Universitatea "Politehnica" din Timișoara Timișoara, Piața Victoriei, nr.2, Tel. 56-220371, Fax 56-190321

Calibrarea antenelor prin metoda autoreciprocității

Raport final

GRANT DE CERCETARE, PROGRAM DE TIP A, Tema nr.62, Cod CNCSIS: 410

DIRECTOR DE PROIECT,

Prof. dr.ing. Alimpie Ignea

Timişoara, 2002

Cuprins

	Introducere	3
1.	Teorema de reciprocitate pentru mediul de propagare	4
2.	Calibrarea antenelor prin metoda reciprocității	5
2.1.	Metoda "clasică"	5
2.2.	Calibrarea antenelor prin metoda autoreciprocității	6
2.3.	Elaborarea modelului teoretic privind calibrarea antenelor	8
2.4.	Teorema de reciprocitate pentru antene	9
2.5.	Teorema de reciprocitate pentru antene bazată pe matricea generală (de lanț) a cuadripolilor	11
2.6.	Deducerea parametrului de reciprocitate pe baza reprezentării prin matricea generală	14
3.	Metoda de calibrare propusă	15
3.1.	Parametrii antenelor	15
3.2.	Dezvoltarea relatiilor privind reciprocitatea antenelor	17
3.3.	Erori care apar în procesul de calibrare a antenelor	19
4.	Elaborarea modelului liniilor de transmisiune în regim neliniar	25
<u>4</u> 1	Relatii fizice de bază	27
42	Modelul teoretic	30
4.3.	Prelucrarea rezultatelor	34
5.	Concluzii	36
6.	Publicarea unei cărți referitoare la antene	36
	BIBLIOGRAFIE	38
	ANEXE	39
A1	Program de calcul pentru diagrame de radiație pentru grupurile de antene filare –	
	plan vertical	39
A2	Program de calcul pentru diagrame de radiație pentru grupurile de antene filare –	40
Δ3	pian orizoniai Program de calcul pentru diagrame de radiatie pentru grupurile de antene filare –	40
115	coordonate 3d	41
A4	Program de calcul pentru diagrame de radiație pentru dipolii elementari – coordonate 3d	43
A5	Program de calcul pentru diagrame de radiație pentru dipolii elementari – plan orizontal	45
A6	Program de calcul pentru diagrame de radiație pentru diagrame de radiație pentru	16
Δ7	uponi elementari – pian ventical Program de calcul pentru diagrame de radiatie pentru antena filora – plen vertical	40 17
Δ8	Program de calcul pentru diagrame de radiatie pentru antene filare – pian veltical	+/ /0
A0 A9	Program de calcul pentru diagrame interferenta dinolilor în spațiu	-+9 50
A10	Program de calcul pentru diagrame interferenta dipolitor în planul ecuatorial	52
A11	Program de calcul pentru forma impulsului de radiofrecventă	53
A12	Program de calcul pentru produsele de intermodulație de ordinul III generate de	'
	neliniaritățile din liniile de transmisiune	54

Unitatea executantă Universitatea "Politehnica" din Timișoara Adresă, telefon, fax Timișoara, Piața Victoriei, nr.2, Tel. 56-220371, Fax 56-190321 Tema: Calibrarea antenelor prin metoda autoreciprocității GRANT DE CERCETARE, PROGRAM DE TIP A , Tema nr.62, Cod CNCSIS: 410 DIRECTOR DE PROIECT: Prof. dr. ing. Alimpie Ignea

Raport final

Introducere

"Calibrarea antenelor prin metoda autoreciprocității" este o temă de cercetare prin care s-a urmărit punerea la punct a unei noi metode de calibrare a antenelor pasive cu un grad mare de directivitate. Metoda se caracterizează printr-o mare flexibilitate practică, este rapidă și precisă și nu necesită echipamente speciale. În cadrul proiectului s-a urmărit și stabilirea influenței mărimilor ce afectează procesul de măsurare, inclusiv studiul funcționării liniilor de transmisiune și a altor subansamble specifice frecventelor înalte în regim neliniar. În cadrul proiectului s-a studiat, teoretic și prin simulare, principiul metodei de calibrare, s-au identificat și evaluat sursele de erori.

Numărul aplicațiilor antenelor au crescut în ultimii ani. În domeniul compatibilității electromagnetice, antenele sunt folosite pentru a opera într-o bandă largă de frecvențe, cu o mare acuratețe pentru a emite și recepționa unde continue sau în impulsuri.

După cum se știe, calculul exact al parametrilor și al diagramei de directivitate a antenelor este destul de difícil si, în cele mai multe cazuri de interes practic, se realizează prin metode numerice. Abaterile parametrilor materialelor și toleranțele mecanice față de proiectul initial pot altera semnificativ caracteristicile antenelor. În general, determinarea parametrilor antenelor se realizează prin măsurare în raport cu o antenă standard, dar pot fi folosite și metode absolute, cum sunt cele bazate pe teorema reciprocității[1,7]. Dacă parametrii care intervin la măsurarea unei antene sunt alterați, rezultatele obținute în procesul de măsurare pot fi irelevante. Din acest motiv, s-a pus la punct o metodă de măsurare în impuls, bazată pe metoda autoreciprocității, prin care singura antenă din standul de măsurare este cea de măsurat, ea funcționând atât în regim de emisie cât și în regim de receptie. Determinarea caracteristicilor acesteia se face prin emiterea unui semnal în impuls modulat prin produs cu o sinusoidă de înaltă frecventă și receptionarea semnalului reflectat de un perete metalic cu aceeași antenă. În acest scop au fost definite caracteristicile impulsului de calibrare și ale semnalului sinusoidal cu care este modulat acesta si s-a făcut un studiu asupra functiei de transfer a antenei, caracterizată prin factorul de antenă care rezultă în urma calibrării.

Vom dispune în felul acesta de o metodă sigură și ieftină de calibrare a antenelor, foarte importantă din punct de vedere economic, atât pentru domeniul compatibilității electromagnetice, cât și pentru aplicații industriale dacă avem în vedere răspândirea pe scară largă a comunicațiilor la distantă.

Un alt aspect care s-a abordat în cadrul acestui proiect este studierea produselor de intermodulație care apar în cursul propagării mai multor semnale pe liniile de transmisiune neliniare. Efectul existenței unor sarcini neliniare pe linii de transmisie sau a unor uniporți neliniari conectați în serie sau derivație pe linii este foarte important atât în măsurări, prin afectarea preciziei, cât și în funcționarea sistemelor, din cauza pierderii de

putere utilă și din cauza interferențelor datorate produselor de intermodulație. De obicei, în abordarea problemei se separă o anumită parte liniară a sistemului, unde sunt valabile ecuațiile telegrafiștilor, de partea neliniară și se modelează într-un anumit fel neliniaritatea în funcție de datele concrete, de natura practică a problemei sau, de multe ori, se adoptă un model simplu de neliniaritate, de obicei fără memorie, pentru a se exemplifica metoda de calcul propusă. În toate cazurile rezultă ecuații integro-diferențiale destul de complicate care necesită tehnici speciale de aproximare a soluțiilor (cum este, de exemplu, metoda funcțiilor Volterra). Avem în vedere abordarea acestor chestiuni pe baza datelor concrete de care dispunem si validarea rezultatelor pe care le vom obtine pe standul experimental de măsură. Am dorit astfel să utilizăm baza materială de care dispunem pentru un studiu teoretic și experimental al fenomenelor neliniare pe liniile de transmisie și subansamble de microunde cu scopul de a găsi metode de reducere a influentei negative pe care acestea o au asupra aparaturii și comunicațiilor în general. Studiul teoretic nu impune constrângeri materiale deosebite în afara documentării și tehnicii de calcul, iar pentru studiul experimental, care necesită o aparatură specială de bandă largă, având în vedere specificul problemei, s-a colaborat cu o firmă de specialitate. Rezultatele au fost validate pe baza datelor experimentale pe care le-am obținut ca urmare a colaborării directe cu producători de sisteme de înaltă frecvență de anvergură internațională.

Rezultatele pe care le-am obținut le-am comunicat la diferite sesiuni de comunicări științifice interne și internaționale, unele dintre ele fiind și publicate.

<u>1. Teorema de reciprocitate pentru mediul de propagare</u>

Dacă se consideră un volum *V*, delimitat de o suprafață închisă *S*, în care se găsesc doi dipoli electrici parcurși de curenții I_1 și I_2 , ei vor genera câmpurile E_1 , H_1 și respectiv, E_2 , H_2 . Pornind de la ecuațiile lui Maxwell se poate deduce relația:

$$\oint_{S} \left(\mathbf{E}_{1} \times \mathbf{H}_{2} - \mathbf{E}_{2} \times \mathbf{H}_{1} \right) \cdot d\mathbf{s} = \int_{V} \left(\mathbf{I}_{1} \cdot \mathbf{E}_{2} - \mathbf{I}_{2} \cdot \mathbf{E}_{1} \right) \cdot dv$$
(1)

expresie ce reprezintă una dintre formele teoremei de reciprocitate pentru mediile electromagnetice în formularea Harrington – Villeneuve.

Dacă cei doi dipoli nu se găsesc în interiorul volumului V, membrul drept din relația (1) este nul și deci:

$$\oint_{S} \left(\mathbf{E}_{1} \times \mathbf{H}_{2} \right) \cdot d\mathbf{s} = \oint_{S} \left(\mathbf{E}_{2} \times \mathbf{H}_{1} \right) \cdot d\mathbf{s}$$
⁽²⁾

relație ce reprezintă teorema reciprocității în formularea lui Lorentz.

Pe de altă parte, pentru spațiul complementar, dacă se ține seama de relația (2), din relația (1) rezultă:

$$\int_{V} (\mathbf{I}_{1} \cdot \mathbf{E}_{2}) \cdot dv = \int_{V} (\mathbf{I}_{2} \cdot \mathbf{E}_{1}) \cdot dv$$
(3)

relație ce reprezintă cea de-a treia formulare a teoremei reciprocității, numită și teorema Rayleigh – Carson.

Formele matematice, dar și fenomenel fizice sunt foarte asemănătoare cu teorema reciprocității din acustică, una dintre formulările matematice ale acesteia fiind dată de relația:

$$\oint_{S} (p_1 \cdot V_{n2}) \cdot ds = \oint_{S} (p_2 \cdot V_{n1}) \cdot ds$$
(4)

unde: p_1 și p_2 reprezintă presiunile acustice, iar V_{n1} și V_{n2} reprezintă componenta normală a vitezelor din două puncte oarecare ale câmpului acustic de pe suprafața S [8].

Pentru sistemele liniare, omogene și izotrope, între mărimile de intrare și mărimile de ieșire există o relație bijectivă. Pentru un sistem cu două porturi, dacă transmiterea energiei în cadrul acestuia se poate face în ambele sensuri, sistemul este reversibil sau bilateral. Transmiterea energiei poate fi caracterizată prin intermediul unui factor de cuplaj; în cazul în care factorul de cuplaj are aceeași valoare pentru ambele sensuri de transmitere a informației, se spune că sistemul este reciproc. Evident că în considerațiile făcute, termenul de sistem trebuie considerat în sensul cel mai larg.

În continuare, sistemul va fi considerat aerul, care reprezintă chiar mediul de propagare a câmpului electromagnetic, iar porturile de intrare/ieșire corespund unor zone în care se produc/recepționează câmpuri electromagnetice.

Dacă se consideră un dipol în $\lambda/2$ la rezonanță, plasat în originea axelor de coordonate și orientat după direcția Ox, distribuția de curent după direcția x este sinusoidală, rezultând:

$$\int_{-\lambda/4}^{+\lambda/4} \cos x \cdot dx \iint_{yOz} \mathbf{E}_2 \cdot \mathbf{n} \, dy dz = \int_{-\lambda/4}^{+\lambda/4} \cos x \cdot dx \iint_{yOz} \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{n} \, dy dz$$
(5)

de unde rezultă:

$$\frac{\iint_{yOz} \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{n} \, dydz}{I_1} = \frac{\iint_{yOz} \mathbf{E}_2 \cdot \mathbf{n} \cdot dydz}{I_2} = const.$$
(6)

adică, pentru un dipol, fluxul câmpului electric raportat la curentul care-l produce este o mărime constantă:

$$\frac{\Psi_1}{I_1} = \frac{\Psi_2}{I_2} = const. \tag{7}$$

2. <u>Calibrarea antenelor prin metoda reciprocității</u> 2.1. Metoda "clasică" [1,7]

Pornind de la teoremele și observațiile de mai sus au fost dezvoltate o serie de metode de calibrare a antenelor bazate pe teorema reciprocității. De menționat că aceste metode de calibrare fac parte din categoria metodelor absolute de măsurare, metode ce permit obținerea unor precizii superioare. Ca o observație, indiferent de metoda de calibrare folosită este necesar să se cunoască atenuarea spațiului dintre cele două antene, atenuare care se poate determina prin calcul sau experimental.

Principial, etalonarea antenelor prin metoda reciprocității necesită trei antene dintre care cel puțin una trebuie să fie reversibilă. Metoda este convenabil a fi aplicată atunci când antenele au o caracteristică de directivitate pronunțată.

Dacă se consideră un sistem format din două antene având câștigul G_i și respectiv, G_j , situate la distanța r, una în regim emițător, iar cealaltă în regim receptor, funcția de transfer a sistemului de măsurare definită ca raportul dintre tensiunea de alimentare a antenei emițătoare și tensiunea de la bornele antenei receptoare, în dB, are expresia [7]:



Fig. 1. Schema instalației de calibrare

$$A_{ij} = 20 \cdot \lg \frac{U_i}{U_j} = A_r - \left(G_i + G_j\right)$$
(8)

unde A_r este atenuarea corespunzătoare spațiului dintre cele două antene. În situația în care se folosesc trei antene, dintre care cel puțin două sunt antene reciproce, prin permutarea acestora în procesul de măsurare, se obține sistemul de ecuații:

$$A_{12} = A_r - (G_1 + G_2)$$

$$A_{13} = A_r - (G_1 + G_3)$$

$$A_{23} = A_r - (G_3 + G_2)$$
(9)

de unde rezultă câștigurile corespunzătoare celor trei antene:

$$G_{1} = \frac{3}{2} A_{r} - \frac{1}{2} (A_{12} + A_{13} - A_{23})$$

$$G_{2} = \frac{3}{2} A_{r} - \frac{1}{2} (A_{12} + A_{23} - A_{13})$$

$$G_{3} = \frac{3}{2} A_{r} - \frac{1}{2} (A_{23} + A_{13} - A_{12})$$
(10)

2.2. Calibrarea antenelor prin metoda autoreciprocității

În cazul în care se folosesc două antene identice este suficient să se facă o singură măsurare:

$$A_{12} = A_r - 2 \cdot G \tag{11}$$

de unde:

$$G = \frac{1}{2} \left(A_r - A_{12} \right) \tag{12}$$

Metoda descrisă mai sus poate fi folosită și pentru calibrarea unei singure antene cu condiția ca aceasta să fie bilaterală, adică să poată fi folosită atât în regim de emisie cât și în regim de recepție, devenind calibrarea antenelor prin metoda autoreciprocității; pentru a realiza această cerință se poate folosi un ecran reflector, problema care rămâne de rezolvat fiind aceea de a separa calea de emisie de calea de recepție (fig.2).



Fig.2. Explicativă la metoda autoreciprocității

Soluția propusă în [5] se bazează pe folosirea unor cuploare direcționale care permit identificarea undei directe și a undei reflectate, unde ce reprezintă, în condiții de adaptare, regimul de emisie și respectiv, de recepție. Autorii prezintă o metodă de calibrare a antenelor folosind metoda autoreciprocității în undă continuă, ceea ce conduce la un volum de muncă important, mai ales dacă etalonarea se face pentru o bandă largă de frecvențe. Autorii pornesc de la metoda celor 2 antene, metodă utilizată la calibrarea spațiilor de măsurare. Pentru separarea puterii transmise de puterea recepționată, între antenă și generator, respectiv receptorul de măsurare, se introduce un cuplor direcțional.

Principiul de măsurare este următorul: antena de măsurat emite un fascicul de unde electromagnetice în direcția unui ecran reflector; unda reflectată este recepționată cu aceeași antenă, separarea puterii de emisie de puterea recepționată făcându-se cu ajutorul unui cuplor direcțional. Considerând două antene cu câștigurile G_T și G_R , situate la distanța r, atunci parametrul de împrăștiere, S_{21} , ce caracterizează cuplajul dintre ele, are expresia:

$$\left|S_{21}\right|^{2} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^{2} G_{T} G_{R}$$
(13)

unde λ reprezintă lungimea de undă a semnalului transmis și recepționat.

Dacă se folosesc două antene identice, relația (1.1) devine:

$$\left|S_{11reflectat}\right|^{2} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^{2} G^{2}$$
(14)

de unde rezultă:

$$G = \left| S_{11ref} \right| \frac{8\pi x}{\lambda} = \left| S_{11ref} \right| \frac{8\pi xf}{c_0},\tag{15}$$

unde x reprezintă distanța dintre antene sau, în cazul folosirii unei singure antene atât în regim de emisie cât și de recepție, dublul distanței dintre antenă și ecranul reflector.

Semnalele nedorite, care pot să influențeze procesul de măsurare, se identifică măsurând antena îndreptată spre cerul liber sau spre un perete perfect absorbant. Metoda necesită o calibrare inițială pentru a determina reflexiile interne. Pe de alta parte în procesul de măsurare pot să apară erori importante deoarece se măsoară concomitent puterea transmisă și puterea recepționată, cuplorul direcțional fiind un element important pentru asigurarea preciziei măsurărilor.

Mult mai avantajoasă este calibrarea antenelor prin metoda autoreciprocității în impuls (metoda ecoului), ceea ce presupune că antena în regim de emisie transmite o undă sub forma unui impuls spre ecranul reflector care, după reflexie, este captat de aceeași antenă, de data aceasta în regim receptor. Dacă cele două impulsuri nu se suprapun, se poate elimina cuplorul direcțional și de asemenea, prin faptul că impulsul are un spectru de frecvențe relativ mare, se poate determina direct factorul de antenă sau câștigul pentru o bandă de frecvențe.

Desigur în procesul de calibrare intervin o serie de erori dintre care pot fi citate:

- Atenuarea spațiului dintre cele două antene depinde de distanța dintre antene. Pentru antenele cu mai multe elemente, dar şi pentru alte tipuri de antene cu directivitate mare, centrul de greutate al antenei depinde de frecvență (de exemplu, la antenele logaritm – periodice, la creșterea frecvenței, centrul de greutate se deplasează spre elemenții de lungime mică), ceea ce face ca distanța dintre antene să fie funcție de frecvență; erorile datorate acestui fenomen pot fi de ordinul a ±2 dB.
- 2. Imperfecțiunea locului în care are loc măsurarea, inclusiv din cauza reflexiilor suplimentare care pot să apară mai ales atunci când înălțimea antenelor față de pământ este mică, este de ordinul a ± 1 dB.
- 3. Erorile suplimentare, inclusiv cele produse de neadaptări, sunt cele mai importante și pot atinge ±4 dB.
- 4. Folosirea metodei autoreciprocității poate să conducă la erori suplimentare:

a). Separarea căilor de emisie și de recepție cu ajutorul cuploarelor direcționale introduce erorile acestora, dar și eventualele neadaptări.

b). Proprietățile fizice ale ecranului reflector, cât și dimensiunile geometrice ale acestuia, practic aproximează regimul de undă progresivă în care ar trebui să se desfășoare calibrarea.

c). În cazul folosirii metodei autoreciprocității în impuls este necesar să se cunoască forma impulsului emis, respectiv, recepționat și de asemenea, este necesar ca ecoul să nu se suprapună peste semnalul emis.

2.3. Elaborarea modelului teoretic privind calibrarea antenelor

Soluția pe care o propunem se bazează pe aceeași metodă a autoreciprocității, însă în impuls, astfel încât impulsul emis să nu se suprapună cu cel recepționat. De exemplu,

la o frecvență de 1GHz, perioada semnalului este de 1 ns; dacă se presupune că peretele reflector se găsește la o distanță de numai 50 m față de antena ce se măsoară, timpul de parcurgere al drumului dus – întors de către impulsul electromagnetic este de peste 30 ns și prin urmare, impulsul de tip sinus amortizat poate să conțină până la 10 sinusoide. Evident, cu cât impulsul conține mai puține sinusoide banda de frecvențe este mai largă. În acest caz, în afara faptului că se va reduce nivelul erorilor, există și posibilitatea de determinare a caracteristicilor antenelor într-o bandă mai largă de frecvențe, dată practic de lățimea spectrului de frecvențe a impulsului emis. O metodă similară a fost folosită de către directorul de proiect la calibrarea transductoarelor de ultrasunete folosind metoda autoreciprocității în impuls, avantajul acesteia, comparativ cu alte metode, fiind acela că necesită un minimum de echipamente și permite determinarea funcției de transfer pentru o bandă de frecvențe relativ largă.

O atenție deosebita trebuie acordată identificării surselor de erori și evaluării nivelului acestora. Evident că o pondere mare în nivelul erorilor o va avea eroarea de model a antenei în cadrul căreia sunt preluate și eventualele neliniarități proprii sistemului de măsurare.

2.4. Teorema de reciprocitate pentru antene

Pornind de la teorema de reciprocitate în formularea dată de Rayleigh – Carson se pot considera două antene pasive situate la distanță suficient de mare (fiecare se găsește în zona de câmp depărtat a celeilalte antene), astfel încât cuplajul dintre ele să fie slab. Dacă se presupune că una dintre antene este alimentată de la o sursă de tensiune U_1 , ea va genera un câmp electromagnetic ce va produce în cea de-a doua antenă un curent (de scurtcircuit) I_2 (fig.3). Inversând rolul celor două antene și deci alimentând cea de-a doua antenă cu tensiunea $U_2 = U_1$, în prima antena se va genera un curent I_2 , care evident va fi



Fig.3. Explicativă la teorema reciprocității

egal cu I_1 . Pornind de la acest experiment se poate considera ansamblul celor două antene ca formând un cuadripol caracterizat prin matricea Z; pentru cele două cazuri considerate se poate scrie:

$$Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 = U_1$$

$$Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 = 0$$
(16)

și respectiv:

$$Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 = 0$$

$$Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 = U_2$$
(17)

Din primul sistem de ecuații se poate deduce:

$$U_1 = \left(Z_{12} - \frac{Z_{11}Z_{22}}{Z_{21}}\right)I_2 \tag{18}$$

iar din cel de-al doilea sistem:

$$U_{2} = \left(Z_{21} - \frac{Z_{11}Z_{22}}{Z_{12}}\right)I_{1}$$
(19)

Întrucât am presupus că $U_2 = U_1$ și implicit, $I_1 = I_2$, rezultă că:

$$Z_{12}=Z_{21}$$
 (20)

adică impedanțele de cuplaj corespunzătoare cuadripolului echivalent celor două antene sunt egale.

O altă tratare consideră că antena de recepție din fig.3 este conectată la o impedanță de sarcină, Z_2 . În acest caz sistemul de ecuații (16), devine:

$$U_{1} = Z_{11}I_{1} + Z_{12}I_{2}$$

$$U_{2} = Z_{21}I_{1} + Z_{22}I_{2}$$

$$U_{2} = -I_{2}Z_{2}$$
(21)

Dacă U reprezintă tensiunea sursei de alimentare a antenei de emisie, curentul debitat în impedanța de sarcină, va fi:

$$|I_2| = U|Z_{21}| / |Z_{11}(Z_{22} + Z_2) - Z_{12}Z_{21}|$$
(22)

Deoarece s-a presupus că cele două antene sunt cuplate slab (adică antenele sunt situate la distanță suficient de mare), curentul I_2 este neglijabil și deci produsul $Z_{12}Z_{21}$ devine neglijabil, rezultând că se poate scrie:

$$U = Z_{11}I_1$$

$$|I_2| \cong U|Z_{21}|/|Z_{11}(Z_{22} + Z_2)|$$
(23)

Sistemul de ecuații (21) conduce la o nouă schemă echivalentă care este prezentată în fig.4.



Fig. 4. Schema electrică echivalentă sistemului de măsurare.

Dacă se notează cu P_1 puterea emisă, p_1 - densitatea de putere și g_1 - câștigul primei antene, atunci, cea de-a doua antenă, situată la distanța R față de prima antenă, având câștigul g_2 , va recepționa puterea P_2 , dată de relația:

$$P_2 = A_{ef2} p_2 = p_1 g_1 / 4\pi R^2$$
(24)

unde: p_2 reprezintă densitatea de putere care apare pe aria efectivă, A_{ef2} a celei de-a doua antene. Pe de altă parte, dacă λ este lungimea de undă a semnalului, câștigurile celor două antene poate fi exprimat prin relațiile:

$$g_1 = 4\pi A_{ef1} / \lambda^2 \tag{25.a}$$

$$g_2 = 4\pi A_{ef2} / \lambda^2 \tag{25.b}$$

Pe baza relațiilor de mai sus se poate determina raportul puterilor recepționată și emisă:

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{A_{ef1}A_{ef2}}{\lambda^2 R^2} = \frac{g_1g_2\lambda^2}{(4\pi R)^2}$$
(26)

cunoscută sub numele de relația lui Friss, deosebit de importantă pentru calibrarea antenelor prin metoda reciprocității.

2.5.<u>Teorema de reciprocitate pentru antene bazată pe matricea generală (de lanț) a cuadripolilor</u>

O altă posibilitate de calcul este aceea de a folosi matricea generală (de lanț) pentru reprezentarea cuadripolului echivalent unei antene; în acest caz, la portul de intrare al antenei de emisie se consideră tensiunea U și curentul I, iar la portul de ieșire, situat în câmp apropiat, cele două componente ale câmpului electromagnetic: intensitatea câmpului electric **E** și intensitatea câmpului magnetic **H**, cele două mărimi fiind cuplate prin intermediul impedanței spațiului liber: Z_0 .

Pentru cuadripolul considerat, în condiții de câmp apropiat, se pot scrie următoarele relații:

$$U = I(R_p + R_r) = IR_p + h_{ef}E$$

$$Z_0 H = I\frac{k}{r} + E$$
(27)

unde: R_p este rezistența de pierderi a antenei, R_r – rezistența de radiație, h_{ef} – înălțimea efectivă a antenei, Z_0 – impedanța spațiului liber, iar k este un parametru ce poate fi determinat din condiția de reciprocitate a sistemului care impune ca valoarea determinantului principal al matricei de lanț să fie unitar. Pentru aceasta, sistemul (27) se poate scrie astfel încât să se evidențieze termenii ce formează matricea de lanț a antenei:

$$I = \frac{Z_0 r}{k} H - \frac{r}{k} E$$

$$U = \left(\frac{Z_0 r}{k} H - \frac{r}{k} E\right) R_p + h_{ef} E = \frac{Z_0 r R_p}{k} H + \left(h_{ef} - \frac{R_p r}{k}\right) E$$
(28)

de unde rezultă:

$$\Delta = \begin{vmatrix} \frac{Z_0 r}{k} & -\frac{r}{k} \\ \frac{Z_0 r R_p}{k} & h_{ef} - \frac{R_f r}{k} \end{vmatrix} = \frac{Z_0 r}{k} \begin{vmatrix} 1 & -\frac{r}{k} \\ R_p & h_{ef} - \frac{R_f r}{k} \end{vmatrix} =$$

$$= \frac{Z_0 r}{k} \left(h_{ef} - \frac{R_f r}{k} + \frac{R_f r}{k} \right) = \frac{Z_0 r h_{ef}}{k} = 1 \text{ m}^2$$
(29)

În aceste condiții pentru coeficientul k se obține valoarea:

$$k = Z_0 h_{ef} r \left[\Omega\right] \tag{30}$$

Revenind la metoda autoreciprocității în impuls, când antena se folosește atât în regim de emisie, cât și în regim de recepție, schema echivalentă de măsurare se va prezenta ca în fig. 5, în care antena A2 reprezintă imaginea oglindită în reflector a antenei A1.



Fig. 5. Schema echivalentă metodei autoreciprocității.

Considerând reprezentarea cuadripolului echivalent antenei prin matricea de lanț, se poate scrie:

$$U_{1} = A_{11}E_{1} + A_{12}H_{1}$$

$$I_{1} = A_{21}E_{1} + A_{22}H_{1}$$

$$E_{1} = Z_{0}H_{1}$$
(31)

cu condiția:

$$|A| = \begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{vmatrix} = 1 \text{ m}^2.$$
(32)

Din ultimele două relații ale sistemului (31) se poate deduce dependența curentului de excitație de valoarea intensității câmpului electric:

$$I_1 = A_{21}E_1 + A_{22}\frac{E_1}{Z_0}$$
(33)

de unde rezultă că sensibilitatea de emisie este:

$$S_e = \frac{E_1}{I_1} = \frac{Z_0}{A_{21}Z_0 + A_{22}}$$
(34)

La recepție, deoarece se lucrează în regim de impuls și apar probleme de propagare, din echivalarea cu liniile lungi, schema electrică echivalentă va fi cea reprezentată în fig. 6.



Fig. 6. Schema echivalentă la recepție.

$$E_{2} = Z_{0} (2H_{2} - H_{2}')$$

$$E_{2} = A_{22}U_{2} + A_{12}I_{2}$$

$$H_{2}' = A_{21}U_{2} + A_{11}I_{2}$$

$$U_{2} = -Z_{2}I_{2}$$
(35)

Dacă se consideră că ieșirea antenei este în gol ($I_2=0$), tensiunea obținută la ieșirea antenei de recepție va fi:

$$2H_2Z_0 = 2E_2 = (A_{22} + A_{21}Z_0)U_{20}$$
(36)

de unde se obține sensibilitatea de recepție:

$$S_r = \frac{U_{20}}{E_2} = \frac{2}{A_{22} + A_{21}Z_0}$$
(37)

2.6.<u>Deducerea parametrului de reciprocitate pe baza reprezentării prin</u> matricea generală

Dacă se înmulțesc relațiile (34) și (37) se obține:

$$\Psi = \frac{U_{20}}{I_1} = \frac{E_2}{E_1} \cdot \frac{2Z_0}{\left(A_{21}Z_0 + A_{22}\right)^2}$$
(38)

Relația (38) a condus la un nou parametru de reciprocitate, Ψ , care reprezintă impedanța de transfer a sistemului de măsurare; el depinde de doi dintre parametrii matricei de lanț: A_{21} și A_{22} , impedanța spațiului liber Z_0 și raportul dintre intensitățile câmpului electric, la recepție și la emisie.

Din relația (34) se observă că sensibilitatea de emisie este chiar înălțimea efectivă a antenei și prin urmare, între înălțimea efectivă și noul parametru de reciprocitate se poate stabili relația:

$$\Psi = \frac{E_2}{E_1} \cdot \frac{Z_0 h_{ef}^2}{2}$$
(39)

În conformitate cu relația (38), determinarea noului parametru de reciprocitate necesită măsurarea curentului de excitație în regim de emisie și măsurarea tensiunii în gol, în regim de recepție; de asemenea, este necesar să se cunoască valoarea raportului dintre intensitatea câmpului electric recepționat și intensitatea câmpului electric emis, însă rămân dificultăți legate de trecerea de la câmpul apropiat la câmpul depărtat.

Determinarea raportului dintre intensitatea câmpului electromagnetic recepționat și respectiv emis, este o problemă deosebit de importantă pentru instalațiile radar; în acest caz, antena de emisie transmite un fascicul de unde electromagnetice spre o țintă reflectoare, fasciculul reflectat fiind recepționat de către antena de recepție.

Nivelul semnalului recepționat depinde de nivelul semnalului emis, dar și de suprafața reflectoare respectiv, de alte dimensiuni geometrice, cum ar fi unghiul de incidență sau distanța.

În literatura de specialitate se definește "secțiunea transversală radar, *RCS* (engl. - radar cross section)," a unei ținte prin relația:

$$\sigma(\beta) = 4\pi \frac{\text{puterea difuzată pe unitatea de unghi solid în direcțir } \beta}{\text{densitatea de putere pe tintă}}$$
(40)

În cazul metodei autoreciprocității în impuls, deoarece aceeași antenă este folosită și pentru emisie și pentru recepție și ținta/reflectorul se găsește perpendicular pe direcția de propagare, pentru raportul puterilor semnalelor transmise și recepționate se obține:

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L}$$
(41)

unde L>1, reprezintă factorul de pierderi a câmpului electromagnetic din cauza atenuării și dispersării undei.

Dacă se consideră că puterea este proporțională cu pătratul intensității câmpului electric și cu câștigul, se poate deduce raportul intensităților câmpului electric recepționat și emis:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{\lambda}{4\pi R^2} \sqrt{\frac{\sigma}{4\pi}} \frac{1}{\sqrt{L}}$$
(42)

Prin urmare, raportul intensităților câmpului electric recepționat și respectiv, emis se poate determina în funcție de lungimea de undă, distanța dintre antenă și reflector, unghiul de incidență și secțiunea transversală radar, cu o corecție dată de factorul de pierderi.

3. Metoda de calibrare propusă

3.1 Parametrii antenelor

În Fig. 7 unde am presupus că ambele antene sunt adaptate, sunt ilustrați câțiva parametri ai antenelor și relațiile dintre parametrii utilizați. Factorul de antenă este un



Fig. 7. Explicativă la calibrarea antenelor.

parametru ce se aplică la testarea perturbațiilor radiate și permite conversia tensiunii măsurate de receptorul de măsurare în intensitate a câmpului electric incident care a produs tensiunea respectivă. Pentru un câmp electromagnetic dat, cu intensitatea câmpului electric cunoscută. factorul de antenă, *AF* se exprimă prin relația:

$$AF = \frac{E}{U_0} \tag{43}$$

unde: E este câmpul electric și U_0 – tensiunea la intrarea receptorului.

Aria efectivă a antenei sau apertura este definită ca fiind raportul dintre puterea recepționată de receptorul de măsurare și densitatea de putere a undei.

$$A_{ef} = \frac{P_0}{p_d} = \frac{G_r \lambda^2}{4\pi},$$
(44)

unde: $P_0 = U_0^2/R_0$ este puterea livrată de antenă pe rezistența de sarcină R_0 și $p_d = E^2/120\pi$ este densitatea de putere a undei incidente.

Puterea livrată de antenă pe rezistența de R_0 poate fi exprimată prin [7]:

$$P_0 = A_{ef} \cdot p_d = \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \cdot \frac{E^2}{120\pi}$$
(45)

unde: G_r este căștigul antenei de recepție și λ - lungimea de undă. Pentru o undă plană, substituind relațiile de mai sus în relația (43), pentru R_0 = 50 Ω , obținem:

$$AF = \sqrt{\frac{480\pi^2}{R_0\lambda^2 G_r}} = \frac{9.73}{\lambda\sqrt{G_r}}$$
(46)

Pentru antena de emisie este important să avem valoarea câmpului electric pentru o anumită distanță r – ca și funcție de tensiunea de intrare. Factorul de antenă al antenei de emisie (transmit antenna factor) *TAF*, este definit ca raportul dintre valoarea câmpului electric generat de antenă și tensiunea aplicată antenei:

$$TAF = \frac{E(r)}{U_i} \tag{47}$$

Dacă considerăm că antena se alimentează la tensiunea U_i și puterea emisă de antenă este P_t , se poate scrie:

$$P_{t} = \frac{U_{i}^{2}}{R_{a}} = \frac{U_{i}^{2}}{R_{0}}$$
(48)

unde $R_a=R_0=50 \ \Omega$ este rezistența de radiație, atunci densitatea de putere radiată la distanța *r* față de antenă va fi:

$$P_{d} = \frac{P_{t}G_{t}}{4\pi r^{2}} = \frac{E^{2}}{Z_{0}} = \frac{E^{2}}{120\pi}$$
(49)

unde $Z_0 = 120\pi \approx 377 \ \Omega$ (impedanța spațiului liber) și G_t - câștigul antenei de emisie.

Din ecuația (49) obținem intensitatea câmpului electric produs de antena de emisie la distanța r, de unde rezultă:

$$TAF = \frac{1}{r}\sqrt{0.6 \cdot G_t} \tag{50}$$

Dacă ținem seama de relația $\lambda f = c$, unde *f* este frecvența și *c* este viteza luminii, din ecuațiile (46) și (50) va rezulta:

$$\sqrt{G_r} = \frac{9,73}{\lambda \cdot AF}$$

$$\sqrt{G_t} = \frac{TAF \cdot r}{\sqrt{0,6}}$$
(51)

În cazul în care antenele sunt identice sau avem aceeași antenă, între cei doi factori de antenă avem relațiile de mai jos:

$$TAF = \frac{7,53}{\lambda \cdot r \cdot AF} \approx \frac{f[\text{MHz}]}{40 \cdot r \cdot AF}$$
(52)

Sau exprimat în dB:

$$TAF[dB] = 20 \lg f[MHz] - 20 \lg r[m] - 32 - AF[dB]$$
(53)

3.2. Dezvoltarea relațiilor privind reciprocitatea antenelor

Calibrarea antenelor folosind metoda reciprocității se bazează pe formula lui Friss [7]:

$$\frac{U_0}{U_i} = \sqrt{G_r G_t} \frac{23.9}{r \cdot f[\text{MHz}]}$$
(54)

Pentru două antene identice, dacă înlocuim relațiile (52) și (53) în ecuația (54), vom obține:

$$\frac{U_0}{U_i} = \frac{TAF}{AF} = \frac{7,53}{\lambda \cdot r \cdot AF^2} \approx \frac{f[\text{MHz}]}{40 \cdot r \cdot AF^2}$$
(55)

de unde putem găsi factorul de antenă:

$$AF = \frac{7.53}{\lambda \cdot r} \sqrt{\frac{U_i}{U_0}} \approx \frac{f[\text{MHz}]}{40 \cdot r} \sqrt{\frac{U_i}{U_0}}$$
(56)

sau exprimat în dB:

$$AF[dB] = 20 \lg f[MHz] - 20 \lg r[m] - 32 + 10 \lg U_i - 10 \lg U_0$$
(57)

Această relație stabilește valoarea factorului de antenă pentru antena de recepție ca funcție de tensiunea de intrare și ieșire, de frecvența semnalului și de distanța dintre antene.

Să considerăm calibrarea antenei prin metoda autoreciprocității; în acest caz aceeași antenă cu suprafața efectivă, A_1 este folosită atât ca antenă de emisie cât și ca antenă de recepție, întoarcerea undelor fiind posibilă datorită unei suprafețe reflectante cu suprafața A_2 , situată la distanța r_0 de antenă, ca în Fig. 2. Deoarece antena este folosită în ambele regimuri, metoda va fi o metodă în impuls.

Aria suprafeței reflectante fiind finită vom folosi secțiunea transversală radar (radar cross section) definită în [8]:

Pentru metoda autoreciprocității în impuls, antena este folosită atât la emisie cât și la recepție și presupunând că suprafața reflectoare este paralelă cu antena, putem scrie [8]:

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L}$$
(58)

unde L>1 este factorul de pierdere care va fi obținut experimental. Această expresie este similară cu relația (54), diferența fiind datorată secțiunii transversale radar. În acest caz, relația (55) devine:

$$\frac{U_0}{U_i} = \frac{TAF}{AF} = \frac{7,53}{\lambda \cdot r \cdot AF^2} \sqrt{\frac{\sigma}{L}} \approx \frac{f[\text{MHz}]}{40 \cdot r \cdot AF^2} \sqrt{\frac{\sigma}{L}}$$
(59)

de unde vom afla, în cazul acesta, factorul de antenă:

$$AF = \frac{7,53}{\lambda \cdot r} \sqrt{\frac{\sigma}{L}} \sqrt{\frac{U_i}{U_0}} \approx \frac{f[\text{MHz}]}{40 \cdot r} \sqrt{\frac{\sigma}{L}} \sqrt{\frac{U_i}{U_0}}$$
(60)

sau exprimat în dB:

$$AF[dB] = 20 \lg f[MHz] + 10 \lg \sigma - 10 \lg L - -20 \lg r[m] - 32 + 10 \lg U_i - 10 \lg U_0$$
(61)

Pentru a calcula secțiunea transversală radar, bibliografia prezintă soluții pentru diferite forme geometrice; de exemplu pentru o suprafață conductivă dreptunghiulară cu lungimea a ($a\{\lambda\}$), secțiunea transversală radar va avea valoarea [8]:

$$\sigma(\theta) = \frac{4\pi a^4}{\lambda^2} \left[\frac{\sin(ka\sin\theta)}{ka\sin\theta} \right]$$
(62)

unde: θ este unghiul de incidență cu referire la suprafața reflectantă; pentru incidență normală ($\theta = 0$), obținem:

$$\sigma(0) = \frac{4\pi a^4}{\lambda^2} = \frac{4\pi A_2^2}{\lambda^2}$$
(63)

unde A_2 este aria suprafeței reflectoare.

În concluzie pentru o antenă este posibil să definim doi factori de antenă: pentru recepție și pentru emisie, cu mențiunea că deși AF și TAF au aceleași unități de măsură $[m^{-1}]$, ele nu sunt nici identice și nici reciproce. Trebuie notat că valoarea câștigului utilizată în relația (61) este câștigul efectiv al antenei, care poate fi calculat din valorile măsurate ale factorului de antenă. Pot apărea erori în determinarea TAF din cauza dezadaptării antenei sau altor pierderi și valoarea sa este validă doar pentru aceleași condiții ca și pentru AF.

Calibrarea antenelor prin metoda autoreciprocității în impuls este o metodă de calibrare absolută care permite determinarea directă a valorii factorului de antenă, foarte utilă pentru măsurările în compatibilitatea electromagnetică. Această metodă nu necesită condiții speciale de măsurare cu excepția distanței dintre antenă și suprafața reflectoare care trebuie să asigure separarea între impulsul emis și cel recepționat. Deoarece proprietățile de reciprocitate nu includ efectul neadaptării impedanței, pierderile și alți factori, acești factori vor fi incluși în factorul de antenă, deci valoarea lui va fi corectă doar atunci când antena e utilizată în aceleași condiții.

Merită a fi amintite și câteva considerații privind dependența AF cu înălțimea față de un plan de pământ conductor. AF este definită pentru spațiul liber și undă plană. Pământul poate modifica AF cu 2-3 dB în funcție de polarizare și înălțime.

Metoda de calibrare a locului de testare standard și implicațiile acesteia la măsurarea *NSA* sunt prezentate în ANSI C63.5 – 1988 (American National Standard For Calibration of Antennas Used for Radiated Emission Measurements în Electromagnetic Interference (EMI) Control) cu metoda celor 3 antene.

Pentru polarizarea orizontală, *AF* corespunzătoare spațiului liber reprezintă aproximativ o medie față de înălțimile cuprinse între 1 și 4 m.

Problema se poate pune și invers; având o antenă cu AF cunoscut dacă se poate determina NSA. Dacă AF este cunoscut pentru o anumită geometrie, pentru o altă geometrie, erorile pot fi destul de mari.

Pentru măsurarea NSA se folosesc 2 antene: de emisie și de recepție. De exemplu, la 180 MHz, AF pentru spațiul liber este diferit de AF la 1,5 m cu 2 dB, de unde rezultă o diferență la măsurări de 4 dB.

Poziția centrului fazei active cu frecvența se deplasează de la elementele lungi la cele scurte o dată cu creșterea frecvenței (este poziția unui centru virtual din care s-ar transmite câmpul electromagnetic).

Standardele ANSI, CISPR și CEI recomandă ca distanța dintre antene să se considere din vârful antenei de recepție și de la mijlocul antenei de emisie.

Deoarece antenele pot fi destul de lungi, este posibil ca să apară erori de apreciere a distanțelor de până la 0,5 m, ceea ce echivalează cu o eroare de circa 2 dB. Pentru antenele dipol, inclusiv biconice, distanța este bine definită. Referitor la antenele logaritmice, acestea sunt de obicei ceva mai scurte.

3.3. Erori care apar în procesul de calibrare a antenelor

Cele mai multe dintre fabricile și laboratoarele de calibrare a antenelor oferă factori de antenă calibrați pentru fiecare antenă în parte, și valorile de tensiune *U* asociate. Laboratoarele de calibrare pot oferi calibrări de o mare acuratețe a factorului de antenă, care este o proprietate intrinsecă a antenei. Studiile au arătat că performanțele antenei se pot schimba cu câțiva decibeli dacă antena este plasată deasupra unei suprafețe conductoare, aceasta fiind specifică fiecărui tip de antenă.

Principalele legi de probabilitate folosite la evaluarea incertitudinii de măsurare sunt:

a) Legea binomială, pentru care dacă p reprezintă probabilitatea de realizare a evenimentului A și q = 1 - p probabilitatea de realizare a evenimentului non A, probabilitatea ca din n evenimente, în k să fie evenimentul A, este:

$$P_n(k) = C_n^k q^{n-k} \tag{64}$$

b) **Legea Laplace - Gauss** (normală) derivă din legea binomială în cazul în care *n* este foarte mare; prin dezvoltări asimptotice se obține:

$$P_n(k) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(\frac{k-\bar{k}}{2\sigma^2}\right)$$
(65)

unde: k = np reprezintă valoarea medie, iar $s^2 = npq$ - eroarea medie pătratică.

Expresia de mai sus este valabilă dacă p este aproximativ egal cu q, în caz contrar legea de probabilitate devenind nesimetrică.

c) **Legea lui Poisson** sau legea evenimentelor rare, provine din legea binomială în cazul în care *p* este foarte mic; legea lui Poisson are expresia:

$$P_n(k) = \frac{\left[\exp(-np)\right] \cdot (np)^k}{k!} = \frac{\left[\exp(-\overline{k})\right] \cdot \left(\overline{k}\right)^k}{k!}$$
(66)

La calibrarea antenelor, conform normei NAMAS NIS-81, se pot folosi distribuții: normale, dreptunghiulare și în formă de U.

Distribuția normală se folosește atunci când incertitudinile de măsurare provin din mai multe surse; dacă pentru acestea se folosește un nivel de încredere de 95%, ele conduc la o distribuție normală pentru care eroarea medie pătratică se determină cu relația:

$$u(x_i) = \frac{incertitudinea}{k}$$
(67)

unde *k* este factorul de acoperire(coeficientul de multiplicare).

,

Distribuția rectangulară (echiprobabilă), se folosește atunci când incertitudinea este cuprinsă între anumite limite prescrise (de exemplu, cele specificate de producător); în acest caz, eroarea medie pătratică se determină cu relația:

$$u(x_i) = \frac{a_i}{\sqrt{3}} \tag{68}$$

Distribuția în formă de U are o densitate de probabilitate mai mare spre capetele domeniului de definiție și se aplică în cazurile de neadaptare. Valoarea limită a erorii medii pătratice, asociată cu puterea de transfer la o joncțiune este:

$$M = 20 \lg (1 \pm |r_G| \cdot |r_L|) dB \text{ sau}$$

$$M = 100 \left((1 \pm |r_G| \cdot |r_L|)^2 - 1 \right) / 6$$
(69)

unde r_G și r_L sunt coeficienții de reflexie la sursă și la sarcină. Această incertitudine de măsurare este asimetrică în jurul rezultatului măsurat; în practică se acceptă ca ea are nivelul:

$$M = 201g(1 - |r_G||r_l|), \text{ de unde :}$$

$$u(x_i) = \frac{M}{\sqrt{2}}$$
(70)

În vederea stabilirii legii de probabilitate se alege, pentru o statistică dată obținută experimental, o lege de probabilitate de tipul celor prezentate anterior, ținând seama de următoarele criterii:

- în cadrul măsurărilor, erorile întâmplătoare au o distribuție normală;
- erorile instrumentale au o distribuție de probabilitate echiprobabilă;

- în cazul testărilor de tip trece - nu trece , legea de probabilitate este binomială; deoarece prin proiectare și construcție se urmărește încadrarea în norme este de presupus că numărul căderilor este redus și prin urmare, legea de probabilitate a căderilor se poate considera de tip Poisson. În continuare se prezintă un exemplu de tratare a erorilor bazat pe următorul model matematic al testării. Câmpul electric măsurat este:

$$E(\mu V/m) = V(\mu V) \cdot AF(m^{-1}) \cdot P \cdot (1+D) \operatorname{sau} E(dB\mu V/m) =$$

= $V(dB\mu V) + k(dB.m^{-1}) + P(dB) + D(dB)$ (71)

unde: AF – este factorul de antenă, P - pierderi în cabluri, D - incertitudine datorată neadaptării impedanțelor din conectică.

Măsurările sunt influențate de elemente interioare și exterioare ca:

/ ```

- semnale din mediul ambiental
- factorul de calibrare al antenei
- calibrarea pierderilor din cabluri
- specificațiile receptorului de măsurare
- directivitatea antenei
- variația factorului de antenă cu înălțimea
- variația centrului de fază al antenei
- interpolarea factorului de antenă cu fecvența
- variațiile privind distanța
- imperfecțiunea locului măsurării
- repetabilitatea sistemului etc.

Fiecare dintre acestea pot avea o valoare numerică, dar metoda cea mai simplă este de a calcula incertitudinea totală în banda considerată luând o valoare maximă a tuturor incertitudinilor parțiale. Dejavantajul ce rezultă constă că rezultatul nu reflectă real măsurarea. Este mai bine să se calculeze incertitudinea pentru o bandă de frecvențe limitată, obținută prin divizarea întregii benzi de frecvențe impuse pentru certificare.

În acest caz se obține:

 \square Incertitudinea de calibrare a factorului de antenă (distribuție de probabilitate – normală, k=2)

De la 30 la 100 MHz	±1,1dB
De la 100 la 200 MHz	±0,9dB
De la 200 la 600 MHz	±1,0dB
De la 600 MHz la 1GHz	±1,2dB

□ Incertitudinea pentru coeficientul de reflexie al antenei (distribuție de probabilitate – normală, k=2)

De la 0 la 0,2	±1,1dB
De la 0,2 la 0,4	±0,9dB
De la 0,4 la 0,6	±1,0dB
De la 0,6 la 0,8	±1,2dB
De la 0,8 la 1	±1,2dB

Comparând aceste date cu rezultatele calibrării se obține un tabel de forma:

Contribuția	Incertitudinea (dB)		
	107-200MHz	600MHz-1GHz	
Calibrarea factorului de antenă	±0,9 dB	±1,2 dB	
Calibrarea pierderilor în cablu	±0,5 dB	±0,5 dB	
Incertitudinea receptorului de măsurare	±1,5 dB	±1,5 dB	
Variația factorului de antenă cu înălțimea	±2 dB	±0,5 dB	
Directivitatea	±0 dB	0,5-0 dB	
Variația centrului de fază	±0 dB	±0,2 dB	
Interpolarea factorului de antenă cu frecvența	±0,25 dB	±0,25 dB	
Variații de măsurare a distanței	±0,4 dB	±0,4 dB	
Imperfecțiunile locului	±2 dB	±2 dB	
Neadaptări	+1,08-(-1,24)dB	+0,56-(-0,6)dB	
Repetabilitatea sistemului	±0,7 dB	±0,7 dB	
Erori de calibrare	±0,05 dB	+0.05-(-0,04)dB	
Combinarea incertitudinilor standard	2,20-2,24 dB	1,84-1,83 dB	
Incertitudinea extinsă/dezvoltată (k=2)	4,40-4,48 dB	3,68-3,64 dB	

Combinarea incertitudinilor standard s-a făcut cu formula:

$$U_{C} = \sqrt{\left(\frac{0,9}{2}\right)^{2} + \left(\frac{0,5}{2}\right)^{2} + \left(\frac{1,5}{2}\right)^{2} + \left(\frac{2}{2}\right)^{2} + \left(\frac{0,25}{2}\right)^{2} + \left(\frac{0,4}{2}\right)^{2} + \left(\frac{1,08}{2}\right)^{2} + 0,7^{2} + \left(\frac{0,5}{2}\right)^{2} = 2,20dB$$

Incertitudinea extinsă pentru un nivel de încredere de 95% este $U=2U_C=4,40$ dB. Incertitudinea de calcul a neadaptării este dată de relația:

$$U = 20 \log(1 \pm \Gamma_l \Gamma_g), \tag{72}$$

unde: $\Gamma_1 = 0,3$ – coeficientul de reflexie al receptorului de măsurare, iar Γ_g este coeficientul de reflexie al antenei.

Interpretarea ca	lculelor se	face conform	tabelului:

Cazul A	Cazul B	Cazul C	Cazul D
Limita	Limita superioară	Limita superioară	Limita superioară
superioară	(ţ	Ļ.
Produsul satisface complianța	Rezultatele măsurării sunt sub limitele specificate, dar o margine a incertitudinii o depășește. Nu este posibil să se determine complianța la un nivel de încredere de 95%, totuși rezultatele măsurării indică cu o probabilitate mare că produsul testat satisface limitele specificate pentru compliantă	Rezultatele măsurării sunt peste limitele specificate dar o margine a incertitudinii este sub valoarea limită. Nu este posibil să se determine complianța la un nivel de încredere de 95%, dar totuși rezultatele măsurării indică cu o probabilitate mare că produsul testat nu satisface limitele specificate pentru complianță	Produsul nu satisface complianța

Factorul de antenă este definit ca fiind raportul dintre câmpul electric incident și tensiunea recepționată de antenă pe o sarcină de 50Ω . Factorul de antenă al spațiului liber este obținut când antena este plasată în spațiul liber și câmpul electromagnetic incident este o undă plană. Factorul de antenă al spațiului liber este o proprietate intrinsecă a antenei și el nu variază prea mult în timpul calibrării. De altfel, așa cum umiditatea sau căldura pot modifica lungimea fizică a antenei, tot așa și mediul în care este plasată antena are un impact asupra factorului de antenă. Diferitele tipuri de antene pot interacționa în mod diferit cu o suprafață plană, făcând ca factorul de antenă să fie un parametru specific al antenei respective.

Un alt exemplu se referă la un echipament clasă B (EN 55022), pentru care limita superioară a nivelului de perturbații este de $30dB\mu V/m$ între 30 și 230 MHz și $37dB\mu V/m$ între 230 și 1000 MHz.

1. Se compară nivelul de zgomot cu limitele impuse de norme (fig. 8):

Se observă că la circa 1 GHz diferența este de numai 15dB, iar pentru complianța cu un nivel de încredere de 95%, radiația maximă trebuie să fie cu 3,69 dB mai jos decât limita din clasa A, adică radiația trebuie să fie de 33,31dB μ V/m. În aceste condiții raportul semnal-zgomot este de 11,31dB și pot să apară erori suplimentare, cum ar fi cele



ale receptorului de măsurare. La 11dB rezultă o creștere a erorii de la 3,69 la 4,93 dB și se ajunge în cazul B.

Totuși ambiguitatea poate fi eliminată pentru semnale sinusoidale. Dacă se reduce banda de frecvențe a FTB al receptorului de la 120 kHz la 9 kHz, nivelul de zgomot scade cu 20 dB cu condiția ca semnalul să fie în banda respectivă de 9 kHz și să nu necesite 120 kHz, cum ar fi în cazul impulsurilor.

De exemplu, pentru o antenă biconică, folosind metoda celor 3 antene din norma ANSI C63.5, pentru fiecare antenă se poate scrie:

$$AF_{1} = 10 \lg fm - 24,46 + 0,5 \left(E_{D}^{\max} + A_{1} + A_{2} + A_{3} \right)$$

$$AF_{2} = 10 \lg fm - 24,46 + 0,5 \left(E_{D}^{\max} + A_{1} - A_{2} + A_{3} \right)$$

$$AF_{3} = 10 \lg fm - 24,46 + 0,5 \left(E_{D}^{\max} - A_{1} + A_{2} + A_{3} \right)$$
(73)

Sursa de erori	Valoarea	Tipul	Divizorul	Coeficient de	Rezultat
	[dB]	distribuției		sensibilitate	final [dB]
Repetabilitate	±0,4	normală	1	1	0,4
Neadaptare la	±0,036	U	1,414	1,5	0,038
conectarea cu					
analizorul					
spectral					

Incertitudinea între 30 și 60 MHz are contribuțiile din tabel:

Eroarea	±0,15	rectangulară	1,732	1,5	0,130
termică la					
cablul coaxial					
Eroarea	±0,02	rectangulară	1,732	1,5	0,017
spațială					
Eroarea	±0,15	rectangulară	1,732	1,5	0,130
instrumentală					
Incertitudinea combinată standard $\pm U$ 0,442					
Incertitudinea extinsă ±2IU 0.884					

Dacă se presupune o distribuție normală a combinațiilor, se împarte incertitudinea extinsă la factorul de acoperire (pentru un nivel de încredere de 95%, k=1,96).

Repetabilitatea. Această valoare este determinată dintr-un set de minim 20 de măsurări cu o distribuție standard și se calculează eroarea medie pătratică.

Dezadaptările. Atenuatorii care pot fi conectați la intrarea analizorului de spectru pot da un raport de undă staționară diferit de 1:1, ceea ce conduce la o dezadaptare, rezultatul fiind că o parte din tensiunea provenită de la antenă este reflectată înapoi spre antenă. **Neadaptarea** se verifică conectând la intrarea analizorului spectral atenuatoare care au VSWR 1,2:1 și care dau un factor de reflexie 0,09. Analizorul spectral are VSWR de 1,1:1, de unde rezultă un coeficient de reflexie al tensiunii de 0,047; rezultă:

$$u = 20 \lg(1 \pm r_L r_g) = \pm 0,036 dB \tag{74}$$

Eroarea datorată încălzirii cablului coaxial. Datorită modificării temperaturii, o serie de parametrii care caracterizează cablul coaxial se modifică: rezistivitatea, permitivitatea electrică, permeabilitatea magnetică. Aceste modificări conduc în final la apariția unor erori de care trebuie ținut cont. Eroarea termică a cablurilor coaxiale se ia pentru cazul cel mai defavorabil. Pot să apară și erori datorate îndoirii, pozării etc.

Atenuarea spațiului dintre cele două antene depinde de distanța dintre antene. Pentru antenele cu mai multe elemente, dar și pentru alte tipuri de antene cu directivitate mare, centrul de greutate al antenei depinde de frecvență (de exemplu, la antenele logaritm — periodice, la creșterea frecvenței, centrul de greutate se deplasează spre elemenții de lungime mică), ceea ce face ca distanța dintre antene să fie funcție de frecvență; erorile datorate acestui fenomen pot fi de ordinul a ± 2 dB. De asemenea, pot fi considerate și erorile de aliniere a celor două antene. Imperfecțiunea spațiului în care are loc măsurarea, inclusiv din cauza reflexiilor suplimentare care pot să apară mai ales atunci când înălțimea antenelor față de pământ este mică, este de ordinul a ± 1 dB.

Eroarea instrumentală. Această eroare este precizată de către producătorul instrumentului respectiv. În cazul analizorului de spectru este precizată caracteristica amplitudine–frecvență a acestuia. Aceasta variază în funcție de raportul dintre nivelul semnalului aplicat la intrare și nivelul de referință folosit la măsurare.

Eroarea cuplorului direcțional se apreciază pe baza a 20 măsurări.

Reflexia reziduală a suprafețelor conductoare. Dacă calibrarea se realizează în apropierea unei suprafețe conductoare, aceasta va conduce la reflectarea unei părți din unda emisă de către antenă, unda ajungând în punctul de observație pe două drumuri diferite, ceea ce conduce la apariția de fenomene nedorite. Eroarea datorată reflexiei reziduale se apreciază pentru un unghi dual de 45 grade.

Erorile suplimentare, inclusiv cele produse de neadaptări, sunt cele mai importante și pot atinge ±4 dB. **Eroarea de îndoire** și **reflexia din mediul înconjurător** se pot măsura.

Coeficientul de sensibilitate al metodei este $3 \times 0,5$ deoarece s-au făcut 3 măsurări și ponderea acestora în relații este de 0,5.

Folosirea metodei autoreciprocității poate să conducă la erori suplimentare:

a) Separarea căilor de emisie și de recepție cu ajutorul cuploarelor direcționale introduce erorile acestora, dar și eventualele neadaptări.

b) Proprietățile fizice ale ecranului reflector, cât și dimensiunile geometrice ale acestuia, practic aproximează regimul de undă progresivă în care ar trebui să se desfășoare calibrarea însă introduce și o dispersare a undei.

c) În cazul folosirii metodei autoreciprocității în impuls este necesar să se cunoască forma impulsului emis, respectiv, recepționat și de asemenea, este necesar ca ecoul să nu se suprapună peste semnalul emis.

În cazul unei **antene horn**, în gama de frecvențe 1-18 GHz se pot aprecia următoarele erori:

Sursa de erori	Valoarea [dB]	Tipul distribuției	Divizor	Coef. de sensibilitate	Rezultat final [dB]
Repetabilitate	±0,3	normală	1	1	0,3
Neadaptare	±0,036	U	1,414	1	-0,025
Eroarea spațială	±0,02	rectangulară	1,732	1	0,012
Eroare de aliniere	±0,2	rectangulară	1,732	1	0,115
Eroare de măsurare a puterii	±0,46	rectangulară	1,732	1	0,266
Eroare cuplor direcțional	±0,12	rectangulară	1,732	1	-0,069
Eroare reflexie reziduală de la pământ	±0,1	rectangulară	1,732	1	0,058
Eroarea termică la cablul coaxial	±0,15	rectangulară	1,732	1	0,087
Eroarea îndoire la cablul coaxial	±0,11	rectangulară	1,732	1	-0,064
Eroarea reflexiilor interne ale antenei	±0,15	rectangulară	1,732	1	0,087
Reflexia pământului	±0,5	rectangulară	1,732	1	0,289
Eroarea instrumentală	±0,17	rectangulară	1,732	1	0,098
Incertitudinea combinată sta	undard $\pm U$				0,550
Incertitudinea extinsă ±2U					1,1

4. Elaborarea modelului liniilor de transmisiune în regim neliniar

Studiul liniilor de transmisiune în regim neliniar este în strânsă corelație cu cel de-al doilea aspect ce a fost studiat în cadrul acestui proiect.

În majoritatea aplicațiilor componentele electrice sunt considerate, pe baza unor modele, ca dispozitive liniare. Aceste modele reușesc într-o măsură mai mare sau mai mică să aproximeze fenomenele fizice sau alte caracteristici ale acestor componente astfel încât ele să poată fi folosite în analiza și sinteza circuitelor cu rezultate satisfăcătoare. Apariția unor fenomene noi care nu pot fi explicate pe baza modelului vechi, impune utilizarea unui nou model care să fie capabil să le cuprindă și să se poată utiliza în cele mai diverse aplicații.

Un asemenea fenomen îl reprezintă și distorsionarea neliniară a semnalelor de către unele componente pasive considerate ca liniare cum ar fi liniile de transmisiune; încă în perioada anilor 1940, o dată cu creșterea numărului de stații de emisie radio și a

puterii acestora, s-a constatat apariția unor distorsiuni de intermodulație în liniile de transmisiune datorate în special îmbinărilor oxidate, de unde a apărut și denumirea de "efectul șurubului ruginit – rusty bolt effect". În ultimul timp, o dată cu extinderea rețelelor de telecomunicații, se constată că aceste distorsiuni de intermodulație apar și la unele linii de transmisiune, de regulă, când acestea au în structura lor materiale de natură magnetică. Dacă pentru telecomunicații prezintă importanță, cu precădere, problemele de intermodulație, pentru compatibilitatea electromagnetică sunt la fel de importante și problemele legate de apariția componentelor armonice superioare.

Ca și la dispozitivele active, intermodulația pasivă apare când două sau mai multe semnale cu frecvențe diferite sunt mixate împreună într-o manieră nelineară producând semnale suplimentare nedorite. Dacă aceste semnale nedorite au frecvența situată în interiorul benzi de frecvențe a receptorului sau stației de bază, ele degradează calitatea recepției și reduc capacitatea de comunicare a sistemului.

Deoarece în ultimii ani, pentru domeniul radiocomunicațiilor, s-a impus din ce în ce mai mult transmiterea și recepționarea simultană a mai multor canale cu aceeași antenă, ca și creșterea continuă a volumului de informații ce trebuie să fie vehiculate în interiorul unei benzi de frecvențe date, distorsiunile datorate intermodulației pasive au devenit un factor principal de limitare a capacității de transmisie.

Intermodulația pasivă este cauzată de o serie de factori cum ar fi: conținutul de materiale magnetice a conductoarelor din calea de înaltă frecvență, contactele elctrice imperfecte din cauza unor fenomene de natură mecanică, contaminarea chimică a suprafețelor parcurse de curenți de radiofrecvență ("rusty bolt" effect) etc. Intermodulația pasivă generată de cabluri și subansamblele conexe reprezintă un factor important în specificațiile tehnice ale acestora din punctul de vedere al stațiilor unde urmează a fi folosite.

În literatura de specialitate au început să apară articole referitoare la distorsiunile produse de intermodulația pasivă în perioada anilor 1930; în ultimii ani, deoarece acest domeniu a început să devină din ce în ce mai important pentru comunicațiile moderne, datorită neajunsurilor pe care le poate produce, tema a fost reactualizată. Este interesantă o observație referitoare la efectul neliniarităților în telecomunicații din 1930 [15]: " Dacă se consideră numai un singur canal de telecomunicații, neliniaritatea conduce la o mică alterare a articulației, însă cu siguranță efectul devine mult mai important dacă apare într-un sistem cu purtătoare, deoarece produsele de intermodulație ce pot să apară vor produce diafonii între canalele adiacente".

Distorsiunile de neliniaritate și produsele de intermodulație apar în infrastructura transmițătorului și sunt produse de către [21]: multiplexoare, antene, cabluri, amplificatoare, în special - etajul final, dar și în infrastructura metalică, piloni, rețele metalice; în aceste cazuri neliniaritățile își au originea în structura materialelor utilizate, dar și în rugină, oxizi și sulfuri metalice, în special la îmbinări cu șuruburi, nituri, bolțuri etc. În majoritatea cazurilor se consideră că cele mai supărătoare produse de intermodulație sunt cele de ordinul III și V. Intermodulația pasivă apare și în rezistențe, inductivități, condensatoare, filtre pasive, linii de transmisiune, antene, conectoare etc.[4, 10, 23]. În [21] sunt descrise cauzele de bază ale producerii intermodulațiilor și modalitățile de reducere ale acestora.

În cadrul prezentului grant s-a propus un nou model al neliniarității din liniile de transmisiune și s-a studiat și efectul inegalității nivelului celor două semnale de intrare în cazul metodei bi-ton.

Cercetările noastre au fost orientate, în special, spre modelarea neliniarităților generate în liniile de transmisiune; modelul propus permite determinarea produselor de intermodulație de ordinul III pentru unda directă și unda inversă în cazul unei linii de transmisiune adaptată la ambele capete. Lucrarea prezentă își propune o dezvoltare a modelului propus printr-o nouă abordare matematică, inclusiv o generalizare pentru liniile de transmisiune neadaptate.

4.1. Relații fizice de bază

Tratarea neliniarităților de valori mici are la bază dezvoltarea funcției de transfer a sistemului în serie Taylor. Se consideră un sistem care prezintă o neliniaritate de ordinul 3 a cărui caracteristică de transfer este de forma:

$$y = a \cdot x + b \cdot x^3 \tag{75}$$

Dacă la intrarea sistemului se aplică un semnal de forma $A \sin \omega t$, la ieșirea acestuia se va obține semnalul:

$$y = A \left(a + \frac{3}{4} A^2 \cdot b \right) \sin \omega t - \frac{1}{4} A^3 \cdot b \sin 3\omega t$$
(76)

Metoda de mai sus nu corespunde întotdeauna cu datele experimentale. De exemplu, în cazul produselor de intermodulație de ordinul III, rezultatele experimentale conduc la o dezvoltare matematică diferită, așa cum se va arăta în continuare.

În tabelul 1 sunt prezentate datele experimentale pentru o linie de transmisiune neliniară cu lungimea de 25 cm, la intrarea căreia se aplică două semnale cu același nivel și cu frecvențele apropiate în banda de 900 MHz. Modificând puterea semnalelor de intrare P_1 , se modifică nivelul produselor de intermodulație N_3 datorate neliniarității; întrucât produsele de intermodulație sunt generate în întreaga linie, se produc unde care se propagă spre ambele extremități ale acesteia: unda directă și unda inversă.

B		N ₃		
F1	Unda directă	Unda inversă		
dBm	dBc	dBc		
30	-132.5	-139.9		
31	-130.6	-137.5		
32	-128.7	-135.5		
33	-127.2	-134.1		
34	-125.2	-132.2		
35	-123.8	-130.8		
36	-122.4	-129.3		
37	-121.4	-127.6		
38	-119.5	-126.2		
39	-117.6	-124.6		
40	-116.1	-123.2		
41	-115.2	-121.7		
42	-113.8	-120.3		
43	-112.0	-119.3		
Panta (<i>m</i>)	1.54	1.56		
Punctul de intercepție (<i>n</i>)	-178.20	-185.76		

Tabelul 1

În Fig.9 este prezentată dependența nivelului produsului de intermodulație de ordinul III pentru unda directă și unda inversă în funcție de puterea semnalelor aplicate la intrare. Pe baza curbelor din Fig. 9 se pot face următoarele observații:



Fig. 9. Dependența nivelului IM III de nivelui semnalelor de intrare

- 1. Dependența nivelului pentru produsul de intermodulație de ordinul III de puterea semnalului de intrare este o dreaptă; În tabel sunt date valorile pentru panta și ordonata la origine, valori obținute pe baza metodei regresiei liniare.
- 2. Pentru o frecvență și o lungime date, se poate scrie:

$$N_3[dBc] = mP_1[dBm] + n.$$
⁽⁷⁷⁾

Din punct de vedere fizic, parametrul n, în afara unei constante de proporționalitate, k_n , depinde și de lungimea l a conductorului și respectiv, de condițiile de propagare, k_p ; dacă se exprimă nivelurile de putere în funcție de tensiune, relația (1) devine:

$$20 \cdot \lg \frac{U_3}{U_1} = m \cdot 10 \cdot \lg \left[\left(\frac{U_1^2}{R} \right) \cdot \frac{1}{1 \,\mathrm{mW}} \right] + 20 \cdot \lg \left(k_n \cdot l \cdot k_p \right), \tag{78}$$

de unde se poate deduce:

$$U_{3} = \left(\frac{k_{n}}{\sqrt{10^{-3} \cdot R^{m}}}\right) \cdot l \cdot k_{p} \cdot U_{1}^{m+1} = k \cdot l \cdot U_{1}^{m+1} = k \cdot l \cdot U_{1}^{m} \cdot U_{2}$$
(79)

Din datele experimentale se observă că în relația (79) valoarea lui m este de circa 1,5 ceea ce demonstrează că în acest caz nu mai este valabil modelul bazat pe dezvoltarea în serie Taylor.

Pentru a elimina neajunsurile prezente la modelele "clasice", care conduc la ideea că neliniaritățile sunt proporționale cu puterea semnalului și nu cu amplitudinea semnalului, se va considera un nou model matematic al neliniarității bazat pe funcția "modul", dat de relația:

$$y = \frac{a_1 x}{1 + k \cdot |x|^p}$$
(80)

unde: a_1 reprezintă sensibilitatea, k este coeficientul de neliniaritate, iar p – exponentul neliniarității. Acest model, pentru p=1 și $x \rightarrow \infty$ conduce la o caracteristică de tip saturație care poate fi folosită și în alte aplicații, cum ar fi amplificatoarele. Neliniaritățile liniilor de transmisiune sunt datorate în primul rând caracteristicilor magnetice ale materialelor folosite la construcția acestora. Pentru a lua în considerare și cazul suprapunerii unui câmp magnetic suplimentar se poate considera că acesta este inclus în valoarea modului.

Modelul introdus prin relația (80) nu este prezentat în literatura de specialitate probabil datorită dificultăților legate de prelucrarea matematică. În realitate, problema poate fi rezolvată ușor, prin prelucrare numerică, dar și pe cale analitică, dacă se ține seama de următoarele relații:

- pentru un semnal sinusoidal $x = A \sin \omega t$, modulul său poate fi dezvoltat în serie Fourier:

$$z = |\sin \omega t| = \frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \left(\frac{\cos 2\omega t}{1 \cdot 3} + \frac{\cos 4\omega t}{3 \cdot 5} + \dots \right)$$
(81)

- pentru cazul biton $x = A \sin \omega_1 t + A \sin \omega_2 t$, (două semnale cu aceeași amplitudine și cu frecvențe ușor diferite folosit pentru caracterizarea produselor de intermodulație), se poate scrie:

$$z = |\sin \omega_{1}t + \sin \omega_{2}t| = 2 \cdot \left| \sin \frac{\omega_{1} + \omega_{2}}{2} \right| \cdot \left| \cos \frac{\omega_{1} - \omega_{2}}{2} \right| =$$

$$= 2 \cdot \left[\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \left(\frac{\cos(\omega_{1} + \omega_{2})t}{1 \cdot 3} + \frac{\cos 2(\omega_{1} + \omega_{2})t}{3 \cdot 5} + ... \right) \right] \times$$

$$\times \left[\frac{2}{\pi} + \frac{4}{\pi} \left(\frac{\cos(\omega_{1} - \omega_{2})t}{1 \cdot 3} - \frac{\cos 2(\omega_{1} - \omega_{2})t}{3 \cdot 5} + ... \right) \right] =$$

$$\approx 2 \cdot \left\{ \frac{4}{\pi^{2}} - \frac{8}{3\pi^{2}} (\cos(\omega_{1} + \omega_{2})t - \cos(\omega_{1} - \omega_{2})t) - \frac{8}{15\pi^{2}} [\cos 2(\omega_{1} + \omega_{2})t - \cos 2(\omega_{1} - \omega_{2})t] =$$

$$= \frac{8}{\pi^{2}} - \frac{16}{3\pi^{2}} [\cos(\omega_{1} + \omega_{2})t - \cos(\omega_{1} - \omega_{2})t] - \frac{16}{15\pi^{2}} [\cos 2(\omega_{1} + \omega_{2})t - \cos 2(\omega_{1} - \omega_{2})t] - \frac{16}{15\pi^{2}} [\cos 2(\omega_{1} + \omega_{2})t - \cos 2(\omega_{1} - \omega_{2})t] =$$

Dacă se dezvoltă în serie relația (80) și se ține seama de (82), pentru $a_1=1$, se obține:

$$y \approx A(\sin \omega_{1}t + \sin \omega_{2}t)\left(1 - \frac{8kA}{\pi^{2}} - \frac{16kA}{3\pi^{2}}\right) + \frac{8kA^{2}}{3\pi^{2}}\left[\sin(2\omega_{1} + \omega_{2})t + \sin(2\omega_{2} + \omega_{1})t - \sin(2\omega_{1} - \omega_{2})t - \sin(2\omega_{2} - \omega_{1})t\right] + \frac{8kA^{2}}{15\pi^{2}}\left[\sin(3\omega_{1} + 2\omega_{2}) + \sin(3\omega_{2} + 2\omega_{1}) - \sin(3\omega_{1} - 2\omega_{2}) - \sin(3\omega_{2} - 2\omega_{1}) - \sin(2\omega_{1} + \omega_{2}) - \sin(2\omega_{2} + \omega_{1}) - \sin(2\omega_{1} - \omega_{2}) - \sin(2\omega_{2} - \omega_{1})\right]$$
(83)

Rezultă că din cauza neliniarității, amplitudinea semnalelor de bază se reduce la 1,89 kA, iar amplitudinea unuia dintre produsele de intermodulație de ordinul III este 0,32 kA^2 . În acest caz raportul amplitudinilor pentru produsele de intermodulație de ordinul III, la modificarea puterii componentelor fundamentale, va fi:

$$\frac{A_3'}{A_3} = \sqrt{\frac{P_1'}{P_1} \cdot \frac{P_2'}{P_2}}$$
(84)

relație ce permite determinarea exponentului puterii p din relația (80).

În relația (82) trebuie observată și prezența produselor de intermodulație de ordinul V de forma $3\omega_1-2\omega_2$, care au frecvența apropiată de banda de frecvențe studiată; este posibil ca nivelul acestor produse de intermodulație să fie diminuat din cauza compușilor de intermodulație de ordinul VII.

Ca mod de lucru pentru determinarea caracteristicilor de neliniaritate ale liniilor de transmisiune s-a procedat astfel:

- linia ce urmează a fi studiată, având o lungime dată, *l*, s-a împărțit în *n* tronsoane identice;
- se calculează la începutul fiecărui tronson valoarea tensiunii; pentru aceasta vor fi necesare mărimi suplimentare: ω, α, β, Z₀, Z₁, Z₂, E₀ sau echivalente acestora (de exemplu puterea semnalului/semnalelor);
- pentru modelul de neliniaritate considerat s-a stabilit valoarea tensiunii/tensiunilor corespunzătoare pentru produsele de neliniaritate;
- în final programul trebuie să conducă la:
- 1. deducerea parametrilor de neliniaritate din comparația cu valorile măsurate;
- 2. deducerea nivelului interferențelor dacă sunt cunoscuți parametrii de neliniaritate.

Valorile măsurate se pot constitui într-o bază de date în care datele se pot considera ca elemente distincte în funcție de:

- a) natura materialului,
- b) lungimea cablului sau alte elemente constructive geometrice,
- c) frecvențele de lucru,
- d) regimul de adaptare (adaptat, în gol, în scurt-circuit),
- e) puterea semnalului aplicat la intrare,
- f) mărimea măsurată etc.

4.2. Modelul teoretic

În continuare va fi descris modelul teoretic pentru intermodulațiile pe liniile de transmisiune. Considerăm o linie de transmisiune de lungime l, conectată la un generator cu rezistența internă R_g , și la o impedanță de sarcină, Z_l (Fig.10).



Fig. 10. Linie de transmisiune cu neliniarități.

La intrarea în linia de transmisiune se aplică semnalele cu frecvențele f_1 și f_2 apropiate:

$$u_1 = A_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1)$$

$$u_2 = A_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2)$$
(85)

Deoarece nu are importanță valoarea instantanee a semnalelor ci numai puterea acestora, cunoașterea fazei relative va fi suficientă. Vom considera că linia de transmisiune este împărțită în *n* segmente de lungime egală, iar sediul neliniarității – produsul de intermodulație de ordinul III cu frecvența $2f_1-f_2$ - se găsește la începutul fiecărui segment (Fig.10).

Fie $\begin{bmatrix} A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix}$ vectorul amplitudinii tensiunilor de excitație și $\begin{bmatrix} A_3 \end{bmatrix}$ vectorul

complex de răspuns a neliniarității generate. Din punct de vedere matematic semnificația fizică a variabilelor nu este importantă.Pentru cazul general se poate scrie:

$$\begin{bmatrix} A_3 \end{bmatrix} = \mathbf{M} \cdot \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix}, \tag{86}$$

unde M este matricea de performanță a sistemului.

Din punct de vedere practic linia de transmisiune este adaptată la generator; în caz de neadaptare a sarcinii, pentru semnalul u_1 impedanța de intrare în linie este [3]:

$$Z_{i1} = \frac{Z_{01} \cdot [R_s \cosh(\gamma_1 l) + Z_{01} \sinh(\gamma_1 l)]}{Z_{01} \cosh(\gamma_1 l) + R_s \sinh(\gamma_1 l)},$$
(87)

unde Z_{01} reprezintă impedanța caracteristică a liniei de transmisiune, iar γ_1 – constanta de propagare corespunzătoare.

Tensiunea și respectiv, curentul de intrare în linie au expresiile:

$$U_{1} = A_{1} \frac{Z_{i1}}{R_{g} + Z_{i1}}$$

$$I_{1} = \frac{A_{1}}{R_{g} + Z_{i1}}$$
(88)

În linie se formează o undă staționară care va avea, în cadrul celor *n* segmente, o distribuție de amplitudine dată de ecuația matriceală:

$$\begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ \vdots \\ A_{1k} \\ \vdots \\ A_{1n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \begin{bmatrix} \gamma_1 \frac{l}{n} \end{bmatrix} & -\sinh \begin{bmatrix} \gamma_1 \frac{l}{n} \end{bmatrix} \\ \vdots \\ \cosh \begin{bmatrix} \gamma_1 (k-1) \frac{l}{n} \end{bmatrix} & -\sinh \begin{bmatrix} \gamma_1 (k-1) \frac{l}{n} \end{bmatrix} \\ \vdots \\ \cosh \begin{bmatrix} \gamma_1 (n-1) \frac{l}{n} \end{bmatrix} & -\sinh \begin{bmatrix} \gamma_1 (n-1) \frac{l}{n} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ Z_{01} \cdot I_1 \end{bmatrix}$$
(89)

Similar, pentru semnalul u_2 , se poate scrie:

$$\begin{bmatrix} A_{21} \\ A_{22} \\ \vdots \\ A_{2k} \\ \vdots \\ A_{2n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cosh\left[\gamma_{2}\frac{l}{n}\right] & -\sinh\left[\gamma_{2}\frac{l}{n}\right] \\ \vdots \\ \cosh\left[\gamma_{2}(k-1)\frac{l}{n}\right] & -\sinh\left[\gamma_{2}(k-1)\frac{l}{n}\right] \\ \vdots \\ \cosh\left[\gamma_{2}(n-1)\frac{l}{n}\right] & -\sinh\left[\gamma_{2}(n-1)\frac{l}{n}\right] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{2} \\ Z_{02} \cdot I_{2} \end{bmatrix}$$
(90)

Dacă $n \rightarrow \infty$ ($\Delta l \rightarrow 0$) și efectul neliniarității, A_3 , va tinde către 0, de unde rezultă că:

$$k = \lim_{\Delta l \to 0} \frac{\Delta A_3}{\Delta l} \tag{91}$$

reprezintă o constantă a neliniarității care poate să depindă de o serie de factori ca: forma și natura materialului din care este confecționată linia, dar și frecvență, temperatură, prezența unor câmpuri electromagnetice etc. Conform relației (79) produsul de intermodulație de ordinul III depinde de amplitudinile celor două semnale aplicate la intrare printr-o expresie de forma:

$$A_3 \sim k \cdot \frac{l}{n} \cdot \left[\operatorname{Re}(A_1) \right]^p \cdot \operatorname{Re}(A_2)$$
(92)

unde: k și p sunt parametri ce caracterizează neliniaritatea și care depind de frecvență și natura materialului din care este confecționată linia. În relația (92) nu s-a ținut seama de faza semnalelor; întrucât în linia de transmisiune se generează un produs de intermodulație de ordinul III, vom presupune că fazele vor fi combinate după o lege liniară, ceea ce conduce la relația:

$$\beta_{12} = 2 \cdot \beta_1 - \beta_2 \tag{93}$$

unde β_1 și β_2 reprezintă constantele de fază corespunzătoare celor două frecvențe ale semnalelor aplicate la intrare, iar β_{12} – constanta de fază a produsului de intermodulație. În aceste condiții, dacă la începutul fiecărui segment se generează o neliniaritate având amplitudinea complexă de forma:

$$A_{3k} = k \frac{l}{n} \cdot \left| A_{1k} \cdot A_{1k}^* \right|^{\frac{p}{2}} \cdot \left| A_{2k} \cdot A_{2k}^* \right|^{\frac{1}{2}} \cdot \exp\left[-j\beta_{12} \left(k-1 \right) \frac{l}{n} \right]$$
(94)

dacă se notează:

$$A_{12k} = k \frac{l}{n} \cdot \left| A_{1k} \cdot A_{1k}^* \right|^{\frac{p}{2}} \cdot \left| A_{2k} \cdot A_{2k}^* \right|^{\frac{1}{2}}$$
(95)

rezultă că nivelul produsului de intermodulație de ordinul III corespunzător fiecărui segment de linie va fi dat de ecuația matricială:

$$\begin{bmatrix} A_{31} \\ A_{32} \\ \vdots \\ A_{3k} \\ \vdots \\ A_{3n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{121} \\ A_{122} \\ \vdots \\ A_{12k} \\ \vdots \\ A_{12n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \exp\left[-(j\beta_{12})\frac{l}{n}\right] \\ \vdots \\ \exp\left[-(j\beta_{12})(k-1)\frac{l}{n}\right] \\ \vdots \\ \exp\left[-(j\beta_{12})(n-1)\frac{l}{n}\right] \end{bmatrix}$$
(96)

Produsul de intermodulație generat de către fiecare segment de linie se propagă sub forma unor unde atât spre generator – *unda inversă*, cât și spre sarcină – *unda directă*.

La capătul liniei, la bornele impedanței de sarcină, componentele generate de fiecare tronson vor fi:

$$\begin{bmatrix} A_{d1} \\ A_{d2} \\ \vdots \\ A_{dk} \\ \vdots \\ A_{dn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp\left[-(\alpha_{12} + j\beta_{12})n\frac{l}{n}\right] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \exp\left[-(\alpha_{12} + j\beta_{12})(n-1)\frac{l}{n}\right] & \dots & 0 \\ \vdots & & & \\ 0 & 0 & \exp\left[-(\alpha_{12} + j\beta_{12})(n-k)\frac{l}{n}\right] & 0 \\ \vdots & & & \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{31} \\ A_{32} \\ \vdots \\ A_{3k} \\ \vdots \\ A_{3n} \end{bmatrix}$$
(97)

În matricea diagonală a propagării directe apare β_{12} -constanta de atenuare corespunzătoare produsului de intermodulație. Relația (97) poate fi folosită la determinarea nivelului undei directe prin însumarea contribuției tuturor segmentelor de linie reprezentate prin elementele matricei $[A_{dk}]$.

Similar, pentru unda inversă ce apare la intrarea în linia de transmisiune, componentele generate de fiecare tronson de linie vor fi date de ecuația matricială:

$$\begin{bmatrix} A_{i1} \\ A_{i2} \\ \vdots \\ A_{ik} \\ \vdots \\ A_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \exp\left[-(\alpha_{12} + j\beta_{12})\frac{l}{n}\right] & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \\ 0 & 0 & \exp\left[-(\alpha_{12} + j\beta_{12})(k-1)\frac{l}{n}\right] & 0 \\ \vdots & & & \\ 0 & 0 & \dots & \exp\left[-(\alpha_{12} + j\beta_{12})(n-1)\frac{l}{n}\right] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{31} \\ A_{32} \\ \vdots \\ A_{3k} \\ \vdots \\ A_{3n} \end{bmatrix}$$
(98)

În expresia (98) apare matricea diagonală a propagării inverse în care sunt evidențiate atenuările și defazajul pentru undele produse în fiecare segment. Și în acest caz, relația (98) poate fi folosită la determinarea nivelului undei inverse prin însumarea contribuției tuturor segmentelor de linie reprezentate prin elementele matricei $[A_{ik}]$.

4.3. Prelucrarea rezultatelor

Cu ajutorul relațiilor matriceale prezentate se poate implementa un program de calcul a nivelului undelor directe sau inverse pentru cazul general când sarcina nu este adaptată la linia de transmisiune. Ca date de intrare se pot considera: lungimea liniei de transmisiune, caracteristicile de neliniaritate – k și p, parametrii lineici (R, L, C, G), datele privind semnalele aplicate la intrare (tensiune, putere, frecvențe).

Inițial se determină valorile corespunzătoare celor două unde staționare care se formează în linie apoi se determină nivelul produsului de intermodulație de ordinul III.

Determinarea nivelului tuturor undelor generate de fiecare segment de linie, la intrarea sau ieșirea acesteia se face cu ajutorul ecuațiilor matriceale (97) și (98).

Nivelul corespunzător produsului de intermodulație de ordinul III pentru unda directă și respectiv, unda inversă se face prin însumarea elementelor matricelor corespunzătoare cu observația că la bornele sarcinii se produce o undă reflectată din unda directă care se va însuma la intrarea în linie cu unda inversă conform relației:

$$A_{i} = \sum_{k=1}^{n} A_{ik} + \rho \cdot \left(\sum_{k=1}^{n} A_{dk}\right) \cdot \exp(-\gamma_{12} \cdot l)$$
(99)

unde: ρ reprezintă coeficientul de reflexie al undei directe, iar β_{12} – constanta de propagare.

Cu ajutorul metodei prezentate a fost realizat un program în MATLAB pentru calculul produselor de intermodulație de ordinul III în cazul unei linii de transmisiune neliniare, pentru oricare regim de funcționare. În Fig. 11 sunt prezentate curbele de variație a nivelului produselor de intermodulație de ordinul III în funcție de lungime pentru o linie de transmisiune neliniară cu lungimea de 35 cm, (k=1,26.10⁻⁷, p=1,5), alimentată cu două semnale cu puterea de 20 W și frecvențele de 935 MHz și respectiv, 960 MHz.



Fig.11.Unda directă și unda inversă în funcție de lungime

Comparativ, în Fig. 11 sunt prezentate și valorile experimentale obținute în urma măsurării unei linii de transmisiune neliniare cu lungimea cuprinsă între 25 și 35 cm.

În Fig. 4 sunt prezentate curbele pentru nivelul produselor de intermodulație ale undei inverse în condițiile de mai sus, pentru regimul adaptat, linia în gol și respectiv, în scurtcircuit.

În tabelul 2 sunt prezentate valorile teoretice și valorile experimentale ale produsului de intermodulație de ordinul III determinate la intrarea în linie în regim adaptat, în gol și în

scurtcircuit, pentru o linie de transmisiune neliniară cu lungimea de 10 cm, alimentată cu două semnale cu puterea de 3 W și frecvențele de 935 MHz și respectiv, 960 MHz.

Tabelul 2

Formo oirouitului	Date experimentale	Date teoretice	
r'orma circuiturui	dBc	dBc	
Circuit adaptat	-134	-131	
Circuit în gol	-109	-109	
Scurtcircuit	-116	-120	

Diferența ce apare la regimul de lucru în scurtcircuit se datorează faptului că la conectarea dispozitivului de scurtcircuitare a liniei se produce practic o alungire a liniei de transmisiune cu circa 1 cm, rezultatul corectat fiind de -117 dBc.

Folosirea matricelor la studiul neliniarităților liniilor de transmisiune simplifică tratarea fenomenelor de propagare și permite o implementare mai ușoară a unor programe de calcul pentru determinarea nivelului produselor de intermodulație în cazul general, inclusiv în condiții de neadaptare.



Fig.12. IM-3 în funcție de lungime

Dacă pentru unda inversă, datorită fenomenelor de recombinare a fazei produselor de intermodulație este posibilă o reducere a nivelului acestora pentru anumite lungimi, în regim de neadaptare, inclusiv din cauza reflexiei undei directe, poate avea loc o creștere a nivelului produselor de intermodulație pentru lungimi ale liniei la care se produc fenomene de rezonanță.

Se constată o foarte bună concordanță între rezultatele teoretice și rezultatele experimentale obținute în cadrul unor măsurări realizate cu echipamente performante, ceea ce demonstrează că modelul propus și metoda de prelucrare sunt corecte.

Modelul, precum și metoda de prelucrare propuse pot fi extinse și la studiul neliniarităților de ordin superior din liniile de transmisiune sau alte dispozitive neliniare.

Deși este cunoscut faptul că materialele magnetice sunt neliniare prin caracteristica de histerezis și prezintă fenomene de relaxare la frecvențe din domeniul gigahertzilor, până în prezent, după cunoștința autorilor, nu s-a încercat o modelare matematică a fenomenelor, poate și din cauza dificultăților legate de fenomenele de propagare din liniile de transmisiune.

5. Concluzii

Studiile care au fost efectuate cu privire la posibilitățile de calibrare a antenelor pe baza metodei autoreciprocității în impuls au arătat fezabilitatea soluției propuse. În cadrul cercetării au fost dezvoltate următoarele aspecte:

- conceperea schemei de măsurare pentru calibrarea antenelor pe baza metodei autoreciprocității în impuls;
- elaborarea unui model fizic și matematic al schemei de măsurare în care antena, spațiul de măsurare și respectiv, reflectorul să fie modelați cu ajutorul unor cuadripoli;
- studierea corespondenței dintre parametrii antenei (câștig, directivitate, apertură, înălțime efectivă etc.) și parametrii cuadripolului electric echivalent;
- studierea corespondenței dintre parametrii spațiului de măsurare și cei ai reflectorului și parametrii cuadripolului electric echivalent;
- stabilirea unei forme optime pentru forma impulsului emis pentru obținerea de performanțe de calibrare optime;
- studierea surselor de erori, estimarea şi reducerea efectului acestora, precum şi estimarea incertitudinii de măsurare; o atenție deosebită se va acorda erorilor de natură sistematică care provin din schema de măsurare şi separat, pentru erorile sistematice care sunt datorate spațiului de măsurare, ultimele având o deosebită importanță în ceea ce priveşte folosirea unor spații de măsurare neamenajate sau cu o amenajare minimă;
- pornind de la modelele deja elaborate pentru studiul neliniarităților din componentele pasive de circuit se pot determina caracteristicile de neliniaritate pentru principalele structuri utilizate în practică, precum și dependența acestora în funcție de natura materialelor utilizate, frecvență, puterile vehiculate și construcția mecanică (geometrică).

6. Publicarea unei cărți referitoare la antene

Având în vedere experiența didactică a participanților la acest proiect, precum și cunoștințele noi dobândite cu ocazia documentării și studierii problemelor specifice temei abordate, apare drept firească elaborarea unui manual de "Antene și propagare", autori: prof.dr.ing. Alimpie Ignea, conf.dr.ing. Eugen Mârza, conf.dr.ing. Aldo De Sabata, lucrare ce a fost publicată de Editura de Vest, Timișoara, mai ales că domeniul bibliografic din țară este deficitar, ultima apariție cu abordare teoretică despre antene și propagare datând din anul 1982 (E. Nicolau, Antene și propagare, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1982).

Apariția pe piață a acestui manual este justificată în primul rând de extinderea telecomunicațiilor "fără fir" și dacă ne gândim numai la telefonia celulară, practic oricine poate să aibă o antenă de emisie/recepție. De asemenea, merită menționat faptul că problemele de antene și propagare nu se limitează numai la domeniul telecomunicațiilor; din considerații legate de gestionarea unei surse naturale limitate, cum este spectrul de frecvențe, s-a dezvoltat un nou domeniu – compatibilitatea electromagnetică, domeniu care, de asemenea, implică cunoștințe legate de antene și propagare. Nu în ultimul rând merită a fi menționate și studiile privind interacțiunea dintre câmpul electromagnetic și țesuturile vii. Pentru a răspunde mai bine cerințelor legate de noile tehnice de comunicații au început să fie dezvoltate noi tipuri de antene, dar și de sisteme radiante și de asemenea, au fost dezvoltate tehnicile de măsurare. Toate aceste aspecte noi au căutat să fie cuprinse în manualul elaborat, conținutul acestuia fiind următorul:

În capitolul 1, "Radiația electromagnetică", pornind de la ecuațiile câmpului electromagnetic, sunt deduse expresiile pentru principalele caracteristici de radiație în cazul dipolului elementar și al buclei de curent. De asemenea, sunt tratate problemele referitoare la câmpul electromagnetic rezultat în urma radiației unor structuri de antene filare.

Capitolul 2, "Propagarea undelor electromagnetice", conține principalele aspecte privind procesele de transmitere a energiei câmpului electromagnetic, cu referiri concrete la radiodifuziune și comunicațiile moderne. O atenție deosebită este acordată problemelor privind acoperirea zonelor pentru asigurarea serviciilor de telecomunicații, insistâdu-se pe natura dispersivă a canalelor radio în cazul comunicațiilor mobile.

Capitolul 3, "Sisteme radiante", se referă la construcția sistemelor de antene (sisteme formate din dipoli, antene unidirecționale cu reflector pasiv, antene Yagi, șiruri și rețele de antene etc.) care trebuie să asigure o serie de constrângeri legate de câștig, directivitate și plan de polarizare.

În capitolul 4, "Alte tipuri de antene și aplicații", sunt prezentate unele tipuri speciale de antene (antena horn, antene adaptive, lentile etc.), precum și principalele aspecte privind utilizarea metodelor adaptive pentru creșterea performanțelor de recepție ale antenelor și în primul rând, îmbunătățirea raportului semnal/zgomot.

Capitolul 5, "Calibrarea antenelor" este dedicat problemelor complexe legate de măsurarea parametrilor antenelor. În prima parte a acestui capitol sunt definiți parametrii și caracteristicile specifice antenelor. În continuare, sunt prezentate principalele metode de măsurare a parametrilor și caracteristicile antenelor, inclusiv măsurarea câmpului electromagnetic. Întrucât spațiul de măsurare joacă un rol important la calibrarea antenelor, caracteristicilor acestuia li s-au dedicat un paragraf special. De asemenea, în cadrul acestui capitol sunt prezentate principalele mijloace de măsurare folosite la calibrarea antenelor. Capitolul se încheie cu un paragraf referitor la determinarea erorilor și a incertitudinii de măsurare ce apar la calibrarea antenelor.

O mențiune deosebită trebuie făcută pentru anexa cu programe de calcul scrise în MATLAB, programe care permit determinarea unor caracteristici foarte importante ale antenelor, cum ar fi, caracteristica de directivitate.

Prin conținutul ei, cartea se adresează în primul rând inginerilor electroniști și studenților de la facultățile de specialitate, însă, prin conținut, poate fi utilă, cel puțin parțial, tuturor celor interesați de problemele legate de antene și propagare.

BIBLIOGRAFIE

[1] Baum, C.E., *General Properties of Antennas*, în IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. 44., no.1, Febr. 2002, pp. 18-24.

[2] Deats, B., *Measuring the passive intermodulation Performance of RF Cable Assemblies*, Summitek Instruments (http://www.summitek.com), 1999.

[3] De Sabata, A., Măsurări cu microunde și optoelectronice, Litografia UPT, Timișoara, 1996.

[4] Gabriel, R., Körtvelyessy, R., A. IGNEA, *Passive Intermodulation in Mobilfunkkomponentern, Modellierung und Messung*, Taschenbuch der Telekom Praxis, 2002, Germania, pp.91-106

[5] Glimm, J. s.a., *A Single-Antenna Method for Traceable Antenna Gain Measurement*, în IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, nov.1999, vol.41, nr.4, partea a ii-a, pp.436-439

[6] Ignea, A. Introducere în compatibilitatea electromagnetică, Editura de Vest, Timișoara, 1998.

[7] Ignea, A., Mârza, E., De Sabata, Al., Antene și propagare, Editura de Vest, Timișoara, 2002.

[8] Ignea, A. Contribuții la calibrarea transductoarelor de ultrasunete folosind metoda autoreciprocității în impuls, Teză de doctorat, I.P.."Traian Vuia", Timișoara, 1986.

[9] A. IGNEA, C. Dughir, *Self- Reciprocity Antenna Calibration*, Proc. of the Symp. on Electronics and Telecommunications "ETc.2000", Timisoara, Oct., 2002, Vol. II,

[10] Ignea, A., Gabriel, R., Stănescu, O., Körtvelyessy, R., *The Passive Intermodulation în Transmission Line*, în Proc. of the Symp. on Electronics and Telecomm. "ETc 2000", Timişoara, Nov. 2000, Vol. 2, pp. 211-215.

[11] Ignea, A., Stănescu, O., Körtvelyessy, R., A New approach on Nonlinearity Distortion, în Proc. of TELSIK, Nis, 2001, pp. 83-87

[12] Ignea, A., Stănescu, O., Körtvelyessy, R., O., *Nonlinearity in Transmission Lines*, Proc. of the Symp. SIITME, București, Sept.2001, pp. 301-304

[13] Ignea, A., Contribuții la calibrarea transductoarelor de măsură cu ultrasunete folosind metoda autoreciprocității în impuls, Teză de doctorat, Institutul Politehnic "Traian Vuia" Timișoara, 1986

[14] Ignea, A., ş.a., *Modelarea unor neliniarități din liniile de transmisiune*, lucrare comunicată la Workshop-ul "Unele direcții și realizări recente în domeniul CEM", București, 09.11.2000

[15] Latimer, K.E., Intermodulation în Loaded Telephone Cables, în Electrical Communication, vol. XIV, Apr., 1936, no. 4, pp.275-296

[16] Lojewski, G., Microunde. Dispozitive și circuite, Ed. Teora, București, 1995

[17] Meinke - Gundlach, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, vol I, II și III, Springer Verlag, Berlin, 1986

[18] Naforniță, I., Naforniță, M., Microunde, în curs de publicare la Editura Politehnica, Timișoara

[19] Nicolau, E. coord, Manualul inginerului electronist. Măsurări electronice, Ed. Tehnică, București, 1979

[20] Osburn, J.D.M., EMC Antenna Parameters and Their Relationships, www.rbitem.com/Archived Articles/, 1996

[21] Poppleton, D., Passive intermodulation - Theory and Measurement, în 22-nd ARMMS Conf., 1995, pp.70-76

[22] Sucher, M., Fox, J., Handbook of Microwave Measurements, vol. I, II și III, Polytechnic Press, Brooklin, 1963

[23] Young, Ch.E., An Update on Intermodulation Generation by RF Connector Hardware Containing Ferromagnetic Materials, în 9-th An. Connector Symp. Proc., Oct.1976, pp.266-283

ANEXE

```
A1. Program de calcul pentru diagrame de radiație pentru
              grupurile de antene filare - plan vertical
%program arlinvert.m
%interferenta in plan vertical
%a antenelor filare paralele cu axa z
%situate in 3D in jurul originii
clear
lambda=10; %lungimea de unda in metri
k=2*pi/lambda;
epsilonr=1;
RP=1; %distanta la care se masoara campul in metri
C=j*60/(RP*sqrt(epsilonr))*exp(-j*k*RP)/RP; %o constanta
%urmatorii cinci vectori trebuie sa aiba aceeasi lungime
r=[lambda/8 lambda/8]'; %distantele fata de origine
phip=[-pi/2 pi/2]';
                     %longitudinile
z=[0 0]'; %distantele de la centre la xOy
L=[lambda/2 lambda/2]'; %lungimile antenelor
l=L/2; %semilungimile antenelor
I0=[1 exp(j*pi/2)]'; %amplitudinea complexa a curentului
N=length(r); %numarul antenelor
Rez=1000; %rezolutia de reprezentare
theta=linspace(0,pi, Rez)+eps; %pt diagrama de directivitate
reptheta=repmat(theta,N,1);
repr=repmat(r,1,Rez);
repphip=repmat(phip,1,Rez);
repz=repmat(z,1,Rez);
repl=repmat(l,1,Rez);
repI0=repmat(I0,1,Rez);
phi1=0; %primul semiplan
phi2=phi1+pi; %al doilea semiplan
E1=C*repI0.*exp(j*k*(repr.*sin(reptheta.*cos(phil-repphip)+...
   repz.*cos(reptheta)))).*...
   (cos(k*repl.*cos(reptheta))-cos(k*repl))./sin(reptheta);
Ecl=sum(E1,1); %amplitudinea complexa a campului
AE1=abs(Ec1);
RE1=AE1/max(AE1);
E2=C*repI0.*exp(j*k*(repr.*sin(reptheta.*cos(phi2-repphip)+...
   repz.*cos(reptheta)))).*...
   (cos(k*repl.*cos(reptheta))-cos(k*repl))./sin(reptheta);
Ec2=sum(E2,1); %amplitudinea complexa a campului
AE2=abs(Ec2);
RE2=AE2/max(AE2);
%Reprezentarea se face in coordonatele polare asociate
%planului ales (nu in coordonatele sferice initiale)
phirep1=pi/2-theta;
phirep2=theta+pi/2;
figure(3)
polar(phirep1,RE1,'k')
hold
polar(phirep2,RE2,'k')
hold
title ('diagrama de radiatie verticala', 'FontSize', 8)
```



A2. Program de calcul pentru diagrame de radiație pentru grupurile de antene filare - plan orizontal

```
%program arlinoriz.m
%interferenta in plan orizontal
%a antenelor filare paralele cu axa z
%situate in 3D in jurul originii
clear
lambda=10; %lungimea de unda in metri
k=2*pi/lambda;
epsilonr=1;
RP=1; %distanta la care se masoara campul in metri
C=j*60/(RP*sqrt(epsilonr))*exp(-j*k*RP)/RP; %o constanta
%urmatorii cinci vectori trebuie sa aiba aceeasi lungime
r=[10 10]'; %distantele fata de origine
phip=[-pi/2 pi/2]';
                     %longitudinile
z=[1 -1]'; %distantele de la centre la xOy
L=[lambda/2 lambda/2]'; %lungimile antenelor
l=L/2; %semilungimile antenelor
%I0=[1 exp(j*pi/2)]'; %amplitudinile complexe ale curentilor
IO=[1 -1]';
N=length(r); %numarul antenelor
Rez=1000; %rezolutia de reprezentare
phi=linspace(0,2*pi, Rez); %pt diagrama de directivitate
repphi=repmat(phi,N,1);
repr=repmat(r,1,Rez);
repphip=repmat(phip,1,Rez);
repz=repmat(z,1,Rez);
repl=repmat(l,1,Rez);
repI0=repmat(I0,1,Rez);
theta=pi/2;
E=C*repI0.*exp(j*k*(repr.*sin(theta*cos(repphi-repphip)+...
   repz*cos(theta)))).*...
   (cos(k*repl*cos(theta))-cos(k*repl))/sin(theta);
Ec=sum(E,1); %amplitudinea complexa a campului
```

AE=abs(Ec); RE=AE/max(AE); figure(3) polar(phi,RE,'k') title('diagrama de radiatie orizontala','FontSize',8)



A3. Program de calcul pentru diagrame de radiație pentru grupurile de antene filare - coordonate 3d

%program arlin3d.m %interferenta antenelor filare in spatiu; %diagrame de directivitate 3d (program optimizat) %foloseste matrici tridimensionale clear lambda=10; %lungimea de unda in metri k=2*pi/lambda; epsilonr=1; RP=1; %distanta la care se masoara campul in metri C=j*60/(RP*sqrt(epsilonr))*exp(-j*k*RP)/RP; %o constanta %urmatorii cinci vectori trebuie sa aiba aceeasi lungime r=[lambda/8 lambda/8]'; %distantele fata de origine phip=[-pi/2 pi/2]'; %longitudinile z=[0 0]'; %distantele de la centre la xOy L=[lambda/2 lambda/2]'; %lungimile antenelor l=L/2; %semilungimile antenelor I0=[1 exp(j*pi/2)]'; %amplitudinea complexa a curentului N=length(r); %numarul antenelor Rez=100; %rezolutia de reprezentare phi=linspace(0,2*pi, Rez); %pt diagrama de directivitate theta=linspace(0,pi,Rez)+eps;

```
theta=theta';
reptheta=repmat(theta, 1, length(phi));
repphi=repmat(phi, length(theta),1);
rep3theta=repmat(reptheta,[1 1 N]);
rep3phi=repmat(repphi,[1 1 N]);
I3=zeros(1,1,N);
I3(1,1,:)=I0;
I3=repmat(I3,[length(theta), length(phi) 1]);
r3=zeros(1,1,N);
r3(1,1,:)=r;
r3=repmat(r3,[length(theta), length(phi) 1]);
phip3=zeros(1,1,N);
phip3(1,1,:)=phip;
phip3=repmat(phip3,[length(theta), length(phi) 1]);
z3=zeros(1,1,N);
z3(1,1,:)=z;
z3=repmat(z3,[length(theta), length(phi) 1]);
13=zeros(1,1,N);
13(1,1,:)=1;
13=repmat(13,[length(theta), length(phi) 1]);
E=C*I3.*exp(j*k*(r3.*sin(rep3theta.*cos(rep3phi-phip3)+...
   z3.*cos(rep3theta)))).*...
   (cos(k*13.*cos(rep3theta))-cos(k*13))./sin(rep3theta);
E=sum(E,3); %amplitudinea complexa a campului
AE=abs(E);
XE=AE.*sin(reptheta).*cos(repphi);
YE=AE.*sin(reptheta).*sin(repphi);
ZE=AE.*cos(reptheta);
X=XE/max(max(AE));
Y=YE/max(max(AE));
Z=ZE/max(max(AE));
%diagrama de radiatie in 3d
figure(1)
colormap('gray')
surf(X,Y,Z)
axis equal
xlabel('x')
ylabel('y')
zlabel('z')
title('diagrama de radiatie', 'FontSize', 8)
lambda=1;
k=2*pi/lambda;
1=5/8*lambda;
10 = -1;
N=1000;
z1=linspace(0,1,N);
f1=sin(k*(l-z1));
z_{2}=-z_{1}(N:-1:2);
f2=f1(N:-1:2);
z=[z2 z1];
f=[f2 f1];
plot(z,f,'k')
xlabel('{\itz}');
ylabel('{\itI}')
```



A4. Program de calcul pentru diagrame de radiație pentru dipolii elementari - coordonate 3d

```
%program drad3d
%interferenta dipolilor in spatiu;
%diagrame de directivitate 3d (program optimizat)
%foloseste matrici tridimensionale
clear
lambda=10; %lungimea de unda in metri
A=[1 1 1 1 1 1]; %amplitudinile dipolilor
faze=[-pi/4 0 0 0 0]; %fazele initiale ale dipolilor
E1=A.*exp(j*faze); %apmplitudinile complexe ale dipolilor
N=length(E1); %numarul dipolilor
RP=1; %distanta la care se masoara campul in metri
Rez=100; %rezolutia de reprezentare
delta=[5 0 5 5 5 10];%distantele fata de origine
thetap=[pi/2 pi/2 pi/2 pi/2 pi/2 pi/2 ]; %colatitudinile dipolilor
phip=[0 0 pi pi/2 -pi/2 0]; %longitudinile dipolilor
phi=linspace(0,2*pi, Rez); %pt diagrama de directivitate
theta=linspace(0,pi,Rez);
theta=theta';
reptheta=repmat(theta,1,length(phi));
repphi=repmat(phi, length(theta),1);
rep3theta=repmat(reptheta,[1 1 N]);
rep3phi=repmat(repphi,[1 1 N]);
E3=zeros(1,1,N);
E3(1,1,:)=E1;
E3=repmat(E3,[length(theta), length(phi) 1]);
delta3=zeros(1,1,N);
delta3(1,1,:)=delta;
```

```
delta3=repmat(delta3,[length(theta), length(phi) 1]);
thetap3=zeros(1, 1, N);
thetap3(1, 1, :)=thetap;
thetap3=repmat(thetap3,[length(theta), length(phi) 1]);
phip3=zeros(1,1,N);
phip3(1,1,:)=phip;
phip3=repmat(phip3,[length(theta), length(phi) 1]);
cosA=sin(rep3theta).*sin(thetap3).*cos(rep3phi-phip3)+...
cos(rep3theta).*cos(thetap3);
E=E3/RP*exp(-j*2*pi/lambda*RP).*exp(j*2*pi/lambda*...
delta3.*cosA).*sin(rep3theta);
E=sum(E,3); %amplitudinea complexa a campului
AE=abs(E);
XE=AE.*sin(reptheta).*cos(repphi);
YE=AE.*sin(reptheta).*sin(repphi);
ZE=AE.*cos(reptheta);
X=XE/max(max(AE));
Y=YE/max(max(AE));
Z=ZE/max(max(AE));
%diagrama de radiatie in 3d
figure(1)
colormap('gray')
surf(X,Y,Z)
axis equal
xlabel('x')
ylabel('y')
zlabel('z')
title('diagrama de radiatie', 'FontSize', 8)
```



44

A5. Program de calcul pentru diagrame de radiație pentru dipolii elementari - plan orizontal

```
%program dradoriz
%interferenta in plan orizontal a
%dipolilor elementari paraleli cu axa z
%situati in 3D in jurul originii
clear
lambda=10; %lungimea de unda in metri
A=[1 1 1 1 1 1]'; %amplitudinile dipolilor
faze=[-pi/4 0 0 0 0]'; %fazele initiale ale dipolilor
E1=A.*exp(j*faze); %apmplitudinile complexe ale dipolilor
N=length(E1); %numarul dipolilor
delta=[5 0 5 5 5 10]';%distantele fata de origine
thetap=[pi/2 pi/2 pi/2 pi/2 pi/2 pi/2 ]'; %colatitudinile dipolilor
phip=[0 0 pi pi/2 -pi/2 0]'; %longitudinile dipolilor
RP=1; %distanta la care se masoara campul in metri
Rez=1000; %rezolutia de reprezentare
E2=repmat(E1,1,Rez);
repdelta=repmat(delta,1,Rez);
repthetap=repmat(thetap,1,Rez);
repphip=repmat(phip,1,Rez);
phi=linspace(0,2*pi, Rez); %pt diagrama de directivitate
repphi=repmat(phi,N,1);
theta=pi/2; %pozitia planului
cosA=sin(theta)*sin(repthetap).*cos(repphi-repphip)+...
cos(theta)*cos(repthetap);
E=E2*exp(-j*2*pi*RP/lambda).*exp(j*2*pi/lambda*...
(repdelta.*cosA)).*sin(repthetap);
E=sum(E,1); %amplitudinea complexa a campului
AE=abs(E);
RE=AE/max(AE);
figure(2)
polar(phi,RE,'k')
title('diagrama de radiatie orizontala', 'FontSize', 8)
```



A6. Program de calcul pentru diagrame de radiație pentru diagrame de radiație pentru dipolii elementari - plan vertical

```
%program dradvert
%interferenta in plan vertical
%a dipolilor elementari paraleli cu axa z
%situati in 3D in jurul originii
clear
lambda=10; %lungimea de unda in metri
A=[1 1 1 1 1 1]'; %amplitudinile dipolilor
faze=[-pi/4 0 0 0 0 0]'; %fazele initiale ale dipolilor
E1=A.*exp(j*faze); %apmplitudinile complexe ale dipolilor
N=length(E1); %numarul dipolilor
delta=[5 0 5 5 5 10]';%distantele fata de origine
thetap=[pi/2 pi/2 pi/2 pi/2 pi/2 pi/2 ]'; %colatitudinile dipolilor
phip=[0 0 pi pi/2 -pi/2 0]'; %longitudinile dipolilor
RP=1; %distanta la care se masoara campul in metri
Rez=1000; %rezolutia de reprezentare
theta=linspace(0,pi, Rez); %pt diagrama de directivitate
reptheta=repmat(theta,N,1);
E2=repmat(E1,1,Rez);
repdelta=repmat(delta,1,Rez);
repthetap=repmat(thetap,1,Rez);
repphip=repmat(phip,1,Rez);
phi1=0; %primul semiplan
phi2=phi1+pi; %al doilea semiplan
cosA=sin(reptheta).*sin(repthetap).*...
cos(phil-repphip)+cos(reptheta).*cos(repthetap);
E=E2*exp(-j*2*pi*RP/lambda).*exp(j*2*pi/lambda*...
(repdelta.*cosA)).*sin(reptheta);
Ecl=sum(E,1); %amplitudinea complexa a campului
AE1=abs(Ec1);
RE1=AE1/max(AE1);
E=[];
cosA=sin(reptheta).*sin(repthetap).*cos(phi2-repphip)+...
cos(reptheta).*cos(repthetap);
E=E2*exp(-j*2*pi*RP/lambda).*exp(j*2*pi/lambda*...
(repdelta.*cosA)).*sin(reptheta);
Ec2=sum(E,1); %amplitudinea complexa a campului
AE2=abs(Ec2);
RE2=AE2/max(AE2);
%Reprezentarea se face in coordonatele polare asociate
%planului ales (nu in coordonatele sferice initiale)
phirep1=pi/2-theta;
phirep2=theta+pi/2;
figure(3)
polar(phirep1,RE1,'k')
hold
polar(phirep2,RE2,'k')
hold
title('diagrama de radiatie verticala', 'FontSize', 8)
```



A7. Program de calcul pentru diagrame de radiație pentru antene filare - plan vertical

```
%program linvert.m
%traseaza diagrama de radiatie verticala
%a unei antene filare de lungime L
clear
lambda=10;
k=2*pi/lambda;
L=5/4*lambda; %lungimea antenei
l=L/2;
Rez=1000;
theta=linspace(0+eps,pi-eps,Rez);
f=abs((cos(k*l*cos(theta))-cos(k*l))...
   ./((1-cos(k*1))*sin(theta)));
theta1=theta-pi/2;
figure(4)
polar(theta1,f,'k')
hold
polar(theta1+pi,f,'k')
hold
%interferenta dipolilor in spatiu;
%diagrame de directivitate 3d
clear
N=6; %numarul dipolilor
lambda=10; %lungimea de unda in metri
A=[1 1 1 1 1 1]; %amplitudinile dipolilor
faze=[-pi/4 0 0 0 0]; %fazele initiale ale dipolilor
E1=A.*exp(j*faze); %apmplitudinile complexe ale dipolilor
delta=[5 0 5 5 5 10];%distantele fata de origine
thetap=[pi/2 pi/2 pi/2 pi/2 pi/2 pi/2 ]; %longitudinile dipolilor
```

```
phip=[0 0 pi pi/2 -pi/2 0]; %colatitudinile dipolilor
RP=1; %distanta la care se masoara campul in metri
Rez=100; %rezolutia de reprezentare
phi=linspace(0,2*pi, Rez); %pt diagrama de directivitate
theta=linspace(0,pi,Rez);
E=zeros(length(theta),length(phi));
AE=zeros(length(theta),length(phi));
XE=zeros(length(theta),length(phi));
YE=zeros(length(theta),length(phi));
ZE=zeros(length(theta),length(phi));
for u1=1:length(theta),
   for v1=1:length(phi),
      u=theta(u1);
      v=phi(v1);
      cosA=sin(u)*sin(thetap).*cos(v-phip)+cos(u)*cos(thetap);
      E2=E1/RP*exp(-j*2*pi*RP/lambda).*exp(j*2*pi/lambda*delta.*cosA)*sin(u);
      E3=sum(E2);
      E(u1,v1)=E3;
      AE(u1,v1) = abs(E(u1,v1));
      XE(u1,v1) = abs(E(u1,v1))*sin(u)*cos(v);
      YE(u1,v1) = abs(E(u1,v1))*sin(u)*sin(v);
      ZE(u1,v1) = abs(E(u1,v1))*cos(u);
   end
end
X=XE/max(max(AE));
Y=YE/max(max(AE));
Z=ZE/max(max(AE));
  figure(4)
  colormap('gray')
  surf(X,Y,Z)
  axis equal
  xlabel('x')
  ylabel('y')
  zlabel('z')
%nefinalizat
%interferenta in planul ecuatorial a
%dipolilor elementari situati perpendicular pe
%planul ecuatorial
clear
N=6; %numarul dipolilor
lambda=10; %lungimea de unda in metri
A=[1 1 1 1 1 1]; %amplitudinile dipolilor
alpha=[-pi/4 0 0 0 0]; %fazele initiale ale dipolilor
E1=A.*exp(j*alpha); %apmplitudinile complexe ale dipolilor
delta=[lambda/2 0 lambda/2 lambda/2 lambda/2 lambda];%distantele fata de
origine
phi1=[0 0 pi pi/2 -pi/2 0]; %colatitudinile dipolilor
Rez=1000; %rezolutia de reprezentare
phi=linspace(0,2*pi, Rez); %pt diagrama de directivitate
U=ones(1,N);
E=[]; %E este marimea directivitatii campului
for u=phi,
   v=u*U;
   C=E1.*exp(j*2*pi/lambda*(delta.*cos(phil-v)));
   Ed=sum(C);
   E = [E abs(Ed)];
end
E=E/max(E);
polar(phi,E)
```



A8. Program de calcul pentru diagrame de radiație pentru antene filare - coordonate 3d

```
%program lin3d.m
%traseaza diagarama de radiatie tridimensionala
%a unei antene filare de lungime l
clear
lambda=10;
k=2*pi/lambda;
L=5/4*lambda; %lungimea antenei
l=L/2;
Rez=100;
theta=linspace(0+eps,pi-eps,Rez)';
f=abs((cos(k*l*cos(theta))-cos(k*l))...
   ./((1-cos(k*1))*sin(theta)));
phi=linspace(0,2*pi,Rez);
repf=repmat(f,1,length(phi));
reptheta=repmat(theta,1,length(phi));
repphi=repmat(phi, length(theta),1);
Xf=repf.*sin(reptheta).*cos(repphi);
Yf=repf.*sin(reptheta).*sin(repphi);
Zf=repf.*cos(reptheta);
%diagrama de radiatie in 3d
figure(5)
colormap('gray')
surf(Xf,Yf,Zf)
axis equal
xlabel('x')
ylabel('y')
zlabel('z')
%interferenta in planul ecuatorial a
```

```
%dipolilor elementari situati perpendicular pe
%planul ecuatorial
clear
N=6; %numarul dipolilor
lambda=10; %lungimea de unda in metri
A=[1 1 1 1 1 1]; %amplitudinile dipolilor
alpha=[-pi/4 0 0 0 0 0]; %fazele initiale ale dipolilor
E1=A.*exp(j*alpha); %amplitudinile complexe ale dipolilor
delta=[lambda/2 0 lambda/2 lambda/2 lambda/2 lambda];%distantele fata de
origine
phi1=[0 0 pi pi/2 -pi/2 0]; %colatitudinile dipolilor
Rez=1000; %rezolutia de reprezentare
phi=linspace(0,2*pi, Rez); %pt diagrama de directivitate
U=ones(1,N);
E=[]; %E este marimea directivitatii campului
for u=phi,
   v=u*U;
   C=E1.*exp(j*2*pi/lambda*(delta.*cos(phi1-v)));
   Ed=sum(C);
   E=[E abs(Ed)];
end
E=E/max(E);
polar(phi,E)
```



A9. Program de calcul pentru diagrame interferența dipolilor în spațiu

%interferenta dipolilor in spatiu; %diagrame de directivitate 3d clear

```
N=6; %numarul dipolilor
lambda=10; %lungimea de unda in metri
A=[1 1 1 1 1 1]; %amplitudinile dipolilor
faze=[-pi/4 0 0 0 0]; %fazele initiale ale dipolilor
E1=A.*exp(j*faze); %apmplitudinile complexe ale dipolilor
delta=[5 0 5 5 5 10];%distantele fata de origine
thetap=[pi/2 pi/2 pi/2 pi/2 pi/2 pi/2 ]; %longitudinile dipolilor
phip=[0 0 pi pi/2 -pi/2 0]; %colatitudinile dipolilor
RP=1; %distanta la care se masoara campul in metri
Rez=100; %rezolutia de reprezentare
phi=linspace(0,2*pi, Rez); %pt diagrama de directivitate
theta=linspace(0,pi,Rez);
E=zeros(length(theta),length(phi));
AE=zeros(length(theta),length(phi));
XE=zeros(length(theta),length(phi));
YE=zeros(length(theta),length(phi));
ZE=zeros(length(theta),length(phi));
for u1=1:length(theta),
   for v1=1:length(phi),
      u=theta(u1);
      v=phi(v1);
      cosA=sin(u)*sin(thetap).*cos(v-phip)+cos(u)*cos(thetap);
      E2=E1/RP*exp(-j*2*pi*RP/lambda).*exp(j*2*pi/lambda*delta.*cosA)*sin(u);
      E3=sum(E2);
      E(u1,v1)=E3;
      AE(u1,v1)=abs(E(u1,v1));
      XE(u1,v1) = abs(E(u1,v1))*sin(u)*cos(v);
      YE(u1,v1) = abs(E(u1,v1))*sin(u)*sin(v);
      ZE(u1,v1)=abs(E(u1,v1))*cos(u);
   end
end
X=XE/max(max(AE));
Y=YE/max(max(AE));
Z=ZE/max(max(AE));
  figure(4)
  colormap('gray')
  surf(X,Y,Z)
  axis equal
  xlabel('x')
  ylabel('y')
  zlabel('z')
```



A10. Program de calcul pentru diagrame interferența dipolilor în planul ecuatorial

```
%interferenta in planul ecuatorial a
%dipolilor elementari situati perpendicular pe
%planul ecuatorial
clear
N=6; %numarul dipolilor
lambda=10; %lungimea de unda in metri
A=[1 1 1 1 1 1]; %amplitudinile dipolilor
alpha=[-pi/4 0 0 0 0 0]; %fazele initiale ale dipolilor
E1=A.*exp(j*alpha); %apmplitudinile complexe ale dipolilor
delta=[lambda/2 0 lambda/2 lambda/2 lambda/2 lambda];%distantele fata de
origine
phi1=[0 0 pi pi/2 -pi/2 0]; %colatitudinile dipolilor
Rez=1000; %rezolutia de reprezentare
phi=linspace(0,2*pi, Rez); %pt diagrama de directivitate
U=ones(1,N);
E=[]; %E este marimea directivitatii campului
for u=phi,
   v=u*U;
   C=E1.*exp(j*2*pi/lambda*(delta.*cos(phil-v)));
   Ed=sum(C);
   E=[E abs(Ed)];
end
```

E=E/max(E);
polar(phi,E)



A11. Program de calcul pentru forma impulsului de radiofrecvență

```
% generarea impulsului de radiofrecventa(dublu exponential)
t=linspace(0,100,8192);
a=5.5; % parametru - front de crestere
b=2; % parametru - amortizare
omega=10; % pulsatie
y=t.^a.*exp(-b*t).*sin(10*t); % semnalul modelat
z=fft(y); % transformata Fourier
z1=abs(z);
subplot(3,1,2),plot(t,z1/max(z1),'r')
axis([1, 3, 0, 1])
hold on
grid on
x=z.*(t.^{.5}).*exp(-3*t);
subplot(3,1,1), plot(abs(x)/abs(max(x)), 'b')
axis([0, 300, 0, 1])
hold on
grid on
x1=ifft(x,4096);
x2=(real(x1));
subplot(3,1,3), plot(y/max(y),'r')
axis([0, 500, -1, 1])
hold on
grid on
plot(x2/max(x2), 'b')
```



A12. Program de calcul pentru produsele de intermodulație de ordinul III generate de neliniaritățile din liniile de transmisiune

```
clear
                         % frequency [Hz]
f1=1805e6;
f2=1865e6;
                               % generator impedance [ohm]
Rg = 50;
Rs = 50e - 0;
                         % load impedance [ohm]
lung =.5;
                               % maximum line length [m]
P1=3;
                               % input power[W]
P2=3;
R = 0.5;
                         % line resistence [ohm/m]
                  % line inductivity [H/m]
L = 0.17e-6;
G = 30/1e5;
                  % line conductance [1/ohm.m]
C = 68e - 12;
                  % line capacity [pF/m]
                         % angular frequency[rad/s]
w1 = 2*pi*f1;
w2 = 2*pi*f2;
f12 = 2*f1-f2;
lambda12=3e8/f12;
Z01 = sqrt((R+j*w1*L)/(G+j*w1*C));
                                                               % line impedance
Z02 = sqrt((R+j*w2*L)/(G+j*w2*C));
Z03 = sqrt((R+j*(2*w1-w2)*L)/(G+j*(2*w1-w2)*C));
                                                        % reflecting coefficient
ro=(Rs-Z03)/(Rs+Z03);
gama1=sqrt((R+j*w1*L)*(G+j*w1*C));
                                                        % propagation constant
gama2=sqrt((R+j*w2*L)*(G+j*w2*C));
gama12=sqrt((R+j*(2*w1-w2)*L)*(G+j*(2*w1-w2)*C));
alfa=real(gama12);
beta=imag(gama12);
ka=1.26e-8;
                                                        % nonliniarity parameter
```

```
p=1.9;
                                                        % nonliniarity exponent
% Diagramme A3=f(length)
M=50;
                                                        % line length
lng=lung/M;
for m=1:M;
   lu(m) =lng*m;
   Zi1 = (Z01*(Rs*cosh(gama1*lu)+Z01*sinh(gama1*lu)))./...
            (Z01*cosh(gama1*lu)+Rs*sinh(gama1*lu)); % input impedance
      Zi2 = (Z02*(Rs*cosh(gama2*lu)+Z02*sinh(gama2*lu)))./...
            (Z02*cosh(gama2*lu)+Rs*sinh(gama2*lu));
      Ui1(m) = sqrt(P1*real(Zi1(m)));
                                                        % generator voltage [V]
      Ui2(m) = sqrt(P2*real(Zi2(m)));
      Ug(m) = sqrt(Ui1(m).^2+Ui2(m).^2);
   Ii1(m) =Ui1(m)./Zi1(m);
   Ii2(m) =Ui2(m)./Zi2(m);
                            % Segment
N = 100;
                                                              % no. of segments
gr(m)=lu(m)/N;
                                                              % width of segment
      for i=1:N;
      x(i,m) = (i-1) * gr(m);
      A1(i,m)=Ui1(m).*cosh(gama1*x(i,m))-Z01*Ii1(m).*sinh(gama1*x(i,m));
      A2(i,m)=Ui2(m).*cosh(gama2*x(i,m))-Z02*Ii2(m).*sinh(gama2*x(i,m));
         mal(i,m) = sqrt(A1(i,m).*conj(A1(i,m)));
            ma2(i,m) = sqrt(A2(i,m).*conj(A2(i,m)));
      A3(i,m)=ka*(gr(m).*exp(-
(j*beta)*x(i,m))).*(((ma1(i,m)).^p).*(ma2(i,m)));
      Ad(i,m)=exp(-(gama12)*(N-i)*gr(m)).*A3(i,m);
      Ai(i,m) = exp(-(gama12)*x(i,m)).*A3(i,m);
            end
end
Ud=sum(Ad);
Ui=sum(Ai);
cor=ro*Ud.*exp(-gama12*lu);
Uid=Ui+ cor;
            zi=20*log10(abs(Ui)./Ug);
      zd=20*log10(abs(Ud)./Ug);
            zid=20*log10(abs(Uid)./Ug);
%subplot(211), plot(lu,a+13,'r');
%disp(abs(A3'))
%plot(x,abs(A3),'k')
%plot(lu,abs(Ud),'k');
plot(lu,zd,':k');
hold on
%plot(lu,abs(Ui),'b');
plot(lu,zi,':b');
hold on
plot(lu,zid,':r');
title(['Voltage level IM3 for f1= ',...
            num2str(f1*1e-6),'MHz',' and for f2= ',...
            num2str(f2*1e-6),'MHz',' Rs=', num2str(Rs)]);
grid; ylabel(' dBc');
xlabel('Line length in m');
legend(['lambda12=', num2str(lambda12)])
%legend(['Rs=', num2str(Rs)])
hold on
%subplot(212), plot(lu, zi+13,':r'); hold on; plot(lu, zd+13);
%title('Forward and reverse wave (r)');
%grid; ylabel('dBm');
%xlabel('Line length in m');
```

