentul antenei, iar pentru propagarea în imediata vecinătate, efectele de reflexie și difracție sunt suficiente pentru a genera acoperire pentru telefoanele mobile; această presupunere este asumată chiar de producător [KAT3].

- În cazul antenelor BTS, dipolii se montează la distanță de aproximativ o lungime de undă unul față de celălalt; în acest fel se minimizează cuplajele între dipoli și nu apar probleme deosebite de adaptare a impedanței în lanțul de distribuție a semnalului de la conectorul de intrare la dipoli; în plus, între dipoli, la jumătatea distanței de separație se montează un mic separator metalic, exact în acest scop.

- Din motivele precizate mai sus, lungimea antenei este aproximativ

$$L_z \approx N \cdot \lambda \quad (3.1)$$

adică fiecare dipol are alocat un spațiu propriu de reflector de cca o lungime de undă.

- Dipolii constituenți sunt dipoli lați în semiundă, adică au în absența reflectorului un unghi la jumătate de putere de aproximativ 78° .

În secțiunea 1.6.4 s-au prezentat regiunile de câmp caracteristice unei antene în general, cu precizarea că diagrama de directivitate este descrierea comportamentului unei antene în regiunea de câmp depărtat. Criteriul pentru limita de câmp depărtat, sau limitele inferioare ale zonei Fraunhofer erau stabilite cu formula :

$$r > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (3.2)$$

unde D reprezintă cea mai mare dimensiune a antenei. În cazul antenelor de BTS, lungimea acestora variază între 1 și 2.5m [KAT1]; un calcul simplu arată o limită a zonei de câmp depărtat între 6 și 38m pentru frecvența de 900 MHz (banda de GSM900) și între 14 și 87m pentru 2100 MHz (banda de UMTS). Acest lucru impune folosirea în proximitatea antenelor a unui model de câmp apropiat. În spatele antenelor, din cauza ecranului metalic, regiunea de câmp apropiat este la nivelul reflectorului, și un eventual cuplaj în această regiune va avea efecte neglijabile asupra caracteristicii direcționale și a impedanței antenei.

3.1.2 Modelul I

Primul model adus în discuție este un model simplificat, care pornește de la diagrama de directivitate a antenei și îi adaugă un termen pentru câmp apropiat. Modelul a fost propus de Badlauf și alții [BADL] ca metodă de evaluare a expunerii. Modelul este simplu și eficient ca și putere de calcul consumată. Termenul

suplimentar adăugat în relația modelului de propagare pornește de la ipoteza că la distanță virtual nulă față de antenă, suprafața iluminată este egala cu apertura antenei, presupusă ca având densitate de putere cvasi-uniformă. Cu aceste precizări, densitatea de putere la distanța r datorată antenei de arie A atacată cu puterea P_{tx} este:

$$S(r, \theta, \phi) = \frac{P_{tx} \cdot C^2(\theta, \phi)}{\frac{4\pi}{G_0} \cdot r^2 + A} = \frac{P_{tx} \cdot G_0 \cdot C^2(\theta, \phi)}{4\pi r^2 + A} \quad (3.3)$$

Dacă în formula (3.3) aria antenei devine $A=0$, atunci ea se reduce la (1.1). Badlauf propune estimarea directivității cu două funcții de aproximare. Astfel pentru caracteristica orizontală propune o funcție de tip pencil-beam:

$$C_H(\phi) = \cos^q(\phi/2) \quad (3.4)$$

iar pentru caracteristica verticală, o funcție de tip factor de șir ($\sin(x)/x$):

$$C_V(\theta) = \left| \frac{\sin(k(\theta - \pi/2 - \delta))}{k(\theta - \pi/2 - \delta)} \right| \quad (3.5)$$

unde δ este înclinația antenei (down-tilt). Aria se calculează, așa cum s-a precizat cu:

$$A = L_z \cdot L_y \quad (3.6)$$

iar pentru interpolarea caracteristicii direcționale se folosește înmulțirea secțiunilor plane.

3.1.3 Modelul II

Un model mai elaborat este propus de Wojcik [WOJ1]. Acesta propune împărțirea antenei în celule elementare, având caracteristica de directivitate:

$$G_e(\theta, \phi) = G_{e0} \sin^{2p}(\theta) \cos^{2q}(\phi/2) \quad (3.7)$$

unde G_e este câștigul celulei elementare; celula elementară este în mod evident un dipol cu reflector. Într-un punct oarecare, câmpul electric total se calculează cu:

$$\vec{E}_{tot} = \sqrt{\frac{30P_{tx}}{N}} \sum_{i=1}^N \sqrt{\frac{G_e(\theta, \phi)}{r_i}} e^{j\beta r_i} \hat{\theta}_i \quad (3.8)$$

Notațiile din formula (3.8) sunt explicitate în figura 3.2. Spre deosebire de modelul precedent, rezultatele acestuia sunt vectoriale. Se poate observa că se calculează practic câmpul provenit de la fiecare antenă individuală cu formula (1.6), apoi acestea se însumează vectorial, similar formulei (1.98). Versorii înclinației $\hat{\theta}_i$ sunt diferiți pentru fiecare antenă în parte, întrucât fiecare dintre ei este în coordonatele sferice ale dipolului care a generat câmpul \vec{E}_i . De asemenea, se poate observa că deși la fiecare dipol s-a considerat componenta transversală, câmpul total are o componentă radială, care la distanță mare va deveni neesențială.

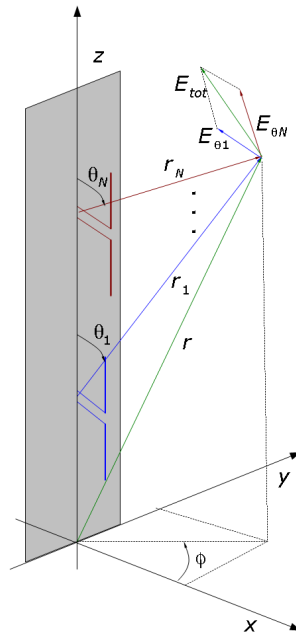


Fig. 3.2: Explicativă pentru modelul Wojcik

Autorul nu indică metoda prin care se obțin parametrii modelului. Metodele prin care acest lucru este posibil au fost discutate pe larg în cap.2. Având în vedere presupunerile făcute la secțiunea 3.1, este de menționat că numărul de dipoli se poate estima din înălțimea antenei, conform formulei (3.1). Modelul Wojcik nu are o formulă pentru diagrama antenei în câmp depărtat; ținând seama de cum a fost construit, pornește de la caracteristica unei antene elementare. Factorul de șir se determină după formula clasică.

Un amănunt important este faptul că modelul II a fost validat de autorul acestuia prin simulare numerică (metoda momentelor) cu rezultate similare. Chiar dacă este mai complicat decât modelul I, este mult mai eficient computațional decât o simulare numerică; similitudinea cu aceasta dă valoare acestui model. Un model asemănător se găsește și în recomandarea ITU-K91 [K91] sub denumirea de model sintetic; însumarea se câmpurilor electrice individuale se face scalar și nu se indică un model pentru antena elementară.

3.1.4 Modelul I modificat

Pentru compararea celor două modele era necesară precizarea modelului în câmp depărtat, astfel încât caracteristica de directivitate rezultată din cele două modele să fie identică. Autorul a modificat modelul I, astfel încât antena modelată să fie alcătuită din antenele elementare modelate conform modelului II. Întrucât antena este alcătuită din dipoli, s-a pornit de la aceștia. Aproximând dipolul în semiundă cu o funcție pencil-beam, avem:

$$C_{VD}(\theta) = \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \approx \sin^{1.37} \theta \quad (3.9)$$

Caracteristica de radiație a dipolului în plan orizontal este independentă de ϕ . Dipolii sunt montați deasupra unui reflector plat, deci va apărea o oglindire a dipolului în reflector, echivalentul unui factor de șir pentru un șir cu două antene. Putem considera și în plan vertical și în plan orizontal același factor de șir (pot apărea diferențe datorită dimensiunii finite a panoului reflector). Fiind vorba de un singur șir de antene, unghiul la jumătate de putere al celei elementare în plan orizontal va fi egal cu unghiul la jumătate de putere al antenei, adică

$$\phi_3 = \phi_{3e} \quad (3.10)$$

Ca urmare, putem scrie:

$$C_H(\phi) = C_{He}(\phi) \approx \cos^q \frac{\phi}{2} \quad (3.11)$$

de unde, aplicând (2.21) pentru funcția pencil-beam la jumătate de unghi,

$$q = \frac{-\log 2}{2 \log \cos \frac{\phi_3}{4}} \quad (3.12)$$

iar pentru planul V, doar pentru celula elementară de această dată,

$$p = \frac{-\log 2}{2 \log \cos \frac{\theta_{3e}}{2}} \approx \frac{-\log 2}{2 \log \cos \frac{\phi_3}{2}} + 1.37 \quad (3.13)$$

În (3.13) s-a aplicat (2.19) pentru funcția pencil-beam de unghi întreg, și (2.40) – însumarea exponenților funcțiilor pencil-beam, cu exponentul pentru dipol conform (3.9). În (3.12) și (3.13) baza logaritmilor poate fi oricare, atâta timp cât este aceeași. Unghiul la jumătate de putere al antenei elementare se poate calcula din (2.43):

$$\frac{1}{\theta_{3e}^2} = \frac{1}{\theta_{3d}^2} + \frac{1}{\phi_3^2} \quad (3.14)$$

Sau din (3.13):

$$\theta_{3e} = 2 \cdot \arccos e^{\frac{-\ln 2}{2p}} \quad (3.15)$$

iar câștigul unei celule elementare din (2.47):

$$G_e = G_0 \frac{\theta_3}{\theta_{3e}} \quad (3.16)$$

unde G_0 este câștigul antenei.

Modelul în câmp depărtat presupune determinarea caracteristicii de radiație complete. Pentru a ajunge în acest punct, este necesară determinarea factorului de șir, fiind necesară distanța între dipoli. Notând cu $\alpha = \delta/\lambda$ distanța între dipoli exprimată în lungimi de undă, avem $\beta \delta / 2 = \pi \alpha$, iar pentru α se poate scrie:

$$\frac{L_z}{N} \approx \alpha \approx 1 \quad (3.17)$$

iar versiunea aproximată a formulei (2.23) devine:

$$AF(\theta) = \frac{\sin(\alpha N \pi \cos \theta)}{\alpha N \pi \cos \theta} \quad (3.18)$$

Având factorul de șir, caracteristica de radiație în plan vertical se scrie ca:

$$C_V(\theta) = C_{Ve}(\theta) \cdot AF(\theta) \quad (3.19)$$

Unde caracteristica de radiație a antenei elementare $C_{Ve}(\theta)$ este identificabilă în formula (3.7), cu p calculat la (3.13):

$$C_{Ve} = \sin^p(\theta) \quad (3.20)$$

Cu aceste precizări, modelul caracteristicii de radiație a antenei analizate devine:

$$C(\theta, \phi) = \cos^q\left(\frac{\phi}{2}\right) \cdot \sin^p(\theta) \cdot \left| \frac{\sin(\alpha N \pi \cos \theta)}{\alpha N \pi \cos \theta} \right| \quad (3.21)$$

Pentru modelul Badlauf modificat, caracteristicile plane sunt:

$$C_H(\phi) = \cos^q(\phi/2) \quad (3.22)$$

și

$$C_V(\theta) = \sin^p(\theta) \cdot \left| \frac{\sin(\alpha N \pi \cos \theta)}{\alpha N \pi \cos \theta} \right| \quad (3.23)$$

S-a obținut un rezultat important, care unifică cele două modele. Astfel, pornind de la o antenă de BTS la care se cunosc θ_3 , ϕ_3 , $g_0 = 10 \log G_0$, L_z și L_y , se determină N , α , p , q și A putându-se modela complet antena, în oricare dintre cele două variante. Modelul este valid pentru partea frontală a antenei, $-\pi/2 \leq \phi \leq \pi/2$, ceea ce în majoritatea simulărilor de antene de BTS este suficient, întrucât de regulă antenele sunt înclinate în jos și sunt montate trei pe un pilon: partea din spate a unei antene este acoperită de câmpul frontal provenind de la celelalte două.

3.1.5 Aplicarea modelelor în cazul unei antene reale

Kathrein 730961 [KAT4] este un model reprezentativ pentru antenele panou verticale GSM. Datele de catalog ale acesteia sunt:

- Câștigul: $g_0 = 17 \text{ dBi}$
- Unghi la jumătate de putere în plan vertical: $\theta_3 = 8.5^\circ$
- Unghi la jumătate de putere în plan orizontal: $\phi_3 = 65^\circ$
- Bandă de frecvențe: 870-960 MHz
- Lungime: $L_z = 1934 \text{ mm}$
- Lățime: $L_y = 258 \text{ mm}$

Considerând frecvența de 915MHz, care este la mijlocul intervalului, lungimea de undă este $\lambda=32.8\text{ cm}$. Întrucât antena are o lungime de 5.9λ , cea mai bună presupunere este $N=6$. După efectuarea tuturor calculelor, parametrii modelelor rezultă:

- $p=3.4$
- $q=8.5$
- $\alpha=0.96$ - obținut din (3.23), cu condiția de HPBW
- $A \approx 0.5\text{ m}^2$
- $G_e \approx 9.2$

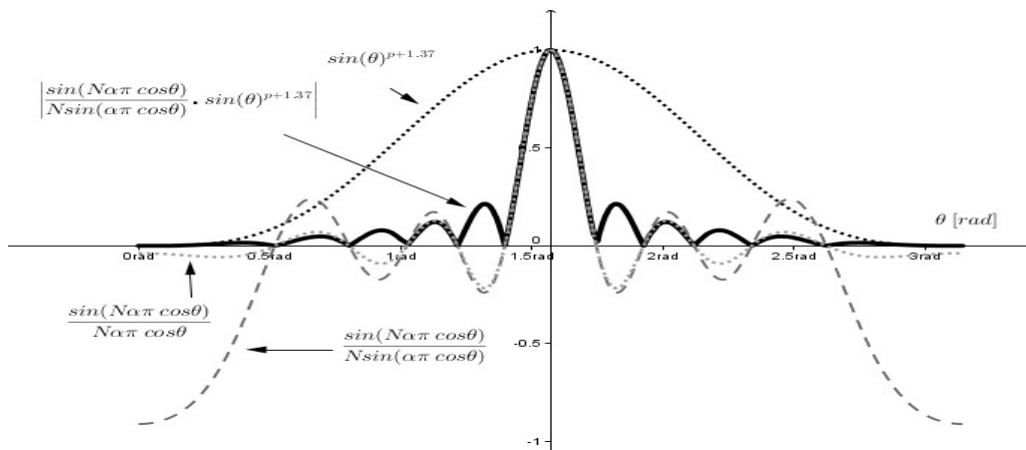


Fig. 3.3: Funcții de aproximare pentru planul vertical al antenei Kathrein 730961

S-au mai obținut ca valori intermediare de calcul, dar nu intră în ecuațiile modelului final, $\theta_{3e}=50.8^\circ$ și $\theta_{3AF}=8.83^\circ$. Pentru echivalarea celor două modele, s-a folosit calculul câmpului din densitatea de putere, la modelul I:

$$E(r, \theta, \phi) = \frac{\sqrt{30 \cdot P_{tx} \cdot G_0} \cdot C(\theta, \phi)}{\sqrt{r^2 + \frac{A \cdot G_0}{4\pi}}} \quad (3.24)$$

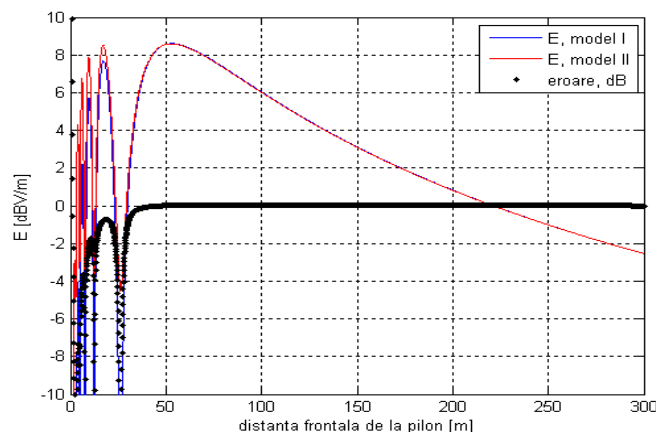


Fig. 3.4: Simulare pe direcția principală de radiație cu cele două modele, până la 300m de la antenă

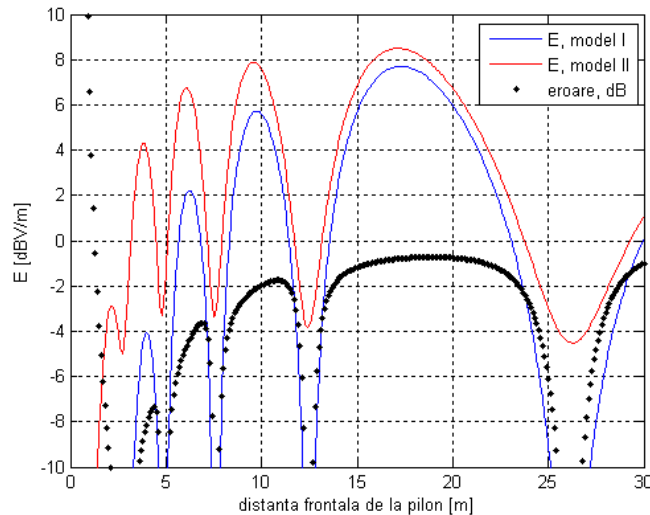


Fig. 3.5: Simulare pe direcția principală de radiație cu cele două modele, până la 30m de la antenă

În fig. 3.5, s-a reprezentat același lucru ca și în fig.3, dar pe distanță de 30m; aici se vede că modelul I calculează o valoare mai mică și prezintă nului adânci. În afara acestora, eroarea nu este catastrofală: mai mică de 4dB după 5m. În fig. 3.6 și 3.7 sunt reprezentate suprafețele de contur pentru aceeași situație, pe o suprafață de 20 x 20m. S-a reprezentat doar o jumătate din terenul din fața antenei, acoperirea fiind simetrică pe ambele părți. După cum se vede, predicția celor două modele este în același domeniu, dar modelul I prezice valori inferioare. La distanțe mai mari, cele două modele devin identice. La cca 25m, cele două modele devin echivalente; conform formulei (3.2), limita zonei de câmp depărtat este la 23.2m. Deși ar părea că modelul I are o utilitate limitată, folosirea acestuia de la distanța de 5-10m este utilă: eroarea (cu excepția nului) este absolut acceptabilă, iar terasele unde sunt instalate antene sunt de regulă necirculabile. Utilitatea predicției în câmp apropiat este evaluarea expunerii umane la radiații neionizante. Se vede că în configurația dată, câmpul la 1.5m de la sol nu trece de 10 dBV/m, sau cca 3V/m în unități liniare. Pe de altă parte, maximum nu se atinge lângă antenă, ci la cca 50-60 de m de aceasta, zonă până la limita căreia valoarea câmpului poate fi considerată cvasiconstantă.

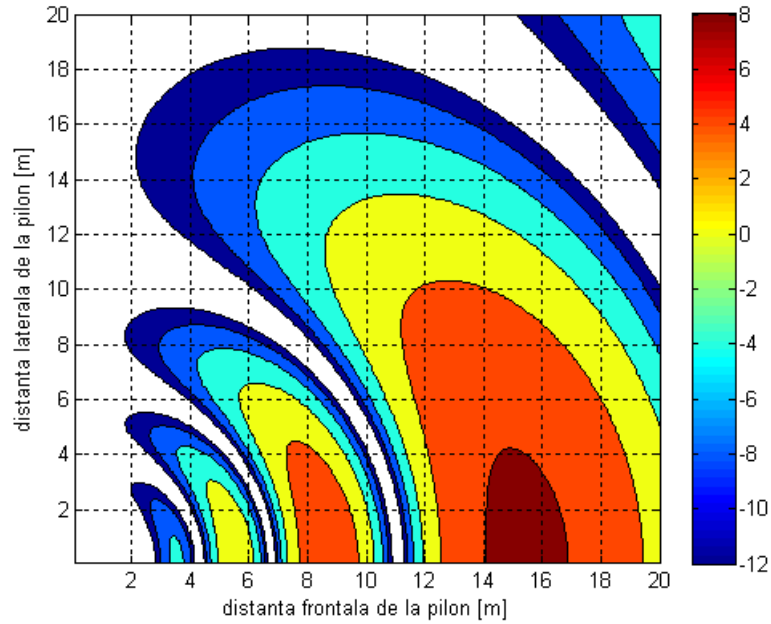


Fig. 3.6: Suprafața de contur pentru modelul I

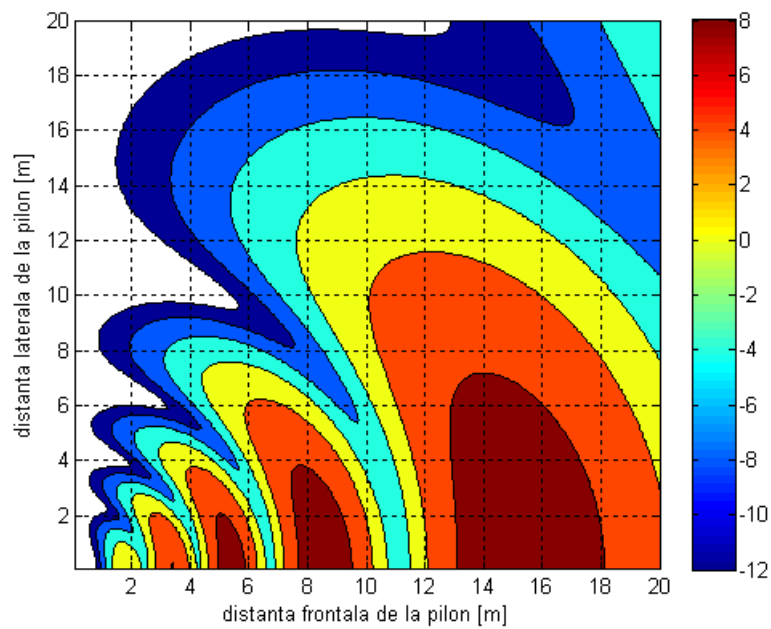


Fig. 3.7: Suprafața de contur după modelul II

3.2 Noxe electromagnetice

În ultimii 20 de ani telefonia mobilă a cunoscut o dezvoltare explozivă: de la un aparat de lux destinat unui segment foarte mic de populație, până la ubicuitate și banalizare. Prima rețea digitală de telefonie mobilă - în sistemul GSM - a apărut în România în anul 1997 și a doua la scurt timp. Au trecut 15 ani de atunci: statul român a licențiat șase operatori⁵ de telefonie mobilă pe diverse sisteme digitale (CDMA450, GSM, UMTS), din care patru foarte activi pe piață. La ora actuală, există peste 30000 de antene sectoriale în România, fără a pune la socoteală microcelulele și picocelulele; antenele de BTS au devenit un „ornament” obișnuit al teraselor de blocuri; ele deservesc o flotă de telefoane mobile care depășește ca număr populația țării. Situația este prezentă, într-o măsură mai mică sau mai mare, în majoritatea statelor lumii. Astfel, în raportul statistic al ANCOM⁶ privind telefonia mobilă în România întocmit la sfârșitul semestrului II al anului 2011 [ANC], existau 23.42 milioane de terminale mobile active în rețelele românești, ceea ce reprezintă conform datelor INS 123% din populație. Aceste terminale au generat în 2011 un trafic originat⁷ în rețele proprii de peste 57 miliarde de minute, respectiv cca 650 milioane de mesaje scurte (SMS). În aceste date sumare nu este inclus traficul de date prin rețelele mobile, încă mic față de traficul de voce, dar aflat pe o tendință ascendentă constantă de la apariția acestuia ca serviciu.

Ca urmare a numărului mare de antene, publicul larg a început să își pună, sub diverse forme, întrebarea dacă radiațiile acestor antene sunt dăunătoare. Îngrijorarea crescută a populației, corelată cu lipsa de informații și cu circulația a diverse idei pseudoștiințifice⁸ despre subiect a dus la o psihoză în masă și la asimilarea în cultura urbană a legendei radiațiilor. Ideile în circulație sunt alimentate uneori de mass-media, pentru potențialul de audiență adus de aceste subiecte, deși în mod ironic radiodifuzorii folosesc din plin undele electromagnetice, la nivele de radiație deloc neglijabile. Cultura urbană a fost combătută neconvincător de autorități, ceea ce a dus la subminarea încrederii populației, atât în acestea cât și în operatorii de telefonie. Prin natura ocupației, autorul a fost la un moment dat în situația de a analiza și a răspunde la petiții ale populației pe acest aspect. Cea mai comună plângere a petenților era apariția cefalei ca urmare a unei prezumtive expunerii la radiații de radiofrecvență. Problema acestei afirmații din petiții este că în majoritatea covârșitoare a cazurilor, petenții erau locatarii de la ultimul nivel al

5 La sfârșitul anului 2009 compania Telemobil (cunoscută pentru marca comercială Zapp) a trecut sub controlul *Cosmote Mobile Telecommunications* Grecia, numărul total de operatori fiind practic cinci și nu șase [ANC].

6 Agenția Națională pentru Administrare și Reglementare în Comunicații, www.ancom.ro, reglementatorul și administratorul spectrului radioelectric pe teritoriul României.

7 Include apelurile pornite din rețeaua proprie a tuturor operatorilor, indiferent de destinație; nu include apelurile primite.

8 De exemplu, Oficiul de Stat pentru Invenții și Mărci (OSIM) a acordat brevetul cu nr. 123089/31.01.2005 pentru un timbru metalic (denumit de inventator „ecran de protecție”) destinat între altele atașării de telefonul mobil, în vederea reducerii radiațiilor (!!). Timbrul respectiv, de fapt, poate deteriora caracteristica antenei încorporate în terminal, măbind puterea cu care telefonul emite în vederea trimiterii de semnal suficient către celula corespondentă și foarte probabil va mări și SAR. Autorul invenției ne face cunoscut pe site-ul propriu [DAV]: „*Masuratori infoenergetice: beneficiate de 120% , reduce undele de interferenta fata de corpul uman cu 80%. S-a masurat un camp benefic cu diametrul de 100 cm in jurul ecranului de protectie. Inventia a fost medaliata la Geneva 2004 si la Brussels 2006*”. (!!)

imobilului, de sub terasa pe care a fost montat pylonul cu antenele BTS, nu cei cu vedere directă către antene, așa cum ar fi fost de așteptat în cazul apariției unor eventuale simptome. Autorul a scris clarificări în presă pe acest subiect [COM1].

Deși acest subiect pare superficial, îngrijorarea populației a generat o problemă relativ mare în fața operatorilor și reglementatorilor de telecomunicații: frânarea dezvoltării rețelelor mobile. În căutarea de amplasamente noi pentru mărirea densității rețelelor, operatorii se ciocnesc de refuzuri tot mai agresive ale proprietarilor de imobile de a permite amplasarea antenelor pe terase. Există câteva cazuri în acest moment în România, unde consiliul local a interzis amplasarea stațiilor de bază noi în perimetrul urban sau a impus limitări serioase⁹. În septembrie 2012, autoritatea de reglementare a spectrului, ANCOM, a finalizat cu succes o licitație de spectru, unde s-au atribuit și blocuri de frecvență în vederea implementării sistemului LTE, ceea ce va presupune instalarea și operarea unei noi flote de antene și stații de bază, în condițiile procurării foarte grele de locații noi și dificultăți la păstrarea celor vechi.

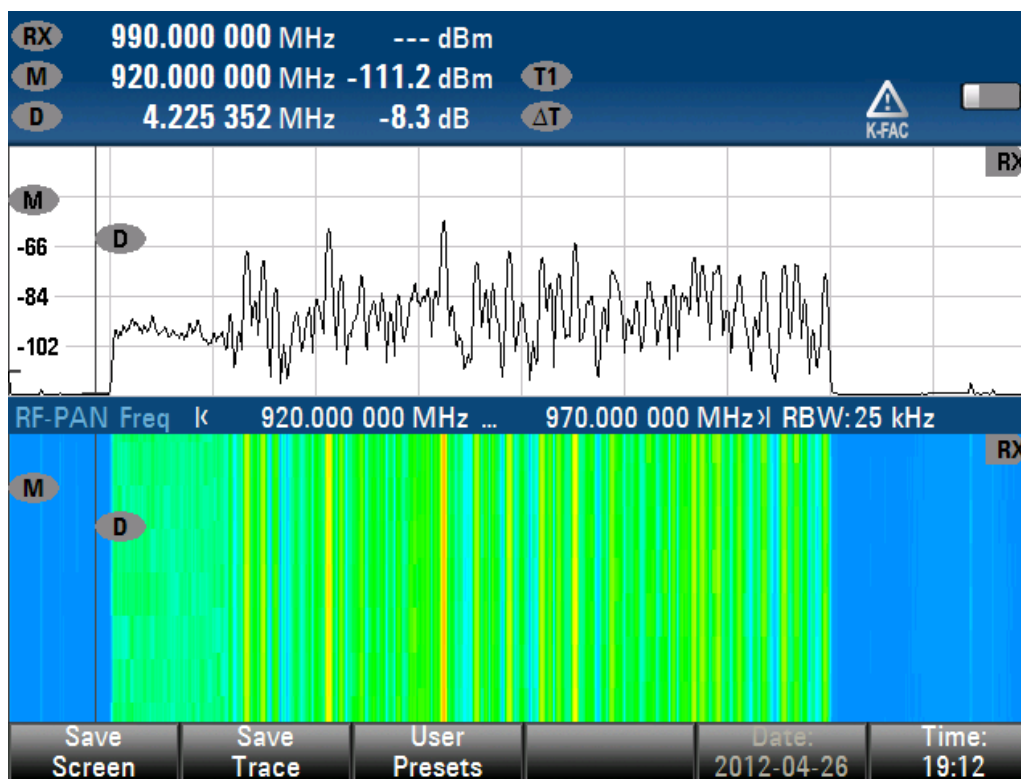


Fig. 3.8: Aspect al spectrului benzii de GSM900: 35MHz de bandă ocupată. Captură de ecran receptor de monitorizare Rohde&Schwarz PR100, pe o cotă dominantă lângă municipiul Reșița, câștig antenă -10dB, nivelele măsurate în dBm. Imagine din arhiva autorului, 2012.

9 După cunoștința autorului, este vorba cel puțin de municipiile Târgu Mureș, Orăștie și Hațeg.

Pe de altă parte, protecția populației față de eventualele consecințe ale radiațiilor neionizante este un deziderat legitim și care trebuie să preocupe orice autoritate de reglementare a domeniului telecomunicațiilor, în colaborare cu cea din domeniul sănătății publice. Protecția trebuie să se realizeze în cadrul legal, fără depășirea atribuțiilor și trebuie să fie eficientă. Ca un exemplu, dezideratul eficienței se poate traduce practic prin impunerea verificării normelor înaintea instalării unei stații de bază noi și nu după o aglomerare excesivă a site-ului.

În fig. 3.8 este exemplificată densitatea de purtătoare existentă în eter la un moment dat. Captura de ecran este făcută lângă municipiul Reșița, pe o cotă dominantă, dar spectre similare se pot observa în fiecare municipiu al României: în orașe mai mici și în zona rurală, densitatea purtătoarelor în mod evident scade, dar la nivelul unei reședințe de județ cu populație relativ mică, peste 90% din canalele din banda de GSM sunt ocupate în ora de trafic maxim. Pe lângă această bandă mai pot fi găsite purtătoare în benzile GSM900 și UMTS (2.1-2.2 GHz), provenind de la operatorii de telefonie mobilă.

Ca urmare a îngrijorării crescute în această problemă, s-au adoptat norme care statuează valori limită pentru expunerea la radiații ionizante. În anul 1999, Consiliul Uniunii Europene a emis Recomandarea 1999/519/EC [EC519] privind limitarea expunerii publicului larg la câmpuri electromagnetice (de la 0 Hz până la 300 GHz). Aceste norme, în vigoare în majoritatea țărilor UE se bazează pe limitarea efectului termic. În România, limitele sunt transpuse legislația națională de „Ordinul ministrului sănătății publice nr. 1193/2006 pentru aprobarea Normelor privind limitarea expunerii populației generale la câmpuri electromagnetice de la 0 Hz la 300 GHz” [OMS]. O îngrijorare majoră a populației, și anume inducerea cancerului, nu a fost luată în considerare, fiind respinsă de rapoartele științifice de până atunci. Printre documentele cu abordare completă, de calitate și impact major în această problemă sunt recomandările ICNIRP¹⁰ [ICNIRP] și raportul Stewart [STEW]. Normele europene sunt practic preluarea recomandărilor ICNIRP și transpunerea lor în legislația Uniunii Europene și mai departe în cea a statelor naționale.

În finalul raportului Stewart, apar câteva concluzii edificatoare, reproduse în cele ce urmează:

„6.37 Dovezile existente până la momentul prezent sugerează că expunerea la radiații de radiofrecvență sub limitele recomandate de NRPB și ICNIRP nu provoacă efecte adverse stării de sănătate a populației generale

6.38 Există în prezent dovezi științifice care sugerează existența unor efecte biologice ce apar la expuneri inferioare limitelor acestor recomandări. Acest lucru nu înseamnă în mod necesar că aceste efecte duc la apariția unor boli.

6.39 Există factori adiționali care trebuie luați în considerare în diseminarea oricăror posibilități de afectare a sănătății. Populația nu este omogenă genetic și oamenii pot prezenta susceptibilitate diversă la pericole de mediu. [...] De aceea concluzionăm că nu este posibil să afirmăm în prezent că expunerea la radiații de radiofrecvență, chiar la nivele sub limitele din recomandări, este lipsită total de

¹⁰ *International Committee for Non-Ionising Radiation Protection*, (română: Comitetul internațional pentru protecția la radiații neionizante), www.icnirp.org

efecte potențiale asupra sănătății, iar necunoscutele existente sunt suficiente pentru a justifica o abordare prudentă”

(traducerea autorului din [STEW], cap.6)

Poziția raportului Stewart despre riscul apariției cancerului ca urmare a expunerii la radiațiile de radiofrecvență este că acesta nu a fost dovedit, dar, „*un risc mic pentru sănătate ca de exemplu apariția unei migrene trecătoare poate fi acceptat, dar același nivel risc pentru o amenințare mai serioasă, ca de exemplu tumoare craniană este inacceptabil*” (traducerea autorului, [STEW], 6.10).

Se poate vorbi deci de poluare sau de noxe electromagnetice. În documentația internațională de limbă engleză apare de regulă terminologia „*EMF exposure*” unde EMF este acronimul pentru *Electro-Magnetic Field*. Ca urmare a celor arătate, riscul major (și cunoscut) pentru care au fost gândite limitele de expunere este deteriorarea țesuturilor și fluidelor umane prin efect termic (curenți induși) și străpungere. Pentru a avea siguranța absenței efectelor pe termen lung și pentru a evita alte eventuale efecte necunoscute, limitele de expunere determinate inițial au fost suplimentate cu un coeficient de siguranță de 50 pentru expunerea publicului general și cu un coeficient de siguranță de 10 pentru expunere ocupațională. Fiind vorba de un efect termic, mărimea care cuantifică expunerea la radiofrecvență (în domeniul 100 kHz – 10 GHz) este rata de absorbție specifică (SAR, eng. *Specific Absorption Rate*) care se măsoară în W/kg. Rata de absorbție specifică este rata (sau viteza) de absorbție a energiei unui câmp electromagnetic (sau de altă formă de energie în contexturi diferite, de exemplu de ultrasunete) de către unitatea de masă a unui țesut, sau cu alte cuvinte puterea absorbită de către țesut. Pentru frecvențe sub 100kHz, mărimea care caracterizează expunerea este densitatea superficială de curent (inducția magnetică pentru câmpuri magnetostatice) iar pentru 10 GHz – 300 GHz mărimea de caracterizare este densitatea de putere. Valorile limită tabelate ale acestor mărimi se numesc restricții de bază. De exemplu, restricția de bază pentru domeniul 100 kHz-10 GHz este 0.08 W/kg expunere medie pe întregul corp, 2W/kg pentru cap și trunchi și 4W/kg pentru membre, toate mediate pe 6 minute. Expunerile localizate sunt definite pe 10 sau 100 de grame de țesut continuu.

SAR este dificil de determinat, întrucât este o cuantificare a încălzirii țesutului viu. Metoda de determinare este cu fantome (manechine umane umplute cu soluție salină și dotate cu senzori termici), este costisitoare și greoaie. În scopul de a se determina direct expunerea, în locul restricțiilor de bază au fost stabilite nivelurile de referință – mărimi electromagnetice măsurabile direct. **Respectarea tuturor nivelurilor de referință garantează respectarea restricțiilor de bază.**

| Domeniul de frecvență | Intensitatea câmpului electric E (V/m) | Intensitatea câmpului magnetic H (A/m) | Inducția câmpului magnetic B (μ T) | Densitatea de putere a undei plane echivalente Seq (W/m ²) |
|-----------------------|--|--|---|--|
| 0-1 Hz | - | $3,2 \times 10^4$ | 4×10^4 | - |
| 1-8 Hz | 10 | $3,2 \times 10^4/f^2$ | $4 \times 10^4/f^2$ | - |
| 8-25 Hz | 10 | $4.000/f$ | $5.000/f$ | - |
| 0,025-0,8 kHz | $250/f$ | $4/f$ | $5/f$ | - |
| 0,8-3 kHz | $250/f$ | 5 | 6,25 | - |
| 3-150 kHz | 87 | 5 | 6,25 | - |
| 0,15-1 MHz | 87 | $0,73/f$ | $0,92/f$ | - |
| 1-10 MHz | $87/f^{1/2}$ | $0,73/f$ | $0,92/f$ | - |
| 10-400 MHz | 28 | 73 | 92 | 2 |
| 400-2.000 MHz | $1,375 f^{1/2}$ | $0,0037 f^{1/2}$ | $0,0046 f^{1/2}$ | $f/200$ |
| 2-300 GHz | 61 | 0,16 | 0,20 | 10 |

Tabel 3.1: Nivelurile de referință conform [OMS]

În tabelul 3.1 sunt indicate nivelurile de referință de la 0 Hz la 300 GHz. Pentru cazul telefoniei mobile, contează linia 400-2000MHz. Peste 2000MHz (cazul UMTS), nivelul este constant. În tabelul 3.2 s-au efectuat calculele pentru nivelurile de referință în cazul sistemelor de telefonie mobilă existente pe teritoriul României, folosindu-se o frecvență generică pentru toată banda.

| Serviciul | Frecvența de referință | Referința de calcul pentru E (V/m) | Valoare generică pentru E (V/m) |
|-----------|------------------------|------------------------------------|---------------------------------|
| CDMA450 | 450 | $1,375 f^{1/2}$ | 29 |
| GSM900 | 900 | $1,375 f^{1/2}$ | 41 |
| GSM1800 | 1850 | $1,375 f^{1/2}$ | 59 |
| UMTS | 2150 | 61 | 61 |

Tabel 3.2: Valori de referință câmp electric pentru sistemele de telefonie mobilă

Având în vedere acest tabel precum și modelările făcute la secțiunea anterioară, putem concluziona că în cazul unui BTS cu trei antene, având pe fiecare câte 2kW EIRP, înălțat pe un pilon de 5m pe o terasă de bloc, limita de expunere la înălțimea de 1.5m deasupra plafonului terasei nu trece de 10% din nivelul de referință. Majoritatea stațiilor de bază instalate în orașe au puterea aparent radiată între 300 și 1000 W. Excepție fac celulele umbrelă, care sunt instalate pe piloni înalți și pe cote dominante, care au până la 5000 W EIRP; acestea nu sunt în nici un caz instalate pe terase de bloc.

| EIRP [W] | 1 | 10 | 100 | 200 | 500 | 1000 | 2000 |
|--------------|--|-----|-----|-----|-----|------|------|
| E lim | distanța minimă pentru pragul valorii de referință | | | | | | |
| [V/m] | [m] | [m] | [m] | [m] | [m] | [m] | [m] |
| 29 | 0.2 | 0.6 | 1.9 | 2.7 | 4.2 | 6.0 | 8.4 |
| 41 | 0.1 | 0.4 | 1.3 | 1.9 | 3.0 | 4.2 | 6.0 |
| 59 | 0.1 | 0.3 | 0.9 | 1.3 | 2.1 | 2.9 | 4.2 |
| 61 | 0.1 | 0.3 | 0.9 | 1.3 | 2.0 | 2.8 | 4.0 |

Tabel 3.3: Distanțele minime de protecție pentru diverse puteri aparent radiate, calculate cu formula (1.6)

Presupunând cazul cel mai defavorabil, și anume plasarea în maximul de radiație al lobului principal, în tabelul 3.3 s-au calculat distanțele minime de protecție față de direcția de maximă radiație pentru diverse puteri aparent radiate. Pentru cazul maxim de 1 kW EIRP, distanța de 6m este suficientă pentru toate sistemele de telefonie. Pentru simplitate, se poate institui o regulă empirică prin care în jurul unei antene de 1kW EIRP să fie o zonă de protecție de 10m. Pentru cazul general, zona de protecție ar putea fi delimitată cu formula:

$$r [m] = \frac{\sqrt{EIRP [W]}}{3} \quad (3.25)$$

Prin aceasta se stabilește la o putere aparent radiată de 1 kW o distanță limită de protecție de 10.5m; din tabelul 3.3 se vede că aceasta este acoperitoare pentru toate tipurile de rețele și nu este necesară identificarea tipului de BTS. Aplicând formula de mai sus unui telefon mobil, $EIRP \approx 0.2W$, va rezulta o distanță de protecție de 15cm, pentru încadrarea în valorile de referință: în mod normal, această distanță este mai mică în manipularea unui telefon. Ceea ce înseamnă că, atunci când emite pe putere maximă, mobilul realizează o expunere la noxe net superioară oricărei stații de bază din proximitate. În general, telefoanele mobile au puterea maximă în regim de *paging* – atunci când apelează, când sunt apelate și în timpul traficului de SMS. Depășirea nivelurilor de referință nu este echivalentă cu depășirea restricțiilor de bază. În cazul capului, SAR maxim permis este de 2W/kg; toate telefoanele au în declarația de conformitate valoarea SAR declarată. La ora actuală, majoritatea terminalelor realizează un SAR de sub 1W. Pentru o estimare exactă a noxelor din proximitatea unui BTS, incluzând estimarea SAR, se arată în literatură folosirea modelului II [WOJ2] cu manechinul virtual tridimensional al „The Visible Human Project” [VHP]; manechinul virtual are 196 x 114 x 626 de voxel¹¹ și o rezoluție de 3 mm. O altă abordare este modelarea corpului uman cu un cilindru cu proprietăți electrice medii ($\epsilon_r=42$, $\sigma=0.97 S/m$) și determinarea analitică a SAR [ROJE]. În ambele abordări se confirmă calculele prezentate aici, și anume că depășirea acestei limite apare foarte greu în practică: 10 canale de 40W putere efectivă pe o antenă cu câștig vor duce la depășirea restricției de SAR la distanțe mai mici de 4m de antenă, pe direcția principală de radiație [WOJ2]. Totuși, din datele prezentate reiese că expunerea maximă este la o distanță comparabilă cu lungimea antenei (1.5 -2 m) și nu în imediata vecinătate; la această distanță dipolii individuali sunt în zona de câmp depărtat chiar dacă șirul de antene în totalitate sa este în câmp apropiat față de manechinul virtual; apropierea mare de antenă induce și o dezadaptare care va determina putere reflectată în antenă. Nu este lipsit de importanță de amintit că, în

11 Voxel = pixel volumetric, echivalentul tridimensional al unui pixel.

simulările cu manechinul virtual, cele mai mari valori ale SAR se obțin în ochi, care pare să aibă cele mai absorbante țesuturi și umori din corpul uman [WOJ2].

Luarea de măsuri de limitare a prezenței stațiilor de bază în unele arii, pe considerente de apropiere de o școală, spital sau centrul unui oraș trebuie considerată cu precauție. După cum s-a arătat, la o instalare corectă a stației de bază, câmpul generat în zona terasei de instalare este sub 10% din nivelul de referință, la nivelul pietonal acesta fiind sensibil mai mic. O instalare a stațiilor de bază în afara orașului, sau în afara ariei centrale (și aglomerate) a unei localități este o greșeală. Serviciul de telefonie din zona respectivă se va deteriora din cauza acoperirii de proastă calitate iar rețeaua nu va putea să facă față la valori mari de trafic în zonă atunci când este nevoie. Problema cea mai mare este însă că, telefoanele care în mod normal ar fi emis cu 10 -30 mW EIRP își vor mări puterea, astfel încât să ajungă cu semnal suficient până la BTS; în acest caz, ele vor emite la puterea maximă – 250 mW putere efectivă, 2W putere de vârf pentru terminalele standardizate actuale din sistemul GSM – și ca urmare în 5 minute de convorbire vor transfera mult mai multă energie pe metru cub de țesut decât ar fi făcut-o în 24 de ore o stație de bază aflată la 20m (de exemplu pe terasa unei clădiri din apropiere).

De-a lungul carierei, autorul a avut prilejul să facă zeci de măsurători de noxe electromagnetice în piețe aglomerate și pe terase de blocuri și hoteluri; pe cea mai aglomerată terasă de bloc s-au obținut coeficienți de expunere de 10% din limită, pe un acoperiș de hotel – site-uri care sunt extrem de aglomerate a ajuns la 25%, iar în piața Victoriei din București s-a obținut 8%. S-au evaluat semnalele de la toate rețelele mobile precum și de la radiodifuziunea VHF-UHF, deci în banda 88-2200 MHz. Singurul mod de a face aparatura să indice un coeficient de expunere de 100% a fost plasarea senzorului lângă o stație portabilă VHF de 5W, sau lângă un telefon GSM cu putere de medie 1W în timpul apelului (nu se mai fabrică actualmente). De asemenea, măsurarea de emițătoare militare, în special stații de unde scurte de 1kW la distanțe de 5-10 m față de antenă și instalații radar (100kW – 1MW în impuls, antene cu câștig de peste 30 dB) la distanțe de 10-50 m față de antenă, care au mai dus la măsurarea unui coeficient de expunere de acest nivel.

Procedura aplicată în majoritatea statelor europene pentru determinarea noxelor electromagnetice este cuprinsă în [E0204]; pentru celulele GSM și alte comunicații de tip trunking cu canal pilot (TETRA, DCS) este prevăzută o multiplicare cu numărul de canale a puterii emise; acest număr depinde de densitatea de trafic din zona evaluată, întrucât nu toate canalele vor fi în emisie dacă traficul nu este mare.

În categoria noxe electromagnetice intră și alte câmpuri, din care cele mai importante sunt câmpurile ELF (*Extremely Low Frequency*). Domeniu ELF este definit între 3 și 300Hz; aici intră câmpurile rețelei electrice de de 50Hz, de asemenea omniprezente. Noxele ELF trebuiesc modelate pe alte principii, întrucât acestea au lungimi de undă imense față de dimensiunile corpului uman și sunt emise de structuri ce au cu totul alte caracteristici față antenele de BTS (rețeaua electrică și aparatură sub tensiune); cuplajul este inductiv sau capacitiv și nu se poate vorbi de radiație la acestea. Noxele ELF nu fac obiectul acestei lucrări.

4 Câmpul depărtat al antenelor BTS: acoperirea rețelei

4.1 Definiții și clarificări

Telefonia mobilă este astăzi omniprezentă; în majoritatea timpului ne aflăm „în zona de acoperire”. În România la ora actuală șase operatori de telefonie mobilă. La nivelul anului 2008, nu exista unul din operatori (Romtelecom), iar faza I de dezvoltare a rețelei, conform licenței acordate, se termina pentru operatorii S.C. RCS&RDS S.A. (Digimobil) și S.C. Telemobil S.A. (Zapp).

Acordarea licenței s-a făcut în toate cazurile - până în anul 2012 când s-a făcut prima selecție comparativă - prin selecție competitivă, așa numitul „concurș de frumusețe”. Selecția competitivă presupune achitarea unei taxe fixe, iar câștigătorul este stabilit pe baza unei comparații între planurile de dezvoltare, conform unei grile de punctaj. Punctajul este un mix între disponibilitatea financiară a pretendentului, fezabilitatea comercială (de exemplul planul de marketing) și fezabilitatea tehnică. Avantajul acestui tip de selecție, față de cealaltă variantă uzuală și anume selecție comparativă - care este pur și simplu o licitație în bani și asumarea acelorasi obligații de dezvoltare, minimale de regulă, este că se evită decapitalizarea firmei licențiate și în loc de o competiție monetară, se face o competiție a angajamentelor asumate. Trecând peste considerentele comerciale, cel mai important punct din fezabilitatea tehnică, care în toate cazurile a avut o pondere mai mare de 30% în punctajul final al licitației, a fost acoperirea. De regulă aceasta a fost definită pe secțiuni, respectiv suprafață, drumuri, populație, nefiind obligatorie prezența tuturor secțiunilor în toate licitațiile de atribuire a licențelor.

Autorul a fost implicat în analiza părții tehnice a licitațiilor pentru atribuire la ultimii doi operatori de UMTS (Zapp și Digimobil), a coordonat măsurarea la nivel național a acoperirii acestora și a fost implicat și în scrierea caietului de sarcini și în evaluarea licitației pentru banda de frecvențe 410-430 MHz.

Dacă publicul larg înțelege prin acoperire locul geografic unde se asigură serviciul, definiția tehnică nu este atât de simplă. În primul rând, se prefigurează o diferență valabilă pentru toate rețelele de telefonie mobilă, și anume unde este situat utilizatorul, din punctul de vedere al ecranării terminalului. Astfel, există definite până la 7 niveluri de acoperire, după zonă (rural, urban, în mașină/pe șosea), și după locul unde este situat utilizatorul (în spațiu deschis sau în interiorul locuinței). Nu toate planificările de rețea folosesc o scară atât de riguroasă, dar se folosesc minim 3 niveluri de acoperire. Nivelul pentru spațiu deschis (condiția de *outdoor*) este comun oricărei scări de detaliere a acoperirii.

O altă problemă este variația razei celulei, datorată încărcării rețelei, fenomen existent și în rețelele mobile de generația a 2-a, dar pregnant în sistemele CDMA, care se autointerferează. Aceasta ridică o problemă serioasă în fața planificatorilor rețelei, pentru că vârfurile de trafic pot restrânge raza celulei sub 50% în condițiile nesaturării canalelor radio disponibile, lăsând suprafețe cu acoperire falsă – se detectează prezența rețelei, dar serviciul nu este disponibil.

Din punctul de vedere al autorității de reglementare, este mai important ca definiția acoperirii să fie clară și verificabilă, urmând ca din considerente de clientelă și de concurență operatorul să ia măsuri să facă față unor cerințe crescute de trafic sau să acopere și zone pe care nu și le-a asumat în licență. Verificarea se face pentru condiția de *outdoor*, iar în licențele UMTS s-a impus ca parametru doar nivelul de semnal. Astfel, conform licențelor acordate [CSA], *o suprafață se consideră ca având acoperire cu servicii 3G, în spațiu deschis, dacă valoarea mediu simulată (calculată) a câmpului electromagnetic generat de un singur canal de trafic de 12,2 kbit/s la marginea zonei de acoperire, la o înălțime de 1.5 m deasupra solului și cu o probabilitate de 50% este de cel puțin 38 dBμV/m. Calculul va avea la bază presupunerea că este referitor la o transmisie vocală cu o viteză de transmisie a datelor de 12,2 kbit/s și o valoare maximă a puterii stației de emisie de 2 W pe canal.*

Această definiție, conformă cu standardele 3G, ridică niște probleme practice atunci când este asumată ca descriere a acoperirii. Acestea sunt:

- nivelurile sunt descrise ca probabilități, la marginea zonei de acoperire,
- în licențe s-a cerut asumarea acoperirii unor orașe sau drumuri în limitele administrative ale acestora, fără vreo derogare de margine de zonă de acoperire,
- definiția acoperirii este exprimată pentru un canal de voce, iar unii operatori nu furnizează servicii pe canale de voce – Zapp furniza pe rețeaua 3G doar serviciul de date, având deja serviciu de voce activ pe rețeaua CDMA450.

Autorului i s-a ridicat de către conducerea autorității de spectru¹², problema evaluării acoperirii realizate de către operatori, conform cerințelor din licență. Măsurarea acoperirii din 2008 a fost prima de acest fel efectuată de statul român prin autoritatea de spectru, de la înființarea acesteia. Acest capitol descrie soluția aplicată, descrisă în documentul oficial „Procedură operațională privind evaluarea îndeplinirii obligațiilor din licențele de utilizare a frecvențelor radio pentru furnizarea unor rețele publice de servicii de comunicații mobile de generația a treia, de către operatorii SC Telemobil SA și SC RCS&RDS SA” Ediția 1 revizia 0 [P3G] întocmită în 2008. Procedura a suferit o revizie minoră și s-a generalizat la toate rețelele mobile de generația a 3-a, fiind folosită și astăzi de autoritatea de spectru.

12 În 2008, autoritatea de spectru se numea „Agenția Națională pentru Reglementări în Comunicații și Tehnologia Informației” (ANRCTI). La data prezentei (2012), această agenție a statului român este ANCOM. La data acordării licențelor 3G celor doi operatori, autoritatea de spectru se numea „Inspectoratul General pentru Comunicații și Tehnologia Informației” (IGCTI).

4.2 Modelarea propagării

Chiar dacă pentru cazuri particulare există modele mai bune, în cazul unei licitații când se cere determinarea unei acoperiri la nivel național, simularea se face cu un model standardizat ITU. Cel mai general, este cel din recomandarea ITU-R P.1546 ([1546], titlu în română: *Metodă pentru predicția punct la arie, pentru serviciile terestre în domeniul de frecvențe de la 30MHz la 3000MHz*). Acest model a fost prezentat pe scurt în capitolul 1, la secțiunea 1.9.3. Modelul este gândit pentru folosirea pe căile de propagare troposferice, pe trasee terestre și marine sau mixte, pe distanțe între 1 și 1000 km și înălțimi efective ale antenei de emisie mai mici de 3000m și se bazează pe interpolarea/extrapolarea din curbe empirice de nivel de câmp ca funcție de distanță, înălțimea antenei, frecvență și procent de timp. Procedura de calcul include corecții rezultate din aceste interpolări/ extrapolări pentru a include degajarea terenului și obstrucțiile la capătul traseului de propagare.

Alegerea acestui model este consistentă pentru cerința de echivalare a acoperirii *outdoor*, modelarea *indoor* fiind foarte dificilă și dependentă de o hartă digitală de calitate.

Chiar dacă pare un model prea general, parametrizat corect, dă rezultate similare cu modelul Okumura-Hata (distanțe până la 10 km, înălțimile antenelor 1,5 m). Recomandarea ITU-R P.1546 dispune și de o formulă de aproximare pentru propagarea pe distanțe mai mici de 1 km, folosibilă în absența unui model mai performant sau atunci când este nevoie doar de o estimare globală a acoperirii. Pentru acoperiri de mărimea teritoriului unei țări, folosirea acesteia este absolut acceptabilă. Un detaliu interesant al acestei recomandări este faptul că modelul de propagare descris nu este simetric, respectiv calculul căii inverse (*uplink*) este eronat (nu respectă principiul reciprocității). Se stipulează acest lucru și direct (ca atare) și indirect, pentru că simularea nu dă rezultate cu unghiuri de degajare negative (emițător obturat), lucru specificat ca și limitare de calcul - acesta este exact cazul transmisiei de la terminalul mobil la stația de bază.

Ideea de bază a acestui model este determinarea nivelului de propagare pe o rază în jurul antenei de emisie, în condiția ca 50% din locații în $x\%$ din timp (procentul de timp este variabil, poate să ia valori între 1 și 99%) vor satisface condiția ca nivelul să fie de minim cel din grafice (atenuarea de propagare este dată în grafice, dar există și transpuneri ale acestora în formule de calcul).

În fig. 1.20 a fost prezentat graficul de curbe de propagare pentru frecvența de 2000 MHz, cale de propagare terestră, pentru 50% din timp și 50% din locații. Pentru o antenă cu înălțimea de 20 m, 1 kW putere izotropă efectiv radiată, se observă un câmp la recepție de cca. 95 dB μ V/m la 1 km distanță, respectiv cca. 55dB μ V/m la 10 km, scăderea fiind aproximativ liniară între aceste limite (cu cca. 4 dB/km). Deși pare că asigură premisele unei acoperiri de calitate, în cazurile reale nu este atât de simplu. Nivelul de 1kW EIRP este puterea tipică pentru celulele urbane, care se obține din antene cu câștig. Nivelurile obținute sunt deci doar pe distanța de maximă radiație, evident ele vor scădea la o poziționare laterală față de mediana lobului principal. Este vorba aici este cazul cel mai bun, cu propagare degajată. Nici măcar în mediul rural nu se obține acest lucru.

Valoarea medie a câmpului este supusă unor variații. Diversele tipuri de *fading* implicate în propagare vor mări dispersia câmpului, peste 10 dB în unele cazuri. În caracterizarea canalelor mobile, apare o combinație de cinci tipuri de *fading*: multicale (eng. *multipath*), întârziere relativă de cale (eng. *relative multipath delay*), atenuare relativă de propagare (eng. *relative path loss*), deplasare Doppler (eng. *Doppler shift*) și așa numita umbră log-normală (eng. *log-normal shadowing* sau *slow fading*), care prezintă o importanță deosebită pentru delimitarea suprafeței acoperite.

Fading-ul multicale sau Rayleigh apare datorită însumării unui număr mare de reflexii ale semnalului. Fiecare din aceste are o fază și amplitudine aleatoare la receptor din cauza diferențelor de drum optic și atenuare. Se mai numește și *fast fading* datorită fluctuațiilor rapide ale puterii semnalului. *Fading*-ul anvelopei semnalului (sau al puterii instantanee) poate fi descris intuitiv cu exemplul cu 2 căi de propagare. Semnalul din fiecare cale sosește cu amplitudini și faze diferite la receptor. Dacă cele două semnale au aceeași amplitudine și sunt în opoziție de fază, interferența este distructivă și cele două semnale se anulează (*deep fades*). Dacă cele două semnale sunt în fază, interferența este constructivă și anvelopa semnalului rezultat va câștiga 3dB față de cele două semnale individuale. În practică, semnalele se combină rar cu mai mult de 10 dB față de cel mai mare nivel al recepției, în schimb interferența distructivă pornește de la câțiva dB și poate să scadă semnalul recepționat cu mai mult de 50 dB după unii autori. La 2000 MHz, aceste *fading*-uri apar la fiecare câțiva cm (lungimea de undă este de 15cm). Receptorul trebuie construit în așa fel încât să poate prelucra un semnal atât de fluctuant.

Întârzierea relativă de cale de propagare (*relative path delay*) apare când diferențele de drum dintre semnale exced o perioadă și ajung la receptor la momente de timp diferite. Efectul acestuia este împrăștierea semnalului în timp. La transmisiunile digitale, acest lucru cauzează interferență între simboluri. O întârziere de cale de 1 ns corespunde unei diferențe de drum de cca 30 cm, ceea ce înseamnă 2 perioade la 2000MHz. În cazul sistemelor celulare, se întâlnesc întârzieri de până la 50 μ s.

Atenuarea relativă de propagare (*relative path loss*) apare atunci când reflexiile individuale ale semnalului ajunse la receptor sunt la niveluri de putere diferite. Diferența dintre niveluri este cauzată de elemente fizice din calea semnalului. Puterea semnalului variază și cu distanța de propagare.

Deplasarea Doppler (*Doppler shift*) sau deplasarea de frecvență apare când distanța dintre emițător și receptor variază și este tipică pentru recepția/emisia din autoturism. De exemplu, într-un autovehicul care se deplasează cu 100 km/h, o purtătoare de 2000 MHz este recepționată cu o deplasare de cca 185 Hz.

Fading-ul lent (*slow fading* sau *log-normal shadowing*) este variația lentă a puterii nominale a semnalului în timp. Dacă semnalul transmis este atenuat de elementele terenului (obstacole de genul clădiri sau dealuri) apare un *fading* lent, care se traduce într-o dispersie a nivelului mediu recepționat relativ constantă în timp, și care poate fi reflectată de modelul de propagare. Acest tip de *fading* este reprezentat de o distribuție log-normală a puterii medii a semnalului recepționat. Ariile urbane au o asemenea deviație de ordinul 3-10 dB.

Conceptul de variabilitate a locației este definit în ITU-R P.1546 pentru a caracteriza *slow-fading*-ul. Variabilitatea locației exclude *fading*-ul multical și nu depinde de lărgimea de bandă. Există trei definiții uzitate ale acesteia:

- variația în exces a atenuării de propagare pe parcursul ariei de acoperire a unui emițător, incluzând efectele terenului;
- variația atenuării de propagare în toate punctele la o rază dată, în jurul unui emițător;
- variația câmpului pe o suprafață pătrată de dimensiuni mici (uzual cu latura de 500 sau 1000m).

Măsurările statistice arată o distribuție log-normală a acestei variații (de unde și numele). Valoarea deviației standard este dependentă de frecvență și de mediu, iar studiile experimentale au arătat o împrăștiere considerabilă. Pentru o arie de 500x500 m, se poate estima dispersia cu formula

$$\sigma_L = K + 1.3 \cdot \log(f \text{ [MHz]}) \quad (4.1)$$

unde:

- $K =$ **1.2**, pentru receptoare cu antena sub înălțimea de *clutter*¹³ (arii urbane sau suburbane, recepție cu antene omnidirecționale)
1.0, pentru receptoare cu antena pe acoperiș la înălțimea de *clutter*
0.5 pentru recepția în ariile rurale
- $f =$ frecvența de recepție (MHz).

Dacă aria unde se calculează variabilitatea este mai mare de 500x500m, valoarea dispersiei va fi mai mare. Studii empirice au arătat variații suplimentare de 4dB pentru o rază de 2 km și 8 dB pentru o rază de 50 km.

Teoreticianul modelului *lognormal shadowing* este T.S. Rappaport¹⁴, ale cărui lucrări au devenit referințe în studiul propagării mobile. Inițial din măsurători și apoi demonstrat și teoretic, rezultă o dispersie aproape gaussiană a atenuării de propagare exprimate logaritmic, în funcție de distanță (de unde și denumirea de *lognormal*).

Pentru determinarea procentului de suprafață ce urmează a fi acoperită de operatorii de rețele 3G, a fost luat așadar în considerație modelul de propagare *Lognormal shadowing* pentru o probabilitate la marginea ariei de acoperire de 50% (conform licențelor). Acest model calculează puterea medie recepționată la o distanță d în funcție de o atenuare de propagare specifică (reprezentată de exponentul de atenuare de propagare n) și o distribuție gaussiană având media 0 și o deviație standard σ .

Neglijând deviația statistică, pentru atenuarea de propagare la distanța d , cunoscându-se atenuarea la distanța d_0 , se poate estima:

13 *Clutter* (eng), dezordine în română reprezintă un mediu de propagare care are proprietăți diferite de cele ale mediului înconjurător și care nu pot fi definite analitic. Stratul *clutter* se folosește în programele de calcul al propagării pentru localități sau păduri

14 Theodore S. Rappaport, profesor la Universitatea din Austin, Texas, conform statisticilor ISI unul din cei mai citați autori în domeniul propagării mobile

$$L(d) = L(d_0) + 10 \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right)^n = L(d_0) + 10n \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (4.2)$$

unde:

$L(d)$ [dB] – atenuarea de propagare pentru distanța d

$L(d_0)$ [dB] – atenuarea de propagare pentru distanța d_0

n - exponentul atenuării de propagare (*path loss exponent*) parametrizează mediul de propagare.

| Mediu de propagare | Exponentul atenuării de propagare (<i>path loss exponent</i>), n |
|---|--|
| Spațiu liber | 2 |
| Arie urbană, pentru sisteme radio celulare (<i>urban area cellular radio</i>) | 2.7 - 3.5 |
| Arie urbană umbrită, pentru sisteme radio celulare (<i>shadowed urban cellular radio</i>) | 3 - 5 |
| Interior (<i>in buiding</i>), line-of-sight | 1.6 - 1.8 |
| Interior obstrucționat | 4 - 6 |
| Interior de hală | 2 - 3 |

Tabel 4.1: Exponentul atenuării de propagare, n , în funcție de mediul ambiant (cf. ITU-R 1546 [1546] și T.S. Rappaport [RAP])

Atunci când apare și dispersia lognormală, datorită umbririi (*shadowing*), ecuația (3.2) devine:

$$L(d) = \overline{L(d)} + X_\sigma = \overline{L(d_0)} + 10n \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (4.3)$$

unde:

$\overline{L(d)}$ și $\overline{L(d_0)}$ au semnificațiile din (4.2), doar că apar notate ca valori medii

$L(d)$ este atenuarea căii de propagare la distanța d , având inclus factorul aleator

X_σ [dB] este o variabilă aleatoare cu media 0, având distribuție gaussiană, cu dispersia σ .

Evident, ca orice atenuare de propagare, putem scrie puterea recepționată ca fiind:

$$P_r(d) = eirp - L(d) \quad (4.4)$$

Unde $P_{rx}(d)$ este puterea recepționată la distanța d de o antenă fără câștig.

Ca variabilă aleatoare, puterea recepționată poate fi scrisă ca:

$$P_{rx}[P_{rx}(d) > \gamma] = Q\left(\frac{\gamma - \overline{P_r(d)}}{\sigma}\right) \quad (4.5)$$

unde $P_r[P_r(d) > \gamma]$ este probabilitatea ca nivelul recepționat să fie mai mare decât nivelul de prag, γ – exprimat în dBm, iar funcția de probabilitate are forma generală:

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{z}{\sqrt{2}} \right) \right] \quad (4.6)$$

Se demonstrează în literatură [RAP] că procentajul de arie circulară sau procentajul de acoperire $U(\gamma)$ care depășește un anumit nivel de prag γ se poate scrie ca:

$$U(\gamma) = \frac{1}{2} \left[\left(1 + e^{\frac{1}{b^2}} \right) \left(1 - \operatorname{erf} \left(\frac{1}{b} \right) \right) \right] \quad (4.7)$$

unde s-a operat substituția:

$$b = \frac{10n \cdot \log e}{\sigma \sqrt{2}} \quad (4.8)$$

Ecuția (4.7) se poate evalua pentru diverse valori ale lui σ și n . De exemplu, pentru $n=4$ și $\sigma=8$ dB, o acoperire la marginea celulei de 75% furnizează o acoperire de 91% în suprafață. Pentru $n=3$ și $\sigma=9$ dB, un semnal oarecare cu probabilitate de 50% la marginea zonei de acoperire furnizează o acoperire de 71%.

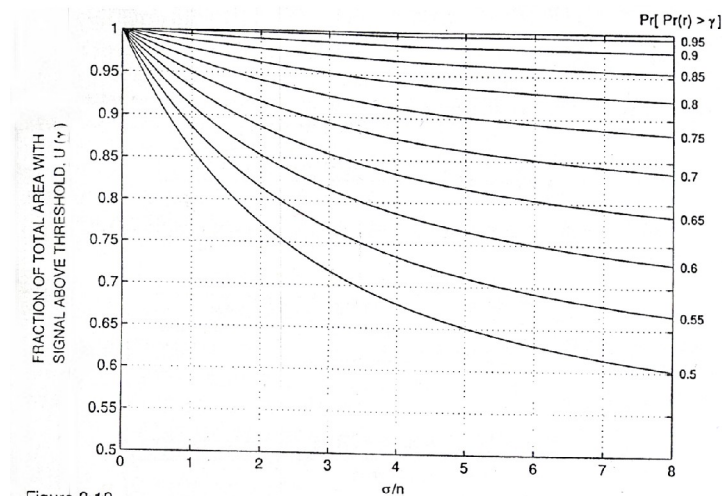


Figure 3.18
Family of curves relating fraction of total area with signal above threshold, $U(\gamma)$ as a function of probability of signal above threshold on the cell boundary.

Fig. 4.1: Familia de curbe de arie cu semnal peste un prag dat, ca funcție de probabilitate (cf. T.S. Rappaport)

În figura (4.1) este ilustrată dependența dintre acoperirea suprafeței și semnalul la marginea zonei de acoperire, respectiv curbele care rezultă din relația (3.7) pentru diverse valori ale lui n și σ . Deviația standard σ are valori cuprinse între 4 dB și 12 dB. În conformitate cu recomandarea ITU-R 1546(3), Anexa 5, s-a ales valoarea $\sigma = 5.5$ dB pentru frecvența de 2000 MHz.

1. Pentru medii urbane

Pentru $n=4.5$ și $\sigma = 5.5$ dB, $n/\sigma = 1.22$ și în conformitate cu familia curbelor referitoare la procentul din aria acoperită pentru care puterea recepționată este mai mare decât o valoare, curba referitoare la probabilitatea de 50% la marginea ariei de acoperire, rezultă o suprafață acoperită de 85%.

2. Pentru drumuri (s-au luat în considerare: vegetația de pe marginea drumului, vegetația dintre site și drumuri, păduri, localități rurale) se consideră $n=2.7$ și $\sigma=5.5$ dB, $n/\sigma = 2.04$ și în conformitate cu familia curbelor referitoare la procentul din arie acoperită pentru care puterea recepționată este mai mare decât o valoare, curba referitoare la probabilitatea de 50% la marginea ariei de acoperire, acoperirea suprafeței este de 80%.

După studiul pe baza modelelor de propagare, s-au concretizat următoarele concluzii:

O localitate este acoperită, conform prevederilor licenței, dacă 85% din valorile măsurate ale câmpului sunt peste limita de câmp impusă în licență, între frontierele administrative ale acesteia.

Un drum este acoperit, conform prevederilor licenței, dacă 80% din valorile măsurate ale câmpului sunt peste limita de câmp impusă în licență, între km 0 și ultimul kilometru.

4.3 Măsurările de acoperire

4.3.1 Generalități

Având definită determinarea acoperirii prin măsurări, trebuia definită o procedură pentru a putea evalua efectiv acoperirea. S-au ridicat probleme complexe și tehnice și organizatorice pentru această măsurare.

Problemele tehnice au fost:

- lipsa unui sistem GIS (*Geographical Informational System*) capabil să facă evaluarea măsurărilor pe caroiaj pătrat;
- erori de măsurare la măsurarea în paralel a două rețele: la experimentele preliminare s-a descoperit că programul de achiziție de date al mașinii, atunci când recepționa două stații de bază mai puternice de la prima rețea decât semnalele de la cea de-a doua rețea, atribuia unul din cele două nivele de la prima rețea celei de-a doua;
- definiția acoperirii e dată pentru un canal echivalent de voce, în timp ce unul din operatori avea exclusiv canale de date;
- în definiția acoperirii nu apare nici un parametru de interferență.

Problemele organizatorice au fost:

- timpul limitat alocat acestei verificări;

- stabilirea unui traseu optim al celor 5 autospeciale de măsurare, în așa fel încât să se verifice ambele rețele pe un traseu comun, cu devieri minime.

La licitația pentru atribuirea licențelor UMTS, s-au stabilit niște obligații minime, care trebuiau însușite de către câștigătorul licitației. Obligațiile erau asumate pe faze de dezvoltare, fiecare fază fiind de 18 luni și succesiunea fazelor decurgând de la acordarea licenței.

Astfel, pentru faza I, operatorul Digimobil (S.C. RCS-RDS S.A.) și-a asumat un număr de 176 localități, cu o populație totală de 10.698.335 locuitori, conform datelor INS și 2471 km de drumuri, iar operatorul Zapp (S.C. Telemobil S.A.) 19 localități, cu un total de 5.891.447 locuitori și 1973 km de drumuri, într-o selecție foarte fragmentată a acestora (între 1 și 10 km de drum, la capetele acestora, rezultată din acoperirea marginală a localităților). Conform licențelor, termenul de îndeplinire a obligațiilor aferente fazei I expira la 30 iunie 2008.

Dacă pentru drumuri, problema măsurării e relativ simplă, parcurgerea drumului într-un sens de la un capăt la celălalt rezolvând problema, la localități devine mai complicată. Din măsurări experimentale și cercetări pe hartă a rezultat că lungimea drumurilor unei localități este de 0,5-2 km la 1000 de locuitori. **S-a generalizat această concluzie, asumând un traseu de 1 km la fiecare 3500 de locuitori, cu excepția municipiului București unde s-a considerat 1 km la 4000 de locuitori, rezultând un traseu de 550 km.** Pentru o localitate oarecare distanța minimă parcursă este deci:

$$d_{min}[km] = \frac{Nr_{locuitori}}{3500} \quad (4.9)$$

4.3.2 Echivalarea nivelelor de recepție

Una din dintre problemele tehnice a fost echivalarea câmpului recepționat cu un nivel de recepție, întrucât aparatura disponibilă nu făcea conversia automat în mărimi de câmp, pe modul de achiziție date. Această problemă a avut 2 componente:

- desemnarea nivelului de semnal interferat maxim acceptabil, pentru care este posibilă măcar sincronizarea terminalului în rețea;
- echivalarea nivelului pentru un canal de voce, respectiv canal de date, ținând seama ca unul din dintre operatori (Telemobil) furniza toate serviciile doar pe canale de date.

În scrierea procedurii s-au folosit principiile din Raportul 103 al Comitetului pentru Comunicații Electronice din cadrul Conferinței Europene a Administrațiilor Poștei și Telecomunicațiilor „UMTS coverage measurements” Nisa, Mai 2007 [E103], care descrie metoda de măsurare aplicată de administrația germană .

Un aspect critic al furnizării serviciului este abilitatea terminalului de a se înregistra în rețea. Aceasta este o cerință absolută, întrucât nu se poate accesa nici un serviciu UMTS până nu s-a îndeplinit acest pas. Odată terminalul înregistrat în rețea apelurile pot fi generate și menținute, chiar dacă temporar calitatea recepției poate scădea. Există trei parametri care descriu semnalul recepționat, parametrii

fiind corelați între ei (modificarea unuia duce la modificarea celorlalți doi). Aceștia sunt:

RSCP (Received Signal Code Power) – puterea pe cod a semnalului recepționat este energia de RF detectată după procesul de corelare/descramblare, de regulă măsurată în dBm. Deoarece acest proces extrage deja semnalul cu codul corect, RSCP nu poate fi determinat cu un analizor de spectru obișnuit sau un alt aparat de măsurare a câmpului. Este necesară folosirea unui receptor cu corelație iar RSCP trebuie să fie măsurat doar pentru un cod specific. Doar această energie prezintă interes pentru etajele de prelucrare a semnalului care urmează într-un receptor UMTS. Un terminal UMTS trebuie să cunoască codul care este transmis pentru acel terminal pentru a putea face procesul de corelație. Echipamentul de monitorizare trebuie să poată măsura orice cod. Receptoarele de monitorizare corelează semnalul recepționat cu toate codurile posibile, proces denumit *PN scanning*. Doar după ce receptorul a găsit o potrivire, demodularea poate avea loc, urmată de măsurarea RSCP în domeniul cod.

E_c/I_0 adică raportul dintre energia per chip¹⁵ și nivelul de interferență, de regulă exprimat în dB. În cazul în care nu există un semnal perturbator, nivelul de interferență este egal cu nivelul de zgomot. Acesta este un caz pur teoretic, pentru că în mod normal, într-o rețea UMTS terminalul recepționează semnale de la mai multe stații de bază, toate pe aceeași frecvență. De aceea, se poate întâmpla chiar și în apropierea unei stații de bază, având o valoare RSCP ridicată, ca înregistrarea terminalului în rețea să nu fie posibilă, datorită interferențelor mari de la o altă stație apropiată. Acest fenomen se numește "poluarea pilotului" (*pilot pollution*) și planificatorii de rețele încearcă minimizarea acestuia la plasarea stațiilor de bază.

Deoarece energia per chip poate fi măsurată doar după demodularea în domeniul cod, este necesar un echipament special de măsurare. Din cauza câștigului de procesare¹⁶ al sistemului, nivelul de interferență poate fi mai mare decât nivelul semnalului util. De aceea, la marginea zonei de acoperire, E_c/I_0 este de regulă negativ.

RSSI (Received Signal Strength Indicator), indice de putere al semnalului recepționat, este o valoare care ia în calcul ambii parametri enumerați mai sus. Este dat în dBm, și se determină cu formula:

$$RSSI[dBm]=RSCP[dBm]-E_c/I_0[dB] \quad (4.10)$$

La fel ca și ceilalți parametri, poate fi măsurat doar în domeniul cod și necesită receptoare speciale. În mod normal, cel mai bun parametru pentru caracterizarea acoperirii pare să fie RSSI.

15 În sistemul UMTS, termenul de „chip” se referă la un bit al semnalului codat cu codul de împrăștiere, față de „bit” care se referă la un bit al informației transmise. În UMTS se emit 3.84 Mchips/sec, iar factorul de împrăștiere (raportul dintre rata simbolurilor și rata informației primare) poate varia între 4 și 512. Pentru un canal de voce de 12.2 kbps, factorul de împrăștiere este 256.

16 În sistemele CDMA, câștigul de procesare se referă la amplificarea nivelului semnalului util fără amplificarea zgomotului, câștig care se obține din cauza împrăștierii spectrale și demodulării sincrone. Datorită acestei metode, este posibilă recepția în bune condiții a unui semnal care nu se ridică peste nivelul de zgomot. Câștigul de procesare este în principiu egal cu factorul de împrăștiere, adică raportul dintre *chiprate* și *bitrate*.

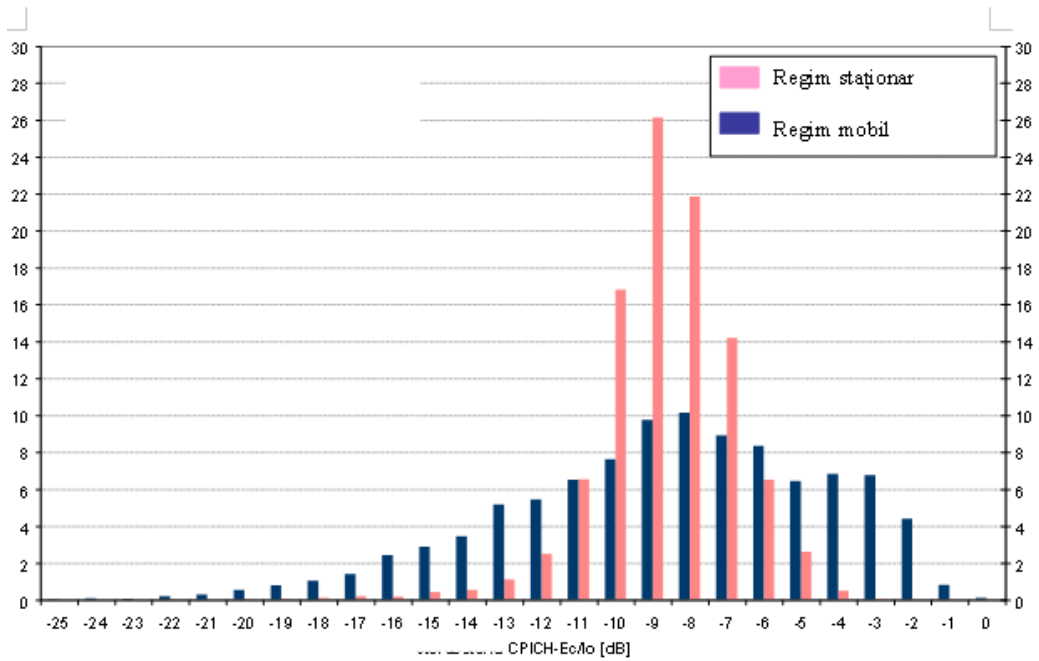


Fig. 4.2: Distribuția relativă E_c/I_o la autentificarea în rețea, cf. raportului ECC 103 [E103]

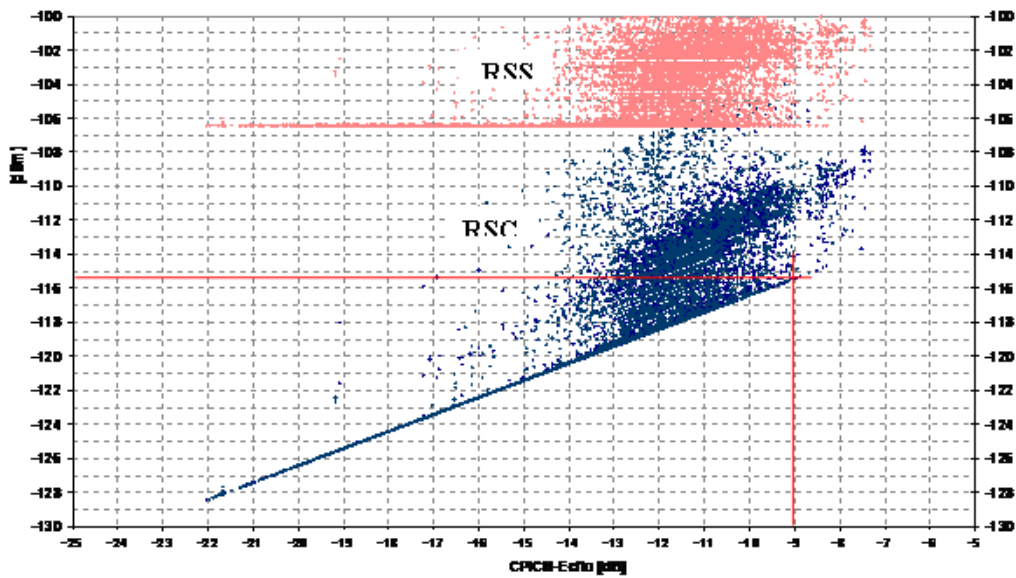


Fig. 4.3: $RSSI$ și $RSCP$ versus E_c/I_o la autentificarea în rețea, cf. raportului ECC 103 [E103]

Totuși, întrucât licențele nu îl impun explicit, conform interpretării acestora, cel mai apropiat de descrierea legislativă este *RSCP*. Majoritatea proiectanților de rețele folosesc ca date de proiectare *RSCP* și E_c/I_0 . Ca documentare s-a dispus de raportul ECC 103 [E103], cu măsurările efectuate de administrația germană. *RSSI* este un indicator global, al celui pe când *RSCP* izolează un canal dedicat din aceasta. O recepție cu același *RSSI* poate duce la *RSCP* diferite, în funcție de debitul de date al canalului demodulat. Licența prevede condiție de nivel de recepție pe canal dedicat.

În fig. (4.2) și (4.3), preluate din raportul ECC103 sunt redate statistic măsurările făcute de administrația germană de spectru în vederea pregătirii determinării acoperirii. Astfel, în 3.3 se vede o statistică a condiției E_c/I_0 de acces în rețea iar în 3.4 graficul E_c/I_0 este corelat cu parametrii *RSCP* și *RSSI*. Din măsurările administrației germane de spectru, se vede că majoritatea acceselor terminalelor de măsurare în rețea au loc de la o valoare a raportului semnal interferență (E_c/I_0) de -9 dB, deși aceasta este posibilă la valori mult mai mici. Administrația germană a identificat următoarele valori relevante pentru acoperire:

- $E_c/I_0 > -9$
- $RSCP > -114$ dBm (cu condiția ca $E_c/I_0 > -9$ dB)
- $RSSI > -106$ dBm (cu condiția ca $E_c/I_0 > -9$ dB)

De asemenea, se vede că limitele sunt tot la intrarea receptorului și nu de nivel de câmp. Administrația germană folosește aceeași aparatură ca și administrația română de spectru, respectiv sistemul de măsură Rohde&Schwartz ROGER. De remarcat că la nivelurile mai mari de recepție, valoarea E_c/I_0 poate fi mai mică. Întrucât măsurarea s-a făcut în cazul României la nivelurile de câmp mai mari, așa cum va reieși din calcule, și s-au verificat experimental accesări reușite de rețea și la valori E_c/I_0 de -18 dB, și pentru că licența nu impunea un asemenea prag explicit, s-a ales de comun acord cu toți operatorii implicați un prag $E_c/I_0 = -14$ dB.

Pentru determinarea nivelului de prag, s-a considerat în primul rând cazul stipulat în licență, canal de voce (38 dBμV/m pentru 12,2 kbit/s la marginea ariei de acoperire, la o înălțime de 1,5 m deasupra solului și cu o probabilitate de 50%). Caracteristicile ansamblului antenă – cablu de la intrarea în receptorul de măsurare care au fost luate în considerare sunt:

- model antenă: K 70 55 64;
- producător: Kathrein;
- directivitate: omnidirecțională;
- câștig antenă: 0 dB (ref. dipol $\lambda/4$);
- banda de frecvențe: 1950 – 2170 MHz;
- atenuare totală pe conectori, cabluri, etc.: 3 dB.

Prin transformarea acestui câmp în valori de putere, rezultă o putere la borna antenei de aproximativ -105 dBm (la frecvența de 1950 MHz rezultatul este exact, la 2150 MHz câmpul este de 39 dBμV/m pentru aceeași putere recepționată).

Evaluarea acoperirii s-a făcut și în sens invers pentru calea de transmisie cea mai restrictivă. Pentru sisteme CDMA, această cale este calea de la terminalul mobil la stația de bază. Pentru stabilirea nivelului pentru care o suprafață se va considera acoperită se va utiliza modelul de balanță de puteri ITU-R M1225, precum

și standardele care specifică cerințele minimale pentru transmisie și recepție la stația de bază și la terminalul mobil (3GPP TS 25.101 V5.20.0 respectiv 3GPP TS 25.104 V5.13.0). Cu acești parametri s-a determinat așa numita MAPL (Maximum Acceptable Path Loss), atenuarea maximă a căii de propagare pentru a se analiza scenariul de acoperire dat. Un exemplu de calcul MAPL invers este dat în tabelul 3.2.

| Emițător (terminalul mobil) | voce | date |
|--|--------|--------|
| Rata de transmisie [kbps] | 12.2 | 64 |
| Puterea maximă pe canal de trafic [W] pentru terminal din clasa de putere 4 | 0.125 | 0.125 |
| Puterea maximă pe canal de trafic [dBm] | 21 | 21 |
| Cîștigul antenei terminalului mobil [dBi] | 0 | 0 |
| Body Loss [dB] | | |
| EIRP [dBm] | | |
| Receptor (stația de bază) | | |
| Densitatea spectrală de putere a zgomotului termic [dBm/Hz] | -174 | -174 |
| Factorul de zgomot [dB] | 4.5 | 4.5 |
| Densitatea spectrală de putere [dBm/Hz] | -169.5 | -169.5 |
| Puterea zgomotului în banda de 3,84MHz [dBm] | -103.7 | -103.7 |
| Margine de interferență [dB] | 3 | 3 |
| Puterea totală în banda de 3.84MHz [dBm] | -102.2 | -102.2 |
| Cîștig de procesare [dB] | 25 | 17.8 |
| Energia de bit necesară pentru demodulare E_b/N_0 - pentru rata de eroare de 10^{-2} [dB]* | 5.1 | 1.7 |
| Sensibilitatea receptorului pentru rata specificată [dBm] | -122 | -118.2 |
| Cîștigul antenei stației de bază [dBi] | 18 | 18 |
| Atenuare pe cablu [dB] | 0.5 | 0.5 |
| Atenuarea maxima suportata [dB] | 160.5 | 156.7 |
| Atenuare de corp [dB] | 3 | 0 |
| Cîștig dat de diversitatea de recepție (handover) [dB] | 2 | 2 |
| Margine de Fading Log-normal [dB] | 4 | 4 |
| Atenuarea maximă la marginea celulei [dB] | 155.5 | 154.7 |

Tabel 4.2: Estimare de buget downlink pentru canal de voce (12.2 kbps) și de date (64.4 kbps) UMTS conform ITU-R M1225

Energia necesară per bit a fost dedusă din standardele 3GPP. S-au luat în considerare cerințe de rată de erori a simbolurilor de 10^{-2} în ambele cazuri. Tabelul semnificativ pentru aceste valori este 3.3

| Performance requirements in AWGN channel | | |
|--|----------------|---------------|
| Measurement channel [kbps] | Received Eb/N0 | Required BLER |
| 12.2 | N/A | 10^{-1} |
| 12.2 | 5.1 | 10^{-2} |
| 64 | 1.5 | 10^{-1} |
| 64 | 1.7 | 10^{-2} |
| 144 | 0.8 | 10^{-1} |
| 144 | 0.9 | 10^{-2} |
| 384 | 0.9 | 10^{-1} |
| 384 | 1 | 10^{-2} |

Tabel 4.3: Energia necesară per bit, cf. 3GPP TS 25.104 V5.13.0 (2007-03) în funcție de debitul binar din canal și de rata de erori a simbolurilor

Estimatorul gradului de acoperire este *RSCP* (*Received Signal Code Power*). Acesta este nivelul recepționat pe canalul primar de pilot (semnal emis de stația de bază la nivel constant, uzual 2W, care conține informația de cod) și poate fi folosit pentru a se estima atenuarea de la stația de bază la terminalul mobil. Prin echivalarea atenuării maxime suportate pentru o rată specifică s-a calculat o valoare a *RSCP* care va corespunde acestui nivel de serviciu. În tabelul 3.4 se prezintă bugetele până la marginea celulei cu parametrul MAPL conform tabelului 3.2.

| | | |
|---|---------------|---------------|
| Rata de transmisie | 12.2 | 64 |
| Puterea pe canalul de pilot (CPICH) [dBm] | 33 | 33 |
| Ciștigul antenei stației de bază [dB] | 18 | 18 |
| Atenuări pe conectori | 0.5 | 0.5 |
| Puterea aparent radiată pe canalul de pilot [dBm] | 50 | 50 |
| MAPL-din bugetul invers [dB] | 155.5 | 154.7 |
| RSCP la mufa de antenă [dBm] | -105.5 | -104.7 |
| Puterea câmpului electric [dBuV/m] | 38.1 | 38.9 |
| Factor de antenă la 2100MHz | 36.6 | 36.6 |
| Ciștigul antenei | 0 | 0 |

Tabel 4.4: Nivelele RSCP în cele două cazuri (canal de voce respectiv de date), echivalate conform cerinței din licență

Întrucât cele două valori erau apropiate, s-a convenit un prag RSCP = -105 dBm, în condițiile unui $E_c/I_0 \geq -14$ dB pentru ambele rețele.

4.3.3 Rezultate experimentale

Pentru verificarea respectării condițiilor din licența 3G acordată societății S.C. RCS & RDS S.A. au fost verificate 35 de localități (Adjud, Aiud, Bacău, Baia

Mare, Basarabi, Braşov, Bucureşti, Buzău, Caransebeş, Cluj Napoca, Constanţa, Craiova, Drobeta Turnu Severin, Eforie, Focşani, Galaţi, Găeşti, Haţeg, Iaşi, Lugoj, Mangalia, Medgidia, Oradea, Piteşti, Ploieşti, Râmnicu Vâlcea, Roman, Sebeş, Sibiu, Simeria, Slobozia, Tg. Mureş, Timişoara, Tg. Frumos şi Turda) şi 11 drumuri însumând 1.757,8 km, după cum urmează:

- Buzău – Bacău (DN2) 178 km,
- Bucureşti – Buzău 109.8 km
- Bacău – Iaşi (DN28) 125 km,
- Bucureşti – Constanţa (A2 + DN 22C) 223 km,
- Bucureşti – Braşov (DN1) 160 km,
- Sibiu – Sebeş (DN1) 54 km,
- Sebeş – Cluj-Napoca (DN1) 111 km,
- Cluj-Napoca – Oradea (DN1) 151 km,
- Bucureşti – Piteşti- Sibiu (A1 + DN7) 272 km,
- Craiova – Timişoara (DN6) 327 km,
- Simeria – Haţeg (DN 66) 47 km.

Pentru verificarea respectării condițiilor din licența 3G acordată societății S.C. TELEMobil S.A. au fost verificate 16 localități (Bacău, Baia Mare, Braşov, Bucureşti, Buzău, Cluj Napoca, Constanţa, Craiova, Galaţi, Iaşi, Oradea, Piteşti, Ploieşti, Sibiu, Tg. Mureş şi Timişoara) şi 20 drumuri pe care Telemobil trebuia să aibă o acoperire însumată de 552,8 km după cum urmează:

- Buzău – Focşani (DN2) – acoperire asumată 13.8 Km;
- Focşani – Bacău (DN2) – acoperire asumată 18.9 Km;
- Tg. Frumos – Iaşi (DN 28) - acoperire asumată 40.6 Km;
- Bucureşti – Lehliu Gară (A2) - acoperire asumată 19.2 Km;
- Basarabi – Constanţa (DN 22C) - acoperire asumată 13.5 Km;
- Bucureşti – Ploieşti (DN1) - acoperire asumată 54.4 Km;
- Constanţa – Tulcea (DN22) - acoperire asumată 16.3 Km;
- Constanţa- Vama Veche (DN39) - acoperire asumată 19.7 Km;
- Brăila – Galaţi (DN22B) - acoperire asumată 22 Km;
- Sibiu – Sebeş (DN1) acoperire asumată 31.5 Km;
- Turda – Cluj Napoca (DN1) acoperire asumată 20.5 Km;
- Cluj Napoca – Oradea (DN1) acoperire asumată 49.9 Km;
- Târgu Mureş– Turda (DN15) acoperire asumată 24.8 Km;
- Sebeş – Turda (DN1) acoperire asumată 38.8 km;
- Dej – Baia Mare (DN 1C) acoperire asumată 40.4 Km;
- Bucureşti – Titu – Piteşti (DN7) acoperire asumată 27 Km;
- Bucureşti – Piteşti (A1) acoperire asumată 36.7 Km;
- Piteşti – Sibiu (A1) acoperire asumată 16.6 Km;
- Craiova – Filiaşi (DN6) acoperire asumată 21.7 Km;
- Drobeta Turnu Severin – Timişoara (DN6) acoperire asumată 26.5 Km.

Pentru localități au fost parcurse principalele bulevarde, străzi şi pieţe, precum şi străzi secundare şi periferii, astfel încât localitatea să fie verificată cât mai omogen. S-a urmărit de asemenea verificarea pe cât posibil a întregii zone intravilane. Au fost definite zone (*cluster*) de 2.5 secunde latitudine X 2.5 secunde longitudine (rezultă pătrate cu latura de circa 50 de metri, în cazul coordonatelor geografice ale României). Pentru fiecare astfel de *cluster* au fost mediate valorile obținute pentru cei doi parametrii (*RSCP* şi *Ec/Io*). Un *cluster* a fost considerat

“acoperit” dacă media valorilor ambilor parametri a fost mai bună decât valorile considerate minime prin procedură.

Pentru drumuri au fost parcurse drumurile alese spre a fi verificați parametrii *RSCP* și *Ec/Io* cu o viteză maximă de 80 km/h astfel încât pentru fiecare porțiune de 100 metri parcurși scannerul 3G să efectueze măcar 4 achiziții de date. Au fost mediate valorile parametrilor *RSCP* și *Ec/Io* achiziționate pentru fiecare distanță de 100 metri. Rezultatele obținute au fost puse cu programe de prelucrare într-un mod accesibil factorilor de conducere dar și publicului. Pe lângă acoperirea determinată, s-au redat statisticile *RSCP* și *Ec/Io* pentru valorile măsurate. Se vede că în exemplul prezentat în anexe, cazul orașului Timișoara, valorile sunt mult mai bune decât limita pentru ambii operatori.



Fig. 4.4: Autospecială Rohde&Schwarz RADIS din dotarea ANCOM pentru măsurarea acoperirii rețelelor mobile: se observă rack-ul de aparatură și multitudinea de antene de pe capotă. Din arhiva autorului.

În fig. 4.4 se vede o autospecială care a participat efectiv la aceste măsurări, iar în anexele A2 și A3 sunt date ca exemplu filele din raport pentru acoperirile măsurate experimental în municipiul Timișoara, în cazul celor doi operatori. Autorul, alături de președintele ANRCTI de la vremea respectivă a acordat declarații de presă la finalizarea măsurărilor (iunie 2008) pe acest subiect [COM2].



Fig. 4.5: Exemplu de traseu de măsurare acoperire pentru municipiul Arad, campanie de măsurări 2011. [R3G2].

În fig. 4.5 se dă un exemplu de traseu urban pentru măsurarea acoperirii; zonele cu roșu nu îndeplinesc condiția de acoperire. În cazul prezentat, datele sunt [R3G2]:

1. Procent acoperire = 85.721 %
2. Populație = 168052
3. Populație acoperită = 144056
4. Număr clustere măsurate = 2199

5. Număr clustere acoperite cu respectarea condițiilor de acoperire = 1885

Raportul este mai recent (măsurări decembrie 2011- ianuarie 2012), întrucât la data primelor măsurări nu se dispunea de mijloace de întocmire avansate a rapoartelor. Se observă parcurgerea unui număr limitat de străzi (cca 48km, conform formulei (4.9). Conform site-ului primăriei Arad [PAR], rețeaua de străzi a municipiului măsoară cca 370km, deci s-a parcurs cca 13% din aceasta în vederea determinării acoperirii. În fapt, traseul parcurs este ceva mai mare, întrucât unele străzi sunt parcurse în ambele sensuri (în special cele de la ieșirea din localitate, unde nu există posibilitatea unui traseu alternativ).

5 Contribuții și perspective

În introducerea tezei, în cap.1, s-a prezentat un un studiu bibliografic de antene și propagare, incluzând aspectele folosite ulterior în teză. O diferență față de alte texte de antene este introducerea și comentarea definițiilor polarizării ale lui Ludwig și poziționarea în definiția 2 pentru considerațiile ulterioare. De asemenea, s-a făcut și o discuție pe marginea diagramei de fază. Studiul bibliografic amintește toți parametrii esențiali ai antenelor și face o introducere în propagarea undelor electromagnetice, descriind două modele esențiale pentru calculul acoperirii în domeniul undelor ultracurte, ambele folosite intensiv pentru modelarea acoperirii rețelelor de telefonie mobilă.

În cap.2 s-a prezentat o metoda completă de aproximare a caracteristicilor de directivitate pentru antenele panou de BTS, pornind de la aproximările clasice cu funcții pencil-beam și dezvoltând ulterior pentru alte funcții clopot. S-a arătat că pot fi folosite și alte funcții clopot, și s-au folosit ca atare funcții Lorentz și funcții gaussiene. Funcția gaussiană ia o formă deosebit de simplă și este cel mai simplu mod de a caracteriza o antenă în mărimi logaritmice:

$$a(\phi)[dB] = -3 \cdot \left(\frac{2(\phi - \phi_0)}{\phi_3} \right)^2 \quad (5.1)$$

Ca urmare, folosind interpolarea simplă, caracteristica unei antene poate fi scrisă direct după consultarea foii de catalog ca fiind:

$$g(\theta, \phi) = g_0 - 12 \cdot \left(\frac{\phi}{\phi_3} \right)^2 - 12 \cdot \left(\frac{\theta - 90^\circ}{\theta_3} \right)^2 \quad (5.2)$$

cu câștigul în dB și unghiurile în grade, pentru direcția de maximă radiație de-a lungul axei Ox.

Pentru formula clasică cu funcții pencil-beam, s-a arătat că o variantă mai simplă pentru calculul exponentului:

$$p \approx \frac{9000}{\theta_3^2} \quad (5.3)$$

respectiv pentru aproximarea cu funcții pencil-beam ale jumătății de unghi,

$$q = 4 \cdot \frac{9000}{\phi_3^2} \quad (5.4)$$

Folosind datele mai multor antene de stații de bază, s-a validat una din variantele care circulă în literatură ca fiind optimă pentru aproximarea câștigului unei antene în funcție de unghiurile la jumătate de putere. În versiunea logaritmică, relația este:

$$g[dB]=45-\log_{10}(\theta_3[\circ]\cdot\phi_3[\circ]) \quad (5.5)$$

O contribuție personală importantă este paragraful 2.2.4, **Compunerea unghiurilor la jumătate de putere**, care stabilește o relație simplă între unghiurile la jumătate de putere ale antenei elementară dintr-un șir, al factorului de șir al șirului respectiv și al șirului de antene:

$$\frac{1}{\theta_3^2} \approx \frac{1}{\theta_{3AF}^2} + \frac{1}{\theta_{31}^2} \quad (5.6)$$

Din aceasta a rezultat și o formulă pentru câștigul unui șir liniar față de antena elementară din care este construit:

$$\frac{G}{G1} = \frac{\theta_{31}}{\theta_3} = \frac{\sqrt{\theta_{3AF}^2 + \theta_{31}^2}}{\theta_{3AF}} \quad (5.7)$$

Tot în acest capitol, o altă contribuție personală este **algoritmul de interpolare al caracteristicii de radiație** tridimensionale a unei antene, pornind de la tăieturile plane, algoritm care a fost comparat cu doi algoritmi clasici din literatură și s-a dovedit superior acestora:

$$C(\theta, \phi) = \left(\frac{H(\phi) \cdot \sin^2 \theta}{VF\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos^2 \frac{\phi}{2} + VR\left(\frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin^2 \frac{\phi}{2}} + \cos^2 \theta \right) \cdot V(\theta, \phi) \quad (5.8)$$

Avantajul acestui algoritm este faptul că nu necesită funcții și calcule auxiliare – se obține direct din secțiunile plane ale diagramelor de radiație și nu necesită detecție de cadran. Algoritmul păstrează caracteristicile excelente ale aproximării lobilor secundari frontali ai compunerii simple a caracteristicilor de radiație, față de ceilalți doi algoritmi care deformează evident acești lobi.

În cap.3 s-a prezentat o **metodă completă de reverse-engineering** pentru a obține caracteristica completă a unei antene BTS, pornind de la patru valori numerice: unghiurile la jumătate de putere în plan orizontal și vertical, lungimea și lățimea panoului metalic din spatele antenei. S-au prezentat toți pașii relevanți ca pornind de la aceste patru valori numerice să se calculeze parametrii unor modele consacrate și să se obțină atât acoperirea în câmp apropiat, cât și cea în câmp depărtat. Formula pentru caracteristica de directivitate în câmp depărtat a modelului propus este:

$$C(\theta, \phi) = \cos^q\left(\frac{\phi}{2}\right) \cdot \sin^p(\theta) \cdot \left| \frac{\sin(\alpha N \pi \cos \theta)}{\alpha N \pi \cos \theta} \right| \quad (5.9)$$

în care parametrii de model p, q, α, N sunt calculați din foaia de catalog a antenei, folosind relațiile dezvoltate în capitolul precedent. În final, s-a făcut o mică discuție despre noxele electromagnetice, unde s-au încadrat în normele de expunere existente rezultatele modelării obținute anterior și s-a indicat o **formulă pentru**

calcularea zonei de excludere (distanței de protecție) din jurul unui pilon de BTS:

$$r [m] = \frac{\sqrt{eirp [W]}}{3} \quad (5.10)$$

Această formulă este acoperitoare pentru toate situațiile de emițătoare de telefonie mobilă și radiodifuziune și televiziune pe unde ultrascurte și delimitează cu marjă suficientă zona de siguranță.

În cap.4 s-au prezentat considerațiile teoretice folosite pentru **prima metodă de măsură a acoperirii cu semnal de telefonie mobilă** a autorității de spectru din România, metodă întocmită de autor și cu care s-a stabilit în 2008 îndeplinirea obligațiilor de licențiere ce reveneau la prima fază de implementare a rețelei 3G pentru operatorii RCS&RDS și Telemobil. Metoda este folosită și astăzi de ANCOM cu modificări minore.

Ca și dezvoltări ulterioare, autorul are în vedere:

- studiul altor modele de interpolare și scrierea ecuațiilor de trecere de la direcția principală de radiație Ox la direcția principală de radiație Oz, păstrându-se caracteristica interpolată
- extinderea modelelor de aproximare prezentate la antenele cross-pol, cu explicitarea componentelor polare
- extinderea modelului de evaluare a expunerii în câmp apropiat pentru a putea evalua analitic expunerea EMF a fațadelor și a apartamentelor din clădirile adiacente celei pe care este instalată stația de bază analizată
- completarea formulei pentru evaluarea zonei de excludere cu cazul mai multor BTS poziționate pe aceeași terasă și formularea unor recomandări de evaluare prin calcul a impactului EMF înainte de amplasarea site-ului
- studii ulterioare ale acoperirii pentru sisteme noi de telecomunicații, care vor apare în România în următorii ani: DVB-T și LTE.

Anexe

A1 – Calculul directivității reprezentate cu funcții pencil-beam

Fie o antenă cu caracteristica de radiație:

$$C(\theta, \phi) = \sin^p(\theta) \cdot \cos^q(\phi/2) \quad (1)$$

Câștigul acesteia se poate determina cu formula (1.62):

$$D_0 = 4\pi \cdot \frac{F(\theta, \phi)_{max}}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi F(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (2)$$

Care în cazul de față devine:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\int_{-\pi}^\pi \int_0^\pi C^2(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi} \quad (3)$$

unde s-au înlocuit limitele de integrare pentru azimut, pentru a avea direcția de maximă radiație la mijlocul intervalului. Înlocuind cu expresia din ecuația (1), avem:

$$D_0 = \frac{4\pi}{\int_{-\pi}^\pi \int_0^\pi \sin^{2p}(\theta) \cdot \cos^{2q}(\phi/2) \cdot \sin\theta d\theta d\phi} = \frac{4\pi}{\int_{-\pi}^\pi \cos^{2q}(\phi/2) d\phi \int_0^\pi \sin^{2p+1}(\theta) d\theta} \quad (4)$$

Făcând substituția $\psi = \phi/2$ avem:

$$D_0 = \frac{2\pi}{\int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos^{2q}(\psi) d\psi \int_0^\pi \sin^{2p+1}(\theta) d\theta} = \frac{2\pi}{\int_0^\pi \sin^{2q}(\psi) d\psi \int_0^\pi \sin^{2p+1}(\theta) d\theta} \quad (5)$$

Se observă că totul se reduce la calculul a două integrale de tipul $\int_0^\pi \sin^v x dx$.

Acest tip de integrală mai este cunoscut în literatură sub numele de integrală Wallis [SEB]. Funcția beta a lui Euler se poate exprima ca [MOC]:

$$B(p, q) = 2 \int_0^{\pi/2} \sin^{2p-1}\theta \cos^{2q-1}\theta d\theta \quad (6)$$

de unde rezultă că:

$$\int_0^\pi \sin^v x dx = B\left(\frac{v+1}{2}, \frac{1}{2}\right) \quad (7)$$

și ulterior, înlocuind în (5), directivitatea este:

$$D_0 = \frac{2\pi}{B(q-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}) \cdot B(p+1, \frac{1}{2})} \quad (8)$$

cu q și p cu aceeași semnificație ca la secțiunea 2.2.1.

Folosind formula de aproximare [JEN]:

$$B(x, \frac{1}{2}) \approx \sqrt{\frac{\pi}{x}} \quad (9)$$

dar și (2.22) pentru relația dintre exponent și unghiul la jumătate de putere, respectiv:

$$p \approx \frac{9000}{\theta_3^2} \quad (10)$$

și

$$q \approx \frac{4 \cdot 9000}{\phi_3^2} \quad (11)$$

cu θ_3 și ϕ_3 în grade. Rezultă că pentru p și q suficient de mari,

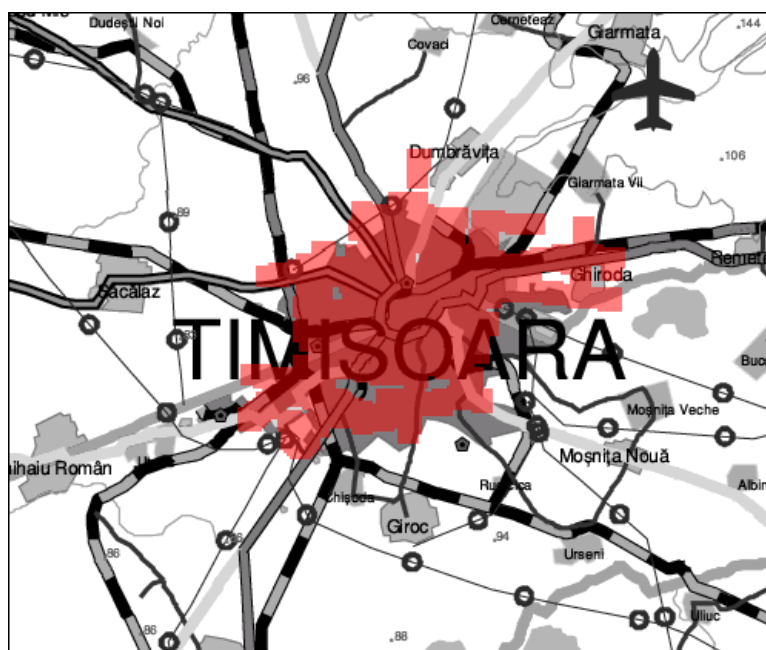
$$D_0 \approx \frac{36000}{\theta_3 \phi_3} \quad (12)$$

Se observă similaritatea cu formula (2.1) recomandată în literatură,

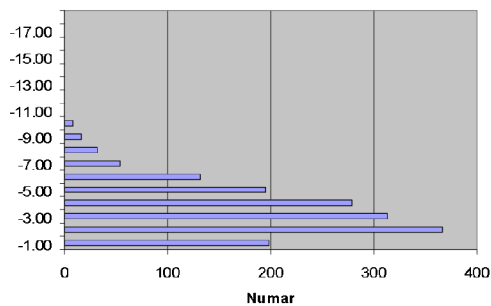
$$G \approx \frac{32383}{\theta_3 \cdot \phi_3} \quad (13)$$

diferența dintre ele fiind de 0.46 dB, ceea ce este remarcabil, ținând seama că s-au făcut trei aproximări pe parcursul deducției.

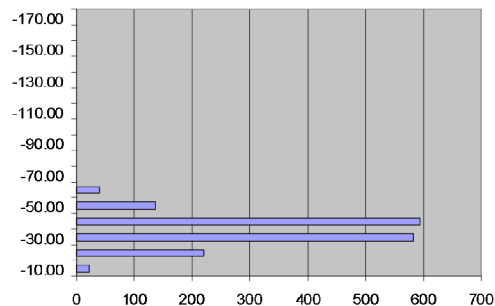
A2 – Filă de raport pentru orașul Timișoara, operatorul RCS-RDS [R3G1]



Ec/10 Timisoara

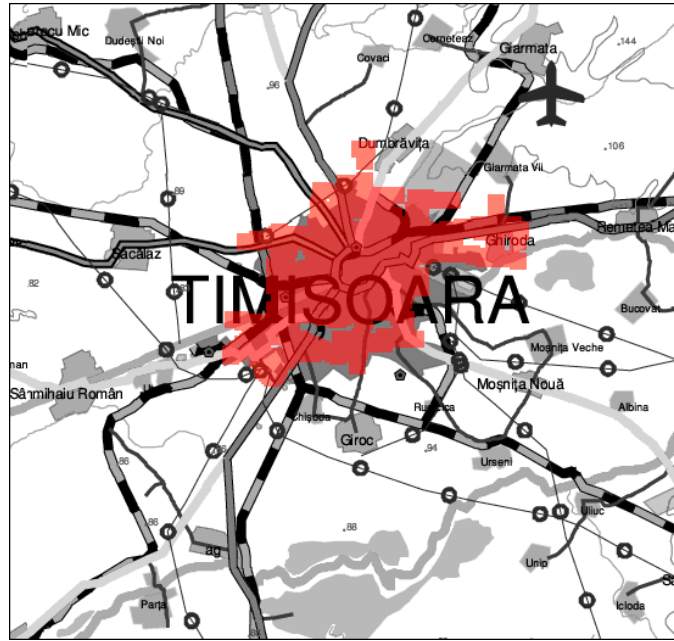


RSCP Timisoara

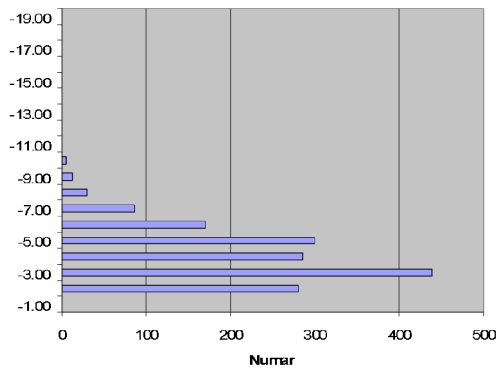


1. **Procent acoperire** - 99.9373%
2. **Populație** - 303224.0000
3. **Populație acoperita** - 303034.0000
4. **Număr cluster măsurate** - 1596.0000
5. **Număr cluster acoperite cu respectarea condițiilor de acoperire** - 1596.0000

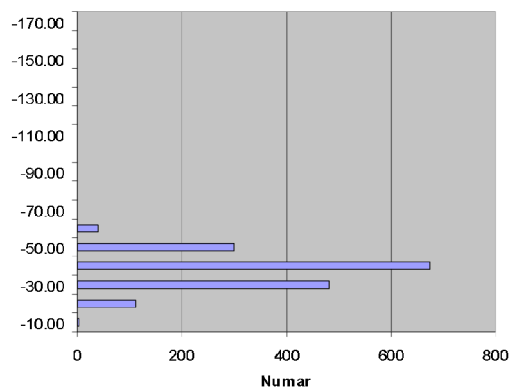
A3 – Filă de raport pentru orașul Timișoara, operatorul Telemobil [R3G1]



Ec/10 Timisoara



RSCP Timisoara

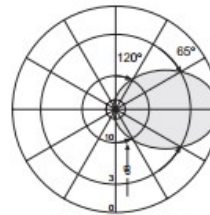


1. **Procent acoperire** – 100%
2. **Populație** – 303224.0000
3. **Populație acoperită** - 303224.0000
4. **Număr cluster măsurate** – 1611.0000
5. **Număr cluster acoperite cu respectarea condițiilor de acoperire** – 1611.0000

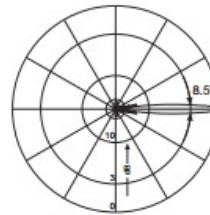
A4 – Extras din foaia de catalog a antenei Kathrein 730691

VPol Panel 800/900 65° 17dBi

| Type No. | 730 691 | 738 407 |
|---|---|---------------|
| Frequency range | 870 – 960 MHz | 824 – 960 MHz |
| Polarization | Vertical | |
| Gain | 17 dBi | |
| Half-power beam width | H-plane: 65° E-plane: 8.5° | |
| Front-to-back ratio | > 25 dB | |
| Impedance | 50 Ω | |
| VSWR | < 1.3 | < 1.5 |
| Intermodulation IM3 (2 x 43 dBm carrier) | < -150 dBc | |
| Max. power | 500 Watt (at 50 °C ambient temperature) | |
| Input | 7-16 female | |
| Connector position | Rearside | |
| Weight | 9 kg | |
| Wind load | Frontal: 340 N (at 150 km/h) | |
| Max. wind velocity | 200 km/h | |
| Height/width/depth | 1934 / 258 / 103 mm | |



Horizontal Pattern



Vertical Pattern



Bibliografie

- 1 IGN: Ignea, A., Mârza, E., de Sabata, A., *Antene și propagare*, Editura de Vest, Timișoara, 2002
- 2 KRA: Kraus, J.D., *Antennas*, 2nd Edition, Tata McGraw Hill, New Delhi, 1998
- 3 BAL: Balanis, C.A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd Edition, 2007
- 4 ITUH: ITU, *Spectrum Monitoring Handbook*, Geneva, 2002
- 5 WIK: ***, *Harald T. Friis*, 2011, http://en.wikipedia.org/wiki/Harald_Friis
- 6 ISO31: ISO, *ISO 31-11:1992 Quantities and units -- Part 11: Mathematical signs and symbols for use in the physical sciences and technology*, 1992
- 7 TEV: Tevian, D., Manogue, C.A., *Conventions for Spherical Coordinates* <http://www.physics.oregonstate.edu/bridge/papers/spherical.pdf>, 2002
- 8 HANS: Hansen, R.C., *Phased Array Antennas*, John Wiley & Sons, 2009
- 9 JOHN: Johnson, Richard C., *Antenna Engineering Handbook*, McGraw Hill, 1984
- 10 ORPH: Orphanidis, S.J., *Electromagnetic Waves and Antennas*, <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>, 2010
- 11 LUDW: Ludwig, A., *The definition of cross polarization*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation (1973), Volume: 21, Issue: 1, Pag: 116-119
- 12 BREED: Breed, Garry, *There's Nothing Magic About 50 Ohms*, High Frequency Electronics, pp. 6-7, Iunie 2007, Summit Technical Media LLC 2007
- 13 JOHN1: Johnson, Howard, *Why 50 Ohms?*, EDN magazine, www.sigcon.com/Pubs/edn/why50.htm, Septembrie, 2000
- 14 RAP: RAPPAPORT, T.S., *Wireless Communications: Principles and Practice* (2nd Edition), Prentice Hall, 2001
- 15 1546: ITU, REC ITU-R P.1546-4 : *Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3 000 MHz*, 2009
- 16 CHEN: Chen, Z.N., Luk, K, *Antennas For Base Stations in Wireless Communications*, McGraw Hill, 2004
- 17 STU: Stutzman, W.L., *Estimating Directivity and Gain of Antennas*, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Volume: 40, Issue: 4, Pag.: 7-11, 1998
- 18 KAT1: , Site Kathrein, 2011-2012, www.kathrein.de
- 19 VAS: Vasiliadis, T., Dimitriou, A., Sergiadis, G., *A novel technique for the approximation of 3-d antenna radiation patterns*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 53, Issue: 7, Pag: 2212-2219, 2005
- 20 BADL: Baldauf, M. A., Herschlein, A., Sorgel, W., Wiesbeck, W., *Safety distances in mobile communications*, Proceedings of 2nd International Workshop on Biological Effects of Electro-magnetic Fields, Rhodes, Greece, pp. 148-156, Oct., 2002
- 21 LOLEE: Lo Y. T.; Lee S. W., *Antenna Handbook: Fundamentals and mathematical techniques*, Chapman & Hall, 1993
- 22 PET2: **Petrita, T.**, *Comparison of two approximation models for near-field of BTS antennas* , 35th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Iunie, 2012
- 23 HAR: Hardwick, K.; Goeckel, D.; Towsley, D.; Leung, K.; Ding, Z., *Antenna Beam Pattern Model for Cooperative Ad-Hoc Networks*, Annual Conference of ITA (ACITA), London, 2008

- 24 KAT2: Tomin, Dan, Diagrama măsurată a antenei Kathrein 730961 , comunicare e-mail, mai 2011
- 25 PET1: **Petrița, T.**, *Approximation of antenna diagram for BTS antennas*, 34th International Conference on Telecommunications and Signal Processing TSP, Budapest, August 2011
- 26 PET3: **Petrița, T.**; Ignea, A., *A new method for interpolation of 3D antenna pattern from 2D plane patterns*, International Symposium on Electronics and Telecommunications, Timisoara, Noiembrie, 2011
- 27 KAT5: ***, *Kathrein 742215 datasheet*, 2011
- 28 KAT6: Tomin, Dan, Kathrein 742215 Diagrama măsurată 3D , comunicare pe e-mail, februarie 2012
- 29 GIL: Gil, F., Claro, A. R., Ferreira, M. J., Pardelinha, C., Correia, M. L., *A 3D Interpolation Method for Base-Station-Antenna Radiation Patterns*, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Volume: 43, Issue: 2, Pag: 132-137, 2001
- 30 SEHR: Sehrir, M., Besnier, P., Drissi, M., *Antenna Modeling based on Multiple Spherical Wave Expansion: Application to an Antenna Array*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 58, Issue: 1, 2010
- 31 BLA: Blanch, S.; Romeu, J. ; Cardama, A. , *Near field in the vicinity of wireless base-station antennas: an exposure compliance approach*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume: 50, Issue: 5, 2002
- 32 THI: Thiele, L. et al, *Modeling of 3D Field Patterns of Downtilted Antennas and Their Impact on Cellular Systems*, International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA 2009), Berlin, Feb. 2009.
- 33 1195: ITU, Rec. ITU-R BS.1195 *Transmitting Antenna Characteristics at VHF and UHF*, 1995
- 34 4GAM: www.4gamericas.com, *MIMO and Smart Antennas for 3G and 4G Wireless Systems: Practical Aspects and Deployment Considerations*, http://www.4gamericas.org/documents/mimo_and_smart_antennas_for_3g_and_4g_wireless_systems_May%202010%20Finalx.pdf, 2012
- 35 KAT3: Kathrein, *Null-fill Requirement on Base Station Antennas for Mobile Communications*, http://www.kathrein.de/de/mcs/faq/Null_Fill_statement_a.pdf, 2012
- 36 WOJ1: Wojcik, D., *Evaluation of near field of the GSM base stations antenna in urban enviroment*, 14th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON-2002
- 37 K91: ITU, Recommendation ITU-T K91 *Guidance for assessment, evaluation and monitoring of human exposure to radio frequency electromagnetic fields*, 2012
- 38 KAT4: Kathrein, Kathrein 730691 datasheet, 2011
- 39 ANC: ANCOM, *Servicii de telefonie furnizate prin intermediul unor rețele publice mobile - raport date statistice*, 2011 sem.2, www.ancom.org.ro
- 40 DAV: *Ecran antiradiatie pentru telefonul mobil*, <http://www.davidoni.ro/ecran-antiradiatie-pentru-telefonul-mobil.html>, 2012
- 41 EC519: (1999/519/EC), *COUNCIL RECOMMENDATION of 12 July 1999 on the limitation of exposure of the general public to electromagnetic fields (0 Hz to 300 GHz)*, 1999
- 42 OMS: ***, *Ordinul ministrului sănătății publice nr. 1193/2006 pentru aprobarea Normelor privind limitarea expunerii populației generale la câmpuri electromagnetice de la 0 Hz la 300 GHz*, Monitorul Oficial al României, nr. 895 din 3 noiembrie 2006
- 43 ICNIRP: ***, *Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields (up to 300Ghz)*, Aprilie 1998

- 44 STEW: Independent Expert Group on Mobile Phones, chairman Sir. William Stewart, *Mobile phones and Health*, 2000
- 45 WOJ2: Wojcik, D., Topa, T., Szczepanski, K., *Absorption of EM energy by human body in the vicinity of GSM base station antenna*, 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON-2004
- 46 VHP: , *The Visible Human Project*, 2012, <http://www.nlm.nih.gov/research/visible/>
- 47 ROJE: Roje, V., *Wire Antenna Theory Applied to the Assessment of the Radiation Hazard in the Vicinity of GSM Base Stations*, Serbian Journal of Electrical Engineering, Vol. 1, No. 1, Nov., 2003
- 48 COM1: Comunicații mobile/Petrița T., *Prejudecățile locatarilor produc durerile de cap, nu antenele GSM de pe bloc*, <http://www.comunic.ro/article.php/Prejudec%C4%83%C5%A3ile-locatarilor-produc-durerile-de-cap-nu-antenele-GSM-de-pe-bloc/2060/>, Aprilie 2006
- 49 E0204: ECC, *ECC Recommendation (02)04 (revised Bratislava 2003, Helsinki 2007) Measuring Non-Ionising Electromagnetic Radiation (9 kHz – 300 GHz)*, www.erodocdb.dk/docs/doc98/official/pdf/Rec0204.pdf, 2007
- 50 CSA: IGCTI, *Caiet de sarcini pentru procedura de selecție comparativă de acordare a două licențe de utilizare a frecvențelor radioelectrice în vederea furnizării de rețele și servicii de comunicații mobile de generația a 3-a*, 2006
- 51 P3G: ANRCTI, (**Petrița, T.**, Untaru, S., Angheluță, M., Cazacu, C.) *Procedură operațională PO-E3G Ediția 1 Revizia 0, Procedură operațională privind evaluarea îndeplinirii obligațiilor din licențele de utilizare a frecvențelor radio pentru furnizarea unor rețele publice și de servicii de comunicații mobile de generația a treia, de către operatorii SC Telemobil SA și SC RCS & RDS SA*, 2008
- 52 E103: ECC, *ECC Report 103 – UMTS Coverage Measurements*, Nisa, 2007
- 53 COM2: Comunicații mobile/ Ion Vacui, *ANRCTI: RCS&RDS are 3G in 176 orase, Zapp in 19 orase*, reportaj video, <http://www.youtube.com/watch?v=Rm-fDAYZ9O8>, 28 Iulie, 2008
- 54 R3G1: ANRCTI DMSST/ 138 /25.07.2008 (**Petrița, T.**, Angheluță, M., Cazacu, C., Antoche, I.) *Raport cu privire la măsurătorile de acoperire în vederea evaluării îndeplinirii obligațiilor din licențele de utilizare a frecvențelor radio pentru furnizarea unor rețele publice și de servicii de comunicații mobile de generația a treia, de către operatorii S.C. Telemobil S.A și S.C. RCS & RDS S.A.*, 2008
- 55 R3G2: ANCOM – D.R. Timiș Serviciul Monitorizare Spectru *Raport de verificare acoperire 3G orașe 2011 II*, Februarie, 2012
- 56 [PAR]: Primăria Arad, site oficial, pagina de statistică <http://www.primariaarad.ro/arad.php?page=statistica.html>, 2012
- 57 SEB: Sebah, P.; Gourdon, X., *Introduction to the Gamma Function*, <http://numbers.computation.free.fr/Constants/Miscellaneous/gammaFunction.html>
- 58 MOC: Mociță, G., *Probleme de funcții speciale*, Editura didactică și pedagogică, București, 1988
- 59 JEN: Jenkinson, M., Woolrich, M., *Asymptotic T to Z and F to Z Statistic Transformations*, <http://www.fmrib.ox.ac.uk/analysis/techrep/tr00mj1/tr00mj1/node7.html>