

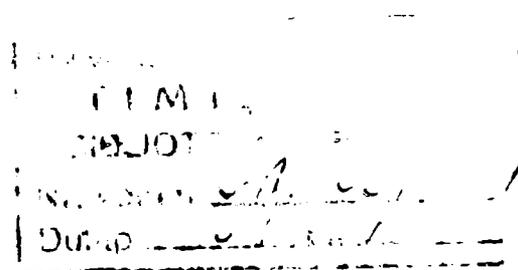
**UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" DIN TIMIȘOARA**

**FACULTATEA DE ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII**

*Ing. RUDOLF KÖRTVELYESSY*

**CONTRIBUȚII PRIVIND STUDIUL  
NELINIARITĂȚII  
COMPONENTELOR UTILIZATE  
ÎN CIRCUITELE DE ÎNALTĂ  
FRECVENȚĂ**

**TEZĂ DE DOCTORAT**



**CONDUCĂTOR ȘTIINȚIFIC:  
Prof. Dr. Ing. ALIMPIE IGNEA**

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA

TIMIȘOARA

2003

Realizată pe parcursul a câtorva ani, prezenta teză de doctorat a beneficiat de sprijinul direct, material și științific al domnului prof.dr. Anton Kathrein, al colectivului de cercetare-dezvoltare de la firma Kathrein Werke K.G. din Rosenheim, Germania și în special, al domnului prof. dr. ing. Roland Gabriel, conducătorul acestui colectiv, cel care a sugerat această temă. Tuturor doresc să le mulțumesc cu toată sinceritatea în mod deosebit.

Discuții deosebit de rodnice, fructificate de altfel în cadrul tezei, legate de tehnica frecvențelor foarte înalte și prelucrarea semnalelor, purtate cu domnii prof. dr. ing. Ioan Naforniță și prof. dr. ing. Aldo De Sabata, m-au ajutat să lămuresc o seamă de probleme de finețe din tematica deosebit de vastă a domeniului, motiv pentru care le sunt deosebit de recunoscător.

Faptul că am reușit să cristalizez ideile legate de studiul neliniarității componentelor de înaltă tensiune, să obțin o serie de rezultate deosebite în modelarea matematică, precum și la verificarea experimentală a modelelor, se datorează, în primul rând, conducătorului științific, prof. dr. ing. Alimpie Ignea, care a știut cum să mă îndrume, să-mi dea cele mai utile și rodnice sfaturi și să mă încurajeze ori de câte ori ajungeam într-o situație ce părea insurmontabilă.

Un cuvânt de mulțumire doresc să adresez și foștilor studenți, azi ingineri: domnii Ovidiu Stănescu, Ioan-Cristian Ignea și Adrian Mihaiuț, care au efectuat o serie de măsurări și prelucrări primare ale datelor ce au fost folosite în cadrul tezei.

Nu în ultimul rând doresc să aduc mulțumirile mele, referenților științifici care s-au ostenit să parcurgă teza de doctorat, să facă aprecieri și observații critice și s-o accepte în vederea susținerii publice.

Doresc să aduc, de asemenea, mulțumiri călduroase, familiei și colegilor pentru înțelegerea de care au dat dovadă atunci când am elaborat teza, precum și tuturor acelor care într-un fel sau altul, m-au ajutat sau cel puțin, m-au încurajat să continuu și să finalizez această lucrare.

Autorul

## CUPRINS

<b>Cuprins</b> .....	3
<b>Lista Figurilor</b> .....	5
<b>Lista Tabelelor</b> .....	8
<b>Introducere</b>	
1. Generalități .....	10
2. Istoric .....	10
3. Caracteristici ale sistemelor neliniare .....	11
4. Modelare și simulare .....	12
5. Neliniaritatea componentelor folosite la frecvențe înalte .....	15
6. Efectul “șurubului ruginit” .....	16
7. Efectul de tunelare .....	16
8. Materiale magnetice .....	18
9. Cuprinsul tezei .....	19
<b>Capitolul I</b>	
<b>Metode de modelare matematică a sistemelor neliniare</b>	
1.1. Caracterizarea sistemelor neliniare .....	21
1.2. Justificarea fizică a modului de tratare a neliniarităților în domeniul electric ..	24
1.3. Metoda bazată pe dezvoltarea în serie Taylor .....	26
1.4. Metoda bazată pe dezvoltarea în serie Volterra .....	33
1.5. Metoda bilanțului armonicelor .....	34
1.6. Metoda anvelopei de curent .....	37
1.7. Analiza de semnal mic .....	39
1.8. Metode statistice .....	40
<b>Capitolul 2</b>	
<b>Modelarea neliniarității liniilor de transmisiune</b>	
2.1. Generalități .....	42
2.2. Modelarea neliniarității liniilor de transmisiune în literatura de specialitate ...	45
2.3. Principii care stau la baza modelării neliniarității liniilor de transmisiune .....	47
2.4. Determinarea caracteristicii de neliniaritate pe baza funcției "modul" (modelul $K-\lambda$ ) .....	50
2.5. Determinarea caracteristicilor undei directe .....	56
2.6. Determinarea caracteristicilor undei inverse .....	59
2.7. Neliniaritatea liniilor de transmisiune în regim de neadaptare .....	61
2.8. Metodă aproximativă de determinare pentru $K$ .....	64
2.9. Tratarea matricială a neliniarității liniilor de transmisiune .....	65
2.10. Prezentarea unui nou model matematic al neliniarității sistemelor pasive .....	71
2.11. Deducerea parametrilor de neliniaritate pe baza rezultatelor experimentale .....	73
2.12. Deducerea expresiei tensiunii produselor de intermodulație de ordinul III pentru unda directă și unda inversă .....	76

<b>Capitolul 3</b>	
<b>Neliniaritatea amplificatoarelor</b>	
3.1. Generalități .....	78
3.2. Aproximarea neliniarității caracteristicii de transfer cu ajutorul “modulului” ..	82
3.3. Corelația între eficiența maximă a unui amplificator și punctul de intercepție de ordinul III [IG7] .....	83
3.4. Concluzii .....	87
<b>Capitolul 4</b>	
<b>Metode de măsurare a neliniarității la frecvențe înalte</b>	
4.1. Generalități .....	89
4.2. Metoda bi-ton .....	90
4.3. Metoda multi-ton .....	98
4.4. Metoda modulației în amplitudine .....	99
4.5. Surse de erori .....	102
<b>Capitolul 5</b>	
<b>Rezultate experimentale</b>	
5.1. Date tehnice privind echipamentele folosite la măsurări .....	105
5.2. Date privind eșantioanele folosite la măsurări .....	108
5.3. Prelucrarea rezultatelor .....	108
5.4. Observații cu caracter general privind rezultatele experimentale .....	110
5.5. Determinarea exponentului $\lambda$ .....	115
5.6. Determinarea coeficientului de neliniaritate $K$ .....	118
5.7. Compararea valorilor experimentale cu cele teoretice pentru modelul $K-\lambda$ .....	122
5.8. Determinarea coeficienților de neliniaritate pentru cazul general .....	128
5.9. Compararea valorilor experimentale cu cele teoretice pentru cazul general .....	128
<b>Contribuții</b> .....	131
<b>Bibliografie</b> .....	138
<b>Anexe</b>	
Anexa 1 – Dependența nivelului produselor de intermodulație de ordinul III de frecvență .....	144
Anexa 2 – Linii de transmisiune neliniare experimentale .....	150
Anexa 3 – Program de calcul al nivelului produselor de intermodulație, modelul $K-\lambda$ .....	151
Anexa 4 – Program de calcul al nivelului unde inverse .....	153
Anexa 5 – Program de calcul al coeficienților de neliniaritate în cazul general .....	155
Anexa 6 – Program de calcul al nivelului produselor de intermodulație, în cazul general .....	156
Anexa 7 – Relații de calcul pentru coeficienții Fourier .....	158

## LISTA FIGURILOR

### Introducere

Fig. 1.	Explicativă la formarea produselor de intermodulație.....	14
Fig. 2.	Explicativă pentru produsele de intermodulație de ordinul III – cazul bi-ton.....	14
Fig. 3.	Produse de intermodulație în benzile GSM 900/GSM 1800/UMTS.....	15
Fig. 4.	Explicativă la efectul “șurubului ruginit”.....	16
Fig. 5.	a). Detaliu placă-nit; b). Schema electrică echivalentă.....	17
Fig. 6.	a). Semnalul MA; b). Semnătura purtătoarei.....	17
Fig. 7.	Caracteristica efectului de tunelare.....	18
Fig. 8.	Caracteristica de magnetizare.....	18

### Capitolul 1

Fig. 1.1.	Caracteristici neliniare liniarizate pe porțiuni.....	21
Fig. 1.2.	Caracteristici de transfer cu concavitate inversă.....	22
Fig. 1.3.	Explicativă la studiul sistemelor neliniare.....	25
Fig. 1.4.	Curba de variație a diferenței.....	29
Fig. 1.5.	Explicativă la producerea MA și MP.....	30
Fig. 1.6.	Descompunerea unui sistem neliniar.....	31
Fig. 1.7.	Explicativă la metoda "Bilanțul armonicelor".....	34
Fig. 1.8.	Explicativă la metoda anvelopei de curent.....	38

### Capitolul 2

Fig. 2.1.	Explicativă la câmpul magnetic din interiorul cablului coaxial.....	43
Fig. 2.2.	Distribuția normată a intensității câmpului magnetic.....	44
Fig. 2.3.	Modelarea neliniarității liniilor de transmisiune [DE5].....	45
Fig. 2.4.	Graful de semnal pentru modelul propus în [JA1].....	46
Fig. 2.5.	Tronson de linie de transmisiune neliniară.....	46
Fig. 2.6.	Descompunerea liniei de transmisiune în $n$ tronsoane identice.....	49
Fig. 2.7.	Dependența nivelului IM III de nivelul semnalelor de intrare.....	52
Fig. 2.8.	Caracteristică de transfer pentru relația (2.21).....	55
Fig. 2.9.	Explicativă pentru generarea undei directe; undele din tronsonului $k+1$	58
Fig. 2.10.	Caracteristicile de neliniaritate pentru o linie de transmisiune în cazul general.....	63
Fig. 2.11.	Nivelul undei directe și inverse în funcție de lungime.....	70
Fig. 2.12.	Nivelul IM3 în funcție de lungimea liniei de transmisiune.....	70
Fig. 2.13.	Curbele de variație ale tensiunii produsului de intermodulație de ordinul III în funcție de nivelul tensiunii de intrare(900 MHz/9,2 cm)...	75
Fig. 2.14.	Curbele de variație ale tensiunii produsului de intermodulație de ordinul III în funcție de nivelul tensiunii de intrare (1800 MHz/9,2 cm).	75

**Capitolul 3**

Fig. 3.1.	Caracteristicile de transfer ale unui amplificator.....	79
Fig. 3.2.	Explicativă pentru definirea unor parametri.....	80
Fig. 3.3.	Tipuri de neliniarități ale amplificatoarelor.....	81

**Capitolul 4**

Fig. 4.1.	Schema bloc a unui echipament pentru măsurarea produselor de intermodulație; unda inversă.....	91
Fig. 4.2.	Schema bloc a unui echipament pentru măsurarea produselor de intermodulație pentru unda directă și unda inversă.....	92
Fig. 4.3.	Schema bloc a unui echipament pentru măsurarea produselor de intermodulație pentru unda directă și unda inversă produs de firma Summitek Instruments.....	93
Fig. 4.4.	a) Măsurarea puterii de ieșire la 1 dB compresie; b) Determinarea punctului de intercepție de ordinul III.....	95
Fig. 4.5.	Măsurarea caracteristicii de transfer a amplificatoarelor de putere.....	96
Fig. 4.6.	Schema bloc a echipamentului pentru măsurarea distorsiunilor armonice.....	96
Fig. 4.7.	Schema bloc a echipamentului pentru măsurarea produselor de intermodulație, metoda bi-ton.....	97
Fig. 4.8.	Măsurarea produselor de modulație la receptor.....	98
Fig. 4.9.	Spectrul de frecvențe pentru un sistem CDMA: a) la intrare; b) la ieșire.....	99
Fig. 4.10.	a) Spectrul de frecvențe al semnalului $s(t) = A_0 \sin \omega_0 t \cdot (1 + m \sin \omega_m t)$ ; b) Spectrul de frecvențe al semnalului $s(t)^3$ .....	100
Fig. 4.11.	a) Spectrul de frecvențe pentru un semnal MA cu rest de purtătoare și șase semnale modulatorie; b) Spectrul de frecvențe produs de sistemul neliniar de ordinul III.....	100
Fig. 4.12.	Schema folosită la simularea SPICE.....	101
Fig. 4.13.	Schema bloc pentru măsurarea neliniarității sistemelor folosind semnale MA.....	101
Fig. 4.14.	Dependența incertitudinii de măsurare față de diferența de nivel măsurată peste pragul de zgomot.....	103

**Capitolul 5**

Fig. 5.1.	Secțiune transversală în linia de transmisiune experimentală.....	108
Fig. 5.2.	Comparația valorii nivelului IM3 pentru un cablu coaxial cu conductorul interior confecționat din cupru și respectiv, din oțel.....	112
Fig. 5.3.	Dependența IM3 de puterea medie în cazul unei purtătoare cu nivel variabil.....	113
Fig. 5.4.	Nivelurile produselor de intermodulație de ordinul III, V și VII pentru o linie de transmisiune neliniară, cu $l = 15$ cm, în banda de frecvențe de 900 MHz.....	114
Fig. 5.5.	Nivelurile produselor de intermodulație de ordinul III și V pentru o linie de transmisiune neliniară, cu $l = 15$ cm, în banda de frecvențe de 1800 MHz.....	115
Fig. 5.6.	Curbele de variație ale produselor de intermodulație de ordinul III în funcție de puterea de intrare, în dBm. a) 900 MHz; b) 1800 MHz.....	117
Fig. 5.7.	Dependența nivelului produsului de intermodulație de ordinul III pentru unda directă.....	123

Fig. 5.8.	Dependența nivelului produsului de intermodulație de ordinul III pentru undă inversă.....	124
Fig. 5.9.	Dependența nivelului produsului de intermodulație de ordinul III, undă inversă de lungimea liniei de transmisiune, banda de frecvențe de 900 MHz.....	124
Fig. 5.10.	Dependența nivelului produsului de intermodulație de ordinul III, undă inversă de lungimea liniei de transmisiune, banda de frecvențe de 1800 MHz.....	125
Fig. 5.11.	Dependența nivelului produsului de intermodulație de ordinul III, undă inversă de lungimea liniei de transmisiune, banda de frecvențe de 1900 MHz.....	125
Fig. 5.12.	Dependența teoretică a nivelului produsului de intermodulație de ordinul III, undă directă, de lungimea liniei de transmisiune, banda de frecvențe de 1800 MHz.....	126
Fig. 5.13.	Dependența teoretică a nivelului produsului de intermodulație de ordinul III, undă inversă, de lungimea liniei de transmisiune.....	127
Fig. 5. 14.	Dependența amplitudinii IM3 de amplitudinea unei purtătoare pentru o linie de transmisiune cu lungimea de 7,5 cm.....	129
Fig. 5. 15.	Dependența amplitudinii IM3 de amplitudinea unei purtătoare pentru o linie de transmisiune cu lungimea de 9,2 cm.....	129
Fig. 5. 16.	Dependența amplitudinii IM3 de amplitudinea unei purtătoare pentru o linie de transmisiune cu lungimea de 23 cm.....	129
Fig. 5. 17.	Diagrama de variație a nivelului undei inverse în funcție de lungime.....	130

## LISTA TABELELOR

### Introducere

Tabelul 1.	Cerințe impuse componentelor unui sistem de telefonie mobilă.....	12
------------	---	----

### Capitolul 2

Tabelul 2.1.	Variația nivelului produselor de intermodulație la dublarea puterii semnalului de intrare.....	51
Tabelul 2.2.	Nivelul IM3, unda directă și unda inversă în funcție de puterea semnalelor de intrare ( $f = 900$ MHz, $l = 25$ cm).....	51
Tabelul 2.3.	Coeficienții seriei Fourier pentru diferite valori ale puterii " $\lambda$ ".....	55
Tabelul 2.4.	Valorile teoretice și experimentale ale IM3 ( $P_{in} = 3$ W, $f_1 = 935$ MHz, $f_2 = 960$ MHz, $l=10$ cm).....	71
Tabelul 2.5.	Componente armonice ale spectrelor normate.....	72
Tabelul 2.6.	Componente ale produselor de intermodulație de ordinul III și V.....	73
Tabelul 2.7.	Valorile amplitudinii purtătoarei și produsului de intermodulație de ordinul III.....	73

### Capitolul 3

Tabelul 3.1.	Date referitoare la unele amplificatoare de înaltă frecvență (extrase din revista <i>Microwave Journal</i> , March 2000, vol. 43, no.3).....	88
--------------	--	----

### Capitolul 5

Tabelul 5.1.	Principalele caracteristici ale sistemelor de măsurare.....	105
Tabelul 5.2.	Nivelul de zgomot al echipamentului de măsurare.....	106
Tabelul 5.3.	Comparația valorii nivelului IM3 pentru diferite materiale.....	111
Tabelul 5.4.	Comparația valorii nivelului IM3 pentru un cablu coaxial cu conductorul interior confecționat din cupru și respectiv, din oțel.....	111
Tabelul 5.5.	Dependența nivelului IM3 de variația puterii celei de-a doua purtătoare.....	112
Tabelul 5.6.	Nivelurile produselor de intermodulație de ordinul III, V și VII pentru o linie de transmisiune neliniară, cu $l = 15$ cm, în banda de frecvențe de 900 MHz.....	114
Tabelul 5.7.	Nivelurile produselor de intermodulație de ordinul III și V pentru o linie de transmisiune neliniară, cu $l= 15$ cm, în banda de frecvențe de 1800 MHz.....	115
Tabelul 5.8.	Dependența nivelului IM3, undele directă și inversă de puterea semnalelor aplicate la intrare. Lungimea liniei – 9,2 cm, oțel.....	116
Tabelul 5.9.	Dependența nivelului IM3, undele directă și inversă de puterea semnalelor aplicate la intrare. Lungimea liniei – 10 cm, oțel.....	116
Tabelul 5.10.	Dependența nivelului IM3, undele directă și inversă de puterea semnalelor aplicate la intrare. Lungimea liniei – 32 cm, oțel.....	117
Tabelul 5.11.	Determinarea valorii parametrului de neliniaritate( $f=900$ MHz).....	120
Tabelul 5.12.	Determinarea valorii parametrului de neliniaritate( $f=1800$ MHz).....	120
Tabelul 5.13.	Determinarea valorii parametrului de neliniaritate( $f=1800$ MHz+1900 MHz).....	121

Tabelul 5.14.	Determinarea valorii parametrului de neliniaritate în funcție de variația lungimii liniei ( $f=1800\text{MHz}+1900\text{ MHz}$ ).....	121
Tabelul 5.15.	Determinarea valorii parametrului de neliniaritate ( $f=900\text{ MHz}$ ).....	122
Tabelul 5.16.	Determinarea valorii parametrului de neliniaritate ( $f=1800\text{ MHz}$ ).....	122
Tabelul 5.17.	Dependența nivelului produselor de intermodulație de ordinul III de lungime.....	123
Tabelul 5.18.	Comparația valorii parametrului de neliniaritate.....	127
Tabelul 5.19.	Determinarea coeficienților de neliniaritate pentru cazul general.....	128

## INTRODUCERE

### 1. Generalități

În condițiile extinderii rețelelor de telecomunicații și ale diversificării metodelor de transmitere a informațiilor și mai ales, prin dezvoltarea accentuată a comunicațiilor "fără fir", prin telefonia mobilă și prin sateliți, problemele generate de neliniaritățile sistemelor utilizate, care de altfel implică gestionarea corectă și eficientă a spectrului de frecvențe, sunt nu numai actuale, ci încep să devină din ce în ce mai stringente. Deoarece și în perioada următoare se va extinde aria aplicațiilor în înaltă frecvență, gama dinamică a semnalelor va deveni din ce în ce mai largă, iar nivelul perturbațiilor electromagnetice va fi în continuă creștere, rezultă că o serie de fenomene care înainte puteau fi neglijate, devin limitări în ceea ce privește posibilitățile de utilizare rațională a spectrului de frecvențe.

Datorită complexității acestor probleme, o tratare exhaustivă a sistemelor neliniare este aproape imposibilă; din punct de vedere ingineresc este interesantă remarcă din [SA5]: "Analiza circuitelor care sunt neliniare, au parametri variabili în timp și distribuiți în spațiu, este practic inabordabilă și neinteresantă pentru inginerul electronist, proiectant și realizator de echipamente și sisteme. Din acest motiv analiza circuitelor electronice se face, de regulă, în condiții simplificatoare și deci, aproximative – neglijând una sau mai multe dintre caracterizările *nelinier, nestaționar, distribuit în spațiu.*"

Desigur, afirmația de mai sus este valabilă în multe cazuri; pentru anumite aplicații însă, este necesară studierea amănunțită a fenomenelor deoarece numai în acest mod pot fi exploatare la maximum performanțele sistemelor.

### 2. Istoric

Fenomenele datorate neliniarității unor blocuri componente din sistemele de telecomunicații au început să fie semnalate în prima jumătate a secolului trecut. Astfel, o dată cu creșterea numărului de stații de emisie radio, precum și a puterii acestora, s-a constatat apariția unor distorsiuni de intermodulație în sistemele de transmisiune, datorate în special îmbinărilor oxidate, de unde a apărut și denumirea de "efectul șurubului ruginit"(engl.-*rusty bolt effect*) [\*2]. De asemenea, ca urmare a extinderii rețelelor de telecomunicații, s-a constatat că apar produse de intermodulație 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 generate de neliniarități, pentru alte aplicații, inclusiv pentru compatibilitatea electromagnetică sunt la fel de importante și problemele legate de apariția componentelor armonice superioare [IG1].

Primele cercetări referitoare la efectul neliniarităților în rețelele de telecomunicații s-au făcut în perioada anilor '30, fiind generate de extinderea rețelelor de telefonie transoceanice cu căi multiple; în acest sens este interesantă remarcă din [LA1]: "Dacă se ia în considerare un singur canal de comunicație, (efectul neliniarității) va consta într-o mică reducere a inteligibilității, dar efectul va fi indubitabil mai pregnant la utilizarea sistemelor cu

purtătoare, deoarece vor apărea produsele de intermodulație în forma unor diafonii între canale”.

### **3. Caracteristici ale sistemelor neliniare**

O liniaritate bună pentru sistemele de comunicații este cerută de necesitatea asigurării controlului și eficienței în utilizarea spectrului de frecvențe la transmiterea informației. În cazul în care se transmite o singură purtătoare, distorsiunile datorate neliniarităților pot fi eliminate/reduce cu ajutorul filtrelor, dar în cazul folosirii a două sau mai multe purtătoare, din cauza neliniarității, apar produse de intermodulație ale căror frecvențe sunt situate în banda de frecvențe utilizată. Produsele de intermodulație reprezintă din punct de vedere practic un zgomot suplimentar care apare în banda de frecvențe a aplicației [KA1].

Distorsiunile de neliniaritate și produsele de intermodulație apar în infrastructura transmițătorului și sunt produse de către: multiplexoare, antene, cabluri, amplificatoare, în special – în 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 alte săruri metalice, în special la îmbinările cu șuruburi, nituri, bolțuri etc. În majoritatea cazurilor se consideră că cele mai supărătoare produse de intermodulație sunt cele de ordinul III și V [AZ1].

Un caz particular îl prezintă intermodulația pasivă care apare în elementele pasive de circuit ca: rezistențe, inductivități, condensatoare, filtre pasive, linii de transmisiune, antene, conectoare etc. [YO1]. Pentru sistemele de comunicații bilaterale, principalele surse de producere a distorsiunilor de neliniaritate sau a produselor de intermodulație o reprezintă izolatoarele de antenă, precum și alte dispozitive anexe ale acestora [WI1]. Este interesant de reținut că și antena, în special suprafața acesteia, reprezintă un "spațiu de intermodulație" și că produsele de intermodulație scad o dată cu creșterea diametrului antenei, probabil ca urmare a scăderii nivelului curenților de suprafață.

În prezent, intermodulația pasivă generată de componentele pasive de circuit a devenit importantă pentru telecomunicațiile prin satelit și pentru comunicațiile radio multicanal, în special la niveluri de putere de ordinul  $-100$ ,  $-130$  dBm; pentru a nu avea probleme cu produsele de intermodulație este necesar ca acestea să fie cu cel puțin 10 dB sub pragul de recepție sau, pentru mai multă siguranță, la puteri de transmisie de peste 100 W, să fie sub  $-140$  dBm [YO1]. Probleme deosebite le ridică comunicațiile bilaterale [DU1], mai ales atunci când există o gamă dinamică mare; de exemplu, dacă se emite un semnal cu o putere de 10 W și se recepționează un semnal având amplitudinea de  $0,22 \mu\text{V}$ , rezultă o gamă dinamică de 160 dB; evident că în acest caz distorsiunile de intermodulație trebuie să fie mai mici de  $-170$  dB (pentru comparație, se poate considera faptul că raportul dintre 1 mm și lungimea circumferinței pământului este de circa  $-150$  dB) [EI1]. Probleme de intermodulație pasivă sunt prezentate și în [BO5] unde se consideră că pentru un satelit de telecomunicații, nu există o relație liniară între intrare și ieșire, de unde rezultă apariția distorsiunilor de intermodulație.

Așa cum am mai amintit, în majoritatea cazurilor se consideră că cele mai supărătoare produse de intermodulație sunt cele de ordinul III și V (de exemplu, în aplicațiile MF predomină produsele de intermodulație de ordinul III), însă nu trebuie uitat faptul că dispozitivele active au o caracteristică exponențială/pătratică și pentru anumite aplicații, pot fi generate și produse de intermodulație de ordinul II (de exemplu, la GSM cu bandă duală, rezultă:  $2 \times 900 \text{ MHz} = 1800 \text{ MHz}$ ). Din fericire, pe baza rezultatelor experimentale, din valorile măsurate pentru componentele pasive, rezultă că nivelul produselor de intermodulație de ordinul II este, în general, mai mic cu 10-20 dB decât nivelul produselor de intermodulație de ordinul III [WI1].

Referitor la amplificatoare, conform standardelor: *Enhanced Data Rate for GSM Evolution* și *Universal Mobile Telecommunications System*, nu este suficientă caracterizarea acestora prin puterea de ieșire la 1 dB compresie și respectiv, punctul de interceptie de ordinul doi și trei; suplimentar, pentru definirea liniarității, este necesară și determinarea puterii introduse în canalul adiacent [GO1]. Probleme referitoare la distorsiunile de intermodulație pentru telecomunicațiile mobile sunt tratate și în [EI1, GA1], cu referire, în special, la neliniaritățile amplificatoarelor, inclusiv neliniaritățile de ordin superior.

De reținut că problemele de intermodulație apar, în primul rând, în benzile de frecvențe aglomerate. Produsele de intermodulație contează în sistemele PCM (Pulse Code Modulation), GSM (Global System Mobile) cu o singură bandă sau bandă duală (900/1800 MHz) etc. [WI1]. În tabelul 1 sunt prezentate cerințele referitoare la produsele de intermodulație impuse componentelor unui sistem de telefonie mobilă [GA1].

Tabelul 1. Cerințe impuse componentelor unui sistem de telefonie mobilă

Componenta sistemului	Domeniul de utilizare	Cerințe referitoare la intermodulație
Filtru Duplex	Sisteme GSM, AMPS, D-AMPS, NMT-900	IM3 = -163 dBc la 2×20 W
	Sistem W-CDMA (UMTS)	IM7 = -170 dBc la 2×20 W
Cablu de legătură (Fider)	Sisteme GSM, AMPS, W-CDMA, D-AMPS	IM3 = -170 dBc la 2×20 W
	DECT, TD-SCDMA	IM3 = -120 dBc la 2×20 W
Antenă	Sisteme GSM, AMPS, W-CDMA, D-AMPS, Emițător și receptor fără antenă	IM3 = -150 dBc la 2×20 W
	Emițător și receptor	IM3 = -120 dBc la 2×20 W
	DECT, TD-SCDMA	IM3 = -120 dBc la 2×20 W

În ultimii ani, din mai multe motive, de regulă de ordin economic, se transmit sau se recepționează mai multe canale cu aceeași antenă, sau există un număr mare de antene plasate în același loc (pe același pilon sau turn). Plasarea în același loc a mai multor transmițătoare și receptoare radio este deosebit de avantajoasă, însă conduce la apariția a două efecte:

- a. apariția de emisii nedorite,
- b. blocarea receptoarelor din cauza puterilor mari ale emițătoarelor.

Problemele de intermodulație care apar în astfel de situații sunt deosebit de complexe și de multe ori necesită o tratare probabilistică [AL2, AZ1].

#### **4. Modelare și simulare**

Pe lângă circuitele electronice a căror principiu de funcționare este bazat pe o neliniaritate ca, de exemplu, mixere, oscilatoare, choppere etc., există o serie de circuite pentru care se dorește o caracteristică de transfer cât mai liniară. Existența fenomenelor neliniare, dar mai ales exploatarea benefică a acestora, reprezintă pentru *electronică* însuși obiectul de activitate. Cu toate că dispozitivele neliniare stau la baza prelucrării semnalelor și prin aceasta se înțelege inclusiv amplificarea, există o serie de aplicații, în special cele legate de gestionarea spectrului de frecvențe, unde generarea altor componente spectrale care nu sunt conținute în spectrul semnalului aplicat la intrare și care sunt nedorite pentru aplicația considerată, poate reprezenta un neajuns important.

Dacă în cele mai multe aplicații, componentele electronice sunt dispozitive neliniare, majoritatea componentelor electrice pot fi tratate, pe baza modelelor existente, 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 poată fi utilizat în cele mai diverse aplicații.

De cele mai multe ori modelarea neliniarităților presupune o aproximare matematică a modelului fizic bazată pe dezvoltări în serie; în prezent se vorbește despre modelarea *comportării*, relațiile matematice având mai mult un caracter empiric, artificial, decât o dezvoltare riguroasă sau o legătură fizică cu fenomenul propriu-zis [TU1]. După elaborarea unui model, acesta se validează printr-o verificare ce folosește date reale, sau prin experimente ce simulează situația reală. Evident că, o dată modelul validat, el poate fi folosit - prin simulare - la studiul unor diverse situații care prezintă interes științific sau de natură practică.

A *simula*, conform "Dicționarului de neologisme" (autori Fl. Marcu și Constant Maneca, Ed. Academiei R.S.R., București, 1978), înseamnă a face să pară adevărat ceva inexistent. Din punct de vedere tehnic, simularea trebuie să permită reproducerea în formă, dacă nu chiar identică, în orice caz, foarte apropiată, a ceva existent și evident, cunoscut. De aici rezultă că simularea necesită existența unui model pentru ceea ce se simulează, de altfel cele două noțiuni reprezentând o entitate în cadrul metodelor științifice [DO1]. Practic simularea se poate executa asupra unui obiect sau model al acestuia (de aici rezultă că, în cazul simulării sunt posibile unul sau mai multe modele). Oricum, simularea, de cele mai multe ori, reprezintă o soluție mai practică și de multe ori mai ieftină decât reproducerea integrală a fenomenului. În concluzie, simularea presupune existența a unui sau a mai multor modele; modelul de bază rămâne cel dedicat procesului/fenomenului care urmează a fi simulat, însă nu poate fi ignorat modelul obiectului/fenomenului/procesului căruia i se aplică procesul de simulare. De exemplu, în cazul studiului neliniarității liniilor de transmisie, este necesară modelarea neliniarității, însă trebuie avut în vedere și faptul că în linie au loc fenomene de propagare a undelor. Aceste simulări, nu reprezintă întotdeauna o verificare completă a sistemului, ele fiind imperfecte, de cele mai multe ori fiind necesară extrapolarea. Dacă pentru sistemele lineare, extrapolarea este o metodă corectă, nu același lucru se poate afirma în cazul sistemelor neliniare sau în cazul sistemelor multiport. În aceste cazuri este recomandabilă utilizarea unor tehnici de testare/simulare alternative, care ar putea să se completeze reciproc, fapt urmărit și în cadrul prezentei lucrări.

Referitor la terminologia ce urmează a fi folosită, în conformitate cu [\*6, \*7], prin *distorsiune* se va înțelege orice modificare în amplitudine, fază sau frecvență a semnalului de ieșire a unui sistem, în raport cu semnalul de intrare, iar *produsul de intermodulație* - rezultat din mixarea a două sau mai multor semnale sub forma unor sume și/sau diferențe de frecvențe multipli întregi ale semnalelor de intrare.

În cazul existenței unui dispozitiv/sistem cu caracteristică de transfer neliniară, pentru două semnale sinusoidale cu frecvențele  $f_1$  și  $f_2$ , la ieșirea circuitului apar semnale cu frecvențe de forma  $mf_1 \pm nf_2$ , unde  $m$  și  $n$  sunt numere întregi; în figura 1 se reprezintă formarea distorsiunilor și a produselor de intermodulație în cazul unei caracteristici neliniare impare.

Evident că în cazul mono-ton, adică dacă la intrarea unui sistem se aplică un semnal pur sinusoidal, la ieșirea acestuia se obțin componente armonice superioare, iar în cazul multi-ton, inclusiv în cazul aplicării unui zgomot cu o bandă de frecvențe continuă, pot să apară componente având frecvența egală cu combinațiile liniare din întregul spectru de frecvențe al semnalelor aplicate la intrare.

Se consideră că un produs de intermodulație este de ordinul  $N = n + m$ , iar puterea acestor componente crește proporțional cu ordinul acestora în raport cu creșterea componentelor de bază. Apariția de emisii nedorite, așa numitele "emisii fără premeditare" (engl. - *spurious emission*), includ semnale armonice parazite, produse de intermodulație, unele dintre ele având spectrul de frecvențe în banda utilă considerată.

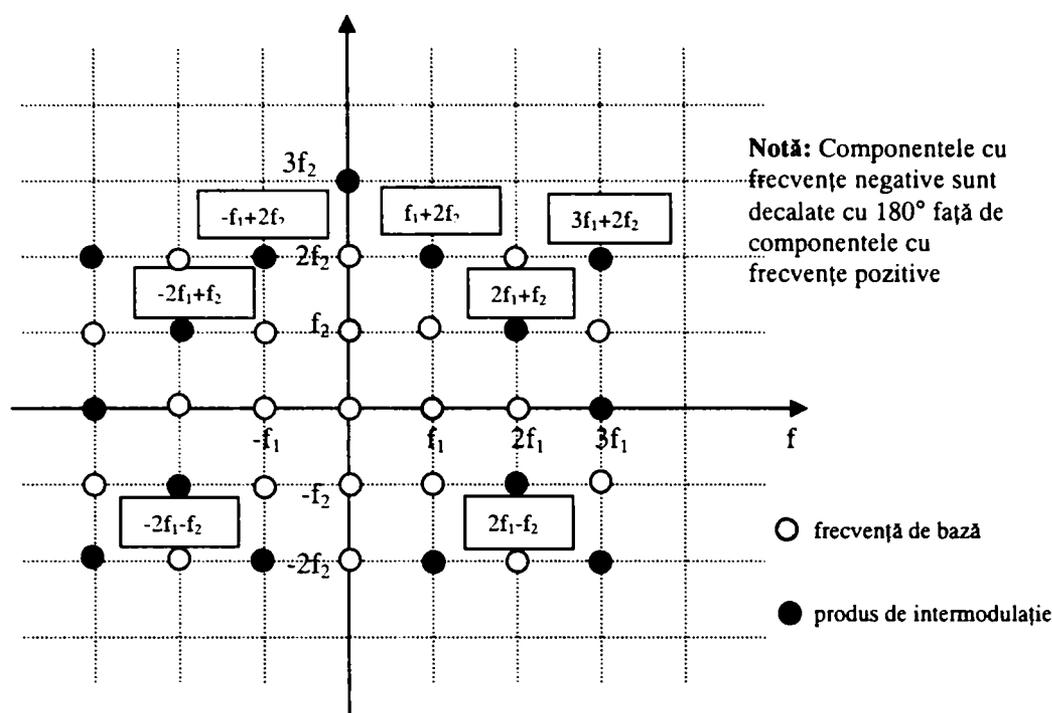


Fig. 1. Explicativă la formarea produselor de intermodulație.

Pentru un dispozitiv / sistem cu neliniaritate impară, reprezentarea în domeniul frecvențe, referitoare la formarea produselor de intermodulație în cazul bi-ton, este indicată în figura 2.

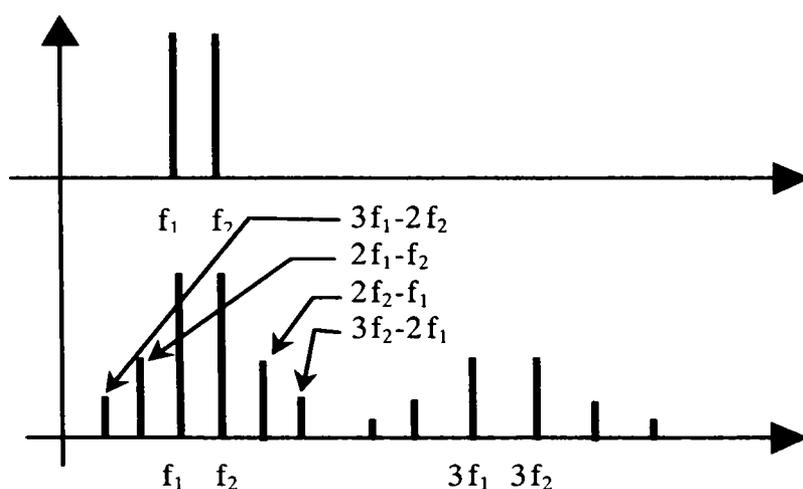


Fig. 2. Explicativă pentru produsele de intermodulație de ordinul III – cazul bi-ton.

În figura 3 sunt prezentate principalele produse de intermodulație generate de transmițătoare (Tx), ce apar în sistemele de comunicații GSM și care pot să afecteze calitatea informațiilor preluate de receptoare (Rx) [GA1].

O problemă la fel de importantă ca și cunoașterea mecanismelor de generare a neliniarităților și modelarea lor matematică, o reprezintă elaborarea unor metode de măsurare a acestora. Trebuie observat faptul că modificările produse în spectrul semnalului obținut la ieșirea circuitelor cu componente neliniare permit dezvoltarea unor metode de măsurare a caracteristicilor de neliniaritate ale acestor sisteme. În general, pentru măsurarea produselor de intermodulație de ordinul III, literatura de specialitate recomandă metoda de măsurare bi-ton [PO2, RO1, YA1], însă au început să fie dezvoltate și alte metode, pornind de la semnale complexe și uneori folosind și metode de tratare probabilistică a fenomenului [AL2].

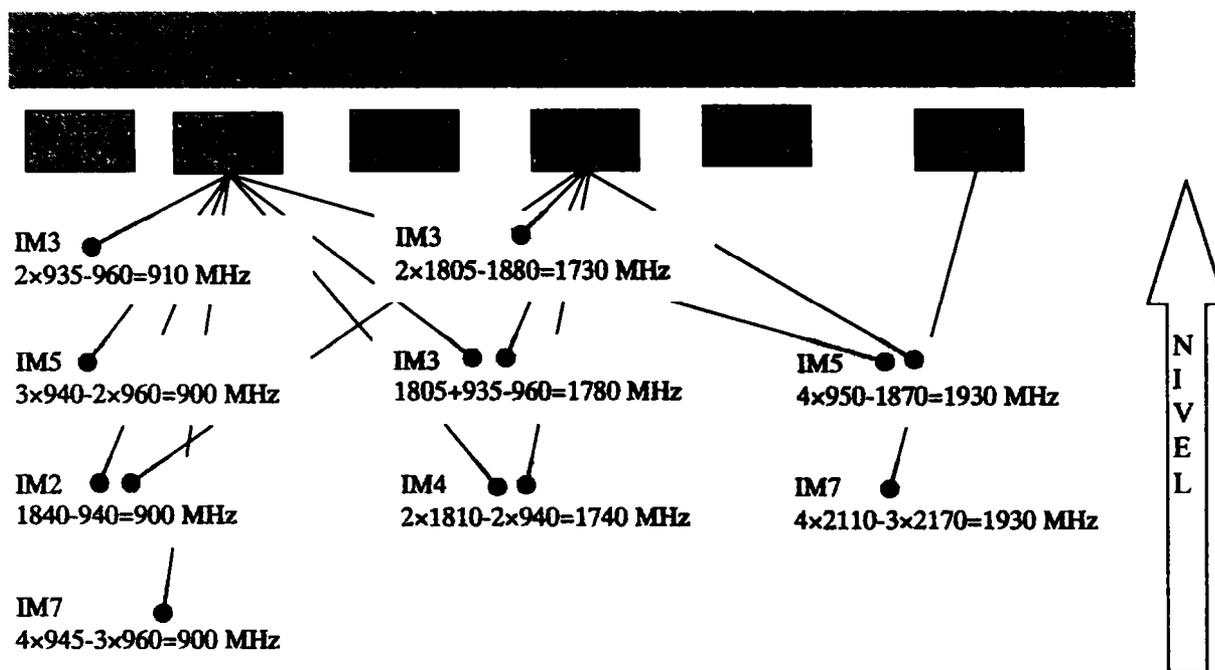


Fig. 3. Produse de intermodulație în benzile GSM 900/GSM 1800/UMTS.

## 5. Neliniaritatea componentelor folosite la frecvențe înalte

Pentru componentele pasive cauzele care conduc la producerea neliniarităților pot fi clasificate în [PO2]:

- neliniarități produse de materialele din care sunt confecționate:
  1. Variația permeabilității magnetice  $\mu$ , la materialele magnetice,
  2. Variația conductivității electrice  $\sigma$ , prin încălzire termică,
  3. Neliniaritatea dielectricilor;
- neliniarități produse de contactele electrice:
  1. Proprietăți de suprafață ale joncțiunilor de contact (la suprafețele de contact curentii circulă numai prin anumite puncte producând "mănunchiuri de electroni" care pot provoca fenomene neliniare din cauza densităților mari de curent din zonele respective);
  2. Efectul de tunelare la joncțiunile de tip metal-oxid-metal (MOM);
  3. Presiuni de contact reduse și contact slab la îmbinări (microfonie).

Este important de subliniat că neliniaritățile datorate îmbinărilor imperfecte se manifestă, cu precădere, la niveluri mici ale semnalelor și sunt variabile în timp, pe când neliniaritățile care conduc la structuri de tipul joncțiunilor metal-oxid-metal, inclusiv fenomenul de tunelare, devin importante la niveluri mari ale semnalelor. Neliniaritățile datorate materialelor folosite, în special a celor magnetice, sunt prezente preponderent la niveluri mari ale semnalelor și au un caracter relativ constant în timp.

Referitor la modul de abordare a neliniarităților, în mod normal, componentele pasive sunt liniare și pot fi modelate prin fazori în domeniul frecvențe folosindu-se fie expresii analitice, fie tabele cu parametri  $S$ . Aceasta simplifică enorm modelarea componentelor distribuite, de exemplu, a liniilor de transmisiune. Structurile distribuite mari, de cele mai multe ori interferează cu restul circuitului printr-un număr mic de porturi. De aceea ele pot fi ușor înlocuite cu un macromodel de  $N$  porturi, care conduce la o funcție de transfer de ordinul  $N^2$ . La această formă a funcției de transfer se ajunge prin reducerea sistemului de ecuații care descrie această structură, lasând doar ecuațiile care leagă semnalele de porturile corespunzătoare. Această reducere se realizează o dată pentru fiecare frecvență ca un pas de preprocesare. Modelul rezultat este unul ușor și eficient de evaluat prin intermediul unui

simulator în domeniul frecvențe, dacă numărul  $N$  este relativ mic. Acest fapt este posibil în general pentru linii de transmisiune și inductivități și mai puțin aplicabil pentru substraturi.

Simulatoarele din domeniul timp sunt concepute pentru a rezolva seturi de ecuații diferențiale de ordinul întâi. Componentele distribuite, ca liniile de transmisiune, sunt descrise de ecuații cu derivate parțiale, mai greu de simulat în domeniul timp. În mod normal, setul de ecuații cu derivate parțiale este convertit într-un set de ecuații diferențiale de ordinul întâi, utilizându-se în acest scop un anumit mod de discretizare. Dezavantajul acestei abordări constă în limitarea lățimii benzii de frecvențe. O abordare alternativă pentru componentele cu parametri distribuiți este aceea în care se utilizează convoluția pentru determinarea răspunsului la impuls. Evaluarea neliniarității pe baza modelului liniilor de transmisiune sau a tabelului cu parametri  $S$ , conduce la o metodă greoaie și erori ce pot deveni importante. Componentele cu parametri distribuiți pot fi modelate cu ajutorul unor rețele de foarte mari dimensiuni, care poate însă să fie prea mari pentru a fi încorporate în mod efectiv într-un simulator în domeniul timp, și de aceea sunt necesare în acest caz reduceri la o formă cât mai simplă posibil [KU1].

În continuare, vor fi prezentate principalele aspecte privind unele dintre neliniaritățile din circuitele pasive.

## 6. Efectul "șurubului ruginit"

Efectul "șurubului ruginit" (engl. – rusty bold effect), constă în apariția unor structuri amorfe formate din metale și săruri sau oxizi, care au în jurul originii o caracteristică neliniară (fig. 4); fenomenul este instabil și fără memorie și depinde de presiunea de contact [YO1].

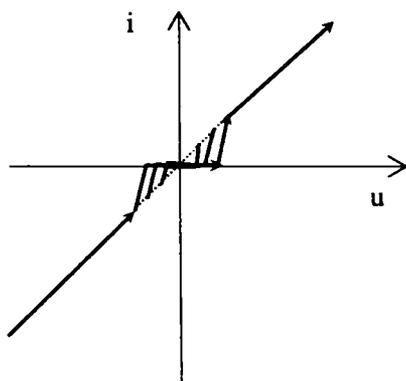


Fig. 4. Explicativă la efectul "șurubului ruginit"

De cele mai multe ori fenomenul neliniar propriu-zis este combinat cu o neliniaritate de natură mecanică care constă în modificarea rezistenței electrice de contact din îmbinare în funcție de presiunea de contact.

Având în vedere caracterul imprevizibil în timp al acestei neliniarități, ea depinzând de solicitările mecanice rezultate în urma vibrațiilor, dar și a altor tipuri de tensiuni mecanice, cum ar fi cele produse de temperatură, modelarea acesteia se poate face pe considerente de natură statistică. Neliniaritatea datorată efectului "șurubului ruginit" este o neliniaritate de tip "trecere prin zero" și deci produce efecte ce cresc relativ o dată cu scăderea nivelului semnalelor aplicate (accentuează zgomotul).

Dacă în sine, efectul "șurubului ruginit" nu este o sursă deosebit de importantă de producere a distorsiunilor de neliniaritate, din punct de vedere practic, coroziunea - indiferent de natura acesteia - conduce la scăderea eficienței ecranării și creșterea valorii rezistenței circuitelor în care ia naștere și cel mai important aspect, modificarea traseului curenților [XI1].

## 7. Efectul de tunelare

Experimental s-a constatat că la antenele mari, construite din aluminiu, apar joncțiuni de tipul Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-Al care au caracter neliniar [HI1]. Stratul de oxid are o grosime de circa 20-40 Å. Prin apariția acestor joncțiuni se constată reducerea raportului semnal-zgomot și producerea de distorsiuni de intermodulație. Pentru aceste joncțiuni, caracteristicile de

transfer nu sunt nici uniforme și nici stabile. În continuare se prezintă succint modelarea acestui tip de neliniaritate.

Întrucât antenele sunt confecționate prin îmbinarea unor plăci din aluminiu prin nituire, se poate considera un detaliu format dintr-o placă și un nit (fig. 5.a). Pentru detaliul considerat, joncțiunile apar în locul unde sunt plasate niturile; astfel, se presupune că în punctul A apare o joncțiune de tipul Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-Al, iar în B există un contact electric între nit și placă. Schema electrică echivalentă este prezentată în figura 5.b. Generatoarele echivalente de tensiune furnizează semnale cu frecvențele  $f_1$  și  $f_2$  care apar ca urmare a prezenței în antena a unor curenți de suprafață rezultați din alimentarea antenei.

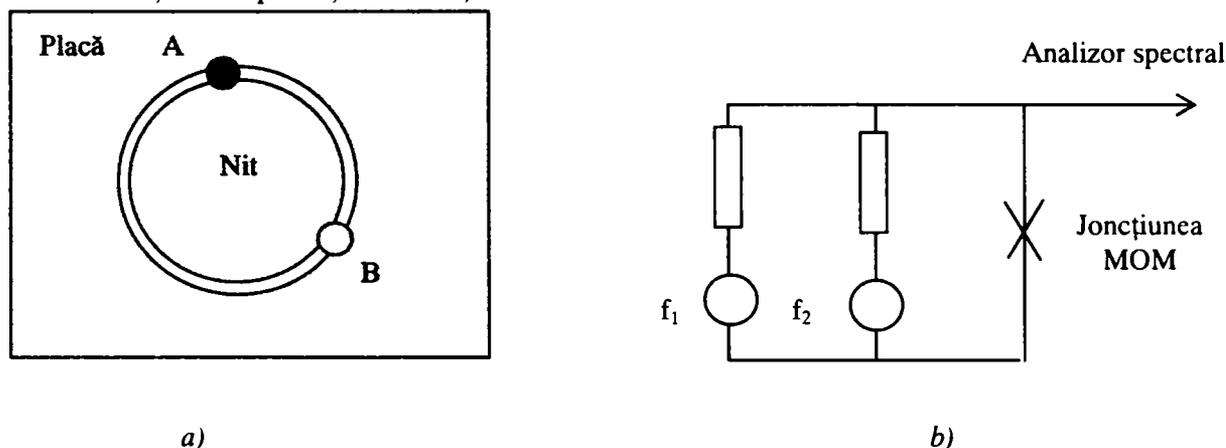


Fig. 5.a). Detaliu placă-nit; b). Schema electrică echivalentă.

Conducția prin joncțiunea MOM începe de la un anumit prag al tensiunii aplicate acesteia; rezultă că pentru două semnale care interferează, se obține un semnal asemănător semnalelor cu modulație în amplitudine “tăiat” (adică, cu detecție la un anumit prag), ce produce așa numita “semnătură a purtătoarei” (fig. 6).

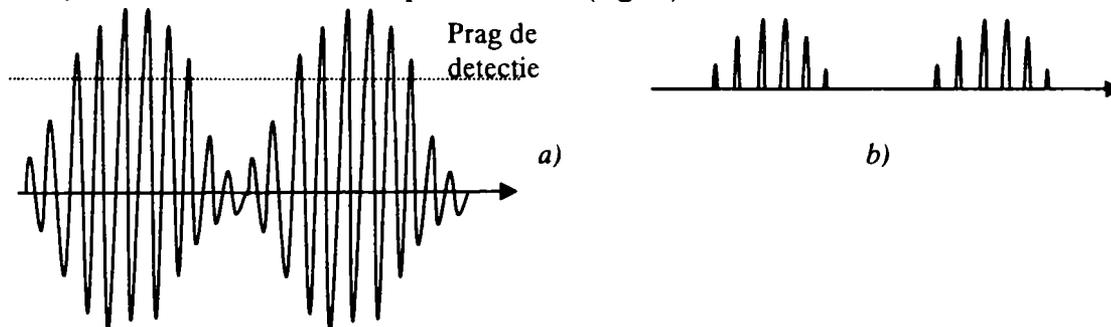


Fig. 6.a). Semnalul MA; b). Semnătura purtătoarei.

Curentul de suprafață ce ia naștere în placă este generat de către componenta magnetică a câmpului electromagnetic și are expresia:

$$\bar{\mathbf{J}}_s = 2\bar{\mathbf{a}}_s \times \bar{\mathbf{H}} = 2\bar{\mathbf{a}}_y \cdot H_x \quad (1)$$

unde  $\bar{\mathbf{a}}_s$  și  $\bar{\mathbf{a}}_y$  sunt versori.

Pentru o putere dată, emisă de reflectorul antenei  $P$ , densitatea de putere este:

$$\frac{P}{A_r} = \frac{120\pi H^2}{2} \quad (2)$$

unde  $A_r$  reprezintă circa 80% din aria efectivă a reflectorului; rezultă că valoarea intensității câmpului magnetic din placă va fi:

369  
641.004  
17

$$H = \sqrt{\frac{P}{60\pi A_r}}, \quad (3)$$

de unde se poate calcula densitatea de curent.

De exemplu, pentru o putere emisă de 20 kW și o antenă cu diametrul de 64 m, rezultă un câmp magnetic cu intensitatea de 0,2 A/m și o densitate de curent de circa 0,5 mA/mm<sup>2</sup>, amplitudinea unei componente reziduale fiind de ordinul procentelor [HI1].

Caracteristica efectului de tunelare pentru o structură de tipul Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-Al este reprezentată în figura 7. Pentru experimentul realizat în vederea reproducerii acestui efect s-a folosit aluminiu tehnic. Valorile obținute diferă față de curbele teoretice, iar curba

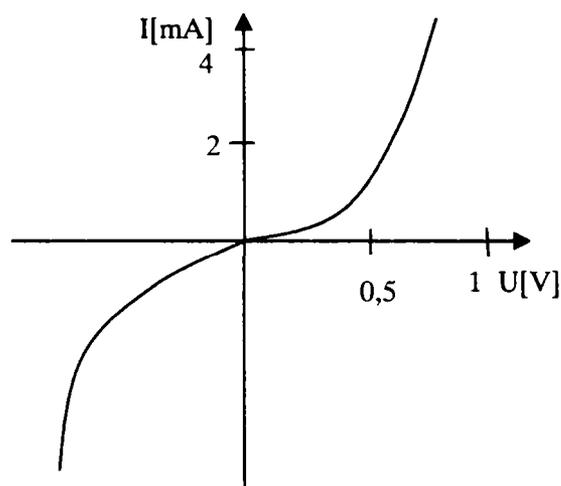


Fig. 7. Caracteristica efectului de tunelare.

experimentală prezintă și o caracteristică de histeresis care se intersectează în origine. Diferențele ce apar față de o joncțiune "clasică" de tipul Al-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-Al pot fi explicate prin faptul că în experiment s-au folosit muchii ascuțite care au intensificat câmpul electric în zona joncțiunii [HI1].

În practică, în afara acestor joncțiuni specifice pentru subsansamblele din aluminiu (engl. *spots in aluminium contact interfaces*), pot să apară și joncțiuni oțel-oțel (compoziții diferite) sau aluminiu-titan, care pot fi descrise prin neliniarități de tip *arctg* și care generează produse de intermodulație de ordinul III și V [SE1].

## 8. Materiale magnetice

Neliniaritatea componentelor confecționate din materiale magnetice sau acoperite cu materiale magnetice, se datorează modificării permeabilității magnetice în funcție de densitatea de curent, rezultând în final, modificarea inductivității [YO1]. Mecanismele de producere a produselor de intermodulație sunt generate, în primul rând, de neliniaritatea feromagnetică datorată caracteristicii de magnetizare și care produce modificarea permeabilității. Fenomenul este relativ stabil, dar depinde de caracteristica de primă magnetizare și de *memoria* ciclului de histeresis (fig. 8).

În practică se constată că dacă o componenta pasivă, confecționată dintr-un material

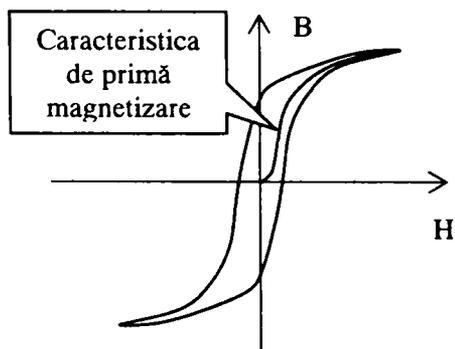


Fig. 8. Caracteristica de magnetizare.

netic, se introduce într-un electromagnet ce produce un câmp magnetic axial sau transversal, scade nivelul produselor de intermodulație ca urmare a scăderii lui  $\mu$ . Mai mult, dacă în materialele magnetice din care este confecționată componenta pasivă, rămân câmpuri magnetice reziduale și suplimentar, se aplică un câmp magnetic alternativ, apar componentele spectrale suplimentare chiar de ordin superior (efect de modulare MA). De asemenea, s-a constatat că nichelarea dură produce efecte

neliniare mai puternice decât oțelul; de exemplu, pentru un adaptor argintat care avea nivelul componentei de intermodulație de ordinul III de  $-140$  dBm, după o nichelare cu un strat de  $500$   $\mu\text{m}$ , nivelul a crescut la  $-100$  dBm [YO1].

Neliniaritățile pot fi generate și de către microstructurile confecționate din materiale magnetice. Mai mult, chiar și materialele nemagnetice, în anumite condiții, pot produce fenomene neliniare printr-o comportare asemănătoare materialelor magnetice. Astfel, în [PE1], pentru orice material conductor, se consideră niște microstructuri sub forma unor cilindri goi în interior; aceștia, pe lângă inductivitate, prezintă și o capacitate proprie, ceea ce conduce la realizarea unor micro-circuite rezonante, circuite responsabile de producerea fenomenelor de relaxare în domeniul gigahertzilor [BU1]. Existența acestor microcircuite LC localizează energia astfel încât la frecvențe mari, în spații extrem de mici, se produce o creștere foarte puternică a valorii câmpului electric, dând naștere unor descărcări electrice, de unde și sursa neliniarității.

Trebuie menționat că sistemele neliniare de înaltă frecvență își pot găsi aplicații în modificarea formei semnalelor; de exemplu, prezența distorsiunilor de ordinul III, dacă sunt în fază cu fundamentală, poate conduce la îmbunătățirea fronturilor, sau la creșterea duratei acestora, dacă sunt în antifază [CO1]. Pe acest principiu se pot realiza linii de transmisiune neliniare cu diode varicap [CO1] sau cu diode Schotky [SA1].

## **9. Cuprinsul tezei**

Deși este cunoscut faptul că materialele magnetice sunt neliniare prin caracteristica de histerezis și prezintă fenomene de relaxare la frecvențe din domeniul gigahertz-ilor [BU1], până în prezent au fost puține încercări de modelare matematică a fenomenelor neliniare din liniile de transmisiune, mai mult descrieri ale fenomenului, poate și din cauza dificultăților legate de fenomenele de propagare care au loc în acestea. De exemplu, Summitek Instruments realizează în [DE5] o analiză privind distorsiunile de intermodulație ce apar în cablurile asamblate în contextul echipamentului de măsurare realizat de firmă. Din această analiză rezultă că distorsiunile de intermodulație pentru unda directă sunt independente de frecvență; în ceea ce privește unda reflectată, din cauza fenomenelor de recombinare a fazelor, apare o dependență de lungime și frecvență, fapt ce de altfel se și constată experimental.

În ultima perioadă s-a constatat o accentuare a studierii neliniarităților componentelor pasive de înaltă frecvență; de exemplu, în [JA1, JA2, JA3, JA4] sunt prezentate preocupările Institutului Național de Standarde și Tehnologie din SUA (NIST) referitoare la măsurarea "intermodulației pasive" din echipamentele stațiilor de emisie.

Având în vedere actualitatea problemelor legate de studiul neliniarității liniilor de transmisiune, în cuprinsul tezei de doctorat, am căutat să dezvolt unele chestiuni legate de modelarea matematică a caracteristicilor de neliniaritate, modelare care să permită evaluarea rapidă a nivelului acestora și totodată, să servească proiectanților și utilizatorilor la determinarea unor soluții viabile privind creșterea performanțelor echipamentelor de telecomunicații.

Teza de doctorat este structurată în 5 capitole. În introducere se fixează importanța practică a domeniului la care se referă teza de doctorat.

Capitolul 1, pe baza bibliografiei studiate, prezintă o analiză critică privind cele mai des utilizate moduri de tratare matematică a neliniarităților în circuitele de înaltă frecvență: dezvoltarea în serie Taylor și serii Volterra, respectiv, metoda bilanțului armonicilor, metoda anvelopei de curent etc. Întrucât metoda dezvoltării în serie Taylor este cel mai des utilizată în practică, în cadrul acestui capitol sunt dezvoltate o serie de observații referitoare la aplicarea acestei metode.

În capitolul 2 se prezintă o nouă metodă de tratare a neliniarităților bazată pe folosirea funcției modul. Această metodă este mult mai apropiată de majoritatea situațiilor reale în care neliniaritatea nu depinde direct de puterea semnalului, așa cum rezultă din dezvoltarea în serie Taylor, permițând astfel o mai bună modelare matematică a fenomenelor. În continuare se abordează problema neliniarității liniilor de transmisiune și se stabilesc relațiile de calcul pentru produsele de intermodulație în cazul undei directe și a undei inverse pentru regimurile: adaptat la ambele capete, în gol și respectiv, în regim de scurtcircuit. În cadrul acestui capitol sunt evidențiate fenomenele de propagare, inclusiv pentru metoda bi-ton cu componente de nivel inegal și se explică dependența nivelului undei inverse de frecvență și lungimea cablului. Capitolul se încheie cu prezentarea unui model al neliniarității pentru cazul general și modul de utilizare al acestuia pentru stabilirea nivelului produselor de intermodulație de ordinul III generate de liniile de transmisiune neliniare.

În capitolul 3, folosind aceeași metodă de tratare a neliniarității bazată pe funcția modul, sunt dezvoltate unele probleme legate de caracterizarea neliniarității amplificatoarelor și se stabilesc relațiile dintre puterea de ieșire a amplificatoarelor la 1 dB compresie și punctual de intercepție de ordinul III, rezultând unele limite maxime în ceea ce privește performanțele acestora.

Capitolul 4 este consacrat prezentării principalelor metode de măsurare a nivelului neliniarităților și anume, a nivelului produselor de intermodulație; deoarece nivelul produselor de intermodulație este destul de mic pentru componentele pasive de circuit, o atenție deosebită este acordată nivelului de zgomot, precum și evaluării erorilor și incertitudinii de măsurare.

Capitolul 5 prezintă rezultatele experimentale, modul în care acestea au fost folosite pentru determinarea unor parametri ce caracterizează neliniaritatea pe baza modelelor prezentate în capitolul 2; prin folosirea altor seturi de date experimentale, se demonstrează corectitudinea și valabilitatea modelelor propuse.

Teza de doctorat se încheie cu enumerarea contribuțiilor aduse de autor în cadrul acestei lucrări.

În anexe sunt prezentate: fișe de măsurare, fotografiile ale liniilor de transmisiune utilizate în măsurări și programe de calcul folosite pentru determinarea caracteristicilor de neliniaritate și prelucrarea rezultatelor.

## CAPITOLUL 1

## METODE DE MODELARE MATEMATICĂ A SISTEMELOR NELINIARE

### 1.1. Caracterizarea sistemelor neliniare

Sistemele neliniare sunt sisteme dinamice ce pot fi descrise prin mulțimea mărimilor corespunzătoare perechilor externe: intrare – ieșire; caracteristica de intrare – ieșire a acestor sisteme este neliniară și poate fi variabilă în timp sau staționară [BE1, SA3, SA4]. Dacă informația se transmite instantaneu, de la intrare la ieșire, elementele sunt considerate statice și fără memorie și pot fi caracterizate static ca variabile în timp sau nestaționare, și respectiv, invariabile în timp sau staționare.

În funcție de principiul de funcționare al aplicației și domeniul de activitate, unele tipuri de neliniarități pot avea o pondere mai mică sau mai mare; de asemenea, pot exista diferențe în ceea ce privește modul de abordare, în funcție de mărimile care se urmăresc în cadrul aplicației acestora. Astfel, în electrotehnică [PR1], se consideră existența unor elemente neinerțiale – ale căror caracteristici nu sunt afectate de modul de variație în timp a mărimilor și elemente inerțiale – ale căror caracteristici sunt afectate de modul de variație în timp a mărimilor și depind de putere/valoare efectivă sau de valoarea maximă.

Dacă caracteristica este simetrică față de origine, elementul este bilateral (inversarea bornelor sale nu modifică variabilele electrice ale acestuia). Dacă caracteristica este strict monotonă, se spune că ea poate fi controlabilă în tensiune sau curent.

Pentru elementele neinerțiale caracteristica statică este identică cu cea dinamică, iar pentru cele inerțiale, caracteristicile sunt diferite, de obicei, caracteristica statică este neliniară, iar cea dinamică, poate fi liniară (de exemplu, becul).

Fenomenele neliniare sunt proprii multor situații din practică, ele regăsindu-se în cadrul diferitelor sisteme, fenomene, procese etc. Neliniaritățile care au o influență nedorită asupra proceselor reprezintă neliniaritățile perturbatoare, uneori acestea fiind de natură funcțională. Prin comparație cu un sistem liniar corespunzător, neliniaritățile pot fi esențiale, dacă introduc elemente noi numai pentru domeniul limitat de utilizare și evident, cu anumite erori admise. Ultima observație conduce la ideea liniarizării pe porțiuni a caracteristicilor neliniare. Dacă se folosesc modele liniare pe porțiuni, acestea pot accentua anumite zone de neliniaritate ale caracteristicii ca în figura 1.1. Pentru unele aplicații din electronică prezintă

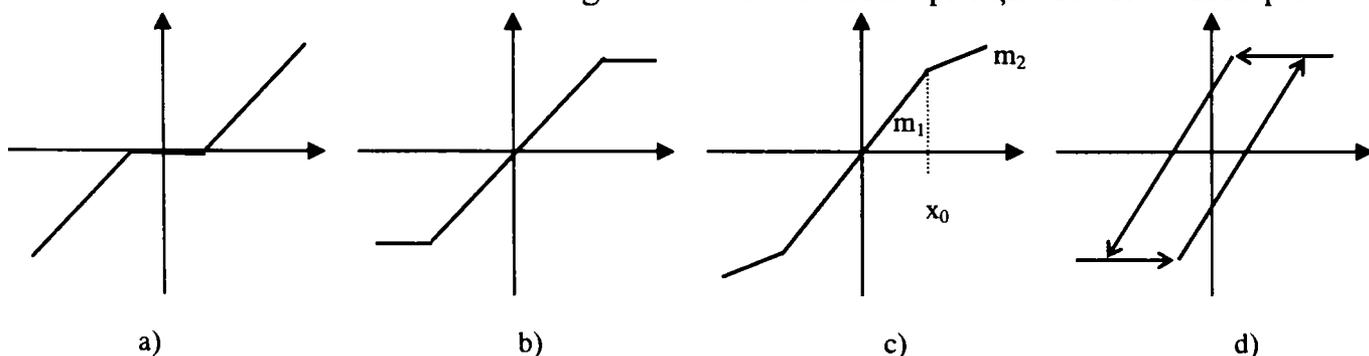


Fig. 1.1. Caracteristici neliniare liniarizate pe porțiuni.

interes următoarele caracteristici:

- caracteristica din figura 1.1.a numită caracteristică de "trecere prin zero", specifică unor aplicații "cu prag", (amplificatoare cu tranzistoare în clasă B),
- caracteristica de "saturație" din figura 1.1.b,
- caracteristica din figura 1.1.c numită caracteristică "trimodulară" sau "cu două pante", întrucât pune în evidență intrarea în "zona de saturație",
- caracteristica din figura 1.1.d reprezintă o caracteristică de tip histerezis, cu "memorie".

În [YO1] se consideră că pentru sistemele neliniare fără memorie, caracteristica de transfer provine dintr-o combinație a două caracteristici cu concavitățile inverse (fig.1.2).



Fig. 1.2. Caracteristici de transfer cu concavități inverse.

Ecuția care modelează comportarea sistemului trebuie să fie valabilă și să genereze rezultate acceptabile în întreaga gamă ale valorilor variabile independente, precum și o bună concordanță cu rezultatele măsurate. Procesul de convertire a datelor măsurate în ecuații reprezintă tehnica "găsirii curbei" (engl. - *curve-fitting*) [TU1]. Există mai multe procedee de determinare a ecuațiilor ce caracterizează procesele neliniare, majoritatea bazate pe metodele matematice de aproximare, însă uneori și generate de intuiția autorilor, aproape fără a avea nici o legătură cu fenomenul caracterizat. Spre exemplificare, un caz tipic de neliniaritate îl reprezintă caracteristicile de magnetizare.

Caracteristica de primă magnetizare se poate aproxima analitic printr-un polinom de ordin superior (3, 5 sau chiar mai mare) sau prin expresia [BE1]:

$$y = a(\sin \mu x - b \cdot \sin x), \quad \mu > 0, \quad a, \mu \in (0,9 - 1,1), \quad |x| \leq \frac{2\pi}{1 + \mu} \quad (1.1)$$

O altă posibilitate de aproximare a caracteristicii de primă magnetizare este aceea de a utiliza tehnica curbelor spline, însă aceasta nu permite obținerea unor ecuații unice; ideea de bază pentru aproximarea unei caracteristici, este aceea de a obține o singură ecuație valabilă pentru întregul domeniu considerat [TU1].

În electrotehnică, aproximarea ciclului de histerezis, din considerente energetice, se realizează prin intermediul unei elipse de arie echivalentă; din construcția grafică rezultă o întârziere a semnalului de ieșire în raport cu semnalul aplicat la intrare [PR1].

Pentru modelarea unor neliniarități din amplificatoarele de înaltă frecvență, în [TU1] se propune folosirea unor ecuații de forma:

$$y(x) = A + Bx + \sum C_i \lg \left[ \frac{10^{\frac{x-x_i}{c_i}}}{1 + 10^{\frac{x-x_i}{c_i}}} \right] + \sum D_i \lg \left[ 1 + 10^{\frac{x-x_i}{d_i}} \right], \quad (1.2)$$

unde: primul termen reprezintă componenta continuă/de offset, cel de-al doilea termen – termenul liniar, iar termenii din prima sumă se numesc funcții de mâna dreaptă (engl. - *Right-*

*Hand Function*, RHF), și respectiv, termenii din cea de-a doua sumă se numesc funcții de mână stângă (engl. - *Left-Hand Function*, LHF). Curba propusă nu prezintă discontinuități și admite derivate de ordin superior.

Procedeele de aproximare, în acest caz, este următorul: se trasează asimptotele/tangentele pe porțiuni la distribuția experimentală de puncte, după care se calculează punctele de intersecție ale asimptotelor și saltul de pantă. În funcție de valorile acestora, se stabilesc valorile coeficienților funcțiilor RHF și LHF. Pentru funcțiile propuse, contribuția acestora la neliniaritate este maximă în punctele considerate și scade pentru celelalte puncte de interpolare, un fenomen oarecum asemănător cu reconstituirea unui semnal pe baza eșantioanelor [CA1].

Din punct de vedere practic, problema efectului neliniarității unor caracteristici asupra comportării sistemului, prezintă două aspecte:

- care este cea mai bună linearizare a caracteristicii considerate - ceea ce echivalează cu o filtrare de tip trece-jos și respectiv,
- care sunt "produsele" neliniarității – echivalentă unei filtrări de tip trece-bandă.

Revenind la caracteristica de tip saturație simetrică în raport cu originea, în principiu, se poate considera că această neliniaritate poate fi aproximată, mai corect decât prin segmente de dreaptă, printr-un polinom de gradul III de forma [BE1]:

$$y(x) = a_1 \cdot x + a_3 \cdot x^3, \quad (1.3.a)$$

modelul liniar putând fi de forma:

$$\tilde{y}(x) = a \cdot x, \quad (1.3.b)$$

Dacă se aplică criteriul de aproximare bazat pe metoda celor mai mici pătrate, pentru intervalul de timp  $(t_0, t_1)$ , trebuie să fie satisfăcută relația:

$$I(a) = \int_0^1 [y(x) - \tilde{y}(x, a)]^2 dt = \min. \quad (1.4)$$

După înlocuirea celor două funcții, dacă se notează:

$$\bar{x}_i = \int_0^1 x^i(t) dt \quad (1.5)$$

se obține:

$$I(a) = (a_1 - a)^2 \bar{x}_2 + 2(a_1 - a)a_3 \bar{x}_4 + a_3^2 \bar{x}_6. \quad (1.6)$$

Anulând derivata lui  $I(a)$ , se obține:

$$a = a_1 + a_3 \frac{\bar{x}_4}{\bar{x}_2}. \quad (1.7)$$

Dacă:  $x(t) = A_0 \sin \omega t$ , coeficientul de liniarizare optimă pentru intervalul de timp  $[0, 2\pi/\omega]$ , va fi:

$$a = a_1 + \frac{3}{4} a_3 \cdot A_0^2 \quad (1.8)$$

cea ce indică o creștere a coeficientului de liniarizare optimă o dată cu creșterea nivelului semnalului.

Metoda prezentată mai sus reprezintă o filtrare de tip trece jos a răspunsului sistemului întrucât s-a minimizat efectul componentelor armonice de ordinul III. Pentru a vedea care este efectul neliniarității, este interesant de văzut ce se întâmplă dacă se face o filtrare de tip trece bandă, adică se consideră numai contribuția componentei armonice de ordinul III; în acest caz se va considera:

$$\tilde{y}(x) = a \cdot x^3 \quad (1.9)$$

Procedând analog, pentru un semnal sinusoidal aplicat la intrare, se va obține:

$$a = a_3 + \frac{6}{5} a_1 \cdot \frac{1}{A_0^2} \quad (1.10)$$

Dacă se consideră caracteristica cu două pante, se poate demonstra că prin liniarizare armonică se obține [BE1]:

$$a(A) = m_2 + \frac{2}{\pi} (m_1 - m_2) \left[ \arcsin \frac{x_0}{A} + \frac{x_0}{A} \sqrt{1 - \left( \frac{x_0}{A} \right)^2} \right] \quad (1.11)$$

unde:  $A > x_0$ ; din relația anterioară se observă că și în acest caz, valoarea coeficientului de liniarizare optimă depinde de amplitudinea semnalului considerat.

Ca o concluzie generală, se poate considera că pentru un număr mare de aplicații, sistemele sunt fără memorie cu toate că, de exemplu, există capacități neliniare și inductivități neliniare care sunt dispozitive cu memorie (datorită ciclului de histerezis). Întrucât la majoritatea aplicațiilor, influența neliniarității asupra fazei are o mai mică importanță, modelarea matematică poate să fie simplificată astfel încât să evidențieze, în primul rând, efectul neliniarității asupra amplitudinii.

În continuare vor fi prezentate principalele aspecte privind modelarea matematică a neliniarităților, inclusiv justificarea fizică a metodelor folosite. Modelele actuale consideră destul de rar sistemele neliniare cu memorie. Cele mai folosite metode sunt: metodele bazate pe dezvoltarea în serie Taylor, respectiv Volterra, metoda bilanțului armonicilor (eng. *Harmonic Balance*) și metoda anvelopei regimului tranzitoriu, ultimele trei necesitând un timp de calcul relativ ridicat [NG1].

## **1.2. Justificarea fizică a modului de tratare a neliniarităților în domeniul electric**

Pentru orice circuit electric, prin urmare și pentru un circuit neliniar, sunt satisfăcute cele două teoreme ale lui Kirchhoff; pentru un sistem neliniar, în electrotehnică, se consideră că există un subsistem/receptor liniar și un subsistem/receptor deformant care, în regim armonic, este responsabil de producerea componentelor armonice superioare și/sau a produselor de intermodulație. În regim periodic permanent nesinusoidal, armonicile de curent și de tensiune trebuie, de asemenea, să satisfacă teoremele lui Kirchhoff [ȚU1]:

$$\sum_{k \in \text{nod}} i_{kv} = 0, \quad \sum_{k \in \text{ochi}} u_{kv} = 0, \quad (1.12)$$

unde  $v$  reprezintă ordinul componenteii armonice.

Din electrotehnica teoretică se știe că orice receptor liniar pasiv nu poate fi generator de putere activă, oricare ar fi ordinul armonicii, de unde rezultă că generarea componentelor armonice superioare nu poate fi decât în receptorul deformant, cu alte cuvinte, în zona neliniară a sistemului. Prin urmare, din punct de vedere electric, oricărui sistem neliniar  $i$  se poate asocia schema electrică echivalentă din figura 1.3, care arată că sistemul neliniar, constituit dintr-un subsistem liniar și unul deformant, primește energie de la un singur generator; dacă acest generator este pur sinusoidal, responsabil de producerea componentelor armonice superioare va fi receptorul deformant, unde va fi și sediul generatoarelor componentelor armonice superioare produse prin consum de energie activă de la generatorul principal. Este evident că și în acest caz, teorema conservării puterii instantanee din rețelele izolate (teorema lui Tellegen), trebuie să rămână valabilă [ȚU1].

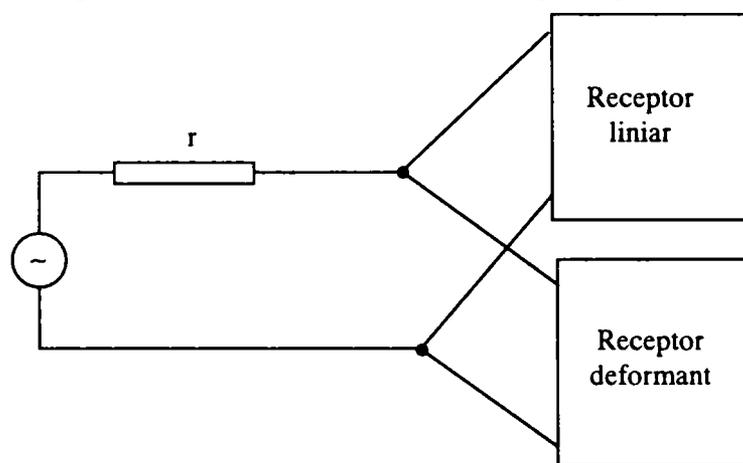


Fig. 1.3. Explicativă la studiul sistemelor neliniare.

Metoda analizei armonice folosește de obicei seria Fourier trunchiată. Pentru elementele neinertiale, se pot separa ecuațiile echivalente teoremelor lui Kirchhoff pentru fiecare armonică, însă sunt necesare și relațiile de dependență tensiune-curent, de unde rezultă că fiecare armonică de tensiune este o funcție de toate armonicile curentului și invers [PR1]. De exemplu, tensiunea de la bornele unui circuit neliniar depinde de toate componentele spectrale ale curentului  $i_k$  din circuit:

$$u = \sum_{k=0}^N a_k i_k. \quad (1.13)$$

În [ȚU2] se prezintă o generalizare a teoremei lui Tellegen pentru câmpul electromagnetic care permite extinderea domeniului de aplicare pentru fenomenele de propagare și rețelele multiport.

Pentru elementele neliniare, în special din electronică și în anumite condiții, se poate folosi metoda micilor variații în jurul unui punct static de funcționare care se poate face utilizând schemele echivalente liniarizate ale elementelor.

Analiza în domeniul frecvențe permite stabilirea răspunsului în regim permanent a circuitului prin care trece unul sau mai multe semnale periodice de valoare mare. Răspunsul este cel obținut după ce toate efectele regimului tranzitoriu sunt minimalizate. Semnalele periodice aplicate la intrare au un spectru discret; la ieșire se obțin semnale cu componente care au frecvența egală cu cea a semnalelor aplicate pentru analiză, a armonicilor acestora și

a sumei sau diferenței combinațiilor acestor frecvențe. Aceste semnale sunt numite cvasi-periodice, și pot fi reprezentate în mod generic printr-o serie Fourier [KU1]:

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} U_{kl} e^{j2\pi(kf_1 + lf_2)t} \quad (1.14)$$

unde:  $U_{kl}$  sunt coeficienții Fourier,  $k, l$  – numere întregi pozitive sau negative, iar  $f_1$  și  $f_2$  sunt frecvențele fundamentale. Pentru simplificare în relația (1.14) s-a prezentat un semnal cvasi-periodic de gradul 2, deși un semnal cvasi-periodic poate avea un număr mare, dar finit de frecvențe fundamentale. Dacă semnalul are o singură frecvență fundamentală atunci acesta este un semnal periodic. La seria cvasi-periodică, frecvențele  $f_1$  și  $f_2$  sunt astfel alese încât nu există nici o frecvență  $f_0$  pentru care  $f_1$  și  $f_2$  să fie multipli întregi ai acesteia.

O analiză în regim tranzitoriu a unor semnale de forma celor date prin expresia (1.14) poate fi destul de anevoioasă, mai ales în cazul în care frecvențele  $f_1$  și  $f_2$  sunt destul de distanțate, astfel încât  $\min(f_1, f_2)/\max(f_1, f_2) \ll 1$ , sau sunt foarte apropiate una de alta încât  $\min(f_1, f_2)/\max(f_1, f_2) \approx 1$ . De obicei, analiza de semnal mare în regim staționar permite determinarea în mod direct a soluției cvasi-periodice fără a mai fi necesar să se facă simulări folosindu-se constante mari de timp sau folosindu-se "tonul de măsură" pentru o perioadă mare de timp (tonul de măsură este cea mai mică frecvență prezentă în spectru). Pentru ca analiza să fie cât mai corectă este necesar ca doar un număr mic de coeficienți Fourier să fie analizați, iar ceilalți să poată fi neglijați. La modul general, se poate considera că în afară de primele  $K_i$  armonici și termenii asociați acestora, restul termenilor pot fi neglijați. În practică, aceste metode sunt limitate la un număr de maximum 3 sau 4 frecvențe fundamentale.

### **1.3. Metoda bazată pe dezvoltarea în serie Taylor**

Modul de tratare prezentat în paragraful 1.1 este specific pentru automatizări, în electronică dezvoltându-se modele asemănătoare, dar cu adaptări specifice, în primul rând, legate de problemele de prelucrare și transmitere a semnalelor. Una dintre metodele cele mai frecvent întâlnite în practică are la bază dezvoltarea în serie de puteri – seria Taylor/Mac-Laurin [RO1, SA3, SA5].

În cazul general, având în vedere că semnalul de intrare poate fi considerat de nivel mic, răspunsul circuitului poate fi calculat prin liniarizarea acestuia în funcție de punctul de operare în curent continuu (se aplică o serie Taylor extinsă asupra punctului de echilibru în curent continuu și se analizează toți termenii acesteia în afara termenului de ordinul 1). Pentru circuitele pasive, dezvoltarea în serie Taylor se realizează în jurul originii ( $x=0$ ). Trebuie reținut însă faptul că dezvoltarea în serie Taylor se efectuează numai în domeniul timp, trecerea în domeniul frecvențe putând să genereze o serie de probleme legate de numărul de termeni ai dezvoltării și respectiv, eroarea cu care se pot determina anumite componente.

Pe baza principiului superpoziției, răspunsul circuitului la fiecare frecvență poate fi calculat independent. Aceste tipuri de analize sunt avantajoase pentru calcularea caracteristicilor circuitului care are un răspuns neliniar dat la aplicarea unui semnal de intrare și care operează într-un punct de funcționare constant.

Pentru un sistem liniar, fără memorie și fără offset, căruia la intrare  $i$  se aplică semnalul  $x(t)$  și la ieșirea căruia se obține semnalul  $y(t)$ , funcția de transfer statică este de forma:

$$y(t) = a \cdot x(t), \quad (1.15)$$

unde  $a$  reprezintă sensibilitatea sistemului. Dacă sistemul prezintă o neliniaritate "ușoară" se poate considera că această neliniaritate modifică valoarea sensibilității, adică  $a = a(x)$ , expresie care, din punct de vedere matematic, poate fi dezvoltată într-o serie polinomială:

$$y(t) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + a_4x^4 + a_5x^5 + \dots, \quad (1.16)$$

expresie în care valoarea coeficienților  $a_i \geq 3$  scade o dată cu creșterea ordinului acestora.

Întrucât ne interesează, în primul rând, răspunsul sistemelor la excitații sinusoidale, merită a fi făcute câteva observații bazate pe dezvoltarea matematică a puterilor funcțiilor trigonometrice referitoare la relația (1.16).

1. Seria polinomială este infinită, însă în practică ne limităm la un număr finit de termeni (de obicei, la termenul de ordinul III, dar se poate ajunge și la termenul de ordinul IX); valoarea coeficienților  $a_i$ , pentru un sistem dat, depinde de numărul termenilor folosiți în aproximare. Evident că adăugarea unui termen suplimentar în dezvoltarea în serie polinomială are ca efect modificarea nivelului tuturor componentelor spectrale ale semnalului de ieșire corespunzător unei aproximări mai puțin precise, ceea ce poate avea consecințe în definirea unor parametri de neliniaritate cum ar fi punctul de interceptie de ordinul III la amplificatoare [BO5].
2. Un termen de ordinul  $k$  generează armonici de ordinul  $k$  și unele armonici inferioare.
3. Frecvența fundamentală nu este "generată" de către termenii având puteri pare, ci numai de către termenii având puteri impare.
4. Termenii pari pot "genera" și componente continue.
5. Dacă semnalul de intrare aplicat circuitului neliniar este format din mai multe componente armonice sau nearmonice, în termenul de ordinul  $k$  apar toate combinațiile liniare de frecvențe posibile până la acest ordin.
6. În ceea ce privește sistemele neliniare pasive, acestea sunt bilaterale și au o caracteristică de transfer statică simetrică în raport cu originea, de unde rezultă că în dezvoltarea polinomială nu pot exista decât termeni impari (în majoritatea aplicațiilor nu există componenta continuă, de unde rezultă că în dezvoltare vor lipsi termenii de ordin par). Existența unor termeni de ordin par conduce implicit la apariția unei componente continue; de exemplu, pentru un semnal sinusoidal aplicat la intrare,  $x(t) = A \sin \omega t$ , termenul de ordinul doi devine:

$$[x(t)]^2 = A^2 (\sin \omega t)^2 = \frac{A^2}{2} (1 - \cos 2\omega t) \quad (1.17)$$

și deci, pentru orice semnal sinusoidal aplicat la intrare, la ieșire se obține și o componentă continuă având nivelul egal cu amplitudinea componentei pare.

7. Un sistem neliniar pasiv, la intrarea căruia se aplică numai componente sinusoidale, generează la ieșire, numai componente armonice impare sau produse de intermodulație de ordin impar.
8. Un sistem neliniar pasiv poate genera componente armonice și produse de intermodulație pare, dacă semnalul de intrare conține și o componentă continuă; de exemplu, pentru un semnal aplicat la intrare, de forma  $x(t) = C + A \sin \omega t$ , termenul de ordinul trei devine:

$$\begin{aligned}
 [x(t)]^3 &= (C + A \sin \omega t)^3 = C^3 + 3C^2 A \sin \omega t + 3CA^2 (\sin \omega t)^2 + A^3 (\sin \omega t)^3 = \\
 &= C^3 + \frac{3}{2} CA^2 + 3A \left( C^2 + \frac{1}{4} A^2 \right) \sin \omega t - \frac{3}{2} CA^2 \cos 2\omega t - \frac{1}{4} A^3 \sin 3\omega t
 \end{aligned} \quad (1.18)$$

cea ce indică prezența componentei continue, a fundamentalei și a componentelor armonice de ordinul II și III. De altfel, este cunoscut faptul că prezența unei componente continue în transformatoarele de curent alternativ conduce la generarea unor componente armonice pare. Merită menționat și faptul că pentru dispozitivele neliniare cu caracteristică de transfer pătratică, introducerea unei componente continue permite obținerea unei componente liniare. Este cazul magnetostricțiunii, efect cu caracteristică pătratică, la care, obținerea componentei liniare se face prin suprapunerea unui câmp magnetic constant peste câmpul excitant alternativ.

9. O altă observație care merită a fi menționată, constă în faptul că valoarea coeficienților  $a_i$  din dezvoltarea în serie Taylor depinde de frecvență; mai exact, se constată experimental că valoarea coeficienților, pentru un anumit sistem, este funcție de spectrul semnalului aplicat la intrare (mono-ton, bi-ton, multi-ton etc. și de gama de frecvențe) [DU1, GU1].

Dezvoltarea în serie de puteri, în cazul aplicării unor semnale complexe la intrare, conduce implicit la apariția unor produse ale semnalelor respective. În general, în electronică, se preferă reprezentarea semnalelor în domeniul frecvențe; transformarea unui produs de semnale din domeniul timp în domeniul frecvențe este o operație ce necesită un volum de calcul destul de important și de aceea nu se folosește în practică. De exemplu, dacă se consideră funcțiile:

$$\begin{aligned}
 f(x) &\rightarrow F(j\omega), \text{ cu coeficienții Fourier } a_0, a_i, b_i \dots \\
 g(x) &\rightarrow G(j\omega), \text{ cu coeficienții Fourier } A_0, A_i, B_i \dots
 \end{aligned} \quad (1.19)$$

atunci, funcția produs:

$$\varphi(x) = f(x)g(x) \rightarrow \Phi(j\omega), \text{ cu coeficienții Fourier } \alpha_0, \alpha_i, \beta_i \dots \quad (1.20)$$

va avea coeficienții Fourier dați de relațiile [TO1]:

$$\begin{aligned}
 \alpha_0 &= \frac{a_0 A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n A_n + b_n B_n) \\
 \alpha_i &= \frac{a_0 A_i}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n (A_{n+i} + A_{n-i}) + b_n (B_{n+i} + B_{n-i})] \\
 \beta_i &= \frac{a_0 B_i}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n (B_{n+i} + B_{n-i}) - b_n (A_{n+i} + A_{n-i})] \dots
 \end{aligned} \quad (1.21)$$

O altă metodă posibilă de transformare a produselor din domeniul timp în domeniul frecvențe este aceea de a folosi convoluția [LO3]; astfel, dacă se consideră că neliniaritatea este reprezentată printr-un termen de ordinul II:

$$y = \dots a_2 x^2(t) \dots \quad (1.22)$$

aplicând convoluția, se poate scrie:

$$Y(j\omega) = \dots a_2 X(j\omega) \otimes X(j\omega) \dots \quad (1.23)$$

Din punct de vedere fizic neliniaritățile pot depinde de: valoarea instantanee sau amplitudinea/modulul semnalului, ori de puterea sau viteza de variație a acestuia, fapt ce nu este evidențiat în relația anterioară întrucât se consideră că neliniaritatea în sine stabilește ponderea coeficienților dezvoltării. Aceste dependențe pot fi independente sau simultane. De exemplu, în [PA1] se consideră că în optica neliniară se produc trei procese distincte:

- o dispersie liniară de tip Lorentz,
- o dispersie neliniară Lorentz (împrăștiere Ramann) ce depinde de pătratul câmpului electric,
- o neliniaritate Kerr ce depinde de cubul câmpului electric, dar pot exista și de tip non-Kerr.

Neliniaritatea datorată efectului Kerr, pentru o tensiune  $U$  dată, are expresia:

$$P = k_1 U + k_2 |U|^\alpha U, \quad (1.24)$$

unde  $\alpha=2$  pentru polarizația Kerr și este diferită de 2 pentru o polarizație de tip non-Kerr.

Relația (1.24) sugerează că pentru modelarea matematică a neliniarității, în locul unei serii polinomiale s-ar putea folosi seria binomială [RO2] deși aceasta nu poate fi justificată din punct de vedere fizic. În realitate, relația (1.24) reprezintă o funcție monoton crescătoare și corespunde unui element neliniar controlabil prin tensiune (celula Kerr).

Din punct de vedere matematic, un polinom de ordinul  $n$ ,  $P_n(x)$ , într-un interval de monotonie  $[x_1, x_2]$ , se poate aproxima cu expresia  $ax^\lambda$ , unde:  $a$  este un coeficient de proporționalitate ne-întreg, unde  $\lambda < n$ . Pentru exemplificare, se va considera funcția

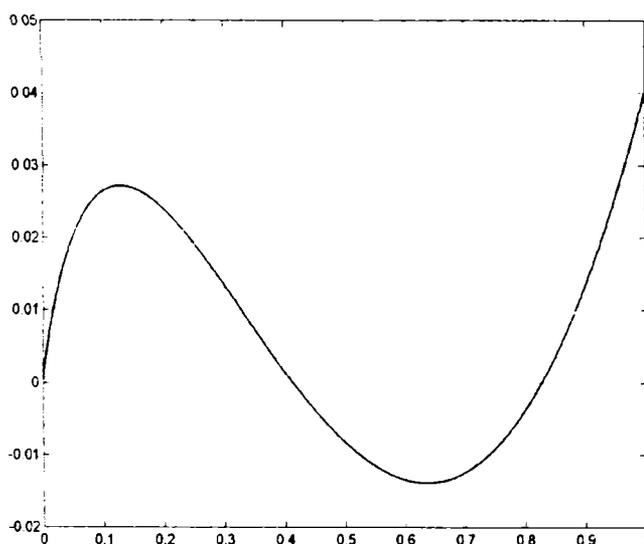


Fig. 1.4. Curba de variație a diferenței.

$x + x^2$  care se va aproxima în intervalul de monotonie  $[0,1]$  cu o funcție de forma:  $ax^\lambda$ ; determinarea valorilor coeficienților  $a=1,96$  și  $\lambda =1,37$  s-a făcut cu ajutorul unui program MATEMATICA prin metoda celor mai mici pătrate pentru minimizarea funcției:

$$\int_0^1 (x + x^2 - ax^\lambda)^2 dx = \min. \quad (1.25)$$

În figura 1.4 este reprezentată curba de variație a diferenței dintre cele două funcții.

Ca o concluzie, rezultă că modelarea prin serii de puteri ne-întregi reprezintă practic o aproximare a unor serii

polinomiale, aproximare care s-a dovedit a fi mai practică.

În cazul general, o funcție polinomială de ordinul  $n$ , monotonă în intervalul  $[x_1, x_2]$ , poate fi aproximată printr-un monom de forma  $kx^\lambda$ , unde  $\lambda < n$ , folosind criteriul celor mai mici pătrate:

$$\int_{x_1}^{x_2} (a_n x^n + a_{n-1} x^{n-1} + \dots + a_0 - kx^\lambda)^2 \cdot dx = \min \quad (1.26)$$

Derivând în raport cu  $k$  și respectiv,  $\lambda$ , se obține sistemul:

$$\begin{aligned} 2 \int_{x_1}^{x_2} x^\lambda (a_n x^n + a_{n-1} x^{n-1} + \dots + a_0 - kx^\lambda) \cdot dx &= 0 \\ 2 \exp(k) \int_{x_1}^{x_2} \ln x \cdot (a_n x^n + a_{n-1} x^{n-1} + \dots + a_0 - kx^\lambda)^2 \cdot dx &= 0 \end{aligned} \quad (1.27)$$

de unde rezultă:

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^n \left[ \frac{a_i (x_2^{i+\lambda+1} - x_1^{i+\lambda+1})}{i + \lambda + 1} \right] - k \frac{x_2^{2\lambda+1} - x_1^{2\lambda+1}}{\lambda + 1} &= 0 \\ \sum_{i=0}^n \left[ a_i \left( \frac{x_2^{i+1} \ln x_2 - x_1^{i+1} \ln x_1}{i + 1} - \frac{x_2^{i+1} - x_1^{i+1}}{i + 1} \right) \right] - & \\ - k \left( \frac{x_2^{\lambda+1} \ln x_2 - x_1^{\lambda+1} \ln x_1}{\lambda + 1} - \frac{x_2^{\lambda+1} - x_1^{\lambda+1}}{\lambda + 1} \right) &= 0 \end{aligned} \quad (1.28)$$

Soluțiile sistemului,  $k$  și  $\lambda$  minimizează expresia (1.26).

O problemă importantă a studiului neliniarităților pentru unele aplicații o reprezintă și modificările de fază ale semnalelor. În principiu, deoarece dezvoltarea polinomială reprezintă caracteristica de transfer statică în domeniul timp, ea nu pune în evidență și modificările de fază, permițând doar determinarea amplitudinii diferitelor componente. Din punct de vedere practic, în cazul mono-ton, semnalul de ieșire este format din fundamentală cu amplitudinea  $A_1$  și faza  $\varphi_1$ , peste care se suprapun componentele armonice generate de neliniaritate,  $A_n$ . Așa cum se constată din reprezentarea fazorială din figura 1.5, semnalul de ieșire suferă din cauza neliniarității o modulare de amplitudine și o modulare de fază; pentru majoritatea aplicațiilor prezintă importanță numai modulația suplimentară în amplitudine generată de neliniaritate.

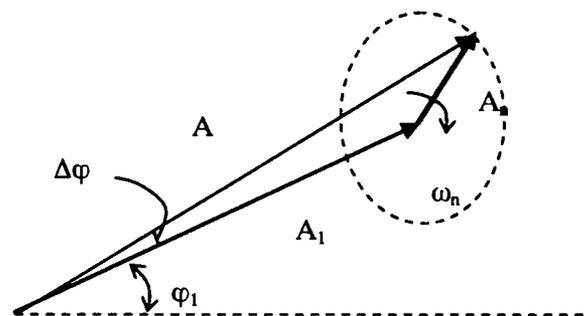


Fig. 1.5. Explicativă la producerea MA și MP.

În cazul utilizării metodei bazate pe dezvoltarea în serie polinomială a neliniarităților, se preferă ca sistemul să se descompună în blocuri liniare și intercalat, subansamblele neliniare, urmând ca tratarea să se facă pentru blocurile liniare în domeniul frecvențe și respectiv, pentru elementele neliniare - în domeniul timp considerând caracteristica de transfer instantanee (fig.1.6).

În zonele de interfață dintre blocurile liniare și subsansamblele neliniare este necesar să se realizeze conversia celor două domenii, frecvențe și timp, prin folosirea transformării Fourier inverse (IFFT) și respectiv, a transformatei Fourier directe (FFT) [LO3].

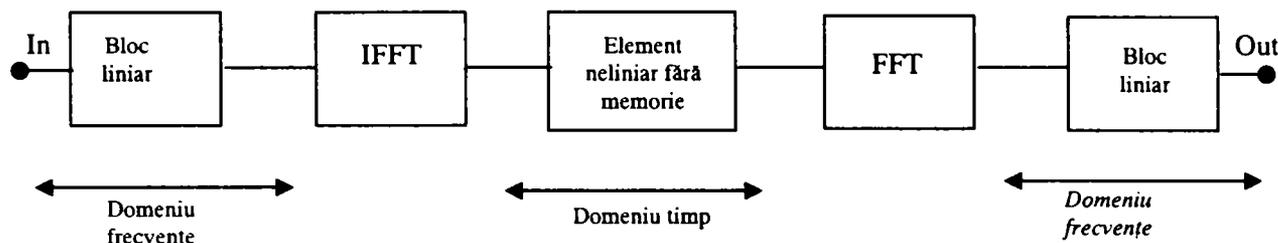


Fig. 1.6. Descompunerea unui sistem neliniar.

Pentru cazul în care se dorește să se obțină și informații referitoare la efectul neliniarității asupra fazei la intrarea sistemului se aplică un semnal complex în cuadratură de forma [GU1, LO3]:

$$\underline{z}(t) = A(t) \cdot \exp(j \cdot \varphi(t)) = x(t) + j \cdot y(t) \quad (1.29)$$

rezultând o dezvoltare în serie Mac-Laurin. Acest mod de tratare permite să se identifice, în afara modulației de amplitudine, și modulația de fază produsă de neliniaritate.

Metoda este folosită în [GU1] pentru determinarea compresiei câștigului amplificatoarelor. Teoretic și experimental se constată că o dată cu creșterea numărului de componente spectrale conținute în semnalul aplicat la intrare, compresia câștigului este mai puternică.

În [LO4] se folosește tehnica de modelare în cuadratură combinată cu o metodă numerică și care se bazează pe folosirea unei semnal complex în locul unui semnal de bandă îngustă:

$$x(t) = A_{in}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_{in}(t)) = \text{Re}\{A_{in}(t) \exp[j(\omega_0 t + \varphi_{in}(t))]\}, \quad (1.30)$$

În realitate semnalul dat de expresia (1.30) este un semnal modulată în amplitudine și fază. Pentru acest semnal, anvelopa complexă va fi:

$$\underline{A}(t) = A(t) \exp[j\varphi(t)]; \quad (1.31)$$

în această expresie nu există informație despre purtătoare, ci numai despre modularea semnalului în amplitudine și fază.

Pentru un sistem neliniar de tip trece-bandă răspunsul va fi de forma:

$$y(t) = K(A_{in}(t)) \cdot A_{in}(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_{in}(t) + \Phi(A_{in}(t))) \quad (1.32)$$

Etajul neliniar este caracterizat prin factorul de transfer al amplitudinii  $K(A_{in})$  și al fazei  $\Phi(A_{in})$ , unde:

$$\begin{aligned} K(A_{in}) &= \frac{A_{out}}{A_{in}}; \\ \Phi(A_{in}) &= \varphi_{out} - \varphi_{in} \end{aligned} \quad (1.33)$$

Trebuie făcută observația că în relațiile (1.33) ambii factori de neliniaritate depind de amplitudinea semnalului și nu de valoarea instantanee a acestuia. Acest procedeu reprezintă, în fond, o simplificare, întrucât în realitate, neliniaritatea depinde de valoarea instantanee a semnalului și se accentuează o dată cu creșterea acesteia; pe de altă parte, procedeu conduce la o dependență a parametrilor de neliniaritate de amplitudine și nu explicitează apariția componentelor armonice superioare.

Tehnica de modelare în cuadratură folosită în lucrarea menționată constă în considerarea factorilor de transfer în cuadratură:

$$\begin{aligned} K_I(A_{in}) &= K(A_{in}) \cos \Phi(A_{in}) \\ K_Q(A_{in}) &= K(A_{in}) \sin \Phi(A_{in}) \end{aligned} \quad (1.34)$$

la ieșire obținându-se:

$$Y(t) = K_I(A_{in})X_I(t) - K_Q(A_{in})X_Q(t) \quad (1.35)$$

Metoda s-a folosit la studiul amplificatoarelor de putere, prin simulare numerică obținându-se: predicția puterii transferate în canalele adiacente, re-creșterea /extinderea spectrului de frecvențe pentru tehnicile CDMA (Code Division with Multiple Acces), evaluarea mărimii vectorului de eroare (EVM – error vector magnitude), predicția punctului de interceptie de ordinul III și compresia/creșterea câștigului; metoda nu permite predicția armonicelor purtătoare și nici a produsele neliniare de ordin par.

În ceea ce privește modul de folosire a transformatei Fourier pentru analiza (eșantioanelor) obținute în cadrul sistemelor neliniare se ridică o serie de probleme referitoare la alegerea frecvenței de eșantionare [LO4]:

1. Frecvența maximă din spectru  $f_{max}$  și intervalul de eșantionare  $\Delta f$ , respectiv intervalul de eșantionare  $\Delta t$ , precum și numărul de eșantioane  $N$ , trebuie să satisfacă relația:

$$\Delta t = \frac{1}{2 \cdot f_{max}}, \quad N = \frac{T}{\Delta t} = \frac{1}{\Delta t \cdot \Delta f}, \quad (1.36)$$

unde  $T=1/\Delta f$  reprezintă perioada de repetiție a semnalului.

Rezultă că în domeniul frecvențe numărul de eșantioane considerat este  $N/2$  din cauza simetriei ( $S_{N-n}=S_n^*$ ), dar în domeniul timp se dispune de  $N$  eșantioane independente.

2. Transformarea neliniară a semnalului de intrare produce o extindere a spectrului de  $n$  ori, unde  $n$  este gradul polinomului de neliniaritate. Pentru transformata Fourier rapidă, transformare care are un caracter ciclic, rezultă că frecvența maximă pentru semnalul de intrare va fi:

$$f_{in,max} = \frac{2 \cdot f_{max}}{n+1} = \frac{1}{(n+1) \cdot \Delta t}, \quad (1.37)$$

Astfel, pentru semnalul de ieșire, se obține un spectru de frecvențe în domeniul  $0 - f_{in,max}$  și deci, spectrul pentru semnalul de ieșire nu trebuie calculat și pentru alte frecvențe superioare.

3. Valorile amplitudinii eșantioanelor din spectrul semnalului depind de cuantizarea în domeniul timp. Dacă sistemul are mai multe etaje, se recomandă ca din când în când

“sistemul” să se șteargă, adică componentele care sunt sub un anumit nivel/prag să se anuleze pentru a nu amplifica zgomotul de cuantizare.

4. Pentru cazul bi-tonal (folosit la măsurarea parametrilor de intermodulație), nivelul de referință se poate stabili făcând unul dintre semnale nuli; evident că în acest caz și intermodulația trebuie să fie nulă.

#### **1.4. Metoda bazată pe dezvoltarea în serie Volterra**

O altă metodă de analiză a comportării sistemelor neliniare folosește dezvoltarea cu serii Volterra. Dacă se consideră un sistem neliniar, continuu și cu memorie finită, invariant în timp, cu o singură intrare, căreia i se aplică semnalul  $x(t)$  și o singură ieșire, la care se obține semnalul  $y(t)$ , el poate fi aproximat, pentru un set limitat a valorilor de intrare, printr-o serie Volterra de forma [SA3, SA5, NG1]:

$$y(t) = \sum_{i=1}^n y_n(t) \text{ cu } y_n(t) = \int \dots \int h_n(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n) \prod_{i=1}^n x(t - \lambda_i) d\lambda_i \quad (1.38)$$

unde  $h_n$  este nucleul Volterra de ordinul  $n$ , independent de nivelul semnalului de intrare, iar  $\tau$  - reprezintă o durată corelată cu memoria finită a sistemului. Pentru o bună aproximare este nevoie de un număr mare de nuclee, deci, de un volum mare de calcul. Principala problemă în cazul dezvoltării în serii Volterra constă în determinarea nucleelor, precizia de evaluare a acestora determinând acuratețea modelului ales pentru sistem. Pînă în prezent nu există o metodă generală de determinare a acestora pentru sisteme neliniare decât în cazul în care ordinul sistemelor este cunoscut și finit. De asemenea, este deosebit de importantă viteza de procesare pentru calculul nucleelor, o estimare rapidă permițând obținerea a mai multor nuclee și deci o mai bună aproximare a modelului.

Se observă că nucleul de ordinul întâi reprezintă funcția pondere a sistemului liniar invariant în timp, pe când nucleele de ordin superior pot fi considerate ca funcții pondere de ordin superior asociate neliniarității circuitului. Determinarea nucleelor Volterra pentru ordine mici se poate face cu ajutorul metodei armonice [SA3, SA5] sau cu ajutorul metodei celor mai mici pătrate prin care se urmărește minimizarea erorii [BU3].

Dacă se aplică transformata Fourier relației (1.38), se obține [SA5]:

$$Y(f) = \frac{1}{1!} H_1(f) X(f) + \frac{1}{2!} \int_{-\infty}^{\infty} df_1 H_2(f_1, f - f_1) X(f_1) X(f - f_1) + \frac{1}{3!} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} df_1 df_2 H_3(f_1, f_2, f - f_1 - f_2) X(f_1) X(f_2) X(f - f_1 - f_2) + \dots \quad (1.39)$$

unde se observă că primul termen al dezvoltării reprezintă modelul liniar al sistemului, în timp ce termenii de ordin superior reprezintă corecții ale răspunsului datorate neliniarității sistemului.

Deoarece seriile Volterra au o relativ slabă convergență, în [NG1] se propune folosirea unor nuclee dinamice care să fie și funcție de nivelul semnalului de intrare de forma,  $\bar{h}_n(x(t), \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n)$ , ceea ce conferă o convergență mai rapidă a modelului matematic.

Metodele Volterra sunt similare ca și concept cu analizele de semnal mic în care este reprezentat un circuit ce folosește o serie Taylor, excepția fiind că se ia în considerare în analiză mai mult decât primul termen. În acest fel metodele Volterra pot calcula eficient răspunsul circuitelor ce prezintă o cantitate mică de distorsiune [KU1].

## 1.5. Metoda bilanțului armonicelor

Metoda bilanțului armonicelor a fost introdusă în 1976 pentru studiul neliniarității sistemelor și se referă la macromodele formate din circuite electronice cu circuite neliniare și circuite active, care să simplifice procesul de simulare și să reducă timpul de calcul. Metoda bilanțului armonicelor este o metodă de simulare pentru regimul permanent a circuitelor neliniare în domeniul frecvențe și poate fi privită ca o extindere a metodei lui Galerkin de la ecuații diferențiale liniare la cele neliniare [HA1], soluție ce presupune existența unei combinații liniare de componente armonice. Introducând această valoare în ecuația diferențială, ea poate fi modificată ținând seama de de teorema de superpoziție și proprietățile de ortogonalitate pentru funcțiile sinusoidale, obținându-se astfel un set de ecuații mai simple, câte una pentru fiecare componentă armonică. Ecuațiile sunt rezolvate pentru găsirea amplitudinii sinusoidelor ceea ce echivalează cu un bilanț al ecuațiilor algebrice pentru fiecare componentă armonică.

Bilanțul armonicelor permite determinarea răspunsului în regim permanent pentru un circuit neliniar dat, alimentat de la mai multe surse periodice de semnal la care se cunosc componentele armonice ale răspunsului. În cadrul acestei metode, circuitul este divizat în subcircuite interconectate sub forma unor multiporți ca în figura 1.7.

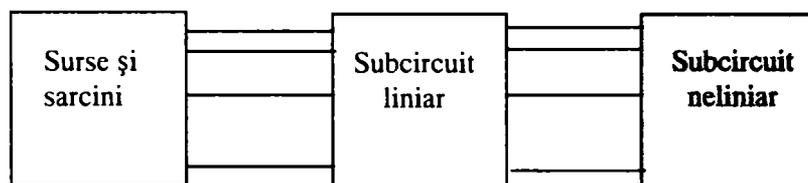


Fig. 1.7. Explicativă la metoda "Bilanțul armonicelor".

Bilanțul armonicelor are la bază ecuațiile ce descriu circuitul în domeniul frecvențelor. Considerăm teorema I-a a lui Kirchhoff pentru un circuit ce conține rezistențe, inductivități și capacități neliniare și surse de curent:

$$f(u(t), t) = i(u(t)) + \frac{dq(u(t))}{dt} + j(t) = 0 \quad (1.40)$$

Această ecuație permite modelarea oricărui sistem neliniar invariant în timp. În acest caz,  $u(t) \in \mathbb{R}^N$ , este vectorul tensiunii nodurilor,  $i(u(t)) \in \mathbb{R}^N$  reprezintă vectorul curenților ce intră în fiecare nod,  $q(u(t))$  reprezintă sarcina în armăturile capacitoarelor și  $j(t)$  reprezintă vectorul curenților proveniți de la alte surse. Pentru a formula ecuația bilanțului armonicelor, se consideră ca  $u(t)$  și  $j(t)$  sunt periodice, cu perioada egală cu  $T$ . În complex, ecuația (1.40) devine:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} F_k(U) e^{j2\pi kft} = 0 \quad (1.41)$$

unde  $f=1/T$ , este frecvența fundamentală. În domeniul frecvențe, se poate scrie:

$$F_k(U) = j2\pi kfQ_k(U) + I_k(U) + J_k \quad (1.42)$$

Dacă  $e^{j2\pi kft}$  și  $e^{j2\pi lft}$  pentru  $k \neq l$  sunt independente într-o perioadă  $T$ , atunci când  $k \neq l$ , atunci  $F_k(U) = 0$  pentru fiecare  $k$ , astfel că relația (1.38) reprezintă un sistem de ecuații, câte o ecuație pentru fiecare armonică  $k$ . Întrucât nivelul componentelor armonice scade o dată cu ordinul acestora, este necesar să considerăm doar primele  $K$  armonici. Ceea ce se obține este un set de  $K$  ecuații ( $F_K(U)=0$ ), cele  $K$  necunoscute complexe ale sistemului rezolvându-se cu metoda lui Newton-Raphson [KU1].

De obicei, componentele neliniare sunt evaluate inițial în domeniul timp. În acest fel, tensiunea din domeniul frecvențe este convertită în domeniul timp folosindu-se transformata Fourier inversă pentru a putea determina componentele neliniare  $i$  și  $q$  în domeniul timp, după care, curentul și sarcina sunt transformate înapoi în domeniul frecvență cu ajutorul transformatei Fourier directe.

Dacă la intrarea sistemului se aplică două semnale cu frecvențele fundamentale  $f_1$  și  $f_2$ , la ieșire se va obține un semnal cvasi-periodic de forma:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} X_{kl} e^{j2\pi(kf_1+lf_2)t} \quad (1.43)$$

Relația (1.43) poate fi considerată ca fiind o serie Fourier convențională, unde frecvența corespunzătoare fiecărui termen este multiplu întreg a lui  $f_1$  cu excepția coeficienților Fourier care sunt variabili în timp și evident, funcție de  $f_2$ . În particular, coeficientul  $\tilde{X}_k(t)$  este periodic cu perioada  $T_2=1/f_2$  și poate fi la rândul său reprezentat ca o serie Fourier:

$$x(t) = \underbrace{\sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} X_{kl} e^{j2\pi kf_2 t}}_{\tilde{X}_k(t)} e^{j2\pi kf_1 t} \quad (1.44)$$

Dacă se definește  $\hat{x}(t_1, t_2)$  ca fiind periodic în  $t_1$  cu perioada  $T_1$  și periodic în  $t_2$  cu perioada  $T_2$ , se formează o versiune bidimensională a lui  $x$ , pentru care dimensiunile temporale sunt asociate cu valoarea scalară în timp corespunzătoare pentru fiecare frecvență fundamentală:

$$\hat{x}(t_1, t_2) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} X_{kl} e^{j2\pi kf_2 t_2} e^{j2\pi kf_1 t_1} \quad (1.45)$$

Aceasta este o serie Fourier bidimensională și de aceea  $\hat{x}$  și  $X$  sunt legate printr-o relație dată de transformata Fourier bidimensională. Folosind aceste relații și transformări, se poate rescrie relația (1.40) ca fiind funcție de  $t_1$  și  $t_2$ :

$$\frac{\partial q(\hat{u}(t_1, t_2))}{\partial t_1} + \frac{\partial q(\hat{u}(t_1, t_2))}{\partial t_2} + i(\hat{u}(t_1, t_2)) + \hat{j}(t_1, t_2) = 0 \quad (1.46)$$

sau :

$$f(\hat{u}(t_1, t_2), t_1, t_2) = 0 \quad (1.47)$$

Considerând că  $\hat{u}$  și  $f$  din relația (1.47) sunt de forma dată de relația (1.45), atunci :

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} F_{kl}(U) e^{j2\pi(kf_1 + lf_2)t} = 0, \quad (1.48)$$

unde:

$$F_{kl}(U) = j2\pi(kf_1 + lf_2)Q_{kl}(U) + I_{kl}(U) + J_{kl}. \quad (1.49)$$

Putem considera că  $F_{kl}(U)=0$ , pentru fiecare  $k$  și  $l$ . Din considerente energetice, se efectuează limitările  $k < K$  și  $l < L$ . Este evident că pentru oricare componentă armonică sau produs de intermodulație trebuie să fie satisfăcută relația:

$$|k| + |l| \leq K + L. \quad (1.50)$$

Când se evaluează valorile  $I$  și  $Q$ , este folosită transformata Fourier discretă multidimensională. Prin utilizarea transformatei Fourier discrete multidimensionale, există o singură posibilitate de formulare a bilanțului armonicelor pentru problemele cvasi-periodice.

În cadrul subcircuitului neliniar pot exista rezistoare controlate în curent sau tensiune, condensatoare controlate în tensiune sau de cantitatea de sarcină electrică, respectiv inductivități controlate prin curent sau flux magnetic. Mai general, subcircuitul neliniar conține dispozitive neliniare pentru care tensiunea și/sau curentul se exprimă ca funcții ale variabilelor de stare ale dispozitivului:

$$u(t) = f_u \left( x(t), \frac{dx}{dt}, \dots, \frac{d^n x}{dt^n}, x(t - \tau) \right) \quad (1.51.a)$$

$$i(t) = f_i \left( x(t), \frac{dx}{dt}, \dots, \frac{d^n x}{dt^n}, x(t - \tau) \right) \quad (1.52.b)$$

Aplicând teorema I-a a lui Kirchhoff în fiecare nod, pentru fiecare componentă armonică în domeniul frecvențe, se obține ecuația matriceală:

$$\mathbf{Y}_k \mathbf{U}_k(\mathbf{X}) + \mathbf{I}_k(\mathbf{X}) + \mathbf{J}_k = 0, \quad (1.53)$$

unde:  $\mathbf{U}_k$  reprezintă vectorul tensiunilor de alimentare,  $\mathbf{I}_k$  - vectorul curenților de alimentare,  $\mathbf{J}_k$  reprezintă vectorul curenților echivalenți aplicați în fiecare nod.

Din punct de vedere matematic se pune problema de a determina variabilele de stare  $\mathbf{X}$  care satisfac ecuația de mai sus; analiza începe cu valoarea inițială  $\mathbf{X}=0$ , ceea ce conduce la vectorul eroare:

$$\mathbf{E}_k = \mathbf{Y}_k \mathbf{U}_k(\mathbf{X}) + \mathbf{I}_k(\mathbf{X}) + \mathbf{J}_k, \quad (1.54)$$

a cărei normă euclidiană  $\mathbf{E}'\mathbf{E} = \|\mathbf{E}\|$  reprezintă eroarea. Reducerea nivelului acestei erori se realizează printr-o metodă iterativă.

Dacă pentru mărimile de mai sus se pot scrie serii Fourier finite, se poate aplica diverse metode de rezolvare a sistemului matricial: optimizare, relaxare neliniară, metoda

(iterativă) Newton-Raphson. Cel mai mare volum de calcul este pentru determinarea jacobianului unor matrici, mai ales când acestea conțin un număr mare de elemente. Metoda bilanțului armonicelor este inefficientă pentru neliniarități mari. În [GO2] se prezintă un predistorioner care simplifică calculul. Detalii referitoare la aplicarea acestei metode în diferite situații se găsesc în [SU1, HE1, BO3, VA2, ME1 etc.].

### **1.6. Metoda anvelopei de curent**

Așa cum rezultă din ecuația (1.44), un semnal cvasi-periodic care are două componente fundamentale, poate fi interpretat ca un semnal periodic modulată, prin asocierea semnalului cu frecvență mare ca fiind purtătoarea, iar semnalul de frecvență mică – cu modulatoarea [BO3, KU1]. Dacă purtătoarea este mult mai mare decât modulatoarea, atunci semnalul purtător va varia foarte puțin de la un ciclu la altul. În acest caz forma de undă completă poate fi reconstituită ușor prin cunoașterea unui număr mic de cicluri ale frecvenței purtătoare ce va fi uniform distribuită în perioada semnalului modulator. Numărul de cicluri necesare poate fi determinat din lățimea benzii de frecvențe a semnalului modulator. Dacă semnalul modulator poate fi reprezentat prin  $K$  armonici, atunci întregul semnal cvasi-periodic poate fi reconstituit dacă se cunoaște forma de undă în  $2K+1$  cicluri ale purtătoarei care sunt uniform distribuite peste perioada modulatoarei. Acestea sunt ideile ce stau la baza metodei combinate frecvență – timp (MFT).

Pentru a prezenta metoda anvelopei se consideră un circuit la intrarea căruia se aplică două semnale periodice cu frecvențele fundamentale  $f_1$  și  $f_2$ , cu  $f_1 \gg f_2$ . Dacă asociem pe  $f_1$  ca frecvență purtătoare și pe  $f_2$  ca și frecvență modulatoare, atunci răspunsul circuitului este cvasi-periodic având forma dată de relația (1.43). Pe de altă parte, dacă se eșantionează semnalul  $x(t)$  cu frecvența purtătoare, semnalul rezultat va fi legat de anvelopa de eșantionare și de semnalul continuu prin  $\hat{x}_n = x(nT_1)$ , unde  $T_1 = 1/f_1$ .

Metodele MFT se bazează pe analizarea unei secvențe discrete  $\hat{x}$ , în locul unei forme de undă continue  $x$ . Dacă se ține seama de relația dintre  $\hat{x}_n$  și  $\hat{x}_{n+1}$ :

$$\hat{u}_{n+1} = \Phi_{T_1}(\hat{u}_n, nT_1) \quad (1.55)$$

atunci toate secvențele discrete  $\hat{u}_n$  vor satisface ecuațiile circuitului. Funcția de tranziție descrisă de relația (1.55) poate fi analizată prin analize de regim tranzitoriu standard și este eficientă pentru a face legătura între semnalul continuu și reprezentarea sa discretă. Ideea principală a metodei MFT este aceea prin care se cere ca eșantioanele  $\hat{u}_n$  să reprezinte un semnal cvasi-periodic eșantionat. Această cerință este ușor de realizat deoarece așa cum se vede în figura 1.8, prin eșantionarea unui semnal cvasi-periodic cu două fundamentale la frecvența purtătoare, rezultă o formă de undă simplă cvasi-periodică ce are o singură fundamentală.

Această formă de undă eșantionată poate fi scrisă ca o serie Fourier din care purtătoarea a fost extrasă:

$$\hat{u}_n = u(nT_1) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \hat{U}_k e^{j2\pi l f_2 T_1} \quad (1.56)$$

Se mai poate scrie:

$$\hat{u} = F^{-1}\hat{U} \quad (1.57)$$

care arată că  $\hat{u}$  este transformata Fourier inversă a lui  $\hat{U}$ .

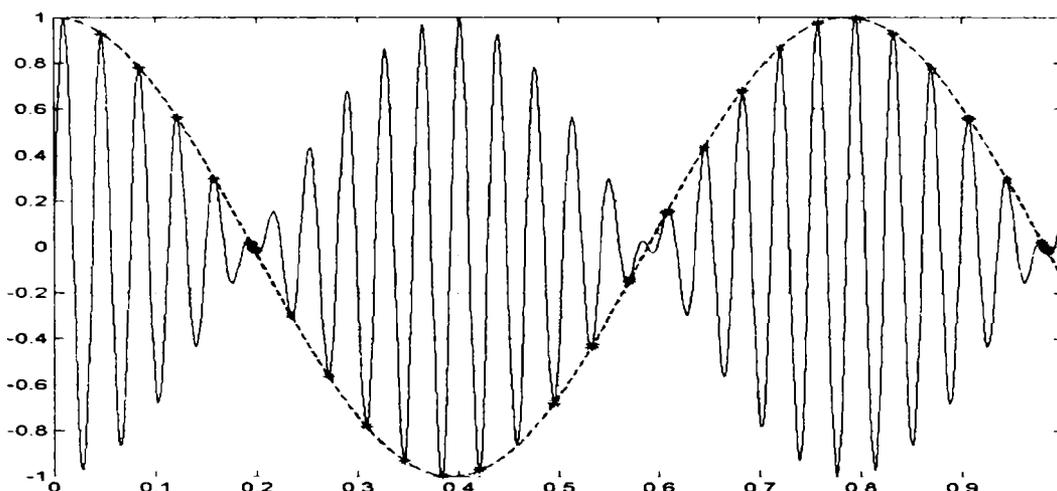


Fig. 1.8. Explicativă la metoda anvelopei de curent.

Se consideră un interval de  $n$  eșantioane pentru care  $x_n = \hat{u}_n$  este soluția la începutul intervalului,  $y_n = \hat{u}_{n+1} = x_{n+1}$  este soluția la sfârșitul intervalului. Atunci pe baza relației (1.55) se poate scrie:

$$y_n = \Phi_{T_1}(x_n, nT_1) \quad (1.58)$$

Se definește  $\phi$  ca fiind funcția de legătură între secvențele  $x$  și  $y$  obținută prin aplicarea repetată a relației (1.58):

$$y = \Phi(x) \quad (1.59)$$

Dacă  $X = F(x)$  și  $Y = F(y)$ , ( $X$  și  $Y$  sunt transformatele Fourier ale lui  $x$  și  $y$ ), din relația (1.56) și ținând cont că  $y_n = x_{n+1}$ , atunci se poate scrie:

$$X_1 = e^{-j2\pi f_2 T_1} Y_1 \quad (1.60)$$

sau:

$$X = D_{T_1} Y \quad (1.61)$$

unde  $D_{T_1}$  este matricea de întârziere. Aceasta este o matrice diagonală,  $e^{-j2\pi f_2 T_1}$  fiind al  $l$ -lea element pe diagonală. Ecuația (1.61) se poate scrie în domeniul timp astfel:

$$x = F^{-1} D_{T_1} F(y) \quad (1.62)$$

Prin combinarea relațiilor (1.59) și (1.62) se poate obține relația următoare:

$$x = F^{-1} D_{T_1} F(\Phi(x)) \quad (1.63)$$

sau:

$$\hat{u} = F^{-1} D_{T_1} F(\Phi(\hat{u})) \quad (1.64)$$

Ecuția (1.64) este o ecuație neliniară care poate fi rezolvată pentru  $\hat{u}$  folosind metoda Newton.

În practică semnalul modulator într-un circuit este limitat ca și bandă, deci este necesar doar un număr finit de armonici. Datorită acestui fapt anvelopa prezentată în figura 1.8 poate fi complet specificată doar printr-un număr mic de puncte de eșantionare  $\hat{u}_n$ . Întrucât sunt necesare doar  $K$  armonici, relația (1.62) este rezolvabilă pe  $2K + 1$  intervale distincte. În particular, dacă circuitului  $i$  se aplică un semnal periodic de frecvență mare și bandă largă ( $f_1$ ), și un semnal sinusoidal de frecvență moderată ( $f_2$ ), atunci numărul de armonici necesare  $K$  este mic și metoda este eficientă. Timpul total de simulare este proporțional cu numărul de armonici necesare pentru a reprezenta forma de undă modulată și eșantionată și este independent de perioada corespunzătoare "tonului de bătaie" de frecvență mică sau de armonicile necesare pentru a reprezenta purtătoarea.

### **1.7. Analiza de semnal mic**

Analizele de semnal continuu și de zgomot sunt denumite analize de semnal mic [KU1]. Se consideră că unui circuit care se găsește în regim static de funcționare  $i$  se aplică un semnal de nivel redus. Având în vedere că semnalul de intrare este de nivel redus, răspunsul circuitului poate fi calculat prin liniarizarea acestuia în funcție de punctul static de funcționare în curent continuu (se aplică o serie Taylor extinsă asupra punctului de echilibru în curent continuu și se analizează toți termenii acesteia în afară de termenul de ordinul 1). Se aplică principiul superpoziției, astfel încât răspunsul pentru fiecare frecvență să poată fi calculat independent. Analiza de semnal mic este avantajoasă pentru calcularea caracteristicilor circuitului ce are un răspuns neliniar dat la aplicarea unui semnal de intrare și care operează într-un punct de funcționare continuu. Asemenea circuite sunt amplificatoarele liniare și filtrele, însă metoda poate fi aplicată și pentru circuitele pasive cu un grad redus de neliniaritate. Metoda se folosește, de asemenea, pentru mixere și, dacă se consideră zgomotul ca fiind semnal de intrare, metoda poate fi folosită și pentru oscilatoare. Există o varietate largă de circuite asupra cărora se aplică considerațiile anterioare ca, de exemplu: circuitele de eșantionare, amplificatoarele parametriche și choppere, la multiplicatoare și divizoare de frecvență și detectoare de fază.

Dacă circuitul lucrează în punctul static de funcționare, analiza de semnal mic este dificilă pentru circuitele care necesită un semnal de tact și de la care se așteaptă un răspuns neliniar la aplicarea acestuia. Aceste circuite necesită ca analiza de semnal mic tradițională să fie extinsă, astfel încât liniarizarea să se facă într-un punct static de funcționare ce variază periodic, ele numindu-se, în acest caz, analize cu variație periodic liniară (LPV). Analiza LPV realizează o analiză periodică pentru a calcula punctul static de funcționare periodic cu semnalul de tact de valoare mare aplicat. Circuitul este apoi liniarizat în funcție de punctul static de funcționare ce variază în timp și căruia îi este aplicat semnalul mic ce conține informația. Răspunsul este calculat folosind analiza liniar variantă în timp.

Versiuni ale acestui tip de analiză de semnal mic există atât pentru metoda bilanțului armonicilor cât și pentru metoda anvelopei de curent, atât în regim de undă continuă, cât și în regim tranzitoriu.

## 1.8. Metode statistice

Merită a fi evidențiate și metodele statistice de modelare matematică a comportării neliniarităților [GU1]. În cazul tratării statistice, neliniaritățile se consideră distribuții normale [TU1], dar și alte tipuri de distribuții ca, de exemplu, distribuția  $t^2$  [ME3]; dacă acestea sunt convertite în mărimi logaritmice se folosește distribuția Weibull la care media, de obicei, nu corespunde cu moda.

Sistemele de emisie au aproximativ o lege de distribuție statistică logaritmico-normală, ceea ce permite să se abordeze o tratare statistică a fenomenului, în special, în cazul amplificatoarelor pentru semnalele de tip CDMA. Spre exemplificare, în continuare, sunt prezentate succint rezultatele obținute în [WI1]. Un semnal cu spectru împrăștiat (SS – Spread Spectrum) are forma:

$$s(t) = \sum_1^n m_i(t) c_i(t) \cos(2\pi f_0 t + \theta_i(t)) \quad (1.65)$$

unde  $m_i$  este semnalul modulat KPS (Key Phase Shift),  $c_i$  – pseudo-zgomotul corespunzător codului binar cu o lățime de bandă  $B$ ,  $f_0$  – frecvența purtătoare centrală, iar  $\theta_i$  – faza purtătoarei asociată semnalului cu spectru împrăștiat. Numărul de semnale este cuprins între 9 și 64.

Pentru a studia spectrul semnalului complex, se consideră că fiecare semnal SS reprezintă un proces stohastic întâmplător cu media zero. Deoarece  $n$  este suficient de mare, semnalul complex se poate considera ca fiind echivalent cu un proces Gaussian de bandă limitată.

Considerând o aproximare de tip serie Taylor, se poate scrie:

$$\tilde{y}(t) = \tilde{a}_1 \tilde{s}(t) + \tilde{a}_3 \tilde{s}^3(t) + \tilde{a}_5 \tilde{s}^5(t) + \dots \quad (1.66)$$

unde:

$$\begin{aligned} \tilde{a}_1 &= a_1 = 10^{\frac{G}{20}} \\ \tilde{a}_3 &= \frac{3}{4} a_3 = -\frac{2}{3} 10^{\left(-\frac{IP3}{10} + 3\frac{G}{20}\right)} \\ \tilde{a}_5 &= \frac{5}{8} a_5 = -\frac{2}{5} 10^{\left(-\frac{IP5}{5} + \frac{G}{4}\right)} \end{aligned} \quad (1.67)$$

Pentru tranzistoarele de putere se dau (în cazul testării bi-ton),  $P_{tot}$  corespunzătoare uneia dintre purtătoare și puterea corespunzătoare produsului de intermodulație de ordinul III, respectiv,  $V$ ; în acest caz se poate determina:

$$\begin{aligned} IP3 &= P_{tot} + \frac{P_{tot} - P_{IM3}}{2} \\ IP5 &= P_{tot} + \frac{P_{tot} - P_{IM5}}{4} \end{aligned} \quad (1.68)$$

Spectrul de putere se poate calcula pe baza funcției de corelație (autocorelație). Dacă amplificatorul lucrează în zona liniară (cu 5-10 dB sub puterea la 1dB) sau IM5 sunt negliabile pentru spectrul de putere al semnalului de ieșire se obține:

$$\begin{aligned}
 P_y(f) &= \frac{1}{2B} \left[ P_0 - 6P_0^2 10^{\left(\frac{-IP3}{10}\right)} + 9P_0^3 10^{\left(\frac{-IP3}{5}\right)} \right] + \\
 &+ \frac{3}{4} P_0^3 10^{\left(\frac{-IP3}{15}\right)} \frac{1}{B^3} \left[ 3B^2 - (f - f_0)^2 \right] \text{ dacă } |f - f_0| \leq B
 \end{aligned} \tag{1.69}$$

sau:

$$\begin{aligned}
 P_y(f) &= \frac{3}{8} P_0^3 10^{\left(\frac{-IP3}{5}\right)} \frac{1}{B^3} \left[ 3B^2 - (f - f_0)^2 \right] \text{ dacă } B < |f - f_0| \leq 3B \\
 P_y(f) &= 0, \text{ dacă } 3B < |f - f_0|
 \end{aligned} \tag{1.70}$$

În cazul multi-ton, nivelul corespunzător puterii de intermodulație în banda de frecvențe  $f_2 - f_1$  se calculează cu relația:

$$P_{IM3}(f_1, f_2) = \int_{f_1}^{f_2} P_y(f) df \tag{1.71}$$

de unde se poate obține:

$$IP3 = -5 \lg \left[ \frac{P_{IM3}(f_1, f_2) B^3}{P_0^3 \left[ (3B - |f_1 - f_0|)^3 - (3B - |f_2 - f_0|)^3 \right]} \right] - 4,52 [\text{dBW}] \tag{1.72}$$

## CAPITOLUL 2

## MODELAREA NELINIARITĂȚII LINIILOR DE TRANSMISIUNE

### 2.1. Generalități

Liniile de transmisiune, precum și alte dispozitive utilizate la frecvențe înalte care pot fi asimilate acestora, ca de exemplu, conectoarele, pot prezenta într-o măsură mai mică sau mai mare fenomene de neliniaritate. Deși neliniaritățile acestora pot avea diferite cauze, principalul fenomen care generează neliniaritatea îl constituie prezența unor materiale de natură magnetică: fierul, nichelul și cobaltul [EI1, PO2]. Nichelarea suprafețelor metalice împotriva coroziunii, dar și utilizarea unor elemente elastice pe baza aliajelor de bronz-beriliu în structura cărora intră și cobaltul, reprezintă principalele surse de producere a neliniarității [NA2].

În ceea ce privește efectul neliniarității liniilor de transmisiune în cazul existenței a două purtătoare cu frecvențele  $f_1$  și  $f_2$ , din punct de vedere practic prezintă importanță, cu precădere, produsele de intermodulație cu frecvența  $mf_1 - nf_2$ , în cazul în care  $m$  și  $n$  îndeplinesc condiția:  $|m - n| = 1$ , deoarece în acest caz, produsele de intermodulație se găsesc în banda de lucru sau în apropierea acesteia.

Modelarea neliniarității liniilor de transmisiune trebuie să țină seama și de fenomenele de propagare – atenuare și întârziere - ceea ce poate să introducă unele dificultăți suplimentare. Mai mult, dacă se ține seama de faptul că liniile de transmisiune sunt circuite cu constante distribuite și că neliniaritățile generează punctiform, de-a lungul întregii lungimi a acestora componente armonice superioare și produse de intermodulație, acestea se vor propaga spre ambele capete ale liniei; în continuare, se va considera ca undă directă – unda ce se formează din semnalele generate de neliniarități ce se propagă în direcția dinspre generator spre sarcină și undă inversă - unda ce se formează din semnalele generate de neliniarități ce se propagă în direcția dinspre sarcină spre generator.

Deși există un grup de lucru în Comisia Internațională de Electrotehnică (Working Group 6, Technical Committee 46 – "RF Connector, Cable Assemblies and Cables"), preocupările în acest domeniu au fost destul de restrânse, ele extinzându-se doar în ultima perioadă ca urmare a noilor probleme ce au apărut în domeniul telecomunicațiilor duplex. Astfel, dacă primele articole de referință în domeniu apar în perioada 1975 - 1976 [YO1], iar următoarele în în jur de 1985 - [EI1], după 1995, neliniaritatea liniilor de transmisiune începe să fie din ce în ce mai studiată; de exemplu, Institutul Național pentru standardizare și Tehnologie din SUA (NIST) a inițiat în perioada 1998-2000 un program pentru măsurarea comparativă a produselor de intermodulație din liniile de transmisiune la care au participat o serie de firme producătoare de subansambluri de înaltă frecvență [JA1-4]. De menționat faptul că măsurări similare s-au făcut și în Europa în 1995, coordonate de PTT Elveția [RO1].

Observațiile experimentale privind mecanismul de producere a neliniarității datorat prezenței materialelor magnetice asunt următoarele:

- prezența materialelor magnetice conduce la apariția unor produse de intermodulație de ordinul III și V, având un nivel cu până la 50 dB mai mare decât la componentele similare din materiale nemagnetice; de remarcat faptul că neliniaritatea este prezentă și la componentele realizate din oțeluri nemagnetice care în mod normal au  $\mu_r \approx 1$  [EI1];
- neliniaritatea liniilor de transmisiune scade la creșterea frecvenței ceea ce denotă dependența acesteia de efectul pelicular; de altfel, experimental s-a constatat că fenomenele neliniare sunt la fel de mari pentru componentele realizate din materiale nemagnetice acoperite cu nichel [PO2, NA2];
- nivelul produselor de intermodulație depinde de densitatea de curent și anume la dublarea diametrului conductoarelor se obține o reducere a nivelului produselor de intermodulație cu 12 dB [EI1];
- întrucât s-a studiat, în special generarea produselor de intermodulație de ordinul III, din punct de vedere teoretic, puterea acestora ar trebui să crească cu puterea a treia a semnalelor transmise (în cazul folosirii a două semnale de frecvențe diferite cu aceeași amplitudine), fapt ce nu se constată din punct de vedere experimental, creșterea nivelului produselor de intermodulație fiind mai redusă [NA2].
- pentru cablurile coaxiale, ponderea cea mai mare a neliniarității aparține conductorului interior.

Explicația acestei ultime observații este următoarea: dacă se consideră un cablu coaxial, parcurs de curentul  $i$ , având raza conductorului interior  $a$  și raza conductorului exterior  $b$ , (fig.2.1), câmpul magnetic într-un punct  $M$ , situat la distanța  $r$  față de axa cablului, produs de conductorul interior este:

$$H_i = \frac{i}{2\pi r} \quad (2.1)$$

iar câmpul magnetic produs de conductorul exterior:

$$H_e = \frac{i}{2\pi b^2} r \quad (2.2)$$

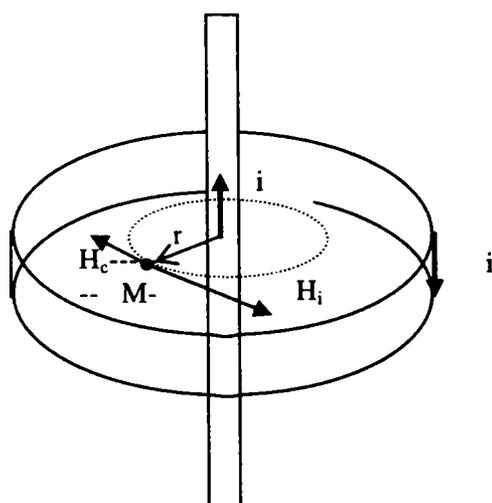


Fig. 2.1. Explicativă la câmpul magnetic din interiorul cablului coaxial.

Întrucât curentul prin cele două conductoare este tur-retur, iar câmpurile generate vor avea sensul din figură, câmpul total în punctul interior  $M$ , va fi:

$$H = \frac{i}{2\pi r} - \frac{i}{2\pi b^2} r = \frac{i}{2\pi} \left( \frac{1}{r} - \frac{r}{b^2} \right) \quad (2.3)$$

cu valorile limită:

$$H(a) = \frac{i}{2\pi} \left( \frac{b^2 - a^2}{ab^2} \right) \text{ și } H(b) = 0, \quad (2.4)$$

Cu alte cuvinte, câmpul magnetic se concentrează în jurul conductorului central, de unde rezultă importanța materialului din care este confecționat acesta. De asemenea, se observă faptul că intensitatea câmpului magnetic crește la scăderea razei conductorului central, ceea ce conduce la creșterea densității de curent și deci, a nivelului produselor de intermodulație. Este evident că existența unor nesimetrii modifică relațiile de mai sus și deci valorile la limită, rezultând prezența câmpului magnetic și în apropierea conductorului exterior. De asemenea, calculele de mai sus sunt efectuate în curent continuu; în curent alternativ contează și fazele corespunzătoare celor două câmpuri magnetice, ceea ce poate să modifice distribuția câmpului, deci implicit, comportarea neliniară a dispozitivului. Mai mult, frecvența/lungimea de undă și raza cablului pot deveni mărimi importante.

Prin urmare, o explicație fizică a fenomenului, ar putea fi următoarea: valoarea instantanee a curentului ce trece prin cablul coaxial produce o distribuție de câmp magnetic a cărui amplitudine și fază depind de razele cablului coaxial și frecvență/lungimea de undă. În aceste condiții, se produce o saturație parțială a conductorului central și respectiv, a mantalei, care conduce la scăderea permeabilității magnetice și deci, la modificarea adâncimii de pătrundere, ceea ce, în final, este echivalent cu modificarea inductivității lineice, dar și a rezistenței electrice. În concluzie, neliniaritatea cablurilor coaxiale confecționate din materiale magnetice se poate considera ca fiind datorată atât modificării inductivității lineice, cât și rezistenței lineice a cablului.

Valoarea intensității câmpului magnetic într-un punct situat în planul unui cablu bifilar ale cărui conductoare sunt situate la distanța  $d$  este dată de relația:

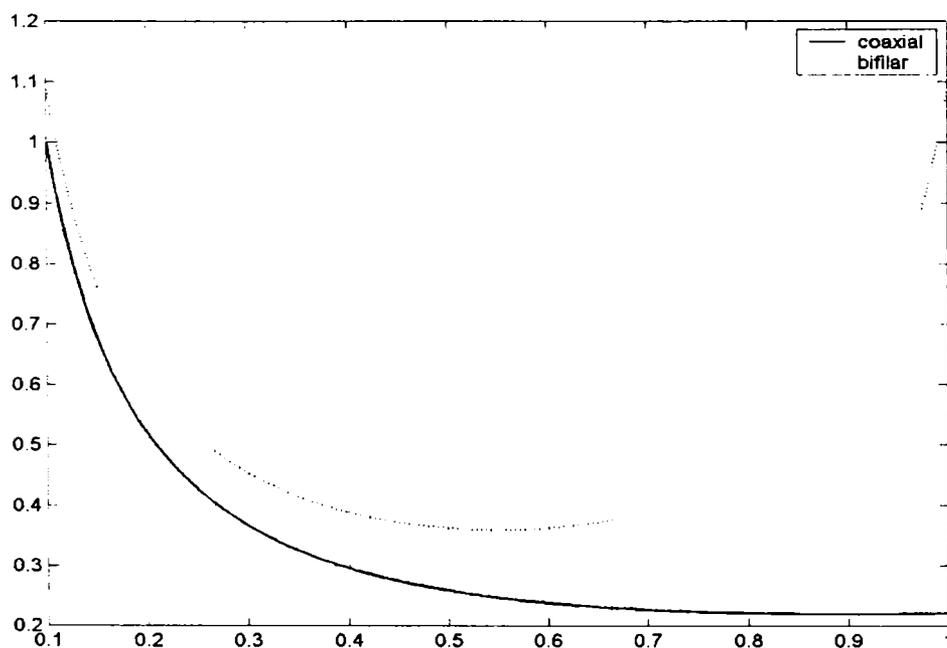


Fig. 2.2. Distribuția normalată a intensității câmpului magnetic.

$$H = \frac{i}{2\pi r} + \frac{i}{2\pi(d-r)} = \frac{i}{2\pi} \frac{d}{r(d-r)} \quad (2.5)$$

În figura 2.2 este reprezentată distribuția normată a intensității câmpului magnetic în funcție de distanță, pentru cablul coaxial și cablul bifilar având aceeași distanță între conductoare și același curent tur-retur; din figură rezultă că intensitatea câmpului magnetic este mai mare pentru cablul bifilar de unde rezultă că și neliniaritatea acestuia va fi mai pronunțată.

## 2.2. Modelarea neliniarității liniilor de transmisiune în literatura de specialitate

Revenind la modelarea neliniarității liniilor de transmisiune, literatura de specialitate citează relativ puține soluții în acest domeniu. Un prim model aparține lui Brad Deats și Rick Hartman de la firma Summitex Instruments, Inc., SUA, producătoare de echipamente de măsurare a produselor de intermodulație [DE5]. Pentru modelul propus, se consideră schema din figura 2.3, în care generatorul transmite terminalului "a" al cablului coaxial, două semnale cu amplitudinile  $A_1$  și  $A_2$  și frecvențele unghiulare  $\omega_1$  și respectiv,  $\omega_2$ . În afara acestor semnale, generatorul transmite și un produs de intermodulație de ordinul III rezidual,  $IM1$ , având pulsația  $\omega_p = 2\omega_1 - \omega_2$ . Similar, și sarcina poate să genereze un produs de intermodulație,  $IM2$ , cu aceeași pulsație.

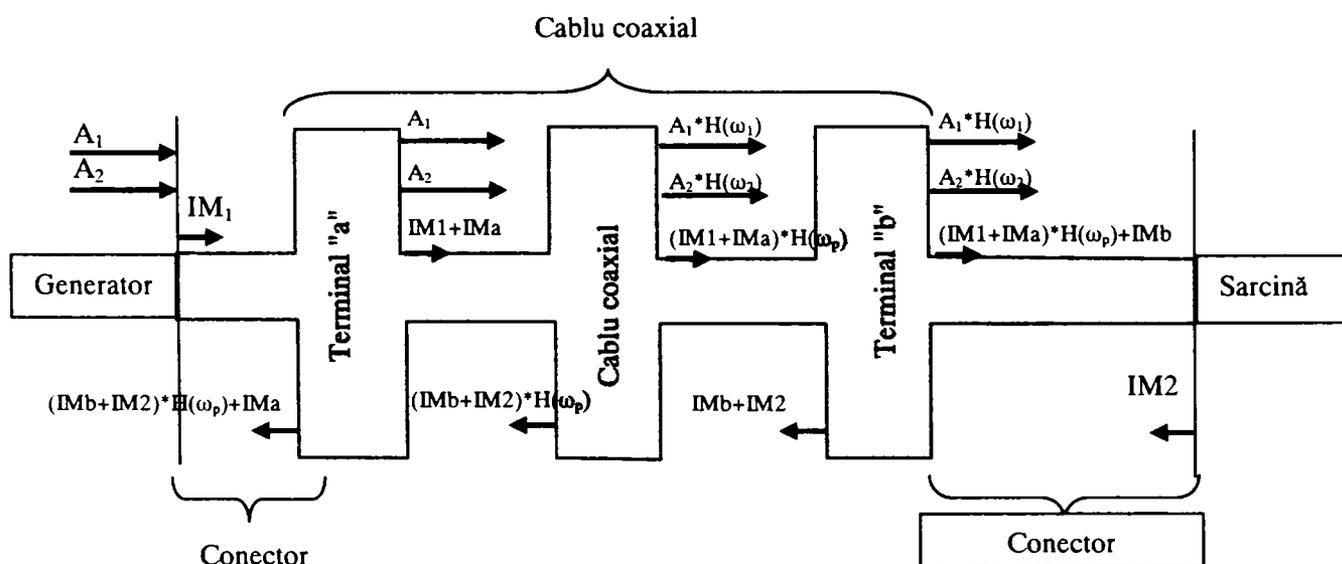


Fig. 2.3. Modelarea neliniarității liniilor de transmisiune [DE5].

Autorii consideră că "sediul" neliniarității cablului se găsește în cele două terminale, "a" și respectiv, "b" ale cablului, de unde se propagă spre sarcină, sub forma unei directe, respectiv spre generator, sub forma unei inverse. Considerând că lungimea conectorilor este nulă, produsul de intermodulație generat la terminalul "a",  $IMa$ , depinde direct de semnalele aplicate la intrare, în timp ce produsul de intermodulație generat în terminalul "b", este generat de semnalele aplicate la intrare după parcurgerea liniei de transmisiune (deci cu o anumită atenuare și întârziere). În cadrul fenomenelor de propagare se ține seama de funcția de transfer  $H(\omega)$  a cablului coaxial.

Pe baza acestui model se ajunge la concluzia că toate produsele de intermodulație corespunzătoare unei directe ajung cu aceeași fază în sarcină și deci, sunt independente de frecvență, în timp ce pentru produsele de intermodulație corespunzătoare unei inverse apar

recombinări din cauza fazelor diferite, ceea ce face ca nivelul unei inverse să fie dependent de frecvență.

Cel de-al doilea model pentru neliniaritatea liniilor de transmisiune este prezentat în [JA1] sub forma unui graf (fig. 2.4), de altfel echivalent schemei din figura 2.3. Graful folosește parametrii  $S$  și pornește de la aceeași idee că generarea produselor de intermodulație se produce în terminalele "a" și "b" ale cablului. Din graful reprezentat în figura 2.4 rezultă că puterea corespunzătoare unei reflectate, pentru produsul de intermodulație de ordinul III, are expresia:

$$b_0 = (1 + S_{11})IM_1 + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_l IM_1 + S_{12}(1 + \Gamma_l)IM_2}{1 - S_{22}\Gamma_l}, \quad (2.6)$$

unde  $\Gamma_l$  reprezintă coeficientul de reflexie al sarcinii, iar  $S_{ij}$  au semnificația cunoscută [MA4].

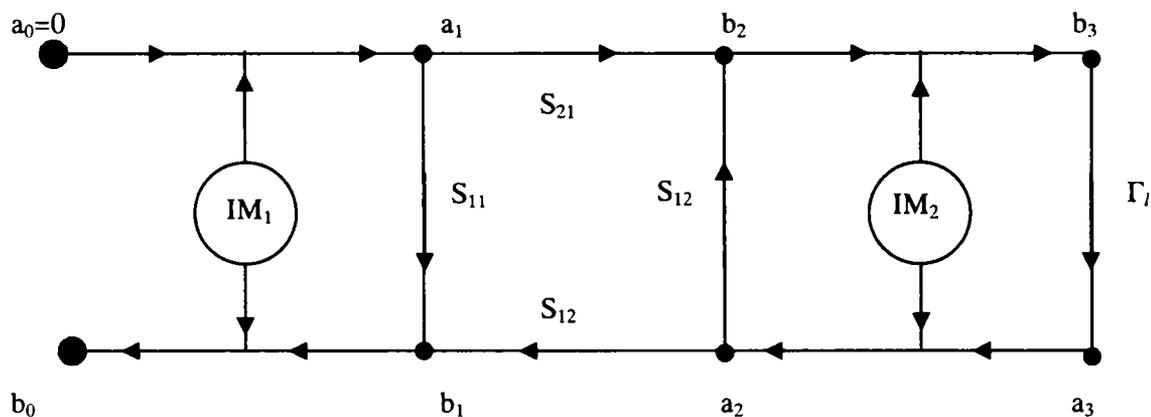


Fig. 2.4. Graful de semnal pentru modelul propus în [JA1].

Pe baza acestui model, mai general decât precedentul, autorii ajung la concluzia că, pentru unda inversă, generată de neliniaritate, pentru o linie dată, nivelul produselor de intermodulație prezintă maxime și minime în funcție de frecvență.

În [TE1] se sugerează un alt mod de tratare a neliniarității liniilor de transmisiune; dacă se consideră un tronson de linie de transmisiune cu caracteristică de transfer neliniară cu lungimea  $\Delta x$ , având parametri lineici:  $R$ ,  $L$ ,  $C$  și  $G$ , în schema echivalentă se poate introduce un generator echivalent de tensiune corespunzător neliniarității  $V_l$ , conform schemei din figura 2.5.

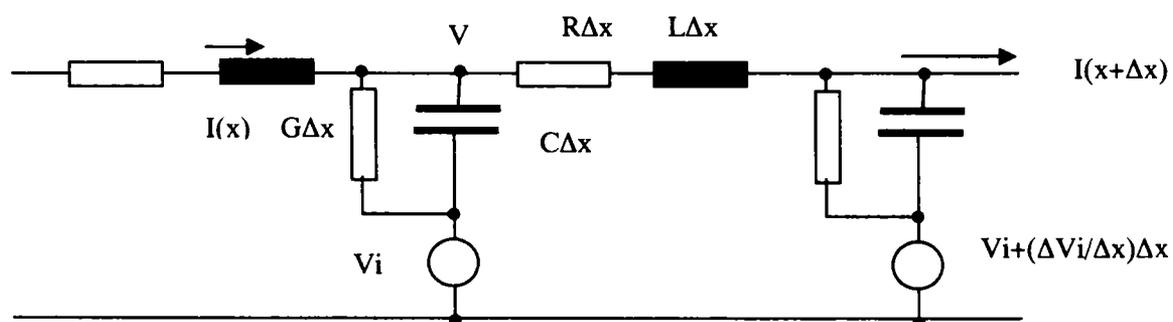


Fig.2.5. Tronson de linie de transmisiune neliniară.

Pentru tronsonul de linie considerat se pot scrie următoarele ecuații:

$$\begin{aligned}
 -\frac{\partial V}{\partial x} &= L \frac{\partial I}{\partial t} \delta x + R \delta x I \\
 -\frac{\partial I}{\partial x} &= C \frac{\partial (V - V_i)}{\partial t} \delta x + G \delta x V
 \end{aligned}
 \tag{2.6}$$

de unde rezultă:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 V_i}{\partial t^2}.
 \tag{2.7}$$

În lucrare se precizează, fără alte detalii că: "ultima ecuație obținută se rezolvă cu metoda funcțiilor Green, însă metoda de rezolvare este destul de laborioasă".

### **2.3. Principii care stau la baza modelării neliniarității liniilor de transmisiune**

Pe baza considerațiilor prezentate în paragraful 2.1 rezultă că principala cauză de comportare neliniară a liniilor de transmisiune este datorată fenomenelor magnetice, deși este posibil ca și alte fenomene ca: efectele de coroziune, contactul de suprafață și tensiunile mecanice, temperatura etc., să producă efecte similare; pe de altă parte, modelarea neliniarității trebuie să țină seama și de fenomenele specifice de propagare la frecvențe înalte. Rezultă că într-o analiză a comportării neliniare a liniilor de transmisiune trebuie să se țină seama de:

- caracteristica de primă magnetizare a materialelor magnetice ce intră în structura liniei – principala caracteristică responsabilă de apariția componentelor armonice și a produselor de intermodulație;
- deoarece neliniaritatea generează local/punctual componente armonice și produse de intermodulație, acestea se vor propaga atât înspre generator, cât și înspre sarcină, rezultând la intrare, respectiv la ieșire, o cumulare a tuturor acestor efecte punctiforme. În cazul adaptării la ambele capete ale liniei trebuie să se țină seama de propagarea undei directe și respectiv, propagarea componentelor armonice sau a produselor de intermodulație, iar în cazul neadaptării – de apariția undelor staționare, propagarea componentelor armonice sau a produselor de intermodulație și recombinația acestora ca urmare a apariției și în acest caz a undelor staționare. Este, de asemenea, necesar să se țină seama de dependența parametrilor de propagare – atenuarea și constanta de fază - de frecvență. Verificarea experimentală a modelului considerat pentru combinarea neliniarităților produse punctual în cazul undei directe sau inverse se poate face utilizând linii de lungimi diferite sau semnale cu frecvențe diferite;
- deși procedeul de măsurare recomandă folosirea metodei bi-ton (cu două semnale) de același nivel, în practică este puțin probabil ca semnalele să aibă niveluri egale. De asemenea, va trebui luat în considerare și cazul neadaptării liniilor de transmisiune la unul sau ambele terminale care, prin producerea undelor staționare, accentuează variația nivelului acestora;
- deși în unele lucrări din literatura de specialitate se consideră că fenomenele neliniare din liniile de transmisiune sunt independente de frecvență [RO2], în realitate este de așteptat ca să existe o anumită dependență din următoarele considerente:
  - a. constanta de atenuare depinde de frecvență datorită efectului pelicular prin intermediul adâncimii de pătrundere (dependență de  $1/\sqrt{f}$ ); de asemenea, constanta de fază depinde de frecvență, prin intermediul lungimii de undă,  $\lambda$ .

- b. pierderile din materialele magnetice depind, de asemenea, de frecvență și anume, cele datorate curenților turbionari Foucault – de  $f^2$ , și respectiv, de  $f$  – pentru cele datorate pierderilor prin histerezis și fenomenelor de relaxare magnetică. Dacă neliniaritatea este generată de materialul magnetic este de așteptat ca acesta să absoarbă o parte din energia acestora, ceea ce conduce suplimentar la dependența fenomenului de frecvență. Acest aspect poate fi stabilit dacă se efectuează măsurări la frecvențe diferite.

Pentru un cablu coaxial, constanta de atenuare se poate calcula cu formula[OR1]:

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d = \frac{R_s}{2Z} \frac{\left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d}\right)}{\ln\left(\frac{D}{d}\right)} + \frac{\omega}{2c} \tan \delta \quad (2.8)$$

unde:  $\alpha_c$  reprezintă coeficientul de atenuare datorat pierderilor în conductoare,  $\alpha_d$  - coeficientul de atenuare datorat pierderilor în dielectric,  $D$  - diametrul conductorului exterior, iar  $d$  - diametrul conductorului interior. În relația de mai sus, în afară de pulsația -  $\omega$ , intervin și alte mărimi caracteristice liniilor lungi și anume:

- $R_s = \frac{1}{2} \delta \omega \mu$ , rezistența de suprafață, unde  $\delta = \sqrt{2/(\omega \mu \sigma)}$  este adâncimea de pătrundere datorată efectului pelicular,
- $Z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ , impedanța caracteristică a mediului dielectric,
- $c = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}}$ , viteza de propagare a undelor,

unde s-a notat: permeabilitatea magnetică -  $\mu$ , permitivitatea dielectrică -  $\epsilon$  și conductivitatea electrică -  $\sigma$

Din primul termen al relației (2.8) se observă că atenuarea depinde de  $\sqrt{f}$ , în timp ce cel de-al doilea termen depinde direct proporțional de frecvență.

Constanta de fază pentru un cablu coaxial, la frecvențe înalte (dacă sunt îndeplinite condițiile:  $R \ll \omega L$  și  $G \gg \omega C$ ), este dată de relația [OR1]

$$\beta = \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} \quad [\text{m}^{-1}] \quad (2.9)$$

unde:  $L$  este inductanța lineică,  $C$  - capacitatea lineică,  $R$  - rezistența lineică, iar  $G$  - conductivitatea lineică ale liniei de transmisiune.

Cercetările efectuate pentru elaborarea prezentei teze de doctorat au fost orientate, în special, spre modelarea neliniarităților generate în liniile de transmisiune; modelele propuse permit determinarea produselor de intermodulație de ordinul III pentru unda directă și unda inversă în cazul unei linii de transmisiune neliniare, dar pot fi extinse și pentru determinarea componentelor armonice și a produselor de intermodulație de ordin superior sau la studiul neliniarității altor componente.

În concluzie, ca mod de tratare al neliniarităților întâlnite la liniile de transmisiune, este de dorit să se aplice tratarea analitică care, dacă este posibil, să conducă la expresii calculabile sau, în caz contrar, să se poate folosi calea de prelucrare numerică.

Având în vedere cele prezentate anterior, tratarea se va face, în cazul general, ținând seama de următoarele aspecte:

- Se va stabili valoarea parametrului de neliniaritate experimental, pe baza măsurării produselor de intermodulație la diferite puteri, frecvențe și lungimi.
- Pentru modelul matematic adoptat, în cazul părții liniare, tratarea se face în domeniul frecvențe, iar pentru partea neliniară, în domeniul timp.

Ca mod de lucru pentru determinarea caracteristicilor de neliniaritate a liniilor de transmisiune se va proceda astfel:

- asemănător cu modelul liniilor de transmisiune cu parametri distribuiți [CA1, NA1], linia ce urmează a fi studiată, având o lungime dată  $l$ , se va împărți în  $n$  tronsoane identice ca în figura 2. 6;

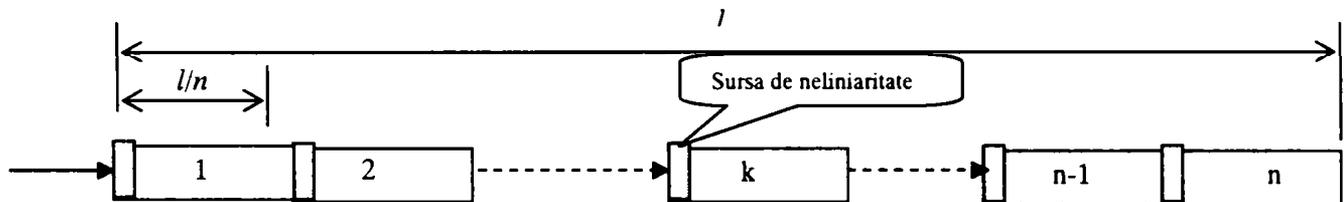


Fig. 2.6. Descompunerea liniei de transmisiune în  $n$  tronsoane identice.

- Sursa de tensiune echivalentă generatorului datorat neliniarității se consideră ca fiind plasată la începutul fiecărui tronson. Pentru a exprima valoarea tensiunii vor fi necesare mărimi suplimentare ca: pulsație -  $\omega$ , coeficientul de atenuare -  $\alpha$ , constantă de fază -  $\beta$ , impedanță caracteristică -  $Z_0$ , impedanța generatorului -  $Z_i$ , impedanța de sarcină -  $Z_s$ , tensiunea generatorului aplicat la intrarea liniei -  $E_0$  sau echivalente acestora (de exemplu puterea semnalului/semnalelor). Pentru calculul nivelului produselor de intermodulație trebuie observat că din punct de vedere matematic semnificația fizică a variabilelor nu este importantă și de asemenea, deoarece nu are importanță valoarea instantanee a semnalelor ci numai puterea/nivelul acestora, cunoașterea fazei relative este suficientă [BO4].
- pentru modelul de neliniaritate considerat se va stabili valoarea tensiunii/tensiunilor pentru produsele de neliniaritate care vor fi considerate ca generatoare echivalente de tensiune, plasate la începutul fiecărui tronson;
- undele generate de neliniaritate se propagă în linia de transmisiune în ambele direcții, atât spre generator, cât și spre sarcină;
- în funcție de adaptarea/neadaptarea liniei la cele două capete, în punctele de măsurare, la cele două terminale ale liniei, se va produce însumarea fazorială a tuturor undelor directe și respectiv, inverse produse de neliniarități și generate local, inclusiv eventualele reflexii suplimentare (teorema superpoziției);
- în final programul trebuie să conducă la:
  1. deducerea parametrilor de neliniaritate prin aplicarea modelului la valorile măsurate;
  2. deducerea nivelului interferențelor dacă sunt cunoscuți parametrii de neliniaritate;
- practic se poate folosi o structură unitară a programului și astfel pot fi testate mai multe tipuri de neliniarități;
- valorile corespunzătoare parametrilor de neliniaritate se pot constitui într-o bază de date; datele se pot considera ca elemente distincte în funcție de:
  1. natura materialului,
  2. lungimea cablului sau alte elemente constructive geometrice,
  3. frecvențele de lucru,
  4. regimul de adaptare (adaptat, în gol, în scurtcircuit),

5. puterea semnalului aplicat la intrare,
6. mărimea măsurată etc.

#### **2.4. Determinarea caracteristicii de neliniaritate pe baza funcției "modul" (modelul K-λ)**

Pentru aplicațiile curente, neliniaritățile din liniile de transmisiune sunt datorate aproape în exclusivitate materialelor magnetice și anume, caracteristicii de primă magnetizare, caracteristica de histerezis introducând pierderi suplimentare și respectiv, defazaje. Caracteristica de primă magnetizare este determinată de valoarea curentului și proprietățile de material și nu de puterea semnalului și deci, neliniaritatea ar trebui să fie proporțională cu valoarea instantanee a curentului/tensiunii din linie în modul și implicit, cu puterea semnalului transmis.

În conformitate cu teoria clasică bazată pe dezvoltarea în serie polinomială, aplicată în cazul neliniarității liniilor de transmisiune, se poate considera că funcția de transfer a acestora conține doar termenii impari:

$$y = a_1x - a_3x^3 + \dots = a_1x - a_3x \cdot (x^2) + \dots \quad (2.10)$$

în care:  $a_1$  reprezintă sensibilitatea, iar  $a_3$  este principalul responsabil de apariția armonicii a III-a și a produselor de intermodulație de ordinul III.

Pornind de la această dezvoltare, se pot deduce valorile corespunzătoare ale produselor de intermodulație de ordinul III (IM3), respectiv, de ordin superior. Se observă însă, că nivelul armonicii a III-a și a produselor de intermodulație de ordinul III depind de puterea semnalului aplicat la intrare prin  $x^2$ .

Valorile obținute cu ajutorul acestui model matematic nu pot fi aplicate în practică din cauza faptului că la modificarea puterii semnalelor aplicate la intrare se obțin erori destul de mari. Dacă semnalul aplicat la intrare este de forma  $x = A_1 \sin \omega_1 t + A_2 \sin \omega_2 t$ , expresia (2.10) conduce la o distorsiune de intermodulație de forma:

$$y_3 = k'A_1^2 A_2 \sin(2\omega_1 - \omega_2)t \quad (2.11)$$

Rezultă că la o dublare a puterii celor două semnale de intrare:

$$\frac{P'_3}{P_3} = \frac{(A_3'^2 / 2R)}{(A_3^2 / 2R)} = \frac{((k'A_1'^2 A_2')^2 / 2R)}{((k'A_1^2 A_2)^2 / 2R)} = \frac{P_1'^2 \cdot P_2'}{P_1^2 \cdot P_2} = 8 \quad (2.12)$$

$$\frac{A_3'}{A_3} = \frac{P_1'}{P_1} \sqrt{\frac{P_2'}{P_2}} = 2\sqrt{2}$$

cea ce corespunde la o creștere în amplitudine a produsului de intermodulație de ordinul III cu 9 dB.

Datele obținute din măsurări privind dependența produselor de intermodulație la dublarea puterii semnalului de intrare, pentru diferite lungimi ale liniei de transmisiune și diferite frecvențe, sunt prezentate în tabelul 2.1; comparativ sunt prezentate și valorile obținute cu relația (2.12).

Tabelul 2.1. Variația nivelului produselor de intermodulație la dublarea puterii semnalului de intrare

Lungimea liniei [cm]	$f= 900$ MHz	$f= 1800$ MHz	Model, ec. (2.12)
	$\Delta P_3$ [dBm]	$\Delta P_3$ [dBm]	$\Delta P_3$ [dBm]
32	7,55	8,783	9,07
10	7,75	8,817	9,07
9,2	7,617	8,667	9,07
<i>Media</i>	7,639	8,756	

Pe de altă parte, dependența produsului de intermodulație de ordinul III de nivelul semnalelor aplicate la intrarea liniei ar trebui să fie o dreaptă cu panta egală cu 3; în tabelul 2.2 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 produsului de intermodulație de ordinul III,  $N_3$ , datorat 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.

 Tabelul 2.2. Nivelul IM3, unda directă și unda inversă în funcție de puterea semnalelor de intrare ( $f=900$  MHz,  $l=25$  cm)

$P_1$	$P_3$	
	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 ( $m$ )	1.54	1.56
Ordonata în origine ( $n$ )	-178.20	-185.76

În figura 2.7 este prezentată dependența nivelului produsului de intermodulație de ordinul III pentru unda directă și inversă în funcție de puterea semnalelor aplicate la intrare.

Pe baza diagramelor din figura 2.7 se observă că dependența nivelului pentru produsul de intermodulație de ordinul III de puterea semnalului de intrare este o dreaptă ( $N_3 = P_1 m + n$ ). În tabel sunt date valorile pentru panta și ordonata la origine, valori obținute pe baza metodei regresiei liniare.

Rezultă că relația (2.10) nu reprezintă cea mai bună aproximație pentru tratarea neliniarității.

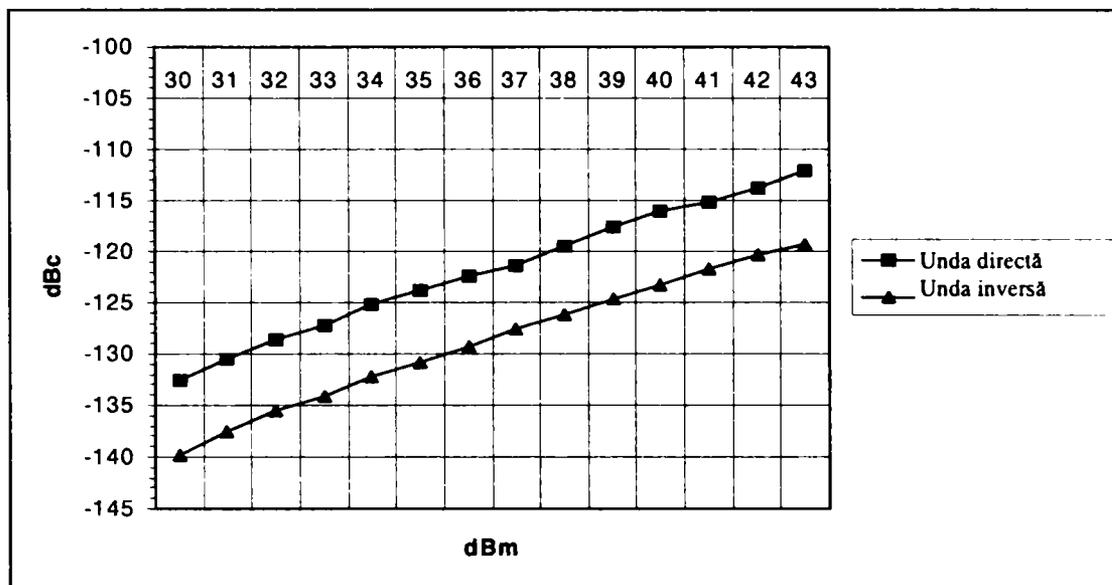


Fig. 2.7. Dependenta nivelului IM III de nivelul semnalelor de intrare.

Neliniaritatea unui sistem poate fi privită și sub aspectul modificării sensibilității; astfel, se poate presupune că relația (2.10) provine dintr-o expresie de forma (împărțirea lui 1 printr-un polinom scris în ordine inversă):

$$y = \frac{a_1}{1 + kx^2} x \quad (2.13)$$

unde  $\frac{a_1}{1 + kx^2}$  reprezintă sensibilitatea sistemului.

Din expresia de mai sus rezultă că la creșterea puterii semnalului de intrare sensibilitatea scade; această formă conduce însă la concluzia că dacă  $x \rightarrow \infty$ , semnalul de ieșire tinde la zero și nu spre o eventuală valoare de saturație sau spre infinit.

Pentru a elimina acest neajuns, în continuare, se va considera un nou model matematic al neliniarității bazat pe funcția "modul", dat de relația [IG3-4, KO1]:

$$y = \frac{a_1}{1 + k \cdot |x|^\lambda} x \quad (2.14)$$

unde  $k$  este coeficientul de neliniaritate, iar  $\lambda$  –un exponent al neliniarității ( $\lambda \in \mathbf{R}$ ,  $\lambda < 2$ ). Acest model, pentru  $\lambda=1$  și  $x \rightarrow \infty$  conduce la o caracteristică de tip saturație. Dacă  $\lambda < 0$ , modelul conduce la o neliniaritate de tip "trecere prin zero".

Proprietățile funcției modul sunt:

- funcția  $|x|$  este o funcție pară, la fel ca  $x^2$ ;
- este o funcție pozitivă,  $|x| \geq 0$ , la fel ca  $x^2$ .

Există, de asemenea, fenomene citate de literatura de specialitate [YO1], pe care modelul dat de relația (2.10) nu le poate explica și anume: scăderea nivelului distorsiunilor de neliniaritate în cazul suprapunerii unui câmp magnetic axial sau transversal pe cablu sau modul de comportare în cazul suprapunerii unui semnal alternativ de joasă frecvență. Eventual, pentru a lua în considerare și cazul suprapunerii unui câmp magnetic suplimentar se poate considera că aceasta este inclus în valoarea modului.

Prin utilizarea funcției modul pentru modelarea neliniarităților, se asigură o serie de avantaje:

1. Modelul matematic propus aproximează mai bine fenomenul fizic deoarece neliniaritățile sunt, de regulă proporționale cu amplitudinea semnalului și nu cu puterea acestuia.
2. Pentru caracteristica de tip “saturație”, dacă semnalul aplicat la intrare tinde spre  $\pm\infty$ , semnalul obținut la ieșire tinde spre o valoare finită ce definește zona de saturație.
3. Pentru cazul general se obține o caracteristică mai performantă decât caracteristica trimodulară și mai apropiată, de exemplu, de caracteristica de primă magnetizare.

Desigur, din punct de vedere matematic, în cazul analizei armonice, problemele devin puțin mai complicate. Dacă în cazul modelării prin dezvoltare în serie Taylor, problemele se reduceau la aplicarea unor relații trigonometrice, în cazul utilizării funcției modul la o putere ne-întreagă, este necesar să se apeleze la prelucrarea numerică, fapt posibil prin utilizarea unor programe de calcul adecvate cum ar fi: Matematica, MATLAB etc. Trebuie menționat și faptul că în anumite cazuri, există posibilitatea de modelare cu ajutorul funcției modul și prin metode analitice, așa cum se va arăta în continuare.

Modelarea matematică cu ajutorul funcției modul necesită, pe de o parte, determinarea coeficienților de neliniaritate și a puterilor corespunzătoare termenilor considerați, iar pe de altă parte, elaborarea unor metode de prelucrare pentru realizarea analizei comportării sistemelor neliniare modelate.

Modelul introdus prin relația (2.14) nu este prezentat în literatura de specialitate, probabil datorită dificultăților de prelucrare 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:

$$z = |\sin \omega t| = \frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \left( \frac{\cos 2\omega t}{1 \cdot 3} + \frac{\cos 4\omega t}{3 \cdot 5} + \dots \right) \quad (2.15)$$

- pentru cazul biton, (dacă semnalele au aceeași amplitudine):  $x = A \sin \omega_1 t + A \sin \omega_2 t$ , se poate scrie:

$$\begin{aligned} z &= |\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t| = 2 \cdot \left| \sin \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \right| \cdot \left| \cos \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \right| = \\ &= 2 \cdot \left[ \frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \left( \frac{\cos(\omega_1 + \omega_2)t}{1 \cdot 3} + \frac{\cos 2(\omega_1 + \omega_2)t}{3 \cdot 5} + \dots \right) \right] \times \\ &\times \left[ \frac{2}{\pi} + \frac{4}{\pi} \left( \frac{\cos(\omega_1 - \omega_2)t}{1 \cdot 3} - \frac{\cos 2(\omega_1 - \omega_2)t}{3 \cdot 5} + \dots \right) \right] = \\ &\approx 2 \cdot \left\{ \frac{4}{\pi^2} - \frac{8}{3\pi^2} (\cos(\omega_1 + \omega_2)t - \cos(\omega_1 - \omega_2)t) - \right. \\ &\left. - \frac{8}{15\pi^2} [\cos 2(\omega_1 + \omega_2)t - \cos 2(\omega_1 - \omega_2)t] \right\} = \\ &= \frac{8}{\pi^2} - \frac{16}{3\pi^2} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t - \cos(\omega_1 - \omega_2)t] - \\ &- \frac{16}{15\pi^2} [\cos 2(\omega_1 + \omega_2)t - \cos 2(\omega_1 - \omega_2)t] \end{aligned} \quad (2.16)$$

Dacă se dezvoltă în serie relația (2.14) și se ține seama de (2.16), pentru  $a_1=1$ , se obține:

$$\begin{aligned}
 y \approx & A(\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t) \left( 1 - \frac{8kA}{\pi^2} - \frac{16kA}{3\pi^2} \right) + \\
 & + \frac{8kA^2}{3\pi^2} [\sin(2\omega_1 + \omega_2)t + \sin(2\omega_2 + \omega_1)t - \sin(2\omega_1 - \omega_2)t - \sin(2\omega_2 - \omega_1)t] + \\
 & + \frac{8kA^2}{15\pi^2} [\sin(3\omega_1 + 2\omega_2)t + \sin(3\omega_2 + 2\omega_1)t - \sin(3\omega_1 - 2\omega_2)t - \sin(3\omega_2 - 2\omega_1)t - \\
 & - \sin(2\omega_1 + \omega_2)t - \sin(2\omega_2 + \omega_1)t - \sin(2\omega_1 - \omega_2)t - \sin(2\omega_2 - \omega_1)t]
 \end{aligned} \quad (2.17)$$

Rezultă că, din cauza neliniarității, amplitudinea semnalelor de bază se reduce cu  $1,89kA$ , iar amplitudinea unuia dintre produsele de intermodulație de ordinul III este  $0,32kA^2$ . În acest caz:

$$\frac{A'_3}{A_3} = \sqrt{\frac{P'_1 \cdot P'_2}{P_1 \cdot P_2}} \quad (2.18)$$

În relația (2.17) 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 și superiori.

Rezultă că, din punct de vedere practic,  $p \neq 1$  și deci, trebuie determinat; mai mult, valoarea acestui parametru depinde și de frecvență. De exemplu, folosind datele din tabelul 2.1 la frecvența de 900 MHz, dacă:  $A_1=A_2=A$  și  $P'=2P$ :

$$\begin{aligned}
 7,639 \text{ dBm} &= 10 \log \left( \frac{P'_3}{P_3} \right) = 10 \log \left( \frac{A_3'^2}{A_3^2} \right) = \\
 &= 10 \log \left( \frac{(kA'^{p+1})^2}{(kA^{p+1})^2} \right) = 10 \log \left( \frac{\sqrt{P'_1 \cdot P'_2}}{\sqrt{P_1 \cdot P_2}} \right)^{p+1} = 10 \log 2^{p+1}
 \end{aligned} \quad (2.19)$$

de unde rezultă  $p \approx 1,546$  sau, la frecvența de 1800 MHz:

$$\begin{aligned}
 8,756 \text{ dBm} &= 10 \log \left( \frac{P'_3}{P_3} \right) = 10 \log \left( \frac{A_3'^2}{A_3^2} \right) = \\
 &= 10 \log \left( \frac{(kA'^{p+1})^2}{(kA^{p+1})^2} \right) = 10 \log \left( \frac{\sqrt{P'_1 \cdot P'_2}}{\sqrt{P_1 \cdot P_2}} \right)^{p+1} = 10 \log 2^{p+1}
 \end{aligned} \quad (2.20)$$

de unde rezultă  $p \approx 1,919$ .

Trebuie observat că  $p$  reprezintă panta dreptelor din figura 2.7. Rezultă că la frecvența de 900MHz se poate presupune dependențe de forma:

$$y \approx kx \frac{1}{1 + k|x|^{3/2}} \quad (2.21)$$

având forma caracteristicii de transfer normalată prezentată în figura 2.8 (pentru frecvența de 1800 MHz s-a considerat  $p = 1,92$ ); se observă că forma acestor curbe este asemănătoare caracteristicii de primă magnetizare.

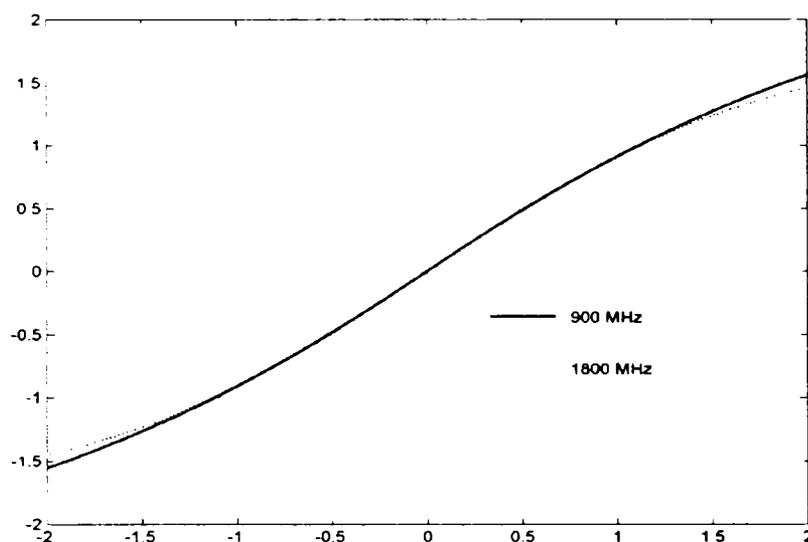


Fig. 2.8. Caracteristică de transfer pentru relația (2.21).

Dacă se dezvoltă în serie expresia (2.21) se obține:

$$y = x \left( 1 - k|x|^{3/2} + k^2|x|^{5/2} + \dots \right) \quad (2.22)$$

cu termenul de neliniaritate de ordinul III:

$$k \cdot x \cdot |x|^{3/2} = k \cdot |x|^{5/2} \quad (2.23)$$

Tratarea matematică a unei expresii cu forma de mai sus se poate realiza astfel; dacă se consideră un semnal de forma  $x|x|^\lambda$ , cu ajutorul programului MATLAB, expresia se poate dezvolta în serie Fourier; în tabelul 2.3 sunt prezentați coeficienții seriei Fourier pentru diferite valori ale puterii  $\lambda$ , în cazul în care semnalul  $x$  este de formă sinusoidală.

Tabelul 2.3. Coeficienții seriei Fourier pentru diferite valori ale puterii " $\lambda$ "

p	a1		a3		a5		a7	
	sin $\omega t$	cos $\omega t$	sin $\omega t$	cos $\omega t$	sin $\omega t$	cos $\omega t$	sin $\omega t$	cos $\omega t$
1	0.8488	0.8488	-0.1698	0.1698	-0.0243	-0.0243	-0.0081	0.0081
1.5	0.7949	0.7949	-0.2168	0.2168	-0.0145	-0.0145	-0.0038	0.0038
1.9	0.7584	0.7584	-0.2442	0.2442	-0.0031	-0.0031		
2	0.75	0.75	-0.25	0.25				

Pentru exemplificare fie:

$$x = \sin \omega t + \sin(\omega + \Delta\omega)t = 2\sin\left(\omega + \frac{\Delta\omega}{2}\right)t \cdot \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right)t \quad (2.24)$$

Din tabelul 2.3 se poate scrie:

$$\sin \omega t \cdot |\sin \omega t|^{1.5} = 0,795\sin \omega t - 0,217\sin 3\omega t - 0,014\sin 5\omega t - 0,004\sin 7\omega t - \dots \quad (2.25)$$

$$\cos \omega t \cdot |\cos \omega t|^{1.5} = 0,795\cos \omega t + 0,217\cos 3\omega t - 0,014\cos 5\omega t + 0,004\cos 7\omega t - \dots \quad (2.26)$$

Dacă se ține seama de expresiile (2.25) și (2.26), relația (2.24) devine:

$$\begin{aligned} x \cdot |x|^{1.5} &= 2^{2.5} \sin\left(\omega + \frac{\Delta\omega}{2}\right)t \left| \sin\left(\omega + \frac{\Delta\omega}{2}\right)t \right|^{1.5} \cdot \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right)t \left| \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right)t \right|^{1.5} = \\ &= 2^{2.5} \left( 0,795\sin\left(\omega + \frac{\Delta\omega}{2}\right)t - 0,217\sin 3\left(\omega + \frac{\Delta\omega}{2}\right)t - \dots \right) \times \\ &\times \left( 0,795\cos\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right)t + 0,217\cos 3\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right)t - \dots \right) = \end{aligned} \quad (2.27)$$

Efectuând calculele se obține:

$$\begin{aligned} x \cdot |x|^{1.5} &= 1,787\sin \omega t + 1,787\sin(\omega + \Delta\omega)t + 0,489\sin(\omega - \Delta\omega)t + \\ &- 0,489\sin(\omega + 2\Delta\omega)t - 0,489\sin(3\omega - \Delta\omega)t - 0,489\sin(3\omega + 2\Delta\omega)t - \\ &/ 0,133\sin 3\omega t - 0,133\sin 3(\omega + \Delta\omega)t \end{aligned} \quad (2.28)$$

Din relația (2.27) se constată că în afara celor două semnale aplicate la intrare cu frecvențele:  $\omega/(2\pi)$  și  $(\omega+\Delta\omega)/(2\pi)$ , apar și produsele de intermodulație de ordinul III cu frecvențele:  $(\omega-\Delta\omega)/(2\pi)$  și respectiv,  $(\omega+2\Delta\omega)/(2\pi)$ , precum și componentele spectrale de ordin superior; evident că puteau să fie considerați și termeni de ordin superior care ar fi modificat ponderile termenilor din dezvoltarea precedentă și ar fi introdus și componente suplimentare, însă cu niveluri mai reduse.

În relația (2.23) s-a considerat că cele două semnale componente au aceeași amplitudine (egală cu unitatea); la metoda bi-ton, cele două semnale au inițial, adică la intrarea în linie, aceeași amplitudine însă, din cauza propagării, având în vedere faptul că cele două constante de atenuare sunt diferite, ele vor avea amplitudini diferite. Întrucât calculul analitic prezentat anterior este posibil numai dacă cele două amplitudini sunt egale, în caz contrar este necesar să se folosească metodele numerice.

## **2.5. Determinarea caracteristicilor undei directe**

Din punct de vedere practic, este mai convenabil să se folosească rezultatele de la liniile lungi adaptate la semnalele care se transmit pe linie, inclusiv pentru produsele de intermodulație care iau naștere. În acest caz, dacă se consideră o linie de transmisiune neliniară de lungime  $l$ , adaptată la ambele capete, aceasta poate fi descompusă în  $n$  tronsoane de lungime  $l/n$  (fig. 2.6). Dacă la intrarea în linie se aplică un semnal bi-ton format din  $u_1(t) = A\sin(\omega_1 t)$  și  $u_2(t) = A\sin(\omega_2 t)$ , în linie va avea loc un proces de propagare și concomitent, de generare a produselor de intermodulație. Trebuie menționat că, în continuare,

va fi studiat doar unul dintre produsele de intermodulație de ordinul III, cu pulsația  $2\omega_1 - \omega_2$ , relațiile corespunzătoare celui alt produs de intermodulație de ordinul III, cu pulsația  $2\omega_2 - \omega_1$ , fiind similare. Detalii privind tratarea componentelor armonice datorate neliniarității se găsesc în [IG6].

Vom considera că neliniaritatea se generează la începutul fiecărui tronson punctual, ea având o constantă de proporționalitate  $K$ , în care este inclus și coeficientul dezvoltării în serie Fourier, neliniaritate proporțională cu lungimea  $l/n$  a tronsonului; în conformitate cu paragraful precedent, proporționalitatea cu amplitudinea pentru tronsonul considerat va fi de forma  $AA^p = A^\lambda$  [GA1, IG3, KO2].

Neliniaritatea generată în cadrul fiecărui tronson se propagă în ambele direcții în cadrul liniei; așa cum am precizat, unda care se propagă dinspre generator spre sarcină, reprezintă *unda directă*, iar unda care se propagă spre generator, reprezintă *unda inversă*.

Neliniaritatea generată la începutul primului tronson, corespunzătoare produsului de intermodulație de ordinul III, va avea expresia:

$$u_{31} = KA^\lambda \frac{l}{n} \sin(2\omega_1 - \omega_2)t \quad (2.29)$$

Pentru cel de-al doilea tronson, intervin fenomenele de propagare pentru semnalul bi-ton - atenuarea și întârzierea - astfel încât, tensiunea generată de neliniaritate în cel de-al doilea tronson va avea expresia:

$$u_{32} = KA^\lambda \frac{l}{n} \exp\lambda \left[ (-\alpha_{med}) \frac{l}{n} \right] \sin \left[ (2\omega_1 - \omega_2)t - (2\beta_1 - \beta_2) \frac{l}{n} \right] \quad (2.30)$$

unde  $\alpha_{med}$  este valoarea medie a constantelor de atenuare pentru cele două semnale.

Similar, pentru tronsonul  $k$ , tensiunea generată va fi:

$$u_{3k} = KA^\lambda \frac{l}{n} \exp\lambda \left[ (-\alpha_{med}) (k-1) \frac{l}{n} \right] \sin \left[ (2\omega_1 - \omega_2)t - (2\beta_1 - \beta_2) (k-1) \frac{l}{n} \right] \quad (2.31)$$

Referitor la generarea undei directe, situația undelor ce traversează tronsonul  $k+1$ , și anume, cele corespunzătoare semnalului bi-ton aplicat la intrare, precum și cele corespunzătoare produselor de intermodulație de ordinul III generate de fiecare dintre tronsoanele anterioare, inclusiv componenta generată de către tronsonul  $k+1$ , este prezentată în figura 2.9.

La ieșirea din ultimul tronson se vor regăsi componentele generate de către fiecare tronson în parte, cu atenuările și întârzierile corespunzătoare. Prin urmare, tensiunea corespunzătoare undei directe va fi egală cu suma tuturor acestor componente:

$$\begin{aligned} u_3 &= \sum_1^n u_{3k} \left[ (n-k) \frac{l}{n} \right] = \\ &= \sum_1^n KA^\lambda \frac{l}{n} \exp\lambda \left[ (-\alpha_{med}) (k-1) \frac{l}{n} \right] \cdot \exp \left[ (-\alpha_{12}) (n-k+1) \frac{l}{n} \right] \times \\ &\times \sin \left[ (2\omega_1 - \omega_2)t - (2\beta_1 - \beta_2) (k-1) \frac{l}{n} - \beta_{12} (n-k+1) \frac{l}{n} \right] \end{aligned} \quad (2.32)$$

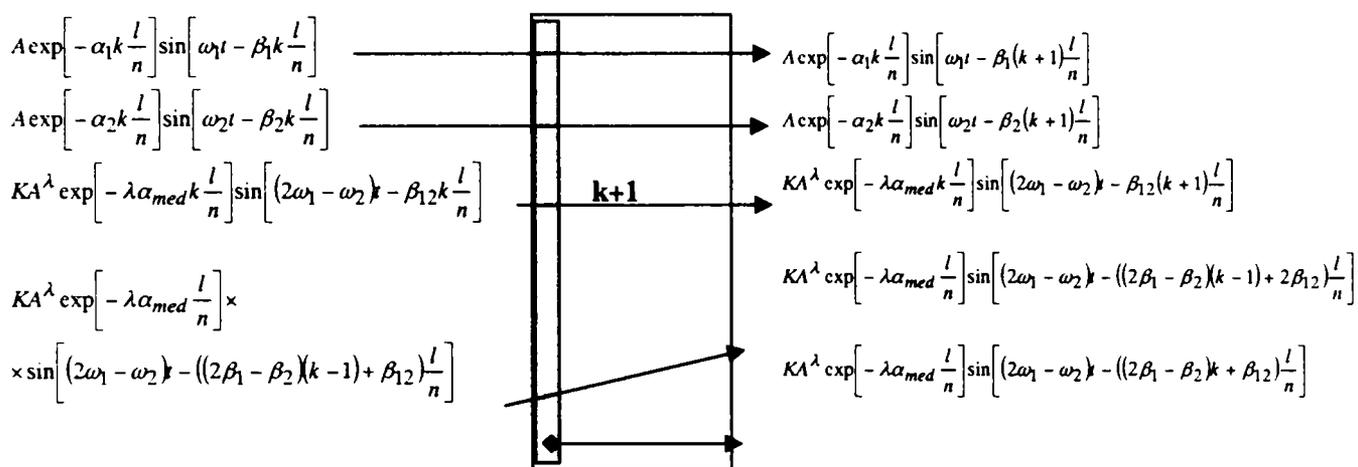


Fig. 2.9. Explicativă pentru generarea unei unde directe; undele din tronsonul  $k+1$ .

unde:  $\alpha_{12}$  este coeficientul de atenuare, iar  $\beta_{12}$  - constanta de fază corespunzătorii unei unde directe pentru produsul de intermodulație de ordinul III.

Expresia de mai sus poate fi pusă într-o formă simplificată:

$$u_3 = KA^\lambda \frac{l}{n} \exp(-\alpha_{12}l) \sum_1^n \exp\left[(-\lambda\alpha_{med} + \alpha_{12})(k-1)\frac{l}{n}\right] \times \sin\left[(2\omega_1 - \omega_2)t - (2\beta_1 - \beta_2 - \beta_{12})(k-1)\frac{l}{n} - \beta_{12}l\right] \quad (2.33)$$

sau în complex:

$$U_3 = KA^\lambda \frac{l}{n} \exp(-\alpha_{12}l) \sum_1^n \exp\left[(-\lambda\alpha_{med} + \alpha_{12})(k-1)\frac{l}{n}\right] \times \exp j\left[(2\omega_1 - \omega_2)t - (2\beta_1 - \beta_2 - \beta_{12})(k-1)\frac{l}{n} - \beta_{12}l\right] = \quad (2.34)$$

$$= KA^\lambda \frac{l}{n} \exp(-\alpha_{12}l) \exp j[(2\omega_1 - \omega_2)t - \beta_{12}l] \times \sum_1^n \exp\left[(-\lambda\alpha_{med} + \alpha_{12})(k-1)\frac{l}{n}\right] \exp j\left[-(2\beta_1 - \beta_2 - \beta_{12})(k-1)\frac{l}{n}\right]$$

Întrucât constanta de fază este proporțională cu frecvența, se poate scrie:

$$\beta_{12} = 2\beta_1 - \beta_2 \quad (2.35)$$

de unde rezultă că valoarea amplitudinii tensiunii IM3 va fi (fără factorul temporal):

$$U_3 = KA^\lambda \frac{l}{n} \exp(-\alpha_{12}l) \exp j(-\beta_{12}l) \sum_1^n \exp\left[(-\lambda\alpha_{med} + \alpha_{12})(k-1)\frac{l}{n}\right] \quad (2.36)$$

Dacă se consideră  $n \rightarrow \infty$ , rezultă că se pot folosi notațiile  $(l/n) \rightarrow dx$  și  $k(l/n) \rightarrow x$ , iar suma se transformă în integrală:

$$U_3 = KA^\lambda \exp(-\alpha_{12}l) \exp j(-\beta_{12}l) \int_0^l \exp[(-\lambda\alpha_{med} + \alpha_{12})x] dx \quad (2.37)$$

de unde rezultă:

$$U_3 = \frac{KA^\lambda \exp(-\alpha_{12}l)}{\lambda\alpha_{med} - \alpha_{12}} [1 - \exp(-\lambda\alpha_{med} + \alpha_{12})l] \cdot \exp j(-\beta_{12}l) \quad (2.38)$$

Nivelul produsului de intermodulație de ordinul III exprimat în dBm se determină cu ajutorul relației (2.38) și ținând seama de expresia:

$$P_3[\text{dBm}] = 10 \lg \frac{(U_3^2/2R)}{1 \text{ mW}} = 10 \lg \frac{\left\{ \frac{KA^\lambda \exp(-\alpha_{12}l)}{\lambda\alpha_{med} - \alpha_{12}} [1 - \exp(-\lambda\alpha_{med} + \alpha_{12})l] \right\}^2}{2 \cdot 50 \cdot 10^{-3}} \quad (2.39)$$

de unde rezultă:

$$\begin{aligned} P_3[\text{dBm}] &= \lambda P_1[\text{dBm}] + 20 \lg K - 20\alpha_{12}l \lg e - 20 \lg(\lambda\alpha_{med} - \alpha_{12}) + \\ &+ 20 \lg[1 - \exp(-\lambda\alpha_{med} + \alpha_{12})l] + (\lambda - 1) \cdot 10 \lg(2 \cdot 50 \cdot 10^{-3}) = \\ &= \lambda P_1[\text{dBm}] + 20 \lg K - 8,685 \cdot \alpha_{12}l - 20 \lg(\lambda\alpha_{med} - \alpha_{12}) + \\ &+ 20 \lg[1 - \exp(-\lambda\alpha_{med} + \alpha_{12})l] - 13(\lambda - 1) \end{aligned} \quad (2.40)$$

În cazul în care  $p=3/2$  ( $\lambda=5/2$ ), corespunzător frecvenței de 900 MHz, relația (2.40) devine:

$$\begin{aligned} P_3[\text{dBm}] &= \frac{5}{2} P_1[\text{dBm}] + 20 \lg K - 8,685 \cdot \alpha_{12}l - 20 \lg \left( \frac{5}{2} \alpha_{med} - \alpha_{12} \right) + \\ &+ 20 \lg \left[ 1 - \exp \left( -\frac{5}{2} \alpha_{med} + \alpha_{12} \right) l \right] - 15 \end{aligned} \quad (2.41)$$

## **2.6. Determinarea caracteristicilor undei inverse**

În ceea ce privește unda inversă, la intrarea primului tronson se vor regăsi toate componentele spectrale de ordinul III generate de fiecare tronson în parte și date de relațiile (2.29), (2.30) și (2.31). Spre deosebire de unda directă, unde toate componentele erau în fază, în acest caz unda generată de fiecare tronson va avea o fază ce depinde de distanța tronsonului față de începutul liniei.

Referitor la generarea undei inverse, situația undelor ce traversează tronsonul  $k$ , corespunzătoare semnalului bi-ton aplicat la intrare, precum și cele corespunzătoare produselor de intermodulație de ordinul III generate de tronsoanele anterioare, inclusiv componenta generată de către tronsonul  $k$ , sunt similare celor din figura 2.9.

Suma tuturor componentelor corespunzătoare undei inverse va fi:

$$\begin{aligned}
 u_3 &= \sum_1^n u_{3k} \left[ (n-k) \frac{l}{n} \right] = \\
 &= \sum_1^n KA^\lambda \frac{l}{n} \exp \lambda \left[ (-\alpha_{med})(k-1) \frac{l}{n} \right] \cdot \exp \left[ (-\alpha_{12})(k-1) \frac{l}{n} \right] \times \\
 &\times \sin \left[ (2\omega_1 - \omega_2)k - (2\beta_1 - \beta_2)(k-1) \frac{l}{n} - \beta_{12}(k-1) \frac{l}{n} \right]
 \end{aligned} \tag{2.42}$$

sau:

$$\begin{aligned}
 u_3 &= KA^\lambda \frac{l}{n} \sum_1^n \exp \left[ (-\lambda\alpha_{med} - \alpha_{12})(k-1) \frac{l}{n} \right] \times \\
 &\times \sin \left[ (2\omega_1 - \omega_2)k - (2\beta_1 - \beta_2 + \beta_{12})(k-1) \frac{l}{n} \right]
 \end{aligned} \tag{2.43}$$

sau trecând în complex, se obține:

$$\begin{aligned}
 U_3 &= KA^\lambda \frac{l}{n} \sum_1^n \exp \left[ (-\lambda\alpha_{med} - \alpha_{12})(k-1) \frac{l}{n} \right] \times \\
 &\times \exp j \left[ (2\omega_1 - \omega_2)k - (2\beta_1 - \beta_2 + \beta_{12})(k-1) \frac{l}{n} \right] = \\
 &= KA^\lambda \frac{l}{n} \exp j \left[ (2\omega_1 - \omega_2)k \right] \times \\
 &\times \sum_1^n \exp \left[ (-\lambda\alpha_{med} - \alpha_{12})(k-1) \frac{l}{n} \right] \exp j \left[ -(2\beta_1 - \beta_2 + \beta_{12})(k-1) \frac{l}{n} \right]
 \end{aligned} \tag{2.44}$$

Ca și în cazul undeii directe, constanta de fază este proporțională cu frecvența, de unde rezultă că valoarea tensiunii IM3 pentru unda inversă va fi (fără factorul temporal):

$$U_3 = KA^\lambda \frac{l}{n} \sum_1^n \exp \left[ (-\lambda\alpha_{med} - \alpha_{12} - 2j\beta_{12})(k-1) \frac{l}{n} \right] \tag{2.45}$$

Și în acest caz, dacă se consideră  $n \rightarrow \infty$ , rezultă că se pot folosi notațiile  $(l/n) \rightarrow dx$  și  $k(l/n) \rightarrow x$ , iar suma se transformă în integrală:

$$U_3 = KA^\lambda \int_0^l \exp \left[ (-\lambda\alpha_{med} - \alpha_{12} - 2j\beta_{12})x \right] dx \tag{2.46}$$

de unde rezultă:

$$U_3 = \frac{KA^{\lambda 1}}{\lambda\alpha_{med} + \alpha_{12} + 2j\beta_{12}} \left[ 1 - \exp(-\lambda\alpha_{med} - \alpha_{12} - 2j\beta_{12})l \right] \tag{2.47}$$

Din relația (2.47) se constată că spre deosebire de unda directă, în cazul undei invese apare o dependență de frecvență prin intermediul constantei de fază și de lungime, fenomenul fiind similar apariției undelor staționare.

Dacă se notează:

$$\alpha = \lambda \alpha_{med} + \alpha_{12} \quad (2.48)$$

nivelul produsului de intermodulație de ordinul III exprimat în dBm se determină cu ajutorul relației (2.47) și ținând seama de expresia:

$$P_3[\text{dBm}] = 10 \lg \frac{(U_3^2/2R)}{1 \text{ mW}} = 10 \lg \frac{\left\{ \text{Re} \frac{KA^\lambda [1 - \exp(-\alpha - 2j\beta_{12})l]}{\alpha + 2j\beta_{12}} \right\}^2}{2 \cdot 50 \cdot 10^{-3}} = \quad (2.49)$$

$$= 10 \lg \frac{\left( \frac{KA^\lambda \{ \alpha [\exp(-\alpha)l - 1] \cos 2\beta_{12}l - 2\beta_{12} \exp(-\alpha)l \sin 2\beta_{12}l \}}{\alpha^2 l + (2\beta_{12})^2 l} \right)^2}{2 \cdot 50 \cdot 10^{-3}}$$

de unde rezultă:

$$P_3[\text{dBm}] = \lambda P_1[\text{dBm}] + 20 \lg K - 20 \lg [\alpha^2 l + (2\beta_{12})^2 l] + (\lambda - 1) \cdot 10 \lg (2 \cdot 50 \cdot 10^{-3}) + \quad (2.50)$$

$$+ 20 \lg \{ \alpha [\exp(-\alpha)l - 1] \cos 2\beta_{12}l - 2\beta_{12} \exp(-\alpha)l \sin 2\beta_{12}l \}$$

În cazul în care  $p=3/2$  ( $\lambda=5/2$ ), corespunzător frecvenței de 900 MHz, relația (2.50) devine:

$$P_3[\text{dBm}] = \frac{5}{2} P_1[\text{dBm}] + 20 \lg K - 20 \lg \left[ \left( \frac{5}{2} \alpha_{med} + \alpha_{12} \right)^2 l + (2\beta_{12})^2 l \right] - 15 + \quad (2.51)$$

$$+ 20 \lg \left\{ \left( \frac{5}{2} \alpha_{med} + \alpha_{12} \right) \left[ \exp \left( - \left( \frac{5}{2} \alpha_{med} + \alpha_{12} \right) l \right) - 1 \right] \cos 2\beta_{12}l - \right.$$

$$\left. - 2\beta_{12} \exp \left( - \left( \frac{5}{2} \alpha_{med} + \alpha_{12} \right) l \right) \sin 2\beta_{12}l \right\}$$

## **2.7. Neliniaritatea liniilor de transmisiune în regim de neadaptare**

Pentru tratarea neliniarității liniilor de transmisiune în regim de neadaptare, se consideră tensiunea de-a lungul liniei în cazul general [CA1]:

$$E(j\omega) = E_0(j\omega) \frac{Z_2(j\omega) \cosh \gamma(l-x) + Z_0 \sinh \gamma(l-x)}{Z_2(j\omega) \cosh \gamma l + Z_0 \sinh \gamma l} \quad (2.52)$$

unde:  $Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega L + R}{j\omega C + G}}$  reprezintă impedanța caracteristică a liniei de transmisiune, iar

$$\gamma = \sqrt{(j\omega C + G) \cdot (j\omega L + R)} = \alpha + j\beta, \text{ constanta de propagare.}$$

Neliniaritatea intervine în impedanța caracteristică,  $Z_0$  și în constanta de propagare,  $\gamma$ . În acest caz, se poate scrie:

$$\begin{aligned} Z(E) &= Z_0 + \Delta Z(E), \quad Z_0 \gg \Delta Z(E) \\ \gamma(E) &= \gamma_0 + \Delta \gamma(E), \quad \gamma_0 \gg \Delta \gamma(E) \end{aligned} \quad (2.53)$$

1. Dacă se ține seama că:

$$\begin{aligned} \sinh \gamma(l-x) &= \sinh \gamma_0(l-x) \cosh \Delta \gamma(l-x) + \sinh \Delta \gamma(l-x) \cosh \gamma_0(l-x) = \\ &\approx \sinh \gamma_0(l-x) + \Delta \gamma(l-x) \cosh \gamma_0(l-x) \\ \cosh \gamma(l-x) &= \cosh \gamma_0(l-x) \cosh \Delta \gamma(l-x) + \sinh \gamma_0(l-x) \sinh \Delta \gamma(l-x) = \\ &\approx \cosh \gamma_0(l-x) + \Delta \gamma(l-x) \sinh \gamma_0(l-x) \end{aligned}$$

atunci relația (2.52) devine:

$$\begin{aligned} E(j\omega) &= E_0(j\omega) \frac{Z_2 [\cosh \gamma_0(l-x) + \Delta \gamma(l-x) \sinh \gamma_0(l-x)]}{Z_2 [\cosh \gamma_0 l + \Delta \gamma l \sinh \gamma_0 l] + (Z_0 + \Delta Z) [\sinh \gamma_0 l + \Delta \gamma l \cosh \gamma_0 l]} + \\ &+ E_0(j\omega) \frac{(Z_0 + \Delta Z) [\sinh \gamma_0(l-x) + \Delta \gamma(l-x) \cosh \gamma_0(l-x)]}{Z_2 [\cosh \gamma_0 l + \Delta \gamma l \sinh \gamma_0 l] + (Z_0 + \Delta Z) [\sinh \gamma_0 l + \Delta \gamma l \cosh \gamma_0 l]} \end{aligned} \quad (2.54)$$

Relația de mai sus ar putea conduce la o neliniaritate de forma:

$$y = a \frac{1 + k_1 |x|^p}{1 + k_2 |x|^p} x \quad (2.55)$$

Spre deosebire de (2.14), cu această neliniaritate se obține, pentru  $x \rightarrow \infty$  și  $y \rightarrow \infty$ , ceea ce modelează mai bine, din punct de vedere teoretic, cazul liniilor de transmisiune; rămâne de stabilit valoarea optimă a parametrului  $p$  și a celor doi coeficienți de neliniaritate  $k_1$  și  $k_2$ . În realitate, dacă  $k_1$  și  $k_2$  sunt de valoare redusă, relația (2.55) se poate dezvoltă în serie și dacă se limitează dezvoltarea la primii termeni, se obține:

$$y \approx ax(1 + k_1 |x|^p) (1 - k_2 |x|^p) \approx ax(1 + k_1 |x|^p - k_2 |x|^p) \quad (2.56)$$

Expresia (2.56) indică faptul că, în acest caz se poate determina practic un singur parametru  $k = k_1 - k_2$ .

Alura caracteristicilor date de expresia (2.55), prezentate în figura 2.10, depinde de relația dintre  $k_1$  și  $k_2$ . Dacă  $k_1 > k_2$ , neliniaritatea apare la niveluri mici și la niveluri mari în caz contrar.

În realitate expresia (2.52) este dedusă pentru o linie de transmisiune liniară și nu ține seama de prezența neliniarității în componența liniei și fenomenele de propagare, rezultând, din expresia (2.54), doar apariția unor neliniarități în ceea ce privește distribuția undelor staționare. Din punctul de vedere al liniei cu neliniarități, ca urmare a generării de unde staționare, rezultă că tronsoanele de linie nu vor genera produse de intermodulație cu aceeași

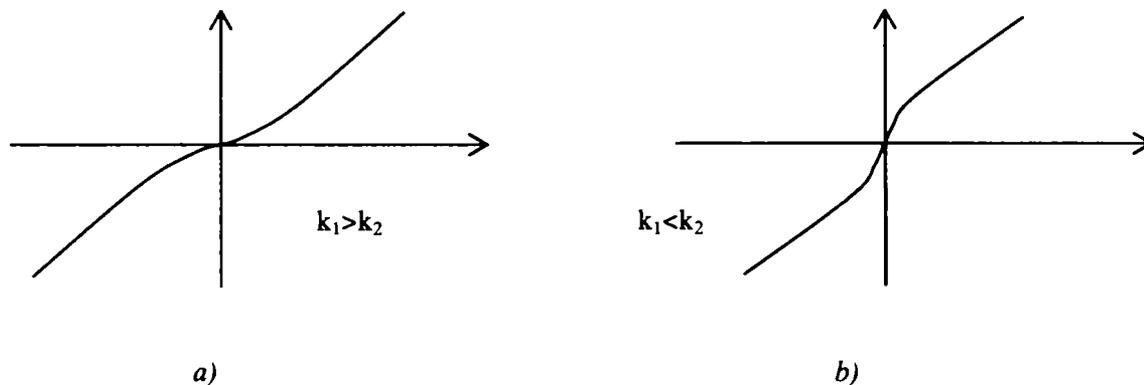


Fig.2.10. Caracteristicile de neliniaritate pentru o linie de transmisiune în cazul general.

amplitudine ca în cazul adaptării, ci cu amplitudini diferite ce depind de nivelurile undelor staționare din tronsonul considerat. În acest sens rezultă că, pentru unda reflectată, ecuația (2.55) va deveni, din punct de vedere formal, matematic:

$$U_3 = K \times \frac{l}{n} \times \sum_1^n \left( A \frac{Z_2(j\omega) \cosh \gamma k \frac{l}{n} + Z_0 \sinh \gamma k \frac{l}{n}}{Z_2(j\omega) \cosh \gamma l + Z_0 \sinh \gamma l} \right)^{p+1} \times \exp \left[ -(p+1)\alpha_{med} - \alpha_{12} - 2j\beta_{12} \right] (k-1) \frac{l}{n} \quad (2.57)$$

Trebuie menționat că relația (2.57) este greu de interpretat deoarece nu se cunoaște practic  $A$ ; apariția undelor staționare pentru două semnale cu aceeași amplitudine, dar cu frecvențe diferite, face ca maximele, respectiv, valorile minime ale acestora să nu mai corespundă și deci, neliniaritatea va fi produsă de două semnale cu amplitudini diferite.

Relația (2.57) poate, cel mult, în anumite condiții, să conducă la o valoare ce dă indicații privind ordinul de mărime al produselor de intermodulație. Pentru calcul produsului de intermodulație de ordinul III, relația (2.57) se poate scrie astfel:

$$U_3 = K \times \frac{l}{n} \times \sum_1^n \left( A_1 \frac{Z_2(j\omega_1) \cosh \gamma_1 k \frac{l}{n} + Z_0 \sinh \gamma_1 k \frac{l}{n}}{Z_2(j\omega_1) \cosh \gamma_1 l + Z_0 \sinh \gamma_1 l} + A_2 \frac{Z_2(j\omega_2) \cosh \gamma_2 k \frac{l}{n} + Z_0 \sinh \gamma_2 k \frac{l}{n}}{Z_2(j\omega_2) \cosh \gamma_2 l + Z_0 \sinh \gamma_2 l} \right)^{p+1} \times \exp \left[ -(p+1)\alpha_{med} - \alpha_{12} - 2j\beta_{12} \right] (k-1) \frac{l}{n} \quad (2.58)$$

Merită a fi studiate două cazuri extreme (se notează  $p+1=\lambda$ ):

a) cazul liniei în scurt-circuit,  $Z_2=0$ :

$$U_{3sc} = K \times \frac{l}{n} \times \sum_1^n \left( A_1 \frac{\sinh \gamma_1 k \frac{l}{n}}{\sinh \gamma_1 l} + A_2 \frac{\sinh \gamma_2 k \frac{l}{n}}{\sinh \gamma_2 l} \right)^\lambda \times \exp \left[ (-\lambda \alpha_{med} - \alpha_{12} - 2j\beta_{12}) \left( k-1 \right) \frac{l}{n} \right] \quad (2.59)$$

a) cazul liniei în gol,  $Z_2 \rightarrow \infty$ :

$$U_{3g} = K \times \frac{l}{n} \times \sum_1^n \left( A_1 \frac{\cosh \gamma_1 k \frac{l}{n}}{\cosh \gamma_1 l} + A_2 \frac{\cosh \gamma_2 k \frac{l}{n}}{\cosh \gamma_2 l} \right)^\lambda \times \exp \left[ (-\lambda \alpha_{med} - \alpha_{12} - 2j\beta_{12}) \left( k-1 \right) \frac{l}{n} \right] \quad (2.60)$$

Și în acest caz, dacă se consideră  $n \rightarrow \infty$ , rezultă că se pot folosi notațiile  $(l/n) \rightarrow dx$  și  $k(l/n) \rightarrow x$ , iar sumele se transformă în integrale:

$$U_{3sc} = K \int_0^l \left( A_1 \frac{\sinh \gamma_1 x}{\sinh \gamma_1 l} + A_2 \frac{\sinh \gamma_2 x}{\sinh \gamma_2 l} \right)^\lambda \exp \left[ (-\lambda \alpha_{med} - \alpha_{12} - 2j\beta_{12}) x \right] dx \quad (2.61)$$

$$U_{3g} = K \int_0^l \left( A_1 \frac{\cosh \gamma_1 x}{\cosh \gamma_1 l} + A_2 \frac{\cosh \gamma_2 x}{\cosh \gamma_2 l} \right)^\lambda \exp \left[ (-\lambda \alpha_{med} - \alpha_{12} - 2j\beta_{12}) x \right] dx \quad (2.62)$$

Pentru cazul general, se obține:

$$U_3 = K \int_0^l \left( A_1 \frac{Z_2(j\omega_1) \cosh \gamma_1 x + Z_0 \sinh \gamma_1 x}{Z_2(j\omega_1) \cosh \gamma_1 l + Z_0 \sinh \gamma_1 l} + A_2 \frac{Z_2(j\omega_2) \cosh \gamma_2 x + Z_0 \sinh \gamma_2 x}{Z_2(j\omega_2) \cosh \gamma_2 l + Z_0 \sinh \gamma_2 l} \right)^\lambda \times \exp \left[ (-\lambda \alpha_{med} - \alpha_{12} - 2j\beta_{12}) x \right] dx \quad (2.63)$$

Integrale de mai sus pot fi rezolvate direct numai pentru anumite valori ale lui  $\lambda$ ; în cazul general ele pot fi rezolvate numai prin metode numerice.

## **2.8. Metodă aproximativă de determinare pentru K**

O expresie de tip exponențial, pentru valori mici ale exponentului, poate fi descompusă în serie; dacă se reține doar primul termen, obținem:

$$\exp(-\alpha l) \approx 1 - \alpha l \quad (2.64)$$

de unde rezultă că relația (2.38) se poate scrie:

$$U_3 \approx KA^\lambda (1 - \alpha_{12} l) l \quad (2.65)$$

sau pentru lungimi mici:

$$U_3 \approx KA^\lambda l \quad (2.66)$$

Dar:

$$P_3[dBm] = 10 \lg \frac{U_3^2 / 2 \cdot R}{10^{-3}} = 20 \lg U_3 - 10 \lg(2 \cdot 10^{-3} R) \quad (2.67)$$

$$P_{in}[dBm] = 10 \lg \frac{A^2 / 2 \cdot R}{10^{-3}} = 20 \lg A - 10 \lg(2 \cdot 10^{-3} R) \quad (2.68)$$

și înlocuind în (2.66), se obține:

$$K[dB] = 20 \lg K = P_3[dBm] - \lambda P_{in}[dBm] - 10(\lambda - 1) \lg(2 \cdot 10^{-3} R) - 20 \lg l \quad (2.69)$$

Dacă  $R = 50 \Omega$  și  $\alpha_{12} l \ll 1$  (lungimi mici ale liniei), pentru  $p=3/2$  ( $\lambda=5/2$ ), relația (2.69) devine:

$$K[dB] = 20 \lg K = P_3[dBm] - \frac{5}{2} P_{in}[dBm] - 20 \lg l + 15 \quad (2.70)$$

## **2.9. Tratarea matricială a neliniarității liniilor de transmisiune**

Tratarea matricială a neliniarității liniilor de transmisiune, având în vedere posibilitățile de prelucrare numerică, va fi făcută pentru un caz mai general și anume, pentru cazul în care cele două semnale aplicate la intrare au amplitudini diferite, iar sarcina nu este adaptată la linie.

Așa cum rezultă din figura 2.7, între nivelul produsului de intermodulație de ordinul III și nivelul semnalelor aplicate la intrare există o dependență liniară de forma:

$$N_3[dBc] = mP_1[dBm] + n. \quad (2.71)$$

Din punct de vedere fizic, parametrul  $m$ , 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 (2.71) devine:

$$20 \cdot \lg \frac{U_3}{U_1} = m \cdot 10 \cdot \lg \left[ \left( \frac{U_1^2}{R} \right) \cdot \frac{1}{1 \text{ mW}} \right] + 20 \cdot \lg(k_n \cdot l \cdot k_p), \quad (2.72)$$

de unde se poate deduce:

$$U_3 = \left( \frac{k_n}{\sqrt{10^{-3} \cdot R^m}} \right) \cdot l \cdot k_p \cdot U_1^{m+1} = k \cdot l \cdot U_1^{m+1} = k \cdot l \cdot U_1^m \cdot U_2 \quad (2.73)$$

Din datele experimentale la frecvența de 900MHz, se observă că în relația (2.73) 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.

Și în acest caz se va considera că la intrarea liniei de transmisiune se aplică două semnale cu frecvențele  $f_1$  și  $f_2$  apropiate:

$$\begin{aligned} u_1 &= A_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \\ u_2 &= A_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) \end{aligned} \quad (2.74)$$

Deoarece nu are importanță valoarea instantanee a semnalelor ci numai puterea acestora, cunoașterea fazei relative va fi suficientă.

Vom considera, de asemenea, că linia de transmisiune este împărțită în  $n$  segmente de lungime egală, iar sediul neliniarității, care generează produsul de intermodulație de ordinul III cu frecvența  $2f_1 - f_2$  - se găsește la începutul fiecărui segment (fig. 2.6).

Fie  $[A] = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix}$  vectorul amplitudinii tensiunilor de excitație și  $[A_3]$  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 [BO4]:

$$[A_3] = \mathbf{M} \cdot \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix}, \quad (2.75)$$

unde  $\mathbf{M}$  este matricea de performanță a sistemului.

Din punct de vedere practic, de obicei, linia de transmisiune este adaptată la generator; în caz de neadaptare a sarcinii, pentru semnalul  $u_1$  impedanța de intrare în linie este [CA1]:

$$Z_{i1} = \frac{Z_{01} \cdot [R_s \cosh(\gamma_1 l) + Z_{01} \sinh(\gamma_1 l)]}{Z_{01} \cosh(\gamma_1 l) + R_s \sinh(\gamma_1 l)}, \quad (2.76)$$

unde  $Z_{01}$  reprezintă impedanța caracteristică a liniei de transmisiune, iar  $\gamma_1$  – constanta de propagare corespunzătoare.

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

$$U_1 = A_1 \frac{Z_{i1}}{R_g + Z_{i1}} \quad (2.77)$$

$$I_1 = \frac{A_1}{R_g + Z_{i1}}$$

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

$$\begin{bmatrix} A_{11} \\ A_{12} \\ \vdots \\ A_{1k} \\ \vdots \\ A_{1n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh\left[\gamma_1 \frac{l}{n}\right] & -\sinh\left[\gamma_1 \frac{l}{n}\right] \\ \vdots & \vdots \\ \cosh\left[\gamma_1 (k-1) \frac{l}{n}\right] & -\sinh\left[\gamma_1 (k-1) \frac{l}{n}\right] \\ \vdots & \vdots \\ \cosh\left[\gamma_1 (n-1) \frac{l}{n}\right] & -\sinh\left[\gamma_1 (n-1) \frac{l}{n}\right] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ Z_{01} \cdot I_1 \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

Similar, pentru semnalul  $u_2$ , se poate scrie:

$$\begin{bmatrix} A_{21} \\ A_{22} \\ \vdots \\ A_{2k} \\ \vdots \\ A_{2n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh\left[\gamma_2 \frac{l}{n}\right] & -\sinh\left[\gamma_2 \frac{l}{n}\right] \\ \vdots & \vdots \\ \cosh\left[\gamma_2 (k-1) \frac{l}{n}\right] & -\sinh\left[\gamma_2 (k-1) \frac{l}{n}\right] \\ \vdots & \vdots \\ \cosh\left[\gamma_2 (n-1) \frac{l}{n}\right] & -\sinh\left[\gamma_2 (n-1) \frac{l}{n}\right] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_2 \\ Z_{02} \cdot I_2 \end{bmatrix} \quad (2.79)$$

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

$$k = \lim_{\Delta l \rightarrow 0} \frac{\Delta A_3}{\Delta l} \quad (2.80)$$

valoare ce 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 de frecvență, temperatură, prezența unor câmpuri electromagnetice etc. Conform relației (2.73), produsul de intermodulație de ordinul III depinde de amplitudinile celor două semnale aplicate la intrare printr-o expresie de forma:

$$A_3 \sim k \cdot \frac{l}{n} \cdot [\operatorname{Re}(A_1)]^p \cdot \operatorname{Re}(A_2) \quad (2.81)$$

unde:  $k$  și  $p$  sunt parametri ce caracterizează neliniaritatea și care depind de frecvență și natura materialului din care este confecționată linia. În relația (2.81) 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:

$$\beta_{12} = 2 \cdot \beta_1 - \beta_2 \quad (2.82)$$

unde  $\beta_1$  și  $\beta_2$  reprezintă constantele de fază corespunzătoare celor două frecvențe ale semnalelor aplicate la intrare, iar  $\beta_{12}$  – constanta de fază a produsului de intermodulație. În aceste condiții, dacă la începutul fiecărui segment se generează o neliniaritate având amplitudinea complexă de forma:

$$A_{3k} = k \frac{l}{n} \cdot |A_{1k} \cdot A_{1k}^*|^{\frac{p}{2}} \cdot |A_{2k} \cdot A_{2k}^*|^{\frac{1}{2}} \cdot \exp\left[-j\beta_{12}(k-1)\frac{l}{n}\right] \quad (2.83)$$

Dacă se notează:

$$A_{12k} = k \frac{l}{n} \cdot |A_{1k} \cdot A_{1k}^*|^{\frac{p}{2}} \cdot |A_{2k} \cdot A_{2k}^*|^{\frac{1}{2}} \quad (2.84)$$

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

$$\begin{bmatrix} A_{31} \\ A_{32} \\ \vdots \\ A_{3k} \\ \vdots \\ A_{3n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{121} \\ A_{122} \\ \vdots \\ A_{12k} \\ \vdots \\ A_{12n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \exp\left[-(j\beta_{12})\frac{l}{n}\right] & & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \exp\left[-(j\beta_{12})(k-1)\frac{l}{n}\right] & & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \exp\left[-(j\beta_{12})(n-1)\frac{l}{n}\right] & & 0 \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

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 impedenței de sarcină, componentele generate de fiecare tronson vor fi:

$$\begin{bmatrix} A_{d1} \\ A_{d2} \\ \vdots \\ A_{dk} \\ \vdots \\ A_{dn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \exp\left[-(\alpha_{12} + j\beta_{12})n\frac{l}{n}\right] & 0 & & 0 \\ 0 & \exp\left[-(\alpha_{12} + j\beta_{12})(n-1)\frac{l}{n}\right] & & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \exp\left[-(\alpha_{12} + j\beta_{12})(n-k)\frac{l}{n}\right] & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{31} \\ A_{32} \\ \vdots \\ A_{3k} \\ \vdots \\ A_{3n} \end{bmatrix} \quad (2.86)$$

În matricea diagonală a propagării directe apare  $\beta_{12}$  - constanta de atenuare corespunzătoare produsului de intermodulație.

Relația (2.86) 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:

$$\begin{bmatrix} A_{r1} \\ A_{r2} \\ \vdots \\ A_{rk} \\ \vdots \\ A_{rn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \exp\left[-(\alpha_{12} + j\beta_{12})\frac{l}{n}\right] & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \exp\left[-(\alpha_{12} + j\beta_{12})(k-1)\frac{l}{n}\right] \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \exp\left[-(\alpha_{12} + j\beta_{12})(n-1)\frac{l}{n}\right] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{31} \\ A_{32} \\ \vdots \\ A_{3k} \\ \vdots \\ A_{3n} \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

În expresia (2.87) apare matricea diagonală a propagării inverse în care sunt evidențiate atenuările și defazajul pentru undele produse în fiecare segment.

Și în acest caz, relația (2.87) poate fi folosită la determinarea nivelului undei inverse prin însumarea contribuției tuturor segmentelor de linie reprezentate prin elementele matricei  $[A_{ik}]$ .

Cu ajutorul relațiilor matriceale prezentate se poate implementa un program de calcul a nivelului undei directe sau undei 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 conform relațiilor (2.78) și (2.79), apoi se determină nivelul produsului de intermodulație de ordinul III cu ajutorul ecuației matriceale (2.85),

Determinarea nivelului tuturor undelor generate de fiecare segment de linie, la intrarea sau ieșirea acesteia se face cu ajutorul ecuațiilor matriceale (2.86) și (2.87).

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:

$$A_i = \sum_{k=1}^n A_{ik} + \rho \cdot \left( \sum_{k=1}^n A_{dk} \right) \cdot \exp(-\gamma_{12} \cdot l) \quad (2.88)$$

unde:  $\rho$  reprezintă coeficientul de reflexie al undei directe, iar  $\beta_{12}$  – constanta de propagare.

Cu ajutorul metodei prezentate a fost realizat în MATLAB un program pentru calculul produselor de intermodulație de ordinul III în cazul unei linii de transmisiune neliniare, pentru oricare regim de funcționare (Anexa 3). În figura 2.11 sunt prezentate curbele de variație ale nivelului produselor de intermodulație de ordinul III în funcție de lungime, pentru o linie de transmisiune neliniară cu lungimea maximă de 35 cm, ( $k=1,26 \cdot 10^{-7}$ ,  $p=1,5$ ), alimentată cu două semnale cu puterea de 20 W fiecare și la frecvențele de 935 MHz și respectiv, 960 MHz. Comparativ, în figură sunt prezentate și valorile experimentale obținute în urma măsurării unei linii de transmisiune neliniare cu lungimea cuprinsă între 25 și 35 cm.

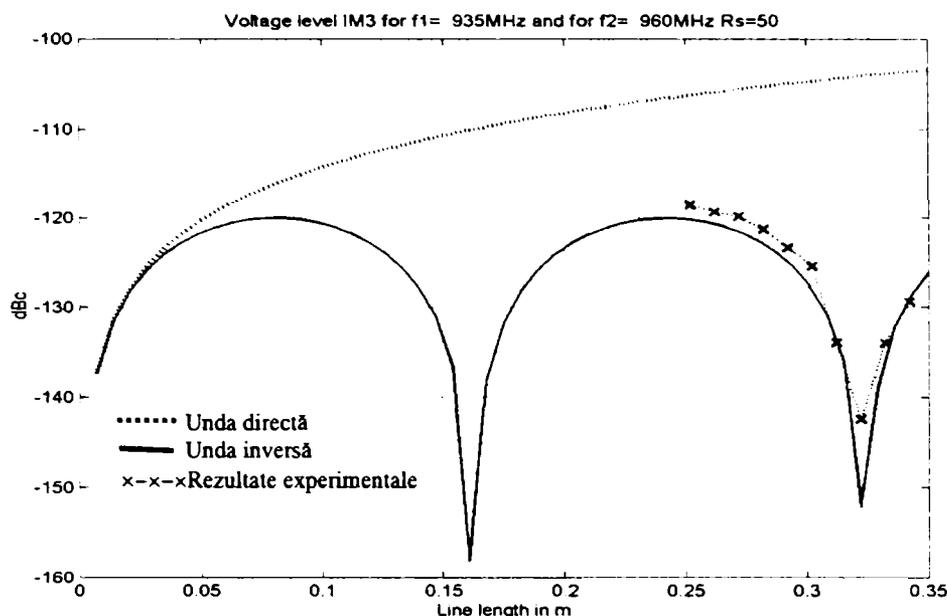


Fig. 2.11 Nivelul undei directe și inverse în funcție de lungime.

În figura 2.12 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 2.4 sunt prezentate comparativ valorile teoretice și valorile experimentale ale produsului de intermodulație de ordinul III măsurat la intrarea în linie, 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.

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.

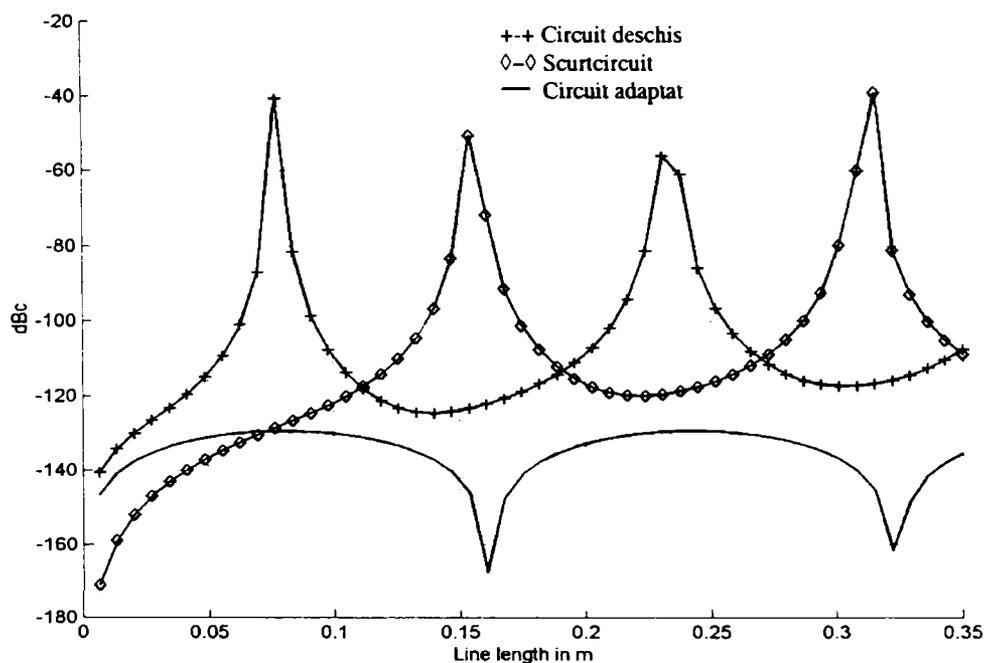


Fig. 2.12. Nivelul IM3 în funcție de lungimea liniei de transmisiune.

Tabelul 2.4 Valorile teoretice și experimentale ale IM3  
( $P_{in}=3\text{ W}$ ,  $f_1=935\text{ MHz}$ ,  $f_2=960\text{ MHz}$ ,  $l=10\text{ cm}$ )

Caracterul sarcinii	Date experimentale	Date teoretice
	dBc	dBc
Circuit în gol	-109	-109
Scurtcircuit	-116	-120
Circuit adaptat	-134	-131

Diferența ce apare la regimul de lucru în scurtcircuit se datorează faptului că la conectarea dispozitivului de scurtcircuit se produce practic o alungire a liniei de transmisiune cu circa 1 cm.

Dacă pentru unda inversă, datorită fenomenelor de recombinație a fazei produselor de intermodulație este posibilă o reducere a nivelului acestora pentru anumite lungimi ale liniei de transmisiune, 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 pentru alte dispozitive neliniare.

### **2.10. Prezentarea unui nou model matematic al neliniarității sistemelor pasive**

Prin urmare, dacă neliniaritățile nu sunt prea mari, într-o primă aproximație se poate considera că sensibilitatea (vezi relația (1)), în afara unei constante, depinde liniar de modulul semnalului, de puterea acestuia și de viteza de variație a semnalului sau a puterii acestuia cu observația că poate exista și un termen care conduce la micșorarea neliniarității o dată cu creșterea nivelului semnalului (distorsiune de tip trecere prin zero):

$$a(x) = a_0 + a_1|x| + a_2x^2 + a_3\left|\frac{dx}{dt}\right| + a_4\frac{dx^2}{dt} + a_5\frac{1}{1+a_6|x|} \quad (2.89)$$

Trebuie observat că utilizarea modulelor în relația (2.89) transformă funcția de transfer într-o funcție pară. În cazul considerat, pe baza observațiilor de la paragraful 1.3, rezultă că expresia neliniarității exprimată printr-o aproximație polinomială, pentru o frecvență dată, poate fi pusă în forma:

$$n(x) = a_1|x| + a_2x^2 + a_3\left|\frac{dx}{dt}\right| + a_4\frac{dx^2}{dt} + a_5\frac{1}{1+a_6|x|} \cong a_{12}|x|^\lambda \quad (2.90)$$

Prin urmare, folosirea puterilor neîntregi ( $\lambda$ ), apare ca o consecință a unei aproximări care, în anumite condiții, necesită mai puțini parametri și care poate fi pusă mai ușor în evidență din punct de vedere practic. Este evident că pentru o frecvență dată, termenii corespunzători vitezei de variație a semnalului și a puterii acestuia pot fi cuprinși în

parametrii de neliniaritate fără evidențierea frecvenței. Această metodă de aproximare, bazată pe folosirea puterilor neîntregi a fost folosită în lucrările [3, 4, 5].

Dacă se consideră că semnalul de intrare este sinusoidal de forma:  $x(t) = A \cos \omega t$ , neliniaritatea de la ieșire sistemului va fi:

$$y_n(t) = A^2 \left[ a_1 |\cos \omega t| + a_2 A \cos^2 \omega t + a_3 \omega |\sin \omega t| + 2a_4 \omega A \sin \omega t \cdot \cos \omega t + \frac{a_5}{1 + a_6 A |\cos \omega t|} \right] \cdot \cos \omega t \quad (2.91)$$

În tabelul 2.5 sunt prezentate primele trei componente armonice ale spectrelor normate pentru funcțiile:  $|\cos \omega t| \cdot \cos \omega t$ ,  $|\sin \omega t| \cdot \cos \omega t$ ,  $(\cos^2 \omega t) \cdot \cos \omega t$ ,  $\sin \omega t \cdot \cos^2 \omega t$  și  $\frac{\cos \omega t}{1 + |\cos \omega t|}$ .

Tabelul 2.5. Componente armonice ale spectrelor normate

Funcția	$ A_1 $	$ A_3 $	$ A_5 $
$ \cos x  \cdot \cos x$	0,85	0,17	0,025
$ \sin x  \cdot \cos x$	0,425	0,255	0,06
$(\cos^2 x) \cdot \cos x$	0,75	0,245	-
$\sin x \cdot \cos^2 x$	0,245	0,245	-
$\frac{\cos x}{1 +  \cos x }$	0,55	0,083	0,02

Este evident că aceste componente armonice vor fi cu ponderile date de coeficienții de mai sus și de asemenea, ele se pot combina cu faze diferite, ceea ce s-ar putea să conducă la o micșorare suplimentară a nivelului acestora.

În cazul bi-ton, semnalul de intrare este de forma:  $x(t) = A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)$ ; pentru un produs de intermodulație de ordinul III, vom avea expresia:

$$y_3(t) = A^2 \left\{ a_1 \cdot p_1 \cdot \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1] + a_2 \cdot A \cdot p_2 \cdot \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_2] + a_3 \cdot \omega_m \cdot p_3 \cdot \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_3] + 2a_4 \cdot A \cdot \omega_m \cdot p_4 \cdot \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_4] + \frac{a_5}{a_6 A} p_5 \cdot \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_5] \right\} \quad (2.92)$$

unde:  $p_1, p_2, p_3, p_4$  și  $p_5$ , respectiv,  $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$  și  $\varphi_5$ , reprezintă ponderile / fazele inițiale ale produselor de intermodulație ale celor cinci termeni, iar  $\omega_m$  – o valoare medie a pulsației. În tabelul 2.6 sunt prezentate valorile normate pentru produsele de intermodulație de ordinul III -  $|A_{21}|$  și de ordinul V -  $|A_{32}|$ , pentru fiecare dintre termenii ce intervin în relația (2.92). Și în acest caz, produsele de intermodulație vor fi cu ponderile date de coeficienți dezvoltării și de asemenea, ele se pot combina cu faze diferite, ceea ce s-ar putea să conducă la o micșorare suplimentară a nivelului produselor de intermodulație. Se constată, totuși, că un nivel important poate să furnizeze produsul de intermodulație provenit din dependența în funcție de putere, urmat de produsul de intermodulație provenit din dependența în funcție de

amplitudine, care are și cea mai mare contribuție în produsul de intermodulație de ordinul V. Oricum, este de așteptat ca produsul de intermodulație de ordinul V să fie cu peste 25 dB mai mic decât produsul de intermodulație de ordinul III.

Tabelul 2.6. Componente ale produselor de intermodulație de ordinul III și V

Funcția	$ A_{21} $	$ A_{32} $
$ \cos x  \cdot \cos x$	0,06	0,01
$ \sin x  \cdot \cos x$	0,03	0,004
$(\cos^2 x) \cdot \cos x$	0,15	
$\sin x \cdot \cos^2 x$	0,05	
$\frac{\cos x}{1 +  \cos x }$	0,01	0,002

Pe baza relației (2.92), tensiunea corespunzătoare produsului de intermodulație de ordinul III este de forma:

$$U_3 = kU_1 \left[ U_1^2 (b_3 + b_4 \omega) + U_1 (b_1 + b_2 \omega) + b_5 \right] \quad (2.93)$$

unde:  $k$  este o constantă de proporționalitate care depinde de lungime, iar  $b_i$  – coeficienți proveniți din constantele și fazele componentelor respective din relația (2.92).

În concluzie, tensiunea corespunzătoare produselor de intermodulație de ordinul trei poate fi aproximată printr-un polinom de ordinul III, dependent și de frecvență.

### 2.11. Deducerea parametrilor de nelinearitate pe baza rezultatelor experimentale

În tabelul 2.7 sunt prezentate rezultatele experimentale pentru produsele de intermodulație de ordinul III, obținute pentru o linie de transmisiune neliniară cu lungimea de 9,2 cm; cu ajutorul metodei celor mai mici pătrate se poate identifica polinomul de ordinul III care să aproximeze cel mai bine distribuția experimentală.

Tabelul 2.7. Valorile amplitudinii purtătoarei și produsului de intermodulație de ordinul III

U1[V]	U3[V]	
	900 MHz	1800 MHz
22.36068	*	1.48E-05
19.92898	5.06E-05	1.07E-05
17.76172	3.89E-05	8.03E-06
15.83015	2.98E-05	5.88E-06
14.10864	2.26E-05	4.36E-06
12.57433	1.62E-05	3.02E-06
11.20689	1.23E-05	2.29E-06
9.988149	9.65E-06	1.7E-06
8.901947	7.07E-06	1.13E-06
7.933869	5.18E-06	8.4E-07
7.071068	3.84E-06	5.68E-07
6.302096	3.05E-06	4.31E-07
5.616749	2.14E-06	3.05E-07
5.005933	1.53E-06	2.24E-07

Pentru identificarea coeficienților polinoamelor de ordinul III care aproximează această distribuție de puncte, pe baza metodei celor mai mici pătrate, s-a folosit un program MATLAB (funcția: polyfit), cu observația că s-a introdus și punctul de coordonate (0,0), obținându-se următoarele valori (vezi Anexa 5):

$$U_3(900\text{MHz})/l = 10^{-9} \cdot (0,065 \cdot U_1^3 + 6,196 \cdot U_1^2 - 26,924 \cdot U_1 + 11,087) \quad (2.94)$$

$$U_3(1800\text{MHz})/l = 10^{-9} \cdot (0,03 \cdot U_1^3 + 0,796 \cdot U_1^2 - 4,566 \cdot U_1 + 1,38) \quad (2.95)$$

Pe baza relațiilor (2.94) și (2.95), se pot face următoarele observații:

1. Identificarea coeficienților s-a făcut pentru două frecvențe diferite: 900 și 1800 MHz, considerându-se că nivelul produselor de intermodulație este direct proporțional cu lungimea liniei de transmisiune.
2. Termenul liber din relațiile (2.94) și (2.95) s-ar putea să fie datorat zgomotului ambiental și de instrumentație.
3. Componenta de ordinul I, care reprezintă o distorsiune de tip trecere prin zero, este specifică caracteristicii de primă magnetizare.

În aceste condiții, expresia (2.92) devine:

$$\begin{aligned} y_3(t) = & aA^2 \{ a_1 \cdot p_1 \cdot \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1] + a_2 \cdot A \cdot p_2 \cdot \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_2] + \\ & + a_5 \cdot \frac{1}{A} \cdot p_5 \cdot \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_5] + a_3 \cdot \omega_m \cdot p_3 \cdot \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_3] \\ & + 2a_4 \cdot A \cdot \omega_m \cdot p_4 \cdot \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_4] \} + U_{zg} \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_{zg}] \end{aligned} \quad (2.96)$$

cu amplitudinea normalată la lungime:

$$\begin{aligned} U_3/l = & U_1^3 \cdot a_3 + U_1^2 \cdot a_2 + U_1 \cdot a_1 + a_0 = \\ = & U_1^3 \cdot (b_1 + b_2 \cdot \omega) + U_1^2 \cdot (b_3 + b_4 \cdot \omega) + U_1 \cdot (b_5 + b_6 \cdot \omega) + a_0 \end{aligned} \quad (2.97)$$

Relația (2.97) indică faptul că, dacă dispunem de rezultate experimentale pentru două frecvențe diferite se pot determina coeficienții  $b_i$  prin formarea sistemelor de ecuații:

$$\begin{aligned} b_1 + b_2 \cdot \omega_1 &= a_3(\omega_1) \\ b_1 + b_2 \cdot \omega_2 &= a_3(\omega_{21}) \end{aligned} \quad (2.98.a)$$

$$\begin{aligned} b_3 + b_4 \cdot \omega_1 &= a_2(\omega_1) \\ b_3 + b_4 \cdot \omega_2 &= a_2(\omega_{21}) \end{aligned} \quad (2.98.b)$$

$$\begin{aligned} b_5 + b_6 \cdot \omega_1 &= a_1(\omega_1) \\ b_5 + b_6 \cdot \omega_2 &= a_1(\omega_{21}) \end{aligned} \quad (2.98.c)$$

Rezolvând sistemele de ecuații (2.98) se obține:

$$\begin{aligned} U_3/l = & 10^{-9} \cdot [U_1^3 \cdot (0,086 - 0,000028 \cdot \omega) + \\ & + U_1^2 \cdot (12,08 - 0,0064 \cdot \omega) - U_1 \cdot (46,83 - 0,025 \cdot \omega) - 15,42] \end{aligned} \quad (2.99)$$

În figurile 2.13 și 2.14 sunt reprezentate: curbele experimentale, curbele obținute pe baza ecuațiilor (2.94)/(2.95) și respectiv, curbele obținute pe baza relației (2.99) pentru linia cu lungimea de 9,2 cm, la frecvențele de 900 MHz și 1800 MHz.

Modelul propus în acest caz pentru caracterizarea produselor de intermodulație are la bază fenomenele fizice de care depinde neliniaritatea liniilor de transmisiune și permite determinarea dependenței acestora în funcție de diferite mărimi specifice semnalelor transmise, ca amplitudine, putere, frecvență etc.

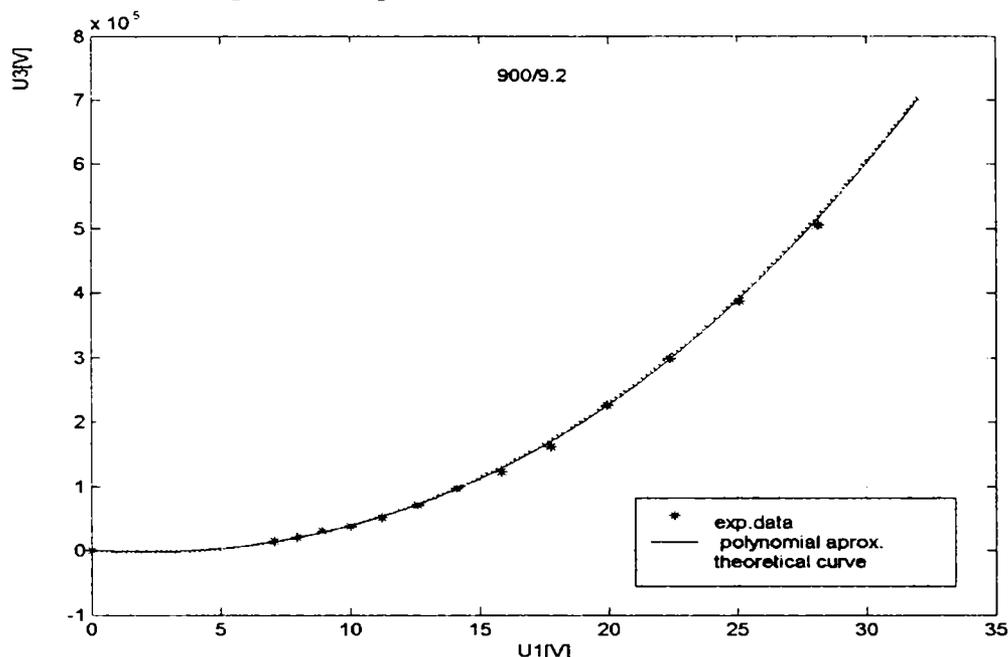


Fig. 2.13. Curbele de variație ale tensiunii produsului de intermodulație de ordinul III în funcție de nivelul tensiunii de intrare (900MHz/9,2 cm)

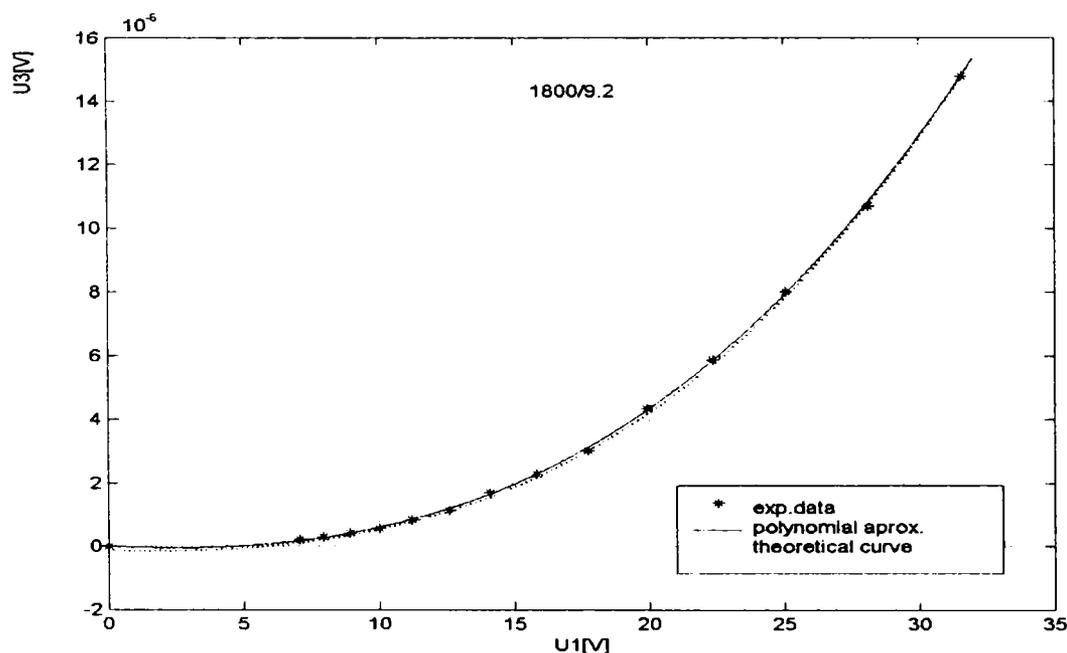


Fig. 2.14. Curbele de variație ale tensiunii produsului de intermodulație de ordinul III în funcție de nivelul tensiunii de intrare (1800 MHz/9,2 cm)

Metoda propusă de determinare a parametrilor de neliniaritate poate fi extinsă și pentru studiul altor produse de intermodulație și poate fi aplicată pentru orice tip de sistem neliniar.

Din analiza diagramelor prezentate se constată o foarte bună concordanță între rezultatele teoretice și cele experimentale.

Relațiile anterioare sunt deduse fără a se ține seama de fenomenele de propagare și sunt valabile pentru unda directă pentru lungimi nu prea mari (cazul în care se poate aproxima exponențiala  $\exp(-x)$  cu  $1-x$ ).

### **2.12. Deducerea expresiei tensiunii produselor de intermodulație de ordinul III pentru unda directă și unda inversă**

Dacă se ține seama de fenomenele de propagare, procedând analog ca în paragraful 2.5, neliniaritatea generată de primul tronson corespunzătoare produsului de intermodulație de ordinul III, va avea expresia:

$$u_{31} = \frac{1}{n} \left[ U_1^3 \cdot (b_1 + b_2 \cdot \omega) + U_1^2 \cdot (b_3 + b_4 \cdot \omega) + U_1 \cdot (b_5 + b_6 \cdot \omega) + a \right] \cos(2\omega_1 - \omega_2)t \quad (2.100)$$

Pentru cel de-al doilea tronson, intervin fenomenele de propagare pentru semnalul bi-ton - atenuarea și întârzierea - astfel încât, tensiunea generată în cel de-al doilea tronson va avea expresia:

$$u_{32} = \frac{1}{n} \left[ U_1^3 \cdot (b_1 + b_2 \cdot \omega) \exp\left[-3 \frac{\alpha_{med} l}{n}\right] + U_1^2 \cdot (b_3 + b_4 \cdot \omega) \exp\left[-2 \frac{\alpha_{med} l}{n}\right] + U_1 \cdot (b_5 + b_6 \cdot \omega) \exp\left[-\frac{\alpha_{med} l}{n}\right] \right] \times \cos\left[(2\omega_1 - \omega_2)t - (2\beta_1 - \beta_2) \frac{l}{n}\right] \quad (2.101)$$

unde  $\alpha_{med}$  este valoarea medie a constantelor de atenuare pentru cele două semnale.

Pentru tronsonul  $k$ , tensiunea generată va fi:

$$u_{3k} = \frac{1}{n} \left[ U_1^3 \cdot (b_1 + b_2 \cdot \omega) \exp\left[-3(k-1) \frac{\alpha_{med} l}{n}\right] + U_1^2 \cdot (b_3 + b_4 \cdot \omega) \exp\left[-2(k-1) \frac{\alpha_{med} l}{n}\right] + U_1 \cdot (b_5 + b_6 \cdot \omega) \exp\left[-(k-1) \frac{\alpha_{med} l}{n}\right] \right] \times \cos\left[(2\omega_1 - \omega_2)t - (2\beta_1 - \beta_2)(k-1) \frac{l}{n}\right] \quad (2.102)$$

Și în acest caz, dacă se trece în complex, pentru  $n \rightarrow \infty$ , suma undelor generate în tronsoane se transformă în integrală, obținându-se:

$$U_3 = \left[ U_1^3 \cdot (b_1 + b_2 \cdot \omega) \frac{\exp(-\alpha_{12} l) [1 - \exp(-3\alpha_{med} + \alpha_{12}) l]}{3\alpha_{med} - \alpha_{12}} + U_1^2 \cdot (b_3 + b_4 \cdot \omega) \frac{\exp(-\alpha_{12} l) [1 - \exp(-2\alpha_{med} + \alpha_{12}) l]}{2\alpha_{med} - \alpha_{12}} + U_1 \cdot (b_5 + b_6 \cdot \omega) \frac{\exp(-\alpha_{12} l) [1 - \exp(-\alpha_{med} + \alpha_{12}) l]}{\alpha_{med} - \alpha_{12}} \right] \cdot \exp j(-\beta_{12} l) \quad (2.103)$$

Dacă considerăm că  $\alpha_{med} \cong \alpha$ , se poate scrie:

$$\begin{aligned}
 U_3 = & \left[ U_1^3 \cdot (b_1 + b_2 \cdot \omega) \frac{\exp(-\alpha_{12}l) [1 - \exp(-2\alpha_{12}l)]}{2\alpha_{12}} + \right. \\
 & + U_1^2 \cdot (b_3 + b_4 \cdot \omega) \frac{\exp(-\alpha_{12}l) [1 - \exp(-\alpha_{12}l)]}{\alpha_{12}} - \\
 & \left. - U_1 \cdot (b_5 + b_6 \cdot \omega) \exp(-\alpha_{12}l) \right] \cdot \exp j(-\beta_{12}l)
 \end{aligned} \tag{2.104}$$

În mod analog, pentru unda inversă se obține:

$$\begin{aligned}
 U_3 = & \left[ U_1^3 \cdot (b_1 + b_2 \cdot \omega) \frac{[1 - \exp(-3\alpha_{med} - \alpha_{12} - 2j\beta_{12})l]}{3\alpha_{med} + \alpha_{12} + 2j\beta_{12}} + \right. \\
 & + U_1^2 \cdot (b_3 + b_4 \cdot \omega) \frac{[1 - \exp(-2\alpha_{med} - \alpha_{12} - 2j\beta_{12})l]}{2\alpha_{med} + \alpha_{12} + 2j\beta_{12}} - \\
 & \left. - U_1 \cdot (b_5 + b_6 \cdot \omega) \frac{[1 - \exp(-\alpha_{med} - \alpha_{12} - 2j\beta_{12})l]}{\alpha_{med} + \alpha_{12} + 2j\beta_{12}} \right]
 \end{aligned} \tag{2.105}$$

Dacă se consideră că  $\alpha_{med} \cong \alpha$ , rezultă:

$$\begin{aligned}
 U_3 = & \left[ U_1^3 \cdot (b_1 + b_2 \cdot \omega) \frac{[1 - \exp(-4\alpha_{12} - 2j\beta_{12})l]}{4\alpha_{12} + 2j\beta_{12}} + \right. \\
 & + U_1^2 \cdot (b_3 + b_4 \cdot \omega) \frac{[1 - \exp(-3\alpha_{12} - 2j\beta_{12})l]}{3\alpha_{12} + 2j\beta_{12}} - \\
 & \left. - U_1 \cdot (b_5 + b_6 \cdot \omega) \frac{[1 - \exp(-2\alpha_{12} - 2j\beta_{12})l]}{2\alpha_{12} + 2j\beta_{12}} \right]
 \end{aligned} \tag{2.106}$$

Expresiile (2.104) și (2.106) au un caracter general fiind valabile pentru orice frecvență; din punct de vedere practic, dacă sunt cunoscuți parametrii  $\alpha$  și  $\beta$  (sau parametrii lineici), lungimea liniei și de asemenea, coeficienții de neliniaritate  $b_i$ , expresiile de mai sus permit determinarea tensiunii corespunzătoare produselor de intermodulație de ordinul III pentru unda directă și unda inversă, în funcție de tensiunile purtătoarelor, pentru orice frecvență. Dacă cele două purtătoare au niveluri diferite sau pentru regimurile de neadaptare, este necesar să se folosească relația (2.89), iar tratarea se va face prin metode numerice. În aceste cazuri, uneori este mai practic să se folosească modelul  $K-\lambda$ .

În capitolul 5 sunt prezentate o serie de rezultate experimentale ce folosesc modelele propuse în acest capitol, fie pentru determinarea parametrilor de neliniaritate, fie pentru a fi comparate cu valorile teoretice.

## CAPITOLUL 3

**NELINIARITATEA AMPLIFICATOARELOR****3.1. Generalități**

În cadrul acestui capitol se dezvoltă o aplicație a modului de tratare a neliniarității unui sistem, prezentat în capitolul 2, pe baza funcției modul.

Deoarece amplificatoarele, prin construcție, sunt realizate cu dispozitive neliniare, pentru linearizarea acestora există o serie de metode, dintre care cele mai des utilizate, în afara alegerii corespunzătoare a componentelor, sunt: alegerea corespunzătoare a punctului static de funcționare și a regimului de funcționare, precum și utilizarea reacției. Chiar dacă la realizarea unui amplificator se folosesc o serie de metode privind liniarizarea caracteristicii acestuia, în condițiile în care se cere să fie utilizat cu o eficiență maximă, adică pentru o putere maximă la ieșire, apare o limitare datorată valorii finite a energiei sursei de alimentare, de obicei, prin limitarea tensiunii maxime de ieșire.

Dacă se ia în considerare acest ultim aspect, rezultă că amplificatoarele prezintă o caracteristică de tip saturație, adică o aplatizare a caracteristicii de ieșire la niveluri mari ale semnalului de intrare. Această limitare a semnalului de ieșire conduce la apariția unor distorsiuni de neliniaritate, inclusiv a produselor de intermodulație în cazul semnalelor complexe. Neliniarități suplimentare pot să apară și prin efectul produs prin demodularea semnalelor de radiofrecvență în etajele de intrare ale amplificatoarelor. Efectul este datorat detecției semnalelor de RF care produce o componentă continuă sau de joasă frecvență ce conduce la intrarea în saturație a etajului de intrare [FI1].

Considerând un amplificator, fără ”memorie”, cu o caracteristică de transfer ”aproape liniară”, între puterea de ieșire  $P_2$  și puterea de intrare  $P_1$  există relația (exprimată în dBm):

$$P_2[\text{dBm}] = G[\text{dB}] + P_1[\text{dBm}] \quad (3.1)$$

unde  $G$  reprezintă câștigul amplificatorului în dB. Din relația de mai sus se constată că forma caracteristicii de transfer este o dreaptă, având panta egală cu unitatea.

Dacă se reprezintă experimental dependența amplificării în funcție de puterea semnalului aplicat la intrare, la niveluri mici și pentru un amplificator liniar, aceasta este o dreaptă orizontală; cu toate acestea, la creșterea semnalului de intrare, din cauza saturației, scade valoarea amplificării și se vorbește despre *compresia câștigului amplificatorului* [GU1]. Experimental s-a constatat că forma caracteristicii de compresie a câștigului amplificatorului depinde de spectrul de frecvențe al semnalului aplicat la intrare. Deoarece pentru valori mari ale semnalului de intrare, caracteristica de transfer își micșorează panta (fig. 3.1), se definește *puterea de ieșire la 1dB compresie*, ca fiind puterea maximă de ieșire a amplificatorului corespunzătoare unei diferențe de 1 dB față de caracteristica ideală [BA1].

Explicația fizică a fenomenului constă în faptul că în zona de saturație, din cauza valorii finite a surselor de alimentare, apar distorsiuni, ceea ce face ca puterea de ieșire să crească mai încet decât puterea de intrare.

Pentru regimurile neliniare apar și produse de intermodulație; astfel, pentru două semnale de intrare cu frecvențele  $f_1$  și  $f_2$ , apar la ieșire componente spectrale cu frecvențele:  $nf_1 \pm mf_2$ . Luând în considerare doar componenta de intermodulație de ordinul III cu frecvența  $2f_1 - f_2$ , teoretic dependența puterii acesteia în funcție de puterea de intrare va fi o dreaptă având panta egală cu trei (fig. 3.1). Punctul M de intersecție a celor două drepte se definește ca fiind *punctul de intercepție de ordinul III* (engl. - the third order interception point sau TOI, respectiv IP3) [BA1]. Acest punct virtual poate fi considerat ca o "cifra de merit" a amplificatorului și în cazul amplificatoarelor cu mai multe etaje, el poate fi folosit ca și "cifra de merit" utilizată în cazul calculului zgomotului în funcție de temperatură [DU1].

Din punct de vedere practic se constată că IP3 nu este suficient pentru a caracteriza "re-creșterea spectrului" (engl. - spectrum regrowth), adică lărgirea spectrului de frecvențe în cazul unor semnale complexe în special când nivelul produselor de intermodulație de ordinul V este de nivel ridicat [WU1]. Similar cu punctul de intercepție de ordinul III, se poate defini și punctul de intercepție de ordinul V - IP5 (fig.3.1).

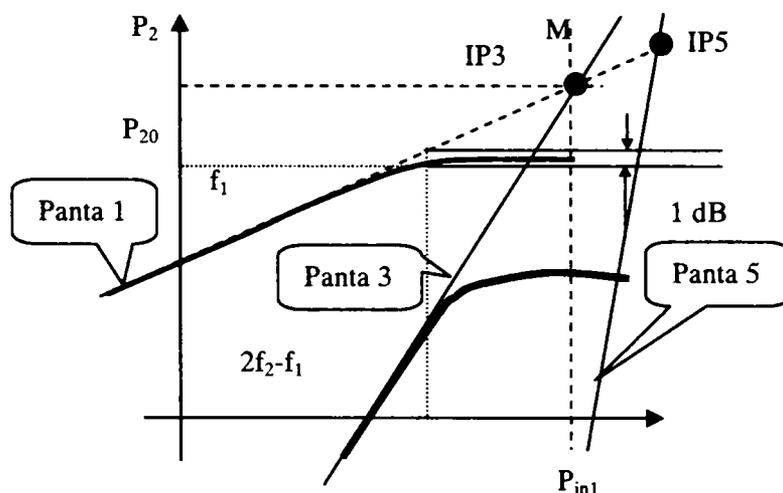


Fig. 3.1. Caracteristicile de transfer ale unui amplificator.

Ca urmare a dezvoltării unor noi aplicații, în special cele legate de telecomunicațiile mobile, a apărut necesitatea de a caracteriza amplificatoarele prin noi parametri care să permită o mai bună cunoaștere a performanțelor acestora [DE6]. În continuare vor fi prezentate succint câteva dintre noile caracteristici ale amplificatoarelor cerute de dezvoltarea sistemelor de telecomunicații din ultima perioadă.

Astfel, în figura 3.2 sunt prezentate trei dintre diagramele pe baza cărora se stabilesc anumiți parametri ai amplificatoarelor.

Raportul puterii din canalul adiacent (ACPR – Adjacent-Channel Power Ratio) este raportul dintre puterea totală integrată din canalele adiacente și puterea semnalului din banda utilizată (fig. 3.2.a):

$$ACPR = \frac{P_{D1} + P_{D2}}{P_S} \quad (3.2)$$

Raportul putere- zgomot (NPR – Noise Power Ratio) este raportul dintre distorsiunile produse în banda de frecvențe utilă și densitatea spectrală a semnalului util când spectrul zgomotului corespunzător benzii utile este îndepărtat (fig. 3.2.b).

Raportul de intermodulație multi-ton (M-IMR- Multitone Intermodulation Ratio) este raportul dintre puterea uneia dintre componentele utile și cea mai mare putere corespunzătoare uneia dintre distorsiunile de ieșire (fig. 3.2.c).

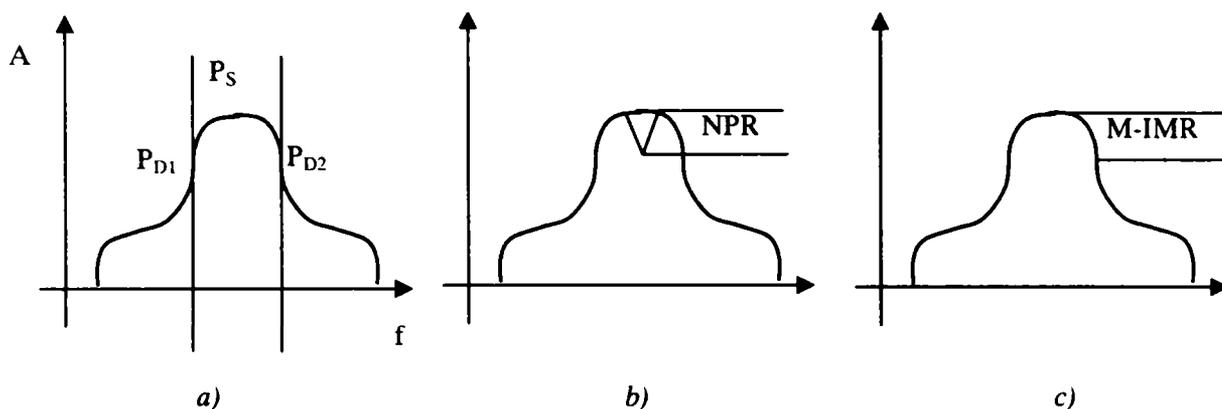


Fig. 3.2. Explicativă pentru definiția unor parametri.

Primul și ultimul raport derivă din metoda bi-ton de măsurare a distorsiunilor, în timp ce cel de-al doilea raport este diferit, deoarece își propune să evalueze direct distorsiunile din banda utilă. Întrucât aceste distorsiuni sunt mascate de componentele utile, acestea se elimină cu ajutorul unui filtru de tip “notch”.

Pornind de la dezvoltarea în serie Taylor a caracteristicii neliniare a amplificatorului, se stabilește că pentru metoda de testare bi-ton se obține [DE6]:

$$IMR[\text{dBc}] = 2(IP3[\text{dBm}] - P_{\text{estotala}}[\text{dBm}]) + 6\text{dBc} \quad (3.3)$$

$$ACPR[\text{dBc}] = IMR[\text{dBc}] + 10\lg\left(\frac{n^3}{\frac{4}{3}n^3 - n^2 - \frac{4}{3}n + \varepsilon}\right) \quad (3.4)$$

unde  $n$  este numărul de tonuri, iar  $\varepsilon = \text{rest}(n/2)$ .

$$M - IMR[\text{dBc}] = IMR[\text{dBc}] - 6 + 10\lg\left(\frac{n^2}{(n-1)^2 - \frac{n-1}{2} - \frac{\varepsilon_1}{2}}\right) \quad (3.5)$$

unde  $\varepsilon = \text{rest}((n+1)/2)$ .

$$NPR[\text{dBc}] = IMR[\text{dBc}] - 6 + 10\lg\left(\frac{n^2}{(n-b-2)^2 + (b-1)^2 - \frac{n-3}{2} + c}\right) \quad (3.6)$$

unde  $b$  reprezintă numărul corespunzător componentei rejectate din componentele multiton, iar  $c$ , o corecție ce depinde de  $n$  și de  $b$ .

Raportul de putere propriu canalului (CCPR, Co-Channel Power Ratio) se definește, evident pentru cazul multi-ton, ca fiind raportul dintre puterea totală a distorsiunilor din banda considerată și puterea totală a semnalului util; este asemănător NPR cu diferența că măsurarea se face în prezența componentei spectrale considerate; formula obținută în acest

caz, este asemănătoare cu cea de mai sus cu diferența că se folosește un alt termen de corecție. Evident că testul CCPR este mult mai sever decât testul NPR. Dacă numărul de componente spectrale,  $n$  tinde la infinit, diferența dintre CCPR și NPR este de circa 6 dB.

Merită a fi prezentate și câteva observații legate de măsurarea distorsiunilor produse de neliniaritățile amplificatoarelor după [DU1].

Armonicile superioare generate din cauza neliniarității pot fi eliminate prin filtrare. De exemplu, pentru GSM, Institutul de Standardizare pentru Telecomunicații din Europa, în Recomandarea GSM 05.05, stabilește ca armonicile de ordinul II și III să nu depășească  $-35$  dBc și respectiv  $-45$  dBc.

Punctul de intercepție de ordinul III caracterizează neliniaritatea unui amplificator și reprezintă o cifră de merit care poate fi folosită în cazul conectării amplificatoarelor în cascadă similar ca în cazul zgomotului. Puterea la 1dB compresie nu poate caracteriza complet neliniaritatea deoarece modul în care se produce saturația este diferit; astfel, în cazul tranzistoarelor LDMOS, saturația este lentă, în timp ce pentru tranzistoarele bipolare, este abruptă și de asemenea, depinde de clasa de funcționare a dispozitivelor (A, B). De asemenea, în practică, se constată o dependență a produselor de intermodulație de ordinul III de diferența de frecvență dintre cele două purtătoare deoarece caracteristica de transfer depinde de frecvență. O altă sursă care accentuează neliniaritatea, constă în apariția frecvențelor foarte joase:  $f_1-f_2$  etc., care pot modifica polarizarea circuitelor electronice.

În articolul citat se face observația că în practica măsurărilor, presupunerea că pentru produsele de intermodulație de ordinul III panta este egală cu 3, este mai mult sau mai puțin adevărată și recomandă efectuarea mai multor măsurări și determinarea unei drepte optime pentru aceasta.

Referitor la amplificatoare, pe care le vom considera ca sisteme electronice fără memorie, este important de precizat că ele pot prezenta două tipuri de neliniarități, caracteristicile de transfer corespunzătoare fiind reprezentate în figura 3.3; astfel, caracteristica neliniară reprezentată în figura 3.3.a reprezintă o neliniaritate de tip "trecere prin zero", specifică dispozitivelor cu prag. O asemenea caracteristică apare, de exemplu, la amplificatoarele în clasă B la care nu s-a realizat prepolarizarea tranzistoarelor finale.

Neliniaritatea prezentată în figura 3.3.b este specifică "saturației", adică fenomenului ce semnifică limitarea nivelului semnalului de ieșire la creșterea semnalului de intrare, de regulă, datorită valorilor limitate ale surselor de alimentare. De multe ori, la amplificatoare, pot fi prezente ambele tipuri de neliniarități. Suplimentar, prezența unor tensiuni continue în cadrul etajelor, care modifică punctele statice de funcționare pot conduce la apariția unor neliniarități suplimentare, de regulă de tip asimetric, care pot genera și componente armonice pare.

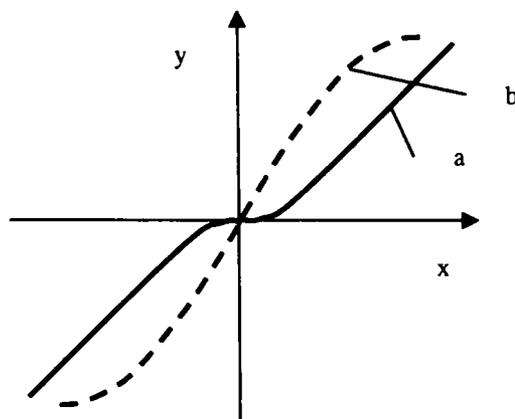


Fig. 3.3. Tipuri de neliniarități ale amplificatoarelor.

În regim staționar, cele două tipuri de neliniarități sunt tratate cu ajutorul dezvoltărilor polinomiale [BA2]; în cazul în care amplificatorul generează numai componente armonice impare, se poate scrie:

$$y = a_1 x + a_3 x^3 + \dots \quad (3.7)$$

unde:  $x$  este semnalul aplicat la intrarea amplificatorului,  $y$  – semnalul de ieșire,  $a_1$  și  $a_3$  – coeficienți ai dezvoltării polinomiale (dezvoltarea în serie Taylor), primul coeficient având semnificația de amplificare / câștig, iar cel de-al doilea - un parametru ce caracterizează neliniaritatea de ordinul III (de obicei, este îndeplinită condiția:  $a_1 \gg a_3$ ).

Neliniaritatea dată prin relația (3.7) poate fi considerată ca provenind din modificarea sensibilității; dacă este produsă printr-un fenomen de saturație, provine dintr-o expresie de forma:

$$y = \frac{k}{1 + a \cdot x^2} x \quad (3.8)$$

iar în cazul în care neliniaritatea este de tip “trecere prin zero”, ea provine dintr-o expresie de tipul:

$$y = \frac{k}{1 + \frac{b}{x^2}} x \quad (3.9)$$

unde:  $k$  reprezintă amplificarea, iar  $a$  și  $b$  sunt constante ce caracterizează neliniaritatea. Aceste expresii permit o mai bună explicare a fenomenului de saturație prin descreșterea amplificării la niveluri mari ale semnalului de intrare (3.8), respectiv, distorsiunile de trecere prin zero, prin descreșterea amplificării la niveluri mici ale semnalului de intrare (3.9). Merită menționat că în ambele cazuri, descreșterea amplificării depinde de puterea semnalului de intrare și nu de amplitudinea acestuia.

### **3.2. Aproximarea neliniarității caracteristicii de transfer cu ajutorul “modulului”**

În continuare va fi prezentat un nou model matematic de aproximare a neliniarității caracteristicii de transfer a amplificatoarelor bazat pe funcția “modul” [IG7]. Așa cum s-a menționat în relațiile (3.8) și (3.9) termenii de neliniaritate erau proporționali cu puterea semnalului de intrare; pentru noul model, neliniaritatea este proporțională cu amplitudinea semnalului, ipoteză mult mai apropiată de fenomenul fizic real.

Bazat pe aceste ipoteză, în cazul neliniarității de tip saturație, expresia (3.8) se va scrie în forma:

$$y = \frac{k}{1 + a \cdot |x|} x \quad (3.10)$$

Se constată că această aproximare este mai corectă din punct de vedere matematic decât (3.8) deoarece dacă semnalul de intrare,  $x \rightarrow \pm\infty$ , semnalul de ieșire tinde spre o valoare

finită și nu spre zero (într-adevăr, pentru un amplificator cu o caracteristică de tip saturație, la creșterea semnalului de intrare de formă sinusoidală, semnalul de ieșire tinde spre un semnal dreptunghiular).

Dacă amplificatorul prezintă ambele tipuri de neliniarități, funcția de transfer devine:

$$y = \frac{k}{1 + \frac{b}{|x|} + a \cdot |x|} x \quad (3.11)$$

În relațiile de mai sus  $k$  reprezintă practic sensibilitatea sistemului și poate fi: amplificare sau atenuare,  $a$  și  $b$  caracterizează neliniaritățile sistemului și determină nivelul distorsiunilor de neliniaritate sau a produselor de intermodulație din semnalul de ieșire. Desigur, pentru cele două variante, și anume în ipoteza că neliniaritatea este proporțională cu puterea semnalului de intrare, respectiv cu amplitudinea acestuia, se obțin rezultate diferite; dacă prima variantă, ce conține puterea reprezentată prin  $x^2$ , poate fi justificată printr-o dezvoltare matematică în serie Taylor, cea de-a doua variantă, ce conține amplitudinea  $|x|$ , aproximează mai bine caracteristica de saturație pentru  $x \rightarrow \infty$ . Probabil că ultima variantă, cea în care intervine funcția modul, nu a fost abordată în literatura de specialitate deoarece nu exista un suport matematic adecvat pentru dezvoltarea acestuia.

Cu ajutorul relațiilor prezentate mai sus și beneficiind de mijloacele moderne de calcul, există posibilitatea de determinare a distorsiunilor de neliniaritate și a produselor de intermodulație de ordin superior, ca și alte caracteristici ale sistemelor neliniare și în primul rând, ale amplificatoarelor.

### **3.3. Corelația între eficiența maximă a unui amplificator și punctul de intercepție de ordinul III [IG7]**

Datorită neliniarității amplificatoarelor, apar componente armonice superioare, precum și produse de intermodulație; pentru componentele armonice sau produsele de intermodulație de ordinul III, relația dintre puterea de intrare a semnalului și puterea acestora este o dreaptă cu panta egală cu 3 dacă neliniaritatea este proporțională cu puterea, sau cu 2 - dacă neliniaritatea este proporțională cu amplitudinea semnalului de intrare. Așa cum s-a definit în paragraful 3.1, cele două caracteristici ideale, corespunzătoare puterii componentei fundamentale și puterii componentelor armonice de ordinul III, se intersectează într-un punct virtual numit punctul de intercepție de ordinul III.

Pentru a stabili o corelație între puterea de ieșire la 1dB compresie și punctul de intercepție de ordinul III, se pot scrie ecuațiile celor două drepte; astfel, pentru puterea fundamentalei avem:

$$P_2[1 \text{ dB}] + 1 \text{ dB} = P_{10}[\text{dBm}] + 20 \log k \quad (3.12)$$

unde:  $P_2[1 \text{ dB}]$  reprezintă puterea reală a semnalului de la ieșirerea amplificatorului,  $P_{10}$  este puterea semnalului corespunzător aplicat la intrare, iar  $k$  este câștigul liniar al amplificatorului.

Pe de altă parte, ecuațiile celor două caracteristici ideale pentru componenta fundamentală și componenta armonică de ordinul III, se pot scrie în forma:

$$P_2 = P_1 + 20 \cdot \lg k \quad (3.13)$$

$$P_3 - P_{30} = \operatorname{tg}(\alpha_3) \cdot (P_1 - P_{10}) \quad (3.14)$$

unde:  $P_3$  este puterea de ieșire pentru componenta armonică de ordinul III,  $P_{30}$  - puterea de ieșire pentru componenta armonică de ordinul III dacă puterea semnalului aplicat la intrare este  $P_{10}$ , iar  $\operatorname{tg}(\alpha_3)$  este panta corespunzătoare produsă de neliniaritate.

Punctul de intercepție de ordinul III este soluția sistemului de ecuații (3.14):

$$P_{TOI} = \frac{P_{30} - \operatorname{tg}(\alpha_3) \cdot [P_2(1 \text{ dBm}) + 1 \text{ dBm}]}{1 - \operatorname{tg}(\alpha_3)} \quad (3.15)$$

Pentru a stabili relația dintre puterea semnalului de intrare și puterea corespunzătoare a componentei armonice de ordinul III, trebuie să se considere modul de aproximare a neliniarității; astfel, dacă se consideră că semnalul de intrare este de forma:

$$x(t) = A \cdot \sin(\omega_1 t) + A \cdot \sin(\omega_2 t) \quad (3.16)$$

pentru aproximarea “clasică”, bazată pe dezvoltarea în serie Taylor, neliniaritatea este proporțională cu puterea semnalului aplicat la intrare și deci, se poate scrie:

$$\begin{aligned} y &= \frac{k}{1 + a \cdot x^2} x = k \cdot x - ka \cdot x^3 + \dots \cong \\ &\cong k \cdot A(\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t) - ka \cdot A^3(\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t)^3 = \\ &= k \left( A - \frac{9a}{4} A^3 \right) \sin \omega_1 t + k \left( A - \frac{9a}{4} A^3 \right) \sin \omega_2 t + \frac{ka}{4} A(\sin 3\omega_1 t + \sin 3\omega_2 t) - \\ &- \frac{3ka}{4} A^3 [\sin(2\omega_1 - \omega_2)t + \sin(2\omega_2 - \omega_1)t] + \\ &+ \frac{3ka}{4} A [\sin(2\omega_1 + \omega_2)t + \sin(2\omega_2 + \omega_1)t] \end{aligned} \quad (3.17)$$

În continuare se va considera numai componenta fundamentală și produsul de intermodulație de ordinul III:

$$\begin{aligned} y &= y_1 + y_3 = \\ &= k \left( A - \frac{9a}{4} A^3 \right) \sin \omega_1 t + k \left( A - \frac{9a}{4} A^3 \right) \sin \omega_2 t - \\ &- \frac{3ka}{4} A^3 [\sin(2\omega_1 - \omega_2)t + \sin(2\omega_2 - \omega_1)t] + \end{aligned} \quad (3.18)$$

În relația (3.18), dacă amplitudinea tensiunii este în volți, iar  $R$  este rezistența de sarcină, rezultă că puterea de ieșire corespunzătoare la o compresie de 1 dB va fi:

$$\begin{aligned}
 P_{20}[\text{dBm}] &= 10 \lg \frac{\left[ kA \left( 1 - \frac{9aA^2}{4} \right) \right]^2}{2 \cdot R \cdot 10^{-3}} = \\
 &= 10 \lg \frac{(kA)^2}{2 \cdot R \cdot 10^{-3}} - 1 \text{ dBm}
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

Din relația (3.19), rezultă:

$$20 \lg \left( 1 - \frac{9aA^2}{4} \right) = -1 \text{ dBm} \tag{3.20}$$

de unde se obține un parametru ce poate să caracterizeze neliniaritatea:

$$C_0 = aA^2 = 0,048 \tag{3.21}$$

Din relația (3.21) se poate determina direct coeficientul de neliniaritate  $a$  numai în funcție de puterea semnalului aplicat la intrare corespunzătoare unei puteri de ieșire la 1 dB compresie, fără efectuarea altor măsurări.

Este posibil, de asemenea, să se determine poziția punctului de intercepție de ordinul III definit prin intersecția dintre prelungirea caracteristicii de transfer a fundamentalei  $P_2=f(P_1)$  și caracteristica de transfer a componentei armonice de ordinul III,  $P_3=f(P_1)$ .

Corespunzător acestei puteri a fundamentalei, la ieșire se va regăsi și componenta armonică de ordinul III care va avea puterea:

$$\begin{aligned}
 P_{30}[\text{dBm}] &= 10 \lg \frac{\left( \frac{3kaA^3}{4} \right)^2}{2 \cdot R \cdot 10^3} = P_2[1 \text{ dB}] + 1 \text{ dB} + 20 \lg \left( \frac{3aA^2}{4} \right) = \\
 &= P_2[1 \text{ dB}] - 27 \text{ dB}
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Dacă se ține seama de relația (3.15), punctul de intercepție de ordinul III va fi:

$$P_{TOI} = P_2[1 \text{ dBm}] + 15 \text{ dBm} \tag{3.23}$$

În continuare se va considera că neliniaritatea depinde de modulul semnalului aplicat la intrare; în acest caz se poate scrie:

$$\begin{aligned}
 y &= \frac{k}{1 + a \cdot |x|} x = k \cdot x - ka \cdot x \cdot |x| + \dots \cong \\
 &= k \cdot A(\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t) + \\
 &\quad - ka \cdot A^2(\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t) \cdot |\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t|
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

Ultimul factor al expresiei (3.24) poate fi dezvoltat astfel:

$$\begin{aligned}
 z &= |\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t| = \\
 &= 2 \cdot \left| \sin \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \right| \cdot \left| \cos \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} \right| \approx \\
 &\approx 2 \cdot \left\{ \frac{4}{\pi^2} - \frac{8}{3\pi^2} (\cos(\omega_1 + \omega_2)t - \cos(\omega_1 - \omega_2)t) - \right. \\
 &\quad \left. - \frac{8}{15\pi^2} [\cos 2(\omega_1 + \omega_2)t + \cos 2(\omega_1 - \omega_2)t] \right\} = \\
 &= \frac{8}{\pi^2} - \frac{16}{3\pi^2} [\cos(\omega_1 + \omega_2)t - \cos(\omega_1 - \omega_2)t] - \\
 &\quad - \frac{16}{15\pi^2} [\cos 2(\omega_1 + \omega_2)t + \cos 2(\omega_1 - \omega_2)t]
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

de unde se va lua în considerare numai componenta fundamentală și produsul de intermodulație de ordinul III:

$$\begin{aligned}
 y &= y_1 + y_3 = k \cdot A \left\{ (\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t) \times \left( 1 - \frac{8a \cdot A}{\pi^2} - \frac{16a \cdot A}{3\pi^2} \right) - \right. \\
 &\quad \left. - \left( \frac{8a \cdot A}{3\pi^2} - \frac{8a \cdot A}{15\pi^2} \right) [\sin(2\omega_1 - \omega_2)t + \sin(2\omega_2 - \omega_1)t] \right\} = \\
 &= kA \cdot \left( 1 - \frac{40a \cdot A^2}{3\pi^2} \right) (\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t) - \\
 &\quad - \frac{32ka \cdot A^2}{15\pi^2} [\sin(2\omega_1 - \omega_2)t + \sin(2\omega_2 - \omega_1)t]
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

În relația (3.26), dacă amplitudinea tensiunii aplicată la intrare este în volți, iar  $R$  este rezistența de sarcină, rezultă că puterea de ieșire corespunzătoare unei compresii de 1 dB va fi:

$$P_{20}[\text{dBm}] = 10 \lg \frac{\left[ kA \left( 1 - \frac{40aA}{3\pi^2} \right) \right]^2}{2 \cdot R \cdot 10^{-3}} = 10 \lg \frac{(kA)^2}{2 \cdot R \cdot 10^{-3}} - 1 \text{ dBm} \tag{3.27}$$

Din relația (3.27), rezultă:

$$20 \lg \left( 1 - \frac{40aA}{3\pi^2} \right) = -1 \text{ dBm} \tag{3.28}$$

de unde se obține un parametru ce poate să caracterizeze neliniaritatea pentru cazul când neliniaritatea este proporțională cu modulul semnalului:

$$C'_0 = aA \approx 0,0804 \tag{3.29}$$

Din relația (3.29) se poate determina direct coeficientul de neliniaritate  $a$  numai în funcție de amplitudinea semnalului aplicat la intrare corespunzătoare unei puteri de ieșire la 1 dB compresie, fără efectuarea altor măsurări.

Corespunzător acestei puteri a fundamentalei, la ieșire se va regăsi și componenta armonică de ordinul III care va avea puterea:

$$P_{30}[\text{dBm}] = 10 \lg \left( \frac{48kaA^2}{15\pi^2} \right)^2 = P_2[1 \text{ dBm}] + 1 \text{ dBm} +$$

$$+ 20 \lg \left( \frac{40aA}{15\pi^2} \right) = P_2[1 \text{ dBm}] - 32 \text{ dBm} \quad (3.30)$$

Dacă se ține seama de relația (3.15), punctul de intercepție de ordinul III va fi:

$$P_{TOI} = P_2[1 \text{ dBm}] + 34 \text{ dBm} \quad (3.31)$$

### **3.4. Concluzii**

Așa cum era de așteptat, cele două premize referitoare la dependența neliniarității de putere sau de amplitudine, au condus la rezultate diferite.

Merită a fi comparate rezultatele obținute cu datele prezentate în literatura de specialitate; astfel, în tabelul 3.1 sunt prezentate câteva date referitoare la unele amplificatoare de înaltă frecvență extrase din reclamele firmelor producătoare (caracteristicile sunt preluate din revista *Microwave Journal*, March 2000, vol. 43, no.3):

Din tabel se observă că diferența dintre puterea corespunzătoare punctului de intercepție de ordinul III și puterea corespunzătoare la 1 dB compresie depășește, de regulă, valoarea de 15 dB, obținută în cazul considerării neliniarității proporționale cu puterea, însă este inferioară valorii de 34 dB, corespunzătoare proporționalității cu modulul semnalului. Valoarea obținută cu vechiul model, bazat pe dependența neliniarității de putere, trebuie privit ca o limită inferioară, în timp ce valoarea obținută pentru noul model, bazat pe funcția modul, trebuie privit ca o limită superioară.

Trebuie să se țină seama și de faptul că relațiile (3.23) și (3.31) reprezintă estimări corespunzătoare unei prime aproximații deoarece:

- în relația (3.17) și (3.24) nu s-au considerat și termenii de ordin superior;
- nu s-a ținut seama și de contribuția perturbațiilor de nivel scăzut (ca în relația (3.11));

Rezultate mai bune s-ar fi obținut dacă s-ar fi luat în considerare și termenii de ordin superior. Bazat pe noul model matematic, dacă se folosește tehnica de calcul, este posibil să se obțină caracteristici suplimentare privind neliniaritatea sistemelor fără memorie, caracteristici care să aproximeze mai bine performanțele reale ale acestora.

În concluzie, în cazul amplificatoarelor reale, panta corespunzătoare produselor de intermodulație de ordinul III este cuprinsă între 2 și 3, de unde rezultă necesitatea determinării experimentale a acesteia. Valoarea obținută pentru punctul de intercepție de ordinul III pe baza noului model matematic trebuie considerată ca o limită superioară ce poate fi atinsă. De asemenea, din cele de mai sus rezultă că un parametru important pentru amplificatoare, care permite efectuarea unei prime evaluări a performanțelor amplificatorului, îl reprezintă puterea de ieșire a amplificatorului la o compresie 1 dB, conform relațiilor (3.23) sau (3.31).

Noul model matematic propus, bazat pe considerarea modulului, permite stabilirea unei limite superioare pentru IP3, limită spre care trebuie să tindă proiectarea.

*Tabelul 3.1. Date referitoare la unele amplificatoare de înaltă frecvență (extrase din revista Microwave Journal, March 2000, vol. 43, no.3)*

<b>Model</b>	<b>Firma</b>	<b>Gama de frecvențe [MHz]</b>	<b>Puterea max. la 1 dBm compresie [dBm]</b>	<b>Puterea coresp. punctului de interc. IP3[dBm]</b>	<b>Diferența [dB]</b>
ERA-1	Mini-Circuits	cc-8000	11,7	26,0	14,3
ERA-4	Mini-Circuits	cc-4000	17,0	32,5	15,5
ERA-6	Mini-Circuits	cc-4000	18,5	36,5	18
AH11	Watkins-Johnson	250-3000	20(din diagrame)	36	16
AH11	Watkins-Johnson	250-3000	27(din tabel)	47	20
AH1	Watkins-Johnson	250-3000	17,5(din diagrame)	29	11,5
AH1	Watkins-Johnson	250-3000	21(din tabel)	41	20
AM1	Watkins-Johnson	250-3000	13(din diagrame)	26	13
AM1	Watkins-Johnson	250-3000	18(din tabel)	36	18
2 etaje MMIC	[LO4]		25	12	13

## CAPITOLUL 4

**METODE DE MĂSURARE A NELINIARITĂȚII LA FRECVENTE ÎNALTE****4.1. Generalități**

Măsurarea nivelului distorsiunilor de neliniaritate și al produselor de intermodulație la înaltă frecvență este o problemă deosebit de importantă în practică întrucât ea este implicată în gestionarea unei resurse naturale limitate care este spectrul de frecvențe. Aceste măsurări ridică o serie de probleme și datorită faptului că nivelul distorsiunilor de neliniaritate și al produselor de intermodulație este, de multe ori extrem de redus, comparabil cu nivelul zgomotului de fond. Faptul că literatura de specialitate îi consacră o serie de studii [JA1, PO2, RE1, RO1 etc], că există în continuare o serie de cercetări ce se întreprind în direcția perfecționării metodelor cunoscute și elaborării de noi metode de măsurare, se justifică, pe de o parte, prin faptul că este necesară creșterea sensibilității schemelor și metodelor de măsurare actuale, iar pe de altă parte, faptului că actualele metode de măsurare nu permit întotdeauna o caracterizare globală sau posibilitatea extinderii la caracterizarea globală a fenomenului. O altă problemă care stă în atenția specialiștilor o constituie asigurarea reproductibilității măsurărilor; realizarea succesivă a unor măsurări asupra acelorași eșantioane, așa numita metodă "round-robin", este un exemplu concludent în acest sens [JA1-4, RO1]. Măsurarea produselor de intermodulație la înaltă frecvență intră și în sfera de preocupări a *Comisiei de Electrotehnică Internațională (CEI)*, problemele specifice fiind monitorizate în cadrul grupului de lucru IEC – TC46, WG 6.

Având în vedere faptul că un sistem cu o caracteristică neliniară produce efecte oarecum diferite asupra semnalelor aplicate la intrare în funcție de componența spectrală a acestora, precum și natura diferită a aplicațiilor, au fost dezvoltate mai multe metode de măsurare care pot fi clasificate astfel:

- 1) *Metoda mono-ton* care permite determinarea distorsiunilor armonice neliniare; presupune ca măsurarea să se facă într-o bandă largă de frecvențe ( $f_0, 2f_0, 3f_0, 4f_0, \dots$ ); această metodă poate să prezinte importanță, de exemplu, pentru sistemele GSM dacă este prezentă armonica a II-a (pentru sistemul GSM - 900 MHz, componenta armonică de ordinul II este de 1800 MHz), însă pentru amplificatoarele de bandă îngustă nu prezintă prea mare importanță deoarece componentele armonice superioare cad în afara benzii de frecvențe utile a acestora.
- 2) *Metoda bi-ton*, cea mai des folosită în practică, permite determinarea componentelor de intermodulație de ordinul III și V sau de ordin superior (de forma  $2f_1 - f_2$ , respectiv,  $3f_1 - 2f_2$  etc.) și a punctelor de interceptie de diferite ordine; această metodă, conform standardelor, folosește ca semnal de intrare două semnale cu amplitudinile egale, deși nu întotdeauna în practică se respectă această ipoteză. Mai mult, dacă la intrarea sistemului neliniar, semnalele au același nivel, din cauza constantelor de atenuare diferite și respectiv, a condițiilor diferite de propagare, ele vor avea și niveluri diferite.

Prin convenție, la metodele bi-ton nivelurile de putere se referă la unul dintre semnalele de intrare și unul dintre produsele de intermodulație [AG1]. Dacă unul dintre semnale este cu mult mai mare decât celălalt în [GO1] se propune o diagramă prin care să se facă corecția pentru punctul de intercepție de ordinul III. Măsurarea se face aproximativ în aceeași bandă de frecvențe în care se găsesc frecvențele  $f_1$  și  $f_2$ , de regulă, în imediata vecinătate a acestora. La această metodă apar dificultăți legate de puritatea și însumarea celor două semnale aplicate la intrare, mai ales când este vorba de puteri mari. Inegalitatea celor două semnale de testare introduce o eroare suplimentară de măsurare.

- 3) *Metoda multi-ton* permite determinarea unor componente de intermodulație complexe; de exemplu, pentru un semnal format din trei "tonuri", se obțin produse de intermodulație de forma  $f_1 + f_2 - f_3$  sau alte combinații aflate în interiorul sau în apropierea benzii utile; în acest caz apar dificultăți mari legate de însumarea celor trei semnale.

Dacă numărul de componente spectrale crește spre infinit, se obține o bandă continuă de frecvențe; această metodă se folosește aplicând un zgomot alb, în banda de frecvențe considerată și determinând distribuția spectrului componentelor de intermodulație. Dacă sunt 3 purtătoare, produsul de intermodulație de ordinul 3 este cu 6 dB mai mare ca cel produs la metoda bi-ton [HA2]. Pentru mai mult de două purtătoare, în anumite condiții, produsele de intermodulație se pot suprapune peste semnalele utile. Metoda se folosește, de asemenea, la studiul subansamblelor neliniare ce sunt folosite în sistemele CDMA.

- 4) *Metoda semnalului modulată în amplitudine*, nemenționată direct în literatura de specialitate, se bazează pe faptul că un semnal modulată în amplitudine conține mai multe componente spectrale cu frecvențe relativ apropiate (de exemplu,  $f_0$  și  $f_0 \pm f_m$ , unde  $f_0$  este frecvența purtătoarei, iar  $f_m$  - frecvența semnalului modulator); pentru o neliniaritate de ordinul trei, aceste componente spectrale vor produce și componente spectrale cu frecvența  $f_0 \pm 2f_m$ , inexistentă în spectrul inițial și care pot reprezenta o măsură a neliniarității. Evident că în acest caz, nivelul semnalului de intermodulație va fi mai mic de  $m^2/4$ , unde  $m$  este coeficientul de modulație, adică cu ceva mai mult de - 12 dB, decât în cazul folosirii a două semnale cu amplitudinea egală, însă în acest caz se poate simplifica foarte mult procesul de măsurare și se elimină problemele de însumare a celor două semnale de la metoda bi-ton cu condiția ca modulația în amplitudine să fie liniară. În principiu, semnalul MA poate fi cu rest de purtătoare astfel încât toate componentele spectrale să fie egale, însă există o serie de dificultăți legate de realizarea unor modulatori liniari.

Pentru unele aplicații speciale, cum ar fi antenele, incintele ecranate etc., având în vedere faptul că apare efectul curenților peliculari, se poate folosi și metoda injecției de curent în combinație cu una dintre metodele specificate mai sus [BL1, \*1].

Deși principiul de măsurare este același, în literatura de specialitate se face distincție între măsurarea neliniarităților pentru dispozitivele pasive și respectiv, pentru dispozitivele active, din cauza faptului că la primele, efectul este mult mai redus și deci, schemele de măsurare trebuie să asigure sensibilități cu mult mai ridicate decât în cazul sistemelor active.

Problema depistării unor componente ce pot produce distorsiuni de intermodulație este deosebit de importantă pentru producători, dar și pentru utilizatori, astfel încât uneori se face un control de 100% asupra tuturor dispozitivelor ce sunt susceptibile de a genera produse de intermodulație [DE5].

#### **4.2. Metoda bi-ton**

Măsurarea produselor de intermodulație a componentelor pasive de circuit, inclusiv cel produse în liniile de transmisiune, prin metoda bi-ton, folosește două semnale cu frecvențele  $f_1$  și  $f_2$  care au o putere specificată, de regulă, 20 W [DE1, RE1]. Cele două

semnale trebuie să aibă același nivel și un conținut de armonici sau componente de intermodulație cu cel puțin 10 dB mai puțin decât cele așteptate a fi măsurate. Prin convenție, la metodele bi-ton nivelurile de putere se referă la unul dintre semnalele de intrare și unul dintre produsele de intermodulație [AG1, YI1].

Fazele inițiale ale celor două semnale, precum și condițiile de adaptare pentru fiecare frecvență în parte, inclusiv pentru frecvența produselor de intermodulație urmărite, pot afecta rezultatele obținute în procesul de măsurare [YI1].

Schema de principiu a unui echipament pentru măsurarea produselor de intermodulație, unda inversă – care se propagă spre generator, în care dispozitivul testat este privit ca un circuit uniport, este prezentată în figura 4.1 [RO1]; schema permite măsurarea unor produse de intermodulație având un nivel de  $-100$  dB sub purtătoare. Trebuie remarcat faptul că această schemă permite efectuarea măsurărilor atât pentru dispozitivele uniport cât

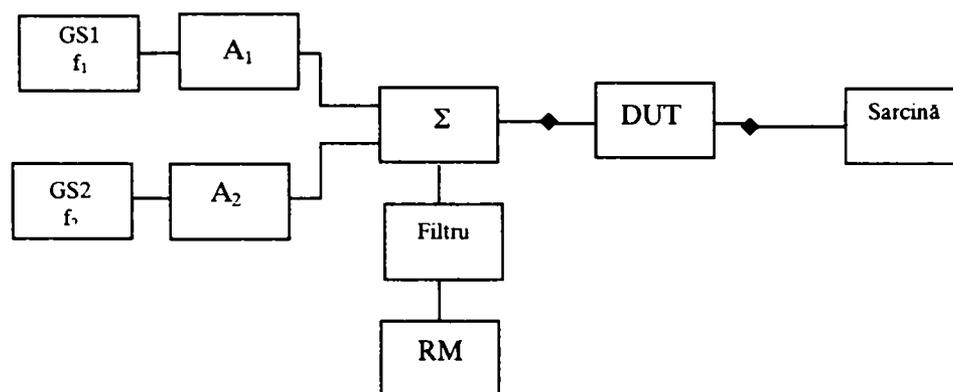


Fig. 4.1. Schema bloc a unui echipament pentru măsurarea produselor de intermodulație; unda inversă.

și dispozitivele multiport.

Cele două semnale cu frecvențele  $f_1$  și  $f_2$  sunt generate de două generatoare de semnal cu distorsiuni reduse, GS1 și GS2; după amplificare în amplificatoarele de putere  $A_1$  și  $A_2$ , cu caracteristici cât mai liniare, semnalele sunt aplicate unui dispozitiv de însumare  $\Sigma$ , de la ieșirea căruia se aplică dispozitivului care urmează a fi testat, DUT. Dispozitivul de însumare poate fi un circulator, o joncțiune hibridă, un cuplor sau filtru de rețea, cu condiția ca intermodulația produsă de acesta să fie mai mică decât nivelul măsurat cu cel puțin 10 dB. În cazul în care dispozitivul ce se testează este un diport, la ieșirea acestuia se conectează o sarcină adaptată.

Din circuitul sumator, cu ajutorul unui filtru corespunzător se extrag componentele de interes (fundamentalele, produsele de intermodulație, de ordinul III sau V etc.) și se aplică unui receptor de măsurare, RM. Schema este prevăzută suplimentar cu atenuatoare calibrate, dispozitive pentru măsurarea puterii etc.

O schemă de măsurare mai generală, care permite măsurarea produselor de intermodulație generate de sistemele neliniare, atât pentru unda directă, cât și pentru unda inversă, este prezentată în figura 4.2.

În acest caz, dispozitivul de testat trebuie să fie obligatoriu un cuadripol; în schemă se introduce suplimentar un circuit de adaptare CA, de unde se formează un al doilea canal de măsurare.

În [RO1] se precizează că schemele prezentate mai sus au fost folosite pentru măsurarea distorsiunilor de intermodulație la frecvențe de 900 și 1800 MHz, pentru elementele pasive de circuit, valorile măsurate fiind cuprinse între  $-90$  dBc și  $-153$  dBc, erorile ce apar în procesul de măsurare fiind de circa 2 dB, dar nu mai mari de 6,5 dB. Autorul a considerat că produsele de intermodulație sunt independente de frecvență, fapt

infirmită de practică [JA1]. De altfel, și în capitolul doi, pe baza modelelor matematice elaborate în cadrul tezei, cât și pe baza rezultatelor experimentale, s-a demonstrat dependența fenomenelor de frecvență.

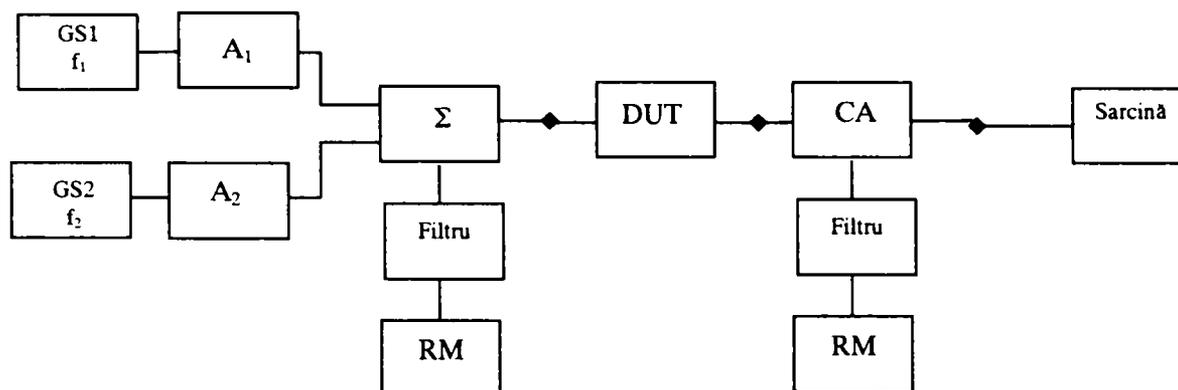


Fig. 4.2. Schema bloc a unui echipament pentru măsurarea produselor de intermodulație pentru unda directă și unda inversă.

Firma Summitek Instruments oferă echipamente de testare a componentelor pasive de circuit folosind metoda bi-ton, care au schema bloc prezentată în figura 4.3 [DE5, \*4]. Cele două semnale cu frecvențele  $f_1$  și  $f_2$  sunt generate de două sintetizoare de radio-frecvență, după care sunt aplicate, prin intermediul unor atenuatoare calibrate, la două amplificatoare de putere. De la ieșirea celor două amplificatoare, semnalul este aplicat unui combiner care are rolul de sumator, apoi printr-un diplexor de transmisie, unui port "1" la care se conectează intrarea dispozitivului ce urmează a fi testat. Acest prim diplexor are rolul de a extrage componenta corespunzătoare undei inverse generate de neliniaritate.

În cazul în care dispozitivul de testat este un cuadripol, ieșirea acestuia se conectează la portul "2" al echipamentului, de unde, prin cel de-al doilea diplexor de recepție, se conectează la rezistența de sarcină,  $R$ . Cel de-al doilea diplexor extrage componenta corespunzătoare undei directe.

Cele două ieșiri ale diplexoarelor corespunzătoare undei directe, respectiv, undei inverse, se pot aplica, prin intermediul unui comutator, unui analizor spectral sau unui receptor de măsurare.

Cele două porturi de conectare sunt plasate pe un panou conductor care are rolul unui ecran ce separă spațiul de măsurare de echipamentul de măsurare.

Principiul de funcționare al schemei, considerat de firmă, este următorul (vezi și figura 4.3). Se consideră că distanța electrică echivalentă, corespunzătoare cele două porturi este neglijabilă. La fiecare port vor rezulta câte două răspunsuri pentru componenta de intermodulație de ordinul III,  $IM3$ , câte unul de la conectoarele terminale și unul de la echipament. Dacă  $U_1$  este amplitudinea semnalului de frecvență  $f_1$  și  $U_2$  este amplitudinea semnalului de frecvență  $f_2$ , la portul "1" se poate scrie:

$$IM3_1 = A_1 \cdot \exp(2j\omega_1 t - j\omega_2 t) = A_1 \cdot \exp(j\omega_3 t), \quad (4.1)$$

iar la capătul "a" al cablului conectat la portul "1":

$$IM3_a = A_a \cdot \exp(2j\omega_1 t - j\omega_2 t) = A_a \cdot \exp(2j\omega_3 t). \quad (4.2)$$

unde  $A_1$  și  $A_a$  sunt amplitudinile corespunzătoare produselor de intermodulație de ordinul III.

Pentru simplificare se presupune că funcția de transfer a cablului este unitară (cablul nu are pierderi), însă el introduce o întârziere:

$$H(j\omega) = \exp(-jkl) \quad (4.3)$$

unde  $k$  este numărul de undă, iar  $l$  - lungimea cablului testat.

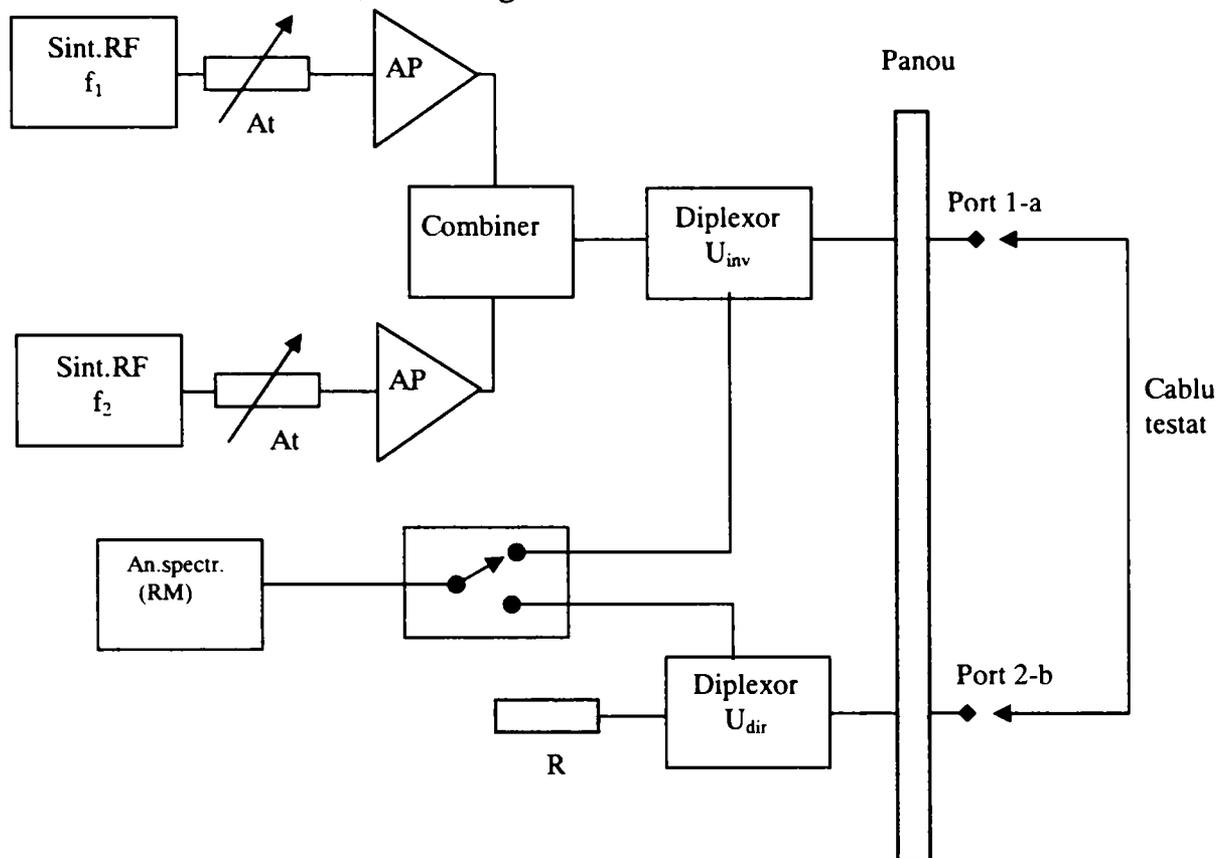


Fig. 4.3. Schema bloc a unui echipament pentru măsurarea produselor de intermodulație pentru unda directă și unda inversă produs de firma Summitek Instruments.

Ținând seama de cele de mai sus, similar, la portul "2" se poate scrie:

$$\begin{aligned} IM3_b &= A_b \cdot \exp[2j(\omega_1 t - k_1 l)] \cdot \exp j(\omega_2 t - k_2 l) = A_b \cdot \exp j(\omega_3 t - k_3 l) \\ IM3_2 &= A_2 \cdot \exp[2j(\omega_1 t - k_1 l)] \cdot \exp j(\omega_2 t - k_2 l) = A_2 \cdot \exp j(\omega_3 t - k_3 l) \end{aligned} \quad (4.4)$$

de unde rezultă:

$$\begin{aligned} IM3_{direct} &= H(j\omega)(IM3_a + IM3_1) + IM3_b + IM3_2 = \\ &= (A_1 + A_a + A_2 + A_b) \cdot \exp j(\omega_3 t - k_3 l) \end{aligned} \quad (4.5)$$

relație independentă de frecvență.

Asemănător, pentru unda inversă se obține:

$$\begin{aligned} IM3_{refl} &= H(j\omega)(IM3_b + IM3_2) + IM3_a + IM3_1 = \\ &= [(A_1 + A_a) + (A_2 + A_b) \cdot \exp(-2jk_3 l)] \cdot \exp j(\omega_3 t) \end{aligned} \quad (4.6)$$

În acest caz apare o schimbare de fază datorată combinării undelor provenite de la capătul "b" al cablului și de la portul "2" și prin urmare, răspunsul depinde de frecvență și/sau de lungimea electrică a cablului.

Echipamentul permite conectarea la tehnica de calcul, permițând astfel efectuarea unei serii de măsurări și prelucrări ale semnalelor, inclusiv testarea într-un interval de frecvențe.

Merită a fi menționate câteva observații făcute de specialiștii firmei *Summitek Instruments*:

- Răspunsul la cele două capete ale dispozitivului ce se testează nu este același din cauza fenomenelor de propagare;
- În relațiile anterioare o sursă de eroare provine de la faptul că s-a neglijat atenuarea cablului;
- Lungimea cablului este importantă, în special pentru unda inversă datorită fenomenelor de propagare;
- Conectoarele corespunzătoare celor două porturi lungesc cablul cu până la 3 cm și mai mult, produc la rândul lor produse de intermodulație;
- Pentru cablurile cu pierderi mici, unda directă de intermodulație este independentă de frecvență, în timp ce unda inversă produsă de intermodulație este dependentă de frecvență prin intermediul defazajului (de unde rezultă că măsurarea la o singură frecvență devine neconcludentă). O clarificare a acestor probleme s-a făcut în capitolul precedent unde, pe baza modelului matematic propus sunt explicate problemele referitoare la dependența cu frecvența și respectiv, cele referitoare la propagare.

Din punct de vedere practic, specialiștii firmei *Summitek Instruments* au constatat că prezența umezelei în cabluri conduce la creșterea nivelului produselor de intermodulație, probabil din cauza creșterii pierderilor și de asemenea, căldura produce modificarea inductivității prin modificarea permeabilității magnetice (prin apropierea de punctul Curie) și deci, modificarea nivelului produselor de intermodulație.

Cea mai complicată problemă a metodei de măsurare bi-ton rămâne aceea a însumării celor două semnale cu care se face testarea [W11]; unul dintre neajunsurile dispozitivelor de însumare constă în neliniaritatea acestora și deci, generarea unor produse de intermodulație suplimentare și pe de altă parte, insuficienta separare a celor două căi și deci, transmiterea spre amplificatoarele de putere a semnalelor provenite de la celălalt amplificator. Probleme asemănătoare apar și în cazul diplexoarelor. Pentru a diminua efectul acestor neajunsuri, cuplarea celor două semnale se poate face printr-un multi-cuplor cu șase cavități rezonante, iar diplexorul folosit poate fi un filtru interdigidigital cu factor de calitate ridicat [W11].

O altă problemă referitoare la metoda de măsurare bi-ton este cea impusă de cerința ca cele două semnale de testare să aibă același nivel, de regulă, o putere de 20 W; în cazul în care diferențele dintre cele două semnale sunt mici, erorile suplimentare ce apar sunt reduse. Dacă testele se fac cu semnale având aceeași amplitudine, în practică, unul dintre semnale este cu mult mai mare decât celălalt. Pentru acest caz, în [GO1] se propune o diagramă prin care să se facă corecția pentru produsele de intermodulație de ordinul III în funcție de diferențele de putere dintre cele două semnale.

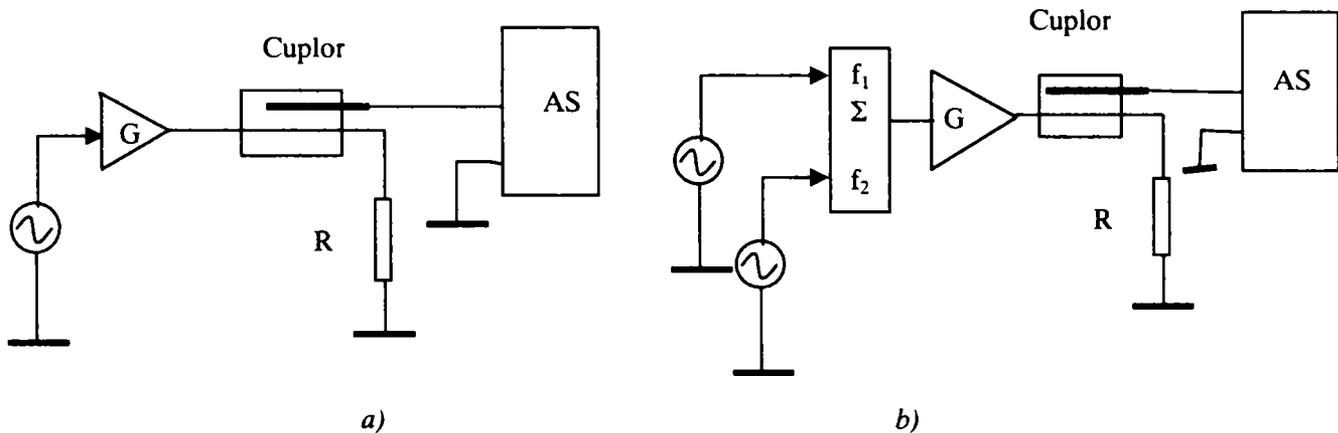
O serie de recomandări utile pentru metoda de măsurare bi-ton se fac în [NG1], dintre care pot fi citate:

- Între amplificatoarele de putere și circuitul de însumare se recomandă să se folosească un izolator pentru protejarea acestora la unda inversă;
- Folosirea unor filtre trece-bandă în punctele sensibile ale schemei, în special în partea de măsurare, elimină semnalele parazite;
- Diplexoarele de transmisie și de recepție asigură adaptarea diferitelor blocuri ce trebuie să fie conectate împreună și previn producerea unei intermodulații suplimentare.
- Folosirea unor filtre cu factor de calitate ridicat și a unor preamplificatoare cu zgomot redus împreună cu analizoarele spectrale permite obținerea unei game dinamice de circa 170 dB pentru semnale de  $2 \times 20$  W.

Rezultate tipice raportate în [NG1] sunt :

- zgomotul de fond: -125dBm
- gama dinamică pentru semnalul bi-ton,  $2 \times 20$  W (43 dBm): -168 dB
- gama dinamică cu preamplificator: -188 dBc
- valori pentru produsele de intermodulație de ordinul III obținute pentru conectori: -120 dBc
- valori pentru produsele de intermodulație de ordinul III obținute pentru filtre de înaltă frecvență și alte componente: -105-120dBc.

Pentru măsurarea neliniarității amplificatoarelor și a mărimilor ce caracterizează aceste neliniarități sunt utilizate scheme asemănătoare; de exemplu, în [BA1] se propune, pentru măsurarea puterii de ieșire la 1dB compresie, schema din figura 4.4.a, iar pentru determinarea punctului de intercepție de ordinul III, schema din figura 4.4.b.



a) Măsurarea puterii de ieșire la 1 dB compresie;  
b) Determinarea punctului de intercepție de ordinul III.

Evident că schemele de mai sus sunt scheme de principiu și ele permit determinarea parametrilor specificați pentru amplificatorul cu câștigul  $G$  pe cale grafică, în conformitatea cu definirea acestora. Ambele scheme necesită generatoare de semnal cu distorsiuni proprii cât mai reduse, un cuplor pentru conectarea analizorului spectral AS și rezistența de sarcină  $R$ , pe care lucrează amplificatorul. În cazul măsurării punctului de intercepție de ordinul III, în schemă se introduce și sumatorul  $\Sigma$ .

O schemă concretă de măsurare a caracteristicii de transfer a amplificatoarelor de putere folosind metoda bi-ton cu compensare este prezentată în figura 4.5. [VA1]. Schema conține două generatoare de semnal și un circuit sumator (nefigurată în schemă), de la ieșirea căruia semnalul se aplică, prin intermediul unui atenuator calibrat,  $A_{t1}$ , amplificatorului testat, A. De la ieșirea amplificatorului, semnalul poate fi aplicat prin intermediul unui comutator rezistenței de sarcină  $R$  sau unui modulator vectorial (Mod.Vect.). Modulatorul vectorial conține un atenuator variabil și un circuit de defazare variabil și are rolul de a modifica amplitudinea și faza fundamentalei și a produselor de intermodulație de ordinul III sau V astfel încât acestea să poată fi anulate de către semnalul de referință.

Semnalul de referință și semnalul de la ieșire pot fi convertite cu ajutorul unui oscilator local, OL, în semnale cu frecvența de circa 750 MHz, frecvența de lucru și a oscilatorului de referință, O. Analizorul de rețea AR, poate măsura parametrul  $S_{21}$  și prin aceasta se controlează amplitudinea și faza pentru fundamentală sau pentru produsele de intermodulație de ordinul III sau V.

Cu ajutorul watt-metrului cu două intrări, W și respectiv, a celor două analizoare spectrale,  $AS_1$  și  $AS_2$  se pot determina parametrii semnalelor de intrare, respectiv, de ieșire.

Având în vedere faptul că semnalele din zona de măsurare sunt de nivel scăzut, partea de frecvență joasă (750 MHz) se ecranează. Cele două divizoare de putere, D1 și D2, distribuie semnalele spre locul de utilizare. Cu ajutorul mixerelor M1 – M3, se asigură

schimbările de frecvențe necesare procesării, iar linia de întârziere  $L\hat{I}$ , produce o întârziere echivalentă întârzierii datorate parcurgerii traseului "intrare" -  $M1$ .

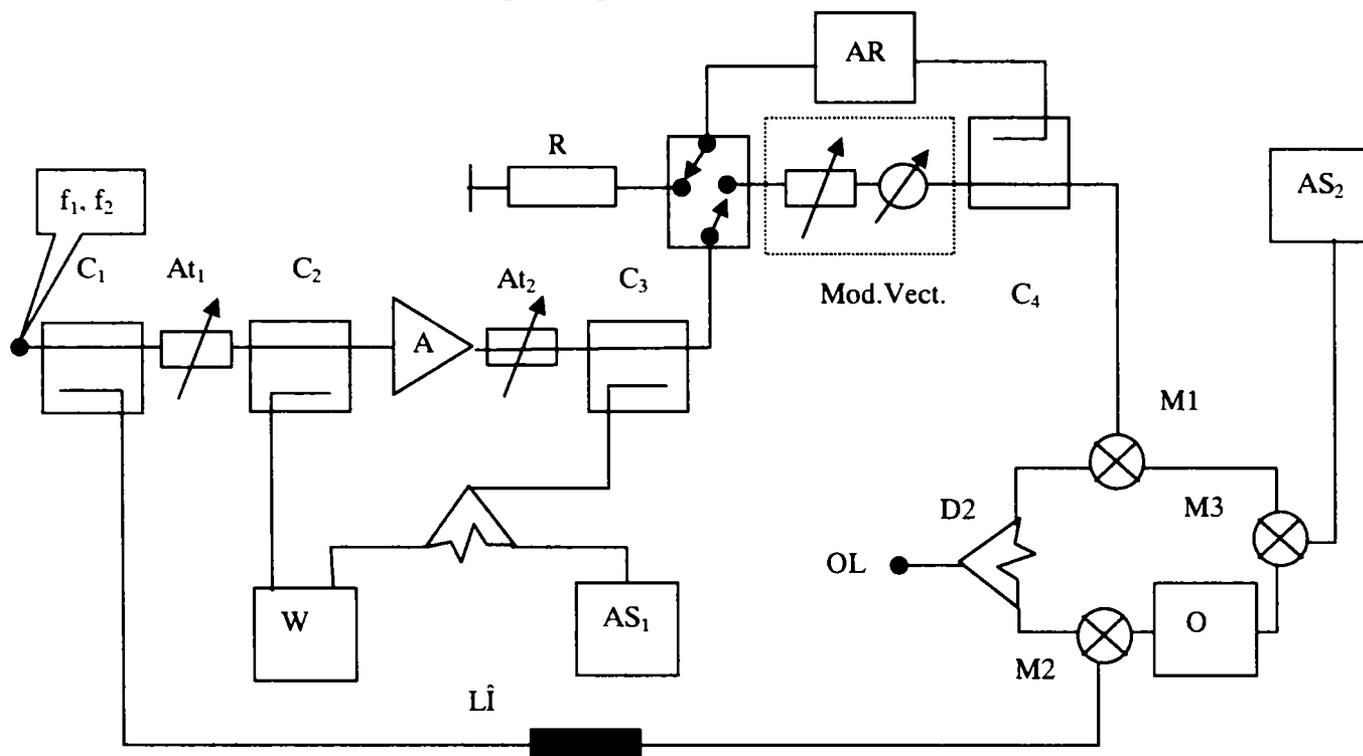


Fig. 4.5. Măsurarea caracteristicii de transfer a amplificatoarelor de putere.

Cu ajutorul acestui montaj s-au efectuat măsurări asupra unui amplificator având o putere de ieșire la 1 dB compresie de 500 W, aplicând la intrare semnale cu frecvențele de 2,37 și 2,46 GHz și s-a obținut o amplificare egală cu 44,5 dB. Schema permite determinarea modulului și fazei fundamentale și a componentelor armonice de ordinul III și V în funcție de puterea de intrare.

Scheme similare se găsesc în [DU1]. Pentru măsurarea distorsiunilor armonice este propusă schema din figura 4.6.

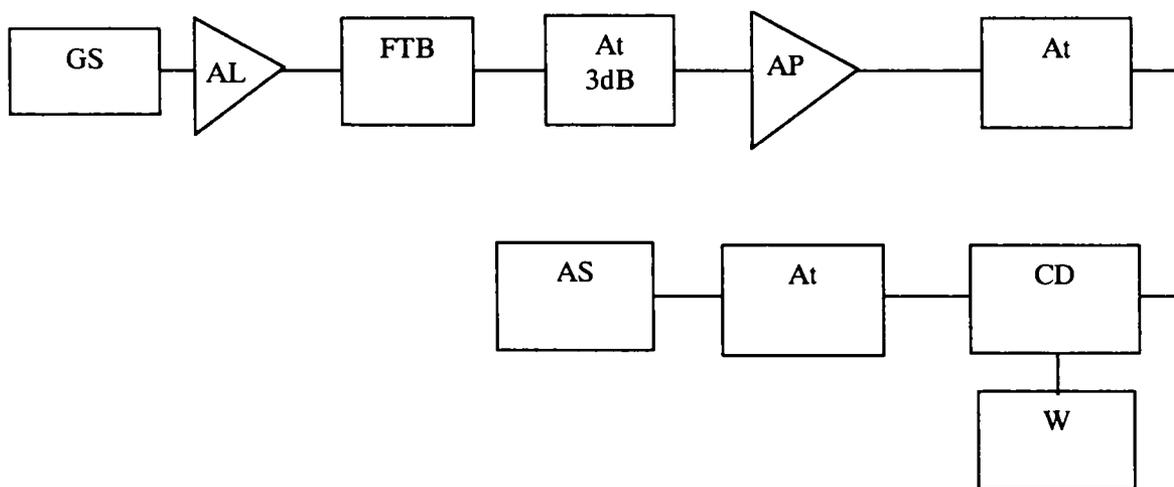


Fig.4.6. Schema bloc a echipamentului pentru măsurarea distorsiunilor armonice.

În schema de mai sus trebuie asigurată puritatea semnalului de intrare furnizat de către generatorul de semnal GS, motiv pentru care se introduce amplificatorul liniar AL și filtrul trece bandă FTB. În cadrul măsurărilor, o problemă deosebit de importantă este

adaptarea sarcinii astfel încât pierderile de retur să fie mai mici de 30 dB în întreaga gamă de frecvențe.

Atenuatoarele calibrate din schemă,  $A_t$ , sunt introduse pentru a putea asigura și verifica corectitudinea măsurărilor. Cuplorul direcțional CD permite cuplarea unui wattmetru,  $W$  și respectiv, a analizorului spectral,  $AS$ .

Pentru măsurarea produselor de intermodulație de ordinul III este propusă o schemă asemănătoare cu cea folosită la măsurările produselor de intermodulație de ordinul III la componentele pasive (fig. 4.7).

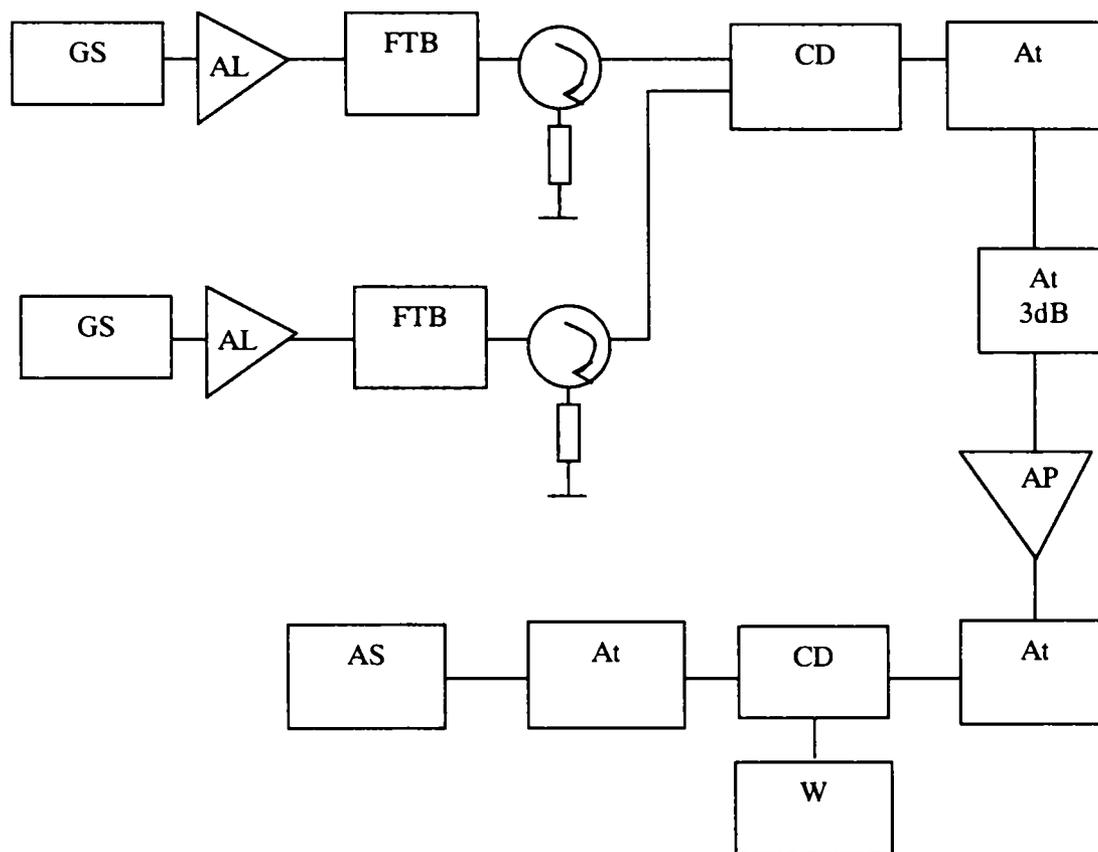


Fig. 4.7. Schema bloc a echipamentului pentru măsurarea produselor de intermodulație; metoda bi-ton.

Măsurări suplimentare trebuie să fie luate pentru ca cele două căi de semnal să nu se influențeze reciproc. Izolarea celor două căi de semnal se face cu ajutorul a două circuloare care se cuplează la ieșirea unui cuplor direcțional.

Și în acest caz trebuie asigurată puritatea semnalelor de intrare și o bună adaptare a sarcinii de la ieșirea amplificatorului testat.

În ambele cazuri, trebuie acordată o atenție deosebită modului în care se realizează măsurarea cu analizorul spectral care ar putea introduce erori comparabile cu valorile măsurate; pentru a evita introducerea erorilor proprii, se recomandă micșorarea semnalului de la intrarea acestuia cu ajutorul atenuatoarelor și verificarea păstrării raportului dintre componentele armonice și purtătoare.

La determinarea puterii de ieșire la 1dB compresie trebuie avut în vedere faptul că amplificatorul se poate încălzi, iar câștigul acestuia variază (de obicei scade) cu temperatura. Se recomandă ca măsurarea să se facă suficient de repede, printr-o singură baleiere, iar între măsurări să se asigure răcirea amplificatorului.

### 4.3. Metoda multi-ton

Deși metoda de măsurare bi-ton a caracteristicilor neliniare încă reprezintă metoda standard, se caută noi metode de măsurare care să fie mai apropiate față de condițiile normale de operare actuale. Metoda bi-ton de determinare a caracteristicilor de neliniaritate este destul de simplă însă nu poate să răspundă la determinarea unor caracteristici pentru sistemele de transmisiuni complexe de bandă largă. Mai mult, dacă se consideră că neliniaritatea provine dintr-o caracteristică de ordinul III, în conformitate cu teorema Volterra – Wiener, caracteristica de transfer poate fi complet determinată dacă se folosesc trei semnale de frecvențe diferite pentru testare; evident pentru caracteristici de ordin superior, este nevoie de un număr de semnale egal cu ordinul funcției de transfer [DE1].

Spre exemplificare, în cazul sistemelor de transmisie multi-canal apar probleme de intermodulație atât pentru transmisie cât și pentru recepție, motiv pentru care s-a trecut la elaborarea de noi norme și recomandări.

În continuare se prezintă succint metoda de măsurare multi-ton descrisă în Recomandarea ITU – SM1134, Annex 1 – Intermodulation Model pentru modelul de măsurare la receptor. Schema – bloc a echipamentului de măsurare este prezentat în figura 4.8.

În schema de mai sus  $G_s$  reprezintă generatorul pentru semnalul de bază, iar  $GI_1$  și  $GI_2$  reprezintă generatoarele de semnal pentru semnalele de interferență care reprezintă intermodulația receptorului (RX-IM); pentru primul generator,  $GI_1$ , se alege o deviație de frecvență  $\Delta f_0$ , iar pentru cel de-al doilea,  $GI_2$ ,  $2\Delta f_0$ . Dacă sunt cunoscute caracteristicile de frecvență ale amplificatorului, precum și atenuarea acestuia pentru canalele adiacente se poate determina nivelul produselor de intermodulație.

În [VA1] se propune o metodă mai simplă de determinare a caracteristicilor ce pot fi obținute prin metoda multi-ton: se măsoară nivelul distorsiunilor de neliniaritate prin metoda monoton și se extinde (prin metoda predicției) la metoda multi-ton.

Sistemele de telecomunicații actuale pot opera cu una sau mai multe purtătoare, semnalele transmise ocupând o anumită bandă de frecvențe. Dacă numărul de semnale de intrare este mai mare decât 10 și acestea sunt necorelate între ele ca amplitudine și fază, în conformitate cu teorema limită centrală din statistică, se tinde spre o excitație de tip zgomot de bandă îngustă.

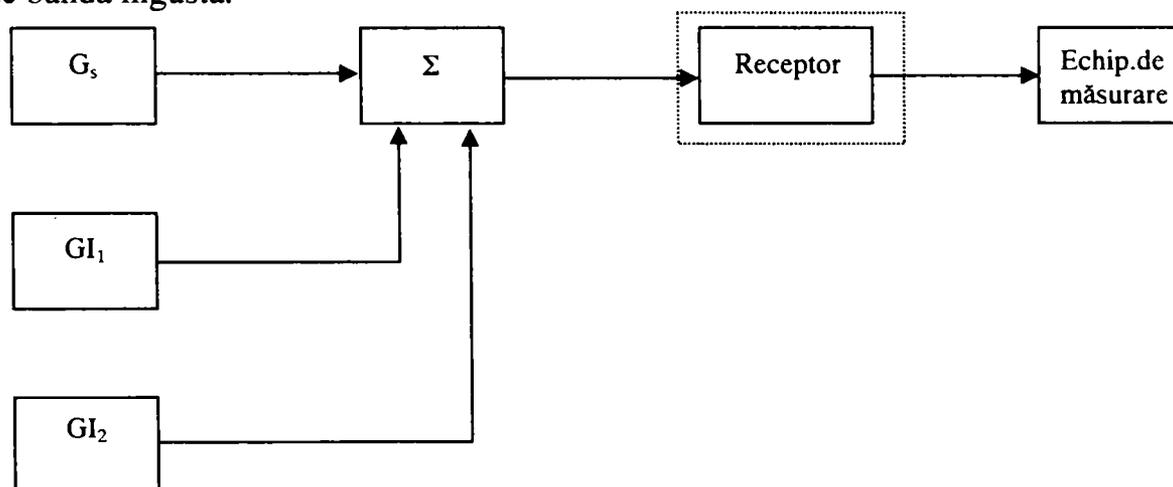


Fig. 4.8. Măsurarea produselor de intermodulație la receptor.

Pentru amplificatoarele de putere utilizate în sistemele CDMA, în afara problemelor generale privind neliniaritățile amplificatoarelor, se pune și problema influenței produse în canalele adiacente ca urmare a așa numitului fenomen al “recreșterii” spectrului de frecvențe (engl. regrowth) [BO1, BO2, DE1]. Importanța acestei probleme a condus și la

apariția unei noi norme, IS-95A, pentru testarea influenței “recreșterii” spectrului de frecvențe în canalele adiacente [BO1, BO2].

Dacă se consideră un amplificator de putere la intrarea căruia se aplică un semnal de tip CDMA (fig. 4.9.a), având banda de frecvențe cuprinsă între 869 și 894 MHz, din cauza neliniarității amplificatorului se modifică spectrul de frecvențe al semnalului de la ieșire ca în

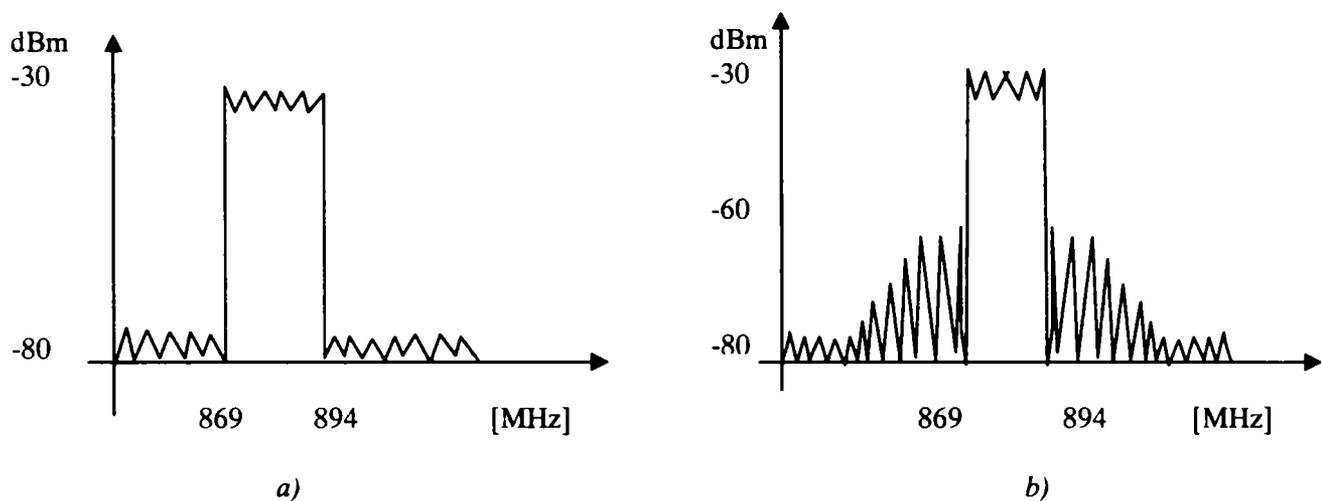


Fig. 4.9. Spectrul de frecvențe pentru un sistem CDMA: a) la intrare; b) la ieșire.

figura 4.9.b, rezultând o creștere a benzii de frecvențe a semnalului inițial. Aceste produse de intermodulație influențează canalele adiacente. O analiză amănunțită a fenomenului, pornind de la considerente de natură statistică este prezentată în [GA3].

#### **4.4. Metoda modulației în amplitudine**

Metoda semnalului modulat în amplitudine se bazează pe faptul că un semnal modulat în amplitudine de forma:

$$s(t) = A_0 \sin \omega_0 t \cdot (1 + m \sin \omega_m t) \quad (4.7)$$

se poate descompune în următoarele componente spectrale:  $A_0 \sin \omega_0 t$ ,  $\frac{A_0 \cdot m}{2} \sin[(\omega_0 + \omega_m)t]$ ,  $\frac{A_0 \cdot m}{2} \sin[(\omega_0 - \omega_m)t]$ ; având în vedere faptul că există trei componente spectrale, testarea în acest caz este de tip multi-ton (trei tonuri) și deci, pentru o neliniaritate de ordinul trei, aceste componente spectrale vor produce și componente spectrale cu frecvența  $f_0 \pm 2.f_m$ ,  $f_0 \pm 3.f_m$ , inexistente în spectrul inițial și care pot reprezenta o măsură a neliniarității. În figura 4.10. se prezintă spectrul semnalului modulat în amplitudine pentru un coeficient de modulație  $m=0,8$  și spectrul semnalului provenit dintr-o neliniaritate de ordinul III de tipul  $s(t)^3$ .

Evident că în acest caz interferă semnale cu amplitudinea diferită:  $A_0$  și  $(A_0 m/2)$  și deci nivelul semnalului de intermodulație va fi mai mic decât în cazul în care cele trei semnale au aceeași amplitudine (apar coeficienții  $m/2$  sau  $m^2/4$ , adică cu circa – 8 sau – 16 dB pentru un coeficient de modulație de 0,8), însă în acest caz se poate simplifica foarte mult procesul de măsurare.

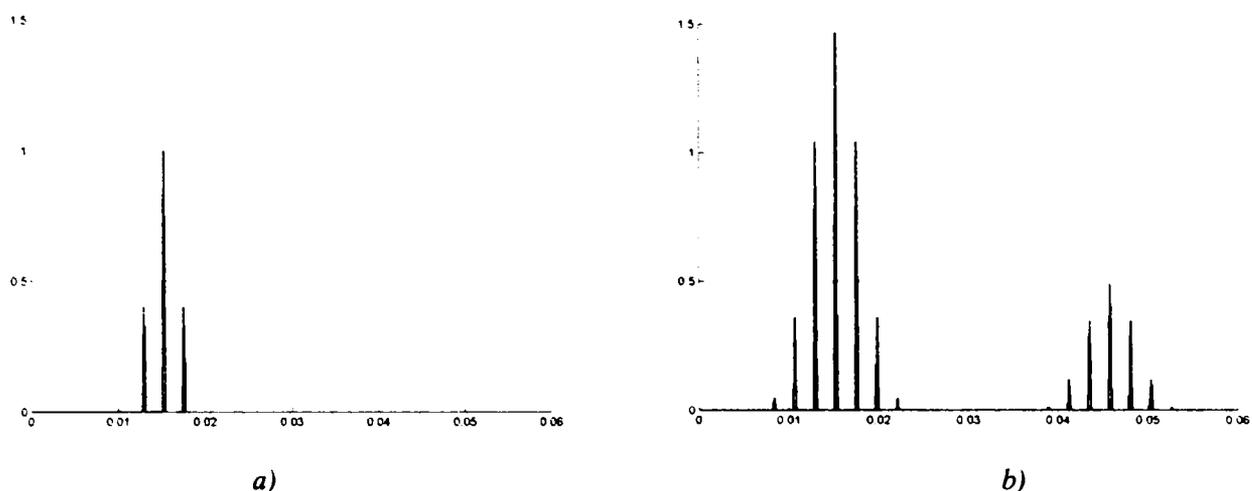


Fig. 4.10. a) Spectrul de frecvențe al semnalului  $s(t) = A_0 \sin \omega_0 t \cdot (1 + m \sin \omega_m t)$ ; b) Spectrul de frecvențe al semnalului  $s(t)^3$ .

În principiu, semnalul MA poate fi cu rest de purtătoare astfel încât toate componentele să fie egale și chiar mai mult, pot fi folosite mai multe semnale modulatorie; în figura 4.11 sunt reprezentate prin simulare MATLAB spectrele următoarelor semnale: semnal MA cu rest de purtătoare și șase semnale modulatorie și respectiv, spectrul de frecvențe produs de o neliniaritate de ordinul III. Evident că din cauza multiplelor combinații între diferitele componente spectrale are loc o creștere a nivelului acestora în semnalul de ieșire; în realitate, neliniaritatea pentru sistemele întâlnite în practică are un nivel mult mai redus, așa că va rezulta o valoare mai redusă a nivelului acestora, însă creșterea remarcată mai sus contribuie practic la creșterea sensibilității schemei de măsurare.

Din exemplul precedent se constată că folosind semnale MA, modulate cu mai multe semnale modulatorie, necorelate între ele, metoda se apropie practic de testarea cu zgomot de bandă îngustă și deci, permite testarea echipamentelor CDMA, inclusiv sub aspectul influenței în canalele adiacente.

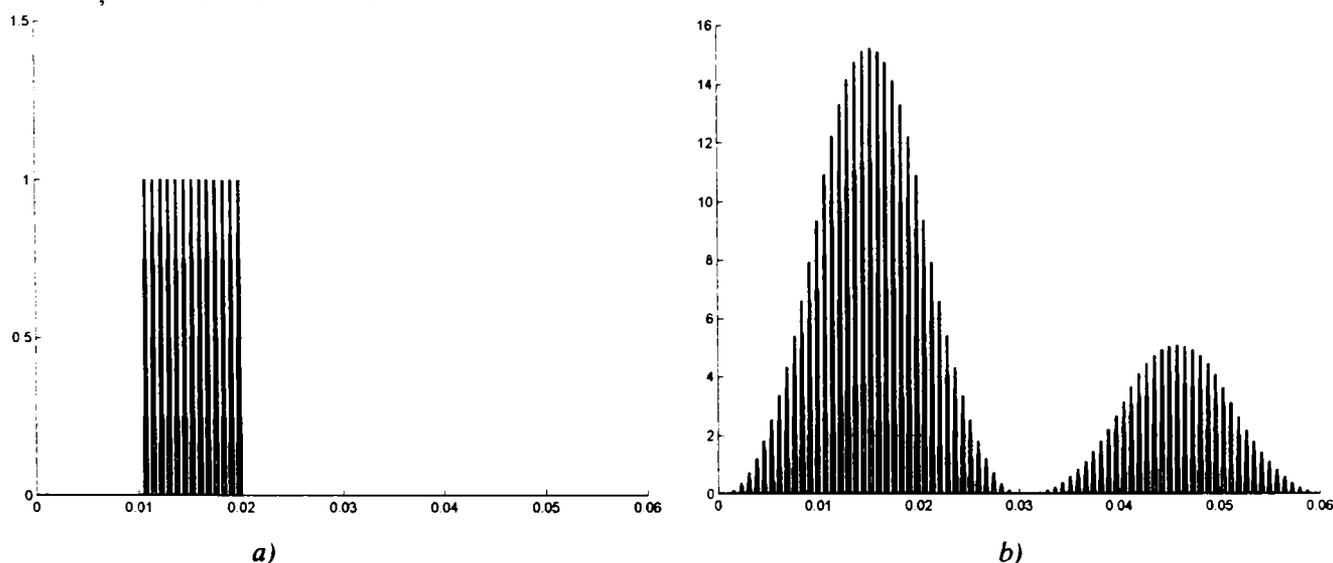


Fig. 4.11. a) Spectrul de frecvențe pentru un semnal MA cu rest de purtătoare și șase semnale modulatorie; b) Spectrul de frecvențe produs de sistemul nelinier de ordinul III.

Pentru a verifica corectitudinea metodei propuse s-a efectuat o simulare SPICE a circuitului cu schema din figura 4.12, cu  $f_0 = 100$  kHz,  $f_m = 2$  kHz,  $A_0 = 1$  V,  $m = 0,8$  și s-au obținut valorile:

- componenta de 100kHz: 567,673 mV;
- componenta de 98kHz: 125,418 mV, echivalent cu - 13 dBc;
- componenta de 96kHz: 52,459 mV, echivalent cu - 20,68 dBc.

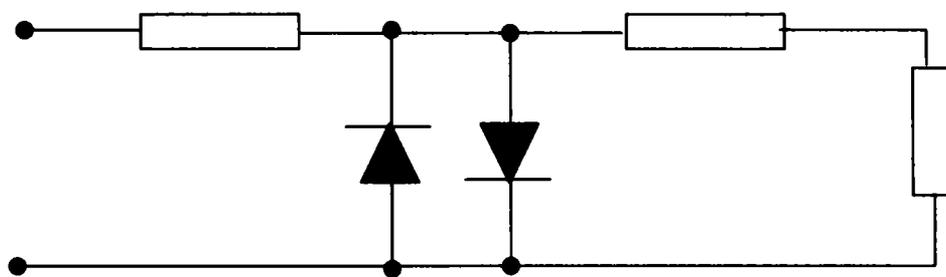


Fig. 4.12. Schema folosită la simularea SPICE.

Schema bloc pentru măsurarea produselor de intermodulație folosind semnale cu modulația în amplitudine este cea din figura 4.13. Generatorul de semnal GS, furnizează un semnal de radiofrecvență modulat în amplitudine, care se aplică prin intermediul unui atenuator calibrat, unui amplificator de putere. Pentru ca măsurarea să se facă cât mai ușor, este de dorit ca frecvența/frecvențele semnalului modulator să fie cât mai mare și de asemenea, factorul de modulație să fie cât mai mare însă, fără a produce distorsiuni proprii (eventual se poate face și o filtrare a semnalului modulat pentru banda de frecvențe  $f_0 \pm f_{max}$ ).

Cu ajutorul a două diplexoare se conectează dispozitivul de testare DUT și respectiv, un echipament de măsurare care poate fi un analizor spectral sau un receptor de măsurare.

Panoul conductor separă zona testată de zona echipamentelor de măsurare.

O primă verificare a schemei se poate realiza conectând la portul (1) rezistența de sarcină și analizorul spectral și măsurând puritatea semnalului de intrare.

Prin alegerea schemei de modulare și respectiv, a numărului de semnale modulator, pot fi realizate o serie de teste corespunzătoare metodei multi-ton fără a avea dificultățile specifice la metoda clasică legate de însumarea semnalelor.

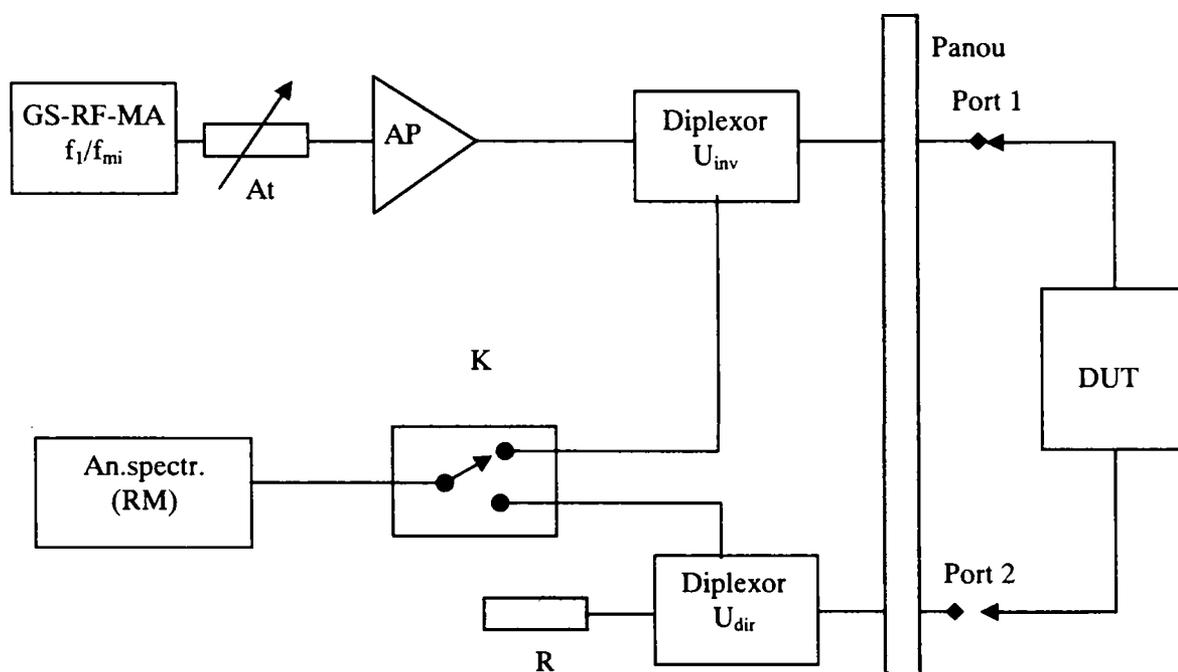


Fig. 4.11. Schema bloc pentru măsurarea neliniarității sistemelor folosind semnale MA.

#### **4.5. Surse de erori**

În absența altor surse de perturbații, zgomotul electromagnetic ambiental, pentru mediul înconjurător, se consideră ca având principala sursă, zgomotul termic; întrucât temperatura de referință se consideră la 23°C (290 K) [BO4, MA3, YI1, \*5], rezultă:

$$P_{zg} = kT\Delta f \Rightarrow (P_{zg} / \Delta f) [\text{dB}] = -174 \text{ dBm/Hz} . \quad (4.8)$$

Prin urmare, zgomotul termic este -174 dBm/Hz; pentru calcularea zgomotului termic dintr-o anumită bandă de frecvențe  $\Delta f$ , se va folosi relația:

$$P_{zg} [\text{dBm}] = -174 \text{ dBm/Hz} + 10 \lg \Delta f . \quad (4.9)$$

De exemplu, pentru o bandă de frecvențe de 2,5 kHz, puterea echivalentă zgomotului termic va fi:

$$P_{zg} [\text{dBm}] = -174 \text{ dBm/Hz} + 10 \lg 2500 = -140 \text{ dBm} \quad (4.10)$$

adică, pentru condiții normale de lucru, zgomotul de fond este de circa -140 dBm, fără a lua în considerare și existența altor tipuri de zgomote, cum ar fi zgomotul instrumental.

La frecvențe înalte, atunci când se ia în considerare pragul de zgomot, se obișnuiește ca măsurările să fie evaluate și prin valoarea de depășire a pragului de zgomot; întrucât incertitudinea de măsurare se exprimă în dB, merită a fi făcute câteva considerații în această privință.

Dacă considerăm  $X$  valoarea adevărată a unei mărimi și  $\Delta$  eroarea absolută de măsurare, atunci eroarea relativă  $\delta$ , se definește prin relația:

$$\delta = \frac{\Delta}{X} \quad (4.11)$$

Este evident că dacă eroarea absolută este zero, atunci și corecția și eroarea relativă sunt zero. Dacă eroarea relativă se exprimă în dB va trebui să aibă proprietăți similare; astfel, se definește eroarea în dB, prin relația:

$$\delta [\text{dB}] = 20 \log \left( 1 + \frac{\Delta}{X} \right) \quad (4.12)$$

ceea ce conduce la o eroare de 0 dB, dacă eroarea relativă este zero.

Dacă se consideră  $N(\text{dB})$  nivelul zgomotului de fond, care reprezintă o sursă unică de eroare, iar  $\Delta(\text{dB})$  este nivelul măsurat cu care se depășește pragul de zgomot, atunci eroarea relativă, în dB, va avea expresia:

$$\delta_p [\text{dB}] = 20 \log \left( 1 + \frac{10^{\frac{N}{10}}}{10^{\frac{\Delta+N}{10}}} \right) = 20 \log \left( 1 + \frac{1}{10^{\frac{\Delta}{10}}} \right) \quad (4.13)$$

În figura 4.14 se prezintă dependența incertitudinii de măsurare, în dB, în funcție de valoarea nivelului măsurat peste pragul de zgomot. Interpretarea acestei caracteristici este următoarea: dacă nivelul produsului de intermodulație este cu 5 dB peste valoarea corespunzătoare nivelului zgomotului de fond, incertitudinea de măsurare va fi cuprinsă între -3,25 dB și +2,4 dB, iar dacă nivelul produsului de intermodulație este cu 10 dB peste valoarea corespunzătoare nivelului zgomotului de fond, incertitudinea de măsurare este cuprinsă între -0,92 dB și +0,83 dB.

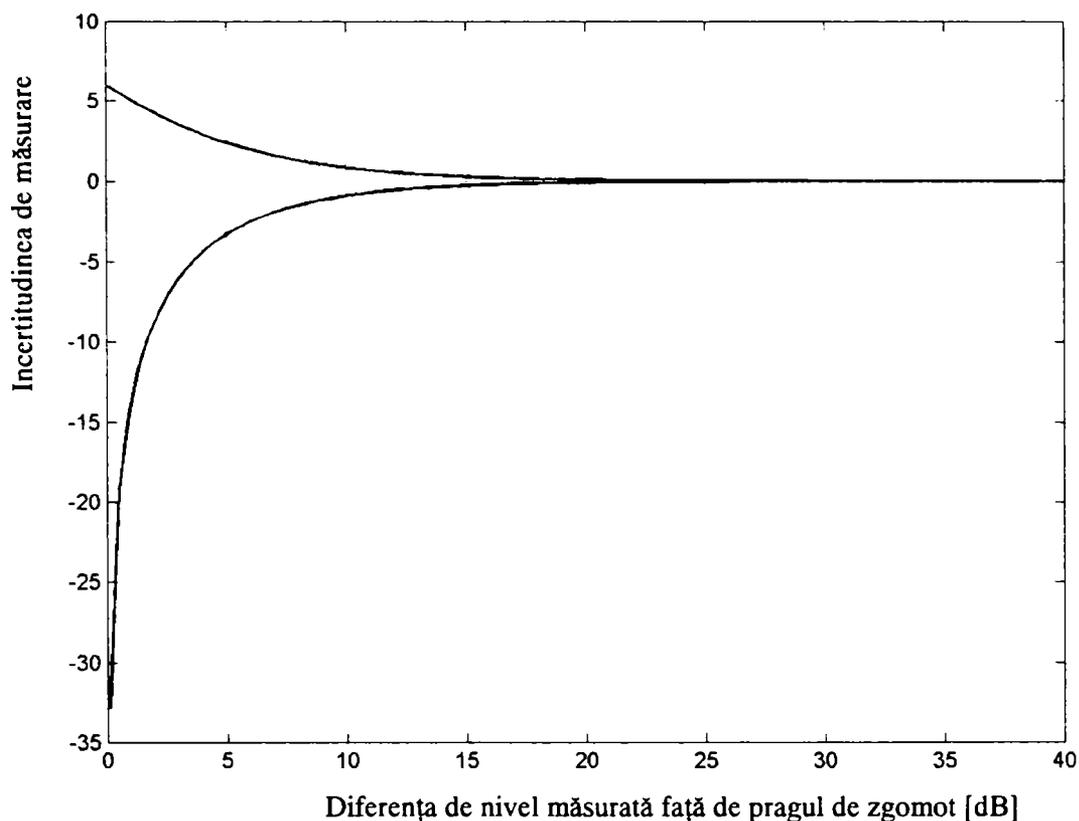


Fig. 4.14. Dependența incertitudinii de măsurare față de diferența de nivel măsurată peste pragul de zgomot.

Desigur că în procesul de măsurare intervin și alte erori; în afară de eroarea instrumentală, o sursă importantă de erori o reprezintă neadaptarea[\*5]. Erorile de neadaptare apar mai întâi la calibrare și apoi în procesul de măsurare. Pentru evaluarea acestora se convertește mai întâi factorul de undă staționară *SWR* (engl. stationary wave ratio), în modulul coeficientului de reflexie:

$$\rho = \frac{SWR - 1}{SWR + 1} \quad (4.14)$$

Eroarea maximă de neadaptare va fi:

$$\delta_{\max} = \pm(\text{incertitudinea de calibrare} + \text{incertitudinea de măsurare}) \quad (4.15)$$

$$\delta_{\max} [dB] = 20 \log(1 + \rho_1 \rho_2) + 20 \log(1 + \rho_1 \rho_i) + 20 \log(1 + \rho_2 \rho_0) \quad (4.16)$$

unde  $\rho_1$ ,  $\rho_2$ ,  $\rho_i$ , și  $\rho_0$  sunt coeficienții de reflexie asociați factorului de undă staționară ai sursei, receptorului de măsurare, intrării și respectiv ieșirii dispozitivului de testat (DUT). pentru adaptări corecte, se apreciază că nivelul acestei incertitudini de măsurare este sub 2 dB  
 Incertitudinea de măsurare a schemei are expresia [RO1]:

$$\delta = \sqrt{(\delta_A)^2 + (\delta_{P1})^2 + (\delta_{AM})^2 + (\delta_{RM})^2} \quad (4.17)$$

unde:  $\delta_A$  reprezintă incertitudinea de măsurare a atenuatoarelor,  $\delta_{P1}$  – incertitudine rezultată din procesul de calibrare la măsurarea puterii,  $\delta_{AM}$  – incertitudine datorată intermodulației instrumentale și  $\delta_{RM}$  – incertitudinea de măsurare a receptorului de măsurare. Conform cu [RO1], incertitudinea de măsurare minimă este de 2 dB, dar nu mai mare de 6.5 dB.

Pe baza celor de mai sus, rezultă că incertitudinea totală la măsurarea nivelului produselor de intermodulație, într-o primă aproximație, va fi:

$$\delta_i [dB] = \sqrt{\delta_p^2 + \delta_{\max}^2 + \delta^2} \quad (4.18)$$

Ținând seama de valorile corespunzătoare incertitudinilor de măsurare specificate în acest paragraf, rezultă că eroarea totală de măsurare, în condiții "îngrijite" și pentru un nivel al produselor de intermodulație cu cel puțin 10 dB peste pragul de zgomot termic, poate fi cuprinsă între 3 și 6,9 dB.

## CAPITOLUL 5

**REZULTATE EXPERIMENTALE****5.1. Date tehnice privind echipamentele folosite la măsurări**

Măsurarea produselor de intermodulație la înaltă frecvență s-a efectuat cu ajutorul a trei analizoare de intermodulație pentru componentele pasive de circuit: SI-900A, SI-1800A și SI-1900A produse de firma Summitek Instruments. Această aparatură utilizată pentru determinarea nivelului de intermodulație măsoară distorsiunile de intermodulație de ordin impar, pentru unda directă și unda inversă generate de dispozitivele neliniare pasive (cabluri, filtre, conectori, antene), cu ajutorul metodei bi-ton. Față de configurația standard, în scopul protejării echipamentelor, între portul “1” și portul de conectare al dispozitivului de testat s-a introdus un cablu suplimentar de circa 1 m lungime și de asemenea, între portul de ieșire al dispozitivului de testat și portul “2” al echipamentului, un cablu suplimentar prin care se conectează sarcina; aceste cabluri suplimentare introduc produse de intermodulație și atenuări neglijabile, însă pot produce întârzieri suplimentare la măsurarea nivelului undelor inverse.

Sistemul de analizoare cu care s-au efectuat măsurările sunt proiectate să funcționeze în vederea evaluării intermodulației în benzile în care funcționează sistemele de telefonie celulară, după cum se evidențiază în tabelul 5.1.

*Tabelul 5.1. Principalele caracteristici ale sistemelor de măsurare*

<b>Model</b>	<b>Standardul de telecomunicații</b>	<b>Banda de frecvențe transmițător [MHz]</b>	<b>Banda de frecvențe receptor [MHz]</b>
SI – 900A	GSM	935 – 960	890 – 915 MHz
SI – 1800A	DCS 1800	1805 – 1880	1730 – 1785 MHz
SI – 1900A	PCS 1900	1930 – 1990	1850 – 1910 MHz

Principiul de măsurare se bazează pe metoda de măsurare bi-ton și constă în transmiterea de către analizor a două purtătoare de frecvență situate în banda de transmisie a standardului de comunicații pentru care se fac măsurătorile, iar receptorul extrage produsul (produsele) de intermodulație de interes, generate de dispozitivul ce se dorește să fie analizat.

Analizorul are două componente importante:

- setul de test de radiofrecvență, care conține unitățile radiofrecvență;
- controlerul, reprezentat de un calculator PC.

Echipamentul de măsurare este format dintr-o parte de emisie și o parte de recepție.

Partea de emisie conține două sintetizoare de frecvență, a căror bandă este identică cu banda de transmisie a stației de bază, fiecare unitate de test de radiofrecvență având posibilitatea de a sintetiza independent două purtătoare la orice frecvență din interiorul benzii de transmisie. Amplificatoarele interne de putere (câte unul pentru fiecare purtătoare) furnizează cel puțin 50 W pentru o purtătoare.

În partea de recepție, semnalul de intermodulație recepționat este amplificat cu un amplificator cu zgomot redus și câștig ridicat. Fiecare unitate de RADIOFRECVENȚĂ

convertește semnalul de intermodulație recepționat spre un semnal de frecvență intermediară care este prelucrat numeric. Procesarea pe frecvența intermediară este realizată pentru a obține un prag de zgomot foarte scăzut, de către un receptor digital de viteză mare. Filtrul de frecvență intermediară selectează semnalul de intermodulație pentru a obține o valoare cât mai precisă a nivelului acestuia. Analizorul este prevăzut cu posibilitatea modificării lățimii de bandă a acestui filtru printr-o comandă software prezentă pe panoul frontal al afișajului PC-ului încorporat în analizor și anume, „Averaging Level”, cu opțiunile: *Off*, *Minimum*, *Normal*, *Maximum*. Modificarea benzii este asociată cu modificarea nivelului de integrare, scăderea benzii de frecvențe ducând la creșterea nivelului de integrare. Consecințele acestei acțiuni sunt modificarea nivelului de zgomot al analizorului și al intervalului de măsurare tipic. Aceste dependențe sunt date în tabelul 5.2.

Tabelul 5.2. Nivelul de zgomot al echipamentului de măsurare

Nivelul de mediere	Banda de frecvențe [kHz]	Nivelul de zgomot		Timpul de măsurare [ms]
		[dBm]	[dBc]	
Off	7,4	-127	-170	-
Minimum	3,7	-130	-173	200
Normal	1,9	-133	-176	400
Maximum	0,5	-140	-183	800

Setul de test de radiofrecvență realizează toate funcțiile de procesare incluzând: filtrare, amplificare, generare semnal radiofrecvență și conversia de frecvență.

Controlerul pentru testorul de intermodulație pasivă Summitek Instruments este un calculator standard - PC. Acesta este echipat cu două plăci de achiziție de date care realizează interfața între controler și setul de test de radiofrecvență. Calculatorul conține un software care afișează pe ecranul monitorului aplicațiile de manipulare ale analizorului. Analizorul de intermodulație pasivă dispune de două aplicații software:

- Aplicația “Intermodulația pasivă” (“passive.exe”) este software-ul principal pentru control folosit la operarea analizorului;
- Aplicația “Administrare configurație” (“configuration manager.exe”) este folosită pentru inițializarea unor parametri care modifică comportamentul analizorului. Această aplicație este utilizată, de obicei, doar ocazional pentru stabilirea unor opțiuni optime pentru o anumită aplicație.

Totalitatea componentelor care echipează analizorul de intermodulație (filtre, diplexoare, combinere, contactoare, amplificatoare) sunt proiectate astfel încât zgomotul să fie foarte redus, pentru a permite analizorului să aibă un prag de zgomot cât mai mic și o sensibilitate mare.

Analizoarele de intermodulație pasivă Summitek oferă trei moduri de evaluare a intermodulației:

1. Modul *spectral* (Engineering Mode) - afișează până la patru produse de intermodulație de diferite ordine (III, V, VII, IX), simultan.
2. Modul *strip chart* - afișează până la patru produse de intermodulație simultan ca o funcție de timp.
3. Modul *frecvență baleiată* - afișează câte un produs de intermodulație în timp ce purtătoarele transmise sunt baleiate în frecvență.

Modul *spectral* permite o comparație a răspunsurilor pentru mai multe ordine de intermodulație. Acesta este util când se are de-a face cu un răspuns de intermodulație intermitent. În mod normal, un răspuns de intermodulație produs de o joncțiune mecanică defectă va sări dacă componenta testată va fi lovită ușor. Observând comportarea

intermodulației de ordin superior în funcție de cea de ordinul trei, joncțiunea suspectată poate fi mai ușor identificată. Acest efect se datorează faptului că produsele de intermodulație de ordin superior sunt mult mai sensibile la schimbările introduse de rezistența de contact decât produsul de intermodulație de ordinul trei.

Modul *strip chart* permite măsurarea și înregistrarea intermodulației în timp. Când se efectuează teste asupra unui dispozitiv, nu este întotdeauna posibil pentru operator să monitorizeze rezultatele măsurate în timp ce operează modificări asupra acestuia, datele colectate asupra măsurătorilor putând fi vizualizate ulterior. Rata de citire a nivelului de intermodulație poate fi reglată. Astfel, se poate monitoriza pe o perioadă de mai multe ore intermodulația dispozitivului.

În modul cu *baleiere de frecvență*, variind frecvența de intermodulație, poate fi analizat comportamentul în domeniul frecvențe al intermodulației. Aceasta poate fi utilă în cazul identificării unor surse de intermodulație (vezi și Anexa 1).

Valoarea de referință pentru măsurările efectuate a fost considerată de  $-150$  dBc. Pragul de zgomot al analizorului este definit ca valoarea medie a semnalului măsurat când cele două porturi ale analizorului sunt terminate pe o sarcină de  $50 \Omega$  și puterea la ieșire este nulă. Acest zgomot este aleator și este datorat zgomotului din oscilatorul local. Pragul de zgomot al receptorului variază între  $-127$  dBm și  $-140$  dBm.

În continuare sunt prezentate câteva date tehnice pentru modelul SI-1800A.

- Standardul de telecomunicații: DCS 1800
- Banda de transmisie: 1805 – 1880 MHz
- Banda de recepție: 1710 – 1910 MHz

a) Specificații pentru transmițător (Port 1):

- incrementarea de frecvență: 200 kHz;
- eroarea de determinare a frecvenței:  $\pm 2$  ppm din valoarea prestabilită,  $\pm 5$  ppm din valoarea maximă;
- putere transmisă per purtătoare la portul 1:  $+18$  dBm până la  $+45$  dBm cu o incrementare de  $0,25$  dBm;
- eroare de determinare a puterii de ieșire (la același nivel de putere pentru cele două purtătoare):  $\pm 0,2$  dB. Puterile purtătoarelor sunt verificate periodic, iar operatorul este avertizat pentru deviații mai mari de  $0,3$  dB de la nivelul prestabilit de putere;
- eroare de determinare a puterii de ieșire (nivel diferit de putere pentru cele două purtătoare):  $\pm 0,1$  dB. Puterile purtătoarelor sunt monitorizate și operatorul este avertizat dacă deviațiile depășesc  $0,3$  dB de la nivelul prestabilit;
- protecție la unda reflectată: normal, până la  $65$  W;
- viteza de schimbare a frecvenței: 1ms, tipic.

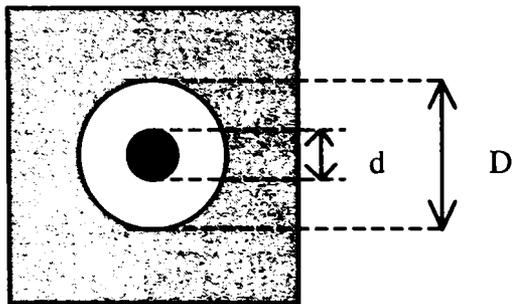
b) Specificații pentru receptor (Port 1 și 2)

- pragul de zgomot:  $-140$  dBm maxim;
- gama dinamică:  $75$  dB tipic;
- eroarea de măsurare:  $0,1$  dB/10 dB relativ la o referință de  $-75$  dBm
- intermodulația reziduală la portul 1 (cu 2 purtătoare de  $20$  W):  $-120$  dBm
- puterea maximă de operare la intrare:  $-65$  dBm (benzile de transmisie și recepție combinate);
- puterea maximă admisibilă la intrare:
  - În banda de transmisie:  $48$  dBm ( $65$  W);
  - În banda de recepție:  $16$  dBm ( $40$  mW).

## **5.2. Date privind eșantioanele folosite la măsurări**

Măsurările făcute în vederea obținerii datelor necesare dezvoltării modelelor matematice propuse în cadrul tezei de doctorat, s-au realizat pe o serie de linii de transmisiune de tip coaxial, cu impedența caracteristică  $Z_c=50 \Omega$ , confecționate din diferite materiale și de diferite lungimi, (vezi și Anexa 2).

O secțiune transversală prin această linie experimentală este prezentată în figura 5.1. Această linie coaxială are conductorul interior realizat dintr-o bară metalică cu diametrul  $d = 7 \text{ mm}$ , iar conductorul exterior este reprezentat de un paralelipiped metalic din material masiv, a cărui lungime reprezintă și lungimea liniei și în a cărei secțiune transversală pătrată, cu latura  $l = 40 \text{ mm}$ , s-a practicat o gaură cu diametrul  $D = 16 \text{ mm}$ . Dielectricul dintre cele două conductoare este aer.



*Fig. 5.1. Secțiune transversală în linia de transmisiune experimentală.*

Materialele din care s-au confecționat eșantioanele au fost: alamă, oțel-argint și alamă nichelată; majoritatea experimentelor au fost realizate cu linii de transmisiune realizate din oțel-argint.

La ambele capete ale liniilor de transmisiune s-au prevăzut conectoare coaxiale care permit cuplarea în circuitul de măsurare; aceste conectoare au fost cuplate la linie prin intermediul a 4 șuruburi de fixare (v. și Anexa 2). Din cauza conectorilor apare o incertitudine de determinare a lungimii liniei de

transmisiune, apreciată la 2-5 mm. Merită a fi amintit și faptul că în cazul în care nu s-a realizat un contact electric corect între conector și conductorul exterior (ecran), nivelul produselor de intermodulație a crescut foarte mult, probabil ca urmare a schimbării traseului curentului și respectiv, a dezadaptării liniei de transmisiune.

Inițial s-au folosit linii de transmisiune cu lungimea de circa 10 cm și respectiv, de 30 cm. Pentru a studia dependența nivelului produselor de intermodulație de lungimea liniei, s-a utilizat o linie de transmisiune cu lungimea de 32 cm care a fost scurtată prin tăiere cu câte 1 cm.

## **5.3. Prelucrarea rezultatelor**

Cu ajutorul echipamentelor prezentate în paragraful 5.1 s-au efectuat o serie de măsurări a produselor de intermodulație de ordinul III, generate de liniile de transmisiune experimentale și anume, nivelul unde directe și nivelul unde inverse, principalii parametri variabili fiind: puterea celor două semnale aplicate la intrare, frecvența/ banda de frecvențe, lungimea liniilor, regimul de adaptare etc. Referitor la modul de prelucrare a datelor, s-au folosit programele EXCEL și MATLAB, în funcție de necesități; de exemplu, pentru prelucrarea datelor primare, s-a preferat prelucrarea în EXCEL, iar atunci când era necesară realizarea unor comparații sau o anumită grafică, s-a utilizat limbajul MATLAB.

Ca procedeu de lucru, de regulă s-a folosit un set de date pentru determinarea unor coeficienți conform modelului matematic propus, iar cu ajutorul acestora și al modelului matematic au fost obținute date de comparație pentru un alt set de date măsurate.

În afara erorilor instrumentale, în procesul de prelucrare a datelor pentru obținerea parametrilor de neliniaritate, intervin o serie de alte mărimi ca: lungimea efectivă a liniei de transmisiune măsurată, caracteristicile conectorilor, nivelul de zgomot și produsele de

intermodulație proprii echipamentului etc., majoritatea dintre acestea introducând erori suplimentare în procesul de măsurare.

Având în vedere faptul că s-a dispus de un set relativ mare rezultate experimentale provenite din măsurările efectuate, de altfel și în vederea comparării diferitelor mărimi măsurate și reducerea nivelului erorilor, s-au folosit procedee statistice și respectiv, metoda celor mai mici pătrate. Astfel, pentru evaluarea gradului de împrăștiere a rezultatelor s-a determinat valoarea medie, ca valoare cea mai apropiată de valoarea adevărată și eroarea medie pătratică. În ceea ce privește utilizarea metodei celor mai mici pătrate, în continuare se va exemplifica procedeul folosit pentru determinarea coeficientului de neliniaritate  $K$ .

Deoarece în procesul de măsurare intervin erori, acestea afectează atât amplitudinea semnalului de la intrare,  $A_i$ , cât și nivelul produsului de intermodulație,  $A_{3i}$ . Astfel, pentru unda directă, dacă se ține seama de expresia (2.38), pentru un experiment  $i$ , eroarea absolută  $\Delta_i$  va fi:

$$\Delta_i = A_{3i} - \frac{K \cdot A_i^{p+1} \cdot e^{-l \cdot \alpha_{12}}}{\alpha_{12} - \alpha_1 - p \cdot \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}} \cdot \left( e^{\left( \alpha_{12} - \alpha_1 - p \cdot \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \right) \cdot l} - 1 \right) \quad (5.1)$$

Dacă se ține seama de dependența lui  $\alpha$  în funcție de frecvență se obține ( $\alpha$  mediu?):

$$\begin{aligned} \alpha_{12} - \alpha_1 - p \cdot \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} &= \alpha_1 \sqrt{f_{12}/f_1} - \alpha_1 - p \frac{\alpha_1 + \alpha_1 \sqrt{f_2/f_1}}{2} = \\ &= \alpha_1 \left( \sqrt{f_{12}/f_1} - 1 - p \frac{1 + \sqrt{f_2/f_1}}{2} \right) = \alpha \cdot f_r \end{aligned} \quad (5.2)$$

Cu notația de mai sus, ținând seama de expresia erorii, se pune condiția ca suma pătratelor erorilor să fie minimă:

$$\sum_i \Delta_i^2 = \sum_i \left( A_{3i} - \frac{K \cdot A_i^{p+1} \cdot e^{-l \cdot \alpha \sqrt{f_{12}/f_1}}}{\alpha f_r} \cdot (e^{\alpha f_r \cdot l} - 1) \right)^2 = \min \quad (5.3)$$

Pentru ca suma să fie minimă în raport cu  $K$ , este necesar ca derivata acesteia în raport cu  $K$  să fie zero, de unde se obține:

$$K = \frac{\sum_i A_{3i} A_i^{p+1}}{\frac{\exp(-l \alpha \sqrt{f_{12}/f_1})}{\alpha f_r} (\exp(l \alpha f_r) - 1) \cdot \sum_i A_i^{2(p+1)}} \quad (5.4)$$

Procedând analog pentru formula aproximativă (2.65), se obține:

$$K = \frac{\sum_i A_{3i} A_i^{p+1}}{l \cdot \exp(-l \alpha \sqrt{f_{12}/f_1}) \cdot \sum_i A_i^{2(p+1)}} \quad (5.5)$$

Dacă se folosește exprimarea în dB, se poate scrie:

$$A_i = P_{3i}[\text{dBm}] - \lambda P_{ini}[\text{dBm}] - 10\lambda \lg(2 \cdot 10^{-3} R) - 20 \lg l + 20\alpha \sqrt{f_{12}/f} \lg e - K[\text{dB}] \quad (5.6)$$

Impunând condiția ca suma pătratelor erorilor, pentru cele  $m$  măsurări, să fie minimă, se obține:

$$K[\text{dB}] = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (P_{3i}[\text{dBm}] - \lambda P_{ini}[\text{dBm}]) - 10n \lg(2 \cdot 10^{-3} R) - 20 \lg l + 20\alpha \sqrt{f_{12}/f} \lg e \quad (5.7)$$

O altă problemă legată de interpretarea rezultatelor obținute în procesul de măsurare constă în prezența zgomotului termic și a celui introdus de echipamentul de măsurare. Dacă  $P_{3m}$  este puterea corespunzătoare produsului de intermodulație de ordinul III măsurată, aceasta este compusă din:  $P_3$  - puterea produsului de intermodulație de ordinul III generat de linia de transmisiune și  $P_{zg}$  - puterea totală echivalentă zgomotului. În aceste condiții se poate scrie:

$$P_{3m} = P_3 + P_{zg}$$

$$P_{3m}[\text{dBm}] = 10 \log \frac{P_{3m}}{10^{-3}} = 10 \log \frac{P_3}{10^{-3}} \left( 1 + \frac{P_{zg}}{P_3} \right) \quad (5.8)$$

Dacă se ține seama că pentru  $x \ll 1$ ,  $\log(1+x) \approx x/2$ , relația (5.8) devine:

$$P_{3m}[\text{dBm}] = P_3[\text{dBm}] + 5 \frac{P_{zg}}{P_3} \quad (5.9)$$

de unde rezultă:

$$P_3[\text{dBm}] \approx P_{3m}[\text{dBm}] - 5 \cdot 10^{\frac{P_{zg}[\text{dBm}] - P_{3m}[\text{dBm}]}{10}} \quad (5.10)$$

În acest caz, parametrul de neliniaritate se poate calcula cu relația:

$$K[\text{dB}] = 20 \lg K \approx P_3[\text{dBm}] \left( 1 - 5 \cdot 10^{\frac{P_{zg} - P_3}{10}} \right) - \lambda P_1 - 20 \lg(l + \Delta l) + 15 \quad (5.11)$$

În relația (5.11)  $\Delta l$  reprezintă o corecție de lungime a liniei de transmisiune.

#### **5.4. Observații cu caracter general privind rezultatele experimentale**

Având în vedere faptul că neliniaritatea liniilor de transmisiune depinde de neliniaritatea materialelor din care sunt realizate, inițial au fost confecționate mai multe linii de transmisiune coaxiale, din materiale diferite: alamă, alamă nichelată și oțel, cu lungimi de

10 și 30 cm și impedanța caracteristică de 50  $\Omega$ , confecționate conform modelului de la paragraful 5.2.

În tabelul 5.3 sunt prezentate valorile produselor de intermodulație de ordinul III pentru unda directă și unda inversă, măsurate la o frecvență de circa 900 MHz, folosind două purtătoare cu o putere de aproximativ 20 W. Din tabel rezultă că, dacă pentru liniile confecționate din alamă, nivelul produselor de intermodulație este neglijabil, comparabil cu nivelul pragului de zgomot, pentru cele confecționate din oțel, este maxim; de asemenea, se constată că nivelul produselor de intermodulație pentru unda directă crește o dată cu creșterea lungimii liniei măsurate, ceea ce aparent, nu se poate afirma și pentru nivelul undei inverse.

În general, nivelul undei directe este mai mare decât nivelul undei inverse.

*Tabelul 5.3. Comparația valorii nivelului IM3 pentru diferite materiale*

MATERIAL	P1-P2 [W]	Unda directă [-dBc]	P1-P2 [W]	Unda inversă [-dBc]
alamă, 10 cm	19,8-19,9	-160	20,1-20,0	-162
alamă, 30 cm	20,3-19,5	-161 -155	20,2-19,6	-166 -164
nichelat, 10 cm	19,8-20,7	-143 -141	20,2-19,8	-150 -147
nichelat, 30 cm	19,6-20,1	-136 -134	20,2-20,0	-152 -144
oțel, 10 cm	19,7-20,2	-125 -123	19,8-19,5	-135 -133
oțel, 30 cm	19,3-19,8	-117 -113	20,1-19,6	-130 -135
oțel, 30 cm+10 cm	19,7-18,7	-115 -110	20,3-20,3	-131

În tabelul 5.4 sunt prezentate valorile produselor de intermodulație de ordinul III pentru unda directă, măsurate la o frecvență de circa 1800 MHz, folosind două purtătoare cu o putere de aproximativ 20 W, pentru o linie de transmisiune cu lungimea de 23 cm, în cazul în care conductorul interior al cablului coaxial este din cupru, respectiv din oțel (de menționat că în ambele cazuri, conductorul exterior a fost din oțel). Din tabel și din graficul din figura 5.2, rezultă că în cazul în care conductorul interior este confecționat din cupru, nivelul produselor de intermodulație este neglijabil, comparabil cu nivelul pragului de zgomot, în timp ce pentru cele confecționate din oțel, este maxim; acest rezultat este în concordanță cu considerațiile de la paragraful 2.1, ceea ce dovedește că principalul responsabil de caracterul neliniar este caracteristica magnetică a materialului aflat în zona de câmp intens. Mai mult, din figură se observă că nivelul produsului de intermodulație în cazul în care conductorul interior este din cupru, rămâne aproximativ constant.

*Tabelul 5.4. Comparația valorii nivelului IM3 pentru un cablu coaxial cu conductorul interior confecționat din cupru și respectiv, din oțel*

Pc1=Pc2 [dBm]	Conductor interior din cupru		Conductor interior din oțel	
	P3 [dBm]	P3 [dBc]	P3 [dBm]	P3 [dBc]
43	-119,2	-162,2	-76,2	-119,2
42	-119,6	-161,6	-78,9	-120,9
41	-120,1	-161,1	-81,7	-122,7
40	-122	-162	-84,6	-124,6
39	-123,4	-162,4	-87	-126
38	-124,4	-162,4	-90,1	-128,1
37	-125,5	-162,5	-92,8	-129,8
36	-126,7	-162,7	-95,5	-131,5
35	-129	-164	-98,8	-133,8

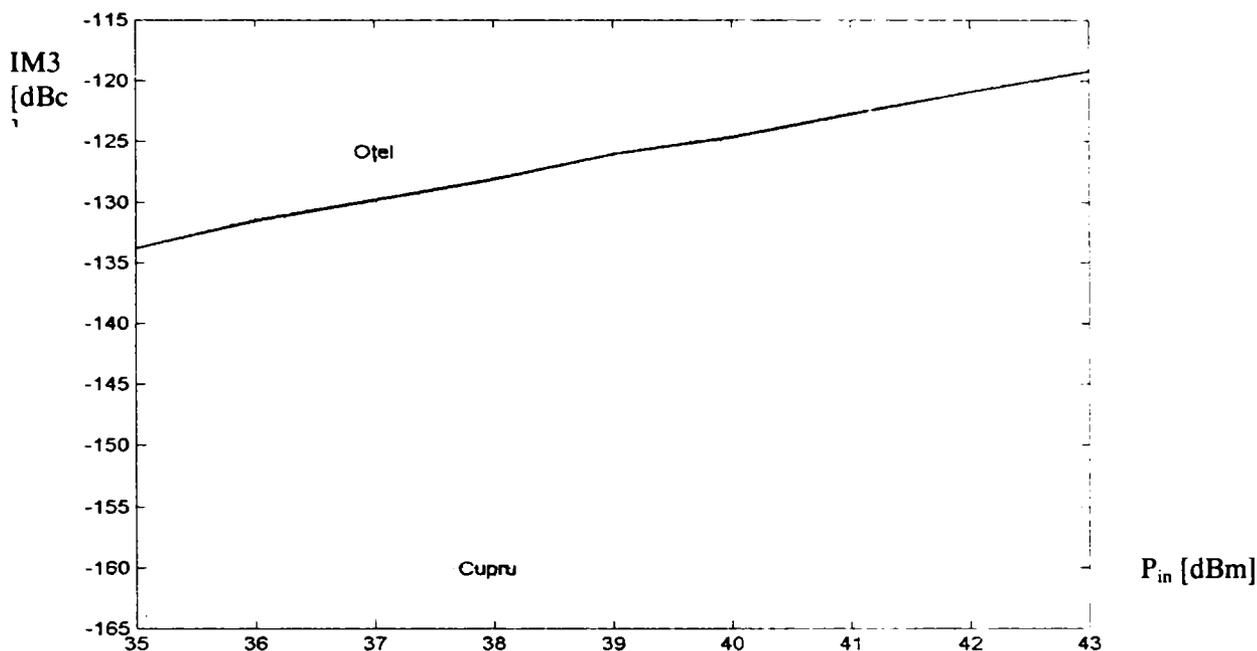


Fig.5.2. Comparația valorii nivelului IM3 pentru un cablu coaxial cu conductorul interior confecționat din cupru și respectiv, din oțel.

O altă problemă preliminară a fost aceea legată de dependența nivelului produselor de intermodulație de inegalitatea nivelului celor două semnale de intrare. În tabelul 5.5 se prezintă dependența produsului de intermodulație de ordinul III de nivelul variabil al uneia dintre purtătoare, cealaltă purtătoare având un nivel constant, de 43 dBm. Măsurările s-au efectuat pentru o linie de transmisiune neliniară cu lungimea de 15 cm, în banda de frecvențe de 1800 MHz. Comparativ, în tabel, sunt prezentate și valorile produselor de intermodulație de ordinul III corespunzătoare celor două frecvențe  $2f_1-f_2$  și  $2f_2-f_1$  obținute prin simulare cu ajutorul programului prezentat în Anexa 3; așa cum era de așteptat, produsul de intermodulație apropiat purtătoarei variabile are un nivel mai ridicat.

Tabelul 5.5. Dependența nivelului IM3 de variația puterii celei de-a doua purtătoare

$P_2$ [dBm]	$P_{med}$ [dBm]	$P_3(2f_1-f_2)$ [dBm]	$P_3(2f_1-f_2)$ [dBm]	$P_3(2f_2-f_1)$ [dBm]
43	43	-78,9	-79,5	-79,5
42	42,5	-79,2		
41	42,1	-80,3		
40	41,7	-81	-82,5	-84,8
39	41,4	-82,4		
38	41,2	-83		
37	41	-83,9		
36	40,8	-85,1		
35	40,7	-85,9	-87,6	-93,9
34	40,6	-87		
33	40,5	-88		
32	40,3	-88,8		
31	40,3	-89,7		
30	40,23	-90,6	-92,6	-102,9
25	40,3		-97,6	-112
20	40		-102,5	-121

În figura 5.3 este prezentată dependența nivelului produselor de intermodulație de ordinul III de valoarea medie a nivelului celor două semnale de intrare și suplimentar, este

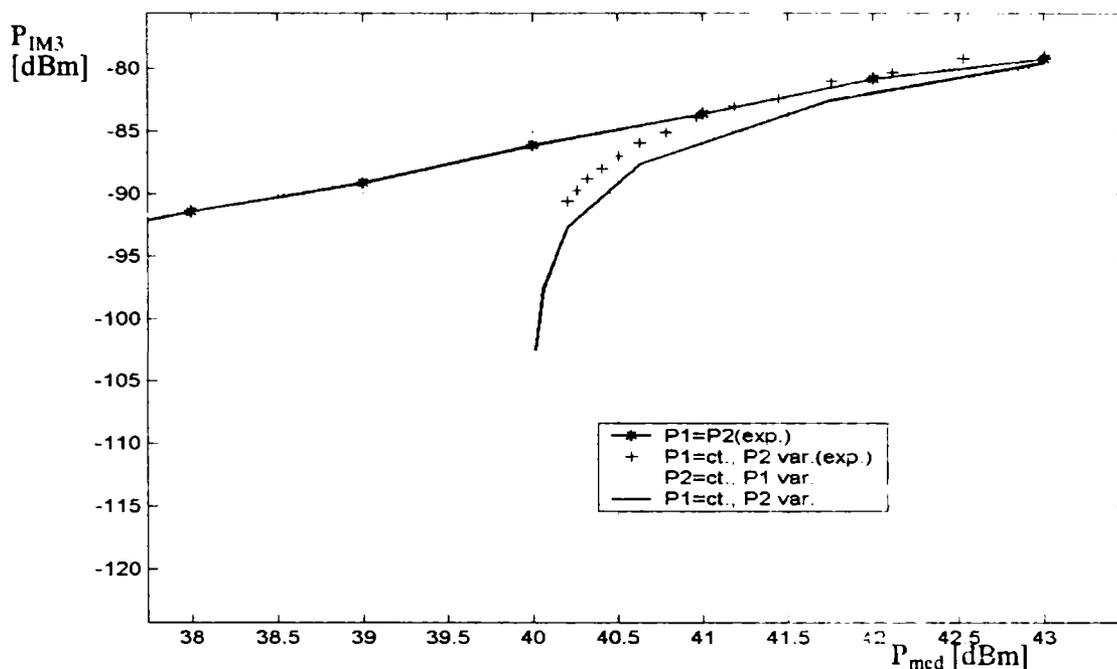


Fig. 5.3. Dependența IM3 de puterea medie în cazul unei purtătoare cu nivel variabil.

prezentată și dependența experimentală a produselor de intermodulație de ordinul III în funcție de nivelul unuia dintre semnalele de intrare în cazul metodei bi-ton (cu cele două purtătoare cu semnale de același nivel).

Pe baza figurii 5.3 merită a fi făcute două observații:

- pentru variații mici între erorile celor două purtătoare, erorile suplimentare sunt neglijabile;
- cazul cel mai defavorabil în ceea ce privește nivelul maxim al produselor de intermodulație este atunci când cele două purtătoare sunt de același nivel.

Un alt aspect important în ceea ce privește măsurarea nivelului produselor de intermodulație este legat de ordinul acestora; întrucât echipamentul de măsurare Summitek Instruments de care am dispus permite și măsurarea nivelului produselor de intermodulație de ordin superior, în tabelul 5.6 sunt prezentate, pentru o linie de transmisiune neliniară cu lungimea de 15 cm, câteva dintre valorile produselor de intermodulație de ordinul V și VII comparativ cu nivelul produselor de intermodulație de ordinul III. Măsurarea s-a făcut în banda de frecvențe de 900 MHz.  $f_1=939,8$  MHz,  $f_2=954,2$  MHz,  $f_3=925,4$  MHz,  $f_5=911$  MHz,  $f_7=896,6$  MHz.

Tabelul 5.6. Nivelurile produselor de intermodulație de ordinul III, V și VII pentru o linie de transmisiune neliniară, cu  $l=15$  cm, în banda de frecvențe de 900 MHz.

Pc1=Pc2 [dBm]	P3 [dBm]	P5 [dBm]	P7 [dBm]
43 *		-87,5	-103,5
42 *		-90,4	-106,6
41 *		-93,4	-110,2
40 *		-96,1	-113,4
39	-75,4	-99,5	-117,2
38	-78,1	-102,5	-120,8
37	-80,5	-106,7	-126,7
36	-82,9	-109,1 *	
35	-85,6	-113,3 *	
34	-88	-116,5 *	
33	-91,2	-119,9 *	
32	-93,3	-123,6 *	

În figura 5.4 sunt reprezentate diagramele de variație ale nivelurilor produselor de intermodulație de ordinul III, V și VII pentru linia de transmisiune neliniară, conform tabelului anterior. Din diagramă rezultă că nivelul IM5 este cu circa 25 dB mai mic decât nivelul IM3, în timp ce nivelul IM7 este cu circa 40 dB mai redus decât nivelul IM3.

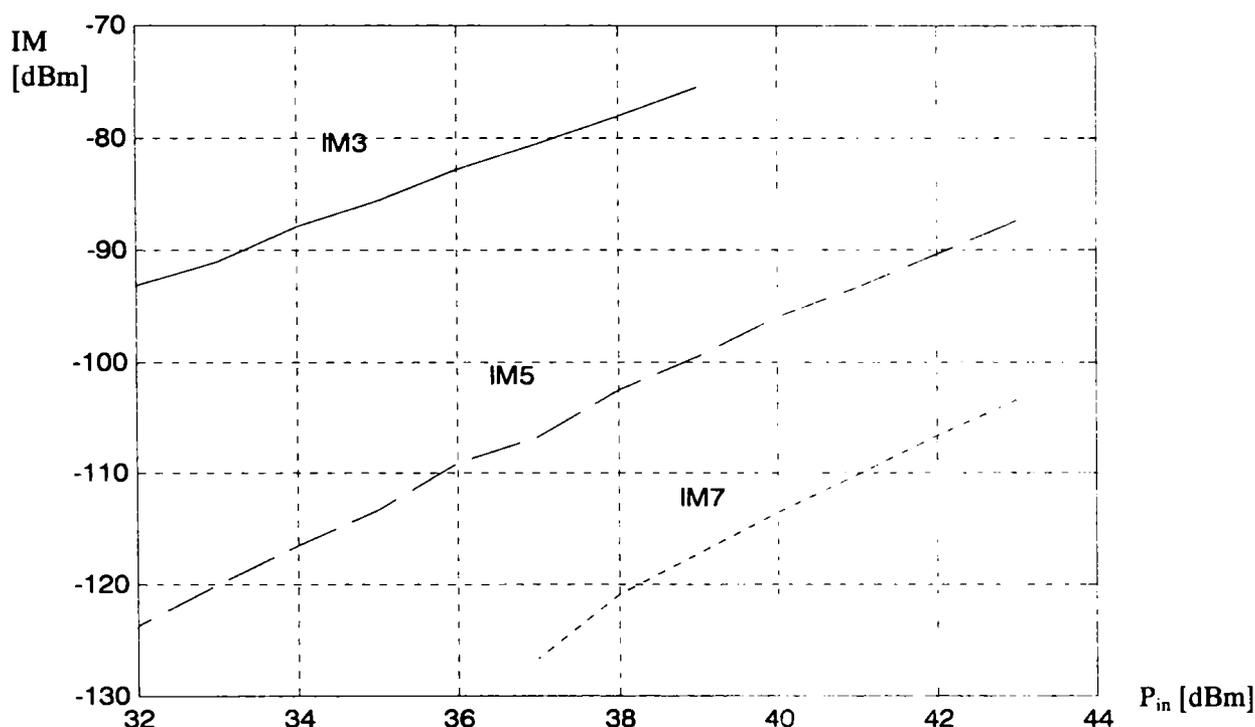


Fig. 5.4. Nivelurile produselor de intermodulație de ordinul III, V și VII pentru o linie de transmisiune neliniară, cu  $l=15$  cm, în banda de frecvențe de 900 MHz.

În cadrul măsurării efectuate în banda de frecvențe de 1800 MHz, pentru aceeași linie, cu  $f_1=1813,8$  MHz,  $f_2=1876,4$  MHz,  $f_3=1751,2$  MHz și  $f_5=1766$  MHz, s-au obținut rezultatele prezentate în tabelul 5.7.

Tabelul 5.7. Nivelurile produselor de intermodulație de ordinul III și V pentru o linie de transmisiune neliniară, cu  $l=15$  cm, în banda de frecvențe de 1800 MHz.

Pc1=Pc2 [dBm]	P3 [dBm]	P5 [dBm]
43	-79,2	-106,6
42	-80,8	-109,9
41	-83,6	-113,7
40	-86,1	-117,6
39	-89,1	-120,7
38	-91,4	-123,9
37	-94,1	-126,7

În figura 5.5 sunt reprezentate diagramele de variație ale nivelurilor produselor de intermodulație de ordinul III și V pentru linia de transmisiune neliniară, conform tabelului anterior. Din diagramă rezultă că și în acest caz, nivelul IM5 este cu peste 25 dB mai mic decât nivelul IM3, valori corespunzătoare rezultatelor teoretice obținute în paragraful 2.10.

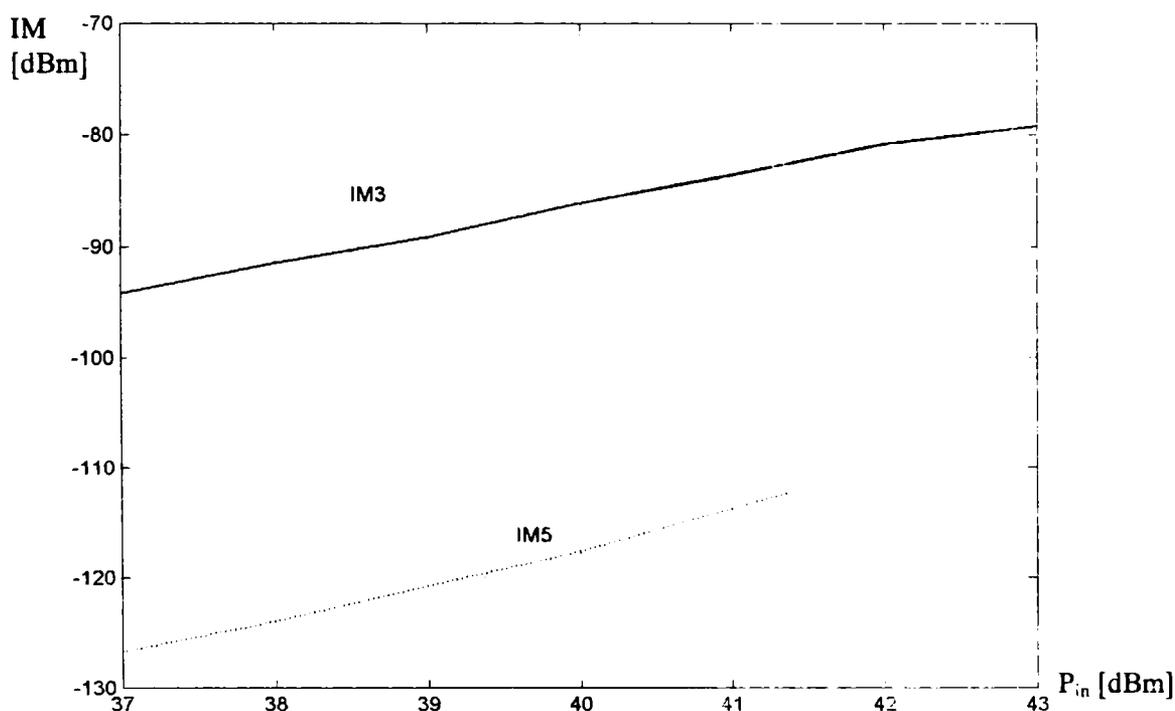


Fig. 5.5. Nivelurile produselor de intermodulație de ordinul III și V pentru o linie de transmisiune neliniară, cu  $l=15$  cm, în banda de frecvențe de 1800 MHz.

### 5.5. Determinarea exponentului $\lambda$

În tabelele 5.8, 5.9 și 5.10 sunt prezentate rezultatele experimentale măsurate asupra a trei linii de transmisiune coaxiale confecționate din oțel, cu lungimile de 9,2 cm, 10 cm și 32 cm. Măsurările au fost efectuate pentru unda directă și unda inversă, în benzile de frecvențe de 900 MHz și 1800 MHz, în condiții de adaptare, pentru un nivel al semnalelor de testare cuprins între  $2 \times 20$  W (43 dBm) și  $2 \times 1$  W (30 dBm). În tabele sunt prezentate nivelurile undelor directe și inverse în dBm și dBc, relația de transformare fiind următoarea:

$$P_x(\text{dBm}) = 10 \lg \frac{P_x}{1 \text{ mW}} = 10 \lg \frac{P_x}{P_c} \cdot \frac{P_c}{1 \text{ mW}} = P_x(\text{dBc}) + P_c(\text{dBm}) \quad (5.12)$$

unde  $P_C$  reprezintă puterea corespunzătoare purtătoarei exprimată în dBm.

*Tabelul 5.8. Dependența nivelului IM3, undele directă și invers de puterea semnalelor aplicate la intrare. Lungimea liniei – 9,2 cm, oțel*

P[dBm]	f = 900 MHz				f = 1800 MHz			
	unda directă		unda inversă		unda directă		unda inversă	
dBm	dBc	dBm	dBc	dBm	dBc	dBm	dBc	dBm
43	*	*	-118,2	-75,2	-126,6	-83,6	-147,5	-104,5
42	-114,9	-72,9	-119,5	-77,5	-128,4	-86,4	-149	-107
41	-116,2	-75,2	-120,8	-79,8	-129,9	-88,9	-150	-110
40	-117,5	-77,5	-121,6	-81,6	-131,6	-91,6	-152,5	-112,5
39	-118,9	-79,9	-123,3	-84,3	-133,2	-94,2	-154	-115
38	-120,8	-82,8	-125,4	-87,4	-135,4	-97,4	-156	-118
37	-122,2	-85,2	-126,2	-89,2	-136,8	-99,8	-157,7	-120,7
36	-123,3	-87,3	-128	-92	-138,4	-102,4	-159,7	-123,7
35	-125	-90	-129,3	-94,3	-140,9	-105,9	**	**
34	-126,7	-92,7	-130,7	-96,7	-142,5	-108,5	**	**
33	-128,3	-95,3	-132,8	-99,8	-144,9	-111,9	**	**
32	-129,3	-97,3	-134,1	-102,1	-146,3	-114,3	**	**
31	-131,4	-100,4	-136,3	-105,3	-148,3	-117,3	**	**
30	-133,3	-103,3	-138,3	-108,3	-150	-120	**	**

*Tabelul 5.9. Dependența nivelului IM3, undele directă și invers de puterea semnalelor aplicate la intrare. Lungimea liniei – 10 cm, oțel*

P[dBm]	f = 900 MHz				f = 1800 MHz			
	unda directă		unda inversă		unda directă		unda inversă	
dBm	dBc	dBm	dBc	dBm	dBc	dBm	dBc	dBm
43	*	*	-119,3	-76	-124,9	-81,9	-141,6	-98,4
42	-113,8	-71,8	-120,3	-78,3	-126,7	-84,7	-143,4	-101,5
41	-115,2	-74,2	-121,7	-80,7	-128,4	-87,4	-145,1	-103,9
40	-116,1	-76,1	-123,2	-82,8	-129,6	-89,6	-146,9	-106,5
39	-117,6	-78,6	-124,6	-85	-131,4	-92,4	-148,7	-109,2
38	-119,5	-81,5	-126,2	-88,1	-133,5	-95,5	-150,6	-112,4
37	-121,4	-84,4	-127,6	-90,6	-135,4	-98,4	-152,3	-114,9
36	-122,4	-86,4	-129,3	-93,2	-136,7	-100,7	-154,2	-118,1
35	-123,8	-88,8	-130,8	-95,7	-139	-104	-156	-121,3
34	-125,2	-91,2	-132,2	-98,1	-140,9	-106,9	-157,7	-123,6
33	-127,2	-94,2	-134,1	-101,2	-142,5	-109,5	-160	-126,4
32	-128,7	-96,7	-135,5	-103,5	-144,8	-112,8	-160,7	-129,6
31	-130,6	-99,6	-137,5	-106,4	-146,7	-115,7	-162,5	-131
30	-132,5	-102,5	-139,9	-109,4	-149	-119	-164,4	-131,7

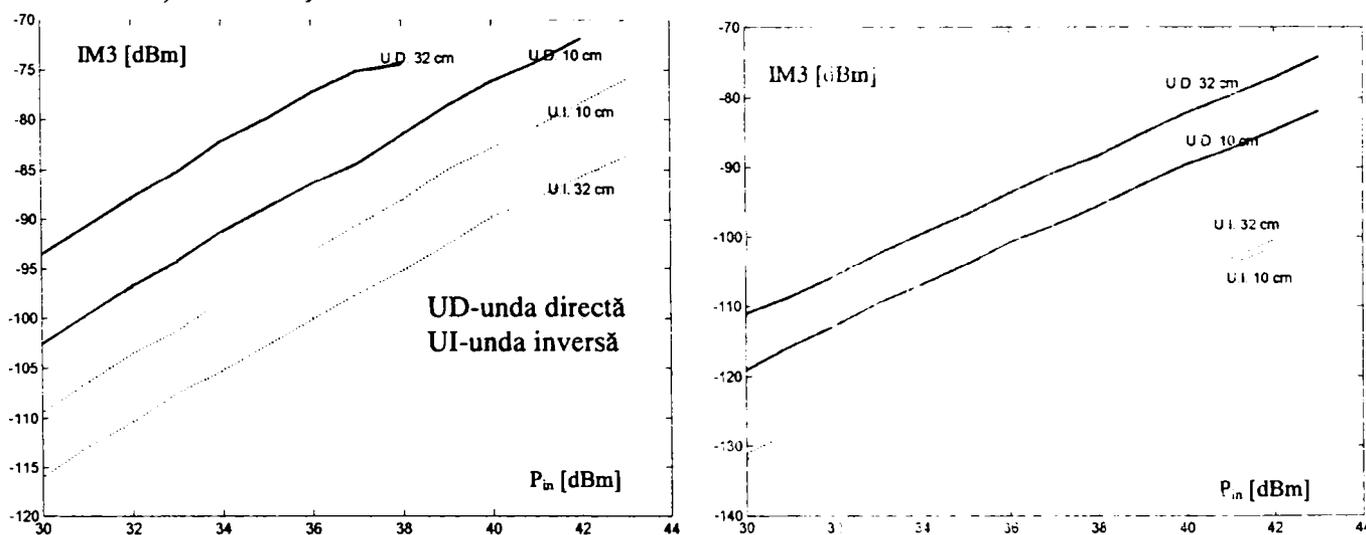
**Tabelul 5.10. Dependența nivelului IM3, unde directă și invers de puterea semnalelor aplicate la intrare. Lungimea liniei – 32 cm, oțel**

P[dBm]	f = 900 MHz				f = 1800 MHz			
	unda directă		unda inversă		unda directă		unda inversă	
dBm	dBc	dBm	dBc	dBm	dBc	dBm	dBc	dBm
43	*	*	-126.6	-83.7	-117.2	-74.2	-140.5	-97.5
42	*	*	-127.9	-85.7	-119.1	-77.1	-142.4	-100.4
41	*	*	-129	-87.9	-120.7	-79.7	-144.1	-103.1
40	*	*	-130.1	-89.8	-122.2	-82.2	-145.4	-105.4
39	*	*	-131.4	-92.6	-124.2	-85.2	-147.5	-108.5
38	-112.4	-74.4	-132.8	-95.2	-126.3	-88.3	-148	-110
37	-112.1	-75.1	-134.7	-97.5	-127.7	-90.7	-150.4	-113.4
36	-113.2	-77.2	-135.9	-100	-129.6	-93.6	-152.7	-116.7
35	-114.9	-79.9	-137.4	-102.6	-131.7	-96.7	-154.3	-119.3
34	-116.1	-82.1	-138.7	-105.2	-133.5	-99.5	-156.2	-122.2
33	-118.2	-85.2	-140.5	-107.4	-135.4	-102.4	-158.5	-125.5
32	-119.8	-87.8	-142.1	-110.4	-137.7	-105.7	-158.8	-126.8
31	-121.7	-90.7	-143.8	-112.9	-139.5	-108.6	-159	-128
30	-123.5	-93.5	-145.6	-116	-141	-111	-161	-131

\* Suprasarcină

\*\* Instabilitate a echipamentului de măsurare datorită pragului de zgomot propriu

În figura 5.6 sunt prezentate curbele de variație ale nivelului produselor de intermodulație de ordinul III în funcție de nivelul puterii semnalelor de intrare, pentru benzile de frecvențe de 900 și 1800 MHz..



b)

**Fig. 5.6. Curbele de variație ale produselor de intermodulație de ordinul III în funcție de puterea de intrare, în dBm. a) 900 MHz; b) 1800 MHz.**

Pe baza curbelor din figura 5.6. pot fi făcute următoarele observații:

- a) Dependența nivelului pentru produsul de intermodulație de ordinul III de puterea semnalului de intrare este o dreaptă; pentru o frecvență și o lungime date, se poate scrie:

$$P_3 = mP_1 + n \quad (5.13)$$

de unde rezultă că panta dreptei respective se poate determina cu relația:

$$m = \frac{\Delta P_3}{\Delta P_1} \quad (5.14)$$

- b) Ordonata la origine este un parametru ce depinde de materialul din care este confecționată linia, lungimea liniei și frecvență; ordonata la origine definește parametrul de neliniaritate  $K$ . Pe baza graficelor din figura 5.6 se deduce că la frecvența de 900 MHz, panta este de circa 2,5, iar la frecvența de 1800 MHz, panta este de circa 2,86.
- c) Nivelul produselor de intermodulație de ordinul III depind liniar de nivelul semnalului de intrare, însă panta are valoarea medie 2,643 (obținută prin medierea valorilor calculate cu ajutorul regresiei liniare, valoarea minimă fiind de 2,489 pentru 900 MHz/32 cm și valoarea maximă de 2,857 pentru 1800 MHz/32 cm) și nu este egală cu 3.
- d) Nivelul produselor de intermodulație de ordinul III pentru unda directă pot fi folosite pentru determinarea unor mărimi ce caracterizează neliniaritatea; pentru unda inversă rezultatele sunt mai puțin relevante în mod direct deoarece intervin fenomenele legate de propagare și deci, intervine și lungimea electrică a conducteurului.
- e) Nivelul produselor de intermodulație de ordinul III depinde de frecvență și scade o dată cu creșterea frecvenței; în cazul experimentat, la dublarea frecvenței, nivelul produselor de intermodulație de ordinul III pentru unda directă, a scăzut cu o medie de 14,66 dB pentru linia de 10 cm și 16,73 dB pentru linia de 32 cm, cu o tendință de scădere la niveluri mari ale semnalului de intrare. De altfel și panta este mai mare la 1800 MHz comparativ cu 900 MHz (2,847 comparativ cu 2,52). O explicație posibilă este următoarea: o dată cu creșterea frecvenței, din cauza efectului pelicular scade adâncimea de pătrundere; densitatea de curent din zonă devine mai mare și aduce mai repede la saturație materialul magnetic, ceea ce face ca să scadă ponderea neliniarității.
- f) Forma curbelor reprezentate indică faptul că nivelul erorilor de măsurare este redus.

### **5.6. Determinarea coeficientului de neliniaritate $K$**

Pentru determinarea modelului matematic al neliniarității liniilor de transmisiune, pe baza modelului matematic propus în paragraful 2.4 pentru unda directă, se consideră amplitudinea semnalului corespunzător unde directe,  $A_3$ ; dacă puterea acestuia este  $P_3$ , se poate scrie:

$$A_3 = \sqrt{2P_3R} \quad (5.15)$$

Dacă se consideră că puterea este debitată pe o rezistență  $R$ , valoarea puterii în dBm va fi dată de expresia:

$$P_3[dBm] = 10 \log \frac{A_3^2}{2R \cdot 10^{-3}} = 10 \log \frac{A_3}{2R \cdot 10^{-3}} \quad (5.16)$$

de unde se obține:

$$A_3 = \sqrt{2R \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{\frac{P_3[dBm]}{20}} \quad (5.17)$$

Similar pentru amplitudinea semnalului de intrare în funcție de puterea semnalului de intrare, se poate scrie:

$$A = \sqrt{2R \cdot 10^{-3}} \cdot 10^{\frac{P_{in}[dBm]}{20}} \quad (5.18)$$

Dacă  $A_3$  și  $A$  se înlocuiesc în formula sumei pentru unda directă și după logaritmare se obține:

$$\begin{aligned} \log \sqrt{2R \cdot 10^{-3}} + \frac{P_3[dBm]}{20} &= \log K + (p+1) \log \sqrt{2R \cdot 10^{-3}} + \\ &+ (p+1) \frac{P_{in}[dBm]}{20} + \log[\exp(-l\alpha_{12})] + \\ &+ \log \left[ \exp \left( \alpha_{12} - \alpha_1 - p \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \right) l - 1 \right] - \log \left( \alpha_{12} - \alpha_1 - p \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \right) \end{aligned} \quad (5.19)$$

de unde se obține:

$$\begin{aligned} 20 \log K &= P_3[dBm] - (p+1)P_{in}[dBm] + 13p + 8,68l\alpha_{12} - \\ &- 20 \log \left[ \exp \left( \alpha_{12} - \alpha_1 - p \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \right) l - 1 \right] + \\ &+ 20 \log \left( \alpha_{12} - \alpha_1 - p \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2} \right) \end{aligned} \quad (5.20)$$

În tabelele 5.11, 5.12, s-au determinat valorile parametrului de neliniaritate pentru trei linii de transmisiune cu lungimile de: 0,092 m, 0,10 m și 0,032 m, în benzile de frecvențe de 900 MHz și 1800 MHz, având ca mărime variabilă puterea de intrare. În aceleași tabele sunt prezentate și valorile obținute după efectuarea corecției de zgomot conform metodei prezentate în paragraful 5.3. Trebuie menționat că toate calculele sunt făcute cu programul EXCEL. În tabele sunt efectuate și calculele pentru o corecție de +1 cm pentru lungime, care este echivalentă cu lungimea conectoarelor.

Tabelul 5.11. Determinarea valorii parametrului de neliniaritate ( $f=900\text{MHz}$ )

$P_1$	$P_3$	20lgK			$P_3$	20lgK			20lgK			
		$l=9,2$	$l=10,2$	$P_{zg}$		$P_3$	$l=10$	$l=11$	$P_{zg}$	$P_3$	$l=32$	$l=33$
dBm	dBm	cm	cm	dBm	dBm	cm	cm	dBm	dBm	cm	cm	dBm
43*					*				*			
42	-72,9	-139,18	-140,07	-140,07	-71,8	-138,80	-139,63	-139,63	*			
41	-75,2	-138,93	-139,82	-139,82	-74,2	-138,65	-139,48	-139,48	*			
40	-77,5	-138,68	-139,57	-139,57	-76,1	-138,00	-138,83	-138,83	*			
39	-79,9	-138,53	-139,42	-139,42	-78,6	-137,95	-138,78	-138,78	*			
38	-82,8	-138,88	-139,77	-139,77	-81,5	-138,30	-139,13	-139,13	-74,4	-141,30	-141,57	-141,57
37	-85,2	-138,73	-139,62	-139,62	-84,4	-138,65	-139,48	-139,48	-75,1	-139,45	-139,72	-139,72
36	-87,3	-138,28	-139,17	-139,17	-86,4	-138,10	-138,93	-138,93	-77,2	-139,00	-139,27	-139,27
35	-90	-138,43	-139,32	-139,32	-88,8	-137,95	-138,78	-138,78	-79,9	-139,15	-139,42	-139,42
34	-92,7	-138,58	-139,47	-139,46	-91,2	-137,80	-138,63	-138,62	-82,1	-138,80	-139,07	-139,07
33	-95,3	-138,63	-139,52	-139,51	-94,2	-138,25	-139,08	-139,07	-85,2	-139,35	-139,62	-139,62
32	-97,3	-138,08	-138,97	-138,95	-96,7	-138,20	-139,03	-139,01	-87,8	-139,40	-139,67	-139,67
31	-100,4	-138,63	-139,52	-139,47	-99,6	-138,55	-139,38	-139,33	-90,7	-139,75	-140,02	-140,01
30	-103,3	-138,98	-139,87	-139,76	-102,5	-138,90	-139,73	-139,64	-93,5	-140,00	-140,27	-140,26
Val. med		-138,65	-139,55	-139,53		-138,32	-139,14	-139,13		-139,58	-139,85	-139,85
Er.med.pat.		0,2969	0,2969	0,294		0,359	0,3596	0,3474		0,7412	0,7412	0,7405

 Tabelul 5.12. Determinarea valorii parametrului de neliniaritate ( $f=1800\text{MHz}$ )

$P_1$	$P_3$	20lgK			$P_3$	20lgK			20lgK			
		$l=9,2$	$l=10,2$	$P_{zg}$		$P_3$	$l=10$	$l=11$	$P_{zg}$	$P_3$	$l=32$	$l=33$
dBm	dBm	cm	cm	dBm	dBm	cm	cm	dBm	dBm	cm	cm	dBm
43	-83,6	-160,77	-161,66	-161,66	-81,9	-159,79	-160,62	-160,62	-74,2	-162,19	-162,46	-162,46
42	-86,4	-160,74	-161,63	-161,63	-84,7	-159,76	-160,59	-160,59	-77,1	-162,26	-162,53	-162,53
41	-88,9	-160,41	-161,30	-161,30	-87,4	-159,63	-160,46	-160,46	-79,7	-162,03	-162,30	-162,30
40	-91,6	-160,28	-161,17	-161,17	-89,6	-159,00	-159,83	-159,83	-82,2	-161,70	-161,97	-161,97
39	-94,2	-160,05	-160,94	-160,94	-92,4	-158,97	-159,80	-159,80	-85,2	-161,87	-162,14	-162,14
38	-97,4	-160,42	-161,31	-161,31	-95,5	-159,24	-160,07	-160,07	-88,3	-162,14	-162,41	-162,41
37	-99,8	-159,99	-160,88	-160,88	-98,4	-159,31	-160,14	-160,13	-90,7	-161,71	-161,98	-161,98
36	-102,4	-159,76	-160,65	-160,64	-100,7	-158,78	-159,61	-159,60	-92,5	-161,78	-162,05	-162,05
35	-105,9	-160,43	-161,32	-161,30	-104	-159,25	-160,08	-160,06	-96,7	-162,05	-162,32	-162,32
34	-108,5	-160,20	-161,09	-161,05	-106,9	-159,32	-160,15	-160,12	-99,5	-162,02	-162,29	-162,29
33	-111,9	-160,77	-161,66	-161,58	-109,5	-159,09	-159,92	-159,87	-102,4	-162,09	-162,36	-162,35
32	-114,3	-160,34	-161,23	-161,08	-112,8	-159,56	-160,39	-160,28	-105,7	-162,56	-162,83	-162,81
31	-117,3	-160,51	-161,40	-161,09	-115,7	-159,63	-160,45	-160,24	-108,5	-162,63	-162,90	-162,86
30	-120	-160,38	-161,27	-160,67	-119	-160,10	-160,93	-160,46	-111	-162,20	-162,47	-162,40
Val.med		-160,36	-161,25	-161,16		-159,39	-160,23	-160,15		-162,09	-162,36	-162,35
$\sigma$		0,2961	0,2961	0,3241		0,371	0,371	0,3497		0,2797	0,2797	0,2699

În tabelul 5.13 sunt prezentate valorile determinate pentru parametrul de neliniaritate  $K$  pentru o linie de transmisiune neliniară cu lungimea de 25 cm, în benzile de frecvențe de 1800 și 1900 MHz, având ca mărime variabilă puterea de intrare: și în acest caz s-au făcut corecții de lungime și respectiv, de zgomot.

**Tabelul 5.13. Determinarea valorii parametrului de neliniaritate ( $f=1800\text{MHz}+1900\text{MHz}$ )**

P[dBm]	$P_3$	$f = 1800\text{ MHz}$			$P_3$	$f = 1900\text{ MHz}$		
		20lgK				20lgK		
dBm	dBm	$l=25\text{ cm}$	$l=26$	$P_{zg}$	dBm	$l = 25\text{ cm}$	$l=26$	$P_{zg}$
43	-119,9	-163,08	-163,42	-163,08	-119,6	-162,78	-163,12	-162,78
42	-121,8	-163,14	-163,48	-163,14	-121,3	-162,64	-162,98	-162,64
41	-123,5	-163,00	-163,34	-163,00	-123,2	-162,70	-163,04	-162,70
40	-125,1	-162,76	-163,10	-162,76	-124,9	-162,56	-162,90	-162,56
39	-127,1	-162,92	-163,26	-162,92	-126,0	-162,42	-162,76	-162,42
38	-129,1	-163,08	-163,42	-163,08	-128,9	-162,58	-163,22	-162,88
37	-130,6	-162,74	-163,08	-162,74	-130,1	-162,24	-162,58	-162,24
36	-132,3	-162,60	-162,94	-162,60	-132,4	-162,70	-163,04	-162,70
35	-134,7	-163,16	-163,50	-163,15	-134,2	-162,66	-163,00	-162,65
34	-136,1	-162,72	-163,06	-162,71	-135,7	-162,32	-162,66	-162,31
33	-138,3	-163,08	-163,42	-163,06	-137,8	-162,58	-162,92	-162,56
32	-140	-162,94	-163,28	-162,90	-140,1	-163,04	-163,38	-163,00
31	-142	-163,10	-163,44	-163,03	-141,6	-162,70	-163,04	-162,64
30	-143,4	-162,66	-163,00	-162,53	-143,5	-162,76	-163,10	-162,63
	Val.med	-162,93	-163,27	-162,91		-162,64	-162,98	-162,62
	$\sigma$	0,194004	0,194004	0,204719		0,211873	0,211873	0,204222

În tabelul 5.14 sunt prezentate valorile determinate pentru parametrul de neliniaritate  $K$  pentru o linie de transmisiune neliniară, pentru două puteri ale purtătoarelor, de 10 și 20 W, în benzile de frecvențe de 1800 și 1900 MHz, având ca mărime variabilă lungimea liniei.

**Tabelul 5.14. Determinarea valorii parametrului de neliniaritate în funcție de variația lungimii liniei ( $f=1800\text{MHz}+1900\text{MHz}$ )**

Banda de frecvențe		1800MHz				1900MHz				
Pin [W]		20W		10W		20W		10W		
lung [m]	$\lambda$	$P_3$ [dBm]	20lgK [dB]	$P_3$ [dBm]	20lgK [dB]	$\lambda$	$P_3$ [dBm]	20lgK [dB]	$P_3$ [dBm]	20lgK [dB]
0,23	1,633	-120,5	-158,73	-125,4	-158,53	1,766	-119,9	-159,53	-125,3	-159,24
0,24	1,733	-120	-158,60	-125,2	-158,70	1,8	-119,8	-159,30	-125,2	-159,51
0,25	1,766	-119,9	-158,86	-125,2	-159,06	1,766	-120	-159,86	-125,3	-159,97
0,26	1,533	-119,6	-158,90	-124,2	-158,40	1,733	-119,4	-159,60	-124,6	-159,61
0,27	1,8	-119	-158,63	-124,4	-158,93	1,833	-118,3	-158,83	-123,8	-159,14
0,28	1,8	-118,3	-158,24	-123,7	-158,54	1,8	-118,2	-159,04	-123,6	-159,25
0,29	1,733	-118,4	-158,65	-123,6	-158,750	1,666	-118,1	-159,15	-123	-158,96
0,3	1,7	-118,5	-159,04	-123,6	-159,04	1,633	-117,8	-159,24	-122,7	-158,95
0,31	1,7	-118,5	-159,33	-123,6	-159,33	1,6	-117,9	-159,63	-122,7	-159,24
0,32	1,666	-118,5	-159,60	-123,5	-159,50	1,733	-119,5	-161,50	-124,7	-161,51
	Val.med		-158,86		-158,88	1,733		-159,53		-159,54
	$\sigma$		0,369		0,341	0,073		0,720		0,720

În tabelele 5.15 și 5.16 sunt prezentate comparativ valorile medii ale parametrilor de neliniaritate determinați pentru diferite lungimi ale liniilor de transmisiune neliniare, la frecvențele de 900 MHz, respectiv, 1800 MHz.

**Tabelul 5.15. Determinarea valorilor parametrilor de neliniaritate ( $f=900$  MHz)**

Lungimea liniei	$\lambda$	20lgK	20lgK (cu cor. lung.)	20lgK (cu cor. zgomot)
cm		dB	dB	dB
9,2	2,53	-138,65	-139,55	-139,53
10	2,59	-138,31	-139,14	-139,13
32	2,52	-139,58	-139,85	-139,85
Val.med	2,55	-138,85	-139,5	-139,50
$\sigma$	0,0378	0,655	0,3537	0,359

**Tabelul 5.16. Determinarea valorilor parametrilor de neliniaritate ( $f=1800$  MHz)**

Lungimea liniei	$\lambda$	20lgK	20lgK (cu cor. lung.)	20lgK (cu cor. zgomot)
cm		dB	dB	dB
9,2	2,81	-160,36	-161,25	-161,16
10	2,83	-159,39	-160,22	-160,15
25	2,82	-162,93	-163,37	-162,91
32	2,86	-162,09	-162,36	-162,35
Val.med	2,83	-161,19	-161,77	-161,64
$\sigma$	0,020	1,609	1,325	1,231

### **5.7. Comparatia valorilor experimentale cu cele teoretice pentru modelul $K-\lambda$**

Determinarea parametrilor de neliniaritate ce intervin în modelul  $K-\lambda$  propus în capitolul 2 s-a făcut pe baza măsurărilor efectuate pentru unda directă asupra unor linii de transmisiune neliniare de diferite lungimi și la puteri, respectiv frecvențe diferite ale semnalelor de intrare.

Rezultatele obținute pentru exponentul puterii amplitudinii  $\lambda$ , demonstrează că premiza de la care s-a pornit pentru realizarea noului model matematic este corectă, acesta fiind un parametru independent de puterea semnalului aplicat la intrare și de lungimea liniei de transmisiune, dar dependent de frecvență.

Referitor la determinarea celui de-al doilea parametru de neliniaritate,  $K$ , se pot menționa observațiile anterioare, însă faptul că dispersia valorilor obținute este redusă, indică doar faptul că nivelul erorilor aleatoare este redus, nu și corectitudinea modelului propus. Pentru a verifica corectitudinea modelului propus se vor folosi valorile pentru  $\lambda$  și  $K$  determinate pentru unda directă, cu ajutorul cărora se va estima nivelul undei inverse, nivel care se va compara cu rezultatele experimentale. În tabelul 5.17 este prezentată dependența nivelului undelor directe și inverse pentru produsele de intermodulație de ordinul III de lungimea liniei de transmisiune la trei frecvențe de lucru: 900, 1800 și 1900 MHz. Trebuie precizat faptul că lungimea efectivă a liniei nu este cunoscută exact din cauza conectorilor și a cablurilor de legătură, însă variația lungimii liniei a fost făcută prin scurtarea acesteia cu câte un centimetru; absența datelor la 29 cm se datorează unei erori de scurtare. De asemenea, menționez că măsurările au fost efectuate cu trei echipamente diferite (câte unul pentru fiecare bandă de frecvențe), deci fiecare prevăzut cu dispozitive de conectare și rezistență de sarcină, proprii.

**Tabelul 5.17. Dependența nivelului produselor de intermodulație de ordinul III de lungime**

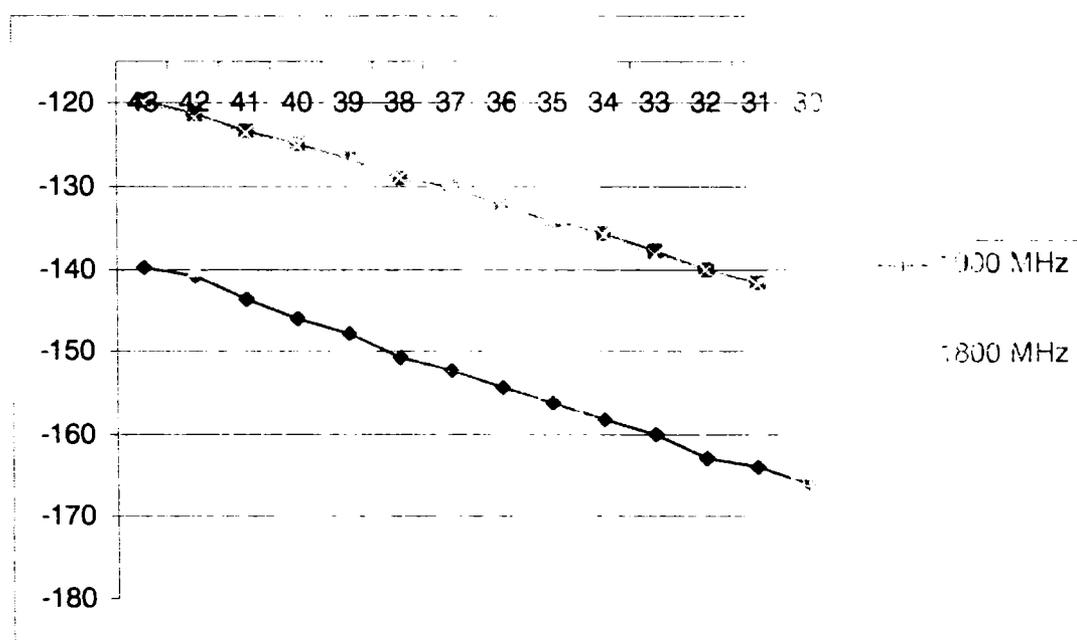
Frecv. Pin lung. [cm]	Unda inversă						Unda directă			
	$f = 900$ MHz		$f = 1800$ MHz		$f = 1900$ MHz		$f = 1800$ MHz		$f = 1900$ MHz	
	20 [W]	10 [W]	20 [W]	10 [W]	20 [W]	10 [W]	20 [W]	10 [W]	20 [W]	10 [W]
23	-118,6	-122,2	-135,3	-140	-150	-155,6	-120,5	-125,4	-120	-125,3
24	-119,4	-123,3	-138,2	-143	-157,3	-161,4	-120	-125,2	-119,8	-125,2
25	-119,9	-123,6	-138	-143,3	-147,7	-152,4	-119,9	-125,7	-120	-125,3
26	-121,3	-125	-134,3	-139,4	-140,7	-145,8	-119,6	-125,2	-119,4	-124,6
27	-123,4	-127,1	-132,4	-137,6	-137,4	-143,5	-119	-125,4	-118,3	-123,8
28	-125,4	-129,5	-132,5	-137,5	-136,8	-142	-118,5	-125,7	-118,2	-123,6
29										
30	-142,5	-147	-133,8	-138,5	-138,8	-143,8	-118,5	-125,6	-117,8	-122,7
31	-134	-138,3	-134,8	-139,5	-144,3	-149,6	-118,5	-125,6	-117,9	-122,7
32	-129,4	-133,1	-135,7	-140,7	-142,8	-148	-118,5	-125,5	-119,5	-124,7

**Observații:**

- Pentru banda de frecvențe de 900 MHz,  $f_1=935$  MHz și  $f_2=960$  MHz  $\Rightarrow f_{im}= 910$  MHz,
- Pentru banda de frecvențe de 1800 MHz,  $f_1=1805$  MHz și  $f_2=1880$  MHz  $\Rightarrow f_{im}= 1730$  MHz,
- Pentru banda de frecvențe de 1900 MHz,  $f_1=1930$  MHz și  $f_2=1990$  MHz  $\Rightarrow f_{im}= 1870$  MHz.

Cu ajutorul programului EXCEL s-au reprezentat graficele de dependență dintre nivelul produselor de intermodulație de ordinul III pentru unda directă (fig. 5.7) și respectiv, pentru unda inversă (fig. 5.8).

Pentru a efectua comparația s-a folosit un program scris în MATLAB (Anexa 4), prezentat în anexă, care permite obținerea unor reprezentări grafice cu facilități suplimentare de prelucrare și deci, de interpretare.


**Fig. 5.7. Dependența nivelului produsului de intermodulație de ordinul III pentru unda directă.**

Astfel, în fig. 5.9 se prezintă dependența nivelului produsului de intermodulație de ordinul III, undă inversă, în funcție de lungimea liniei de transmisie, în banda de frecvențe de 900 MHz; din figură se constată că dacă se efectuează o corecție (tranzlatare), de circa 2 cm, între curba teoretică și cea experimentală rezultă o foarte bună concordanță.

În fig. 5.10 se prezintă dependența nivelului produsului de intermodulație de ordinul III, pentru undă inversă, în funcție de lungimea liniei de transmisie, în banda de frecvențe de 1800 MHz; din figură se constată că, în acest caz, trebuie să se efectueze două corecții: o translatare, de circa 0,5 cm și o reducere a nivelului cu aproximativ 5 dB. O explicare a diferențelor care apar între caracteristica teoretică și cea experimentală constă într-o posibilă

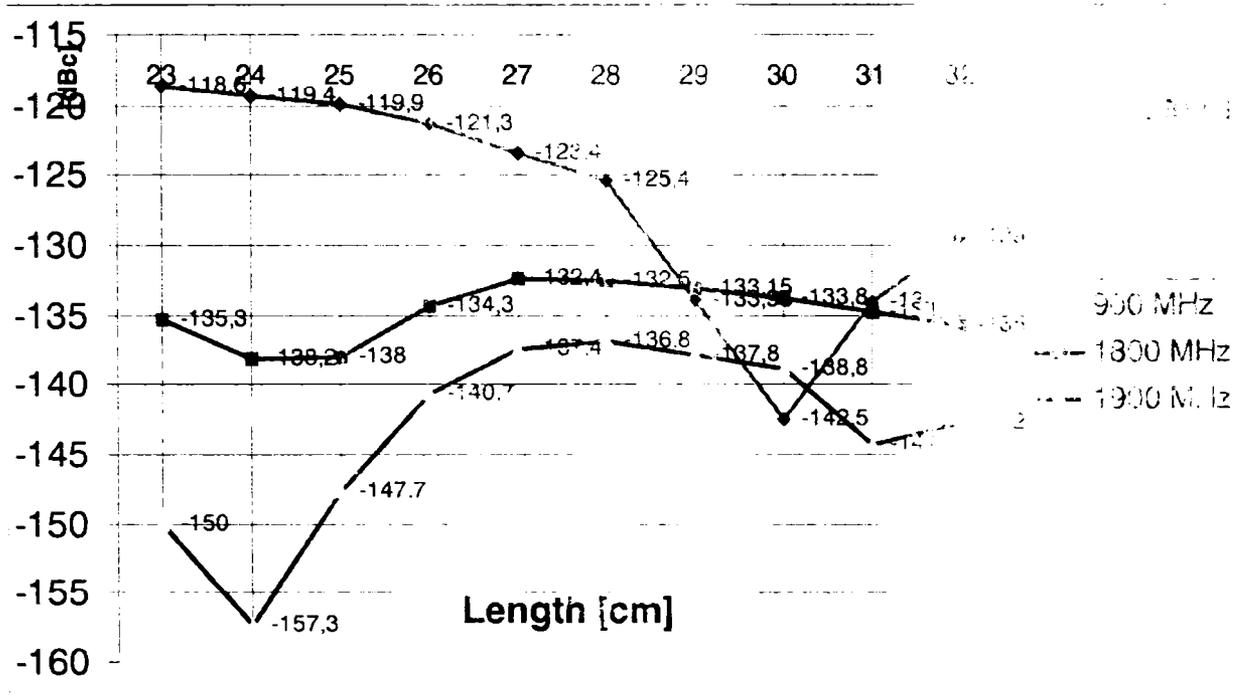


Fig. 5.8. Dependenta nivelului produsului de intermodulație de ordinul III pentru undă inversă.

neadaptare a liniei de transmisie care produce unde reflectate suplimentare și deci, estompează valorile minime (cele care trebuiau să apară în jur de 25 cm).

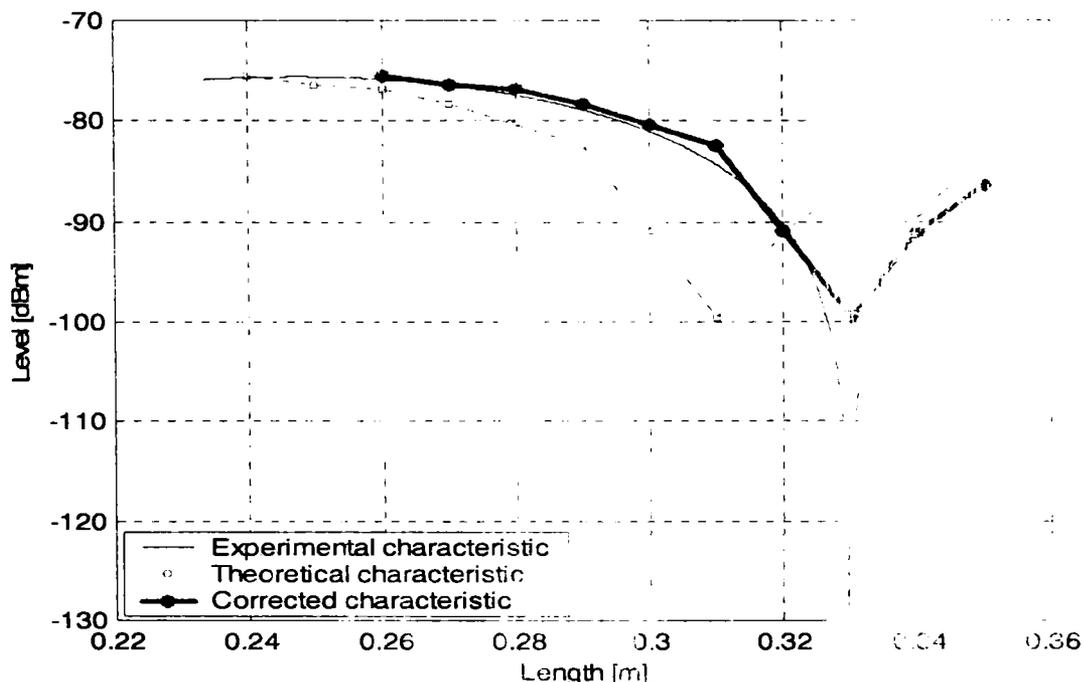


Fig. 5.9. Dependenta nivelului produsului de intermodulație de ordinul III, undă inversă de lungimea liniei de transmisie, banda de frecvențe de 900 MHz.

În fig. 5.11 se prezintă dependența nivelului produsului de intermodulație de ordinul III, pentru undă inversă, în funcție de lungimea liniei de transmisiune, în banda de frecvențe de 1900 MHz; din figură se constată că și în acest caz, trebuie să se efectueze două corecții: o translatare, de circa 1 cm și o reducere a nivelului cu aproximativ 2 dB.

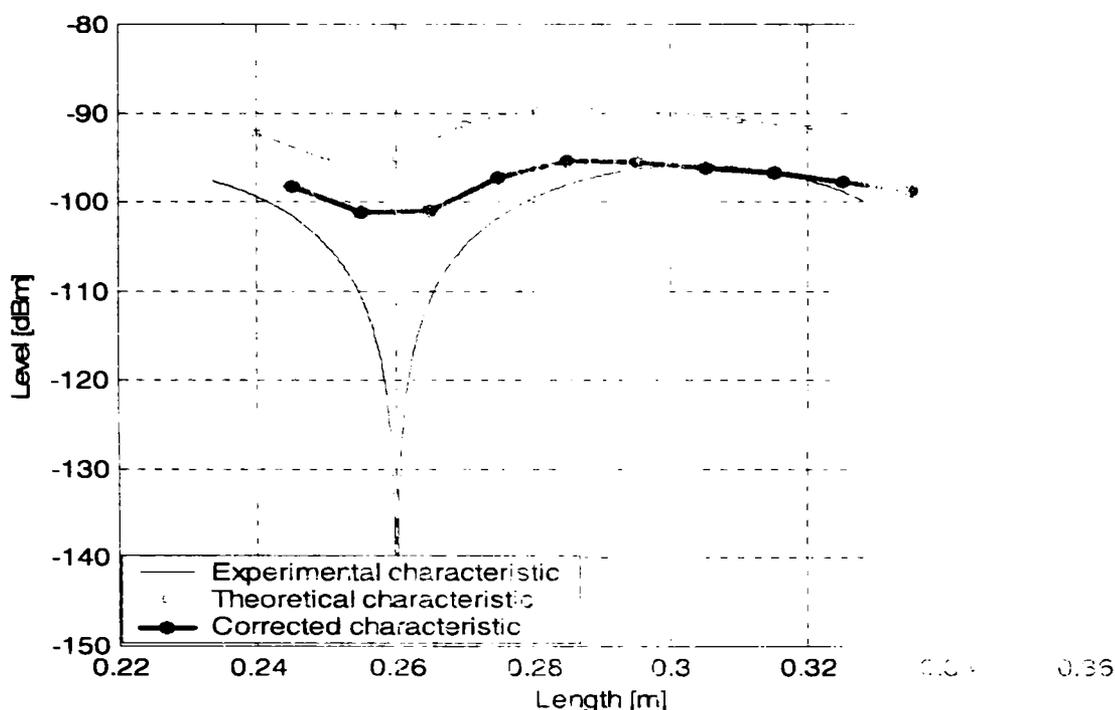


Fig. 5.10. Dependența nivelului produsului de intermodulație de ordinul III, undă inversă de lungimea liniei de transmisiune, banda de frecvențe de 1800 MHz.

Din graficele de mai sus rezultă (teoretic și practic), periodicitatea spațială a nivelului unei inverseși deci, dependența acesteia de lungimea electrică.

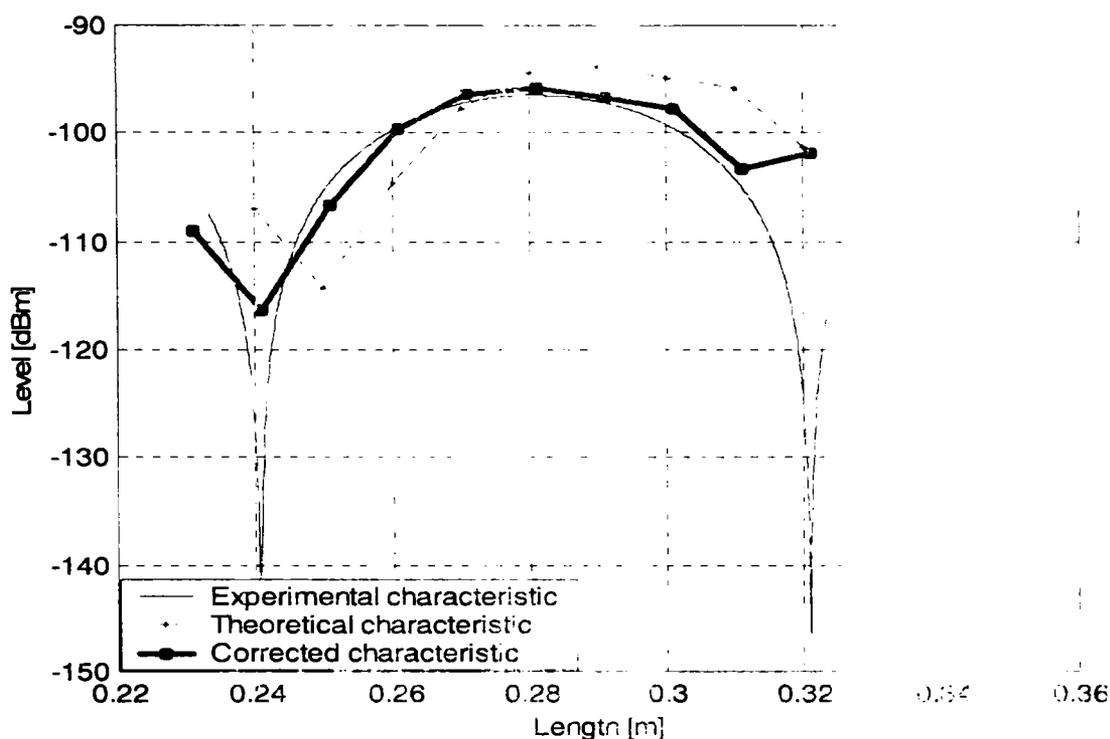


Fig. 5.11. Dependența nivelului produsului de intermodulație de ordinul III, undă inversă de lungimea liniei de transmisiune, banda de frecvențe de 1900 MHz.

Modelul propus este dezvoltat în particular pentru liniile de transmisie măsurate practic. El poate fi adaptat însă oricărui alt dispozitiv pasiv cu unul sau două porturi (antena, filtru, distribuitor etc.).

O primă concluzie desprinsă din modelul teoretic și confirmată experimental este aceea a comportării diferite a undei directe și a undei inverse datorită fenomenelor de recombinare a fazelor.

Principial, pentru unda directă, nivelul produselor de intermodulație crește o dată cu creșterea lungimii liniei de transmisie, însă peste o anumită lungime, în cauza atenuării proprii liniei, nivelul începe să scadă.

În figura 5.12 se prezintă dependența nivelului produsului de intermodulație de ordinul III, unda directă, de lungimea liniei în banda de frecvențe de 1800 MHz; din grafic rezultă existența unui maxim la circa 40 m, după care nivelul începe să scadă din cauza atenuării semnalelor care se transmit pe linie.

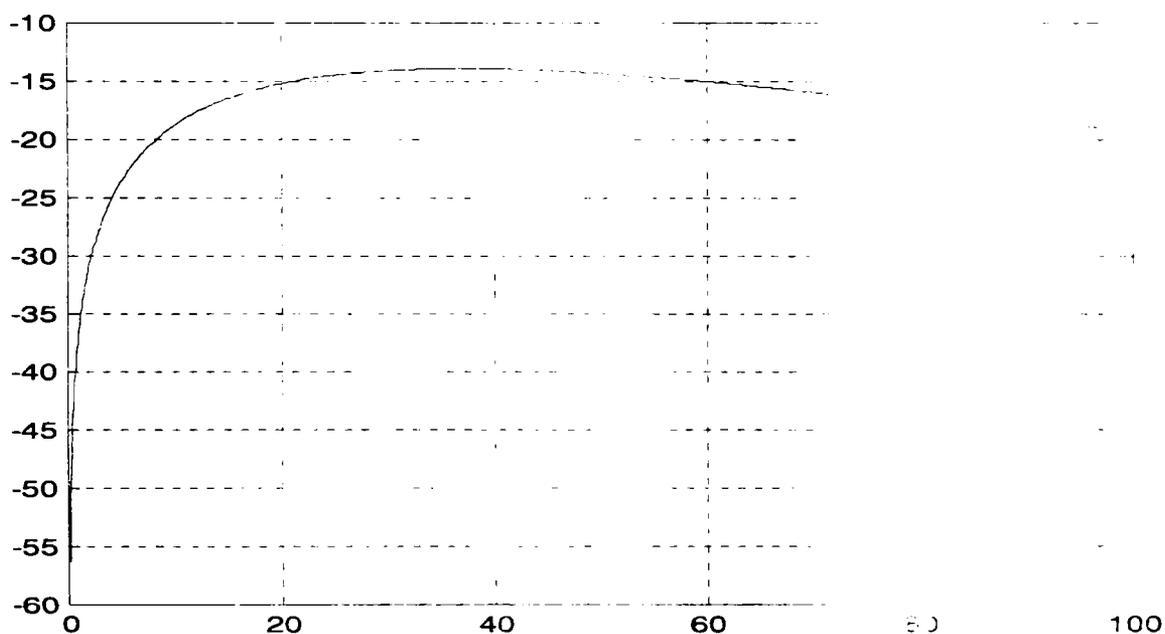


Fig. 5.12. Dependența teoretică a nivelului produsului de intermodulație de ordinul III, undă directă, de lungimea liniei de transmisie, banda de frecvențe de 1800 MHz.

În figura 5.13 se prezintă dependența teoretică a nivelului produsului de intermodulație de ordinul III, unda inversă, de lungimea liniei în cele trei benzi de frecvențe: 900, 1800 și 1900 MHz; din grafic se observă periodicitatea de  $\lambda/2$ . Este interesant de reținut că, pentru o frecvență dată, se poate alege lungimea liniei de transmisie, astfel încât nivelul produsului de intermodulație, unda inversă, să fie minim, însă, din punct de vedere de lucru și lungimea este destul de critică. De altfel, în literatura de specialitate în aparatură semnalizări că unii producători au folosit această observație pentru a prezenta linii de transmisie sau conectoare cu neliniarități reduse printr-o alegere convenabilă a frecvenței la care a avut loc măsurarea.

Neliniaritatea și deci produsele de intermodulație depind de natura materialelor din care sunt confecționate liniile de transmisie.

Un alt mod de a compara rezultatele teoretice cu cele experimentale este de a calcula diferența între nivelul undei de intermodulație pasivă directă și nivelul undei de intermodulație pasivă inversă pentru valorile obținute practic și cele obținute în urma simulării asistate de calculator. În urma acestei operații se va reduce influența constantei de proporționalitate  $K$  deoarece termenul  $\log(K)$  va fi eliminat din relațiile finale de calcul (2.40)

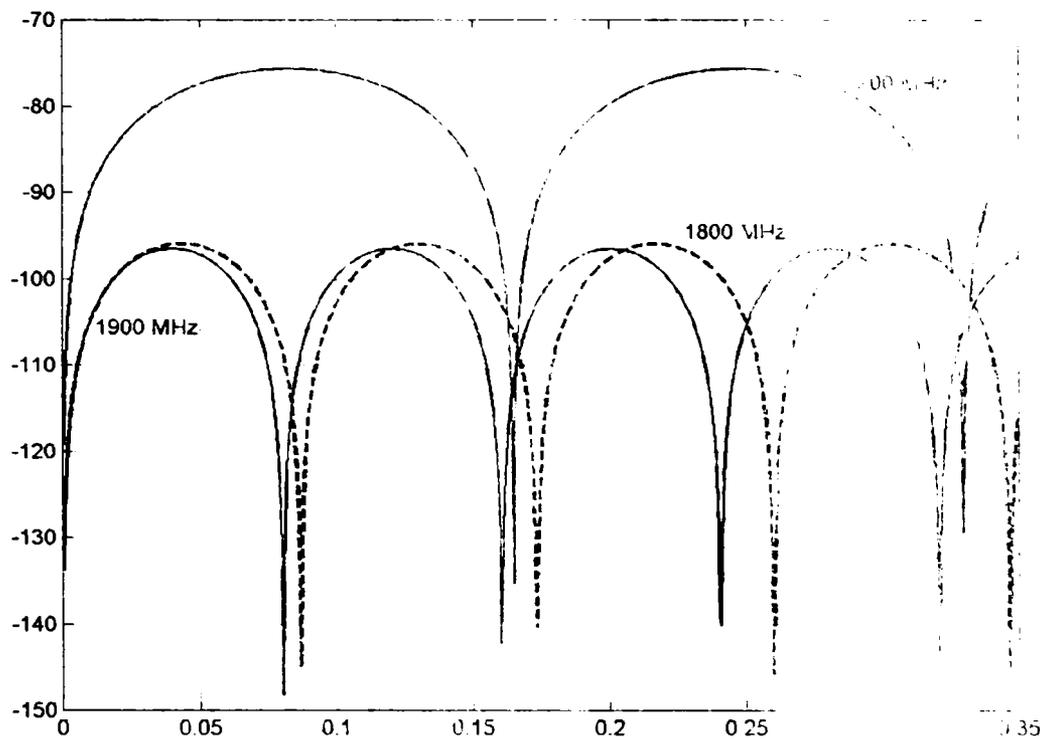


Fig. 5.13 Dependenta teoretică a nivelului produsului de intermodulație de ordinul III, undă inversă, de lungimea liniei de transmisie.

și (2.50). Din datele experimentale, în jurul frecvenței de 1800 MHz, se obțin valorile prezentate în tabelul 5.18:

Tabelul 5.18. Comparația valorii parametrului de neliniaritate

$P_{in}$ [dBm]	Diferența(0,092 m) [dBc]	Diferența(0,10 m) [dBc]	Diferența(0,32 m) [dBc]
43	20,9	16,7	23,3
42	20,6	16,7	23,3
41	20,1	16,7	23,4
40	20,9	17,3	23,2
39	20,8	17,3	22,2
38	20,6	17,1	21,7
37	20,9	16,9	22,7
36	21,3	17,5	21,1

#### Observații:

- Diferența medie obținută în pentru linia de 9,2 cm este de 20,76 dBc față de 25 dBc teoretic. Abaterea de circa 4 dBc între valoarea teoretică și cea practică se datorează faptului că la o lungime de 9,2 cm apare pe graficul dependenței nivelului de intermodulație pasivă, undă inversă, cu lungimea liniei de transmisie o cădere bruscă, astfel încât la mici variații ale lungimii, nivelul de intermodulație poate varia cu 5-10 dBc (vezi și fig. 5.13).
- Diferența medie obținută pentru linia de 10 cm este de 16,78 dBc față de 17,7 dBc teoretic.
- Pentru linia de 32 cm, diferența medie obținută este de 22,34 dBc față de 21,95 dBc teoretic.

Această diferență de maxim 1 dBc între valoarea teoretică și cea practică în ultimele două cazuri, se poate datora erorilor prelucrării numerice sau aproximărilor care au fost necesare la determinarea lungimii.

### 5.8. Determinarea coeficienților de neliniaritate pentru cazul general

Tabelul 5.19 conține coeficienții  $a_i$ , obținuți în MATLAB cu ajutorul funcției polyfit și coeficienții  $b_i$  calculați cu ajutorul coeficienților  $a_i$ . Prin măsurarea coeficienților  $b_i$  corespunzători fiecărei lungimi, s-au determinat valorile care dau modelului propus gradul de generalitate scontat. Determinarea coeficienților de neliniaritate pentru cazul general, s-a făcut conform metodei descrise în paragraful 2.11. pentru linii de transmisii neliniare, de diferite lungimi și la frecvențe diferite.

Tabelul 5.19. Determinarea coeficienților de neliniaritate pentru cazul general

frecv MHz	lng cm	exp.	a3		a2		a1		a0
			b1	b2	b3	b4	b5	b6	
900	9.2	1E-09	0.065		6.196		-26.2		11.087
1800	9.2	1E-09	0.030		0.797		-4.886		1.379
			1E-10	-3.9E-14	1.16E-08	-6E-12	-4.93E-08	2.48E-11	
900	10	1E-09	0.0300		7.66		-8.3		15.760
1800	10	1E-09	0.0320		0.937		-4.748		0.814
			2.80E-11	2.22E-15	1.44E-08	-7.47E-12	-4.15E-08	3.66E-11	
900	32	1E-09	-0.0313		0.2588		-32.25		0.594
1800	32	1E-09	0.0291		0.2976		-5.075		0.776
			-9E-11	6.69E-14	1.47E-08	7.87E-12	-6.11E-08	5.24E-11	
900	23	1E-09	0.122		4.695		-27.155		0.850
1800	23	1E-09	0.035		0.441		-1.560		1.093
			20.8E-11	-9.6E-14	3.95E-08	-4.73E-12	-4.22E-08	1.27E-11	
900	7,5	1E-09	0.092		6.5		-7.4		25.29
1800	7,5	1E-09	0.043		0.612		-8.75		-2.492
			14.2E-11	-5.4E-14	12.6E-09	-6.62E-12	-7.65E-08	2.47E-11	
Val. medie		1E-09	0.086	-0.00003	12.08	-0.0064	-46.83	0.225	-15.42

În urma medierii rezultatelor din tabelul 5.19, rezultă că pentru linii de transmisii neliniare experimentate, modelul matematic propus a condus la următoarea relație de dependență a tensiunii corespunzătoare produsului de intermodulație de ordinul III. de tensiunea de intrare:

$$U_3 = 10^{-9} \left[ (0,086 - 0,00003\omega) U_1^3 + (12,08 - 0,0064\omega) U_1^2 - (46,83 - 0,025\omega) U_1 \right] \cdot l \quad (5.21)$$

unde  $l$  reprezintă lungimea liniei de transmisie.

### 5.9. Comparatia valorilor experimentale cu cele teoretice pentru cazul general

În anexa 2 se prezintă un program în MATLAB prin care s-au trasat caracteristicile pentru lungimea de 7,5 cm, în banda de 1800 MHz și s-au calculat coeficienții aproximării polinomiale. Prin programe similare s-au calculat coeficienții de neliniaritate și s-au trasat caracteristicile pentru celelalte lungimi, pentru benzile de 900 MHz și 1800 MHz.

În Anexa 6 este prezentat un program MATLAB care permite determinarea caracteristicilor unde directe și inverse în funcție de lungime, având ca parametri variabili frecvențele purtătoarelor, pe baza modelului pentru cazul general. Programul permite și studierea influenței neadaptării liniei de transmisie la generator sau receptor.

În figurile 5.14, 5.15, 5.16 sunt prezentate diagramele pentru unele dintre liniile de transmisiune experimentale, în care s-au trasat cele trei caracteristici: distribuția de puncte

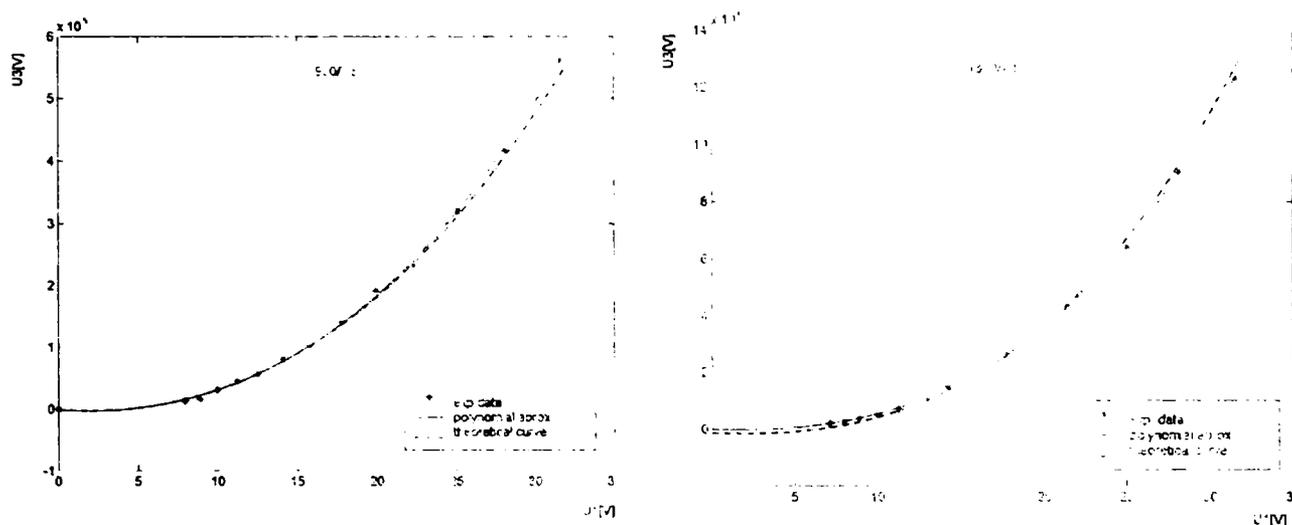


Fig. 5.14. Dependența amplitudinii IM3 de amplitudinea unei purtătoare pentru o linie de transmisiune cu lungimea de 7,5 cm.

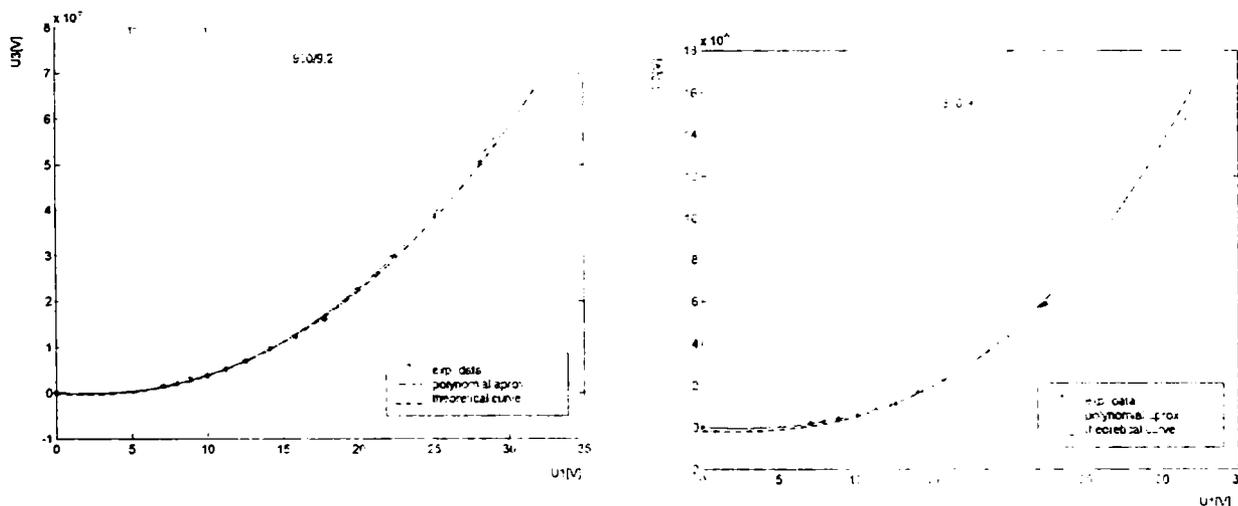


Fig. 5.15. Dependența amplitudinii IM3 de amplitudinea unei purtătoare pentru o linie de transmisiune cu lungimea de 9,2 cm.

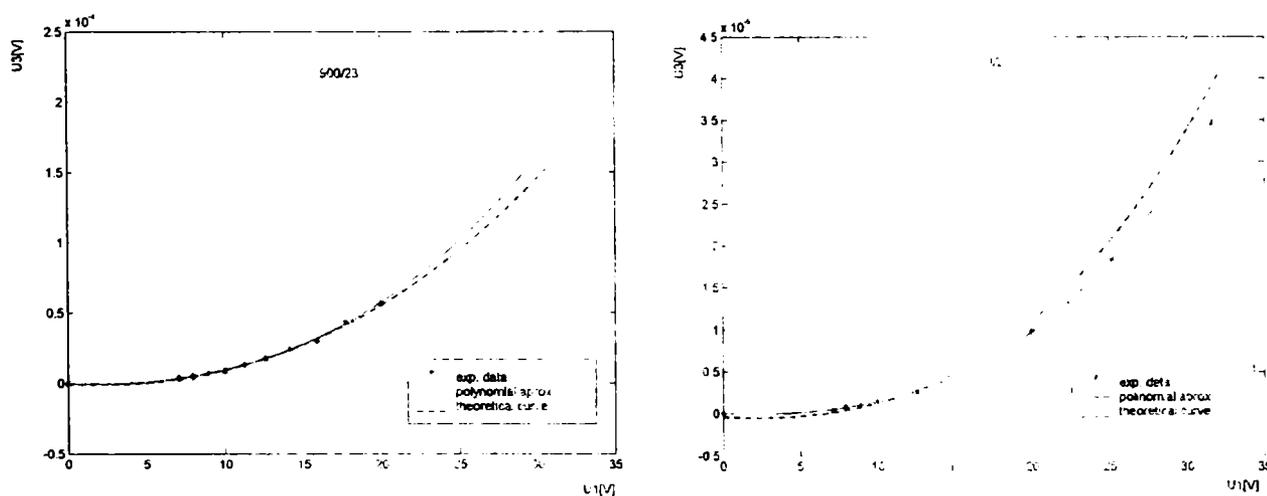


Fig. 5.16. Dependența amplitudinii IM3 de amplitudinea unei purtătoare pentru o linie de transmisiune cu lungimea de 23 cm.

experimentală, caracteristica obținută pe baza coeficienților  $a_i$ , determinată cu ajutorul funcției polyfit și caracteristica teoretică (corespunzătoare modelului model), pe baza coeficienților  $b_i$ . Se poate observa aproape o foarte bună concordanță a caracteristicilor teoretică și experimentală (vezi figurile 5.14 și 5.15), dar și unele diferențe între aceste caracteristici (vezi figurile 5.16). Cauzele apariției acestor diferențe pot fi datorate necunoașterii exacte a lungimii liniilor experimentale datorită conectorilor, sau apariției unor erori de măsurare.

În figura 5.17 se prezintă dependența produsului de intermodulație de ordinul III, unda inversă, în funcție de lungime: caracteristica experimentală și caracteristicile teoretice în cazul adaptării și respective, în cazul unei ușoare neadaptări a sarcinii ( $R_s = 53 \Omega$ ), pentru banda de frecvențe de 1900 MHz, cu o corecție de lungime de 1.5 mm. Comparativ cu figura 5.11, în acest caz se observă că simularea este mai apropiată în ceea ce privește parametrii specificate anterior.

Concordanța dintre rezultatele experimentale și cele teoretice obținute pe baza celor două modele propuse, demonstrează corectitudinea ipotezelor de la care s-a pornit. Deși modelul  $K-\lambda$ , are un caracter empiric, cu parametri ce depind de frecvență, consider că din

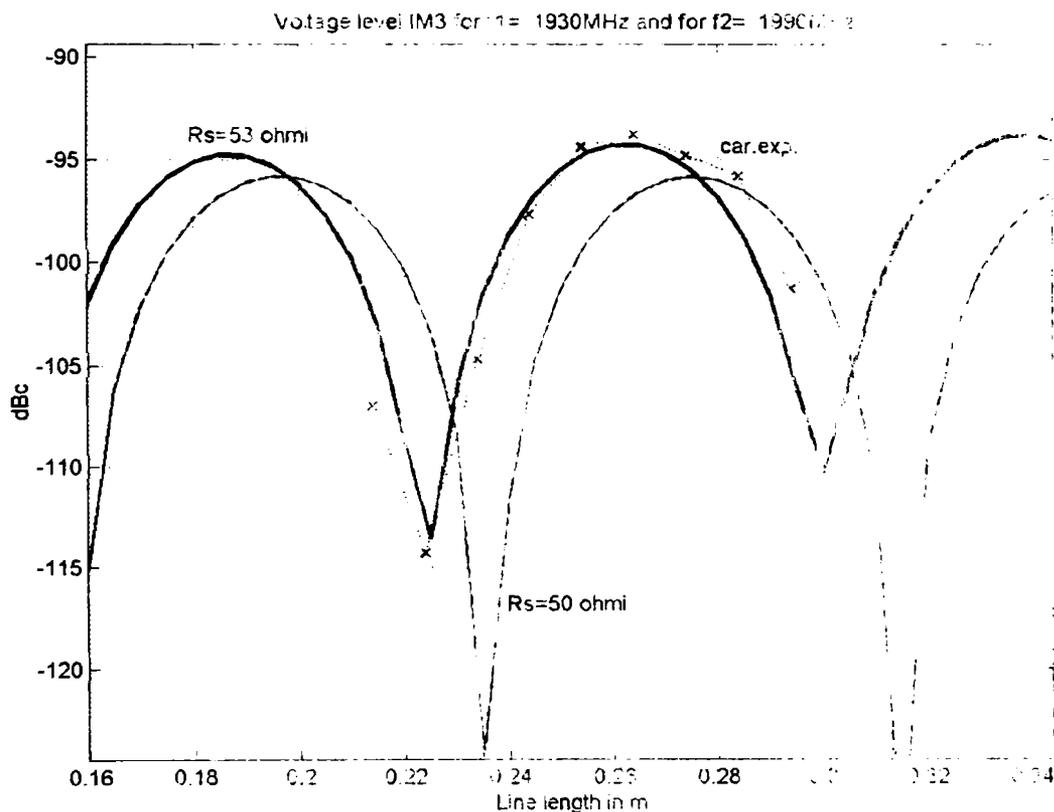


Fig.5.17. Diagrama de variație a nivelului undei inverse în funcție de lungime.

punct de vedere ingineresc, conduce la o mai rapidă evaluare a nivelului produselor de intermodulație, comparativ cu modelul pentru cazul general, modelul poate fi aplicat la studiul unor detalii mai fine, sau în cazul în care se dorește studierea dependenței de frecvență.

Este evident că metodele propuse pot fi extinse și pentru studiul produselor de intermodulație de ordin superior, a distorsiunilor armonice sau pot fi aplicate și la studiul neliniarității altor sisteme neliniare.

## CONTRIBUȚII

Dezvoltarea impetuasă a telecomunicațiilor, precum și problemele de compatibilitate electromagnetică au condus în ultima perioadă la aprofundarea studiilor privind gestionarea corectă a spectrului de frecvențe. Dacă în urmă cu câțiva ani, necumăritatea "ușoară" a unor componente era cel mult semnalată în literatura de specialitate, pentru multe aplicații ea a început să devină o problemă din cauza interferențelor care, din punct de vedere tehnic, trebuia rezolvată cel puțin în sensul reducerii efectului acestora. Abordarea acestor tematici chiar într-unul din grupurile de lucru al Comisiei Internaționale de Electromechanică dovedește interesul pentru studiul neliniarității unor dispozitive și sisteme folosite frecvent în tehnica frecvențelor foarte înalte.

Faptul că în ultima perioadă atât în Europa cât și în Statele Unite ale Americii au fost efectuate o serie de măsurări după sistemul "round-robin", demonstrează actualitatea temei prin preocuparea cercetătorilor de a lămuri mecanismele producerii neliniarităților, caracterizarea acestora și asigurarea unor metode de măsurare precise și reproductibile.

Prezenta teză de doctorat se înscrie, cu precădere, în domeniul studiului neliniarității unor dispozitive pasive de circuit, cum ar fi liniile de transmisie sau alte dispozitive similare acestora și a efectului acestora - generarea unor produse de intermediuare de ordinul III – deosebit de supărătoare în sistemele de transmisie duplex de sensibilitate mare. Modul de tratare al neliniarității poate fi extins cu ușurință și pentru studiul distorsiunilor de neliniaritate sau a altor produse de intermodulație, ori pentru caracterizarea altor dispozitive și sisteme neliniare. Se poate afirma faptul că teza de doctorat sintetizează, pe baza a peste 140 de titluri bibliografice și a lucrărilor proprii, modul de tratare și măsurare a neliniarităților din circuitele de înaltă frecvență, în special pentru liniile de transmisie, dar și în cazul amplificatoarelor.

Ca mod de lucru, doresc să subliniez faptul că toate rezultatele teoretice au la bază rezultate experimentale. Fiecare model matematic elaborat sau dezvoltare a acestuia, a presupus stabilirea parametrilor de neliniaritate pentru un set de valori măsurate și verificarea, pe baza acestora, a altor seturi de măsurări.

În continuare, vor fi evidențiate principalele contribuții pe care consider că le-am adus în cadrul prezentei teze de doctorat:

**1.** În capitolul introductiv, pe baza studiului bibliografic, se prezintă un scurt istoric al implicațiilor neliniarității sistemelor în domeniul telecomunicațiilor și se prezintă principalele caracteristici ale acestora.

Modelarea neliniarității, pe cât este cu putință pornind de la cauza fizică care o produce, este deosebit de importantă deoarece permite efectuarea unor studii și evaluarea efectului neliniarității. Prezentarea principalelor cauze de producere a efectelor neliniare este deosebit de importantă deoarece permite o abordare mai corectă a modelării pe baza fenomenelor fizice ce le generează; de multe ori observațiile făcute în lucrările de specialitate, pot să sugereze un nou mod de abordare a cercetării în direcțiile perfecționării metodelor de măsurare și creșterea a posibilităților de prelucrare a rezultatelor obținute din măsurări.

**1.1.** Capitolul 1 este dedicat prezentării metodelor de modelare matematică a sistemelor neliniare; pe baza bibliografiei, după prezentarea clasificării sistemelor neliniare

din mai multe puncte de vedere, să analizează critic câteva metode de modelare matematică a sistemelor neliniare, unele dintre ele având chiar un caracter în anumite spele speculativ [TU1].

Întrucât în cadrul tezei am urmărit ca modelul matematic al neliniarității să fie cât mai apropiat de fenomenul fizic care îl produce, o atenție deosebită a fost acordată justificării fizice a modului de tratare a neliniarităților în domeniul electric: în acest sens, am considerat că în cadrul sistemului nelinier există un subsistem liniar și un sub-sistem deformant care este și sediul surselor componentelor armonice superioare/produselor de intermodulație, generate prin consum de energie activă de la sursa principală de alimentare. Este evident că și în acest caz, teorema conservării puterii instantanee din rețelele izolate (teorema lui Tellegen), rămâne valabilă. În aceste condiții, pentru sistemele neinerțiale, se pot separa ecuațiile echivalente teoremelor lui Kirchhoff pentru fiecare armonică/proces de intermodulație, însă sunt necesare și relațiile de dependență tensiune-curent, de unde rezultă că fiecare armonică de tensiune/produs de intermodulație este o funcție de toate armonicile intrantului și invers. Observațiile de mai sus au permis ca în capitolul următor modelarea neliniarității să se facă numai pentru produsul de intermodulație de ordinul III.

**1.2.** Referitor la metoda de modelare a neliniarității bazată pe dezvoltarea în serie Taylor sau aproximarea polinomială, merită a fi reținute observațiile:

- Valoarea coeficienților polinomului ce aproximează caracteristica de transfer a unui sistem nelinier depinde de numărul termenilor folosiți în lungarea unui termen suplimentar în dezvoltarea în serie Taylor are ca efect modificarea nivelului tuturor componentelor spectrale ale semnalului de ieșire corespunzător unei aproximări mai puțin precise, ceea ce poate avea consecințe în definirea unor parametri de neliniaritate cum ar fi punctul de interceptie de ordinul III la amplitudine.
- Un termen de ordinul  $k$  generează armonici de ordinul  $k$  și ai de armonici inferioare.
- Frecvența fundamentală nu este "generată" de către termenii având puteri pare, ci numai de către termenii având puteri impare. Termenii pari pot însă "genera" și componente continue.
- Dacă semnalul de intrare aplicat circuitului nelinier se compune din mai multe componente armonice sau re-armonice, în termenii de ordinul  $k$  apar toate combinațiile liniare de frecvențe posibile până la acest ordin.
- În ceea ce privește sistemele neliniare pasive, acestea sunt bilaterale și au o caracteristică de transfer statică simetrică în raport cu originea, de unde rezultă că în dezvoltarea polinomială nu pot exista decât termeni impari (în majoritatea aplicațiilor nu apare componenta continuă, de unde rezultă că în dezvoltare vor lipsi termenii de ordin par). Existența unor termeni de ordin par conduce implicit la apariția unei componente continue.
- Un sistem nelinier pasiv la intrarea cărui se aplică numai compoziții sinusoidale, generează la ieșire numai componente armonice impare sau produse de intermodulație de ordin impar. Un sistem nelinier pasiv poate genera componente armonice și produse de intermodulație pare, dacă semnalul de intrare conține și o componentă continuă.
- Se constată experimental că valoarea coeficienților, pentru un anumit sistem, este funcție de spectrul semnalului aplicat la intrare (mono-ton, bi-ton, multi-ton etc. și de gama de frecvențe), ceea ce nu rezultă din dezvoltarea în serie Taylor.

**1.3.** Întrucât experimental se pot constata dependențe polinomiale cu puteri neîntregi, în teză se demonstrează că, de fapt, acestea reprezintă aproximări ale unor serii polinomiale și prin urmare se păstrează toate observațiile de la dezvoltarea în serie Taylor în ceea ce privește apariția componentelor armonice și a produselor de intermodulație.

În cadrul acestui paragraf este prezentat în sinteză și modul de modulare în amplitudine și fază datorat neliniarității, precum și modul de utilizare matematică pentru punerea în evidență a acestui efect.

**1.4.** Ultima parte a acestui capitol este consacrată prezentației de bază bibliografiei studiate, a principalelor metode de modelare matematică în circuite de înaltă frecvență și anume: metoda bazată pe dezvoltarea în serii Voïterra, metoda de raționare armonice, metoda anvelopei de curent, analiza de semnal mic, inclusiv o scurtă prezentare a unor metode statistice; sunt arătate principiile de bază ale acestor metode și modul în care ele sunt aplicate, precum și avantajele și dezavantajele lor.

**2.1.** Capitolul 2 este destinat studiului neliniarității liniilor de comunicație și a altor dispozitive similare acestora, precum și modelării matematice a acestora. După o scurtă prezentare a domeniului și a principalelor cauze care produc efectele neliniare în cadrul cărora se evidențiază magnetismul, se demonstrează că principalul responsabil de producerea neliniarității îl reprezintă conductorul central în jurul căruia se concentrează câmpul magnetic al cablurilor coaxiale.

**2.2.** Literatura de specialitate este relativ săracă în ceea ce privește modelarea neliniarității liniilor de transmisie. Câteva modele matematice prezentate în cadrul acestui capitol au la bază o serie de ipoteze simplificatoare sau sunt direct utilizate în practică.

**2.3.** Pe baza bibliografiei consultate, precum și a observațiilor făcute în cadrul experimentelor realizate au rezultat următoarele principii pentru realizarea modelării matematice a neliniarității liniilor de transmisie:

- apariția componentelor armonice și a produselor de în modulație este datorată caracteristicii de primă magnetizare a materialelor magnetice utilizate în structura liniei și ca o consecință a acesteia - a efectului pelicular;
- deoarece neliniaritatea generează local componente armonice și produse de intermodulație, acestea se vor propaga atât înspre generator și înspre sarcină, rezultând la intrare, respectiv la ieșire, o cumulare locală a acestor efecte punctiforme. În cazul adaptării la ambele capete ale liniei de transmisie se va evita propagarea undei directe și respectiv, propagarea componentelor armonice sau a produselor de intermodulație, iar în cazul neadaptării - de spațiu unde vor atenua, propagarea componentelor armonice sau a produselor de intermodulație și recombinația acestora ca urmare a apariției și în acest caz a undelor staționare;
- deși în unele lucrări din literatura de specialitate se consideră că aceste fenomene sunt independente de frecvență [DE5] este necesar să se țină seama de dependența efectului pelicular și a parametrilor de propagare -- atenuarea și constanta de fază - de frecvență;
- cu toate că procedeul de măsurare recomandă folosirea a două niveluri (cu două semnale) de același nivel, în practică este puțin probabil ca semnalele să aibă niveluri egale. De asemenea, va trebui să fie luat în considerare și cazul de adaptare liniilor de transmisie la unul sau ambele terminale, caz în care de a doua linie, cu siguranță, nivelurile celor două semnale corespunzătoare metodei bi-nivel vor rămâne egale.

**2.4.** Având în vedere faptul că tratarea neliniarității pentru dispozitive pasive care au o caracteristică de transfer impară, antisimetrică (în cadranele 1 și 3), dezvoltarea în serie Taylor conduce la neliniarități proporționale cu puterea semnalelor aplicate la intrare, s-a

căutat o nouă abordare a metodei matematice de tratare: obținând în cazul liniilor de transmisiune cu caracteristică neliniară principalul fenomen care cauzează neliniaritatea este magnetizarea, mai exact caracteristica de primă magnetizare care este proporțională cu amplitudinea câmpului magnetic, s-a considerat, într-o primă aproximație, că caracteristică trebuie să fie proporțională cu amplitudinea semnalului/semnalelor aplicate la un nivel de anumită putere, neliniară însă.

Prin utilizarea funcției modul pentru modelarea neliniarităților, s-au obținut următoarele avantaje:

- Modelul matematic propus aproximează mai bine caracteristică neliniară deoarece neliniaritățile sunt, de regulă, proporționale cu amplitudinea semnalului și nu cu puterea acestuia.
- Pentru caracteristica de tip "saturată", dacă semnalul aplicat are valoare tinde spre  $\pm\infty$ , semnalul obținut la ieșire tinde spre o valoare finită ce definește zona de saturație.
- Pentru cazul general, dacă  $\lambda < 3$  se obține o caracteristică mult mai arifmă decât caracteristica trimodulară și mai apropiată, de exemplu, de caracteristica de primă magnetizare.

**2.5.** Observațiile de mai sus sunt susținute și din punct de vedere teoretic: pentru liniile de transmisiune neliniare, se constată că deși primul termen al neliniarității ar trebui să fie proporțional cu  $x^3$ , în realitate este proporțional cu  $x^\lambda$ , unde  $\lambda < 3$ .

În paragraful 2.4 sunt precizate și câteva metode de determinare a coeficienților seriei Fourier în cazul utilizării funcției modul.

**2.6.** Paragraful 2.5 introduce un nou model matematic de caracterizare a neliniarității liniilor de transmisiune (modelul N-7), bazat pe utilizarea funcției modul. Începând ca și în cazul clasic pentru de lucrarea semnalelor liniilor de transmisiune, în cazul transmisiune neliniară, adaptată la ambele capete, este împărțită în mai multe tronsoane identice și se consideră că sediul neliniarității este exprimat conform paragrafului 2.4 și este localizat la începutul fiecărui segment. Semnalul generat de neliniaritatea fiecărui tronson se propagă spre ambele capete ale liniei, unde se face însumarea a tuturor semnalelor cauzate de neliniaritate în cadrul fiecărui tronson. Astfel, pentru unda directă, ce se propagă către sarcină, toate semnalele generate de neliniaritate în tronsoane se însumează în direcția unei lungimi date, dacă numărul de tronsoane tinde către infinit se obține o expresie analitică dată de relația (2.38).

În mod similar este dedusă expresia analitică (2.47) pentru unda inversă. Spre deosebire de unda directă, în acest caz, deoarece drumul parcurs de semnalele generate de fiecare tronson este diferit, prin superpoziție în acestora, apare un fenomen de difracție de lungimea liniei și respectiv, de frecvență (cu alte cuvinte, de drumul electric).

**2.7.** În paragraful 2.7 este dezvoltat, pentru prima dată, coeficientul de variații din liniile de transmisiune în caz de neadaptare; problema este destul de complexă fiind în vedere că în linie se formează unde staționare, ceea ce face ca amplitudinea de variație să nu mai rămână constantă, ci să fie o funcție de distanță. În acest caz, problema poate fi rezolvată doar în formă numerică, luând seama de undele staționare care se creează, inclusiv pentru unda directă și unda inversă, generate de neliniaritate. În Anexa sunt prezentate și programe scrise în limbajul MATLAB pentru simularea produselor de intermodulație de ordinul 11 în cazul neadaptării.

**2.8.** O formă mult mai condensată de determinare a coeficienților produselor de intermodulație de ordinul 11 este dezvoltată în paragraful 2.9. Deși metoda reprezintă o

reformulare a metodelor prezentate în paragrafele 2.5 și 2.6 pentru a fi adecvat pentru calculul numeric, inclusiv pentru condițiile de neadaptare.

**2.9.** În paragraful 2.10 se prezintă o metodă cu caracter general de măsurare a neliniarității liniilor de transmisie orientată spre determinarea coeficienților produselor de intermodulație de ordinul III. Dezvoltată propusă în paragraful 2.9, metoda este bine fundamentată din punct de vedere experimental, prezintă dezavantajul celui doi parametri care caracterizează neliniaritatea la o dată de frecvență.

Noua metodă de măsurare are la bază următoarea observație: coeficientul de înălțare a unui sistem, în afara unei constante, depinde în mod direct de modulul semnalului de intrare și de viteza de variație a semnalului sau de puterea acestuia și indirect de frecvența acestuia care conduce la micșorarea neliniarității o dată cu creșterea nivelului de înălțare (teoria spațiatoare unei distorsiuni de tip trecer prin zero). În aceste condiții coeficientul de răspunzător produsului de intermodulație de ordinul III derivă dintr-o relație de dependență (2.19). Printr-o prelucrare corespunzătoare pentru termenul corespunzător întregului număr de ordine se obține o expresie polinomială ce depinde de modulul semnalului aplicat la intrare și de frecvență. În acest mod, metoda permite identificarea tuturor coeficienților polinomiali de aproximare, pentru cazul general, independent de frecvență.

**2.10.** Dezvoltată în primul rând pentru linii de transmisie neliniare, metoda este extinsă și pentru calculul unelor dintre și inverse la linii de transmisie liniare, unde se obțin expresii analitice, sau pentru linii de transmisie neadaptate.

**3.1.** În Capitolul 3, după o prezentare a principalelor metode de măsurare care caracterizează neliniaritatea amplificatoarelor, se prezintă metodele de măsurare a coeficienților de caracterizare matematică a fenomenului de saturare. Se stabilește o corelație între amplitudina înre putere de ieșire a amplificatorului la  $1\text{ dB}$  de supraîncălzire și punctul de intercepție al III. Rezultatele teoretice obținute pe baza acestor noi formulări sunt în foarte bună concordanță cu valorile experimentale prezentate în literatura de specialitate.

**4.1.** Capitolul 4 prezintă în primul rând o sinteză privind metodele de măsurare a neliniarităților în circuitele de înaltă frecvență. Principala metodă de măsurare a neliniarității este metoda bi-ton, care este unul din produsele de intermodulație de ordinul III sau superior, rămâne metoda bi-ton. Metoda bi-ton este aplicabilă la linii de intrare cu amplitudine constantă și din punct de vedere practic, acest caz este destul de puțin probabil de întâlnit în practică. De altfel, în capitolul 5, se demonstrează și este confirmat experimental că metoda bi-ton este în mod deosebit favorabilă pentru nivelul produselor de intermodulație III, reprezentând cazul în care amplitudinea semnalelor de intrare au același nivel (vezi par. 5.1).

**4.2.** O alternativă la metoda bi-ton, propusă de autorii cărții este metoda de măsurare a neliniarității în amplitudine care, în mod obișnuit, este utilizată și ca metodă de măsurare a neliniarității. Principiul acestei metode are la bază faptul că un semnal modulat în amplitudine cu o formă sinusoidală conține trei componente spectrale care trec printr-un sistem neliniar și se modifică ponderea componentelor și apar și alte componente spectrale care pot fi utilizate pentru a măsura a neliniarității.

**4.3.** Ultima parte a acestui capitol este dedicată erorilor de măsurare care apar în procesul de măsurare. Având în vedere că neliniaritățile studiate sunt de ordinul III, adică sunt comparabil cu efectul agometației de fond, respectiv, al zgomotului de fond instrumental, se analizează efectul pragului de zgomot asupra nivelurilor măsurate și se stabilește un

nivel minim al pragului de zgomot și se deduce o expresie a nivelului de zgomot în dB, în funcție de diferența de nivel între nivelurile produsului de intermodulație și pragul de zgomot.

Având în vedere fenomenul de propagare care are loc în linia de transmisie, se analizează suplimentar și eroarea introdusă de adaptările între linia de transmisie, generator și respectiv, sarcină, precum și o evaluare a erorii totale.

**5.1.** După o scurtă prezentare a echipamentelor folosite în realizarea măsurătorilor și a modului în care au fost realizate liniile de transmisie care au fost utilizate în măsurătorile, sunt arătate principiile de bază din care s-a făcut prelucrarea rezultatelor măsurătorilor. Astfel, pentru minimizarea erorilor rezultate s-a folosit metoda de măsurare în două căi, exemplificată pentru determinarea lui  $K$ .

**5.2.** Având în vedere faptul că măsurările sunt efectuate în jurul pragului de zgomot, o atenție deosebită a fost acordată nivelului de zgomot și pragului de zgomot.

**5.3.** În paragraful 5.4 sunt prezentate rezultate experimentale de caracter auxiliar pentru cercetarea efectului asupra fonei în linia confecționată din materiale diferite, se confirmă faptul că micile falșe magnetice sunt responsabile de producerea nivelurilor de transmisie. Mai mult, este demonstrat în teză faptul că experimental că neliniaritatea este datorată în principal conductorului interior din zona cu câmp magnetic intens experimental în care s-a înlocuit conductorul exterior din oțel cu conductor interior din cupru, ceea ce a dus la scăderea nivelului de zgomot în intermodulație, demonstrează acest fapt.

**5.4.** O altă problemă studiată teoretic și confirmată experimental este aceea când cele două purtătoare de la metoda de măsurare în două căi nu sunt egale din cauza naturii de specialitate la metoda folosită se vede în fapt că egalitatea celor două purtătoare este puțin probabil să se întâlnească în practică. Din punctul de vedere al măsurătorilor această metodă, care reprezintă o abordare mai favorabilă conductivității și a pierderilor produselor de intermodulație. De asemenea s-a constatat și experimental că nivelul purtătoarelor inegale și nivelul celor două componente de produse de intermodulație de ordinul III nu sunt egale, cea mai mare fiind aparținând purtătoarea cu nivel mai mare.

**5.5.** Motivul pentru care cea mai mare parte a teoriei este luată dintr-o analiză a caracteristicilor produselor de intermodulație de ordinul III este faptul că nivelul acestora este cu mult mai ridicat decât nivelul produselor de intermodulație de ordinul inferior. Rezultatele experimentale confirmă corectitudinea corelației nivelului produselor de intermodulație de ordinul V este cu circa 25 dB mai mare decât nivelul produselor de intermodulație de ordinul III, iar în ceea ce privește nivelul produselor de intermodulație de ordinul VII acesta este cu aproximativ 40 dB mai mare decât nivelul produselor de intermodulație de ordinul III, pentru multe aplicații acesta situație este neprietenosă pentru pragul de zgomot.

**5.6.** În paragraful 5.5 s-a determinat pe baza datelor experimentale, unul dintre parametrii de neliniaritate ai modelului de- $\lambda$  și anume, exponentul  $n$ . Pentru aceasta, s-au efectuat măsurări asupra mai multor linii de transmisie neliniare la diferite frecvențe diferite, determinându-se nivelurile produselor de intermodulație de ordinul III la variații ale puterii purtătoarelor aplicate la intrare folosind metoda regresiei liniare pentru determinarea valorilor pantei/exponentului  $n$ , constatându-se dependența acestuia de frecvența de măsurare. Este notabil că, așa cum s-a demonstrat în capitolul 4, valoarea acestuia este mult mai mare decât cea care rezulta dintr-o dezvoltare în serie Taylor a funcției

**5.7.** Paragraful 5.7 este dedicat determinării experimentale a parametrului de neliniaritate  $K$ , pe baza măsurărilor realizate de la măsurarea nivelului undei incidente. Folosind datele din paragraful precedent, s-au făcut trei determinări ale coeficientului de neliniaritate, o determinare la care s-a introdus o corecție de lungime de  $+1.4 \mu\text{m}$  datorită măsurării la care s-a introdus o corecție prin înălțimea de  $7 \mu\text{m}$  not. Din tabele se poate observa că în unele cazuri se reduce dispersia, ceea ce demonstrează corectitudinea în ceea ce privește valoarea suplimentară, parametrul de neliniaritate  $K$  este determinat și dintr-o altă serie de măsurători provenite din măsurări ale nivelului undei directe la care s-a menținut constant nivelul de puterea (10 W sau 20 W) și s-a variat lungimea liniei de transmisie în jurul valorii de  $1.4 \mu\text{m}$ . Determinările indică valori apropiate pentru parametrul  $K$ , însă dependente de temperatură.

**5.8.** Paragraful 5.8 este destinat verificării corectitudinii modelului propus și a determinărilor experimentale ale parametrilor de neliniaritate. În acest sens, pentru comparație, se folosesc datele provenite din măsurarea nivelului undei incidente. Distribuțiile de valori experimentale sunt comparate cu curbele obținute pe baza modelului matematic propus și a parametrilor de neliniaritate medii, obținuți din măsurări ale undei directe. Dacă se ține seama de corecțiile menționate în cadrul acestor măsurări, rezultă o foarte bună concordanță între valorile teoretice și cele experimentale. Pentru comparație se compară teoretic și experimental nivelul undei directe și undei inverse. Rezultatele indică o bună concordanță.

**5.9.** În paragraful 5.8. sunt determinați, pe baza nivelului undei incidente pătrate, coeficienții dezvoltării polinomiale, inițiu pentru fiecare frecvență de interes, apoi pentru cazul general. Valorile obținute au fost mediate, după care s-au obținut în paragraful 5.9, rezultatele experimentale cu curbele obținute cu ajutorul dezvoltării polinomiale pentru cazul general. Se constată o foarte bună concordanță a valorilor obținute, ceea ce demonstrează corectitudinea modelului matematic ales, cât și faptul că metoda și echipamentul utilizat sunt asigurată o bună precizie.

Desigur, prezenta teză de doctorat nu epuizează toate aspectele referitoare la tratarea neliniarității componentelor utilizate la înaltă frecvență. Studiul a fost îndreptat cu precădere asupra rezonanțelor proceselor de intermediu, în special asupra celor mai supărătoare în momentul de față pentru aplicații din telecomunicații.

Se poate considera însă, că prin metode și rezultate prezentate, bine justificate din punct de vedere teoretic și validate pe cale experimentală, se deschid noi perspective pentru abordarea unor noi probleme legate de caracterizarea sistemelor și consecințele acestora și care pot deveni în timp viitor foarte importante.

## BIBLIOGRAFIE

- [AG1] Agahi, D. ș.a. Two-Tone vs. Single-Tone Measurement of Scatter Parameters of a Nonlinear System, in [www.majournal.com](http://www.majournal.com), march. 2002
- [AL1] Alley, G.D., Kuo, Y.L. Optimal Control of Intermodulation Distortion in a Parallel-Channel CATV System, in IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.48, no.12, Dec. 1997, pp. 2153-2157
- [AL2] Alter, L.Sh., Predictability of Intermodulation Interference of Linear Active Filtered Radio Systems, in 10th International Wrocław Symposium on the Education in Electromagnetic Compatibility, June 27-30, 2000, pp. 109-112
- [AP1] Aparin, V., Analysis of DQSSA Signal Spectral Regrowth and its Effect on Quality, in IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.49, no.12, Dec. 2001, pp. 2306-2314
- [AN1] Angot, A., Complimente de matematici pentru inginerii în domeniul telecomunicatii, Ed. Tehnic, București, 1965
- [AZ1] Azoulay, A., Radio Interference Cases on Broadcasting Stations, in 10th International Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, June 27-30, 2000, pp. 79-83
- [BA1] Badoul, R. ș.a., Les circuits linéaires, vol.II. Masson, Paris, 1997
- [BA2] Bailey, J.M., Intermodulation Distortion in Pseudomorphic FETs: A Generalization of Classical Theory, in IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.48, no.1, Jan. 2000, pp.104-110
- [BE1] Belez, C., Teoria sistemelor. Sisteme neliniare, Ed. didactică și pedagogică, București, 1985
- [BL1] Bluhm, M. ș.a., Measurements of Transfer Impedance with the Reflection Method on Cables and Connectors, in 2000 IEEE Int. Symp. on Electromagnetic Compatibility, Aug. 2000, Washington, pp.599-604
- [BO1] Bonn, F., Limitation in Feed Forward Linearization, Part I, Microwave Journal, Aug. 2000, pp. 22-31
- [BO2] Bonn, F., Limitation in Feed Forward Linearization, Part II, Microwave Journal, Sep. 2000, pp. 9-11, 36
- [BO3] Borich, V., East, J. ș.a., The Mechanism of Slope Currents for Rapidly Modulated CW Signals, Nonlinear Communications Circuits, in MTT, 0-7803-8111-0, pp. 109-112
- [BO4] Bosma, H., On the Linearity of Linear Noisy Systems, Radio Engng. J., pp. 1-9, 1967
- [BO5] Boyhan, J.W. ș.a., Satellite Passive Intermodulation: System Considerations, in IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol.32, No. 5, pp. 1056-1064
- [BU1] Burzo, E., Fizica fenomenelor magnetice, vol.III, Editura științifică și științ. București, 1983
- [BU2] Budura, G., Nafornită, I., Kernel Measurement Techniques for Constructing Nonlinear Models, in Proc. Of the Symposium on Electronics and Telecommunications, 2002, Timisoara, Sept. 2002, vol.1, pp. 180-195
- [BU3] Budura, G., Botoca, C., Applications of the Volterra Models in Nonlinear System Identification, in Proc. Of the Symposium on Electronics and Telecommunications, 2002, Timisoara, Sept. 2002, vol.1, pp. 196-201
- [CA1] Cartianu, G., Fizica și tehnica circuitelor electrice, Ed. Tehnic, București, 1972
- [CA2] Cartianu, G. ș.a., Simulare practică a sistemelor, Ed. didactică și pedagogică, București, 1980
- [CH1] Cheng, B., Signal Generator's Spectral Purity Considerations, in Proceedings of the 10th International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Wrocław, Poland, June 27-30, 2000, pp. 109-112
- [CL1] Clark, C., J. ș.a., Power Amplifier Characterization Using a Two-Tone Test, in Microwave Technique, in IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 6, June, 2002, pp. 1590-1601
- [CO1] Coutts, G.M. ș.a., High Power and High Frequency Nonlinear Characterization of a GaN HEMT, in IEEE MTT-S Int. Microwave Digest, 1999-2000
- [DE1] de Carvalho, N. P., Pedro, J. C., Large Signal IMD Sweet Spots in Microwave Power Amplifiers, in 2000 MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, 2000, pp. 517-520

- [DE2] de Carvalho, N. B., Pedro, J. C., Large amplitude intermodulation IMD Behavior of Millimeter Wave Amplifiers in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 12, Dec. 1999, pp. 2364-2371
- [DE3] de Carvalho, N. B., Pedro, J. C., Multi-Tone Intermodulation Distortion Prediction of Millimeter Wave Amplifiers, in 1999 MTT-S International Microwave Symposium, vol. 1, pp. 101-104, 1999
- [DE4] De Sabata, A. Modelarea cu macromode și optoelectronică, Ed. Tehnic, București, 1996
- [DE5] Deats, B., Hartman, R., Measuring the Passive Intermodulation Performance of Millimeter Wave Components, Notă de lucru, 52, Institutul de Cercetări și Dezvoltări în Informatică și Telecomunicații, București, 2002
- [DE6] de Carvalho N.B., Pedro, J.C., Comments: Comments Relate ACPR and NPLR to the ACPR of a Millimeter Wave Amplifier, in Microwave Journal, Dec. 1999, VCol.41, no. 12, pp. 10-11
- [DO1] Dodescu, Gh. ș.a. Simulare în domeniul Fd. Militară, București, 1997
- [DU1] Duclercq, J., Guard-Ban, Harmonic Power Amplifier Modeling, in Microwave Journal, Apr. 1998, pp. 116-127
- [EI1] Eisenmann, H., Intermodulation Probleme bei Feststationsanlagen, in Mobilfunk, VDE, Nov. 1995, Munchen, pp. 261-265
- [EV1] Evans, C. ș.a. Harmonic Signals for Measuring Nonlinear Vulnerability of EMI Susceptibility, On Test, And Measurement, vol. 45, no.2, April 1996, pp. 10-12
- [FI1] Fiori, F. A New Nonlinear Model of EMI Induced Distortion in Millimeter Wave Amplifiers, in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 44, no. 2, June 2002, pp. 495-502
- [GA1] Gabriel, R., Körtvelyessy, R., IGNEA, A., Passive Intermodulation in Mobilfunkkomponenten, in Kommunikation und Messung, Forschung und Entwicklung in der Elektrom Praxis, 2002, Göttingen, pp. 1-4
- [GA2] Gad, E. ș.a. Circuit Reduction Technique for Finding the Steady State Solution of Non-linear Circuits, in IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, no. 12, Dec. 2000, pp. 2388-2396
- [GA3] Gavan, J., Joffe, E., Non-linear Radio Mutual Interference Modelling and Systemic Mitigation Algorithms, in IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. 45, no. 1, Feb. , 2003, pp. 74-79
- [GH1] Ghinea, M., Fireșteanu, V., Modelarea în LAE. Căderi numerice-grafică-aplicații, Ed. Tehnic, București, 1997
- [GO1] Gorbachov, O., IMD - Distorsiuni și Recrecerea în Căderi numerice aplicabile în Circuitele de Comunicații, în Microwave Journal, vol. 47, no. 12, Dec. 1999, pp. 8-108
- [GO2] Gourary, M. M., Rusakov, S. G. ș.a. Adaptive Intermodulation for the Simulation of Nonlinear Microwave Circuits Using Harmonic Balance, in MTT, 0-7803-5138-7, pp. 10-13, 1999
- [GU1] Gutierrez, H., Gard K., Steer, M.B., Non-linear Gain Compression in Microwave Amplifiers: A Generalized Power-Series Analysis and Transformation of Input Signals, in IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, vol. 43, no. 10, Oct. 1995, pp. 1774-1777
- [HA1] Hattori, Y ș.a. Harmonic Balance Simulation of RF Injection-Locked Oscillating Circuits, in IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 44, no. 2, June 2002, pp. 10-26
- [HA2] Hausman, H. Harmonic Balance in Communication System Design, Communications Magazine, IEEE, vol. 44, no. 1, Jan. 2002
- [HE1] Hesler, J., Kurtz, D. ș.a. The Effect of Conversion Nulls for Single-Tone Intermodulation, in IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 8, no. 12, Dec. 1998, pp. 532-535
- [HE2] Hemmi, C., Power Characteristics of Harmonic and Intermodulation Products in Broad-Band Active Transistors Arrays, in IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, nr. 5, June 2002, pp. 853-864
- [HI1] Higa, W.H., Harmonic Signals Generated by Electron Tubes in Microwave Junction Antennas, în Proceedings of the IRE, vol. 3, No.2, Febr.1975, pp. 1-11
- [HO1] Homenicovschi, D. Modelarea și simularea în domeniul frecvențelor radio, Ed. Tehnic, București, 1985
- [IA1] Iacob, C. ș.a. Matematici clasice și moderne, vol. 4, Ed. Tehnică, București, 1998
- [IG1] Ignea, A. Modelarea și simularea compatibilității electromagnetice, Ed. Tehnic, București, 1999
- [IG2] Ignea, A., Mârza, E., De Sabata, A., Modelarea și simularea în domeniul frecvențelor radio, Ed. De Vest, Timișoara, 1997
- [IG3] Ignea, A., Gabriel, R., Stăncescu, O., Körtvelyessy, R., The class of intermodulation in Transmisii de Comunicații, în Revista de Cercetări și Dezvoltări în Telecomunicații "ETC", vol. 1, no. 1, Dec. 2000, Vol. II, pp. 1-215

[IG4] Ignea, A., *Körtvelyessy, R.*, Stănescu, O., Nonlinearity in Transmission Lines, Proc. of the IEEE, vol. 89, no. 11, pp. 1611-1620

[IG5] Ignea, A., *Körtvelyessy, R.*, Modelul neliniarității amplificatoarelor, Seminar de studii științifice, vol. 1, no. 2

[IG6] Ignea, A., Stănescu, O., *Körtvelyessy, R.*, Modelarea neliniarității din linii de comunicații. Utilizarea direcțiilor și realizări recente, în: *Tranzacții la Workshop-ul Internațional 2000*

[IG7] Ignea, A., Stănescu, O., *Körtvelyessy, R.*, Nonreciprocity in Nonlinearity Distortion, *IEEE Trans. on MTT*, vol. 51, no. 11, pp. 2003-2010

[IG8] Ignea, A., *Körtvelyessy, R.*, Modeling of the Passive Intermodulation in a Nonlinear Medium, *IEEE Trans. on MTT*, Sept. 2003, pp. 27-30

[IG9] Ignea, A., *Körtvelyessy, R.*, Observații privind nivelul produselor de intermodulație în Inter. Descrieri de comunicații, în: *Tranzacții la Simpozionul M. Brănești*, vol. 1, no. 3

[JA1] Jargon, J., A., DeGroot, D., C., Reed, K., L., A Full Passive Intermodulation Measurement Setup for the 1992 and AETG Conference, *IEEE Trans. on MTT*, vol. 40, no. 3-4, pp. 128-129

[JA2] Jargon, J., A., DeGroot, D., C., Comparison of Passive Intermodulation Measurements, *IEEE Trans. on MTT*, Technical Note 1515, Oct. 1997

[JA3] Jargon, J., A., DeGroot, D., C., A Full Characterization of PIM Testing, *in Microwave Journal*, vol. 40, no. 1, pp. 2-31

[JA4] Jargon, J., A., A Full Characterization of a Low-Intermodulation Cable, *IEEE Trans. on MTT*, Technical Note 1515, Oct. 1997

[JE1] Jeong, Y. C. ș.a., Design of a Low-Reflection High Power Amplifier, *IEEE Trans. on MTT*, vol. 49, no. 1, pp. 30-32

[JI1] Jing, D., A Nonlinearization Method Using Interstage Isolation in Microwave and Guided Letters, *IEEE Trans. on MTT*, vol. 52, no. 1, pp. 2-4

[KA1] Katz, A., Linearization: Reducing Distortion in Power Amplifiers, *IEEE Trans. on MTT*, vol. 49, no. 1, Dec. 2001, pp. 37-39

[KI1] Kinley, H., Intermodulation in Mobile Radios, *IEEE Trans. on MTT*, vol. 44, no. 1, pp. 78-83

[KO1] *Körtvelyessy, R.*, ANALIZA ȘI SINTeza FILTRELOR, SĂBIEȘTI, Editura Tehnică, 2001

[KO2] *Körtvelyessy, R.*, Metode de măsurare a caracteristicilor neliniare ale filtrelor, în: *Tranzacții la Simpozionul M. Brănești*, vol. 1, no. 3, Timișoara, 2001

[KO3] *Körtvelyessy, R.*, Metode de măsurare a caracteristicilor neliniare ale filtrelor, în: *Tranzacții la Simpozionul M. Brănești*, vol. 1, no. 3, Timișoara, 2001

[KO4] *Körtvelyessy, R.*, New Development for the Passive Intermodulation Measurement on Electronics and Telecommunications, *IEEE Trans. on MTT*, vol. 50, no. 1, pp. 174-178

[KO5] *Körtvelyessy, R.*, Ignea, A., Studiul produselor de intermodulație de ordinul III în circuitele de comunicații, în: *Tranzacții la Simpozionul M. Brănești*, vol. 1, no. 3, Timișoara, 2001

[KO6] *Körtvelyessy, R.*, Ignea, A., Mihăiuș, A., Studiul produselor de intermodulație de ordinul III în circuitele de comunicații, în: *Tranzacții la Simpozionul M. Brănești*, vol. 1, no. 3, Timișoara, 2001

[KU1] Kundert, K.S., Simulation and Its Application to Nonlinear Circuits, Vol. 1, no. 1, Sept. 1999, pp. 12-15

[KU2] Kunkel, G. ș.a., Simulation on the Shading of Electromagnetic Wave Fields, *IEEE Trans. on MTT*, vol. 48, no. 1, pp. 1022-1023

[LA1] Latimer, K.E., Intermodulation in Loaded Telephone Cable, *IEEE Trans. on MTT*, vol. 48, no. 1, pp. 275-296

[LI1] Liang, Ch.-Po, Nonlinear Effects in Communication Systems, *IEEE Trans. on MTT*, vol. 47, no. 1, pp. 149-166

[LO1] Lojewski, G., *Tranzacții la Simpozionul M. Brănești*, vol. 1, no. 3, Timișoara, 2001

[LO2] Lojewski, G., *Tranzacții la Simpozionul M. Brănești*, vol. 1, no. 3, Timișoara, 2001

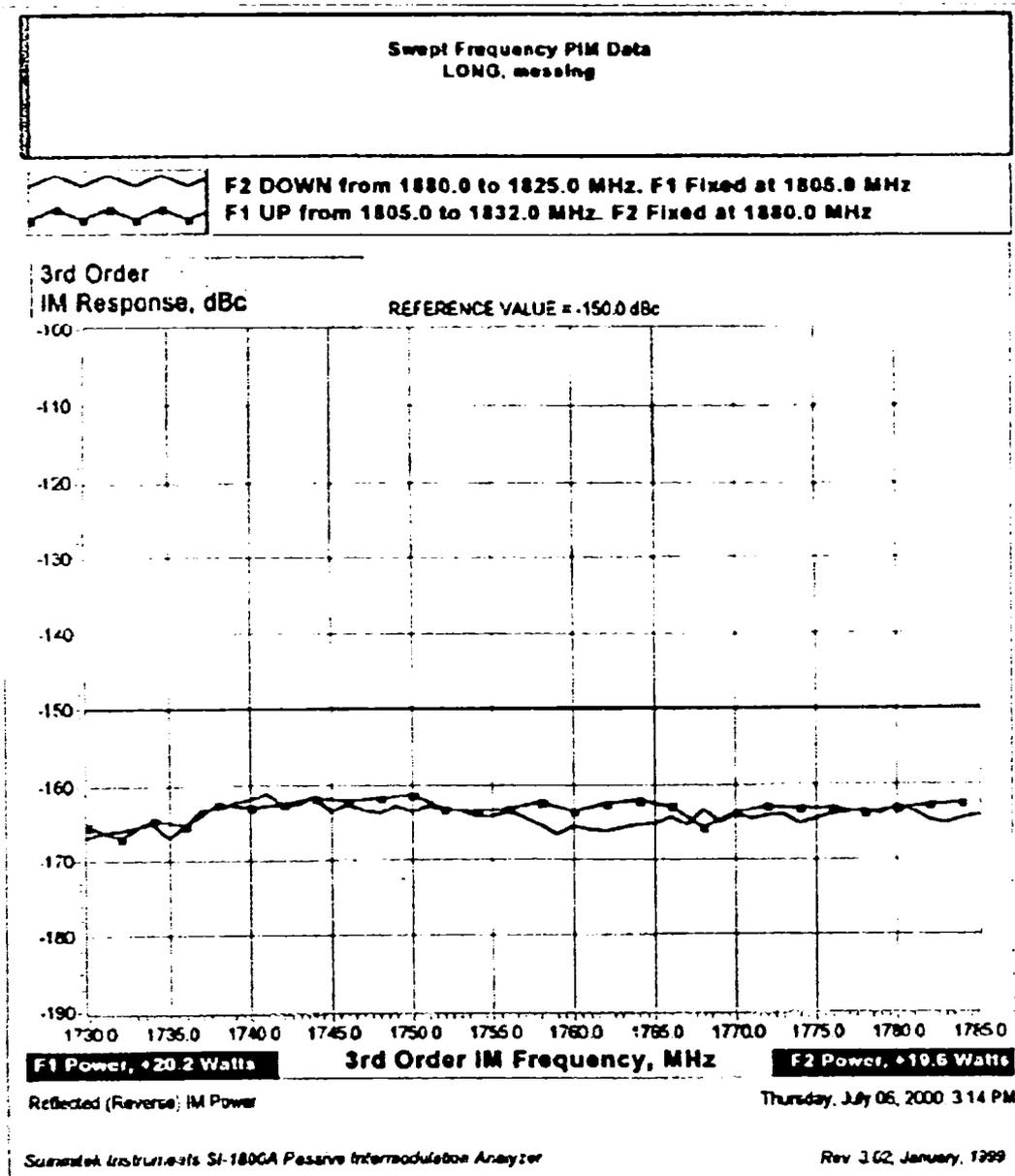
[LO3] Loyka, S., Mordachev, V., Intermodulation in Microwave Systems, *IEEE Trans. on MTT*, vol. 49, no. 1, pp. 872-887

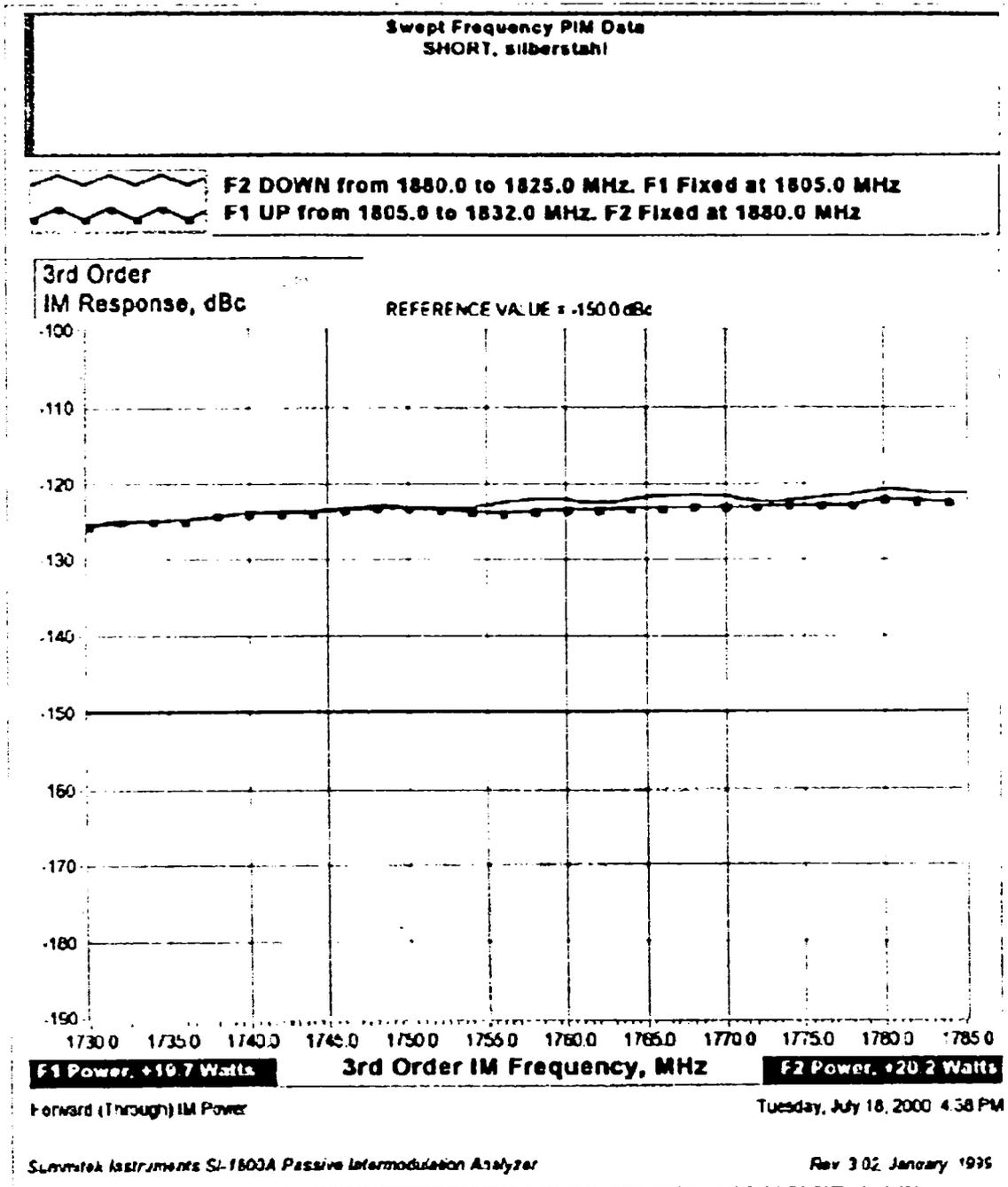
- [LO4] Loyka, S.L., Nonlinear Modeling of Nonlinear Interference and Distortion in a Filterless International Mobile Telecommunication System, *Journal of Nonlinear Science*, 2000, pp.132-136,
- [MA1] Ma, K-P., ș.a. Efficient Filterless Full-Wave Analysis of Nonlinear Structures Including Harmonic and EMC Effects, *Journal of Nonlinear Science*, nov. Dec. 1999, pp.839-847
- [MA2] Marinescu, Gh. ș.a. Probleme de fizică necesită rezolvate cu ajutorul calculului simbolic, *Revista de Inginerie*, ASP, 2000, pp.10-13
- [MA3] Martin, H. *Nonlinear Noise Figure and an Environment with Interference* (in Archived Articles), 2000.
- [MA4] Mateescu, A. , *Tratat de calcul simbolic în sisteme*, Ed.didactică și științifică, Iași, 1997, pp.1-10
- [MA5] Mayer, O. *Tratat de calcul simbolic în sisteme*, Ed.didactică și științifică, Iași, 1997, pp.1-10
- [ME1] Mehrshahi, E., Farzaneh, F. Nonlinearities in Broadband Calculation of Noise Spectra in Power Amplifiers Based on Harmonic Balance, *Journal of Nonlinear Science*, vol. 12, nr. 3, May 2000, pp.81-92
- [ME2] Meinke, H., Gundlach, F.,W. *Handbuch der Hochfrequenztechnik*, vol. 1, Springer-Verlag, Berlin, 1997
- [MI1] Mirsky, G., *Reflections on Measurements*, Mir Publishers, Moscow, 1997
- [MY1] Myer, D., *Modern Linear and Nonlinear Amplifier Design*, *Journal of Nonlinear Science*, Digest, vol.12, pp.1125-1127
- [NA1] Naformiță, I., *Tratat de fizică în domeniul înaltelor frecvențe (PTVT)*, Ed. Tehnică, București, 1987, vol. II-a, pp.1-10
- [NA2] Nagel, R., Audenaerde, K., *Nonlinear Intermodulation in Duplexed Communication Systems*, *Journal of Nonlinear Science*, 1995
- [NG1] Ngoya, E. ș.a. *Modeling of Nonlinear Intermodulation in a Duplexed Communication System*, *Journal of Nonlinear Science*, MTT 011, Microwave and Millimeter Wave Technology, 1997
- [OR1] Orfanidis, S. J. *Electromagnetic Waves and Antennas*, Wiley-Interscience, New York, 1992
- [PA1] Paul, J. ș.a. Generalized Modal Models in TLM-Parasitic Resonators, *Journal of Nonlinear Science*, vol. 12, pp.197-207
- [PE1] Pendry, J.B. ș.a., *Nonlinear Resonant Conductors and Enhanced Nonlinear Interactions*, *Journal of Nonlinear Science*, *IEEE Trans.*, vol. 10, pp. 1075-1084
- [PE2] Person, R., *Tratat de fizică în domeniul înaltelor frecvențe pentru Windows 95*, Ed. Tehnică, București, 1997
- [PO1] Popovici, P., Cira, O. Cercetarea fizică a ecuațiilor neliniare, *Revista de Inginerie*, ASP, 2000, pp.10-13
- [PO2] Poppleton, D., *Nonlinear Intermodulation - Theory and Measurement*, *Journal of Nonlinear Science*, *Radio Conf.*, 1997
- [PR1] Preda, M., Cristea, P., Spinea, F., *Tratat de fizică în domeniul înaltelor frecvențe*, vol. 1, Ed. Didactică și științifică, Iași, 1980
- [RE1] Reinhardt, V.S. ș.a. *Techniques for Measuring the Power Linearity of Nonlinear Devices*, *Journal of Nonlinear Science*, *Journal of Nonlinear Science*, vol. 10, pp.715-719
- [RI1] Ridet, M. ș.a., *Amplifiers and Antennas: Characterization and Modeling*, *Journal of Nonlinear Science*, *Journal of Nonlinear Science*, vol. 12, pp.1-10
- [RO1] Rosentberger, B., *Measurement of Intermodulation Products in a Class-B Power Amplifier*, *Journal of Nonlinear Science*, *Journal of Nonlinear Science*, vol. 12, pp.1-10
- [RO2] Roșculeț, M. N., *Tratat de fizică în domeniul înaltelor frecvențe*, vol. 1, Ed. Didactică și științifică, Iași, 1980
- [RO3] Roșculeț, M. N., *Tratat de fizică în domeniul înaltelor frecvențe*, vol. 2, Ed. Didactică și științifică, Iași, 1980
- [SA1] Salameh, D., Linton, D. *Calculation of Various Parameters of Nonlinear Transmission Lines (NLTL)*, *Journal of Nonlinear Science*, *Journal of Nonlinear Science*, vol. 12, pp.1-10
- [SA2] Sălceanu, A. ș. a. *Tratat de fizică în domeniul înaltelor frecvențe*, Ed. Didactică și științifică, Iași, 1980
- [SA3] Săvescu, M., *Tratat de fizică în domeniul înaltelor frecvențe*, Ed. Didactică și științifică, Iași, 1985
- [SA4] Săvescu, M., *Tratat de fizică în domeniul înaltelor frecvențe*, Ed. Didactică și științifică, Iași, 1985



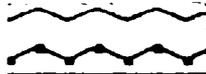


## ANEXA 1 – DEPENDENȚA NIVELULUI PRODUSELOR DE INTERMODULAȚIE DE ORDINUL III DE FRECVENȚĂ





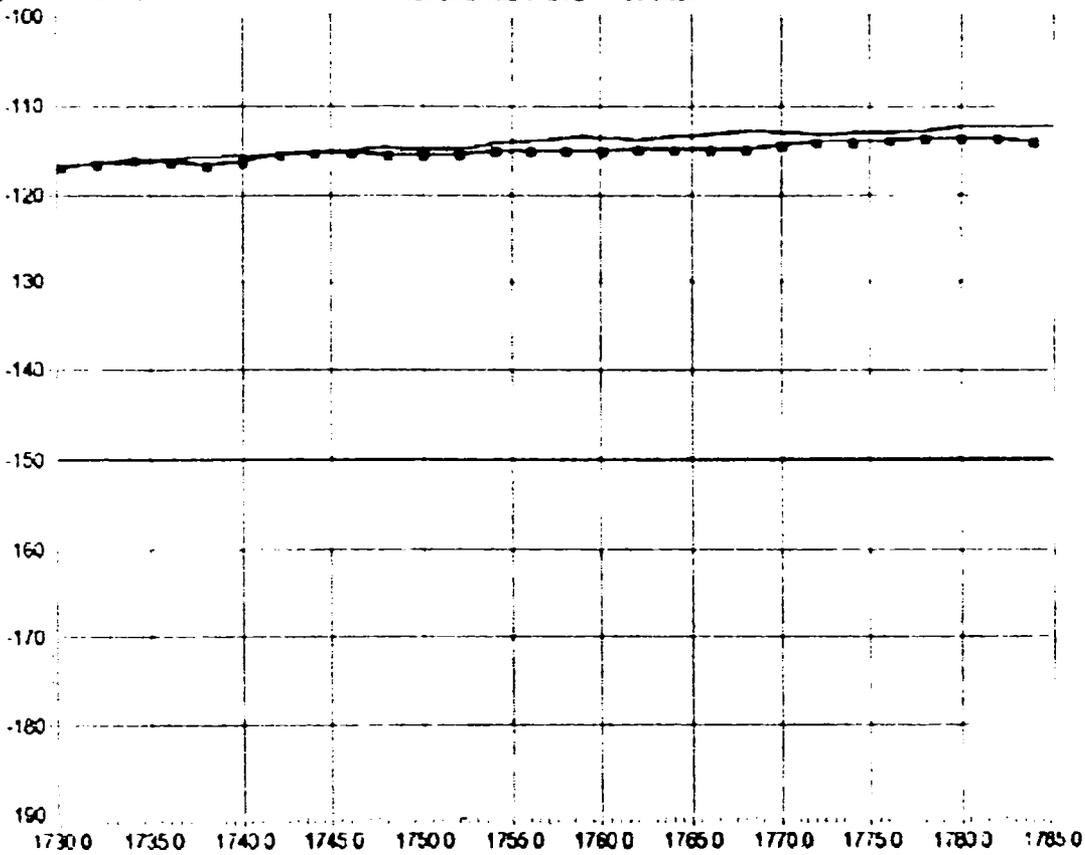
Swept Frequency PIM Data  
LONG, silberstahl



F2 DOWN from 1880.0 to 1825.0 MHz. F1 Fixed at 1805.0 MHz  
F1 UP from 1805.0 to 1832.0 MHz. F2 Fixed at 1880.0 MHz

3rd Order  
IM Response, dBc

REFERENCE VALUE = -150.0 dBc



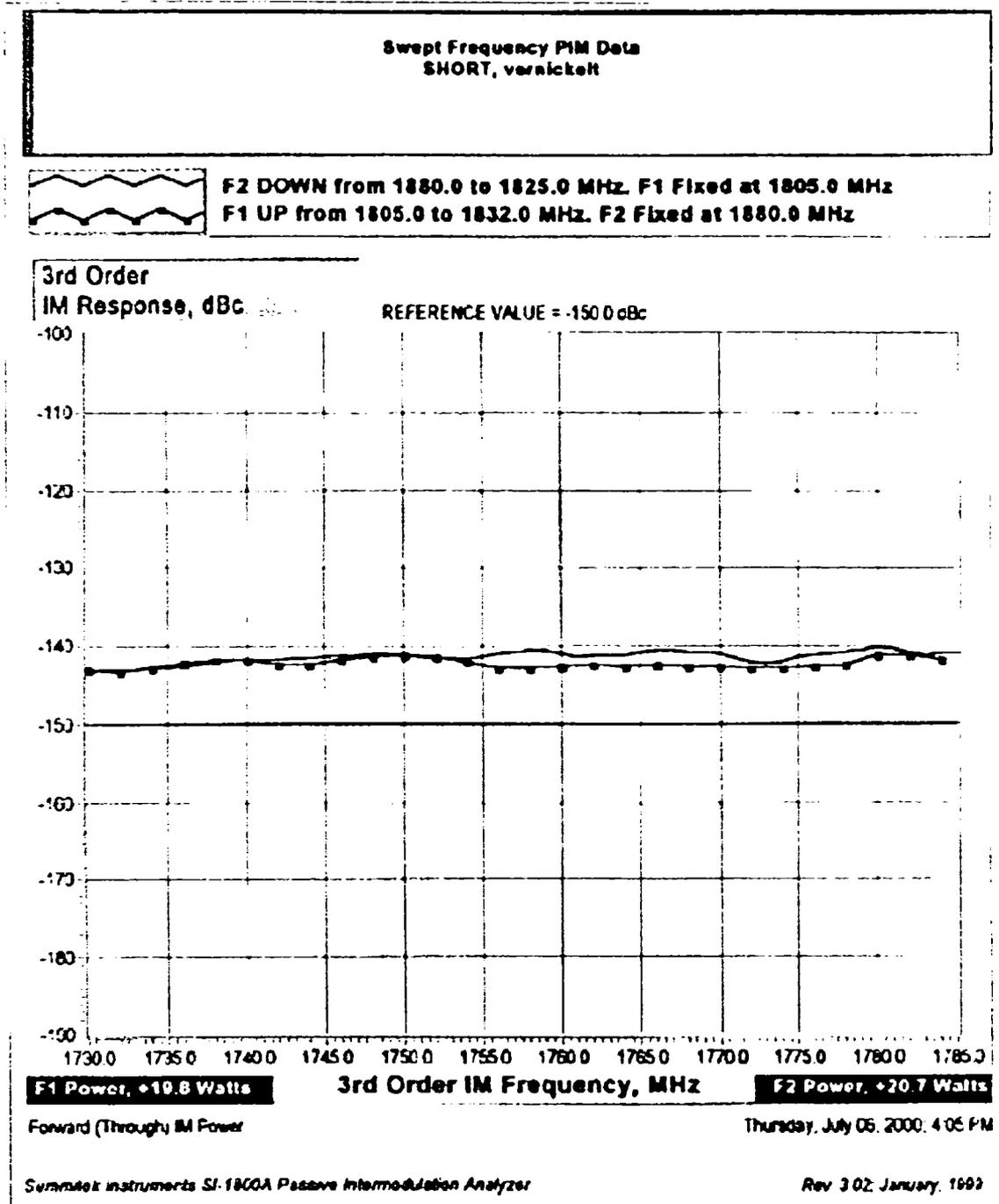
F1 Power, +19.3 Watts

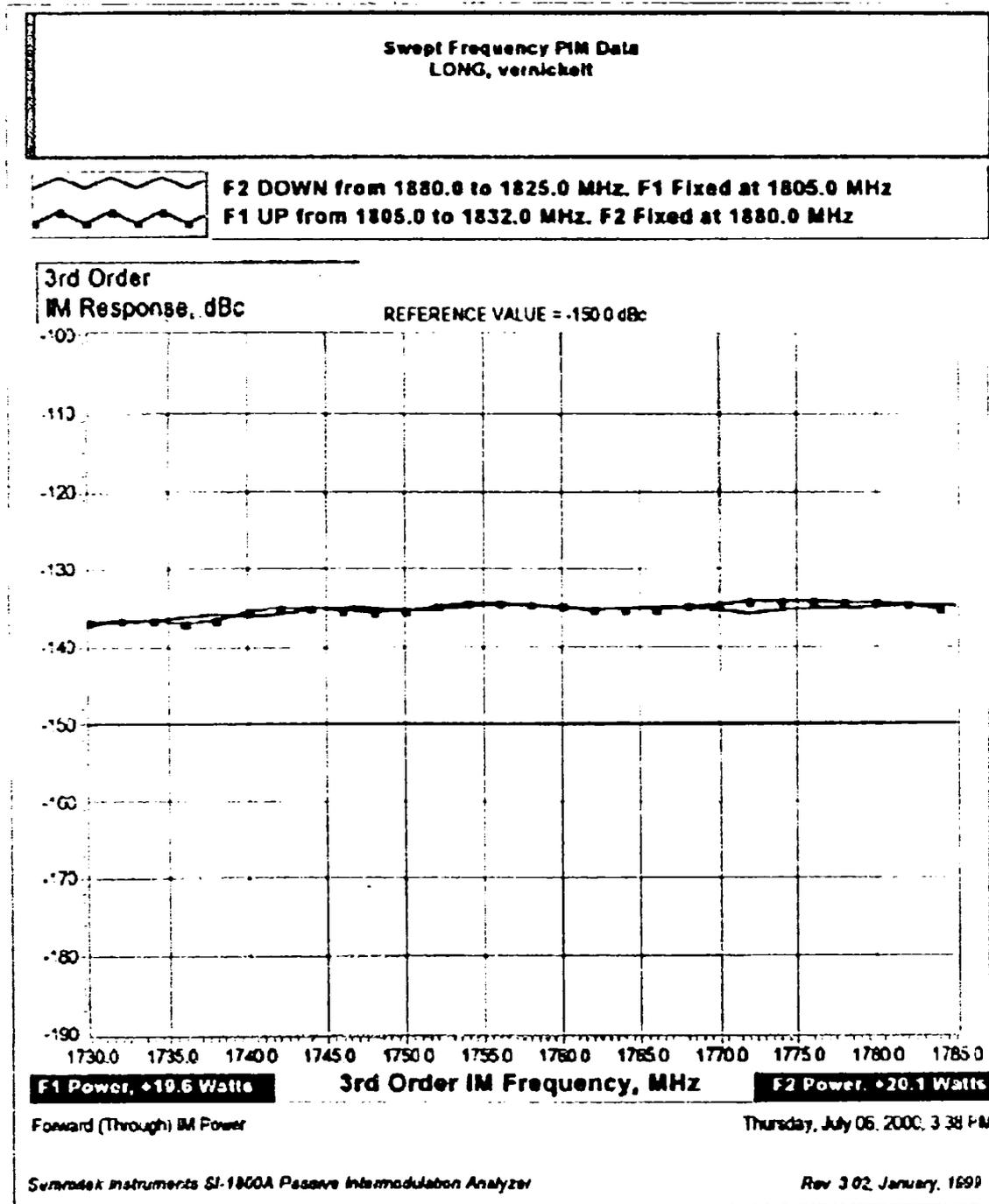
3rd Order IM Frequency, MHz

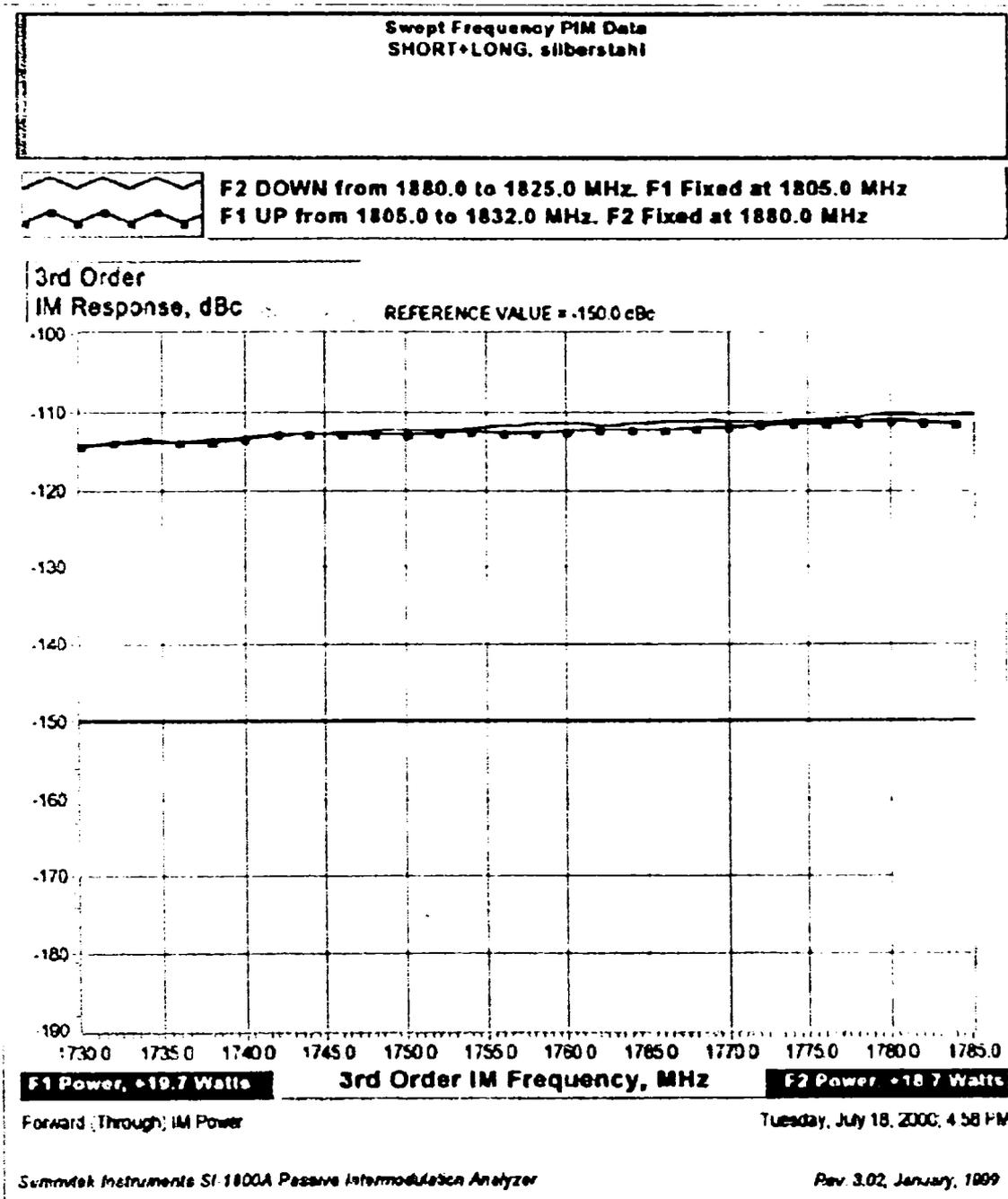
F2 Power, +19.8 Watts

Forward (Through) IM Power

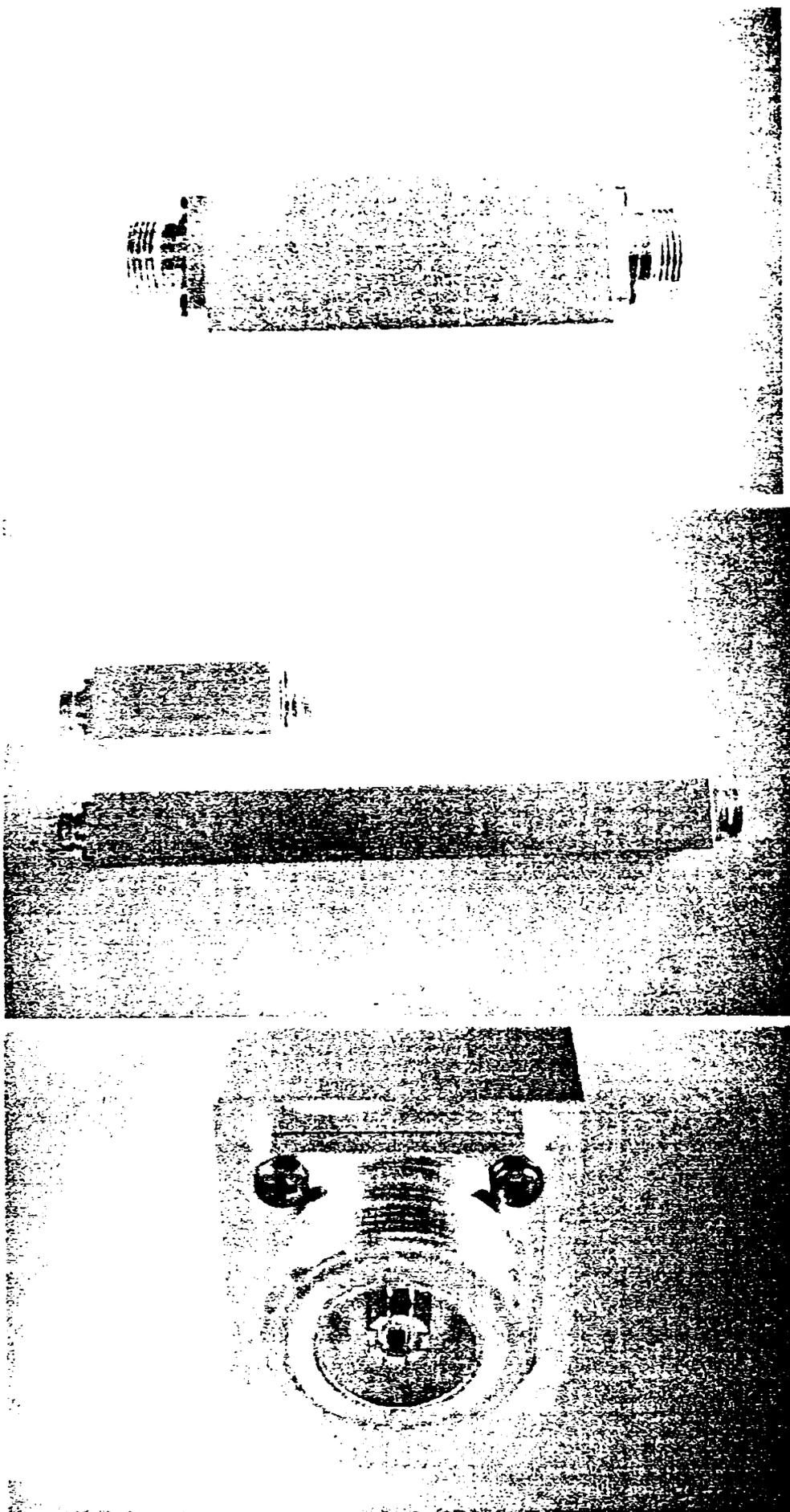
Tuesday, July 18, 2000 4:55 PM







## ANEXA 2 – LINII DE TRANSMISIUNE NELINIARE EXPERIMENTALE



## ANEXA 3 – PROGRAM DE CALCUL AL NIVELULUI PRODUSELOR DE INTERMODULAȚIE, MODELUL K- $\lambda$

```

%Program de calcul a nivelului produselor de
%intermodulație în cazul general (modelul K-lambda)
clear
f1=935e6;           % frequency [Hz]
f2=960e6;
Rg =50;            % generator impedance [ohm]
Rs =50e08;         % load impedance [ohm]
lung =.35;         % maximum line length [m]
P1=3;             % input power[W]
P2=3;
R = 0.5;           % line resistance [ohm/m]
L = 0.17e-6;      % line inductivity [H/m]
G = 30/1e5;       % line conductance [1/ohm.m]
C = 68e-12;       % line capacity [pF/m]
w1 = 2*pi*f1;     % angular frequency[rad/s]
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));
ro=(Rs-Z03)/(Rs+Z03);                         % reflecting coefficient
gamal=sqrt((R+j*w1*L)*(G+j*w1*C));           % propagation constant
gama2=sqrt((R+j*w2*L)*(G+j*w2*C));
gamal2=sqrt((R+j*(2*w1-w2)*L)*(G+j*(2*w1-w2)*C));
alfa=real(gamal2);
beta=imag(gamal2);
ka=1.3e-7;                                     % nonlinearity parameter
p=1.55;                                       % nonlinearity exponent
% Diagramme A3=f(length)
M=50;
lng=lung/M;                                  % line length
for m=1:M;
    lu(m)=lng*m;
    Zi1 = (Z01*(Rs*cosh(gamal*lu)+Z01*sinh(gamal*lu)))./...
           (Z01*cosh(gamal*lu)+Rs*sinh(gamal*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)));
    Ui1(m)=12.5;                             % generator voltage [V]
    Ui2(m)=12.5;
    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(gamal*x(i,m))-Z01*Ii1(m).*sinh(gamal*x(i,m));
        A2(i,m)=Ui2(m).*cosh(gama2*x(i,m))-Z02*Ii2(m).*sinh(gama2*x(i,m));
        ma1(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(-(gamal2)*(N-i)*gr(m)).*A3(i,m);
        Ai(i,m)=exp(-(gamal2)*x(i,m)).*A3(i,m);

```

```

                end
end
Ud=sum(Ad);
Ui=sum(Ai);
cor=ro*Ud.*exp(-gamal2*lu);
Uid=Ui+ cor;
        zi=20*log10(abs(Ui)./Ug);
        zd=20*log10(abs(Ud)./Ug);
        zid=20*log10(abs(Uid)./Ug);
plot(lu,zid+3,'g');
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');
%900MHz
x0=[23
     24
     25
     26
     27
     28
     29
     30
     31
     32];
y0=[-118.6
    -119.4
    -119.9
    -121.3
    -123.4
    -125.4
    -133.95
    -142.5
    -134
    -129.4];
hold on
plot(x0/100+.022,y0,'xk:')

```

## ANEXA 4 – PROGRAM DE CALCUL AL NIVELULUI UNDEI INVERSE

```

Program de calcul pentru unda inversă
900 MHz
clear
ka=-138;%dB
pl=43;%dBm
p=1.5;
alfa=0.012;
frecv=910;
omega=2*pi*frecv;
beta=omega/300;
gama=alfa+2*j*beta;
lung=.35;
for i=1:1000;
    l(i)=lung-lung/1000*i;
    a(i)=1-exp(-gama*l(i));
    b(i)=(a(i)/gama);
    p3(i)=ka+(p+1)*pl+20*log10(abs(b(i)))+10*p*log10(0.05);
end
plot(l,p3,'b')
hold on
% Calculul pentru unda inversă, 1900 MHz
ka=-159.5;%dB
pl=43;%dBm
p=1.73;
alfa=0.017;
frecv=1870;
omega=2*pi*frecv;
beta=omega/300;
gama=alfa+2*j*beta;
for i=1:1000;
    l(i)=lung-lung/1000*i;
    a(i)=1-exp(-gama*l(i));
    b(i)=(a(i)/gama);
    p3(i)=ka+(p+1)*pl+20*log10(abs(b(i)))+10*p*log10(0.05);
end
plot(l,p3,'k')
hold on
% Calculul pentru unda inversă, 1800 MHz
ka=-159;%dB
pl=43;%dBm
p=1.71;
alfa=0.017;
frecv=1730;
omega=2*pi*frecv;
beta=omega/300;
gama=alfa+2*j*beta;
for i=1:1000;
    l(i)=lung-lung/1000*i;
    a(i)=1-exp(-gama*l(i));
    b(i)=(a(i)/gama);
    p3(i)=ka+(p+1)*pl+20*log10(abs(b(i)))+10*p*log10(0.05);
end
plot(l,p3,'r')
hold on
grid on
%900MHz
x0=[
23

```

```
24
25
26
27
28
29
30
31
32];
y0=[
-118.6
-119.4
-119.9
-121.3
-123.4
-125.4
-133.95
-142.5
-134
-129.4];
hold on
plot(x0/100+.03,y0+43,'xb:')
%1800MHz
y0=[
-135.3
-138.2
-138
-134.3
-132.4
-132.5
-133.15
-133.8
-134.8
-135.7];
hold on
plot(x0/100,y0+43,'or:')
%1900MHz
y0=[
-150
-157.3
-147.7
-140.7
-137.4
-136.8
-137.8
-138.8
-144.3
-142.8];
hold on
plot(x0/100,y0+43,'*k:')
```

## ANEXA 5 – PROGRAM DE CALCUL AL COEFICIENTILOR DE NELINIARITATE ÎN CAZUL GENERAL

```

%Cazul general
y=[
1.47736E-05
1.07025E-05
8.02574E-06
5.88146E-06
4.35999E-06
3.01637E-06
2.28815E-06
1.69623E-06
1.13367E-06
8.40398E-07
5.68179E-07
4.31008E-07
3.0513E-07
2.23607E-07
0];
x=[
31.58529971
28.15042799
25.08909536
22.36067977
19.92897683
17.76171929
15.83014898
14.10863513
12.5743343
11.20688724
9.988148765
8.901946957
7.933868577
7.071067812
0];
p = polyfit(x,y,3)
plot(x,y,'*k')
grid on
hold on
t=linspace(0,32,1000);
f=1800;
lung=9.2;
%x1=((2.8)*t.^3+(108)*t.^2-394.3*t+19.1)*1e-9;%900/23
%x1=((0.82)*t.^3+(10.15)*t.^2-40.64*t+25.14)*1e-9;%1800/23
%x1=((2.3)*t.^3+(55.6)*t.^2-136.3*t+10.9)*1e-9;%900/15
%x1=((-0.2)*t.^3+(6.5)*t.^2+842.9*t+144)*1e-9;%1800/15
%x1=((0.6)*t.^3+(42.2)*t.^2-157.3*t-164.4)*1e-9;%900/6.5
%x1=((0.28)*t.^3+(3.98)*t.^2-12.21*t-16.2)*1e-9;%1800/6.5
%x1=((-1)*t.^3+(244)*t.^2-1032*t+19)*1e-9;%900/32
%x1=((0.93)*t.^3+(17.12)*t.^2-97.36*t+24.84)*1e-9;%1800/32
%x1=((0.6)*t.^3+(57)*t.^2-247.7*t+102)*1e-9;%900/9.2
x1=((0.28)*t.^3+(7.33)*t.^2-42.1*t+12.69)*1e-9;%1800/9.2
%x=((0.3)*t.^3+(76.6)*t.^2-383.8*t+157.6)*1e-9;%900/10
%x=((0.32)*t.^3+(9.37)*t.^2-53.02*t+8.14)*1e-9;%1800/10
x2=lung*((0.086-f*.000028)*t.^3+(12.08-f*.0064)*t.^2+(-46.83+f*0.025)*t-
15.42)*1e-9;
plot(t,x1,'r',t,x2,':b')

```

## ANEXA 6 – PROGRAM DE CALCUL AL NIVELULUI PRODUSELOR DE INTERMODULATIE, ÎN CAZUL GENERAL

```

%Program pentru calculul nivelului undeii inverse
%pe baza modelului generalizat
clear
f1=1930e6; % frequency [Hz]
f2=1990e6;
Rg =50; % generator impedance [ohm]
Rs =50; % load impedance [ohm]
lung =.5; % maximum line length [m]
P1=20; % input power[W]
P2=20;
R = 0.5; % line resistance [ohm/m]
L = 0.17e-6; % line inductivity [H/m]
G = 30/1e5; % line conductance [1/ohm.m]
C = 68e-12; % line capacity [pF/m]
w1 = 2*pi*f1; % angular frequency[rad/s]
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));
ro=(Rs-Z03)/(Rs+Z03); % reflecting coefficient
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);
b1=.086; % nonlinearity coefficient
b2=-.00003;
b3=12.08;
b4=-.0064;
b5=-46.83;
b6=.025;
% Diagramme A3=f(length)
M=100;
lng=lung/M; % line length
for m=1:M;
    lu(m)=lng*m;
    Z11 = (Z01*(Rs*cosh(gama1*lu)+Z01*sinh(gama1*lu)))./...
        (Z01*cosh(gama1*lu)+Rs*sinh(gama1*lu)); % input impedance
    Z12 = (Z02*(Rs*cosh(gama2*lu)+Z02*sinh(gama2*lu)))./...
        (Z02*cosh(gama2*lu)+Rs*sinh(gama2*lu));
    U11(m)=sqrt(P1*real(Z11(m))); % generator voltage [V]
    U12(m)=sqrt(P2*real(Z12(m)));
    Ug(m)=sqrt(U11(m).^2+U12(m).^2);
    I11(m)=U11(m)./Z11(m);
    I12(m)=U12(m)./Z12(m);
% Segment
N=200; % no. of segments
gr(m)=lu(m)/N; % width of segment
a1=1e-9*(b1+b2*2*pi*f12);
a2=1e-9*(b3+b4*2*pi*f12);
a3=1e-9*(b5+b6*2*pi*f12);
for i=1:N;
    x(i,m)=(i-1)*gr(m);
    A1(i,m)=U11(m).*cosh(gama1*x(i,m))-Z01*I11(m).*sinh(gama1*x(i,m));
    A2(i,m)=U12(m).*cosh(gama2*x(i,m))-Z02*I12(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)=a1*(gr(m).*exp(-
(j*beta)*x(i,m))).*(((mal(i,m)).^2).*(ma2(i,m)))/4+...
        a2*(gr(m).*exp(-(j*beta)*x(i,m))).*(((mal(i,m))).*(ma2(i,m)))/3+...
        a3*(gr(m).*exp(-(j*beta)*x(i,m))).*(((mal(i,m))))/2-15e-11;
        Ad(i,m)=exp(-(gamal2)*(N-i)*gr(m)).*A3(i,m)*1e-2; % 1e-2 length in cm
        Ai(i,m)=exp(-(gamal2)*x(i,m)).*A3(i,m)*1e-2;
        end
end
Ud=lu(m)*sum(Ad)/4;
Ui=lu(m)*sum(Ai)/4;
cor=ro*Ud.*exp(-gamal2*lu); %corectie pt.unda reflectata
Uid=Ui+ cor;
        zi=20*log10(abs(Ui)./Ug);
        zd=20*log10(abs(Ud)./Ug);
        zid=20*log10(abs(Uid)./Ug);
plot(lu,zd,':k');
hold on
%plot(lu,zi,':k');
hold on
plot(lu,zid,'k');
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)])
hold on
x0=[
23 %lungimea liniei
24
25
26
27
28
29
30
31
32];
%The experimental results obtained at 900 MHz in dBm
y0=[
-150
-157.3
-147.7
-140.7
-137.4
-136.8
-137.8
-138.8
-144.3
-142.8];
hold on
plot(x0/100-.016,y0+43,'xb:');

```

**ANEXA 7 – RELATII DE CALCUL PENTRU COEFICIENTII FOURIER**

$\int (\cos[x])^2 dx$	$\frac{x}{2} + \frac{1}{4} \sin[2x]$
$\int_0^\pi \text{Abs}[\sin[x]] * \cos[n * x] dx$	$-\frac{1}{-1+n^2} - \frac{\cos[n\pi]}{-1+n^2}$
$\int_0^\pi \text{Abs}[\sin[x]] * \sin[n * x] dx$	$-\frac{\sin[n\pi]}{-1+n^2}$
$\int_0^\pi \text{Abs}[\cos[x]] * \cos[n * x] dx$	$-\frac{2 \cos\left[\frac{n\pi}{2}\right]}{-1+n^2} + \frac{n \sin[n\pi]}{-1+n^2}$
$\int_0^\pi \text{Abs}[\cos[x]] * \sin[n * x] dx$	$-\frac{n}{1-n^2} - \frac{n \cos[n\pi]}{-1+n^2} - \frac{2 \sin\left[\frac{n\pi}{2}\right]}{-1+n^2}$
$\int_0^\pi (\cos[x] + \cos[p * x])^2 * \cos[n * x] dx$	$\frac{n \cos[2p\pi] \sin[n\pi]}{2(n-2p)(n+2p)} + \frac{-16 \sin[n\pi] + 6n^2 \sin[n\pi]}{4(-2+n)n(2+n)} +$ $\frac{\cos[p\pi] (2n \sin[n\pi] - 2n^3 \sin[n\pi] + 2np^2 \sin[n\pi])}{(-1+n-p)(1+n-p)(-1+n+p)(1+n+p)} -$ $\frac{p(-2 \cos[n\pi] - 2n^2 \cos[n\pi] + 2p^2 \cos[n\pi]) \sin[p\pi]}{(-1+n-p)(1+n-p)(-1+n+p)(1+n+p)} -$ $\frac{p \cos[n\pi] \sin[2p\pi]}{(n-2p)(n+2p)}$
$\int_0^\pi \text{Abs}[\cos[x] + \cos[p * x]] * \cos[n * x] dx$	$\left\{ -2n^3 \sqrt{(-1 + \cos[p\pi])^2} \sin[n\pi] + 2np^2 \sqrt{(-1 + \cos[p\pi])^2} \sin[n\pi] - \right.$ $2n \sqrt{(-1 + \cos[p\pi])^2} \cos[p\pi] \sin[n\pi] + 2n^3 \sqrt{(-1 + \cos[p\pi])^2}$ $\cos[p\pi] \sin[n\pi] - 2p \cos[n\pi] \sqrt{(-1 + \cos[p\pi])^2} \sin[p\pi] -$ $\left. 2n^2 p \cos[n\pi] \sqrt{(-1 + \cos[p\pi])^2} \sin[p\pi] \right\} /$ $(2(-1+n)(1+n)(n-p)(n+p)(-1 + \cos[p\pi]))$
$\int_0^\pi \text{Abs}[\cos[x] + \cos[p * x]] * \sin[n * x] dx$	$-\frac{2n - 4n^3 + 2np^2}{2(-1+n)(1+n)(n-p)(n+p)} +$ $\left\{ n^3 \cos[n\pi] \sqrt{(-1 + \cos[p\pi])^2} - np^2 \cos[n\pi] \sqrt{(-1 + \cos[p\pi])^2} + \right.$ $n \cos[n\pi] \sqrt{(-1 + \cos[p\pi])^2} \cos[p\pi] -$ $n^3 \cos[n\pi] \sqrt{(-1 + \cos[p\pi])^2} \cos[p\pi] + p \sqrt{(-1 + \cos[p\pi])^2}$ $\left. \sin[n\pi] \sin[p\pi] - n^2 p \sqrt{(-1 + \cos[p\pi])^2} \sin[n\pi] \sin[p\pi] \right\} /$ $((-1+n)(1+n)(n-p)(n+p)(-1 + \cos[p\pi]))$
$\int (\cos[x] + \cos[n * x])^2 dx$	$-\frac{2 \cos[nx] \sin[x]}{(-1+n)(1+n)} + \frac{1}{4} (4x + \sin[2x]) + \frac{2n \cos[x] \sin[nx]}{(-1+n)(1+n)} + \frac{\sin[2nx]}{4n}$