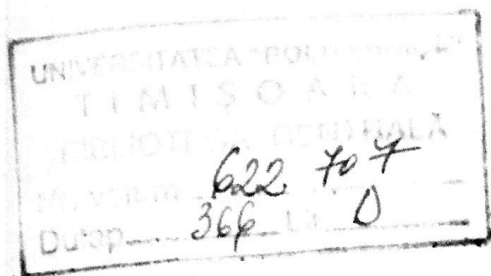


UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" TIMIȘOARA

Facultatea de Electrotehnică - Catedra de Electroenergetică



**Analiza regimului deformant în
Sistemul Electroenergetic**

Lucrare de doctorat

Autor: ing. MILEA L.

Conducător științific: Prof. dr. ing. Negru V.

1998

doctorat

2012

	Pag.
Cap. 1 PROBLEMELE REGIMULUI NESINUSOIDAL IN REȚELELE SISTEMELOR ELECTROENERGETICE. OBIECTUL LUCRĂRII DE DOCTORAT	
1.1. Regimul nesinusoidal – regim de funcționare a sistemelor electroenergetice	1
1.2. Indicatori de calitate a tensiunii și curentului în rețelele poluate armonic.....	2
1.3. Efectele poluării armonice.....	3
1.4. Direcții de cercetare în domeniul regimului nesinusoidal ale rețelelor electrice.....	4
1.5. Obiectul lucrării de doctorat.....	6
Cap. 2 IMPEDANȚA ARMONICĂ A REȚELOR ELECTRICE	
2.1. Generalități.....	9
2.2. Metoda componentelor de secvență. Forma matricei impedanțelor de secvență.....	9
2.2.1. Element trifazat fără conductor neutru.....	10
2.2.2. Element trifazat cu conductor neutru.....	12
2.2.3. Element trifazat cu conductor de protecție legat la pământ	14
2.3. Definierea impedanței armonice a rețelei.....	16
2.4. Determinarea impedanței armonice a rețelei.....	18
2.4.1. Clasificarea metodelor analitice de estimare a impedanțelor armonice.....	18
2.4.2. Etapele determinării impedanțelor armonice.....	19
2.4.3. Observații asupra determinării impedanțelor elementelor de rețea.....	20
2.4.3.1. Element cu simetrie totală.....	21
2.4.3.2. Element cu simetrie ciclică.....	21
2.5. Concluzii.....	24
Cap. 3 SCHEME ECHIVALENTE ARMONICE ȘI PARAMETRII SCHEMELOR ECHIVALENTE ARMONICE DE SECVENTA DIRECTĂ ALE ELEMENTELOR DE SISTEM	
3.1. Generalități.....	25
3.2. Generatorul sincron.....	28
3.3. Transformatorul electric.....	30
3.3.1. Determinarea impedanței longitudinale de secvență directă.....	31
3.3.2. Determinarea impedanței transversale de secvență directă.....	32

3.3.3.	Scheme echivalente monofilare ale transformatorului cu două înfășurări.....	33
3.3.4.	Determinare parametrilor schemei echivalente.....	35
3.3.5.	Exemplu de variație a parametrilor armonici ai unui transformator de putere cu două înfășurări.....	37
3.3.6.	Schema echivalentă simplificată a transformatorului cu două înfășurări.....	38
3.3.7.	Transformatorul trifazat cu trei înfășurări.....	41
3.4.	Linia electrică aeriană.....	44
3.4.1.	Determinarea impedanței lineice.....	45
3.4.2.	Determinarea impedanței transversale din schema echivalentă nominală.....	46
3.4.3.	Rezistența conductorului liniei.....	47
3.4.4.	Reactanțele liniilor electrice aeriene.....	50
3.4.5.	Capacitățile liniilor electrice aeriene.....	51
3.4.6.	Conductanța liniilor electrice aeriene.....	52
3.4.7.	Exemplu de calcul a parametrilor armonici de secvență directă a unei linii electrice aeriene și analiza variației lor cu frecvența.....	52
3.4.8.	Program pentru calculul parametrilor armonici ai schemei echivalente a unei LEA.....	57
3.5.	Linia electrică subterană.....	58
3.5.1.	Rezistența lineică a liniei electrice subterane.....	58
3.5.2.	Reactanța liniară a liniei electrice subterane.....	59
3.5.3.	Capacitățile de secvență directă a liniei electrice subterane.....	61
3.5.4.	Conductanța de secvență directă a liniei electrice subterane.....	61
3.5.5.	Exemplu de calcul al parametrilor armonici de secvență directă a unei linii electrice subterane.....	62
3.5.6.	Program pentru calculul parametrilor armonici ai schemei echivalente a unei LEA.....	65
3.6.	Bateria de condensatoare șunt.....	73
3.7.	Bobina de reactanță șunt.....	73
3.8.	Consumatorul electric liniar.....	73
3.8.1.	Probleme generale.....	73
3.8.2.	Schema echivalentă armonică a motorului asincron trifazat.....	75
3.8.3.	Schema echivalentă armonică a consumatorului complex.....	78
3.8.4.	Calculul parametrilor schemei echivalente armonice pentru un consumator complex.....	83
3.9.	Concluzii.....	84
Cap. 4 CALCULUL IMPEDANȚEI ARMONICE		
4.1.	Generalități.....	88
4.2.	Ipoteze admise la calculul circulației de curenți armonici.....	88
4.3.	Situații particulare de calcul a circulației de curenți și tensiuni armonice.....	90
4.3.1.	Metodă generală de calcul a circulației de curenți armonici în rețelele liniare.....	90

4.3.2.	Consumator deformant alimentat din sistem printr-o linie electrică cu parametrii uniform distribuiți.....	91
4.3.3.	Rețea electrică cu doi consumatori deformanți.....	93
4.3.4.	Rețea electrică cu n surse de curenți armonici.....	54
4.3.5.	Consumator deformant alimentat de la sistemul electroenergetic printr-o stație la care sunt racordați și consumatori liniari.....	95
4.3.6.	Metodă generală de calcul a circulației de curenți armonici în rețelele liniare.....	123
4.4.	Observații asupra folosirii calculului circulației de curenți și a tensiunilor armonice la estimarea impedanței armonice.....	125
4.5.	Concluzii.....	126
Cap. 5 ESTIMAREA PRIN MĂSURĂTORI A IMPEDANȚEI ARMONICE A REȚELOR ELECTRICE		
5.1.	Generalități.....	129
5.2.	Identificarea experimentală a unui proces (sau element de proces).....	129
5.2.1.	Modelarea proceselor.....	129
5.2.2.	Metode experimentale de identificare a modelelor dinamice.....	131
5.2.2.1.	Metode de identificare ce folosesc semnale de probă neperiodice.....	131
5.2.2.2.	Metode de identificare ce folosesc semnale de probă periodice.....	135
5.2.2.3.	Metode de identificare ce folosesc semnale de probă aleatorii.....	135
5.2.2.4.	Identificarea proceselor folosind metode ajustabile.....	137
5.2.3.	Metode experimentale de identificare a proceselor statice.....	137
5.2.4.	Filtrarea perturbațiilor.....	137
5.2.4.1.	Metoda mediei alunecătoare.....	138
5.2.4.2.	Metoda diferențelor.....	139
5.2.5.	Consumator deformant alimentat de la sistemul electroenergetic printr-o stație la care sunt racordați și consumatori liniari.....	140
5.3.	Măsurarea impedanței armonice.....	140
5.3.1.	Principii de măsurare.....	140
5.3.1.1.	Injecția dezechilibrată bifazăată.....	141
5.3.1.2.	Injecția dezechilibrată trifazăată.....	142
5.3.2.	Metode de măsurare a impedanței armonice.....	143
5.3.2.1.	Sarcini neliniare folosite ca surse unice de curenți armonici.....	144
5.3.2.2.	Conectarea bateriilor de condensatoare.....	146
5.3.2.3.	Variații naturale ale regimului.....	148
5.3.2.4.	Utilizarea tracțiunii electrice feroviare drept sursă de curenți armonici.....	149
5.3.3.	Precizia metodelor de măsurare.....	149
5.4.	Determinări experimentale	152

5.4.1.	Scopul și mijloace de măsurare	152
5.4.2.	Determinări experimentale de laborator	155
5.4.3.	Determinări experimentale în stațiile F.R.E. Timișoara	160
5.4.3.1.	Stația Orțișoara	161
5.4.3.2.	Stația Ghiroda CFR	165
5.4.3.3.	Stația Topleț CFR	167
5.4.3.4.	Stația IURT, plecarea LES 5-20kV	169
5.4.3.5.	Plecarea P1230, cablul 4, Stația 110/10kV Azur Timișoara	171
5.5.	Concluzii	172
Cap. 6 REDUCEREA ERORILOR LA IDENTIFICAREA IMPEDANTELOR ARMONICE		
6.1.	Generalități.....	175
6.2.	Amplificarea semnalelor de tensiune armonică.....	175
6.2.1.	Definirea mărimilor capacitive.....	176
6.2.2.	Echivalentul capacitiv al armonicii "U _k " de tensiune.....	176
6.2.3.	Aplicație.....	178
6.3.	Funcționarea sistemului electroenergetic la frecvență scăzută.....	179
6.3.1.	Particularitățile transformatoarelor slab încărcate.....	179
6.3.2.	Particularitățile caracteristicilor statice de tensiune ridicate în condiții de frecvență scăzută.....	184
6.3.2.1.	Probleme generale.....	184
6.3.2.2.	Estimarea caracteristicilor statice de tensiune.....	185
6.3.2.3.	Identificări experimentale.....	186
6.4.	Funcționarea transformatoarelor de măsură în regim deformant.....	191
6.4.1.	Introducere.....	191
6.4.2.	Modelarea transformatorului de curent.....	193
6.4.3.	Modelarea transformatorului de tensiune.....	197
6.4.4.	Determinarea experimentală a funcției de transfer.....	198
6.4.5.	Corecția măsurătorilor efectuate cu transformatoarele de curent.....	199
6.4.5.1.	Corecția în timp.....	199
6.4.5.2.	Corecția în frecvență.....	199
6.4.6.	Determinări experimentale.....	200
6.4.7.	Observații asupra determinărilor experimentale.....	203
6.5.	Concluzii.....	204
Cap.7 CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE		
ANEXE 1-8		
Anexa 1	1-6
Anexa 2	1-6
Anexa 3	1-3
Anexa 4	1-5
Anexa 5	1-46
Anexa 6	1-74
Anexa 7	1-7
Anexa 8	1-23
BIBLIOGRAFIE		

PROBLEMELE REGIMULUI NESINUSOIDAL ÎN REȚELELE SISTEMELOR ELECTROENERGETICE OBIECTUL LUCRĂRII DE DOCTORAT

Cap. 1

1.1. Regimul nesinusoidal-regim de funcționare al sistemelor electroenergetice

Dezvoltarea rapidă a proceselor industriale și de transport, modernizarea acestora pe scara electronicii de putere, au favorizat pătrunderea și extinderea echipamentelor neliniare, surse veritabile de deformare a curbelor de tensiune și curent din sistemele electroenergetice, cu efecte perturbatoare (poluante) asupra instalațiilor de transport, distribuție și consum, concepute pentru a lucra în regim sinusoidal.

Regimul alternativ în care una dintre mărimi, tensiune sau curent este deformantă se numește regim nesinusoidal sau deformant [1], [2], [3], [5], [6] iar cauzele apariției lui derivă din prezența elementelor neliniare în procesele de transport și distribuție a energiei electrice, precum și de transformare a energiei electromagnetice în altă formă de energie [1], [6], [8]. La început prezența regimului deformant a fost pusă mai ales pe seama receptoarelor deformante particulare, de mare putere; cuptoare cu arc, etc. Ulterior s-a constatat că alături de acestea la producerea regimului deformant participă o diversitate mare de receptoare de mică putere (0,1÷10 kV), dar a căror putere însumează valori comparabile cu acelea ale marilor consumatori: mașini de spălat, congelatoare, frigidere, calculatoare de birou, imprimante, faxuri, copiatoare. Majoritatea dintre acestea au la intrare sisteme de alimentare a echipamentelor electronice cu surse de comutație (switch-mode-power supply) [132]. Domeniul de frecvență corespunzător acestor armonice sunt în general cuprinse între 100Hz și 2000Hz, adică armonicile de rang $k \in [2;40]$, dar între acestea pot apare și interarmonici iar limita superioară poate atinge și 10kHz [1]. Oricum spectrul de armonici depinde de natura receptoarelor racordate la rețea, de nivelul de tensiune a acestora și de particularitățile funcționale ale elementelor de rețea (gradul de încărcare al transformatoarelor, prezența bateriilor de condensatoare, etc.) [5], [6]. În rețelele electrice de alimentare principala cauză a frecvențelor armonice o reprezintă sistemele electronice de putere cu surse în comutație [132].

În general sursele de armonici din cadrul sistemului electroenergetic pot fi [1]:

- instalații electrice și electronice industriale cu caracteristici neliniare (mutatoare, instalații de electroliză, cuptoare cu arc electric, etc);
- generatoare și elemente de rețea, care prin construcția lor realizează la ieșire mărimi de formă nesinusoidală (mașini sincrone, transformatoare de putere, etc.);
- elemente de rețea care funcționează în regimuri perturbate (mașini electrice și transformatoare supraîncărcate, linii electrice aeriene supratensionate prin efectul Corona, etc.);

- aparate electrice și electronice pentru utilizări casnice și analoage (calculatoare personale - PS, imprimante, etc);

- aparate de înaltă frecvență și ultrafrecvență (cupatoare cu microunde, etc.).

Analiza dezvoltării surselor de armonici, în sistemul electroenergetic național, datorită consumatorilor industriali, transporturilor electrificate [1], precum și consumului casnic (a cărui pondere crește), pune în evidență o rată ridicată de creștere a acestora datorită modernizării proceselor pe seama introducerii automatizării și reglajelor cu putere, respectiv a extinderii echipamentelor electronice de mică putere care devin un element tot mai frecvent în activitatea cotidiană.

Creșterea nivelului de poluare cu armonici a sistemului electroenergetic reclamă efectuarea de studii și cercetări privind identificarea regimului deformant, acauzelor lui, propagarea în rețea, efectele acestuia asupra elementelor de rețea și receptorilor, adoptarea celor mai eficiente măsuri pentru limitarea influențelor negative asupra funcționării sistemului.

1.2. Indicatori de calitate a tensiunii și curentului în rețelele poluate armonic

Pentru a estima gradul de poluare cu armonici a sistemului, dar și în scopul acestei poluări au fost elaborate standarde care trebuie să fie cuprinse în normele de fabricare ale aparatelor și echipamentelor dar care se referă și la modul de exploatare al acestora.

Aceste normative se referă la [1], [2], [113], [128]: tensiunile armonice admisibile pe barele de alimentare, curenții armonici admisibili, puterea perturbatoare admisibilă, influențele admisibile asupra convorbirilor telefonice.

Pentru analiza acestor criterii s-au stabilit indicatori caracteristici regimului nesinusoidal (deformant) periodic și aceștia sunt prevăzuți în standarde naționale, europene [113], [128] sau sunt recomandați de CEI [117].

Astfel:

- nivelul armoniilor de rang k, notat cu a_k se definește ca raportul dintre valoarea efectivă a armonicii k, A_k și a fundamentalei, adică:

$$a_k = A_k / A_1 \cdot 100 \quad [\%] \quad (1.1)$$

- reziduul deformant, $A_d = \left[\sum_{k=2}^{\infty} A_k^2 \right]^{1/2}$ (1.2)

-coeficientul de distorsiune δ_a al curbei mărimii a(t)

$$\delta_a = \frac{A_d}{A_1} \cdot 100 = \frac{\left[\sum_{k=2}^{\infty} A_k^2 \right]^{1/2}}{A_1} \cdot 100 \quad [\%] \quad (1.3)$$

- coeficientul ponderat de distorsiune δ_{Pa} al curbei a(t)

$$\delta_{Pa} = \frac{\left[\sum_{k=2}^{\infty} k^2 \cdot A_k^2 \right]^{1/2}}{A_1} \cdot 100 \quad [\%] \quad (1.4)$$

- coeficientul de deviație K_{dev}

$$K_{dev} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} A_k}{A_1} \quad (1.5)$$

- coeficientul de formă K_f

$$K_f = \frac{A}{A_m} = \frac{\left[\sum_{k=1}^{\infty} A_k^2 \right]^{1/2}}{A_m} \quad (1.6)$$

A_m fiind valoarea medie pe o jumătate de perioadă.

- coeficientul de vârf

$$K_v = A_{max}/A \quad (1.7)$$

- coeficientul de influență telefonică

$$TIF = \frac{\left[\sum_{k=2}^{\infty} (U_k \cdot K_{pk} \cdot K_{ck})^2 \right]^{1/2}}{\sqrt{2} \cdot U} \quad (1.8)$$

unde K_{pk} este un factor de pondere cu valoarea 1 la 1000Hz și <1 pentru alte frecvențe, K_{ck} reprezintă coeficientul de cuplaj de valoare S_k (k fiind rangul armonice), U_k și I_k sunt valorile efective ale tensiunii și curentului de rang k.

$$IT = \left[\sum_{k=2}^{\infty} \frac{1}{2} \cdot (I_k \cdot K_{kp} \cdot K_{ck})^2 \right]^{1/2} \quad (1.9)$$

Ultimii doi indicatori sunt utilizați mai ales în Canada și SUA [21], [128].

De menționat că standardele ce privesc poluarea armonică a sistemului electroenergetic pot fi împărțite în două categorii [137] și anume:

- standarde de sistem, care se referă la probleme ce privesc racordarea la sistemul electroenergetic a surselor de armonici,
- standarde de echipament, care privesc performanțele echipamentelor în legătură cu emisia de armonici.

Dintre standardele de sistem se pot menționa IEE S19-1992, IEC 1000-2-2 [128], [135], iar dintre cele de echipament IEEE 555-2, IEEE 446 [21], [135].

1.3. Efectele poluării armonice

Sub aspectul comportării echipamentelor electrice existente într-o rețea poluată armonic, acestea pot fi împărțite în două categorii [1].

Prima categorie cuprinde echipamente sensibile la curenți ce parcurg aceste echipamente sau la tensiunile deformante aplicate la bornele echipamentului; a doua cuprinde instalații sincronizate cu tensiunea sinusoidală a rețelei electrice și care sunt afectate de perturbații funcționale în prezența armonicilor de tensiune (comenzi la mașini electrice, comanda invertoarelor, echipamente electronice sincrone, etc). de menționat că pierderile de energie care apar datorită regimurilor deformante conduc la creșterea cheltuielilor de producere a energiei electrice, supradimensionarea instalațiilor și în general majorarea cheltuielilor de investiții. Nu trebuie neglijată deloc nici suprasolicitarea bateriilor de condensatoare, care duce la pierderi dielectrice suplimentare, accentuarea fenomenului de îmbătrânire a izolației și reducerea duratei de viață a bateriei.

O prezentare sistematică a principalelor efecte negative ale poluării armonice sunt prezentate în fig.1. [1], [2], [3].

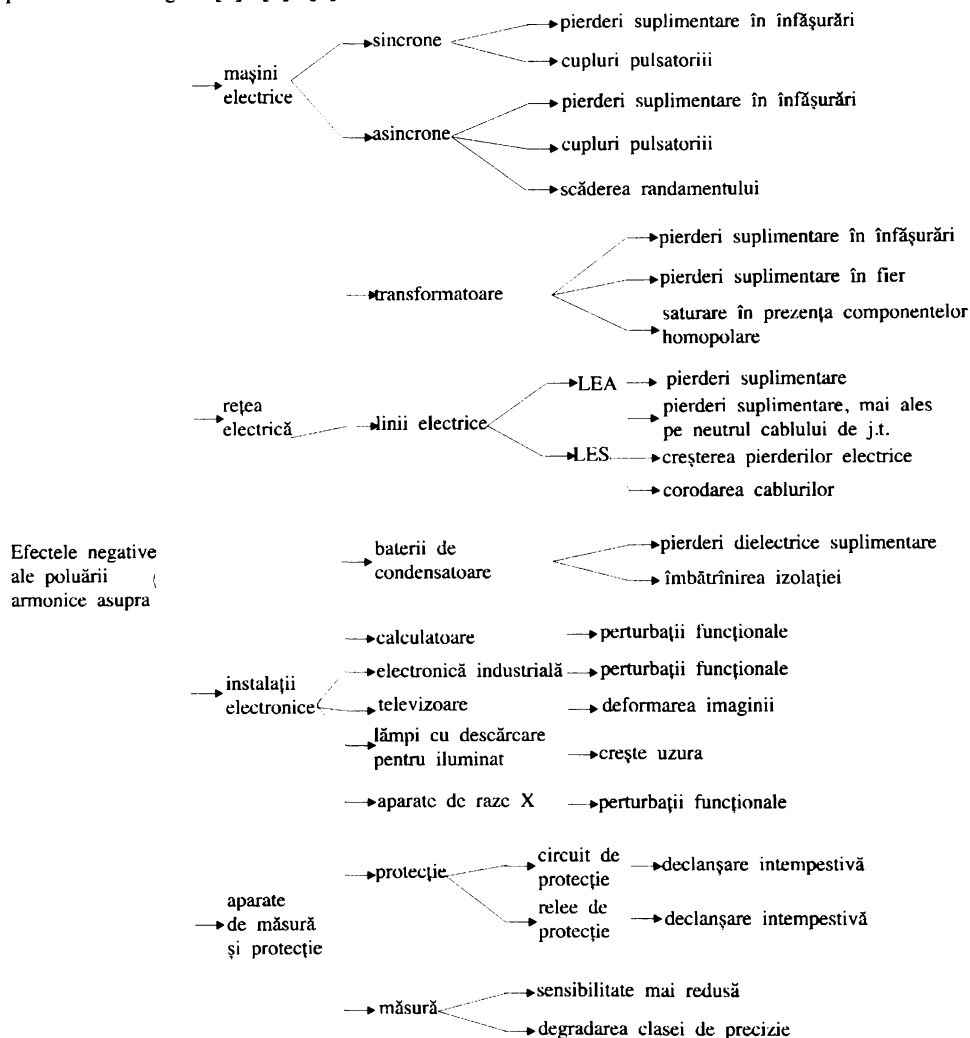


Fig.1.1. Efectele negative ale poluării armonice asupra elementelor sistemului electroenergetic.

1.4. Direcții de cercetare în domeniul regimului nesinusoidal al rețelelor electrice [1]-[6], [11], [21], [24], [131], [132]

În condițiile prezentate la paragraful 1.1. și 1.3. literatura de specialitate cunoaște și ea în ultima vreme o intensificare a preocupărilor orientate spre regimul nesinusoidal și aceasta legat de faptul că regimul nesinusoidal este perceput într-un cadru mai larg și anume acela al calității energiei electrice, conceput în acela de compatibilitate

electromagnetică (Directiva nr. 89/336/CEE-1989, [128]). În acest sens se poate afirma fără a greși prea mult că numerele IEEE Transaction on Power Delivery din ultimii 5÷7 ani cuprind în medie 1-2 articole din 10, care tratează probleme legate de regimul nesinusoidal al rețelelor electrice.

Un inventar de probleme prezentate, de fapt direcții tematice de cercetare în domeniul regimului nesinusoidal al rețelelor electrice dedus din literatura parcursă și îndeosebi aceea menționată, se prezintă în figura 1.2.

Fără a comenta pe larg direcțiile tematice de cercetare, trebuie subliniat că din punct de vedere calitativ se constată o orientare tot mai pronunțată a cercetătorilor (autorilor) de a perfecționa modelele matematice ale elementelor de sistem și aceasta vis à vis de posibilitățile pe care le oferă tehnicile digitale de validare experimentală.

Pe de altă parte este tot mai prezentă abordarea sistemică a regimului deformant cu instrumentele specifice acestuia: tehnicile analizei de corelație și transformata Fourier complexă.

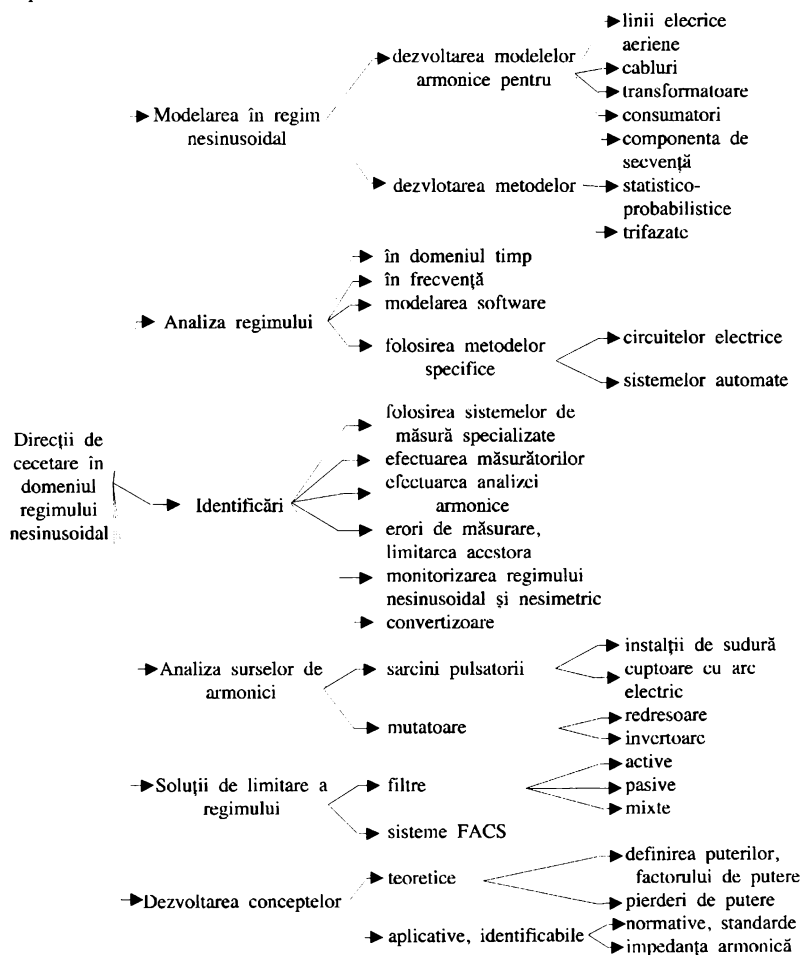


Fig.1.2. Direcții de cercetare în domeniul regimului nesinusoidal

1.5. Obiectul lucrării de doctorat

Tema lucrării de doctorat se referă la “Analiza regimului deformant în sistemul electroenergetic” și corespunde unei activități de cercetare desfășurată de autor în cadrul colectivului de Rețele și Sisteme electrice de la facultatea de Electrotehnică Timișoara din anul 1985. Această activitate s-a desfășurat în mai multe etape, având obiective bine precizate și cu rezultatele finalizate prin lucrări științifice publicate sau comunicate, inovații, propuneri de invenții [119] și cărți editate [101].

Astfel:

a) identificarea regimului nesinusoidal în câteva stații reprezentative ale FRE Timișoara (Satchinez, Dumbrăvița, Fratelia, IURT-Lugoj), estimarea nivelului armonicilor curbilor de tensiune și curent, dependența acestora de nivelul de tensiune, analiza suprasolicitării bateriilor de condensatoare și a funcționării eronate a contoarelor de inducție în regim deformant [75], [76], [82], [64], [69], [74]; perioada 1985÷1988;

b) ridicarea experimentală a caracteristicilor statice de tensiune ale consumatorilor complecși în condiții de funcționare cu frecvență scăzută, analiza regimului deformant în aceste condiții, stabilirea corelațiilor între nivelul de frecvență și starea armonică a rețelei [61], [62], [63]; perioada 1988÷1989;

c) analiza regimului deformant produs de tracțiunea electrică feroviară în rețeaua de 110 kV a FRE Timișoara, validarea unor modele armonice pentru transformatoarele din stațiile de tracțiune electrică CFR [63], [138]; perioada 1991÷1994;

d) estimarea erorilor de măsurare ale transformatoarelor de curent și tensiune, ce funcționează în regim nesinusoidal, [129], [130]; perioada 1995÷1996;

e) analiza sensibilității regimului deformant cu tensiunea, introducerea mărimilor “capacitive” [119] și propunerea unui procedeu “capacitiv” de măsurare a armonicilor de tensiune [117], perioada 1996÷1997;

f) calculul și estimarea impedanței armonice în rețeaua de 110 kV, de pe raza FRE Timișoara, elaborarea tezei de doctorat.

În cadrul acestor preocupări autorul a considerat că studiul problemelor legate de impedanța armonică, definirea, calculul și identificarea acesteia reprezintă pe de-o parte o continuare firească a cercetărilor efectuate până în prezent, pe de altă parte se constituie într-o etapă superioară în analiza regimului deformant al rețelelor electrice, permițând abordarea într-o manieră mai generală, unitară și asigurând totodată puntea de legătură cu teoria sistemelor automate. Ca urmare teza abordează problemele legate de impedanța armonică a rețelelor electrice.

În capitolul al doilea sunt prezentate aspectele principale legate de definirea impedanței armonice, locul și rolul ei în calculul și analiza armonică a rețelelor electrice.

În acest scop sunt mai întâi prezentate câteva probleme legate de folosirea metodei componentelor de secvență la calculul electric al rețelelor precum și procedura de determinare a parametrilor armonici de secvență ai schemelor echivalente a elementelor de sistem. În legătură cu folosirea metodei componentelor de secvență s-au considerat elemente de rețea de formă generală; fără conductoare suplimentare, cu conductor neutru, cu conductor de gardă și pentru fiecare caz în parte se prezintă modul de determinare al elementelor matricei impedanțelor de fază.

Referitor la definirea impedanței armonice s-a avut în vedere că acesta este o impedanță complexă, de secvență directă, văzută în acel nod al rețelei, de aici derivând toate proprietățile impedanței armonice.

În capitolul al treilea se prezintă modelele armonice ale elementelor de sistem corespunzător secvenței directe. Pentru aceasta s-a avut în vedere procedura generală și

particularitățile funcționale ale fiecărui element. Ipoteza simplificatoare adoptată pe parcursul dezvoltărilor au fost în concordanță cu recomandările existente în bibliografie și în mod deosebit cu materialele recente CIGRE. Astfel elementele de rețea au fost considerate liniare iar sursele de putere din sistem produc la borne un sistem simetric de tensiuni sinusoidale, de succesiune directă. Deoarece impedanțele elementelor de rețea depind atât de frecvență cât și de secvența curentului ce le parcurge s-au avut în vedere numai armonicile de rang $k \neq 3p$. Liniile s-au considerat transpuse iar transformatoarele prezentând construcție magnetică simetrică.

Capitolul al patrulea și-a propus să încadreze problemele estimării prin calcul a impedanței armonice în calculul circulației de curenți și tensiuni armonice. În acest scop au fost prezentate aspectele principale pe care le comportă acest calcul: ipotezele admise, situațiile particulare care pot apărea și metoda generală de calcul. Unul dintre aceste cazuri particulare și anume acela când aceeași stație alimentează consumatori liniari și deformanți a fost tratată mai amănunțit considerându-se două variante: bară comună de alimentare pentru cei doi consumatori și bare distincte. Se determină expresiile impedanțelor armonice și ale coeficienților de transfer și a curenților armonici, analizându-se poluarea armonică produsă de consumatorul deformant asupra consumatorului liniar, bateriei de condensatoare folosită pentru compensarea puterii reactive și asupra sistemului. Se analizează și influența modulului de reprezentare (a schemei echivalente) a consumatorului complex liniar asupra legii de variație și a valorilor impedanțelor armonice, precum și a parametrilor de rețea (transformator, baterie de compensare).

În capitolul al cincilea sunt prezentate problemele care apar la identificarea experimentală a impedanțelor armonice, modul de efectuare a măsurătorilor, datele achiziționate, rezultatele obținute prin prelucrarea acestora și unele concluzii desprinse din analiza acestora.

Autorul a intenționat să arate că introducerea impedanțelor armonice a rețelelor definite într-un nod de rețea permite o abordare mai generală a studiului regimurilor armonice a sistemelor electroenergetice, permițând o tratare unitară, similară cu aceea a sistemelor automate, rolul funcției de transfer preluându-l impedanța armonică. Din acest motiv prima parte a capitolului este dedicată problemelor generale de identificarea experimentală a proceselor. Ca aplicație utilă apare și regimul armonic al unei rețele (sau porțiun de rețea), putând fi modelat și identificat prin intermediul impedanței armonice. Din cele prezentate au rezultat avantajoase metodele pasive ce folosesc mărimile de la funcționarea normală a rețelei.

Determinările experimentale s-au efectuat în laborator și în câteva stații ale FRE Timișoara, concluziile deduse fiind foarte utile în analiza stării armonice a elementului analizat, respectiv a rețelei considerate.

În capitolul al șaselea sunt abordate câteva din problemele pe care le ridică identificarea impedanței armonice a rețelelor sub aspectul preciziei măsurătorilor și anume cele legate pe de-o parte de particularitățile procesului analizat (semnale de amplitudine redusă, frecvență scăzută, pe de altă parte de erorile introduse în lanțul de măsură de transformatoarele de curent și tensiune, în mod deosebit de cele de curent. Se fac determinări experimentale în laborator și se deduc concluzii utile.

Capitolul șapte prezintă concluziile principale ale lucrării și contribuțiile originale aduse în studiul impedanței armonice.

Logica organizării lucrării de doctorat are la bază ordinograma din fig.1.3.

Înainte de a trece la prezentarea efectivă a lucrării autorul consideră că se cuvine a se menționa rezultatele deosebite obținute de școala tehnică românească în cercetarea regimurilor deformante și nesimetrice. Lucrările și rezultatele obținute de unii dintre membrii acesteia: C.I. Budeanu, I.S. Antoniu, P. Andronescu, A. Țugulea, A. Arie, C. Golovanov,

N.Golovanov, Ș.G.Ionescu, Al.Poată, E.Pavel, E.Potolea, H.Albert, fiind momente de referință care au stat la bază în elaborarea acestei lucrări.

La cele de mai sus trebuie adăugate concursul acordat de firma TELECOM București la perfecționarea și implementarea unor programe performante menite să asigure identificarea cât mai corectă a impedanței armonice relizate de sistemul TRINET sau CDR.

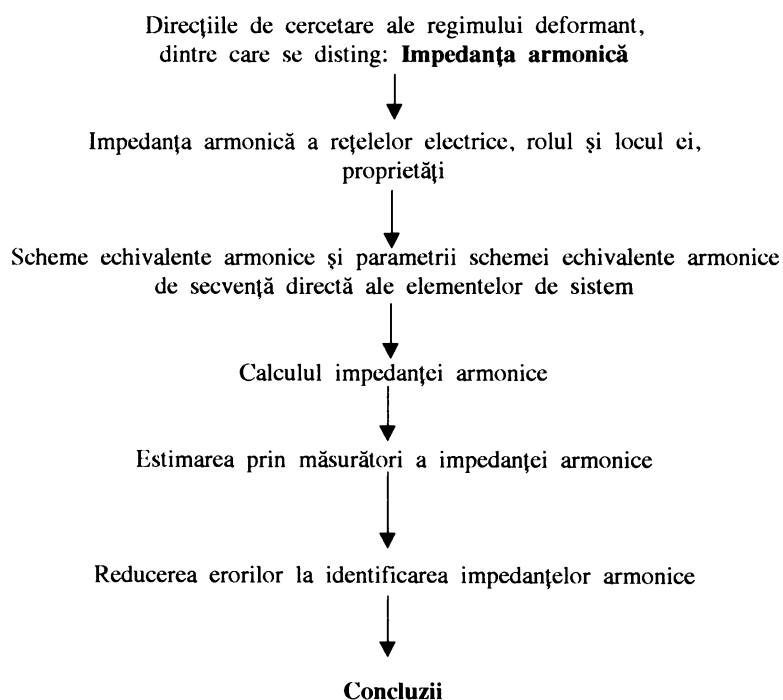


Fig.1.3. Logica organizării lucrării de doctorat - prezentare schematică

IMPEDANȚA ARMONICĂ A REȚELOR ELECTRICE

Cap. 2

2.1. Generalități

Definirea impedanței armonice a rețelelor electrice este legată fără îndoială de caracteristicile regimului real de funcționare al acestora.

Regimul real de funcționare al unei rețele electrice este nesinusoidal și nesimetric, caracterizat prin aceea că elementele de rețea sunt parcurse de curenți nesinusoidali, diferiți ca mărime și defazaj pe cele trei faze. Din acest motiv analiza acestui regim este facilitată de folosirea metodei componentelor de secvență (componente Fortescue).

Legat de folosirea acestor componente este și definirea noțiunii de impedanță armonică a unei rețele și firește stabilirea metodelor ei de estimare. Înainte însă de a trece efectiv la prezentarea acestor probleme s-a considerat de cuviință că este util a menționa avantajele esențiale pe care le prezintă metoda componentelor de secvență la calculul și analiza rețelelor electrice liniare în regimuri nesimetrice, inclusiv la funcționarea acestora în regim nesinusoidal care practic este întotdeauna și nesimetric [1], [2], [3], exceptând anumite situații particulare [4]. Ca urmare în planul fiecărei armonici k rețeaua reală se poate descompune în trei rețele de secvență: directă (d), inversă (i) și homopolară (h).

Astfel descompunerea rețelei reale în cele $3k$ ($k=1,2,\dots,N$) rețele de secvență prezintă următoarele avantaje [5]:

- de cele mai multe ori nesimetria intervine într-o singură secțiune (nod), restul rețelei rămânând simetrică,
- elementele de rețea sunt construcții trifazate, ca urmare nu se cunoaște în general valoarea impedanței pe fază la un regim oarecare, ci numai în cazul unui regim de funcționare simetric, caracterizat printr-un sistem simetric de tensiuni și curenți,
- simetria elementelor rețelei (linii, transformatoare, cabluri, bobine de reactanță, etc.) permite ca la calculul în componente simetrice, cele trei rețele de secvență să fie independente, necuplate inductiv sau capacitiv între ele ci eventual legate galvanic. Acesta din urmă este fără îndoială avantajul esențial al metodei și anume că se renunță la un calcul laborios, complex în rețeaua trifazată trecându-se la calcule simple în rețele monofilare.

2.2. Metoda componentelor de secvență. Forma matricei impedanțelor de secvență

Pentru a se determina forma impedanțelor de secvență a unui element trifazat de rețea în componente simetrice cunoscându-se impedanțele în componente de fază, se va considera un element liniar trifazat de sistem de formă generală (fig2.1) în planul armonicii k fără și respectiv cu conductor neutru. De asemenea se va considera și situația în care elementul dispune de un conductor suplimentar legat la pământ (conductor de protecție). Elementele

considerate sunt lineare iar fazele se vor nota pentru generalitate cu 1, 2, 3 (R, S, T la linii, A, B, C la transformatoare) și pentru comoditatea scrierii se va renunța la indicele k.

2.2.1. Element trifazat fără conductor neutru

Pentru elementul trifazat de sistem din fig 2.1 se pot scrie următoarele relații între tensiuni și curenți (de armonică k) [6]:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= Z_{11} \cdot I_1 + Z_{12} \cdot I_2 + Z_{13} \cdot I_3 \\ \underline{U}_2 &= Z_{21} \cdot I_1 + Z_{22} \cdot I_2 + Z_{23} \cdot I_3 \\ \underline{U}_3 &= Z_{31} \cdot I_1 + Z_{32} \cdot I_2 + Z_{33} \cdot I_3 \end{aligned} \tag{2.1}$$

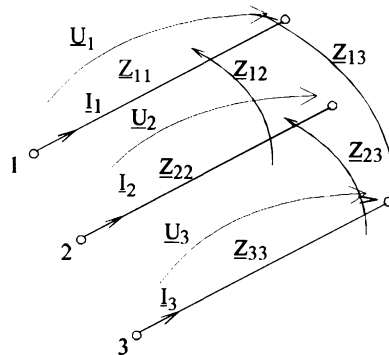


Fig.2.1 Element de sistem trifazat fără conductor neutru

sau matricial

$$\underline{[U]}_f = \underline{[Z]}_f \cdot \underline{[I]}_f \tag{2.2}$$

unde:

$$\underline{[U]}_f = \begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \\ \underline{U}_3 \end{bmatrix}, \quad \underline{[I]}_f = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}, \quad \underline{[Z]}_f = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

Transformarea mărimilor tensiuni și curenți din sistemul mărimilor de fază în sistemul componentelor de secvență se efectuează aplicând relațiile de transformare:

$$\underline{[U]}_s = \underline{[T]}_U \cdot \underline{[U]}_f \text{ și respectiv } \underline{[I]}_s = \underline{[T]}_I \cdot \underline{[I]}_f \tag{2.4}$$

unde:

$$\underline{[T]}_U = \underline{[T]}_I = \underline{[T]} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

a fiind operatorul complex $a = e^{j2\pi/3}$

Pentru mărimile de secvență se poate scrie o relație similară cu (2.2), adică

$$\underline{[U]}_s = \underline{[Z]}_s \cdot \underline{[I]}_s \tag{2.6}$$

unde $\underline{[Z]}_s$ este matricea impedanțelor de secvență.

În general aceasta are forma:

$$[\underline{Z}]_S = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{hh} & \underline{Z}_{hd} & \underline{Z}_{hi} \\ \underline{Z}_{dh} & \underline{Z}_{dd} & \underline{Z}_{di} \\ \underline{Z}_{ih} & \underline{Z}_{id} & \underline{Z}_{ii} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

dar pentru eficiența (utilitatea) aplicării metodei componentelor de secvență se dorește a fi o matrice diagonală.

Dacă se au în vedere relațiile (2.2), (2.4), (2.6) pentru matricea impedențelor de secvență rezultă expresia:

$$[\underline{Z}]_S = [\underline{T}]_U \cdot [\underline{Z}]_f \cdot [\underline{T}]_f^{-1} \quad (2.8)$$

sau dacă se ține cont de relația (2.5) aceasta devine:

$$[\underline{Z}]_S = [\underline{T}] \cdot [\underline{Z}]_f \cdot [\underline{T}]^{-1} \quad (2.9)$$

Matricea $[\underline{Z}]_S$ primește forme particulare dacă se are în vedere că elementele rețelei, respectiv ale sistemului dispun de o anumită simetrie. Astfel pentru elementele de rețea se poate accepta cu o anumită eroare că aceasta prezintă o simetrie totală, ce se caracterizează prin egalitatea tuturor impedențelor proprii $\underline{Z}_{11}=\underline{Z}_{22}=\underline{Z}_{33}=\underline{Z}$ și a tuturor impedențelor mutuale indiferent de sensul de parcurgere al fazelor, adică [6], [7] :

$$\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{23} = \underline{Z}_{31} = \underline{Z}_{21} = \underline{Z}_{32} = \underline{Z}_{13} = \underline{Z}' \quad (2.10)$$

Cu acestea matricea impedențelor de secvență devine:

$$[\underline{Z}]_S = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{Z} & \underline{Z}' & \underline{Z}' \\ \underline{Z}' & \underline{Z} & \underline{Z}' \\ \underline{Z}' & \underline{Z}' & \underline{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{hh} & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z}_{dd} & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z}_{ii} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\text{unde } \underline{Z}_{hh} = \underline{Z} + 2\underline{Z}' \quad \underline{Z}_{dd} = \underline{Z}_{ii} = \underline{Z} - \underline{Z}' \quad (2.12)$$

Dacă analiza se extinde la nivelul sistemului, adică dacă se iau în considerare atât rețeaua cât și generatoarele sincrone și consumatorii, nu se mai dispune de o simetrie totală ci de una ciclică, caracterizată prin egalitatea impedențelor proprii $\underline{Z}_{11}=\underline{Z}_{22}=\underline{Z}_{33}=\underline{Z}$ a impedențelor mutuale luate în sens direct $\underline{Z}_{12}=\underline{Z}_{23}=\underline{Z}_{31}=\underline{Z}'$ și a impedențelor mutuale luate în sens contrar, $\underline{Z}_{21} = \underline{Z}_{32} = \underline{Z}_{13} = \underline{Z}''$, [6], [7], [8], matricea impedențelor de fază are forma :

$$[\underline{Z}]_f = \begin{bmatrix} \underline{Z} & \underline{Z}' & \underline{Z}'' \\ \underline{Z}'' & \underline{Z} & \underline{Z}' \\ \underline{Z}' & \underline{Z}'' & \underline{Z} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

iar a impedențelor de secvență:

$$[\underline{Z}]_S = \begin{bmatrix} \underline{Z} + \underline{Z}' + \underline{Z}'' & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z} + a^2 \underline{Z}' + a \underline{Z}'' & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z} + a \underline{Z}' + a^2 \underline{Z}'' \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Deci impedențele de secvență au expresiile:

$$\underline{Z}_{hh} = \underline{Z} + \underline{Z}' + \underline{Z}'' , \quad \underline{Z}_{dd} = \underline{Z} + a^2 \underline{Z}' + a \underline{Z}'' , \quad \underline{Z}_{ii} = \underline{Z} + a \underline{Z}' + a^2 \underline{Z}'' \quad (2.15)$$

Demn de remarcat este și faptul că impedențele mutuale dintre faze sunt nule, adică rețelele (schemele) de secvență sunt independente între ele, tensiunile de secvență depinzând numai de curentul de secvență corespunzător.

2.2.2. Element trifazat cu conductor neutru

Pentru elementul trifazat cu conductor neutru din fig 2.2 se pot scrie următoarele relații între căderile de tensiune și curenții de armonică k :

$$\begin{bmatrix} \Delta \underline{U}_f \\ \Delta \underline{U}_n \end{bmatrix} = [\underline{Z}]_f \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_f \\ \underline{I}_n \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

unde:

$$[\underline{Z}]_f = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{11} & \underline{Z}_{12} & \underline{Z}_{13} & \underline{Z}_{1n} \\ \underline{Z}_{21} & \underline{Z}_{22} & \underline{Z}_{23} & \underline{Z}_{2n} \\ \underline{Z}_{31} & \underline{Z}_{32} & \underline{Z}_{33} & \underline{Z}_{3n} \\ \underline{Z}_{n1} & \underline{Z}_{n2} & \underline{Z}_{n3} & \underline{Z}_{nn} \end{bmatrix}$$

- \underline{Z}_{ii} (i=1,2,3) sunt impedențele proprii ale fazei "i",
- \underline{Z}_{nn} - impedența proprie a conductorului neutru,
- \underline{Z}_{ij} (i≠j) - impedența mutuală dintre conductoarele fazelor i și j,
- \underline{Z}_{in} - impedența mutuală dintre conductorul de fază "i" și conductorul neutru "n".

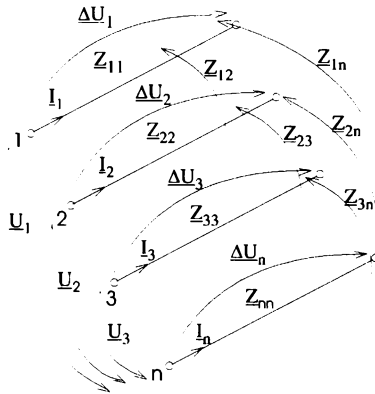


Fig.2.2 Element de sistem trifazat, cu conductor neutru

Dacă tensiunile aplicate celor trei faze în raport cu conductorul neutru sunt $\underline{U}_1, \underline{U}_2, \underline{U}_3$, scăzând ultima linie a sistemului (2.16) din primele trei și ținând cont că

$$\underline{I}_n = -(\underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3) \tag{2.17}$$

se obține sistemul:

$$[\underline{U}]_f = [\underline{Z}]_f \cdot [\underline{I}]_f \tag{2.18}$$

în care:

$$[\underline{U}]_f = \begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \\ \underline{U}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta \underline{U}_1 - \Delta \underline{U}_n \\ \Delta \underline{U}_2 - \Delta \underline{U}_n \\ \Delta \underline{U}_3 - \Delta \underline{U}_n \end{bmatrix} \tag{2.19}$$

$$[\underline{Z}]_f = \begin{bmatrix} (\underline{Z}_{11} - \underline{Z}_{1n}) - (\underline{Z}_{1n} - \underline{Z}_{nn}) & (\underline{Z}_{12} - \underline{Z}_{1n}) - (\underline{Z}_{2n} - \underline{Z}_{nn}) & (\underline{Z}_{13} - \underline{Z}_{1n}) - (\underline{Z}_{3n} - \underline{Z}_{nn}) \\ (\underline{Z}_{12} - \underline{Z}_{2n}) - (\underline{Z}_{1n} - \underline{Z}_{nn}) & (\underline{Z}_{22} - \underline{Z}_{2n}) - (\underline{Z}_{2n} - \underline{Z}_{nn}) & (\underline{Z}_{23} - \underline{Z}_{1n}) - (\underline{Z}_{3n} - \underline{Z}_{nn}) \\ (\underline{Z}_{13} - \underline{Z}_{3n}) - (\underline{Z}_{1n} - \underline{Z}_{nn}) & (\underline{Z}_{23} - \underline{Z}_{3n}) - (\underline{Z}_{2n} - \underline{Z}_{nn}) & (\underline{Z}_{33} - \underline{Z}_{1n}) - (\underline{Z}_{3n} - \underline{Z}_{nn}) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Aplicând relația (2.9), adică trecând de la impedențe de fază la impedențe de secvență, se obține o matrice de forma (2.7) a cărei elemente au semnificația următoare :

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{dh} &= \underline{Z}_{ph} - \underline{Z}_{mh} \\ \underline{Z}_{dd} &= \underline{Z}_{pd} + 2\underline{Z}_{md} \\ \underline{Z}_{di} &= \underline{Z}_{pi} - \underline{Z}_{mi} - 3\underline{Z}_{mni} \\ \underline{Z}_{ii} &= \underline{Z}_{pi} + 2\underline{Z}_{mi} \\ \underline{Z}_{ih} &= \underline{Z}_{ph} - \underline{Z}_{mh} \\ \underline{Z}_{id} &= \underline{Z}_{pd} - \underline{Z}_{md} - 3\underline{Z}_{mnd} \\ \underline{Z}_{hd} &= \underline{Z}_{pd} - \underline{Z}_{md} - 3\underline{Z}_{mnd} \\ \underline{Z}_{hi} &= \underline{Z}_{pi} - \underline{Z}_{mi} - 3\underline{Z}_{mni} \\ \underline{Z}_{hh} &= \underline{Z}_{ph} + 2(\underline{Z}_{mh} - 3\underline{Z}_{mnh}) + 3\underline{Z}_{nn} \end{aligned} \quad (2.21)$$

\underline{Z}_{ph} , \underline{Z}_{pd} , \underline{Z}_{pi} sunt “componentele simetrice” ale impedanțelor proprii, adică

$$\begin{bmatrix} \underline{Z}_{ph} \\ \underline{Z}_{pd} \\ \underline{Z}_{pi} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (\underline{Z}_{11} - \underline{Z}_{1n}) - (\underline{Z}_{1n} - \underline{Z}_{nn}) \\ (\underline{Z}_{22} - \underline{Z}_{2n}) - (\underline{Z}_{2n} - \underline{Z}_{nn}) \\ (\underline{Z}_{33} - \underline{Z}_{3n}) - (\underline{Z}_{3n} - \underline{Z}_{nn}) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

\underline{Z}_{mh} , \underline{Z}_{md} , \underline{Z}_{mi} sunt “componentele simetrice” ale impedanțelor mutuale dintre faze, adică:

$$\begin{bmatrix} \underline{Z}_{mh} \\ \underline{Z}_{md} \\ \underline{Z}_{mi} \end{bmatrix} = [\underline{T}] \cdot \begin{bmatrix} (\underline{Z}_{23} - \underline{Z}_{2n}) - (\underline{Z}_{3n} - \underline{Z}_{nn}) \\ (\underline{Z}_{13} - \underline{Z}_{3n}) - (\underline{Z}_{1n} - \underline{Z}_{nn}) \\ (\underline{Z}_{12} - \underline{Z}_{1n}) - (\underline{Z}_{2n} - \underline{Z}_{nn}) \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

\underline{Z}_{mnh} , \underline{Z}_{mnd} , \underline{Z}_{mni} sunt “componentele simetrice” ale impedanțelor mutuale dintre faze și neutru, deci:

$$\begin{bmatrix} \underline{Z}_{mnh} \\ \underline{Z}_{mnd} \\ \underline{Z}_{mni} \end{bmatrix} = [\underline{T}] \cdot \begin{bmatrix} \underline{Z}_{1n} \\ \underline{Z}_{2n} \\ \underline{Z}_{3n} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Analizând relațiile (2.21) se constată că impedanțele ce au aceeași indici, dar plasate în locuri diferite nu sunt egale, adică :

$$\underline{Z}_{hd} \neq \underline{Z}_{dh}, \quad \underline{Z}_{di} \neq \underline{Z}_{id}, \quad \underline{Z}_{hi} \neq \underline{Z}_{ih} \quad (2.25)$$

În schimb se constată următoarele egalități:

$$\underline{Z}_{hi} = \underline{Z}_{di}, \quad \underline{Z}_{hd} = \underline{Z}_{id}, \quad \underline{Z}_{dh} = \underline{Z}_{ih} \quad (2.26)$$

Dacă elementul de rețea considerat prezintă o simetrie totală, impedanțele proprii, mutuale dintre faze, mutuale dintre faze și conductorul neutru sunt egale iar componentele de impedanță de secvență directă și inversă a acestora sunt nule. Astfel că matricea impedanțelor de secvență primește forma :

$$[\underline{Z}]_S = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{ph} + 2(\underline{Z}_{mh} - 3\underline{Z}_{mnh}) + 3\underline{Z}_{nn} & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z}_{ph} - \underline{Z}_{mh} & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z}_{ph} - \underline{Z}_{mh} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Mai mult impedanțele de secvență directă și inversă sunt egale între ele și egale cu forma corespunzătoare situației în care nu există conductor neutru, deoarece $\underline{Z}_{ph} = \underline{Z}$ iar $\underline{Z}_{mh} = \underline{Z}'$. Impedanța care se modifică însă este impedanța homopolară; ei i se adaugă doi termeni, unul corespunde impedanței proprii conductorului neutru și altul impedanței mutuale dintre faze și conductorul neutru luat cu semn schimbat. Rezultatele obținute erau de așteptat întrucât regimul de secvență directă este unul simetric, ca urmare suma valorilor efective a curenților de fază este nulă.

Dacă se consideră același element din fig.2.1, dar de simetrie ciclică, ecuația (2.16) devine:

$$\begin{bmatrix} \Delta \underline{U}_1 \\ \Delta \underline{U}_2 \\ \Delta \underline{U}_3 \\ \Delta \underline{U}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z} & \underline{Z}' & \underline{Z}'' & \underline{Z}'_n \\ \underline{Z}'' & \underline{Z} & \underline{Z}' & \underline{Z}'_n \\ \underline{Z}' & \underline{Z}'' & \underline{Z} & \underline{Z}'_n \\ \underline{Z}'_n & \underline{Z}'_n & \underline{Z}'_n & \underline{Z}'_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \\ \underline{I}_n \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Renunțând la ultima linie și scăzând-o din celelalte trei, după ce în prealabil se are în vedere relația (2.18) se obține :

$$[\underline{U}]_f = [\underline{Z}]_f \cdot [\underline{I}]_f \quad (2.29)$$

unde matricea $[\underline{Z}]_f$ are expresia:

$$[\underline{Z}]_f = \begin{bmatrix} \underline{Z} - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}'_n & \underline{Z}' - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}'_n & \underline{Z}'' - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}'_n \\ \underline{Z}'' - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}'_n & \underline{Z} - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}'_n & \underline{Z}' - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}'_n \\ \underline{Z}' - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}'_n & \underline{Z}' - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}'_n & \underline{Z} - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}'_n \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

În relațiile (2.28) și (2.30), \underline{Z}'_n este impedanța mutuală dintre conductoarele de fază și conductorul neutru și se consideră de aceeași valoare pentru toate fazele iar \underline{Z}'_n este impedanța proprie a conductorului neutru.

Aplicând transformata (2.8) matricei (2.30) se obține matricea impedanțelor de secvență de forma următoare :

$$[\underline{Z}]_S = \begin{bmatrix} \underline{Z} + \underline{Z}' + \underline{Z}'' - 3(2\underline{Z}'_n - \underline{Z}'_n) & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z} + a^2 \underline{Z}' + a \underline{Z}'' & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z} + a \underline{Z}' + a^2 \underline{Z}'' \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Se constată că și în această situație impedanțele de secvență directă și inversă nu și-au schimbat forma, doar impedanța de secvență homopolară este modificată față de situația fără conductor neutru.

2.2.3. Element trifazat cu conductor de protecție legat la pământ

Pentru elementul trifazat cu conductor suplimentar legat la pământ, prezentat în fig 2.3, se pot scrie următoarele relații între tensiuni și curenți (de armonică k):

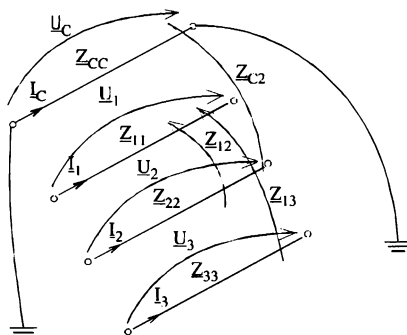


Fig.2.3 Element de sistem trifazat cu conductor de protecție legat la pământ

$$\begin{bmatrix} [U]_f \\ U_c \end{bmatrix} = [Z]_f \cdot \begin{bmatrix} [I]_f \\ I_c \end{bmatrix} \tag{2.32}$$

unde matricea de fază $[Z]_f$ are forma:

$$[Z]_f = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{1c} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{2c} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{3c} \\ Z_{c1} & Z_{c2} & Z_{c3} & Z_{cc} \end{bmatrix} \tag{2.33}$$

unde:

Z_{cc} este impedanța proprie de fază a conductorului de protecție,

Z_{ci} ($i=1,2,3$) impedanțele mutuale dintre conductoarele de fază și conductorul de protecție.

Dacă admitem o simetrie ciclică pentru conductoarele de fază și totală în raport cu conductorul de protecție [17] matricea (2.33) primește forma :

$$[Z]_f = \begin{bmatrix} \underline{Z} & \underline{Z}' & \underline{Z}'' & \underline{Z}'_c \\ \underline{Z}'' & \underline{Z} & \underline{Z}' & \underline{Z}'_c \\ \underline{Z}' & \underline{Z}'' & \underline{Z} & \underline{Z}'_c \\ \underline{Z}'_c & \underline{Z}'_c & \underline{Z}'_c & \underline{Z}_c \end{bmatrix} \tag{2.34}$$

Dacă se are în vedere că tensiunea conductorului de protecție este nulă, din ultima linie a sistemului (2.32) se deduce expresia curentului prin conductorul de protecție. Astfel :

$$I_c = -\frac{Z'_c}{Z_c} \cdot (I_1 + I_2 + I_3) \tag{2.35}$$

Cu aceasta, renunțând la ultima linie și coloană din expresia matricei $[Z]_f$, aceasta devine:

$$[Z]_f = \begin{bmatrix} \underline{Z} & \underline{Z}' & \underline{Z}'' \\ \underline{Z}'' & \underline{Z} & \underline{Z}' \\ \underline{Z}' & \underline{Z}'' & \underline{Z} \end{bmatrix} - \frac{Z'_c}{Z_c} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{2.36}$$

iar în componente de secvență:

$$[\underline{Z}]_S = \begin{bmatrix} \underline{Z} + \underline{Z}' + \underline{Z}'' - 3\underline{Z}_c^2 / \underline{Z}_c & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z} + a^2 \underline{Z}' + a \underline{Z}'' & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z} + a \underline{Z}' + a^2 \underline{Z}'' \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Se constată și de această dată că prezența unui conductor suplimentar legat la pământ nu modifică forma impedanțelor de secvență directă și inversă, ci numai pe aceea de secvență homopolară.

Prin urmare impedanța de secvență directă caracterizează comportarea elementelor de fază, elemente parcurse de curenții de sarcină simetrici fără a lua în considerare prezența conductorului neutru sau de protecție, care la regimul simetric nu este parcurs de curent, respectiv de linii de câmp magnetic principal.

2.3. Definirea impedanței armonice a rețelei

Grupul de lucru al CIGRE , GTCCO2 definește impedanța armonică a unei rețele într-un nod ca fiind impedanța complexă de secvență directă a rețelei văzută în acel nod în funcție de frecvență (sau de rangul armonicii) [9], [10]. Introducerea acestei mărimi caracteristice este legată fără îndoială de dorința cercetătorilor de a stăpâni problemele pe care le ridică producerea regimului nesinusoidal, propagarea sau transferul acestuia prin rețeaua electrică și mai ales adoptarea celor mai eficiente măsuri pentru limitarea propagării și atenuarea lui [1], [3], [5], [10], [11].

Desigur se pune întrebarea: de ce impedanță complexă armonică și de ce de secvență directă?

La aceste întrebări s-ar putea da câteva răspunsuri firește, astfel:

a) Impedanța complexă a unui element de circuit dipolar, liniar și pasiv se definește ca fiind raportul dintre tensiunea complexă aplicată la bornele dipolului și curentul complex corespunzător [12], [13]. Acest raport depinde numai de parametrii elementului de circuit și de frecvență. Prin urmare impedanța este mărimea ce reflectă contribuția parametrilor elementului; orice acțiune întreprinsă asupra elementului reflectându-se în modificarea parametrilor (electrici) acestuia. Este cazul introducerii unor elemente de filtrare, compensare sau echilibrare, elemente ce se diferențiază prin valori particulare ale parametrilor și deci și a impedanțelor complexe.

Pe de altă parte impedanța este dependentă de frecvență, element foarte important în analiza regimului nesinusoidal. Este bine cunoscut faptul că analiza regimului nesinusoidal se efectuează descompunând curbele reale de tensiune și curent în semnale armonice de diferite frecvențe, multiplu întreg al frecvenței fundamentale. Participarea fiecărei armonice de tensiune și curent la poluarea armonică în ansamblu este dictată firește și de frecvența armonicii, ori impedanța complexă ia în considerare prin valoarea și faza ei acest lucru.

b) Impedanța complexă este o mărime sintetică ce reunește contribuțiile (tendențele) a două mărimi, tensiune și curent armonic. Curenții armonici sunt produși de elementele neliniare din sistem, dar uneori este mai comod a considera receptorii neliniari și surse de tensiuni armonice [1]. În aceste condiții este posibil ca într-o rețea să apară atât surse de curent cât și de tensiuni armonice. Cunoașterea regimului armonic al rețelei, circulația de curenți și tensiuni armonice presupune cunoașterea impedanțelor armonice ale rețelei (elementelor de sistem).

c) Impedanța complexă are un caracter "integral", ea nu este reprezentarea în complex a raportului valorilor momentane ale tensiunii și curentului ci a valorilor efective ale acestora. Este foarte comod ca pentru valorile efective ale tensiunii și curentului aferente fiecărei

armonici să se atașeze impedanța armonică complexă. În acest fel impedanța complexă armonică poate fi ușor măsurată (estimată) și analizată.

d) Regimul de funcționare al receptorilor liniari ai rețelei nu este constant ci se modifică dependent de curbele de sarcină ale consumatorului și de caracteristicile de tensiune și frecvență ale acestuia. Aceste modificări se reflectă în componentele (R și X) ale impedanței prin care se reprezintă receptorul. Deci impedanța complexă este o mărime sensibilă și la modificarea regimului de funcționare al consumatorilor.

e) Modificările ce survin în configurația rețelei de transport sau de distribuție (conectarea unor circuite de linii sau deconectarea altora, modificarea numărului de transformatoare ce funcționează în paralel, modificarea numărului de ploturi la transformatoare și autotransformatoare) se reflectă prin modificarea impedanțelor complexe a anumitor porțiuni de circuit și deci și a impedanței complexe văzute în nodurile rețelei.

f) Impedanța complexă, componentele ei pot fi puse în corespondență cu pierderile sau puterile: activă și reactivă după cum este vorba de impedanțe longitudinale sau transversale. În acest fel componentele impedanței complexe pot reflecta aspectul energetic al procesului de transport și distribuție al energiei electrice. Deci randamentul acestor procese este sensibil cu mărimea impedanțelor rețelei.

g) Schemele echivalente monofilare ale elementelor de rețea sunt cuadripolare. În studiul și calculul acestora un rol important îl prezintă impedanța, impedanțele caracteristice și impedanțele imagini [13].

h) Sarcinile neliniare debitează în rețea curenți armonici. Pentru a stabili dacă poluarea armonică produsă se încadrează în limitele admise trebuie ca tensiunile armonice în nodul de racord al consumatorului să nu depășească valorile impuse. Dar consumatorul neliniar este considerat ca o sursă de curenți armonici, trecerea de la curenții armonici la tensiunile armonice efectuându-se prin intermediul impedanțelor armonice [9].

i) Instalațiile de filtrare instalate în nodurile poluate armonic ale rețelelor electrice trebuie verificate, pentru a evita apariția unor fenomene de rezonanță armonică [1], [5]. În acest scop trebuie cunoscută impedanța echivalentă a rețelei în nodul respectiv și dependența ei de frecvență.

j) Impedanța de secvență directă este cea mai potrivită pentru a exprima comportarea nodului rețelei întrucât ea corespunde regimului de secvență directă, regim apropiat de regimul permanent normal, regimul de bază al sistemului electroenergetic [14], [15].

Conexiunile elementului de rețea cu conductoare suplimentare sau cu pământul sunt reflectate de impedanța de secvență homopolară, deci în caz de avarie sau deteriorare a elementului de rețea sub aspectul căilor de curent sau al nivelului de izolație, această impedanță este sensibilă, analiza permanentă a valorii ei constituind o posibilitate de diagnoză a regimului rețelei sau a elementului de rețea.

În concluzie se poate aprecia că impedanța armonică îndeplinește următoarele cerințe:

- este o mărime caracteristică elementului de rețea sau rețelei,
- valoarea și faza ei reflectă modificarea puterilor absorbite de consumatori și a structurii rețelei,
- corespunde regimului permanent de funcționare a rețelei,
- poate fi estimată prin măsurători,
- este utilă sub aspectul verificării unor instalații de atenuare a regimului nesinusoidal, în particular filtre de armonici, întrucât echivalează rețeaua în nodul de interes cu o impedanță dependentă de frecvență, adică aceeași caracteristică precum a unui filtru,
- reflectă schimbările energetice ce decurg pe armonicile de tensiune și curent,
- prin cunoașterea ei se poate stabili sensul în care trebuie acționat în scopul evitării unor fenomene nedorite, de rezonanță armonică.

2.4 Determinarea impedanței armonice a rețelei

Impedanțele armonice ale rețelei pot fi determinate experimental sau prin calcule [10]. În cazul când se folosesc calculele trebuie cunoscute impedanțele elementelor de rețea pentru ca apoi să se poată calcula impedanța echivalentă a rețelei văzută în nodul respectiv. Dacă avem în vedere că determinarea impedanțelor elementelor rețelei se poate efectua prin calcule sau experimental rezultă că metodele de estimare a impedanțelor armonice pot fi și hibride.

Trebuie prin urmare remarcat, că atunci când se folosesc metodele de calcul sau cele hibride, trebuie cunoscute modelele armonice ale elementelor de rețea și acestea față de secvența directă și în regim staționar. Indiferent de modul de estimare (calcul sau experimental), fundamentale rămân relațiile (2.1), care în planul armonicii k exprimă dependența dintre tensiunile și curenții de fază. Astfel [6], [8], [16], [18]:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{11} = \underline{Z} &= \left(\frac{U_1}{I_1} \right)_{I_2=I_3=0} \\ \underline{Z}_{31} = \underline{Z}' &= \left(\frac{U_2}{I_1} \right)_{I_2=I_3=0} \\ \underline{Z}_{21} = \underline{Z}'' &= \left(\frac{U_2}{I_1} \right)_{I_2=I_3=0} \end{aligned} \tag{2.38}$$

$$\text{iar } \underline{Z}_d = \underline{Z} - \underline{Z}' \text{ sau } \underline{Z}_d = \underline{Z} + a^2 \underline{Z}' + a \underline{Z}'' \tag{2.39}$$

Deci impedanțele de fază, proprii și mutuale se determină prin regimuri incomplete, pe o singură fază.

Similar se pot defini și impedanțele transversale, doar că în acest caz pentru a elimina elementul (impedanța) longitudinală se va considera un regim de mers în gol pe o singură fază, celelalte două nefiind alimentate.

În cazul rețelelor mixte curent alternativ - curent continuu de mare utilitate sunt modelele trifazate pentru elementele de rețea [16], [19], în acest caz calculele de circulație a curenților și tensiunilor armonice efectuându-se distinct pe fiecare fază și în final în nodurile de interes se calculează tensiunea și curentul de secvență directă pentru fiecare armonică rezultând impedanța armonică de secvență directă.

2.4.1. Clasificarea metodelor analitice de estimare a impedanțelor armonice

O clasificare a metodelor de calcul a impedanțelor armonice după diferite criterii [12], [16], [19], [20], [21], [22], [23], se prezintă în fig.2.4.

Desigur așa cum se prezintă în fig.2.4 tehnica folosită pentru analiza armonică, analiză care stă la baza determinării tensiunilor și circulației armonice, poate fi în domeniul timp sau în domeniul frecvență. În cel de-al doilea caz problema se abordează într-o manieră mai generală, apropiată de cea a sistemelor automate. Tratarca în domeniul timp rămâne avantajoasă fiindcă este apropiată de situația reală, de modul în care se desfășoară fenomenele.

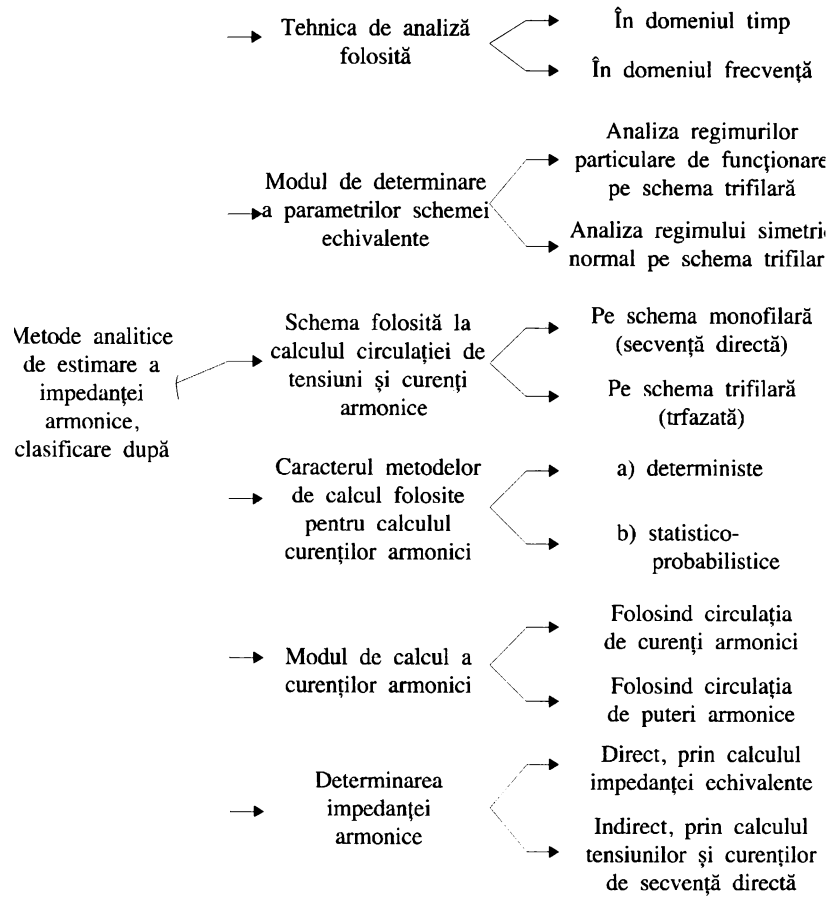


Fig.2.4. Clasificarea metodelor de calcul analitice a impedanțelor de secvență, după diferite criterii

2.4.2. Etapele determinării impedanțelor armonice

Determinarea impedanței armonice presupune trei etape importante:

- modelarea armonică a elementelor de sistem,
- calculul circulației de curenți și tensiuni armonice,
- calculul propriu-zis al impedanței armonice a rețelei în unul sau mai multe noduri de interes.

Odată cunoscute, modelele armonice ale elementelor de sistem, etapele de calcul se înlanțuie după cum se prezintă în fig. 2.5 pentru modelarea monofazată și fig.2.6 pentru modelarea trifazată [16].

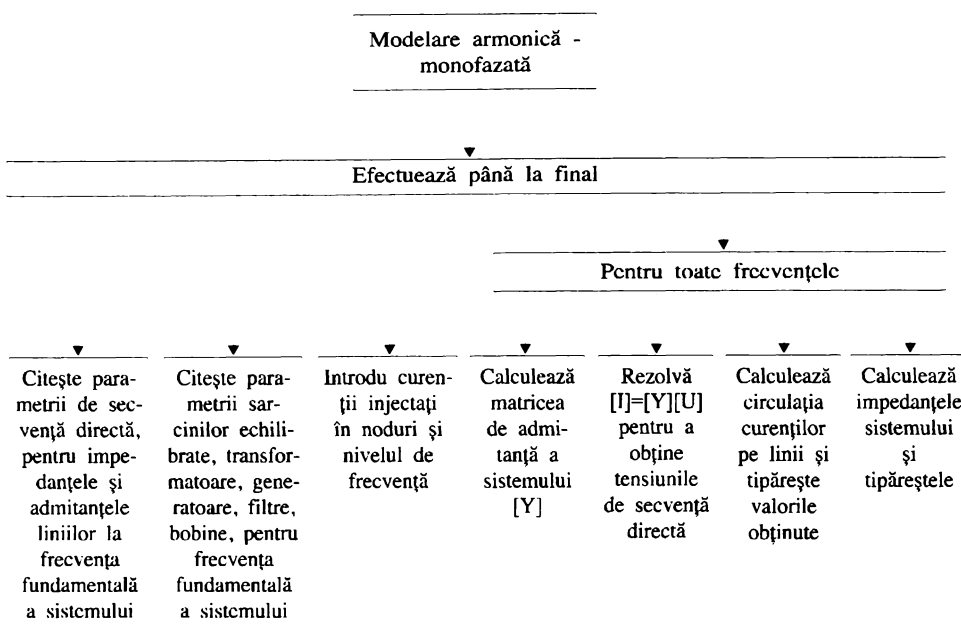


Fig.2.5 Ordinograma principală a determinării impedanțelor armonice în cazul modelării monofazate

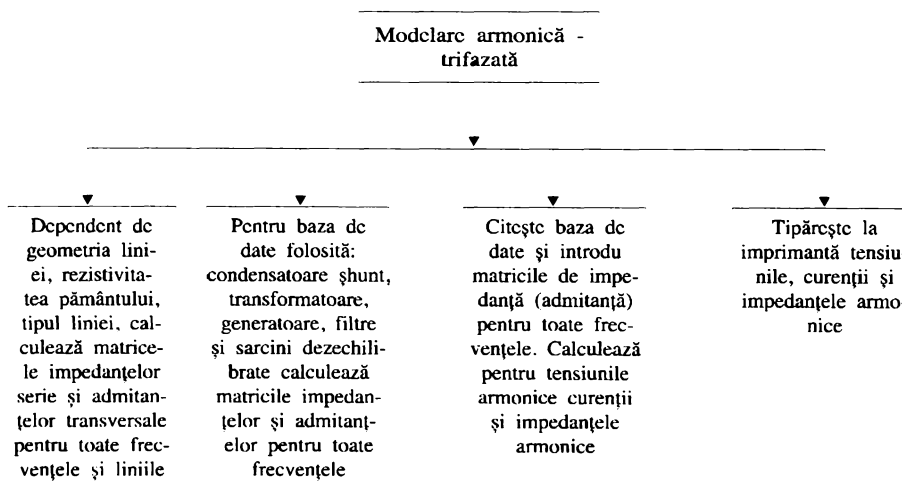


Fig.2.6. Ordinograma principală a determinării impedanțelor armonice în cazul modelării trifazate

2.4.3. Observații asupra determinării impedanțelor elementelor de rețea

Așa cum s-a menționat în paragraful 2.2 la baza determinării parametrilor de secvență, în particular a celor de secvență directă ai elementelor de sistem stă cunoașterea matricei impedanțelor de fază $[Z]_f$ relația (2.13).

Pentru determinarea elementelor acestei matrici fie prin calcul, fie experimental se pot aplica relațiile (2.38), relații ce au la bază realizarea unor încercări de scurt circuit (sau mers în gol) pe o singură fază, celelalte două nefiind alimentate. Aceste determinări presupun modelul octopolar al elementului cu borna de nul (neutru) accesibilă. Ori, de multe ori, mai ales la nivelul de medie tensiune, această bornă nu există în mod natural sau nu este accesibilă. În aceste condiții se pune firește întrebarea cum pot fi determinate impedanțele \underline{Z} , \underline{Z}' , \underline{Z}'' sau dacă nu cumva se pot măsura pe altă cale \underline{Z}_d și \underline{Z}_i . În cele ce urmează se vor prezenta două modalități originale de determinare a impedanțelor longitudinale \underline{Z}_d și \underline{Z}_i pentru elementele de rețea care prezintă simetrie totală și respectiv ciclică și care nu au neutrul accesibil.

2.4.3.1. Element cu simetrie totală

Fie elementul de sistem din fig.2.7 având accesibile bornele de fază 1, 2, 3 și respectiv 1', 2', 3'.

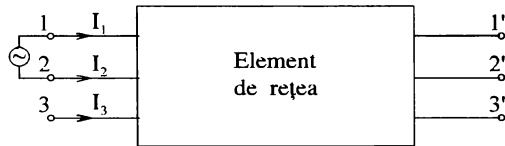


Fig.2.7. Element de rețea cu simetrie totală fără neutru accesibil

Se scurtcircuitează bornele de la sfârșit 1', 2', 3' iar între bornele 1 și 2 se conectează o sursă de tensiune sinusoidală, borna 3 fiind în gol.

Pentru această situație, relațiile (2.1) devin:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z} \cdot I_1 + \underline{Z}' \cdot I_2 \\ \underline{U}_2 &= \underline{Z}' \cdot I_1 + \underline{Z} \cdot I_2 \end{aligned} \tag{2.40}$$

sau dacă se are în vedere că $I_2 = -I_1$

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z} \cdot I_1 - \underline{Z}' \cdot I_1 \\ \underline{U}_2 &= \underline{Z}' \cdot I_1 - \underline{Z} \cdot I_1 \end{aligned} \tag{2.41}$$

$$\text{Dacă se exprimă tensiunea } \underline{U}_{12} = \underline{U}_1 - \underline{U}_2 \tag{2.42}$$

se obține

$$\underline{U}_{12} = 2I_1(\underline{Z} - \underline{Z}') = 2 \cdot I_1 \cdot \underline{Z}_d \tag{2.43}$$

sau

$$\underline{Z}_d = \underline{Z}_i = \frac{\underline{U}_{12}}{2I_1} \tag{2.44}$$

2.4.3.2. Element cu simetrie ciclică

Dacă s-ar considera un element cu simetrie ciclică și s-ar repeta experimentul prezentat în fig.2.7, relațiile (2.1) devin:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z} \cdot I_1 + \underline{Z}' \cdot I_2 = \underline{Z} \cdot I_1 - \underline{Z}' \cdot I_1 \\ \underline{U}_2 &= \underline{Z}'' \cdot I_1 + \underline{Z} \cdot I_2 = \underline{Z}'' \cdot I_1 - \underline{Z} \cdot I_1 \\ \underline{U}_3 &= \underline{Z}' \cdot I_1 + \underline{Z}'' \cdot I_2 = \underline{Z}' \cdot I_1 - \underline{Z}'' \cdot I_1 \end{aligned} \tag{2.45}$$

Expresiile tensiunilor dintre faze sunt:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{12} &= 2\underline{Z} \cdot \underline{I}_1 - \underline{Z}' \cdot \underline{I}_1 - \underline{Z}'' \cdot \underline{I}_1 \\ \underline{U}_{13} &= \underline{Z} \cdot \underline{I}_1 - 2\underline{Z}' \cdot \underline{I}_1 - \underline{Z}'' \cdot \underline{I}_1 \\ \underline{U}_{23} &= -\underline{Z} \cdot \underline{I}_1 - \underline{Z}' \cdot \underline{I}_1 + 2\underline{Z}'' \cdot \underline{I}_1 \end{aligned} \quad (2.46)$$

Dacă sistemul (2.46) ar permite determinarea impedanțelor \underline{Z} , \underline{Z}' și \underline{Z}'' problema ar fi rezolvată. Dacă se calculează determinantul principal al sistemului se obține:

$$\Delta = \begin{vmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 1 & -2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{vmatrix} = 0 \quad (2.47)$$

adică sistemul nu este compatibil unic determinat.

În această situație se imaginează și un alt experiment (fig.2.8); sursa se montează între borna 1 și puntea făcută între bornele 2 și 3, bornele de sfârșit fiind în scurtcircuit

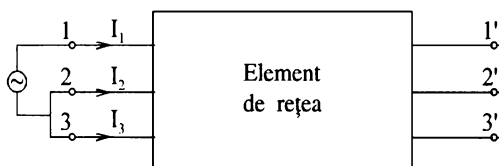


Fig.2.8. Element de rețea cu simetrie ciclică fără neutru accesibil

Pentru situația prezentată în fig.2.8 se pot scrie relațiile:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{I}_1 \cdot \underline{Z} + \underline{I}_2 \cdot \underline{Z}' + \underline{I}_3 \cdot \underline{Z}'' \\ \underline{U}_2 &= \underline{I}_1 \cdot \underline{Z}' + \underline{I}_2 \cdot \underline{Z} + \underline{I}_3 \cdot \underline{Z}' \end{aligned} \quad (2.48)$$

sau dacă se are în vedere că $\underline{I}_2 \approx \underline{I}_3 = -\frac{\underline{I}_1}{2}$ (2.49)

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \cdot \underline{Z} - \frac{\underline{I}_1}{2} \cdot \underline{Z}' - \frac{\underline{I}_1}{2} \cdot \underline{Z}'' \quad (2.50)$$

$$\underline{U}_2 = \underline{I}_1 \cdot \underline{Z}' - \frac{\underline{I}_1}{2} \cdot \underline{Z} - \frac{\underline{I}_1}{2} \cdot \underline{Z}'$$

de unde:

$$\underline{U}_{12} = \frac{3}{2} \underline{I}_1 \cdot (\underline{Z} - \underline{Z}'') \quad (2.51)$$

adică¹

$$\underline{Z} - \underline{Z}'' = \frac{2}{3} \cdot \frac{\underline{U}_{12}}{\underline{I}_1^*} \quad (2.52)$$

Se repetă experimentul legând împreună pe 1 cu 3 și făcând alimentarea între borna 2 și puntea comună 1-3 (fig.2.9).

¹ S-a făcut notația $\underline{U}_{12} \cdot \underline{I}_1^*$ pentru a desemna prima a determinare

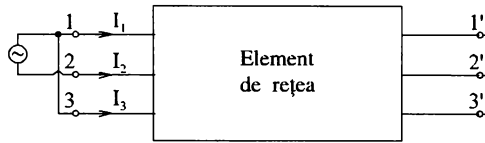


Fig.2.9. Element de rețea. Experiment pentru determinarea impedenței ($\underline{Z} - \underline{Z}'$)

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= -\underline{Z} \cdot \frac{I_2}{2} + \underline{Z}' \cdot I_2 - \underline{Z}'' \cdot \frac{I_2}{2} \\ \underline{U}_2 &= -\underline{Z}'' \cdot \frac{I_2}{2} + \underline{Z} \cdot I_2 - \underline{Z}' \cdot \frac{I_2}{2} \end{aligned} \tag{2.53}$$

sau

$$\underline{U}_{21} = \frac{3}{2} I_2 \cdot (\underline{Z} - \underline{Z}') \tag{2.54}$$

adică²

$$\underline{Z} - \underline{Z}' = \frac{2}{3} \cdot \frac{\underline{U}_{21}^{**}}{I_2^{**}}$$

Înmulțind apoi pe $\underline{Z} - \underline{Z}'$ cu $-a$ și pe $\underline{Z} - \underline{Z}'$ cu $-a^2$ și însumându-le se obține tocmai impedența de secvență directă, adică:

$$\underline{Z}_d = -a(\underline{Z} - \underline{Z}') - a^2(\underline{Z} - \underline{Z}') = \left(\frac{2}{3}\right) \left(-a \frac{\underline{U}_{12}^*}{I_1^*} - a^2 \frac{\underline{U}_{21}^{**}}{I_2^{**}}\right) \tag{2.55}$$

În legătură cu precizia și extinderea metodelor mai sus prezentate se pot face următoarele observații:

- dacă nu se dispune de un sistem de măsură digital, care să permită estimarea fazorilor \underline{U}_{12} și I_1 , se poate măsura și puterea activă absorbită la bornele 12 și din aceasta să se determine defazajul dintre cele două mărimi : tensiune de alimentare și curent absorbit, adică:

$$\varphi_{12} = \arccos \frac{P_{12}}{U_{12} \cdot I_1} \tag{2.57}$$

iar $\underline{Z}_d = Z_d \exp(j\varphi_{12})$ (2.58)

- la mersul în gol față de bornele 1', 2', 3', montajul din fig.2.7 alimentat cu o tensiune U_{12} cât mai apropiată de tensiunea nominală permite determinarea impedenței transversale mutuale, în particular a capacității C' dintre faze, dacă este vorba de o linie sau a impedenței de magnetizare mutuale Z'_m [6], în cazul unui transformator,

- în cazul simetriei ciclice, s-a presupus că cei doi curenți care străbat fazele legate împreună sunt egali (relația (2.50)) ceea ce nu este tocmai corect, întrucât există și o diferență între impedențele celor două faze, cauzată de faptul că impedențele mutuale din ele și cea de a treia fază nu sunt identice, adică $\underline{Z}_{21} \neq \underline{Z}_{31}$. În general această ipoteză este acceptată pentru situațiile asemănătoare (paragraful 3.1) [9] și se va reveni asupra acestei probleme în capitolul 5 cu determinări experimentale.

² S-a făcut notația $\underline{U}_{21}^{**}, I_2^{**}$ pentru a desemna a doua determinare

2.5 Concluzii

Scopul acestui capitol a fost acela de a defini impedența armonică a rețelelor electrice, de a-i stabili proprietățile, locul și rolul ei în calculul și analiza armonică a rețelelor electrice. În acest scop mai întâi au fost prezentate câteva probleme legate de folosirea metodei componentelor de secvență la calculul electric al rețelelor electrice precum și procedura de determinare a parametrilor de secvență ai schemelor echivalente a elementelor de sistem. Apoi a fost definită impedența armonică și au fost evidențiate proprietățile acesteia.

În legătură cu folosirea metodei componentelor de secvență s-au considerat elemente de rețea de formă generală; fără conductoare suplimentare, cu conductor neutru, cu conductor de gardă și pentru fiecare caz în parte s-a prezentat modul de determinare al elementelor matricei impedanțelor de secvență plecând de la cunoașterea elementelor matricei impedanțelor de fază.

Determinarea impedanțelor de fază s-a efectuat avându-se în vedere regimurile particulare de scurt circuit și de mers în gol pe o singură fază. Concluzia la care s-a ajuns este că forma impedanței de secvență directă nu depinde de prezența conductorului neutru, de impedența căii de întoarcere prin pământ sau a conductoarelor de gardă. În schimb impedența de secvență homopolară depinde de prezența acestora.

Referitor la definirea impedanței armonice a rețelei s-a avut în vedere definiția dată de grupele de lucru al CIGRE, GTCCO2, definiție care evidențiază faptul că impedența armonică într-un nod de rețea este impedența complexă, de secvență directă văzută în acel nod.

Analiza completă a acestei definiții a evidențiat utilitatea și proprietățile acesteia și anume:

- este o mărime caracteristică a rețelei în nodul de interes,
- valoarea (modulul) și faza ei reflectă modificarea puterilor absorbite de consumatori și structura rețelei,
- poate fi estimată prin calcule sau prin măsurători,
- este utilă sub aspectul verificării unor instalații de atenuare a regimului nesinusoidal sau de compensare a puterii reactive,
- reflectă schimburile energetice ce decurg pe armonicile de tensiune și de curent,
- prin cunoașterea ei se poate stabili sensul în care trebuie acționat cu scopul de a evita fenomenele nedorite, în mod deosebit cele de rezonanță armonică paralel,

Impedența armonică poate fi evaluată prin calcule, acestea oferind o posibilitate comodă de analiză prealabilă a fenomenelor armonice dintr-o rețea electrică. În acest sens s-a efectuat o clasificare a metodelor analitice și s-au evidențiat etapele determinării impedanțelor armonice, una dintre acestea fiind alcătuirea schemei echivalente armonice a elementelor de rețea și calculul parametrilor acesteia.

Contribuțiile originale aduse în cadrul acestui capitol se referă la următoarele:

- ordonarea și sistematizarea problemelor legate de definirea impedanței armonice a rețelelor electrice;
- evidențierea proprietăților pe care le prezintă impedența armonică;
- sistematizarea problemelor generale privind estimarea prin calcul a impedanței armonice; prezentarea unei clasificări a metodelor analitice de estimare a impedanțelor armonice;
- stabilirea unei metodologii de estimare a impedanțelor armonice longitudinale a unui element de rețea trifazat fără neutru accesibil, folosind o singură sursă de alimentare; se indică varianta pentru elemente cu simetrie totală, precum și pentru cele cu simetrie ciclică.

**SCHEME ECHIVALENTE ARMONICE ȘI PARAMETRII
SCHEMELOR ECHIVALENTE ARMONICE DE
SECVENȚĂ DIRECTĂ ALE
ELEMENTELOR DE SISTEM**

Cap. 3

În cadrul acestui capitol se prezintă problemele legate de modelarea armonică a elementelor de sistem.

3.1. Generalități

Dacă se consideră o rețea electrică trifazată, simetrică și echilibrată și se consideră faza "1" ca fiind fază de referință, curenții pe cele trei faze 1, 2, 3 pot fi definiți astfel [1]:

$$\begin{aligned}
 i_1(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin(k\omega t + \alpha_k) \\
 i_2(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin(k\omega t + \alpha_k - \frac{2\pi}{3}k) \\
 i_3(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin(k\omega t + \alpha_k + \frac{2\pi}{3}k)
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

La scrierea relațiilor (3.1) s-a neglijat componenta continuă.

În planul armonicii de rang k, care se rotește cu viteza unghiulară $k\omega$ față de planul fundamentalei cei trei curenți armonici pot fi reprezentați prin fazori de forma:

$$\begin{aligned}
 \underline{I}_k^1 &= I_k \exp(j\alpha_k) \\
 \underline{I}_k^2 &= I_k \exp j(\alpha_k - \frac{2\pi}{3}k) \\
 \underline{I}_k^3 &= I_k \exp j(\alpha_k + \frac{2\pi}{3}k)
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

Trecând la componente de secvență, pentru armonicile de rang k se pot scrie următoarele expresii:

$$\begin{aligned}
 \underline{I}_k^h &= \frac{1}{3} I_k \exp(j\alpha_k) \cdot \left[1 + \exp\left(-j\frac{2\pi}{3}k\right) + \exp\left(j\frac{2\pi}{3}k\right) \right] = \frac{1}{3} (\underline{I}_k^1 + \underline{I}_k^2 + \underline{I}_k^3) \\
 \underline{I}_k^d &= \frac{1}{3} I_k \exp(j\alpha_k) \cdot \left[1 + \exp\left(-j\frac{2\pi}{3}(k-1)\right) + \exp\left(j\frac{2\pi}{3}(k-1)\right) \right] = \frac{1}{3} (\underline{I}_k^1 + a \underline{I}_k^2 + a^2 \underline{I}_k^3) \\
 \underline{I}_k^i &= \frac{1}{3} I_k \exp(j\alpha_k) \cdot \left[1 + \exp\left(-j\frac{2\pi}{3}(k+1)\right) + \exp\left(j\frac{2\pi}{3}(k+1)\right) \right] = \frac{1}{3} (\underline{I}_k^1 + a^2 \underline{I}_k^2 + a \underline{I}_k^3)
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

Analizând relațiile (3.3) se pot evidenția următoarele aspecte și anume:

- pentru $k=3p$, $p=1,2,\dots$ curentul homopolar de rang $k=3p$ este identic cu acela de pe faza "1" de același rang, în timp ce curenții de secvență directă și inversă de rang $3p$ sunt nuli,
- pentru $k=3p\pm 1$, curenții homopolari $I_{3p\pm 1}^h$ sunt nuli iar curenții de secvență directă și inversă au valorile:

$$\begin{aligned} I_{3p+1}^d &= I_{3p+1}^1 \\ I_{3p-1}^d &= 0 \\ I_{3p-1}^i &= I_{3p-1}^1 \\ I_{3p+1}^i &= 0 \end{aligned} \tag{3.4}$$

- întrucât impedanța rețelei electrice depinde atât de frecvență cât și de secvența curentului ce parcurge rețeaua, rezultă că în modelarea armonică este necesar a utiliza impedanțe corespunzătoare rangului armonicii și secvenței respective a curentului electric.

Dacă se admite că tensiunile electromotoare ale generatoarelor ce debitează în rețeaua electrică sunt perfect sinusoidale, analiza regimului deformant din rețeaua electrică presupune reprezentarea elementelor de sistem în patru planuri diferite și anume:

- planul fundamentalei, adică $k=1$,
- planul armonicilor $k=3p+1$,
- planul armonicilor $k=3p-1$,
- planul armonicilor homopolare, $k=3p$.

În planul fundamentalei apar:

- tensiuni electromotoare sinusoidale de frecvență f ($k=1$) în nodurile generatoare,
- receptoare liniare și neliniare în nodurile consumatoare, parcurse de curenți electrici de frecvență f ,
- rețeaua electrică definită de modele cu parametrii (impedanțe) de secvență directă la frecvența f .

În planul armonicilor de rang $k=3p+1$, $k=3p-1$, $k=3p$ apar:

- surse de curenți electrici armonici în nodurile în care sunt dispuși consumatori neliniari,
- impedanțe și admitanțe în laturile rețelei electrice și în nodurile cu consumatori liniari corespunzătoare frecvenței ce definește armonica respectivă,
- impedanțe de rang $k=3p\pm 1$ și $3p$ în nodurile generatoare.

În continuare se vor adopta pentru elementele de rețea scheme echivalente armonice cuadripolare, a căror parametrii de tip impedanță longitudinală și respectiv transversală de secvență directă vor fi determinate din parametrii de fază pe baza relațiilor (2.40). Impedanțele de fază vor fi determinate cu ajutorul relațiilor (2.39) punând în concordanță construcția fizică și principiul de funcționare al elementului de sistem cu impedanțele de fază.

În prima etapă, stabilirea expresiei parametrilor de secvență va avea în vedere fundamentala dar se va evidenția în cadrul acestora rolul frecvenței și particularitățile pe care le prezintă considerarea unei frecvențe mai mari decât a celei fundamentale. La scrierea expresiilor parametrilor de fază și de secvență directă se vor avea în vedere cele prezentate în literatură cu referire concretă la parametrii elementelor de rețea pentru fundamentală și pentru frecvențe mai mari decât fundamentală [1], [2], [5], [6], [9], [10], [16], [17], [24], dar la această citare cu caracter general, pe parcursul dezvoltării se vor efectua și unele referiri particulare.

Schematic stabilirea expresiilor parametrilor de secvență directă pentru schemele echivalente armonice ale elementelor de sistem se efectuează procedural după ordinograma din fig.3.1.

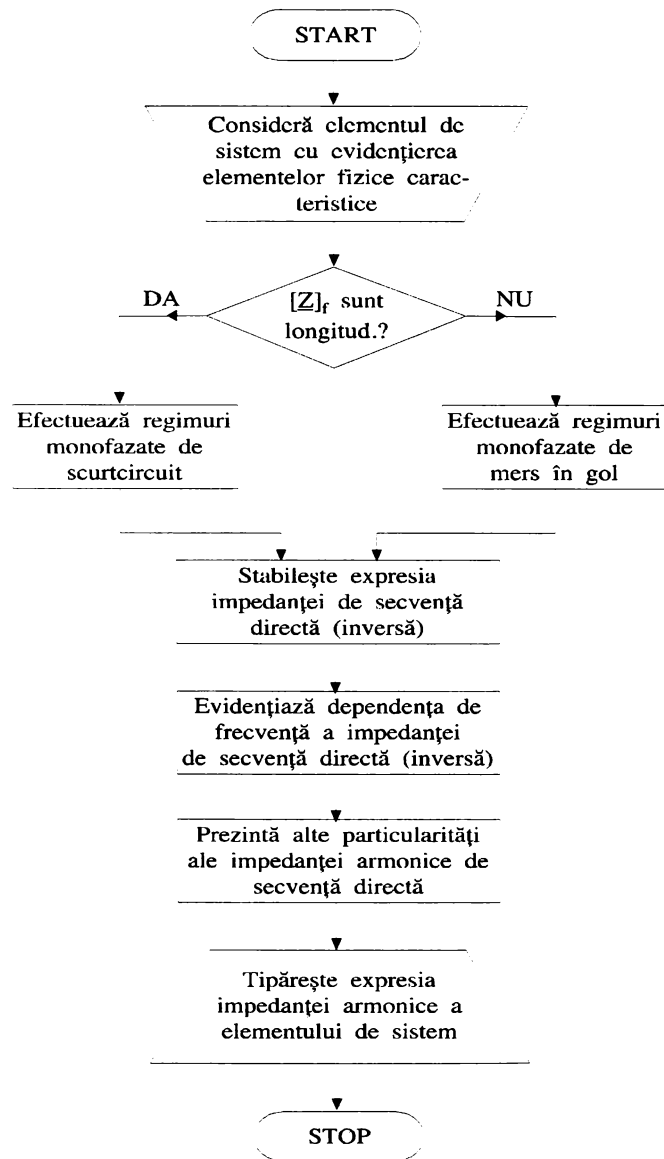


Fig.3.1. Ordinograma procedurii de stabilire a expresiei impedanței armonice a elementului de sistem

3.2. Generatorul sincron

Pentru a stabili expresia reactanțelor (inductivităților) de fază ale mașinii sincrone se consideră următoarele ipoteze simplificatorii [8], [34]:

- se consideră mașina sincronă alcătuită din patru înfășurări principale: trei statorice identice (R, S, T) simetric repartizate și una rotorică de excitație (E) (fig.3.2). Înfășurările de amortizare se neglijează;
- mașina se consideră liniară din punct de vedere magnetic, adică valoarea inductivităților circuitelor mașinii nu depinde de valoarea curentului ce le străbate; deci există proporționalitate între fluxuri și curenți;
- suprafața polilor este astfel realizată încât reluctanța magnetică variază sinusoidal în întrefier.

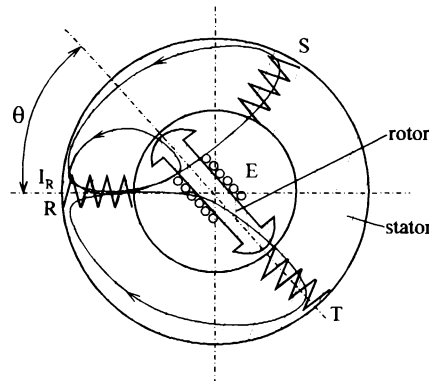


Fig.3.2. Definirea inductivităților de fază la mașina sincronă - reprezentare schematică

Dacă se alimentează înfășurarea fazei R cu un curent I_R , reactanța (inductivitatea) proprie a fazei variază sinusoidal cu unghiul θ după relația:

$$X_{RR} = X = (\omega \cdot \Phi_{RR} / I_R)_{I_S=I_T=0} = (L_1 + L_2 \cos 2\theta) \cdot \omega \quad (3.5)$$

iar

$$L_{\max} = L_1 + L_2 \quad , \quad L_{\min} = L_1 - L_2 \quad (3.6)$$

de unde

$$L_1 = \frac{L_{\max} + L_{\min}}{2} \quad , \quad L_2 = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{2} \quad (3.7)$$

Pentru reactanțele (inductivitățile) mutuale se pot scrie relațiile:

$$X_{RS} = X' = (\omega \cdot \Phi_{RS} / I_R)_{I_S=I_T=0} = -\omega [L'_1 + L'_2 \cdot \cos 2(\theta + 30^\circ)] \quad (3.8)$$

și

$$X_{RT} = X'' = (\omega \cdot \Phi_{RT} / I_R)_{I_S=I_T=0} = -\omega [L''_1 + L''_2 \cdot \cos 2(\theta - 30^\circ)] \quad (3.9)$$

Aplicând transformata (2.8), se obține:

$$[X]_S = [T] \cdot [X]_f \cdot [T]^{-1} \quad (3.10)$$

Referitor la relațiile (3.5) ÷ (3.9) trebuie afirmat că, componenta L_2 a inductivității proprii se datorează nesimetriei pe care o prezintă rotorul după cele două axe. Referitor la inductivitățile mutuale L' și L'' din cauza simetriei se poate scrie:

$$L'_1 = L''_1 \quad \text{și} \quad L'_2 = L''_2 \quad (3.11)$$

În plus $L'_1 = \frac{1}{2}L_1$ iar $L_2 = L'_2 = L''_2$ (3.12)

Cu relațiile (3.11) și (3.12) matricea reactanțelor de secvență $[X]_S$ primește forma:

$$[X]_S = \begin{bmatrix} L_{1\sigma} \cdot \omega & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} \cdot L_1 \cdot \omega & 0 \\ 0 & 0 & \left(\frac{3}{2} \cdot L_1 + 3 \cdot L_2 \cos 2\theta\right) \cdot \omega \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

La scrierea reactanței de secvență homopolară s-a avut în vedere că

$$L_1 = L_{1h} + L_{1\sigma} \quad (3.14)$$

unde:

L_{1h} este inductivitatea principală a înfășurării statorice,

$L_{1\sigma}$ - inductivitatea de dispersie a înfășurării statorice.

După cum se poate constata din analiza formei matricei reactanțelor de secvență în regim de secvență directă, reactanța de secvență directă și homopolară a mașinii nu depind de poziția rotorului pe când la secvență inversă depinde de aceasta. Acest lucru este în concordanță cu fenomenele principale ce stau la baza funcționării mașinii sincrone. Astfel în regim de secvență directă fluxul statoric și rotorul prezintă aceeași viteză de variație, adică situația relativă a fluxului statoric în raport cu rotorul este aceeași indiferent de poziția acestuia din urmă.

În regim de secvență inversă, rotorul se rotește contrar sensului de rotire al câmpului învârtitor statoric, deci mărimea fluxului statoric depinde de poziția rotorului.

Cele prezentate sunt valabile pentru $k=1$, adică pe fundamentala când generatorul este o sursă de tensiuni electromotoare sinusoidale ce alcătuiesc un sistem simetric.

Pentru $k>1$ sursele de curenți armonici sunt receptorii neliniari, generatorul fiind un element pasiv. În acest caz rotorul este rotit cu turația corespunzătoare fundamentalei iar câmpul magnetic statoric cu o turație de k ori mai mare decât aceasta. Ca urmare se produce o variație mare a fluxului statoric în raport cu circuitele rotorului. Aceasta va determina inducerea de curenți în circuitele rotorului care prin fluxurile ce le produc vor căuta să mențină fluxul mașinii în întrefier constant. Ca urmare mașina va interveni prin reactanța de dispersie, aproximativ egală cu reactanța subtranzitorie longitudinală X_d'' . Pentru o estimare mai corectă în [21] se arată că mașina sincronă intervine în procesele armonice prin reactanța inversă, care pentru un rang k se calculează cu relația:

$$X_k = k \cdot \frac{X_d'' + X_q''}{2} \quad (3.15)$$

X_d'' și X_q'' corespunzând fundamentalei.

În cea ce privește rezistența corespunzătoare reactanței X_k , de regulă se adoptă

$$R_k = 0,1 X_k = 0,1 \frac{X_d'' + X_q''}{2} \quad (3.16)$$

ceea ce corespunde de fapt unei constante de timp subtranzitorii de 32 ms. În acest sens în fig. 3.3 se prezintă variația constantei de timp subtranzitorii T_d'' în funcție de raportul R_k/X_k .

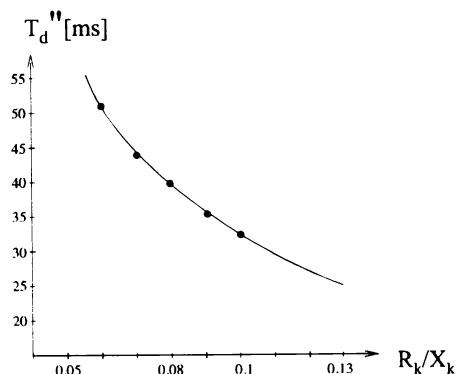


Fig.3.3. Variația constantei T_d'' cu valoarea raportului R_k/X_k

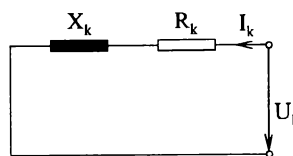


Fig.3.4. Schema echivalentă armonică a mașinii sincrone

În fig.3.4 se prezintă schema echivalentă armonică a mașinii sincrone. Pentru a ține cont de efectul pelicular rezistența armonică se poate considera ca fiind dată de expresia:

$$R_k = \sqrt{k} \cdot R_1 \tag{3.17}$$

R_1 corespunzând fundamentalei.

Desigur schema echivalentă din fig.3.4 este valabilă pentru armonici $k \neq 3p$.

Sistemul electroenergetic poate fi considerat ca un caz particular de generator, în acest caz el se reprezintă printr-o reactanță [5], [16]:

$$X_k = X_1 \cdot k, \text{ unde } X_1 = \frac{U_S^2}{S_{SC}} \quad [\Omega] \tag{3.18}$$

iar U_S este tensiunea la barele sistemului $U_S = (1,05 \div 1,1)U_n$,

U_n - tensiunea nominală în kV a barelor sistemului,

S_{SC} - puterea de scurtcircuit a sistemului în MVA

3.3. Transformatorul electric

Transformatorul electric prezintă o comportare diferită sub aspectul regimului nesinusoidal și aceasta dependent de faptul că este mono sau trifazat, de mărimea sarcinii și de caracterul acesteia. Slab încărcat sau funcționând în gol transformatorul este o sursă de curenți armonici [26]. În sarcină componenta de mers în gol a curentului este neglijabilă față de aceea de sarcină, transformatorul comportându-se ca o bobină, care atenuează armonicile de curent față de acelea de același ordin prezente în curba tensiunii de alimentare [27]. În acest caz din urmă transformatorul poate fi considerat ca un element liniar de transfer al curenților armonici și nu ca o sursă de curenți armonici. Acesta este aspectul sub care se abordează transformatorul în prezenta lucrare.

Desigur caracterul modelului liniar sau neliniar precum și natura elementelor modelului depind de caracterul fenomenelor urmărite (tranzitorii sau staționare) și de intervalul de frecvență. Pentru frecvențe mai mici de 2000Hz se poate accepta un model liniarizat, fără a lua în considerare capacitățile dintre înfășurări, dintre spire și dintre spire și pământ [27], [28]. La frecvențe ridicate mai mari de 2000Hz trebuie considerate și aceste capacități [29],

[30], [31], [32], [33]. Valorile capacităților pot fi determinate experimental [18] sau pot fi considerate conform celor prezentate în literatură [1], [18], [42], [43].

3.3.1. Determinarea impedanței longitudinale de secvență directă

Longitudinal transformatorul intervine prin impedanța înfășurărilor primare și secundare ce pot fi determinate prin încercarea de scurtcircuit monofazată (fig.3.5). Pe figură pentru simplificare s-a considerat conexiunea înfășurărilor Y₀/Y și un transformator cu trei coloane, dar așa cum se arată în literatură comportarea longitudinală pe secvența directă a transformatorului nu depinde de conexiunea înfășurărilor sau de construcția miezului magnetic [35].

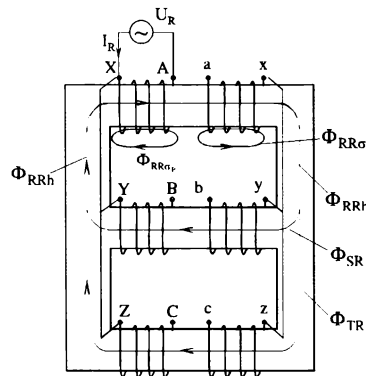


Fig.3.5. Determinarea impedanțelor longitudinale la transformatorul trifazat

Tensiunea \underline{U}_R aplicată înfășurării primare AX este pierdută pe rezistențele ohmice ale celor două înfășurări R: primară și secundară și pe reactanțele de dispersie a acestora.

Astfel pentru impedanța proprie de fază se poate scrie:

$$\underline{Z}_{RR} = \underline{Z} = \frac{\underline{U}_R}{\underline{I}_R} \Big|_{I_S=I_T=0} = \underline{Z}_p + \underline{Z}'_s = (\underline{R}_p + j\underline{X}_p) + (\underline{R}'_s + j\underline{X}'_s) \tag{3.19}$$

Indicele prim se referă la faptul că înfășurarea secundară notată cu indicele S a fost redusă la nivelul înfășurării primare.

Pentru impedanța mutuală, \underline{Z}_{SR} , se poate scrie relația:

$$\underline{Z}_{SR} = \underline{Z}' = \frac{\underline{U}_S}{\underline{I}_R} \Big|_{I_T=I_S=0} = \frac{\underline{U}_{BY} + \underline{U}'_{BY}}{\underline{I}_R} \Big|_{I_S=I_T=0} = 0 \tag{3.20}$$

Dar înfășurările fazei S sunt străbătute de același flux (în același timp el fiind în gol nu posedă flux de dispersie) și deci tensiunea la bornele înfășurării primare a fazei S este egală cu tensiunea la bornele înfășurării secundare a fazei S redusă la același nivel de tensiune. Adică tensiunea \underline{U}_S este zero, deci și impedanța mutuală longitudinală \underline{Z}' .

Deci impedanța de secvență directă longitudinală a transformatorului este tocmai impedanța de scurtcircuit a acestuia.

3.3.2. Determinarea impedenței transversale de secvență directă

Pentru a obține impedența de fază în componente de fază se consideră transformatorul trifazat cu trei coloane alimentat în primarul A-X a primei faze, celelalte două fiind în gol.

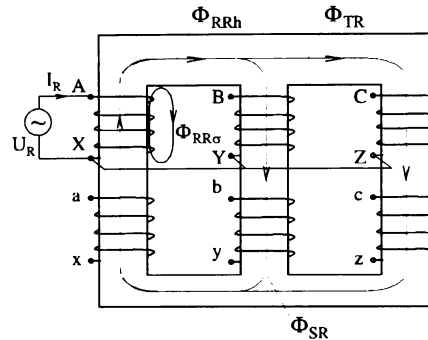


Fig.3.6. Determinarea impedențelor de fază transversale la transformatorul trifazat

Pentru impedența transversală, proprie fazei R se poate scrie:

$$Z_{mRR} = Z_m = \frac{U_R}{I_R} \Big|_{I_S=I_T=0} = Z_{mRRh} + Z_{mRR\sigma} \tag{3.21}$$

unde:

Z_{mRRh} este impedența de magnetizare corespunzătoare fluxului principal de magnetizare Φ_{RRh} ,

$Z_{mRR\sigma}$ - impedența de magnetizare corespunzătoare fluxului de dispersie $\Phi_{RR\sigma}$.

Pentru determinarea impedenței mutuale de magnetizare Z'_m se măsoară tensiunea indusă în înfășurarea BY, corespunzător fazei S. Se poate scrie astfel:

$$Z_{mSR} = Z'_m = \frac{U_S}{I_R} \Big|_{I_S=I_T=0} \approx \frac{j\omega\Phi}{I_R} = \frac{-j\omega\Phi_{RRh}/2}{I_R} = -\frac{Z_{mRRh}}{2} \tag{3.22}$$

La scrierea relației (3.22) s-a considerat că

$$\Phi_{SR} = \Phi_{TR} = \Phi_{RRh} / 2 \tag{3.23},$$

cea ce evident este o ipoteză simplificatorie. În realitate se poate considera Z'_m ca o valoare medie a impedențelor ce rezultă măsurând tensiunile induse în înfășurările BY și CZ, adică:

$$Z'_m = \frac{U_S + U_T}{2I_R} \Big|_{I_S=I_T=0} = \frac{1}{2} \left[\frac{U_S}{I_R} + \frac{U_T}{I_R} \right] \Big|_{I_S=I_T=0} = 0 \tag{3.24}$$

Ca urmare impedența de magnetizare de secvență directă rezultă:

$$Z_{md} = Z_m - Z'_m = Z_{mRRh} + Z_{mRRh}/2 + Z_{mRR\sigma} \approx \frac{3}{2} Z_{mRRh} \tag{3.25}$$

Cu impedențele de secvență directă longitudinală și transversală se pot construi scheme echivalente în π , T, \lceil , \rfloor , parametrii acestor scheme determinându-se prin calcul din cunoașterea datelor de catalog a transformatorului și a faptului că:

$$\underline{Z} = \underline{Z}_{SC} + jX_{SC} = R_T + jX_T \quad (3.26)$$

$$\frac{1}{\underline{Z}_{md}} = \underline{Y}_m = G_T - jB_T \quad (3.27)$$

unde parametrii R_T , G_T , X_T și B_T depind de frecvența tensiunii de alimentare a transformatorului, respectiv a curenților ce parcurg înfășurările acestuia.

3.3.3 Scheme echivalente monofilare (cuadripolare) ale transformatorului cu două înfășurări.

Transformatoarele trifazate au înfășurările legate în conexiune stea, triunghi corespunzător unei grupe de conexiune, cea ce conduce la existența unui raport de transformare complex \underline{K} și a unui element de defazare în schema echivalentă. Deci, dacă se consideră schema echivalentă ideală a unui transformator reprezentată numai printr-un element de defazare (fig.3.7) iar mărimile electrice din secundar sunt raportate la tensiunea primarului, se pot scrie relațiile:

$$u_p = u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin(k\omega t + \alpha_k)$$

$$u_s = u\left(t - \frac{\psi}{\omega}\right) = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin(k\omega t + \alpha_k - y) \quad (3.28)$$

unde:

$u_p(t)$, $u_s(t)$ sunt tensiunea nesinusoidală în primarul, respectiv în secundarul transformatorului,

y - unghiul de defazaj pentru armonica de rang k între tensiunile din primarul și secundarul transformatorului.

În domeniul imaginar al transformării în complex utilizând teorema retardării [1] rezultă:

$$\underline{U}_{pk} = U_k \exp(j\alpha_k) \quad \text{și} \quad \underline{U}_{sk} = U_k \exp[j(\alpha_k - k\psi)] \quad (3.29)$$

Comparând relațiile (3.28) cu (3.29) rezultă:

$$Y = k\psi \quad (3.30)$$

Ca urmare, pentru un defazaj în planul fundamentalei, transformatorul ideal realizează un defazaj $k\psi$ în planul armonicii de rang k .

Dintre schemele echivalente cea mai răspândită este schema echivalentă în Γ [19], [34], fig.3.7. Pe schemă pentru a nu încărca notațiile nu s-a mai adăugat indicele k parametrilor \underline{Z} și \underline{Y}_m și nici tensiunilor și curenților. În plus s-au notat cu:

$K = \sqrt{3}N_Y / N_{\Delta}$ raportul de transformare al transformatorului trifazat având înfășurarea primară cu N_Y spire conectate în stea iar înfășurarea secundară cu N_{Δ} spire conectate în triunghi,

\underline{K}_U - raportul complex de transformare al tensiunilor armonice de rang k ,

$$\underline{K}_u = \frac{1}{k} \exp(j\psi k) \quad (3.31)$$

\underline{K}_I - raportul complex de transformare al curenților armonice de rang k ,

$$\underline{K}_I = k \exp(jk\psi) \quad (3.32)$$

Deci între rapoartele complexe de transformare se poate scrie relația:

$$\underline{K}_U \cdot \underline{K}_I^* = \underline{K}_U^* \cdot \underline{K}_I = 1 \quad (3.33)$$

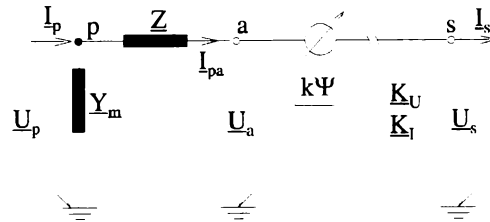


Fig.3.7. Schema echivalentă în Γ a transformatorului trifazat cu două înfășurări, cu mărimi neraportate

Dacă se aplică metoda potențialelor în noduri, pentru schema din fig.2.16 se pot scrie relațiile:

$$\begin{bmatrix} I_p \\ -I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_m + \frac{1}{Z} & -K_I^* \cdot \frac{1}{Z} \\ -K_I \cdot \frac{1}{Z} & K_I \cdot K_I^* \cdot \frac{1}{Z} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_p \\ U_s \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Relația (3.34) poate fi scrisă și sub forma:

$$\begin{bmatrix} I_p \\ -I_s \exp(-jk\psi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_m + \frac{1-K}{Z} + \frac{K}{Z} \cdot \frac{1}{Z} & -\frac{K}{Z} \cdot \frac{1}{Z} \\ -\frac{K}{Z} \cdot \frac{1}{Z} & \frac{K}{Z} \cdot \frac{1}{Z} + (K^2 - K) \cdot \frac{1}{Z} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_p \\ U_s \exp(-jk\psi) \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

acesteia din urmă putându-i-se atașa schema echivalentă din fig.3.8.

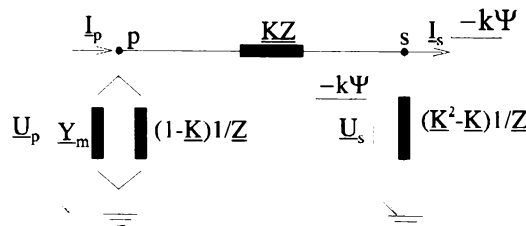


Fig.3.8. Schema echivalentă a transformatorului trifazat cu două înfășurări, cu raport de transformare complex

În cazul transformatoarelor cu raport real de transformare, adică $\Psi=0$, relația (3.35) devine:

$$\begin{bmatrix} I_p \\ -I_s/K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_m + \frac{1}{Z} & -\frac{1}{Z} \\ -\frac{1}{Z} & \frac{1}{Z} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_p \\ K \cdot U_s \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

unde mărimile tensiune și curent ale înfășurării secundare sunt reduse la primar. Corespunzător acestei relații se poate întocmi schema echivalentă din fig.3.9.

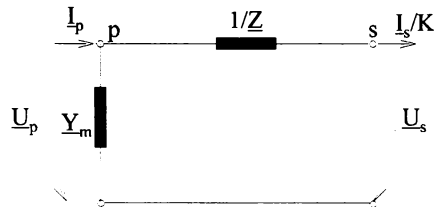


Fig.3.9. Schema echivalentă în Γ a transformatorului trifazat cu două înfășurări, cu raport real de transformare

În [7] se prezintă schema echivalentă (armonică) în T pentru transformatoare și ea este prezentată în fig.3.10. Mărimile înfășurării secundare sunt notate cu indicele ', fiind reduse la tensiunea înfășurării primare.

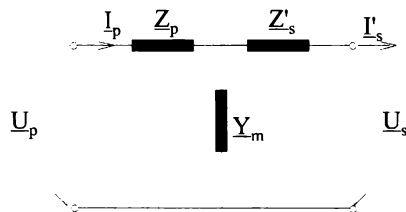


Fig.3.10. Schema echivalentă în T a transformatorului cu două înfășurări, cu raport real de transformare

3.3.4 Determinarea parametrilor schemei echivalente.

Așa cum am mai menționat nu ne vom referi decât la armonici de rang $k \neq 3p$. Astfel impedanța Z poate fi exprimată ca fiind

$$\underline{Z} = R_k + jX_k = R_{SC}\sqrt{k} + jkX_{SC} \tag{3.37}$$

unde

$R_{SC} = R_p + R'_s$ este rezistența de scurtcircuit a transformatorului corespunzătoare fundamentalei; se determină din puterea activă absorbită de transformator în regimul de scurtcircuit de probă,

$X_{SC} = X_p + X'_s$ - reactanța de scurtcircuit a transformatorului; se determină din tensiunea de scurtcircuit nominală.

Coefficientul \sqrt{k} ce înmulțește rezistența de scurtcircuit a fost considerat pentru a lua în considerare efectul pelicular [9], [39].

Reactanța $X_{SC} = \omega L_\sigma$, L_σ fiind inductanța de dispersie presupusă constantă cu frecvența. În realitate nu este constantă, micșorându-se la creșterea frecvenței. Totuși modificarea pentru $k \leq 25$ este foarte redusă [16 p.269 fig.9.5] și poate fi neglijată.

Impedanța transversală Z_m (Z_{mk}), respectiv admitanța Y_m (Y) poate fi exprimată ca fiind:

$$\underline{Y} = G_k - jB_k \quad (3.38)$$

unde:

G_k este conductanța transformatorului în planul armonicii k , se poate calcula pe baza relației corespunzătoare fundamentalei, adică

$$G_1 = 2P_{Fe1} / 3U_n^2 \quad (3.39)$$

unde P_{Fe1} sunt pierderile în fierul transformatorului pe fundamentală, la aplicarea la bornele sale a unei tensiuni nominale de frecvență fundamentală și amplitudine U_n .

În planul armonicii k se poate scrie:

$$G_1 = 2P_{Fek} / 3U_{nk}^2 \quad (3.40)$$

unde P_{Fek} sunt pierderile în fierul transformatorului la aplicarea la bornele sale a unei tensiuni U_{nk} de amplitudine egală cu U_n și de frecvență egală cu k_f , f fiind frecvența fundamentalei.

Pierderile în fier, corespunzătoare armonicii de rang k se calculează cu relația:

$$P_{Fck} = P_{Tk} + P_{Hk} = k_T \cdot f^2 \cdot k^2 \cdot B_{kmax} + k_H \cdot f \cdot k \cdot B_{kmax}^m \quad (3.41)$$

unde

P_{Tk} sunt pierderile prin curenți turbionari în planul armonicii k ,

P_{Hk} - pierderile prin histerezis în planul armonicii k ,

k_T , k_H - coeficienți determinați de configurația transformatorului analizat,

B_{kmax} - inducția magnetică maximă în transformator în planul armonicii k ; se calculează cu relația:

$$B_{kmax} = \frac{U_k}{U_n} \cdot \frac{B_{1max}}{k} \quad (3.42)$$

m - coeficient de valori cuprinse între 1, 6 și 2, 4 [37], [38].

Revenind la relația (3.40) și ținând cont de relațiile (3.38) și (3.39) se obține [1]:

$$G_k = \frac{G_1}{P_{Fe1}} \left[P_{T1} + P_{H1} \cdot k^{1-m} \cdot \left(\frac{U_k}{U_n} \right)^{m-2} \right] \quad (3.43)$$

indicele 1 referindu-se la fundamentală.

În cazul particular a lui $m=2$, G_k nu depinde de raportul U_k/U_n , astfel în acest caz:

$$G_k = G_1 \cdot \left[1 - \frac{P_{H1}}{P_{Fe1}} \cdot \left(1 - \frac{1}{k} \right) \right] \quad (3.44)$$

Dacă se consideră $P_{T1} \approx P_{H1}$, relația (2.98) devine:

$$G_k = \frac{G_1}{2} \left[1 + k^{1-m} \cdot \left(\frac{U_k}{U_n} \right)^{m-2} \right] \quad (3.45)$$

Pentru $m=1,8$; 2; 2,2; și 2,4 în fig. 3.11 se prezintă dependența raportului G_k/G_1 cu rangul armonicii k și cu valoarea raportului U_k/U_n .

Susceptanța inductivă B_k , corespunzătoare armonicii de rang k se determină în ipoteza că inductivitatea de magnetizare a transformatorului rămâne constantă în funcție de rangul armonicii. Astfel:

$$B_k = B_1 / k \tag{3.46}$$

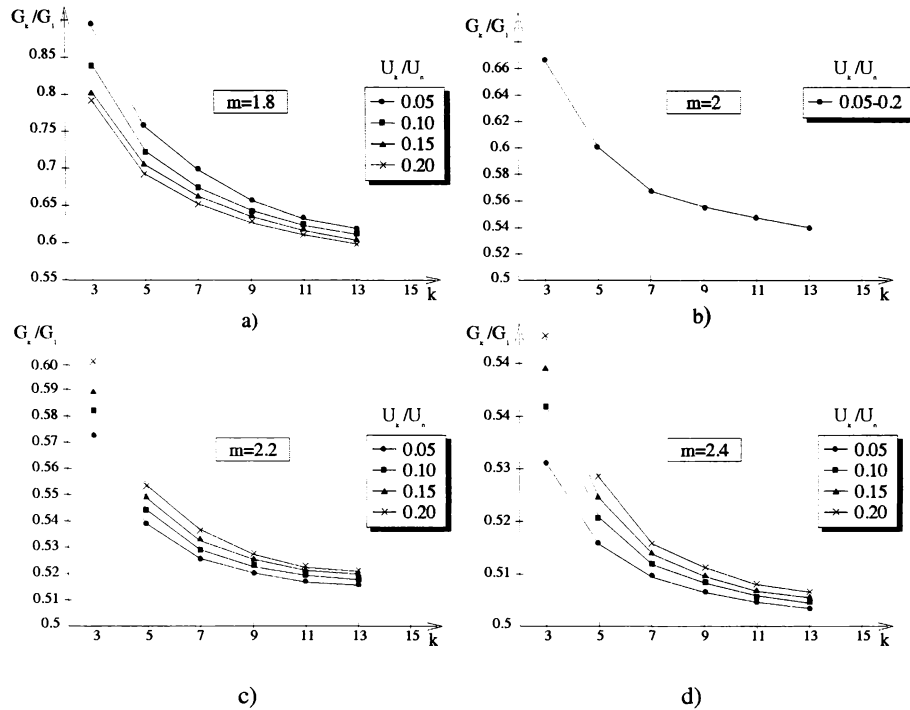


Fig.3.11. Variația lui G_k/G_n cu k și U_k/U_n pentru:
 a) $m=1,8$; b) $m=2$; c) $m=2,2$; d) $m=2,4$

3.3.5 Exemplu de calcul a parametrilor armonici ai unui transformator cu două înfășurări

Se consideră un transformator trifazat cu două înfășurări pentru stații de distribuție, având caracteristicile [40]:

$S_n=40\text{MVA}$, $U_{n1}=110\text{kV}$, $U_{n2}=22\text{kV}$, $\Delta P_{sc}=180\text{kW}$, $\Delta P_{gn}=52\text{kW}$, $u_{scn}=12\%$, $i_{gn}=1\%$, domeniul de reglaj $\pm 9 \times 1,78\%$, conexiunea Y_0/d .

Pentru fundamentală cu relațiile cunoscute din literatură [6] se pot calcula parametrii transformatorului la nivelul de 110kV. Astfel:

$$R_{sc} = R_1 = \Delta P_{sc} \cdot \frac{U_n^2}{S_n^2} = \frac{180}{10^3} \cdot \frac{110^2}{40^2} = 1,36 \Omega$$

$$X_{sc} = X_1 = \frac{u_{scn}}{100} \cdot \frac{U_n^2}{S_n} = \frac{12}{100} \cdot \frac{110^2}{40} = 36,3 \Omega$$

$$G_g = G_1 = \frac{\Delta P_{gn}}{U_n^2} = \frac{52 \cdot 10^{-3}}{110^2} = 4,297 \cdot 10^{-5} \text{ s}$$

$$B_g = B_1 = \frac{i_{gn}}{100} \cdot \frac{S_n}{U_n^2} = \frac{1}{100} \cdot \frac{40}{110^2} = 3,3 \cdot 10^{-5} \text{ s}$$

Considerând $m=2$ și $P_{T1} \approx P_{H1}$, expresiile parametrilor armonici devin:

$$R_k = 1,36\sqrt{k}; \quad X_k = 36,3k; \quad G_k = 2,1485 \cdot 10^{-6} \left(1 + \frac{1}{k}\right)$$

$$B_k = \frac{3,3 \cdot 10^{-5}}{k}$$
(3.47)

Interesant sunt de urmărit și rapoartele:

$$\frac{R_k}{X_k} = \frac{1,36\sqrt{k}}{36,3k} = \frac{0,03746}{\sqrt{k}}$$

$$\frac{G_k}{B_k} = \frac{2,1485 \cdot 10^{-6}}{3,3 \cdot 10^{-5}} (k+1) = 0,0651(k+1)$$
(3.48)

Se poate constata din analiza relațiilor (3.47), (3.48) următoarele:

- cu creșterea rangului armonicii R_k și X_k își măresc valoarea iar G_k și B_k și-o micșorează,
- reactanța X_k și respectiv susceptanța B_k cresc, respectiv scad cel mai rapid cu creșterea lui k ,
- cu creșterea rangului armonicii R_k/X_k scade iar G_k/B_k crește. Pentru $k=9$, $R_k/X_k=1.25\%$ iar pentru $k=15$, $G_k/B_k=1.0416$, adică aproape 1. Deci pentru $k>9$ ponderea rezistenței față de reactanța armonică scade sub 1%, în schimb pentru $k>15$ ponderea conductanței devine mai mare decât a susceptanței armonice.

3.3.6 Schemă echivalentă armonică simplificată a transformatorului cu două înfășurări

În literatura de specialitate, legat de modelarea armonică a transformatorului s-au propus și unele modele simplificate [9], [18], [41] foarte utile în determinarea analitică a impedanței armonice. Astfel în [41] transformatorul este introdus printr-o impedanță de forma:

$$Z_k = R_{sc} (a_0 + a_1 k + a_2 k^b) + jkX_{sc}$$
(3.49)

unde:

a_0, a_1, a_2, b sunt coeficienți a căror valori tipice depind de puterea transformatorului, fiind cuprinși între:

$a_0=0.75 \div 0.9; a_1=0.05 \div 0.13; a_2=0.05 \div 0.13; b=0.9 \div 1.4$, cu condiția ca:

$$a_0 + a_1 + a_2 = 1$$
(3.50)

În [9], [19] se propune considerarea transformatorului printr-o impedanță Z_k , compusă dintr-o rezistență R_S înseriată cu un ansamblu: rezistența R_P și reactanța X_k în paralel (fig.3.12).

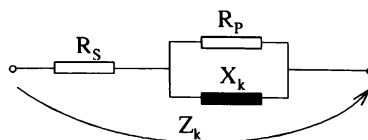


Fig.3.12. Modelarea armonică a transformatorului printr-o impedanță Z_k

De remarcat că rezistențele R_s și R_p sunt constante cu frecvența, valorile lor fiind obținute cu ajutorul relațiilor:

$$R_s = X_{sc} / \operatorname{tg}\psi, R_p = 10 \cdot X_{sc} \operatorname{tg}\psi \quad (3.51)$$

unde:

$$\operatorname{tg}\psi = \exp[0,693 + 0,796 \ln S_n - 0,0421 \cdot (\ln S_n)^2] \quad (3.52)$$

S_n - puterea nominală a transformatorului exprimată în MVA

Grafic variația lui $\operatorname{tg}\Psi$ cu S_n se prezintă în fig.3.13.

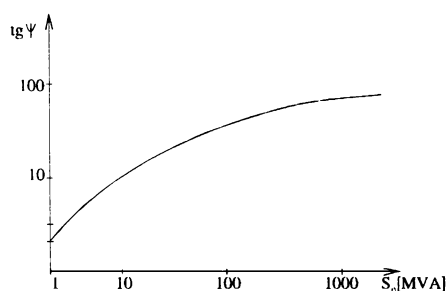


Fig.3.13. Variația lui $\operatorname{tg}\Psi$ cu puterea transformatorului

Pentru transformatorul din aplicația anterioară, se poate scrie:

$$\operatorname{tg}\psi = \exp[0,693 + 0,796 \ln 40 - 0,041(\ln 40)^2] = 21,22 \quad \text{iar}$$

$$R_s = 36,3 / 21,22 = 1,71\Omega$$

$$R_p = 10 \cdot 36,3 \cdot 21,22 = 7702,86\Omega$$

$$X_k = 36,3 \cdot k\Omega$$

Pentru componentele impedanței echivalente a transformatorului Z_k se poate scrie:

$$\operatorname{Re}\{Z_k\} = R_s + \frac{R_p (X_{sc} \cdot k)^2}{R_p^2 + (X_{sc} \cdot k)^2} \quad (3.53)$$

$$\operatorname{Im}\{Z_k\} = \frac{R_p^2 (X_{sc} \cdot k)}{R_p^2 + (X_{sc} \cdot k)^2}$$

Considerând transformatorul din aplicația anterioară se obține:

$$\operatorname{Re}\{Z_k\} = 1,71 + \frac{7702,86}{\left(\frac{212,2}{k}\right)^2 + 1} \quad (3.54)$$

$$\operatorname{Im}\{Z_k\} = \frac{1,6345 \cdot 10^6}{k \left[\frac{5 \cdot 10^4}{k^2} + 1 \right]}$$

Pentru diferite armonici în fig.3.14 se prezintă grafic variația lui $\operatorname{Re}\{Z_k\}$, $\operatorname{Im}\{Z_k\}$ și a raportului $\operatorname{Re}\{Z_k\}/\operatorname{Im}\{Z_k\}$. Din analiza celor prezentate în fig.3.14 se desprind următoarele observații:

- reactanța echivalentă armonică are valori mult mai mari decât rezistența echivalentă armonică și crește mai repede decât rezistența la creșterea rangului armonicii,
- în mărimi raportate, raportarea făcându-se la valorile corespunzătoare fundamentalei, situația este tocmai invers,
- în intervalul $k \in [3, 25]$, raportul $\text{Re}\{Z_k\}/\text{Im}\{Z_k\}$ variază practic liniar cu rangul armonicii:

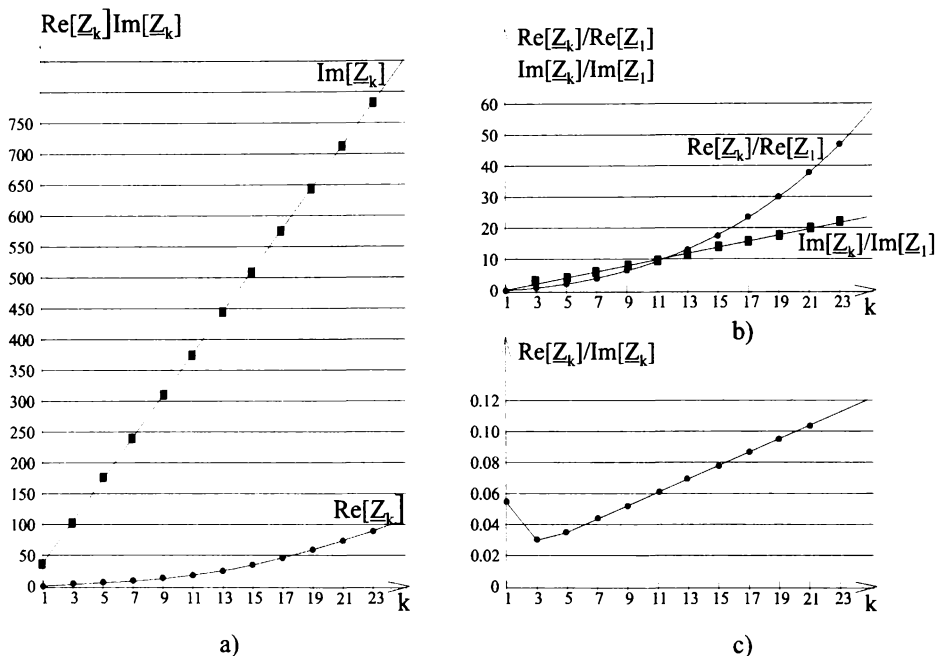


Fig.3.14. Variația parametrilor schemei echivalente a transformatorului de la aplicația 3.3.5 cu rangul armonicii k : a) $\text{Re}\{Z_k\}$, $\text{Im}\{Z_k\}$, b) $\text{Re}\{Z_k\}/\text{Re}\{Z_1\}$, $\text{Im}\{Z_k\}/\text{Im}\{Z_1\}$; c) $\text{Re}\{Z_k\}/\text{Im}\{Z_k\}$.

Schema echivalentă armonică din fig.3.12 permite și determinarea frecvenței de rezonanță armonică la funcționarea în regim de scurtcircuit a transformatorului. Astfel considerându-se în această situație particulară capacitatea de intrare $C_i=9 \cdot 10^{-9}\text{F}$, din condiția de rezonanță armonică se poate scrie relația:

$$\text{Im}\{Z_k\} = \frac{1}{C_i \cdot \omega \cdot k} \tag{3.55}$$

adică:

$$\frac{1,6345 \cdot 10^6}{4,5 \cdot 10^4 + k} = \frac{1}{314 \cdot 9 \cdot 10^{-9} \cdot k}$$

de unde rezultă $k=111$, adică $f_0=5.55\text{kHz}$, valoare în concordanță cu cele prezentate în literatură [18], [42], [43]. Prin urmare este cu totul justificată neconsiderarea în modelul armonic a capacității de intrare a transformatorului, pentru armonici de rang mai mic decât 40, adică frecvență de 2kHz.

Pentru a urmări sensibilitatea frecvenței de rezonanță a transformatorului considerat cu valoarea capacității de intrare, în fig.3.15 se prezintă grafic dependența frecvenței de rezonanță f_0 cu valoarea capacității de intrare C_i .

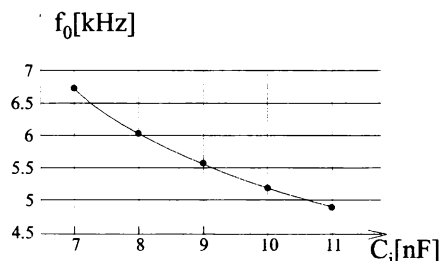


Fig.3.15. Variația frecvenței de rezonanță a transformatorului considerat la aplicația 3.3.5 cu mărirea capacității de intrare.

Se constată că odată cu creșterea capacității de intrare, frecvența de rezonanță scade, rămânând însă departe de domeniul de interes ($f \leq 2\text{kHz}$).

3.3.7. Transformatorul trifazat cu trei înfășurări

Transformatoarele trifazate cu trei înfășurări sunt de regulă de trei tipuri în funcție de puterea nominală a fiecărei înfășurări raportată la puterea nominală cea mai mare (de regulă, înfășurarea de înaltă tensiune, considerată ca înfășurare de 100%):

- tipul I, transformatoare cu cele trei înfășurări de aceeași putere nominală,
- tipul III, transformatoare cu înfășurarea de joasă tensiune având puterea nominală egală cu 66,7% din puterea nominală a înfășurării de înaltă tensiune iar înfășurarea de medie tensiune are aceeași putere nominală cu înfășurarea de înaltă tensiune,
- tipul III, transformatoare cu înfășurările de joasă și medie tensiune având puteri nominale egale cu 66.7% din puterea nominală a înfășurării de înaltă tensiune.

În cazul transformatoarelor de tipul I și II, pierderile active prin efect Joule sunt indicate în ipoteza că înfășurările de putere nominală mai mare sunt încărcate la sarcina lor nominală iar cea de-a treia înfășurare funcționează în gol. Pentru transformatoarele de tipul III, pierderile Joule sunt indicate în ipoteza că primele două înfășurări sunt încărcate la puterea nominală iar cea de a treia la jumătate din puterea nominală.

Pe baza acestor valori sunt calculate rezistențele electrice ale celor trei înfășurări la parcurgerea acestora de către curenții de frecvență fundamentală. Rezistențele înfășurărilor pot fi considerate constante cu frecvența sau variabile după aceleași legi ca și la transformatoarele cu două înfășurări.

Reactanțele de dispersie ale înfășurărilor se determină în ipoteza că tensiunea de scurtcircuit este determinată numai de căderea de tensiune inductivă [1], [6], [44]. Eroarea de calcul este cu atât mai mică cu cât puterea nominală a transformatorului este mai mare.

Transformatoarele electrice din sistemul energetic, de cele mai multe ori asigură transferul de energie dinspre rețeaua de transport spre aceea de destinație, adică de la înfășurarea de înaltă tensiune spre celelalte două înfășurări. Ca urmare transformatoarele cu trei înfășurări sunt caracterizate de rapoartele de transformare K_{12} și K_{13} . Se pot defini următoarele rapoarte complexe de transformare cospunzătoare armonicilor de rang k:

$$\begin{aligned} \underline{K}_{ik}^{12} &= K_{12} \exp(jk\psi_{12}), & \underline{K}_{uk}^{12} &= \frac{1}{K_{12}} \exp(jk\psi_{12}) \\ \underline{K}_{ik}^{13} &= K_{13} \exp(jk\psi_{13}), & \underline{K}_{uk}^{13} &= \frac{1}{K_{13}} \exp(jk\psi_{13}) \end{aligned} \tag{3.56}$$

Pentru simplificarea notației se va renunța la indicele k știind faptul că rapoartele de transformare se referă la armonica k.

De remarcat că întrucât condițiile privind coordonarea izolației transformatoarelor cu trei înfășurări conduc la dispunerea înfășurării de joasă tensiune în imediata apropiere a miezului magnetic iar a înfășurării de înaltă tensiune la exterior, înfășurarea de medie tensiune, plasată între cele două înfășurări prezintă o reactanță de scăpări pe fundamentală practic nulă, deci și pe armonicile superioare.

În fig.3.16 se prezintă schema echivalentă a transformatorului trifazat cu trei înfășurări, conexiune stea.

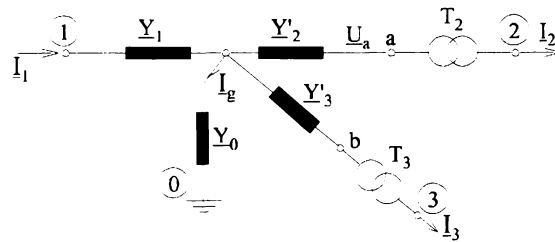


Fig.3.16. Schema echivalentă a transformatorului trifazat cu trei înfășurări, conexiune stea

În fig.3.16 s-au făcut următoarele notații:

Y_1 este admitanța înfășurării primare pentru armonica k,

Y_2' - admitanța înfășurării secundare pentru armonica k redusă la nivelul de tensiune al înfășurării primare,

Y_3' - admitanța înfășurării terțiare pentru armonica k redusă la nivelul de tensiune al înfășurării primare,

Y_0 - admitanța de magnetizare a transformatorului pentru armonica k.

T_2, T_3 - transformatoare ideale 1/2 și 1/3 corespunzătoare rapoartelor complexe de transformare, definite de relațiile (3.56).

Schema echivalentă din fig.3.16 poate fi transformată într-o schemă echivalentă în triunghi, fig.3.17 plecând de la relațiile dintre tensiunile și curenții corespunzătorii schemei echivalente din fig.3.16.

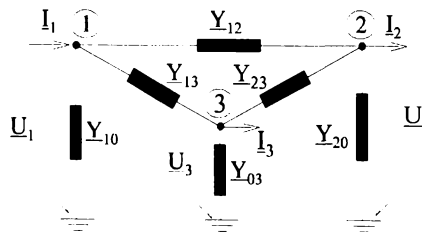


Fig.3.17. Schema echivalentă a transformatorului trifazat cu trei înfășurări, conexiune triunghi

Astfel:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \\ -I_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{Y_0 + Y_1 + Y_2 + Y_3} \cdot \begin{bmatrix} Y_1 \cdot (Y_0 + Y_2 + Y_3) & -Y_1 \cdot Y_2 & -Y_1 \cdot Y_3 \\ -Y_2 \cdot Y_1 & Y_2 \cdot (Y_0 + Y_1 + Y_3) & -Y_2 \cdot Y_3 \\ -Y_3 \cdot Y_1 & -Y_3 \cdot Y_2 & Y_3 \cdot (Y_0 + Y_1 + Y_2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_a \\ U_b \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

Dacă se au în vedere relațiile dintre mărimile corespunzătoare punctelor a și b și respectiv 2 și 3, precum și relațiile dintre rapoartele de transformare, relația (3.57) devine:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \\ -I_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{Y_0 + Y_1 + Y_2 + Y_3} \cdot \begin{bmatrix} Y_1(Y_0 + Y_2 + Y_3) & -Y_1 \cdot Y_2 \cdot K_{12}^* & -Y_1 \cdot Y_3 \cdot K_{13}^* \\ -Y_2 \cdot Y_1 \cdot K_{12} & Y_2 \cdot (Y_0 + Y_1 + Y_3) \cdot (K_{12})^2 & -Y_2 \cdot Y_3 \cdot K_{13}^* \cdot K_{12} \\ -Y_3 \cdot Y_1 \cdot K_{13} & -Y_3 \cdot Y_2 \cdot K_{12}^* \cdot K_{13} & Y_3 \cdot (Y_0 + Y_1 + Y_2) \cdot (K_{13})^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

Relația (3.58) permite determinarea curenților electrici injectați în cele trei noduri ale schemei.

Pentru stabilirea schemei echivalente în triunghi, relația (3.58) poate fi scrisă sub forma:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \cdot \left(\frac{1}{K_{12}} \right) \\ -I_3 \cdot \left(\frac{1}{K_{13}} \right) \end{bmatrix} = \frac{1}{Y_0 + Y_1 + Y_2 + Y_3} \cdot \begin{bmatrix} Y_1(Y_0 + Y_2 + Y_3) & -Y_1 \cdot Y_2 & -Y_1 \cdot Y_3 \\ -Y_2 \cdot Y_1 & Y_2 \cdot (Y_0 + Y_1 + Y_3) & -Y_2 \cdot Y_3 \\ -Y_3 \cdot Y_1 & -Y_3 \cdot Y_2 & Y_3 \cdot (Y_0 + Y_1 + Y_2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \cdot K_{12}^* \\ U_3 \cdot K_{13}^* \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

Schema echivalentă din fig.3.17 corespunde relației matriciale (3.59) unde s-au făcut notațiile:

$$\begin{aligned} Y_{12} &= Y_1 \cdot Y_2 / \Sigma Y & Y_{13} &= Y_1 \cdot Y_3 / \Sigma Y & Y_{23} &= Y_2 \cdot Y_3 / \Sigma Y \\ Y_{10} &= Y_0 \cdot Y_1 / \Sigma Y & Y_{20} &= Y_0 \cdot Y_2 / \Sigma Y & Y_{30} &= Y_0 \cdot Y_3 / \Sigma Y \\ \Sigma Y &= Y_0 + Y_1 + Y_2 + Y_3 \end{aligned} \quad (3.60)$$

Parametrii înfășurărilor transformatorului din schema echivalentă din fig.3.16 se calculează din parametri determinați pe fundamentală cu relația:

$$Y_{km} = \frac{1}{R_{1m} \cdot \sqrt{k} + X_{1m} \cdot k} \quad (m = 1,2,3) \quad (3.61)$$

iar admitanța armonică de magnetizare:

$$Y_{k0} = G_{k0} - jB_{k0} \quad (3.62)$$

cu ajutorul relațiilor (3.43)÷(3.46).

3.4. Linia electrică aeriană

Linia electrică aeriană considerată în prezenta lucrare se consideră o construcție simetrică, element liniar din punct de vedere electric, fără a prezenta efectul corona. Afectată de efectul corona linia poate fi considerată ca o sursă de tensiuni armonice.

La stabilirea schemelor echivalente și a parametrilor acestora pentru armonici de rang $k > 1$ trebuie avut în vedere faptul că fenomenele de propagare apar mai repede decât pe fundamentală, esențial în aprecierea acestui proces fiind raportul dintre lungimea geometrică a liniei și lungimea de undă corespunzătoare frecvenței armonice, adică:

$$\frac{l}{\lambda} = \frac{L \cdot f}{v} = \frac{L \cdot k \cdot f_1}{v} \tag{3.63}$$

f_1 fiind frecvența corespunzătoare fundamentalei,
 v - viteza undei electromagnetice.

Ca urmare chiar pentru lungime mică dar frecvență ridicată o linie electrică poate fi considerată "lungă". În acest sens în fig.3.18 se prezintă variația "lungimii linii scurte" (L_s) a unei linii electrice aeriene (LEA) cu frecvența tensiunii de lucru f (rangul armonicii k).

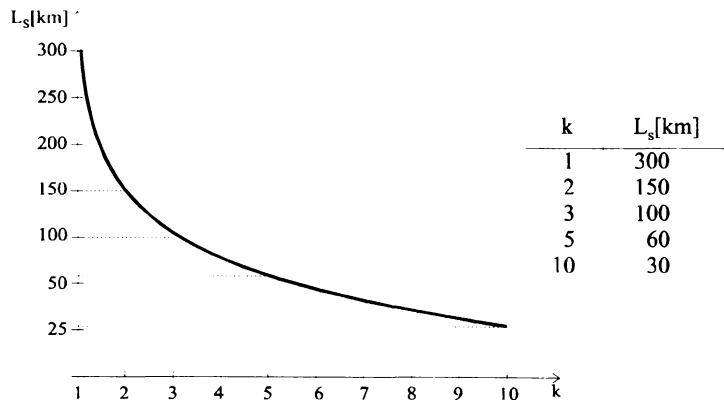


Fig.3.18. Variația lungimii "liniei scurte" cu ordinul armonicii

Pentru armonica de rang 40, adică frecvența de 2kHz, lungimea liniei scurte este de 7.5km, adică foarte mică. Deci fenomene de propagare vor apare la această frecvență chiar și pe LEA de medie tensiune.

Pe baza ecuațiilor liniilor electrice lungi se întocmesc scheme echivalente cu cvadripoli în π , T, Γ [1], [6], [12] cea mai răspândită fiind schema în π . (fig.3.19).. Mărimile Z_k și Y_k din schema echivalentă din fig.3.19 pot fi determinate pe baza relațiilor [16].

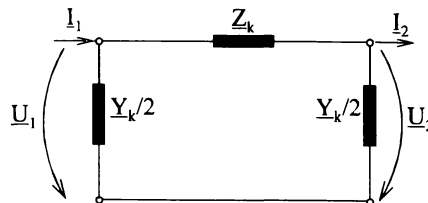


Fig.3.19. Schema echivalentă în π a unei linii electrice pentru armonica k ($\neq 3p$)

$$\underline{Z}_k = \underline{Z}_c \operatorname{sh} \sqrt{\underline{Z} \cdot \underline{Y}} \quad ; \quad \underline{Y}_k = \frac{1}{\underline{Z}_c} \cdot \frac{2(\operatorname{ch} \sqrt{\underline{Z} \cdot \underline{Y}} - 1)}{\operatorname{sh} \sqrt{\underline{Z} \cdot \underline{Y}}} \quad (3.64)$$

sau

$$\underline{Z}_k = \underline{k}_z \cdot \underline{Z} \quad \text{si} \quad \underline{Y}_k = \underline{k}_y \cdot \underline{Y} \quad (3.65)$$

$$\underline{k}_z = \frac{\operatorname{sh} \sqrt{\underline{Z} \cdot \underline{Y}}}{\sqrt{\underline{Z} \cdot \underline{Y}}} \quad ; \quad \underline{k}_y = \frac{2(\operatorname{ch} \sqrt{\underline{Z} \cdot \underline{Y}} - 1)}{\sqrt{\underline{Z} \cdot \underline{Y}} \operatorname{sh} \sqrt{\underline{Z} \cdot \underline{Y}}} \quad ; \quad \underline{Z}_c = \sqrt{\frac{\underline{Z}}{\underline{Y}}}$$

unde:

$\underline{Z}, \underline{Y}$ sunt parametri nominali armonici ai liniei, ei corespund schemei echivalente nominale dar la armonica de rang k (pentru a nu încălca notația s-a renunțat la un indice suplimentar), corect ar trebui notați cu \underline{Z}_k și \underline{Y}_k ;

\underline{Z}_c - impedanța caracteristică a LEA, corespunzător armonicii de rang k;

$\underline{k}_z, \underline{k}_y$ - coeficienții lui Kennelly pentru impedanță și admitanță la armonica k. Expresiile acestor coeficienți depind de schema echivalentă adoptată iar valoarea lor de lungime și frecvență

3.4.1 Determinarea impedanței lineice

Impedanța longitudinală a LEA are două componente, una activă corespunzătoare rezistenței căii de curent și alta reactivă, corespunzătoare reactanței de dispersie a acesteia. Pentru determinarea acestor componente se face apel la regimul de scurtcircuit incomplet, doar faza R alimentată, fazele S și T fiind nealimentate (fig.3.20).

Pentru rezistența proprie a fazei R se poate scrie:

$$R_{RR} = R = \operatorname{Re} \left\{ \left. \frac{\underline{U}_R}{\underline{I}_R} \right|_{I_S=I_T=0} \right\} = R_c + R_p \quad (3.66)$$

unde

R_c este rezistența conductorului,

R_p - rezistența căii de întoarcere a curentului prin pământ.

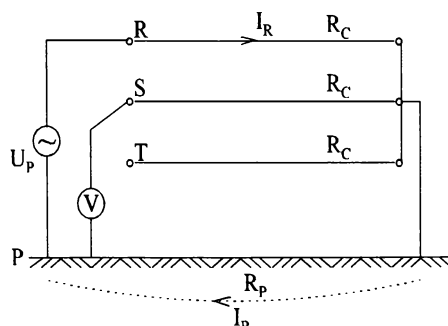


Fig.3.20. Determinarea rezistențelor longitudinale de fază la o LEA cu simplu circuit și fără conductor de protecție

Pentru rezistența mutuală $R_{SR}=R'$ se poate scrie:

$$R_{SR} = R' = \operatorname{Re} \left\{ \frac{U_S}{I_R} \Big|_{I_S=I_T=0} \right\} = R_p \quad (3.67)$$

Deci rezistența de secvență directă are expresia:

$$R_d = R - R' = R_c \quad (3.68)$$

Prin urmare rezistența de secvență directă a liniei este tocmai rezistența conductorului.

Pentru determinarea reactanțelor de fază se folosesc aceleași determinări ca și cele rezultate din fig.3.20, doar că interesează partea imaginară a impedanțelor echivalente. Astfel:

$$X_{RR} = X = \operatorname{Im} \left\{ \frac{U_R}{I_R} \Big|_{I_S=I_T=0} \right\} = \text{Reactanța buclei formată din conductorul fazei R plus}$$

$$\text{reactanța căii de întoarcere prin pământ } X_c + X_p \quad (3.69)$$

unde

X_c este reactanța conductorului,

X_p - reactanța căii de întoarcere a curentului prin pământ.

Pentru reactanța mutuală dintre cele două faze $X_{SR}=X'$ se poate scrie:

$$X_{SR} = X' = \operatorname{Im} \left\{ \frac{U_S}{I_R} \Big|_{I_S=I_T=0} \right\} = \text{Reactanța dintre conductorul fazei S și bucla fază R-P}$$

$$\text{plus reactanța căii de întoarcere prin pământ, } = X_{S,R-P} + X_p \quad (3.70)$$

Ca urmare reactanța de secvență directă are expresia:

$$X_{SR} = X - X' = X_c - X_{S,R-P} \quad (3.71)$$

unde:

X_c este reactanța conductorului aparținând buclei conductor - cale de întoarcere prin pământ,

$X_{S,R-P}$ reactanța mutuală dintre conductorul fazei S și bucla formată de conductorul fazei R și pământ.

3.4.2 Determinarea impedanței transversale (admitanței) de secvență directă din schema echivalentă nominală.

Pentru stabilirea expresiei admitanțelor de fază a liniei se consideră regimul de mers în gol al fazei R, aceasta fiind alimentată cu tensiunea U_R , fazele S și T nefiind alimentate (fig.3.21). În figură s-au figurat capacitățile naturale ale liniei care la acest regim se fac simțite.

Cu C_h s-a notat capacitatea față de pământ și cu c capacitatea dintre faze.

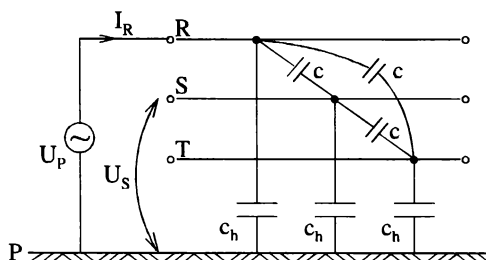


Fig.3.21 Determinarea impedanțelor transversale (admitanțe) la LEA cu simplu circuit și fără conductor de protecție

Pentru impedanța proprie a fazei R neglijând conductanța se poate scrie:

$$\underline{Z}_{RR} = \frac{1}{\underline{Y}_{RR}} \approx \frac{1}{j\omega C} = \frac{U_R}{I_R} \Big|_{I_S=I_T=0} = -j \frac{1}{\omega} \cdot \frac{c + C_h}{C_h(C_h + 3c)} \quad (3.72)$$

și ea corespunde inversului capacității echivalente văzute între bornele R și P.

Pentru impedanța mutuală \underline{Z}_{SR} , se poate scrie:

$$\underline{Z}_{SR} = \underline{Z}' = \frac{1}{\underline{Y}_{SR}} \approx \frac{1}{-j\omega C'} = \frac{U_S}{I_R} \Big|_{I_S=I_T=0} = -j \frac{1}{\omega} \cdot \frac{c}{3c + C_h} \cdot \frac{1}{C_h} \cdot I_R = -j \frac{1}{\omega} \cdot \frac{c}{C_h(C_h + 3c)} \quad (3.73)$$

Ca urmare impedanța transversală de secvență directă a liniei are expresia:

$$\underline{Z}_d = \underline{Z} - \underline{Z}' \approx -j \frac{1}{\omega} \cdot \left[\frac{c + C_h}{C_h(C_h + 3c)} - \frac{c}{C_h(C_h + 3c)} \right] = -j \frac{1}{\omega} \cdot \frac{1}{C_h + 3c} \quad (3.74)$$

și dacă se are în vedere că $\underline{Z}_d \approx -j/\omega C_d$ rezultă că:

$$C_d = C_h + 3c \quad (3.75)$$

relație cunoscută, [6], [8], [39], dar stabilită pe altă cale.

Deci iată cum plecând de la regimul particular de mers în gol, dar pe o singură fază a liniei se ajunge la aceleași relații ca și atunci când se are în vedere regimul simetric de funcționare al liniei.

Deoarece între conductoarele LEA, precum și între acestea și pământ apar capacități naturale, acestor condensatoare naturale li se pot atașa pierderi dielectrice iar în schemele echivalente ale condensatoarelor se pot introduce conductanțe, adică elemente transversale active.

3.4.3 Rezistența conductorului liniei.

Rezistența armonică a conductorului liniei se determină din rezistența pe fundamentală și/sau rezistența în curent continuu a acestuia. În general rezistența în curent alternativ este definită de pierderile active longitudinale pe linie și acestea corespund efectului pelicular, de proximitate, de răsucire și fenomenelor magnetice ce apar în inima de oțel a conductoarelor funie de aluminiu-oțel. Aceste pierderi și implicit rezistența conductorului variază cu rangul armonicii.

Efectul de proximitate la LEA cu conductoare multifilare mono- sau bimetalice poate fi neglijat pentru armonici de rang $k < 30$ [45].

Conductoarele de aluminiu-oțel prezintă straturile de conductoare răsucite, motiv pentru care câmpul magnetic prezintă o componentă radială și una longitudinală. Dacă numărul

straturilor este par, componenta longitudinală a câmpului este redusă; dacă însă numărul de straturi este impar, atunci în miezul de fier apare o componentă axială sesizabilă care va determina pierderi suplimentare.

Sesizarea efectelor magnetice a fost efectuată încă de Lewis și Matsch, [46], ulterior aprofundată de Morgan [47], [48], [49] iar influența regimului nesinusoidal asupra acestor fenomene a fost analizată în [39], [50], [51]. Concluzia care se desprinde este aceea că pentru situațiile practice și armonici de rang mai mic decât 40 fenomenele magnetice armonice pot fi neglijate.

Efectul de răsucire corespunde abaterii efectului pelicular datorită faptului că, conductoarele nu sunt fire paralele nerăsucite. Acest efect poate să mărească sau să micșoreze coeficientul de variație al rezistenței produs în mod normal de efectul pelicular, în funcție de secțiunea transversală a conductorului, de numărul de fire, de metoda de răsucire și de frecvență [39].

În [39] se menționează că în urma unor determinări experimentale efectuate a rezultat că pentru conductoare multifilare, compuse din mai mult de 7 fire răsucite concentric, efectul de răsucire poate fi neglijat pentru frecvențe mai mici de 5kHz.

Efectul pelicular conduce la creșterea rezistenței conductorului odată cu creșterea rangului armonicii și depinde de materialul conductorului (magnetic sau nemagnetic) precum și de modul de realizare al acestuia (masiv, multifilar, mono sau bimetalic).

În cazul conductoarelor nemagnetice (Al sau Cu) monometalice, multifilare, rezistența corespunzătoare armonicii de rang k se poate determina cu relația [39]:

$$R_k = K_p \cdot R_0 \quad [\Omega / \text{km}] \quad (3.76)$$

unde:

R_0 este rezistența electrică în curent continuu a conductorului la 20°C,

K_p - coeficient de amplificare, a cărui valoare depinde de rangul k al armonicii; se determină din tabele în funcție de mărimea α_k , calculat cu relația [39]:

$$\alpha_k = 0,0513 \sqrt{\frac{f}{R_0} \cdot \mu_r \cdot k} \quad (3.77)$$

unde:

μ_r este permeabilitatea relativă a materialului conductor presupusă constantă pentru frecvențe mai mici de 2kHz [39], [49],

f - frecvența corespunzătoare fundamentalei (poate fi notată și cu f_1).

În tabelul 3.1 sunt indicate valorile lui K_p pentru valori a lui α_k variind de la 0÷6 [39]. Pentru valori mai mari decât 6 se recomandă calculul lui K_p cu relația [1], [39]:

$$K_p = \frac{\alpha_k}{2\sqrt{2}} + \frac{1}{4} \quad (3.78)$$

În cazul conductoarelor aluminiu-oțel, rezistența conductoarelor poate fi calculată cu relația [1], [52]:

$$R_k = \left[1 + 1,5 \cdot 10^{-7} \cdot (\delta \cdot f \cdot k / d \cdot R_0)^2 \right] \cdot R_0 \quad (3.79)$$

unde δ este grosimea straturilor firelor de aluminiu iar d diametrul exterior al conductorului.

Tabelul 3.1. Valorile coeficientului de amplificare K_p în funcție de mărimea α_k [1]

α_k	K_p	α_k	K_p	α_k	K_p	α_k	K_p
0.0	1.0	1.5	1.02582	3.0	1.31809	4.5	1.85890
0.1	1.0	1.6	1.03323	3.1	1.35010	4.6	1.89496
0.2	1.00001	1.7	1.04205	3.2	1.38504	4.7	1.93102
0.3	1.00004	1.8	1.05240	3.3	1.41999	4.8	1.96708
0.4	1.00013	1.9	1.06440	3.4	1.45570	4.9	2.00314
0.5	1.00032	2.0	1.07816	3.5	1.49202	5.0	2.03920
0.6	1.00067	2.1	1.09375	3.6	1.52879	5.1	2.07526
0.7	1.00124	2.2	1.11126	3.7	1.56587	5.2	2.11132
0.8	1.00212	2.3	1.13069	3.8	1.60314	5.3	2.14738
0.9	1.00340	2.4	1.15207	3.9	1.64051	5.4	2.18344
1.0	1.00519	2.5	1.17538	4.0	1.67860	5.5	2.21950
1.1	1.00758	2.6	1.20065	4.1	1.71466	5.6	2.25556
1.2	1.01071	2.7	1.22753	4.2	1.75507	5.7	2.29162
1.3	1.01470	2.8	1.25620	4.3	1.78678	5.8	2.32768
1.4	1.01969	2.9	1.28644	4.4	1.82284	5.9	2.36374

Revenind la relația (3.87) se poate constata că asigurarea unei anumite valori pentru parametrul α_k depinde în aceeași măsură de scăderea rezistenței în curent continuu sau creșterea rangului armonicii. În fig.3.22 se prezintă dependența lui R_0 de frecvența curentului $f:k$ pentru câteva valori ale lui α_k .

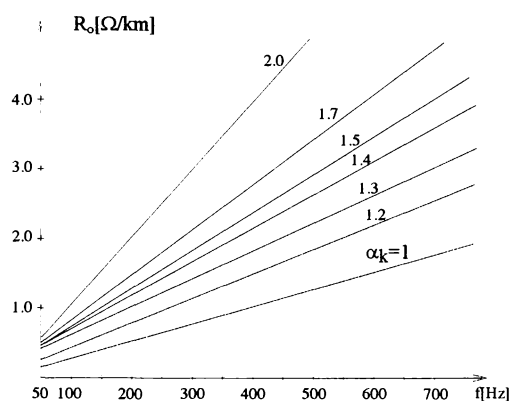


Fig.3.22. Dependența rezistenței în curent continuu R_0 [Ω/km] de frecvență pentru α_k constant

O metodologie asemănătoare pentru determinarea lui K_p se prezintă și în [9] cu observația că pentru orice valoare a mărimii α_k coeficientul K_p se aproximează cu o funcție de α_k . Astfel:

$$\alpha_k = 0,3545\sqrt{k/R_0} \tag{3.80}$$

și pentru $\alpha_k \leq 2.4$

$$K_p = 0,035\alpha_k^2 + 0,938 \quad (3.81)$$

iar pentru $\alpha_k > 2.4$

$$K_p = 0,35\alpha_k + 0,3 \quad (3.82)$$

Cele prezentate în [9] sau [1] și [52] au de fapt la bază curbele lui Rosa și Grover pentru calculul lui R_{ca}/R_{cc} menționate în [39] și [36].

3.4.4 Reactanțele liniilor electrice aeriene

Dacă se au în vedere relațiile (2.124)-(2.126) pentru scrierea reactanței de secvență directă a LEA trebuie cunoscute expresiile reactanțelor proprii ale buclelor conductor - cale de întoarcere prin pământ și a celei mutuale dintre buclele conductoarelor aparținând a două faze alăturate. Acestea sunt date de relațiile lui Carson [1], care pentru domeniul de frecvență $f \leq 2\text{kHz}$ pot fi exprimate astfel:

$$X_{ii} = \frac{\mu_0 \cdot \omega \cdot k}{2\pi} \left[\ln \frac{1,85}{r_{ci} \cdot \alpha} + \frac{2\sqrt{2}}{3} \cdot h_i \cdot \alpha \right] \quad [\Omega/m] \quad (3.83)$$

și

$$X_{ij} = \frac{\mu_0 \cdot \omega \cdot k}{2\pi} \left[\ln \frac{1,85}{D_{ij} \cdot \alpha} + \frac{2\sqrt{2}}{3} \cdot (h_i + h_j) \cdot \alpha \right] \quad [\Omega/m] \quad (3.84)$$

Pentru reactanța de secvență directă se poate scrie deci:

$$X_d = \frac{\mu_0 \cdot \omega \cdot k}{2\pi} \left[\ln \frac{D_{ij}}{r_{ci}} + \frac{2\sqrt{2}}{3} \cdot h_j \cdot \alpha \right] \quad [\Omega/m] \quad (3.85)$$

În relațiile de mai sus, mărimile care intervin au semnificația următoare:

r_{ci} - este raza medie geometrică echivalentă (RMG) a conductorului; pentru conductoare aluminiu-oțel se poate calcula cu suficientă precizie cu relația aproximativă $r_{ci} = (0,76-0,82)r_i$, r_i fiind raza geometrică exterioară a conductorului,

D_{ij} - distanța dintre conductoarele de ordinul i și j ; în cazul liniilor trifazate transpuse cu simplu circuit se poate considera distanța medie geometrică $D_m = \sqrt[3]{D_{12} \cdot D_{23} \cdot D_{31}}$

h_j - înălțimea medie a conductorului j ; în cazul liniilor transpuse se poate considera înălțimea medie geometrică

$$h_m = \sqrt[3]{h_1 \cdot h_2 \cdot h_3}$$

$$\frac{1}{\alpha} = 1/\sqrt{\omega \cdot k \cdot \sigma \cdot \mu} \quad \text{- adâncimea de pătrundere a curentului de frecvență } k \cdot f \text{ în pământ,}$$

σ - conductivitatea electrică a pământului,

μ - permeabilitatea magnetică a pământului.

Dacă termenul $\frac{2\sqrt{2}}{3} h_j \cdot \alpha$ din relația (3.85) se scrie ca fiind $-\ln \left[\exp \left(-\frac{2\sqrt{2}}{3} h_j \cdot \alpha \right) \right]$,

relația (3.85) devine:

$$X_d = \frac{\mu_0 \cdot \omega \cdot k}{2\pi} \ln \frac{D_{ij}}{\rho_i} \quad (3.86)$$

unde ρ_i este raza geometrică echivalentă a conductorului cu luarea în considerare a adâncimii de pătrundere a curentului electric în pământ și are expresia:

$$\rho_i = r_{ci} \exp\left(-\frac{2\sqrt{2}}{3} h_j \cdot \alpha\right).$$

O tratare mai simplificată a problemei poate lua în considerare numai variația inductivității proprii a conductorului cu frecvența, datorită efectului pelicular și a efectului de apropiere. Astfel inductivitatea internă considerând efectul pelicular se calculează introducând un coeficient de diminuare k_L , care în practică poate fi calculat cu ajutorul curbelor lui Rosa și Grover [36], [39] în funcție de mărimea $m_r = r\sqrt{\omega \cdot \mu / \rho}$, ρ fiind rezistivitatea materialului conductorului iar $\omega = \omega_1 \cdot k$ (fig.3.23). Se poate constata din analiza celor prezentate în fig.3.23 că odată cu creșterea frecvenței valoarea lui k_L scade, deci și a inductivității interne a conductorului. Pe ansamblu inductivitatea conductorului însă se reduce mult mai puțin, dat fiind influența redusă a inductivității interne a conductorului în inductivitatea totală a conductorului.

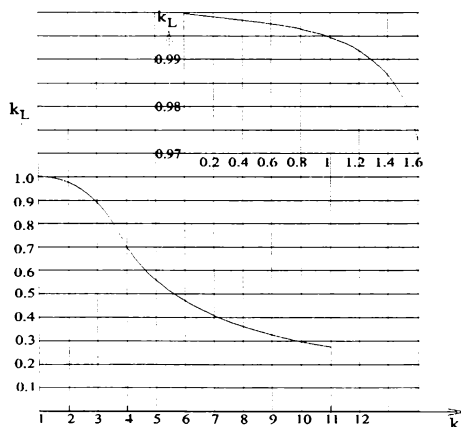


Fig3.23 Curbele lui Rosa și Grover pentru determinarea lui K_L

3.4.5 Capacitățile liniilor electrice aeriene

Expresiile capacităților electrice ale unei LEA se stabilesc având în vedere următoarele ipoteze simplificatorii [1], [6], [8], [52]:

- raza conductoarelor fazei este mică în raport cu distanțele dintre faze, precum și în raport cu distanțele fază-pământ,
- suprafața pământului se consideră o suprafață infinită, orizontală, de potențial nul,
- nu se ia în considerare câmpul electric atmosferic al pământului,
- permitivitatea mediului izolant se consideră constantă.

Matricea pătratică a capacităților electrice de fază $[C]$ se obține în cazul general prin inversarea matricei coeficienților de potențial $[p]$, [1], adică:

$$[C]_f = 2\pi\epsilon_0 [p]^{-1} \tag{3.87}$$

Elementele matricei $[p]$ se determină cu relațiile cunoscute:

$$P_{ii} = \ln \frac{2h_i}{r_i}, \quad P_{ij} = \ln \frac{D'_{ij}}{D_{ij}} \quad (3.88)$$

unde

D'_{ij} este distanța dintre conductorul i și imaginea față de pământ a conductorului j .

Dacă linia este transpusă în loc de D_{ij} intervine $D_m = \sqrt[3]{D_{12} \cdot D_{23} \cdot D_{31}}$, în loc de D'_{ij} , $D'_m = \sqrt[3]{D'_{12} \cdot D'_{23} \cdot D'_{31}}$ iar în loc de h_i , $h_m = \sqrt[3]{h_1 \cdot h_2 \cdot h_3}$.

În [52] se arată că relația lui C_d , (3.75) poate fi pusă sub forma:

$$C_d = C_h + 3c = \frac{2\pi\epsilon_0}{P_{ii} - P_{ij}} \quad (3.89)$$

adică

$$C_d = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \frac{2h_m}{r_i} - \ln \frac{D'_m}{D_m}} = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \frac{2h_m}{r_i} \cdot \frac{D_m}{D'_m}} \quad [\text{F/m}] \quad (3.90)$$

Dacă se are în vedere că $2h_m \approx D'_m$ relația (3.90) devine

$$C_d = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \frac{D_m}{r_i}} \cdot 10^3 \quad [\text{F/km}] \quad (3.91)$$

relație ce poate fi utilizată cu suficientă precizie la determinarea susceptanței armonice [19]

$$B_k = k\omega_1 \cdot C_d \quad (3.92)$$

3.4.6 Conductanțele liniilor electrice aeriene

Dacă se consideră că pierderile active transversale ale liniei sunt determinate numai de curenții de conducție prin dielectric, conductanța LEA poate fi exprimată prin relația:

$$G_k = 2\pi f \cdot k \cdot \text{tg}\delta \cdot C_k = B_k \cdot \text{tg}\delta \quad (3.93)$$

sau

$$G_k = \frac{\sigma}{\epsilon} C_k \quad (3.94)$$

unde

$\text{tg}\delta$ este tangenta unghiului de pierderi în dielectric; valoarea sa depinde de condițiile atmosferice și variază în limitele $2 \cdot 10^{-6} \dots 120 \cdot 10^{-6}$ [2.1]. În cele mai defavorabile condiții atmosferice curentul activ transversal este practic egal cu curentul de deplasare,

σ - conductivitatea aerului,

ϵ - permitivitatea absolută a aerului.

3.4.7 Exemplu de calcul a parametrilor armonici de secvență directă (inversă) unei linii electrice aeriene

Se consideră o LEA de 110kV și lungime $L=40\text{km}$ cu simplu circuit construită pe stâlpi de susținere tip S_n 110102 (fig.3.24) și conductoare active aluminiu-oțel de secțiune $185/32 \text{ mm}^2$. Se mai cunosc săgeata maximă a conductorului activ $f_{\text{max}}=9.2\text{m}$, lungimea lanțului de izolatoare $\lambda_{iz}=1.8\text{m}$, rezistivitatea solului $\rho=500\Omega\text{m}$ și tangenta unghiului de pierderi a aerului

atmosferic $\text{tg}\delta=20 \cdot 10^{-6}$.

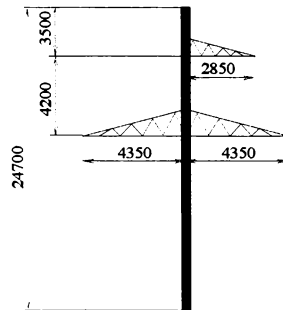


Fig.3.45 Stâlp de susținere normal SN 110102, reprezentare schematică

Pentru calculul rezistenței conductorului se consideră rezistența unitară a acestuia în curent continuu $R_0=0.155\Omega/\text{km}$, se calculează pentru armonicile de forma $k=3p\pm 1$ mărimea α_k cu relația (3.77) sau (3.80) și în funcție de valoarea lui α_k se calculează cu ajutorul relațiilor (3.81), (3.82) coeficientul de creștere a rezistenței în curent alternativ de frecvență $k \cdot 50\text{Hz}$. Pentru câteva valori ale lui k , considerate semnificative în tabelul 3.2 rubricile 1,2,3 cuprind valorile mărimilor α_k , K_p și R_k [Ω/km]. Din analiza celor prezentate în tabel se constată că creșterea rezistenței cu ordinul armonicii este relativ redusă, la $k=30$ valoarea rezistenței dublându-se față de fundamentală.

Calculul reactanței de secvență directă s-a efectuat cu ajutorul relației (3.84), unde s-au înlocuit:

$$D_{ij} \text{ cu } D_m, \quad D_m = \sqrt[3]{D_{12} \cdot D_{23} \cdot D_{31}} = \sqrt[3]{4459,8 \cdot 5590,5 \cdot 8335,4} = 5590,5\text{mm}$$

r_{ci} cu raza medie geometrică a conductorului r_m ,

$$r_m \approx 0,9 \cdot \frac{19,2}{2} = 8,64\text{mm}, \quad 19,2\text{mm} \text{ fiind diametrul exterior al conductorului,}$$

h_j cu înălțimea medie h_m ,

$$h_m = \sqrt[3]{h_1 \cdot h_2 \cdot h_3} = \sqrt[3]{12930 \cdot 8730^2} = 9950\text{mm}$$

$$h_1 = h_{01} - \lambda_{iz} - \frac{2}{3} f_{\max} = 21200 - 1800 - \frac{2}{3} 9200 = 12930\text{mm}$$

$$h_2 = h_3 = h_{02} - \lambda_{iz} - \frac{2}{3} f_{\max} = 170 - 1800 - \frac{2}{3} 9200 = 8730\text{mm,}$$

α cu inversul adâncimii de pătrundere a curentului în pământ

$$\alpha = \sqrt{314 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} k / 500} = 0,001776 \cdot 10^{-3} \sqrt{k}. \quad [1/\text{m}]$$

Pentru diferite valori a lui k s-au calculat valorile lui $h_j \cdot \alpha$, adâncimea conductorului echivalent de întoarcere a curentului prin pământ $h_k = 550 \sqrt{\rho / f_k}$ [8] în metrii, reactanța liniei de secvență directă pe km X_k [Ω/km], și raportul R_k/X_k ; acestea figurându-se în rubricile 4,5,6,7,8 ale tabelului 2.2. Din analiza valorilor calculate rezultă că adâncimea de pătrundere a curentului în pământ scade sensibil cu creșterea frecvenței, de la aproximativ 400m la 100Hz la 72.74m la 2kHz. Contribuția termenului corespunzător la valoarea inductivității de secvență directă crește însă de la 2.32% la 13.68%, adică de aproape 7 ori.

În asigurarea valorii reactanței armonice rolul principal însă așa cum era de așteptat revine frecvenței armonicii. Raportul dintre rezistență și reactanță scade de asemenea foarte pronunțat cu creșterea rangului armonicii. De la 1/5.3 la 100Hz la 1/42.2 la 2kHz, adică de aproape 8 ori. Practic la frecvențe înalte se poate neglija rezistența comparativ cu reactanța liniei.

Capacitatea liniei se calculează cu relația (3.91) obținându-se

$$C_d = \frac{2\pi \cdot 1/4\pi \cdot 9 \cdot 10^9}{\ln 5590,5/9,6} = 8,726 \cdot 10^{-9} \text{ F/km}$$

Pentru susceptanța capacitivă se poate scrie

$$B_k = 314 \cdot 8,726 \cdot 10^{-9} \text{ k} = 2,74 \cdot \text{k}\mu\text{s/km}$$

Valorile lui B_k au fost figurate în rubrica 9 a tabelului 3.2.

S-au mai calculat impedanța caracteristică a liniei fără a considera pierderile pe linie și mărimea $kL\sqrt{XB}$, mărime utilă la calculul coeficienților lui Kennelly. Aceștia au fost calculați după cum urmează [2.1]:

$$\underline{k}_z = \frac{shjkL\sqrt{XB}}{jkL\sqrt{XB}} = \frac{j \sin kL\sqrt{XB}}{jkL\sqrt{XB}} = \frac{\sin kL\sqrt{XB}}{kL\sqrt{XB}} = \frac{\sin L\sqrt{X_k \cdot B_k}}{L\sqrt{X_k \cdot B_k}} \quad (3.95)$$

$$\underline{k}_y = \frac{2(chjkL\sqrt{XB}-1)}{jkL\sqrt{XB}shkL\sqrt{XB}} = \frac{2(\cos kL\sqrt{XB}-1)}{jkL\sqrt{XB}j \sin kL\sqrt{XB}} = \frac{-2(\cos L\sqrt{X_k \cdot B_k}-1)}{L\sqrt{X_k \cdot B_k} \sin L\sqrt{X_k \cdot B_k}} \quad (3.96)$$

Tabelul 3.2. Calculul parametrilor schemei echivalente a liniei electrice aeriene de la aplicația 3.46

k	2	5	7	10	11	13	17	19	23	25	29	35	40
Mărimte													
α_k	1,3	2,06	2,44	2,913	3,096	3,32	3,798	4,016	4,418	4,6	4,96	5,45	5,69
k_p	1,0	1,0865	1,154	1,3196	1,369	1,462	1,629	1,705	1,8463	1,91	2,036	2,2075	2,293
h_k [m]	396,52	252,5	210,88	178,20	170,1	156,40	136,56	129,14	117,30	112,6	104,66	95,27	72,74
$h_k \cdot \alpha \cdot 100$	2,32	3,64	4,36	5,16	5,4	5,88	6,70	7,12	7,80	8,20	8,8	9,6	13,68
ΔX_k [%]	0,358	0,560	0,674	0,797	0,834	0,908	1,035	1,10	1,20	1,270	1,36	1,480	2,11
R_k/X_k	0,1899	0,0822	0,0624	0,0499	0,04702	0,0425	0,0361	0,0338	0,0325	0,0287	0,0264	0,0237	0,02175
$k_{L,4}/XB$ [rad]	0,169	0,2112	0,299	0,4224	0,4646	0,549	0,718	0,8025	0,9715	1,096	1,2249	1,478	1,6916
Z_c [Ω]	385,8	386,22	386,42	386,66	386,74	386,826	387,06	387,248	387,44	387,56	387,64	387,98	385,89
K_z	1,009	1,0073	0,986	0,977	0,9649	0,9508	0,916	0,896	0,850	0,824	0,768	0,674	0,5867
K_y	1,001	1,0023	1,0082	1,0173	1,022	1,0267	1,0455	1,0587	1,088	1,10467	1,1478	1,233	1,3359
R_k [Ω /km]	0,155	0,168	0,1788	0,2045	0,212	0,2266	0,252	0,264	0,286	0,296	0,316	0,342	0,355
R_k [Ω]	6,2062	6,765	7,05	7,9918	8,182	8,618	9,233	9,46	9,724	9,756	9,7075	9,22	8,33
X_k [Ω /km]	0,8158	2,0436	2,864	4,096	4,508	5,330	6,980	7,807	9,460	10,289	11,94	14,436	16,32
X_k [Ω]	32,63	82,316	112,956	159,088	173,96	202,54	255,76	279,8	321,64	339,12	366,8	388,8	382,99
B [μ s/km]	5,4799	13,70	19,18	27,40	30,14	35,62	46,59	52,06	63,02	68,50	79,46	95,90	109,59
B_k [ms]	0,219	0,551	0,773	0,1149	1,232	1,462	1,948	2,2046	2,7426	3,0267	3,648	4,729	5,856
C_k [ms]	4,38	11,02	15,46	22,296	24,64	29,24	38,92	44,092	54,852	60,534	72,96	94,58	117,12

Valorile lui k_Z și k_Y s-au înscris în rubricile 12 și 14 a tabelului 3.2 și corespunzător s-au calculat parametrii schemei echivalente a liniei $X_k[\Omega]=k_Z \cdot L \cdot X_k[\Omega/\text{km}]$, $R_k[\Omega]=k_Z \cdot L \cdot R_k[\Omega/\text{km}]$, $B_k[S]=k_Y \cdot L \cdot B_k[S/\text{km}]$ și $G_k[S]=k_Y \cdot L \cdot G_k[S/\text{km}]$. Valorile lui G_k s-au obținut înmulțind pe B_k cu valoarea adoptată pentru $\text{tg}\delta$. Analizând valorile lui k_Z și k_Y se constată că pentru $k>7$ acestea se abat (cu peste 1%) sensibil de la valoarea 1. Aceasta este firesc, dacă se are în vedere că pentru armonica a 7-a, lungimea liniei scurte este de 42.85km, adică foarte apropiată de lungimea liniei considerate.

Grafic variația lui $L\sqrt{X_k \cdot B_k}$ și a coeficienților lui Kennelly K_Z și K_Y se prezintă în fig.3.25.

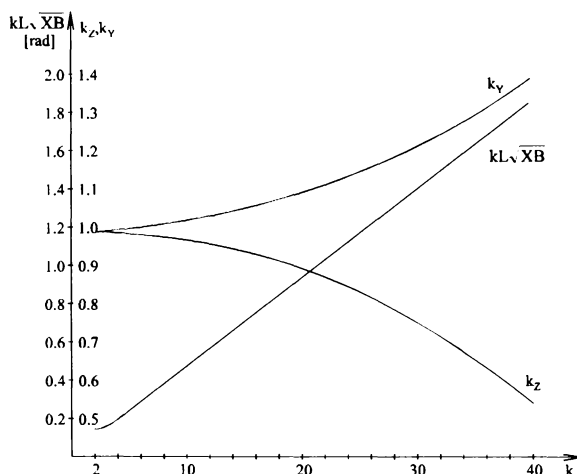


Fig.3.46 Variația lui $kL\sqrt{XB}$, k_Z , k_Y a liniei de 110kV și 20km lungime cu rangul armonicilor

Desigur se pune întrebarea cum trebuie tratată problema în cazul liniilor cu dublu circuit. În acest caz există două abordări, una simplificată în care nu se consideră influența reciprocă dintre cele două circuite la secvența directă iar în final se calculează parametrii echivalenți pe fază și o tratare mai completă în care distanța medie geometrică ce intervine în relațiile (3.84) și (3.91) se calculează cu relația:

$$D_m = \frac{D_{m1} \cdot D_{m2}}{D_{m3}} \tag{3.97}$$

unde

$$\begin{aligned} D_{m1} &= \sqrt[3]{D_{12} \cdot D_{23} \cdot D_{31}} = \sqrt[3]{D_{45} \cdot D_{56} \cdot D_{64}} \\ D_{m2} &= \sqrt[3]{D_{15} \cdot D_{26} \cdot D_{34}} \\ D_{m3} &= \sqrt[3]{D_{14} \cdot D_{25} \cdot D_{36}} \end{aligned} \tag{3.98}$$

Semnificația distanțelor D_{12} , D_{23} , ... rezultă din fig.3.26.

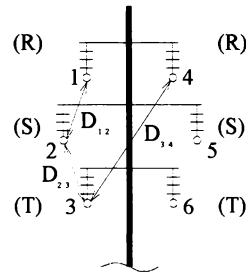


Fig.3.26. Coronament de stâlp pentru LEA cu dublu circuit

3.4.8 Program pentru calculul parametrilor armonici ai schemei echivalente a unei LEA

Pentru calculul parametrilor armonici ai schemei echivalente a unei LEA s-a întocmit un program de calcul a cărui ordinogramă se prezintă în fig.3.27. În ANEXA1 este prezentat programul în limbaj PASCAL.

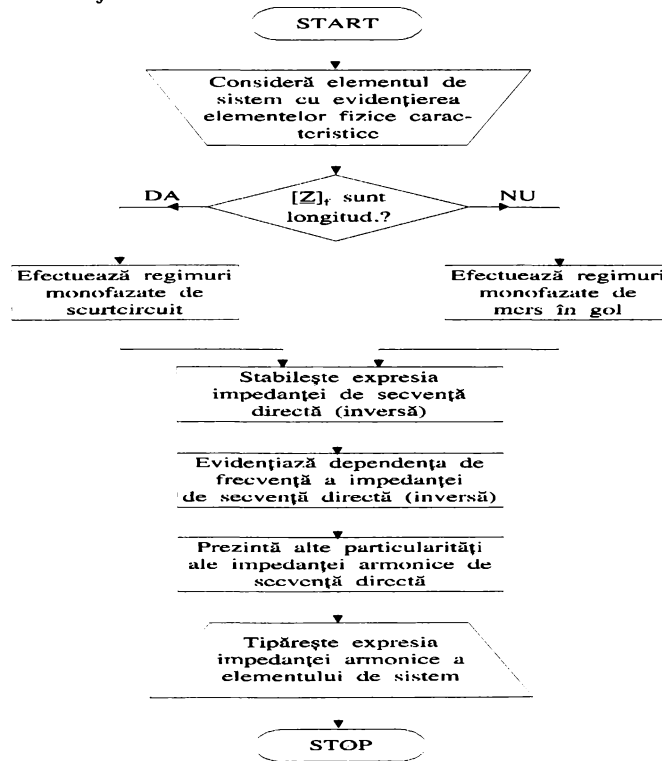


Fig.3.27. Ordinograma principală a programului de calcul a parametrilor armonici a schemelor echivalente a unei LEA

3.5 Linia electrică subterană (LES)

La calculul parametrilor armonici ai LES se pun aceleași probleme ca și la LEA cu observația că datorită construcției diferite apar unele particularități, [53], [54], [55], ce se resimt în expresiile și valorile acestor parametri.

3.5.1 Rezistența lineică a LES.

Determinarea exactă a rezistenței unei LES este mai dificil de efectuat din cauza unor fenomene cum ar fi efectul pelicular, efectul de proximitate, pierderile active în manta și în ecran, în tubul metalic protector (oțel), care sunt mult mai pronunțate decât la o LEA. Dacă se neglijează pierderile active în ecranul cablului și în mantaua acestuia, rezistența electrică a cablului pentru armonica k se poate calcula cu relația [1]:

$$R_k = [1 + A \cdot (y_{sk} + y_{ak})] R_0 \tag{3.98}$$

unde:

R_0 este rezistența electrică a cablului în curent continuu,

A - coeficient de amplificare a rezistenței datorită efectului pelicular și de proximitate datorat prezenței tuburilor protectoare din oțel; are valorile A=1, în absența tubului de protecție; A=1.7 în situația în care cablurile sunt așezate în tuburi de oțel după un triunghi cu vârful în sus, A=2 în cazul în care cablurile sunt plasate în tuburi de protecție după un triunghi cu vârful în jos,

Y_{sk} - coeficient de creștere a rezistenței electrice datorită efectului pelicular la trecerea curentului armonic de rang k. Se poate calcula cu relația [52]:

$$y_{sk} = y_{s1} + 0,0527 \cdot k_{s1}^2 (k - 1) - 0,054 \cdot k_{s1} (\sqrt{k} - 1) \tag{3.99}$$

y_{s1} corespunde fundamentalei și se determină din tabelul 3.3 în funcție de coeficientul k_{s1} , calculat cu relația

$$k_{s1} = 0,159 \cdot 10^{-2} \sqrt{f \cdot a / R_0} \tag{3.100}$$

unde a este un coeficient de corecție și are valorile:

a=1, pentru conductor funie, de formă circulară sau sector de cerc,

a=0.435...0.5 pentru cablu de formă circulară, cu patru sectoare de cerc izolate între ele,

a=0.39 pentru cablu de formă circulară, format din 6segmente izolate între ele.

Tabelul 3.3. Valorile coeficientului y_{s1} (F_1) în funcție de parametrul k_{s1} (k_{a1})

k_{s1} (k_{a1})	Y_{s1} (F_1)	k_{s1} (k_{a1})	Y_{s1} (F_1)
0.3	0.0	3.0	0.3344
1.0	0.0052	3.5	0.4920
1.5	0.0258	4.0	0.6778
2.0	0.0782	4.5	0.8628
2.5	0.1878	5.0	1.044

y_{ak} - coeficient de creșterea rezistenței datorită efectului de proximitate; poate fi determinat cu relația [2.52]:

$$y_{ak} = F_k \cdot \left(\frac{d}{s}\right)^2 \left[\frac{1,18}{F_k + 0,27} + 0,312 \left(\frac{d}{s}\right)^2 \right] \quad (3.101)$$

d - diametrul exterior al conductorului cablului,
 S - distanțele între axele conductoarelor cablului,
 F_k - coeficient de corecție ce se calculează cu relația:

$$F_k = F_1 + 0,0527 \cdot F_1^2 (k - 1) - 0,054 \cdot F_1 (\sqrt{k} - 1) \quad (3.102)$$

F₁ corespunzând fundamentalei și se determină în funcție de k_{a1} din tabelul 2.3, acesta având expresia:

$$k_{a1} = 0,159 \cdot 10^{-2} \sqrt{f \cdot b / R_0} \quad (3.103)$$

b - coeficient de corecție ce prezintă valorile:
 b=1 pentru conductoare cu secțiune circulară transversală,
 b=0.6 pentru conductoare cu secțiune transversală circulară obținută prin presare,
 b=0.37 pentru conductoare cu secțiune transversală circulară obținută din 4 segmente de cerc izolate între ele,
 b=0.3 pentru conductoare cu secțiune transversală sub formă de sector de cerc obținut prin presare.

În [9] se prezintă o metodă de calcul a rezistenței armonice a cablului mult simplificată. Astfel se consideră aceleași relații de calcul ca și LEA cu observația că pentru a ține cont de prezența ecranului metalic la cablurile monofazate sau a celui individual la cablurile trifazate, rezistența armonică se majorează cu o cantitate ΔR_k=p*·R_S (3.104)

unde:

R_S este rezistența ecranului,

p* - coeficient de corecție calculat cu relația:

$$p^* = \frac{1}{1 + R_S / K \cdot X_{S1}} \quad (3.105)$$

X_{S1} - reactanța mutuală dintre conductor și circuitul ecranului pe fundamentală, calculată cu relația:

$$X_{s1} = 1 \cdot \omega_1 \cdot L_{s1} = 1 \cdot \omega_1 \cdot 2 \cdot 10^{-4} \ln \frac{d_m}{r_s} \quad (3.106)$$

d_m - distanța medie geometrică între conductoare,

r_s - raza ecranului

ω₁ - frecvența circulară corespunzătoare fundamentalei.

Pentru cabluri monofazate dispuse în treflă sau de tipul H, d_m/s=2 iar relația (3.105) devine:

$$P^* = \frac{1}{1 + 526R_s / k^2} \quad (3.107)$$

3.5.2 Reactanța lineică a LES

Pentru o LES realizată dintr-un cablu trifazat având mantaua legată la pământ, inductivitatea (reactanța) proprie de fază este inductivitatea totală a buclei formată de

conductor și calea de întoarcere prin pământ (manta) și ea este suma inductivităților conductorului și a căii de întoarcere prin pământ, respectiv manta. Astfel inductivitatea proprie a conductorului are expresia:

$$L_{ck} = (L_{ik} + L_{ck}) \cdot K_k \quad (3.108)$$

iar reactanța

$$X_{ck} = k \cdot \omega_1 \cdot (L_{ik} + L_{ck}) \cdot K_k \quad (3.109)$$

Înlocuind expresiile inductivităților se obține pentru X_{ck} expresia:

$$X_{ck} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot k \cdot \omega_1 \cdot K_k \cdot \ln \frac{D_{pk}}{r \cdot \exp(-k_{ik} \cdot \mu_r / 4)} \quad [\Omega/m] \quad (3.110)$$

unde:

K_k este un coeficient de corecție care ține cont de modificarea inductivității conductorului datorită efectului de proximitate, corespunzător armonicii k ,

K_{ik} - coeficient de atenuare (micșorare) a inductivității interne, corespunzător armonicii k ,

$D_{pk} = 1/\alpha$ - adâncimea de pătrundere a curentului electric în pământ pentru armonica k ,

R - raza exterioară a conductorului,

ω_1 - frecvența circulară corespunzătoare fundamentalei.

Reactanța inductivă a mantalei cablului trifazat se calculează cu relația:

$$X_{gk} = \frac{\omega_1 \cdot k}{2\pi} \cdot K_{gk} \cdot \ln \frac{D_{pk}}{r_m \exp\left(-\left(\frac{\mu_r}{4} + \frac{r_m}{\delta}\right)\right)} \quad [\Omega/m] \quad (3.111)$$

unde:

K_{gk} este un coeficient care ține cont de efectul de proximitate,

r_m - raza medie a mantalei; se calculează cu relația $r_m = \frac{r_1 + r_2}{2}$.

r_1 - raza interioară a mantalei,

r_2 - raza exterioară a mantalei,

δ - grosimea mantalei.

Pentru calculul reactanțelor mutuale: dintre două conductoare de fază i și j ale cablului X_{ijk} sau dintre un conductor și manta X_{gik} se folosesc relațiile [2.1], [2.52]:

$$X_{ijk} = \omega_1 \cdot k \cdot \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot K_k \cdot \ln \frac{D_{pk}}{D_{ij}} \quad (3.112)$$

$$X_{gik} = \omega_1 \cdot k \cdot \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot K_{gk} \cdot \ln \frac{D_{pk}}{D_{r_m}} \quad [\Omega/m]$$

unde D_{ij} este distanța dintre cele două conductoare i și j .

În cazul unei linii electrice subterane cu trei cabluri monofazate, reactanțele inductive ale conductorului și mantalei se determină pe baza relațiilor (3.114), (3.115), neglijând efectul de proximitate. La fel se determină și reactanțele mutuale dintre faze și dintre faze și mantalele cablurilor.

O tratare simplificată, dar în concordanță cu posibilitățile practice de validare a modelului [9] poate lua în considerare pentru calculul reactanței de secvență directe

armonice relațiile prezentate în [56] adaptate armonicii k și corectate cu coeficientul p* propus în lucrările lui Breur și citat în [9 pag.118]. Astfel pentru un cablu monofazat:

$$X_k = \mu_0 \cdot k \cdot f \left[\ln \frac{D_m}{r} + \frac{\mu}{\mu_0} \cdot \frac{1}{4} \right] \cdot 10^3 \quad [\Omega/m] \quad (3.113)$$

sau pentru o LES formată din trei cabluri dispuse în triunghi:

$$X_k = 62.8k \cdot \ln \frac{D_m}{0.7788r} \cdot 10^{-3} \quad [\Omega/m] \quad (3.114)$$

Reactanțele X_k calculate cu relațiile (3.113) sau (3.114) sunt diminuate cu termenul $p^* \cdot k \cdot X_{S1}$, X_{S1} fiind reactanța ecranului corespunzătoare fundamentalei. Astfel:

$$X'_k = X_k - p^* \cdot k \cdot X_{S1} \quad (3.115)$$

De menționat că pentru armonici de rang superior, p^* tinde către unitate, ceea ce înseamnă că fiecare fază se comportă ca și o buclă coaxială.

3.5.3 Capacitatea (susceptanța) de secvență directă a LES

Liniile electrice subterane, compuse din cabluri cu trei conductoare și manta legată la pământ, prezintă expresii diferite ale capacității lineice, dependent de ordinul armonicii. Pentru armonici de rang $k=3p \pm 1$ se poate folosi relația [56]

$$C_k = \frac{0,048 \cdot \epsilon_r \cdot k \cdot 10^{-6}}{\lg \frac{3a^2}{d^2} \cdot \frac{(D^2 - a^2)^3}{D^6 - a^6}} \quad [F/m] \quad \text{sau} \quad B_k = \frac{15 \cdot 10^{-6} \cdot \epsilon_r \cdot k}{\lg \frac{3a^2}{d^2} \cdot \frac{(D^2 - a^2)^3}{D^6 - a^6}} \quad [S/km] \quad (3.116)$$

unde

ϵ_r este permeabilitatea dielectrică a izolației cablului; se consideră conform tabelului 2.4,

d - diametrul conductorului cablului,

a - distanța dintre axele conductoarelor de fază,

D - diametrul mantalei.

Pentru cabluri monofazate se poate folosi relația [56]:

$$C_k = \frac{0,024 \cdot \epsilon_r \cdot k \cdot 10^{-6}}{\lg(R/r)} \quad [F/m] \quad \text{sau} \quad B_k = \frac{7,536 \cdot 10^{-6} \cdot \epsilon_r \cdot k}{\lg(R/r)} \quad [S/km] \quad (3.117)$$

unde $r=d/2$ și $R=D/2$.

3.5.4 Conductanța de secvență directă a LES

Se calculează cu relația

$$G_k = B_k \cdot \text{tg} \delta = k \cdot \omega_1 \cdot C_k \cdot \text{tg} \delta \quad [S/km] \quad (3.118)$$

valorile lui $\text{tg} \delta$ fiind date în tabelul 2.4.

Tabelul 3.4. Valoarea permitivității relative ϵ_r și a $\text{tg}\delta$ pentru cabluri de înaltă și medie tensiune

Tipul cablului	ϵ_r	$\text{tg}\delta$
a) Cabluri cu izolație din hârtie impregnată	4	0.01
- impregnate total	3.3	0.004
- cabluri cu ulei, joasă tensiune	3.5	0.0045
- cabluri cu ulei, înaltă tensiune	3.7	0.0045
- cabluri cu ulei, pozate în țevi metalice		
b) Cabluri cu alte feluri de izolație		
- cauciuc	4.5	0.05
- PVC	5.8	0.1
- polietilenă	2.3	0.0004

3.5.5 Exemplu de calcul al parametrilor armonici de secvență directă a unei linii electrice subterane

Se consideră o LES de tensiune nominală $U_n=20\text{kV}$, având lungimea $L=5\text{km}$, realizată din 3 cabluri A2YSY 12/20kV de secțiune egală cu 95mm^2 , aluminiu multifilar, ecran din benzi de cupru, grosime 0,2mm.

Se mai cunosc diametrul exterior al cablului $D=33\text{mm}$, diametrul exterior al conductorului $d=12,6\text{mm}$, grosimea stratului semiconductor 0,3mm, grosimea izolației 5,5mm, grosimea mantalei din PVC de 2,4mm, temperatura de funcționare este $t=20^\circ\text{C}$. Cablul este pozat liber, distanța dintre faze fiind 100mm.

Din [50] se deduce că rezistența conductorului în curent continuu la 20°C este $R_0=0,319\Omega/\text{km}$, iar coeficientul $A=1$ deoarece lipsește tubul de protecție.

- Calculul coeficientului de creștere a rezistenței datorită efectului pelicular

$$k_{sl} = 0,159 \cdot 10^{-2} \sqrt{50 \cdot 1 / 0,319 \cdot 10^{-3}} = 0,629$$

Pentru această valoare din tabelul 3.3 se obține prin interpolare $y_{s1}=0,00244$. Ca urmare y_{sk} are expresia:

$$y_{sk} = 0,00244 + 0,02085(k - 1) - 0,03397(\sqrt{k} - 1) \quad \text{sau}$$

$$y_{sk} = 0,01556 - 0,03397\sqrt{k} + 0,02085k$$

- Calculul coeficientului de creștere a rezistenței datorită efectului de apropiere

$$F_k = 0,00244 + 0,02085(k - 1) - 0,03397(\sqrt{k} - 1), \quad \text{sau}$$

$$F_k = 0,01556 - 0,03397\sqrt{k} + 0,02085k$$

Rezultă

$$y_{ak} = (0,00169 - 0,00369\sqrt{k} + 0,00227k) \left(\frac{1}{0,242 \cdot 0,0287\sqrt{k} + 0,01767k + 0,03397} + 0,03397 \right)$$

- Calculul creșterii rezistenței armonice pe seama pierderilor produse de curenții turbionari induși în ecran.

$$\Delta R = p^* \cdot R_{s1}$$

$$R_{s1} = \frac{1}{50} \cdot \frac{1000}{2\pi \cdot 14,3 \cdot 0,2} = 1,1136 \quad \Omega/\text{km}$$

$$X_{s1} = 0,14451g \frac{126}{11,14} = 0,152 \quad \Omega/\text{km}$$

$$p^* = \frac{1}{1 + 32/k^2}$$

Prin urmare $\Delta R_k = 1,1136 \frac{1}{1 + 32/k^2} \quad \Omega/\text{km}$

- Expresia rezistenței armonice de secvență directă a cablului

$$R_k = 0,319 \left[1 + 0,1556 - 0,03397\sqrt{k} + 0,02085k \right] \left[0,00169 - 0,00369\sqrt{k} + 0,00227k \right]$$

este: $\left[\frac{1}{0,242 - 0,0287\sqrt{k} + 0,01767k} + 0,03397 \right] + 1,1136/(1 + 32/k^2) \quad \Omega/\text{km}$

- Calculul variației (scăderii) reactanței armonice pe seama fluxului magnetic produs de curenții induși în ecranul cablului.

$$\Delta X_k = 0,152 \cdot k \cdot 1/(1 + 32/k^2) \quad \Omega/\text{km}$$

- Calculul reactanței armonice de secvență directă a liniei subterane. Aplicând relațiile (2.168), (2.169) se obține:

$$X_k = 0,314 \cdot 0,2 \cdot k \cdot \ln \frac{126}{0,7788 \cdot 6,3} - \Delta X_k \quad [\Omega/\text{km}]$$

sau

$$X_k = 0,2037 \cdot k - 0,152 \cdot k/(1 + 32/k^2) \quad [\Omega/\text{km}]$$

- Calculul susceptanței armonice de secvență directă a liniei subterane.

Aplicând relația (2.171) se obține:

$$B_k = 7,536 \cdot 10^{-6} \cdot 2,3 \cdot k / \lg 33/12,6 \quad [s/\text{km}]$$

sau

$$B_k = 41,466 \cdot k \cdot 10^{-6} \quad [s/\text{km}]$$

- Calculul conductanței armonice.

Considerând pentru $k \leq 25$ tangenta unghiului de pierderi al dielectricului cablului (polietilenă) independentă de frecvență pentru conductanța armonică se poate scrie:

$$G_k = 41,466 \cdot 4 \cdot k \cdot 10^{-10} = 1,6586 \cdot 10^{-8} k \quad s/\text{km}$$

Pentru diferite valori a lui k în tabelul 3.5 sunt înscrise valorile lui $y_{sk}, y_{ak}, p^*, R_k, X_k, L_k, B_k, G_k, R_k/X_k, \operatorname{Re}(L\sqrt{Z_k \cdot Y_k}), \operatorname{Im}(L\sqrt{Z_k \cdot Y_k}), \operatorname{Re}(k_Z), \operatorname{Im}(k_Z), \operatorname{Re}(k_Y), \operatorname{Im}(k_Y)$ Din analiza celor

prezentate în tabelul 3.5 se constată că:

- coeficientul de creștere a rezistenței datorită efectului pelicular crește rapid cu creșterea ordinului armonicii, astfel dacă pentru $k=2, y_{s2}=0,00903$, pentru $k=40, y_{s40}=0,6357$, adică crește de 70 de ori;

- coeficientul de creștere a rezistenței datorită efectului de apropiere se modifică (crește) relativ lent cu creșterea rangului armonic; astfel dacă pentru $k=2$, $y_{a2}=0,004218$, pentru $k=40$, $y_{a2}=0,024$, adică crește de 5,6899;
- coeficientul de corecție a rezistenței și reactanței armonice datorită curenților induși în ecranul cablului crește cu creșterea rangului armonic, tinzând pentru valori mari ale lui k la 1;
- rezistența totală a cablului pe fază crește la creșterea rangului armonic, de la $0,4462\Omega/\text{km}$ pentru $k=2$, la $1,6427\Omega/\text{km}$ pentru $k=40$. Valorile rezistenței nu sunt proporționale cu \sqrt{k} , ci cresc mai lent cu creșterea rangului armonic decât cu \sqrt{k} . Totuși pentru armonicile situate la mijlocul intervalului $2\div 40$, valorile rezistenței R_k sunt aproximativ proporționale cu \sqrt{k} .
- reactanța armonică a cablului crește cu creșterea rangului armonic, la început până la armonica 19 mai lent decât creșterea rezistenței, apoi mai mult decât aceasta; practic creșterea nu este proporțională cu k ;
- susceptanța armonică B_k crește liniar cu ordinul armonic de la $8,29\cdot 10^{-5}\text{s}/\text{km}$ la $165,8\cdot 10^{-5}\text{s}/\text{km}$;
- conductanța armonică a cablului G_k crește liniar cu ordinul armonic, de la $3,317\cdot 10^{-8}\text{s}/\text{km}$ la $66,32\cdot 10^{-8}\text{s}/\text{km}$;
- raportul dintre rezistența și reactanța armonică se modifică cu creșterea rangului armonic, scade foarte rapid pentru armonicile inferioare (de la aproape 4 pentru $k=2$ la practic 1 pentru $k=10$) și mai lent pentru armonicile superioare, atingând valoarea 0,709 la $k=40$.

În același tabel 3.5 s-au înscris și valorile coeficienților lui Kennelly, k_z și k_y calculați cu valorile exacte, date de relațiile [36]:

$$k_z = \frac{\text{sh}L\sqrt{Z_k Y_k}}{L\sqrt{Z_k Y_k}}, \quad (3.119)$$

$$k_y = \frac{2(\text{ch}L\sqrt{Z_k Y_k} - 1)}{L\sqrt{Z_k Y_k} \cdot \text{sh}\sqrt{Z_k Y_k}}$$

În relațiile (3.123), Y_k și Y_k sunt impedanța și respectiv reactanța armonică de secvență directă pe km. Ele se calculează cu relațiile:

$$Z_k = R_k + jX_k \quad [\Omega/\text{km}] \quad Y_k = G_k + jB_k \quad [\text{s}/\text{km}] \quad (3.120)$$

De asemenea s-a calculat și impedanța de undă armonică

$$Z_c = \sqrt{Z_k / Y_k} \quad (3.121)$$

Se constată că pentru lungimea $L=5\text{km}$ și $k\leq 40$, coeficienții lui Kennelly au valori foarte apropiate de 1, predominând componenta reală. Pentru armonici de rang $k\leq 25$ practic acești coeficienți pot fi considerați unitari, eroarea maximă efectuată neatingând 1%.

În ceea ce privește impedanța caracteristică armonică, se constată că aceasta scade. În același sens se modifică și modulul impedanței. Acesta scade de la $83,79\Omega$ pentru $k=2$ la $40,63\Omega$ pentru $k=40$.

Variația mărimilor calculate și înscrise în tabelul 3.5, cu ordinul armonic k sunt prezentate grafic în fig.3.28.

În ceea ce privește expresia analitică a dependențelor $R_k(k)$ și $X_k(k)$ s-a apelat la un program evoluat de interpolare INTERP care asigură aproximarea curbei de variație printr-o combinație neliniară de funcții elementare [71].

Calitatea interpolării este apreciată prin raportul de corelație r și o funcție de eroare Feroare care este de fapt tocmai abaterea medie pătratică [70].

Astfel pentru R_k s-a obținut o expresie de forma:

$$R_k = a + b/\ln k + c/k + d \ln k / k^2 \quad (3.122)$$

unde:

$$a=1,03845; \quad b=4,19196; \quad c=-25,3661; \quad d=36,338; \quad r=0,99988 \text{ iar Feroare}=0,0052,$$

iar pentru X_k ,

$$X_k = a + bk + c(\ln k)^2 + d\sqrt{k} + e \cdot \exp(-k) \quad (3.123)$$

unde:

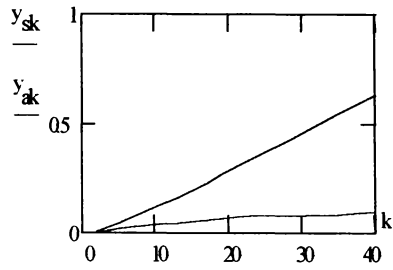
$$a=-16,0282; \quad b=-0,2689; \quad c=-3,4910; \quad d=12,1037, \quad e=9,0847; \quad r=0,999968; \text{ Feroare}=0,004789.$$

3.5.6. Program pentru calculul parametrilor armonici ai schemei echivalente a unei LEA.

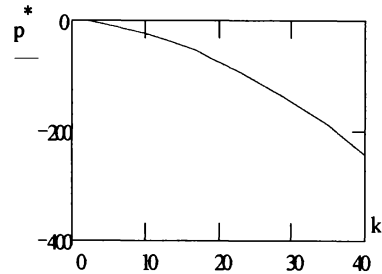
Pentru calculul parametrilor armonici ai schemei echivalente a unei LES s-a întocmit un program de calcul a cărui ordinogramă se prezintă în fig.3.29. În ANEXA 2 se prezintă programul în limbaj PASCAL.

Tabelul 3.5. Calculul parametrilor schemei echivalente a unei linii electrice subterane (LES) de 20 kV, aplicația 3.3.5.

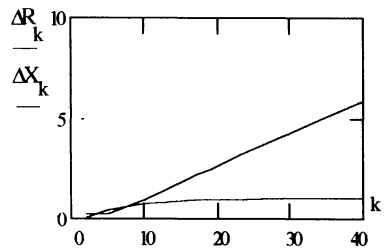
k	2	5	10	13	17	19	23	29	35	40
y_{sk}	0.00903	0.04385	0.11664	0.16412	0.23	0.26903	0.3322	0.43728	0.54434	0.6357
y_{sk}	0.004128	0.01817	0.0392	0.04921	0.0599	0.0645	0.07209	0.08104	0.0878	0.094
p	0.111	0.438	0.757	0.849	0.9	0.918	0.943	0.963	0.975	0.985
$R_k[\Omega/km]$	0.4462	0.8267	1.2117	1.332	1.4147	1.447	1.498	1.5571	1.60635	1.6427
$X_k[\Omega/km]$	0.3738	0.36855	0.8864	0.971	1.1429	1.2193	1.3881	1.6607	1.9425	2.190
$L_k[H/km]$	0.595	0.4366	0.282	0.237	0.214	0.2043	0.192	0.182	0.17675	0.17436
$B_k[\mu S/km]$	8.29	207.25	41.45	53.885	70.465	78.755	95.335	120.205	145.075	165.8
$G_k[\mu S/km]$	3.317	8.29	16.58	21.594	28.186	31.502	38.134	48.082	58.03	66.32
R_k/X_k	1.193	1.206	1.367	1.371	1.238	1.186	1.079	0.937	0.826	0.750
$Re(L\sqrt{ZY})$	0.01469	0.03172	0.05644	0.06755	0.07715	0.08139	0.08829	0.09619	0.10239	0.10653
$Im(L\sqrt{ZY})$	0.03147	0.06751	0.11123	0.13283	0.16151	0.17502	0.20219	0.24323	0.28449	0.31957
$Re(k_Z)$	0.99987	0.99941	0.99847	0.99782	0.99664	0.996	0.99448	0.99168	0.98827	0.9849
$Im(k_Z)$	0.000154	0.0007136	0.00209	0.00299	0.00415	0.00474	0.00593	0.00776	0.00964	0.01125
$Re(k_Y)$	1.00006	1.0003	1.00076	1.00109	1.00168	1.002	1.00276	1.00416	1.00588	1.00759
$Im(k_Y)$	-0.000077	-0.000357	-0.00105	-0.0015	-0.00209	-0.00239	-0.00299	-0.00394	-0.00492	-0.00578
$ Z_c [\Omega/km]$	83.79445	71.98506	60.18281	55.3084	50.80324	49.01702	46.28383	43.51843	41.68308	40.63444
$Arg(Z_c)$	-0.43673	-0.43925	-0.46961	-0.47044	-0.44564	-0.4353	-0.41173	-0.37661	-0.34548	-0.32178



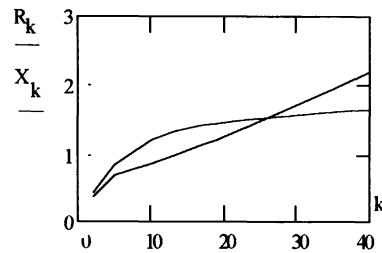
a)



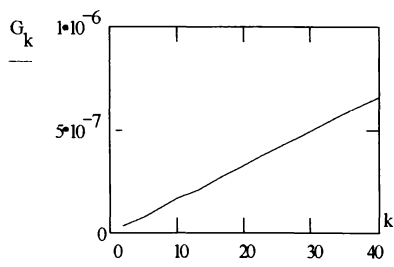
b)



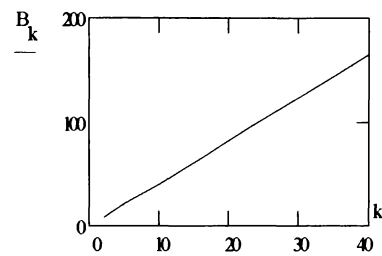
c)



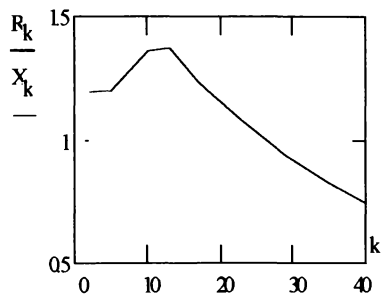
d)



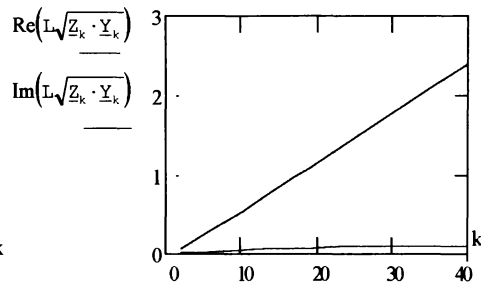
e)



f)



g)



h)

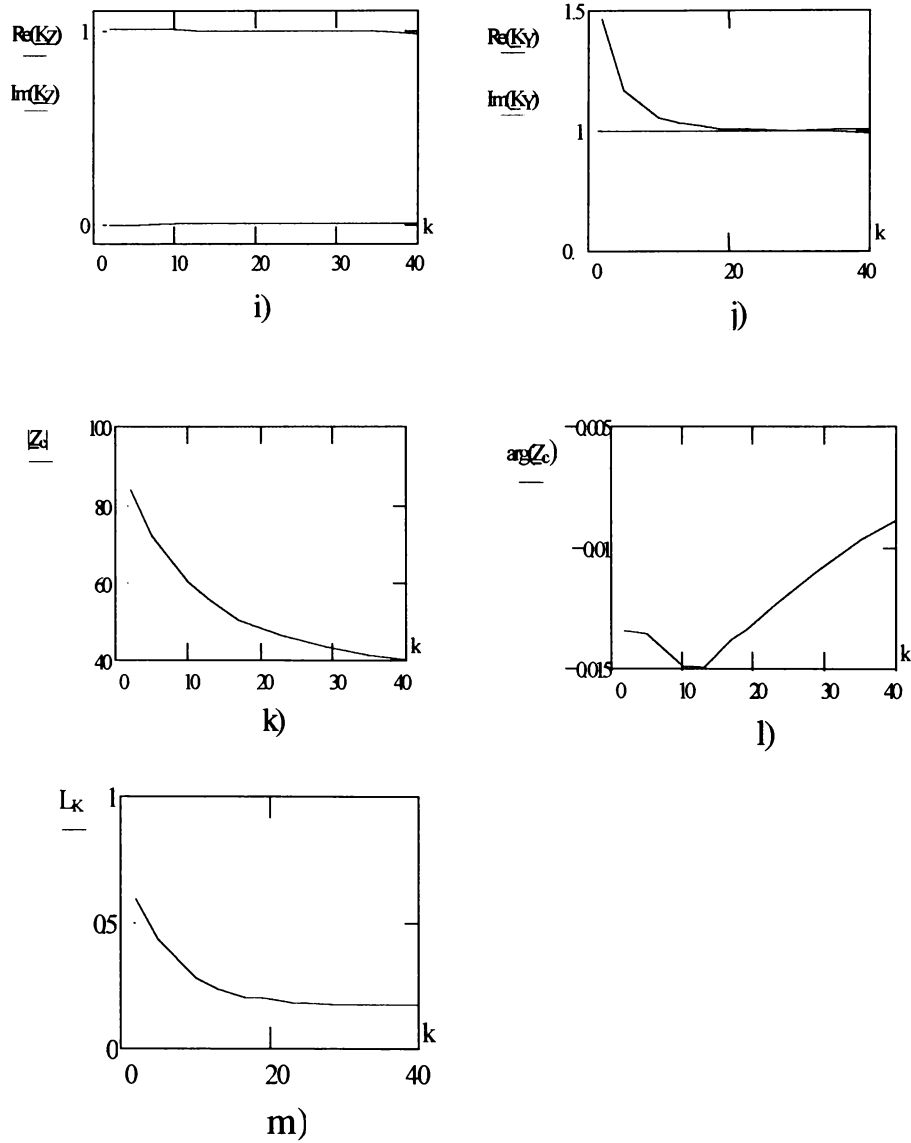
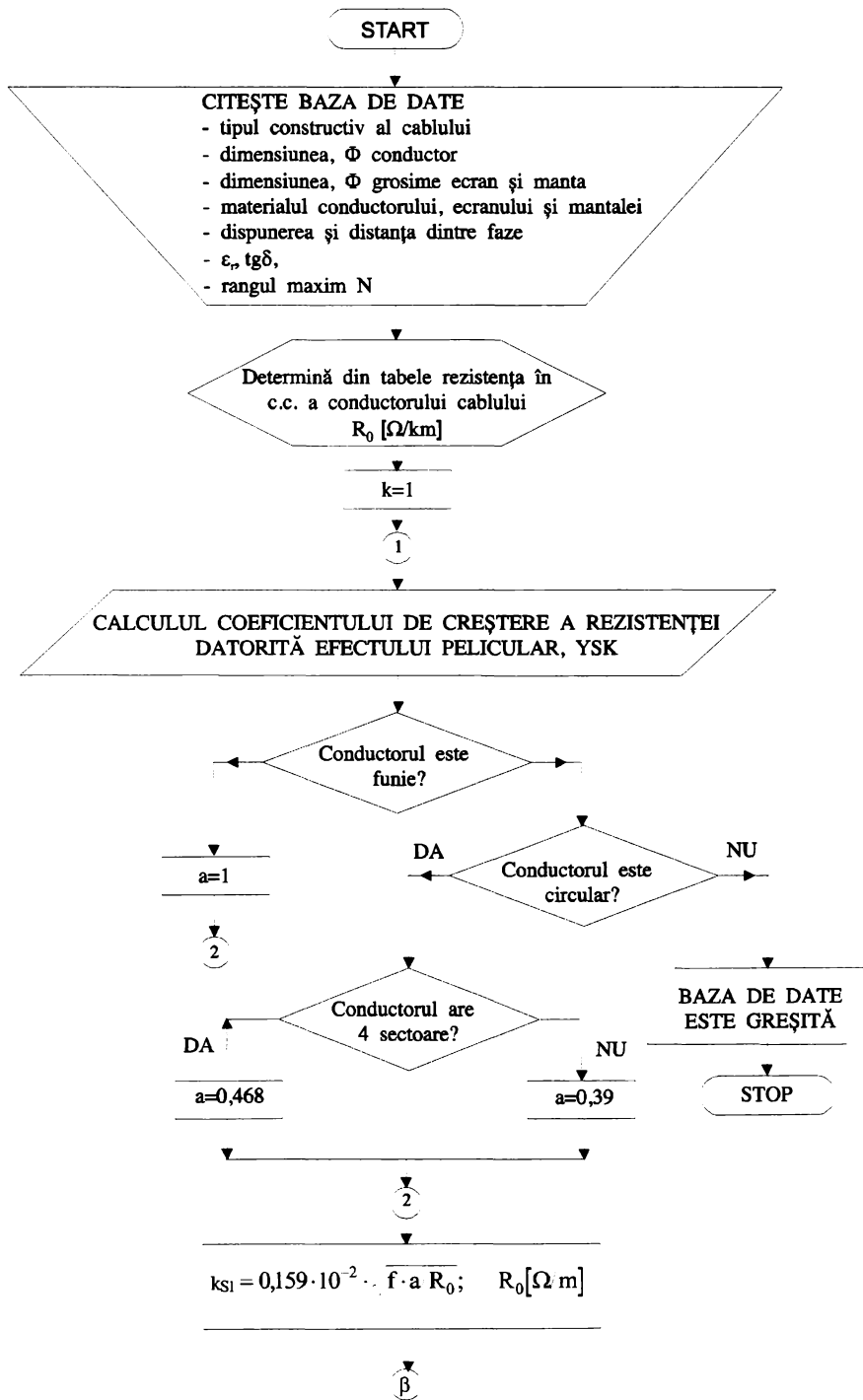
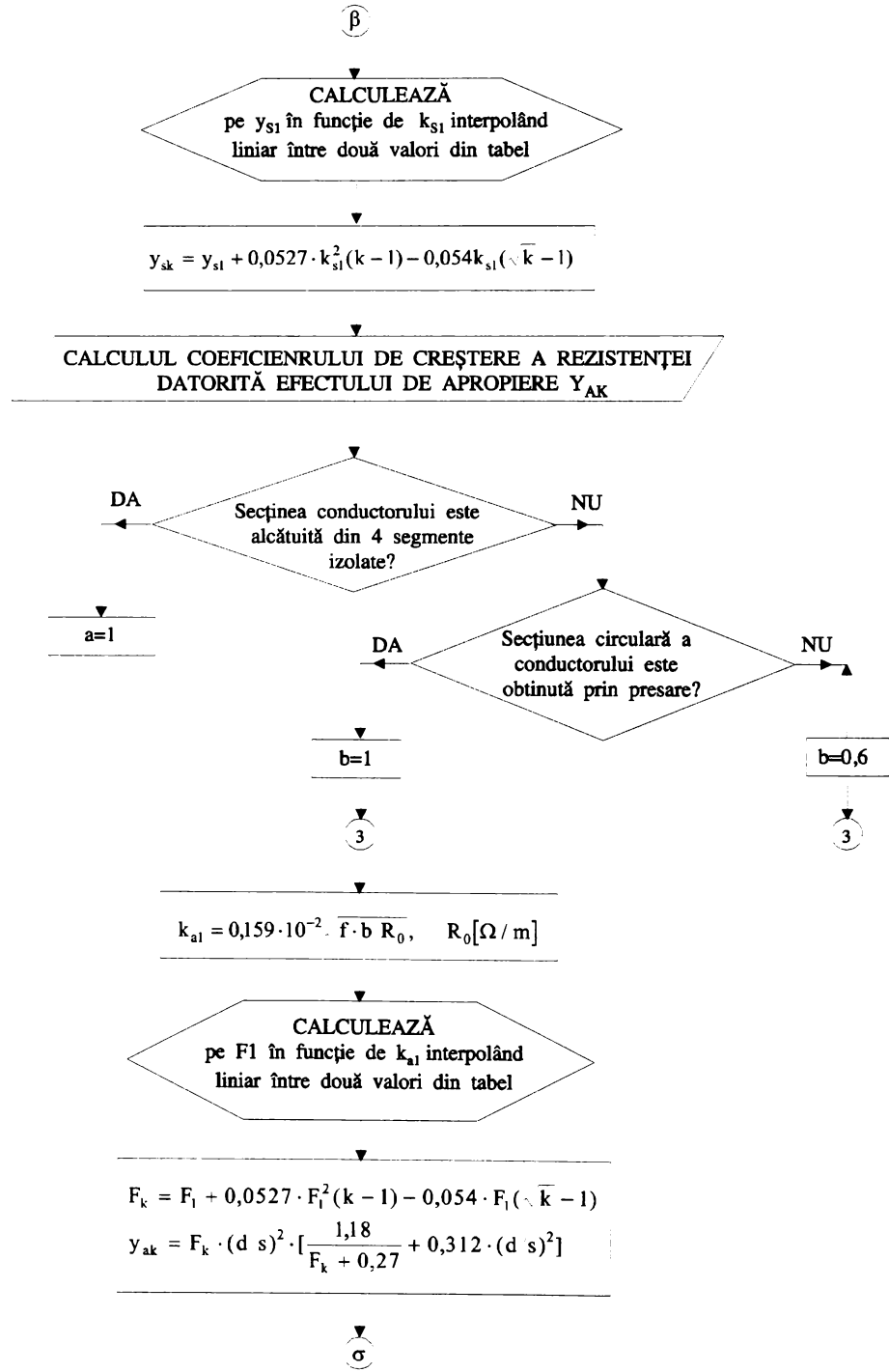
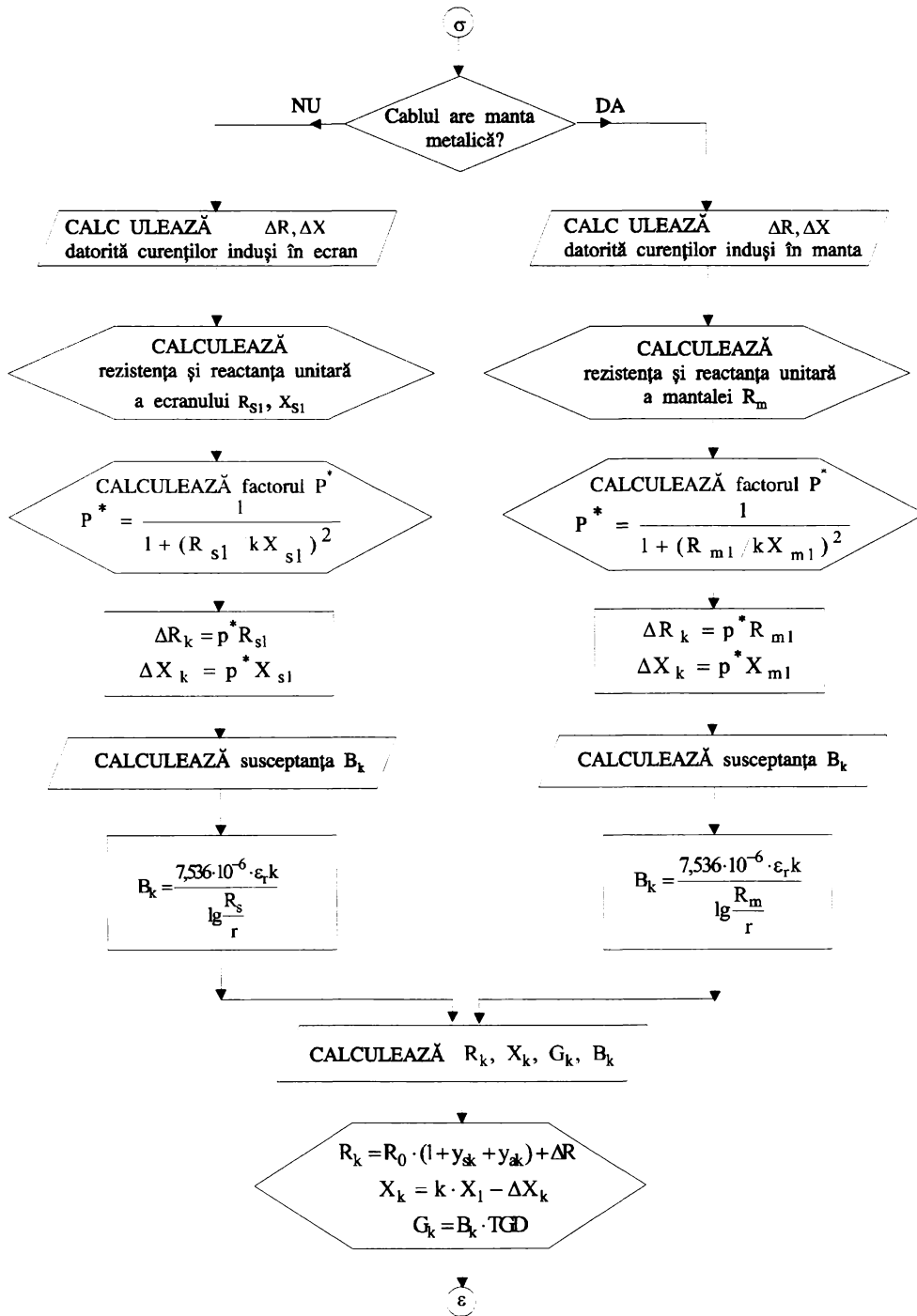


Fig. 3.28. Variația mărimilor din tabelul 3.5., funcție de rangul armonicii:
 a) y_{sk} ; y_{ak} , b) p^* , c) ΔR_k ; ΔX_k , d) R_k ; X_k , e) G_k , f) B_k ,
 g) R_k / X_k , h) $\text{Re}(L\sqrt{Z_k} \cdot \underline{Y}_k)$; $\text{Im}(L\sqrt{Z_k} \cdot \underline{Y}_k)$, i) $\text{Re}(\underline{k}_Z)$; $\text{Im}(\underline{k}_Z)$,
 j) $\text{Re}(\underline{k}_Y)$; $\text{Im}(\underline{k}_Y)$, k) $|\underline{Z}_c|$, l) $\arg(\underline{Z}_c)$, m) L_k







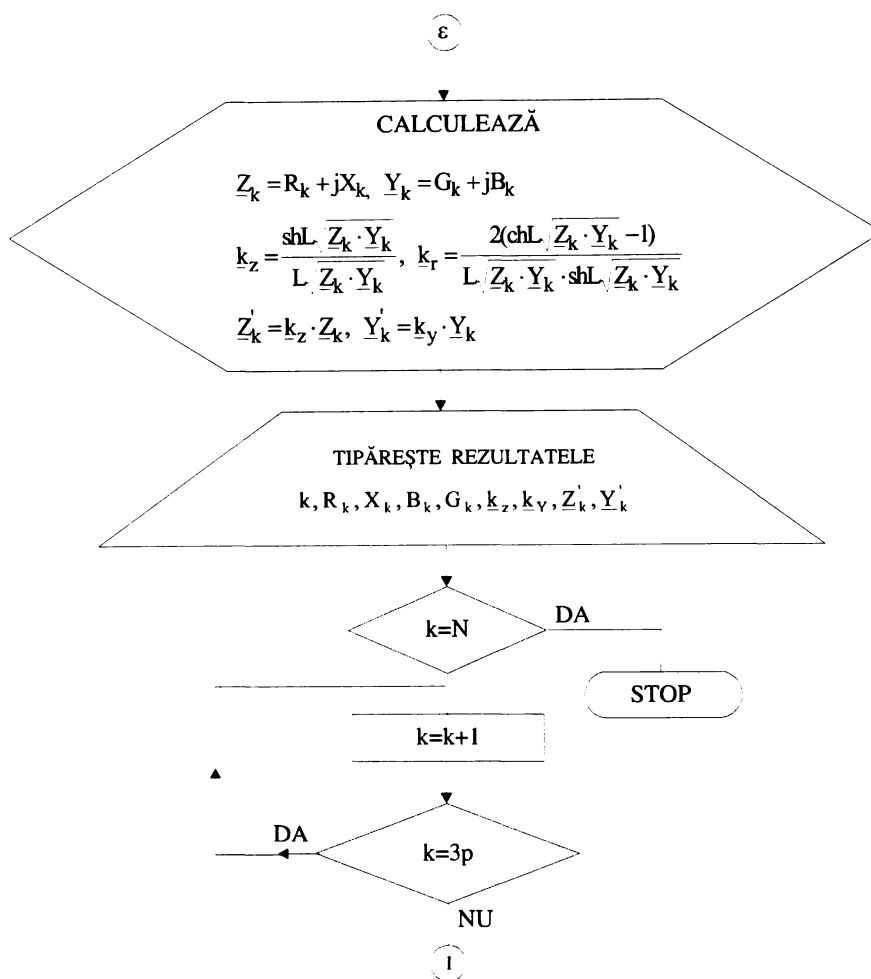


Fig. 3.50. Ordinograma principală de calcul a parametrilor armonici a schemei echivalente a unei LES de medie tensiune

3.6. Bateria de condensatoare șunt

Este reprezentată printr-un condensator ideal [9], [16] dispus transversal în schema echivalentă armonică a rețelei, având admitanța:

$$\underline{Y}_k = jk2\pi f_1 C \quad [s] \quad (3.124)$$

unde C este capacitatea bateriei de condensatoare, iar f_1 este frecvența fundamentalei.

3.7. Bobina de reactanță șunt

Este reprezentată printr-o bobină de reactanță ideală [9], [16], [72] dispusă transversal în schema echivalentă armonică a rețelei având admitanța:

$$\underline{Y}_k = -j \cdot \frac{1}{k2\pi f_1 L} \quad [s] \quad (3.125)$$

unde L este inductanța bobinei iar f_1 este frecvența fundamentalei.

3.8. Consumatorul electric liniar

3.8.1. Probleme generale:

Consumatorii electrici răspund și participă la orice modificare a parametrilor electrici ai sistemului atât ca amplitudine cât și ca formă de variație în timp [5], [16], [67], [69], [72].

Ca urmare ei au un rol important în definirea comportării armonice a rețelei în diverse noduri de sistem atât sub aspect cantitativ (amplitudinea și faza armonicilor de tensiune și curent) cât și calitativ (frecvența de rezonanță armonică a rețelei). În acest sens în literatură se evidențiază aportul consumatorilor la amortizarea regimului armonic și deplasarea frecvenței de rezonanță armonică spre valori mai ridicate [6], [16], [50], [57]. O clasificare a consumatorilor liniari din punct de vedere a regimului nesinusoidal se prezintă în fig. 3.51. Această clasificare are în vedere atât caracteristicile fizice ale consumatorilor (de același tip sau de tipuri diferite, statici sau rotativi), comportarea lor atunci când sunt alimentați cu tensiuni nesinusoidale (atenuează, amplifică sau lasă neschimbat regimul nesinusoidal în curent față de acela în tensiune, deplasează sau nu frecvența de rezonanță armonică a consumatorului echivalent: rețea-consumator) cât și modelarea armonică (printr-o singură impedanță, două sau mai multe).

Dacă pe fundamentală comportarea consumatorilor este bine descrisă de caracteristicile statice și dinamice, în sensul că se cunoaște răspunsul consumatorului la modificarea tensiunii sau frecvenței de alimentare [60], [61], [62], [63], nu același lucru se întâmplă în regimul armonic, unde deși se pot defini unele caracteristici armonice [61], [64], acestea nu pot caracteriza comportarea consumatorului decât în situații particulare. Astfel în [6] se arată că atunci când puterea absorbită într-un nod de rețea crește, nu se poate afirma cu certitudine ce se întâmplă cu nivelul curenților armonici injectați în acest nod; acesta crește sau poate scădea.

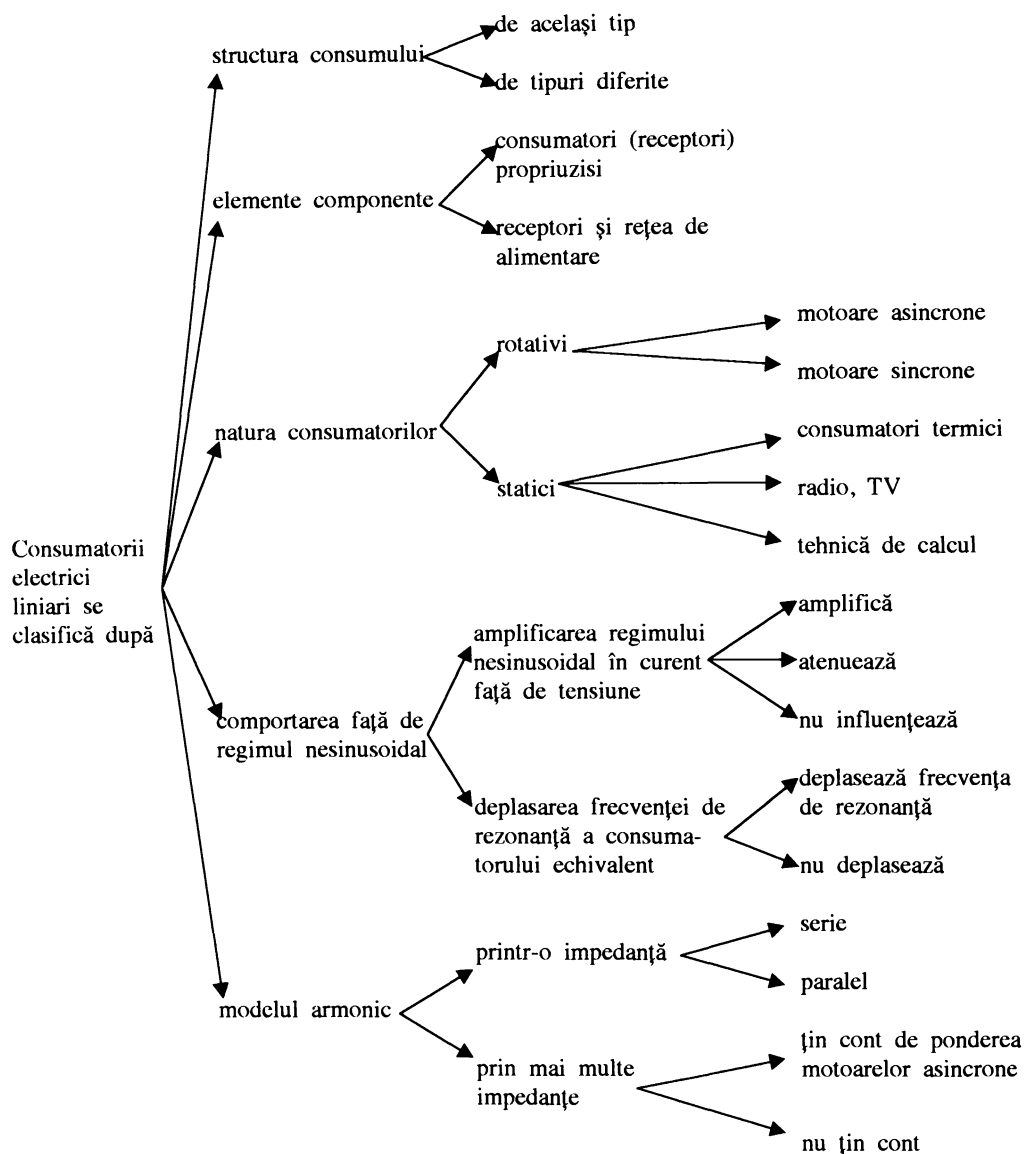


Fig. 3.30 Clasificarea consumatorilor liniari din punct de vedere a regimului nesinusoidal

Problema este complexă și firește ea depinde de mai mulți factori dintre care se pot menționa:

- ponderea motoarelor asincrone,
- tensiunea nominală a nodului la care este racordat consumatorul,

- distanța electrică dintre nodul de consum și sursele de curenți armonici,
- prezența bateriilor de condensatoare în structura consumatorului,
- conexiunea fazelor receptorului: stea sau triunghi

Din cele prezentate a rezultat ideea că este mai util a prezenta mai întâi schema echivalentă a motorului asincron și apoi să se facă referiri la schema echivalentă a consumatorului complex.

3.8.2. Schema echivalentă armonică a motorului asincron trifazat [1], [27]

Dacă la bornele înfășurării statornice a unui motor asincron trifazat se aplică o tensiune nesinusoidală, aceasta funcționând cu viteza unghiulară constantă, problema poate fi tratată ca și cum asupra arborelui motorului ar acționa mai multe cupluri, fiecare corespunzând unei tensiuni armonice de amplitudine U_k și frecvență $f_k = k \cdot f_1$, unde f_1 este frecvența fundamentalei.

În studiul mașinii asincrone în regim nesinusoidal se adoptă de regulă următoarele ipoteze simplificatorii:

- curenții armonici de rang k nu determină armonici superioare ale solenației, ca urmare viteza de sincronism a motorului pe armonica k este $k\Omega_0$ unde Ω_0 este viteza de sincronism corespunzătoare fundamentalei;
- întrefierul motorului este uniform;
- se neglijează saturația magnetică;
- inductivitățile mutuale dintre circuitele statorului și ale rotorului variază sinusoidal cu poziția rotorului.

Pentru armonica k alunecarea motorului este:

$$s_k = 1 - \frac{\Omega}{k\Omega_0} = 1 - \frac{1 - s_1}{k} \text{ , dacă } k=3p+1$$

sau

$$s_k = 1 + \frac{\Omega}{k\Omega_0} = 1 + \frac{1 - s_1}{k} \text{ , dacă } k=3p-1$$
(3.126)

unde cu s_1 s-a notat alunecarea corespunzătoare alimentării cu tensiunea fundamentală.

Pentru fiecare armonică k , respectiv tensiune de alimentare de amplitudine U_k se poate construi o schemă echivalentă armonică ca în fig. 3.31. Cu indicele 1 s-au notat parametrii statorului iar cu indicele 2 aceia ai rotorului.

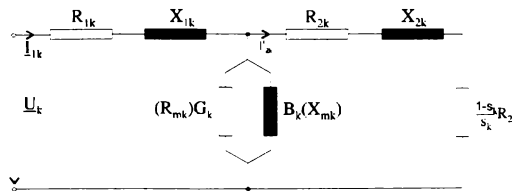


Fig. 3.31. Schema echivalentă armonică a motorului asincron trifazat

Pentru elementele transversale s-au prezentat ambele forme de notații: G_k, B_k sau R_{mk}, X_{mk} .

Pentru curenții I_{1k} și respectiv I'_{2k} se pot scrie următoarele expresii:

$$I_{1k} = \frac{U_k}{[R_{1k} + j(X_{1k} + X_{mk}) - \frac{(jX_{mk})^2}{\frac{R'_{2k}}{s_k} + j(X'_{2k} + X_{mk})}]} \quad (3.127)$$

$$I'_{2k} = jX_{mk}I_{1k} / [R'_{2k} / s_k + j(X'_{2k} + X_{mk})] \quad (3.128)$$

Din analiza relațiilor (3.126) se constată că la creșterea rangului armonicii, alunecarea corespunzătoare acesteia se apropie de valoarea unitară iar termenul ce modelează sarcina motorului, adică $(1 - s_k) / s_k \cdot R_{2k}$ se reduce foarte mult.

Cuplurile determinate de armonicile $k=3p+1$ produc un cuplu în același sens cu cuplul principal, determinat de tensiunea U_1 iar cuplurile determinate de armonicile $k=3p+1$ au sens contrar cuplului principal.

În ipoteza că se neglijează efectul pelicular $R_{1k}=R_{11}$ și $R'_{2k}=R'_{21}$ R_{11} și R_{21} fiind rezistența statorului respectiv rotorului pe fundamentală redusă la stator. Aceasta din urmă se calculează cu relația:

$$R'_{21} = \frac{m_1}{m_2} \cdot \left(\frac{N_1 \cdot k_1^*}{N_2 \cdot k_2^*} \right)^2 \cdot R_{21} \quad (3.129)$$

unde:

m_1, m_2 sunt numărul de faze din stator și respectiv rotor,

N_1, N_2 – numărul de spire ale înfășurării statorice, respectiv rotorice,

k_1^*, k_2^* – factorul de înfășurare statorică, respectiv rotorică.

Cu aceleași ipoteze simplificatorii menționate mai sus

$$X_{1k} = k \cdot X_{11}, \quad X'_{2k} = k \cdot X'_{21} \quad (3.130)$$

$$X'_{21} = \frac{m_1}{m_2} \cdot \left(\frac{N_1 \cdot k_1^*}{N_2 \cdot k_2^*} \right)^2 \cdot X_{21} \quad (3.131)$$

Pentru latura transversală a schemei echivalente se pot scrie relațiile:

$$\underline{Z}_{mk} = R_{mk} + jX_{mk} \quad (3.132)$$

unde

$$R_{mk} = G_k / Y_k^2 \quad \text{și} \quad X_{mk} = B_k / Y_k^2 \quad (3.133)$$

$$\underline{Y}_k^2 = G_k^2 + B_k^2 \quad (3.134)$$

Conductanța armonică G_k corespunde: pierderilor în fier prin curenți turbionari și fenomenului histerezis ($G_{k, Fe}$), pierderilor suplimentare în fier ($G_{k,s}$), pierderilor mecanice ale mașinii ($G_{k,m}$).

Termenul $G_{k,Fe}$ se determină întocmai ca și la transformator.

Termenul $G_{k,s}$ este determinat de două categorii de pierderi suplimentare și anume: superficiale și prin pulsații. La funcționarea motorului la parametri nominali, $U_1=U_n$, f_1 , aceste pierderi sunt date de relațiile:

$$P_{1s} = k_s \cdot f^{1,5} \cdot B_{1max}^2 \quad \text{și} \quad P_{1p} = k_p \cdot f^2 \cdot B_{1max} \quad (3.135)$$

În planul armonicilor k , aceste relații devin:

$$P_{ks} = k_s \cdot f^{1,5} \cdot k^{1,5} \cdot \left(\frac{U_k}{U_n}\right)^2 \cdot \frac{1}{k^2} \cdot B_{1max}^2 = P_{1s} \left(\frac{U_k}{U_n}\right)^2 \cdot \frac{1}{\sqrt{k}} \quad (3.136)$$

$$P_{kp} = k_p \cdot f^2 \cdot k^2 \cdot \left(\frac{U_k}{U_n}\right)^2 \cdot \frac{1}{k^2} \cdot B_{1max}^2 = P_{1p} \left(\frac{U_k}{U_n}\right)^2 \quad (3.137)$$

Corespunzător se pot defini conductanțele G_{ks} și respectiv G_{kp} , adică:

$$G_{ks} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_{ks}}{U_k^2} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_{1s}}{U_n^2} \cdot \frac{1}{k} = \frac{G_{1s}}{\sqrt{k}} \quad (3.138)$$

$$G_{kp} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_{kp}}{U_k^2} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_{1p}}{U_n^2} = G_{1p} \quad (3.139)$$

Termenul G_{km} este aproximativ egal cu G_{k1} , termen ce corespunde fundamentalei și el depinde de viteza unghiulară Ω a mașinii.

Reunind expresiile termenilor componenți pentru conductanța G_k rezultă expresia:

$$G_k = G_1 - \left[G_{1Fe} \cdot \frac{P_{H1}}{P_{Fe1}} \cdot \left(1 - \frac{1}{k}\right) + G_{1p} \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{k}}\right) \right] \quad (3.140)$$

unde G_1 este conductanța corespunzătoare pierderilor totale de mers în gol ale mașinii alimentată cu tensiune de valoare nominală și frecvență fundamentală.

Susceptanța armonică B_k în ipoteza funcționării mașinii electrice pe porțiunea liniară a caracteristicii de magnetizare și pentru $k \leq 30$ poate fi calculată relația:

$$B_k = B_1 / k \quad (3.141)$$

unde B_1 este susceptanța calculată în condiții de funcționare la parametri nominali.

În [41] se prezintă un model armonic simplificat pentru motorul asincron, care neglijează impedanța de magnetizare.

Astfel schema echivalentă se rezumă la o impedanță de forma:

$$\underline{Z}_m(k) = R_{mk} + jX_{mk} \quad (3.142)$$

unde

$$R_{mk} = R_B \left(aK_a + \frac{b}{s_k} K_b \right) \quad (3.143)$$

$$X_{mk} = k \cdot X_B$$

R_B – rezistența totală a motorului cu rotorul blocat,

X_B – reactanța totală a înfășurărilor motorului cu rotorul blocat,

$$s_k = (\pm k - 1) / \pm k \quad (3.144)$$

a, b, K_a, K_b – coeficienți de corecție pentru efectul pelicular.

3.8.3. Schema echivalentă armonică a consumatorului complex

Realizarea unui model general care să cuprindă consumatorul complex nu a fost încă posibilă. În literatură se conturează două direcții: una analitică care sintetizează două modele principale, unul corespunzător sarcinilor statice și altul celor rotative, le ponderează cu cota parte din puterea activă și reactivă ce revine fiecăreia și apoi le reunește și alta experimentală, care pornind de la scheme L, R serie, paralel sau combinații ale acestora, identifică experimental parametrii schemelor în funcție de particularitățile consumatorului și anume:

- puterile activă și reactivă absorbite în condiții nominale de funcționare (tensiune nominală și de frecvență fundamentală),
- ponderea puterii motoarelor asincrone în puterea totală absorbită de consumator,
- nivelul de tensiune la care se consideră consumatorul,
- domeniul frecvențelor de interes,
- valorile medii ale parametrilor motoarelor asincrone.

În acest sens în tabelul 3.6 sunt prezentate succesiv în ordinea complexității, câteva scheme echivalente propuse în literatură pentru consumatorul complex. Se menționează sursa bibliografică, relațiile de calcul ale parametrilor, semnificația mărimii care intervine și observații referitoare la domeniul de aplicare: interval de frecvență (armonic) sau nivel de tensiune.

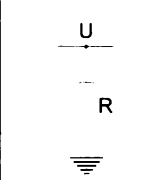
Din analiza schemelor prezentate în tabelul 3.6 se constată că în timp schemele au evoluat de la simplu la complex, în ultima vreme apelându-se la scheme mai complete care separă consumatorii statici de cei rotativi, pentru cei rotativi de tipul motoare asincrone considerându-se parametrii ce depind de parametrii efectivi ai motoarelor asincrone existente.

Arrillaga arată în [5] și [16] că modelele simple 2) sau 3) sunt foarte utile în analiza propagării regimului nesinusoidal în rețeaua de înaltă tensiune sau la medie tensiune când informațiile despre sarcina nodurilor lipsește sau este insuficientă.

În [71] se arată printr-o schemă echivalentă paralel a consumatorului R, X, cum prezența consumatorului liniar conduce la creșterea ordinului armonicii de rezonanță.

La nivelul de joasă sau medie tensiune, când consumatorul complex dispune în bună parte de motoare asincrone, sunt mult mai utile însă modelul 6 (motor), 7, 8 (modelul italian). Acestea din urmă pot surprinde cu multă precizie frecvențele de rezonanță armonică [58].

Tabelul 3.6. Schemele echivalente armonice ale consumatorului complex-sinteză bibliografică

Nr. crt.	Schema echivalentă	Sursa bibliografică	Relatii de calcul a parametrilor	Observații
1.		[24]	$R = k_R \cdot \frac{U_1^2}{P_1}$ $k_R = 1,125 + 0,0879k$	Se neglijează X U ₁ ,P ₁ - corespund fundamentalei - înaltă tensiune

Nr. crt.	Schema echivalentă	Sursa bibliografică	Relatii de calcul a parametrilor	Observații
2.		[5] [16] [57] [70]	$R = \frac{U_1^2}{P_1}$ $X = \frac{U_1^2}{Q_1}$	U_1, P_1, Q_1 - corespund fundamentalei - $k \in [5,40]$ - medie și înaltă tensiune
3.		[5] [9] [16] [41] [65] [66] [71]	$R = \frac{U_1^2}{P_1}$ $X = k \cdot \frac{U_1^2}{Q_1}$	În [2.9] este numit modelul R/L. U_1, P_1, Q_1 - corespund fundamentalei - medie tensiune - $k \in [5,20]$
4.		[16] [57] [58]	$R = \frac{U_1^2}{p \cdot P_1}$ $X = \frac{U_1^2}{p \cdot Q_1}$ $p = 0,1k + 0,9$	U_1, P_1, Q_1 - corespund fundamentalei - medie tensiune - $k \in [5,30]$
5.		[24]	$R = k_R \cdot \frac{U_1^2}{P_1}$ $X = X_{echi} \cdot k$ 5	U_1, P_1, Q_1 - corespund fundamentalei X_{echi} - reactanța echivalentă de secvență inversă a motoarelor asincrone - joasă și medie tensiune
6.		[9] [10]	$X = k \cdot X_1$ $X_1 = \frac{U_1^2}{S_p}$ $R = \sqrt{k} \cdot R_1$ $R_1 = X_1 / 3$	Este denumit modelul MOTOR S_p - puterea aparentă la pornire cu rotorul blocat - este considerat efectul pelicular - corespunde la $\cos \phi_p = 0,32$

Nr. crt.	Schema echivalentă	Sursa bibliografică	Relatii de calcul a parametrilor	Observații
7.		[9] [16] [24] [57] [58]	$R_s = \frac{U_1^2}{P_1}$ $X_s = 0,073k \cdot R_s$ $X_p = \frac{k \cdot R_s}{6,7 \left[\frac{Q_1}{P_1} - 0,74 \right]}$	-este denumit modelul CIGRE - U_1, P_1, Q_1 - corespund fundamentalei - util pentru nivelul de medie tensiune - pentru armonici de rang $k \in [5,20]$ dă rezultate foarte bune
8.		[58] [59]	$R_s = \frac{U_1^2}{P_1(1-r)}$ $X_s = \alpha \cdot k \cdot R_s$ $R_a = R_m [1 + \gamma(kf_1)^{0,5}]$ $X_a = \frac{U^2}{P_1 \cdot r} X_r \cdot k [2(kf_1)^\beta]$	- r ponderea motoarelor asincrone - $\alpha = Q_1 / P_1$ - R_m este rezistența echivalentă serie a motoarelor pe fundamentală, se ia $(0,15 \div 0,2) X_r = 0,03 \div 0,04 u. r.$ - X_r este reactanța medie echivalentă a rotorului pe fundamentală $X_r = 0,15 \div 0,2 u. r.$ - $\gamma = 0,15 \div 0,25$ pentru medie tensiune și $0,25 \div 0,75$ pentru joasă tensiune - $\beta = -0,2 \div -0,1$

De asemenea s-au considerat foarte interesante în [58], în ceea ce privește rolul bateriei de condensatoare folosite, rezultatele obținute la bornele consumatorilor pentru îmbunătățirea factorului de putere. Astfel prima rețea test considerată este prezentată în figura 3.32, iar în figura 3.33 variația modului impedanței armonice a rețelei văzută în nodul A, consumatorul liniar fiind reprezentat după schemele 3, 4, 7 și 8. Se constată mici diferențe între valorile impedanței armonice determinate în cele patru situații de reprezentare a consumatorilor. Ele cresc după $k=5$, dar rămân în continuare staționare, nedepășind $5 \div 7\%$ din valoarea medie.

Valorile medii sunt date de modelul 3 și 8 iar cele externe de 4 inferior și 7 superior.

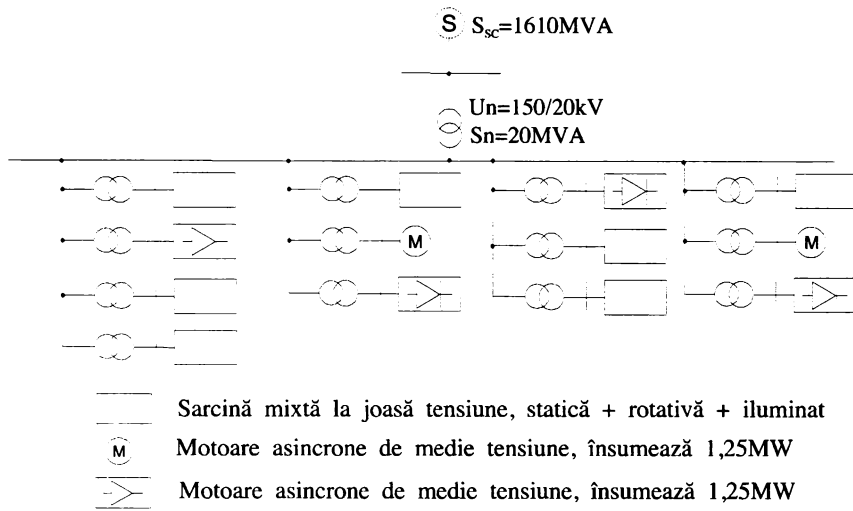


Fig. 3.32 Rețea de distribuție industrială test



Fig. 3.33 Variația impedenței armonice a rețelei test din fig.3.32 văzută în nodul A, cu frecvența

Nu același lucru se poate spune despre variația impedenței armonice a celei de a doua rețele test (fig.3.34) văzută în nodul B. Aici din cauza bateriilor de condensatoare apare o rezonanță armonică paralel la 250Hz pentru modelul 3, 300Hz pentru modelul 4 și 8 și 350Hz pentru modelul 7. În plus valoarea impedenței armonice la rezonanță pentru modelul 8 diferă cu mult (fiind mult mai mare) față de cele corespunzătoare celorlalte modele (fig.3.35)

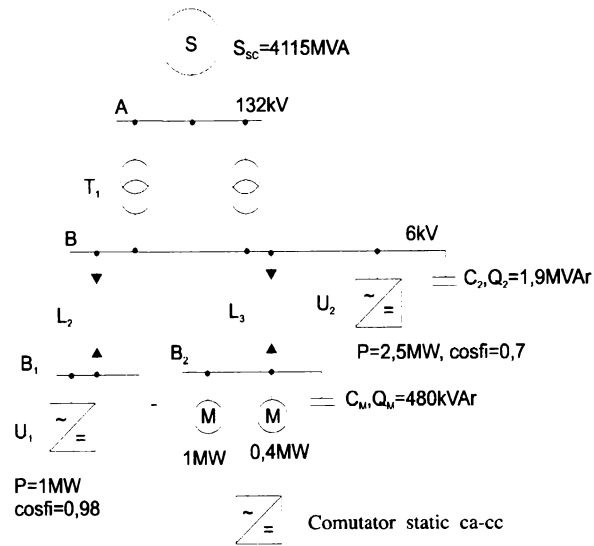


Fig. 3.35 Rețea de distribuție industrială test, cu considerarea bateriilor de condensatoare folosite pentru compensare

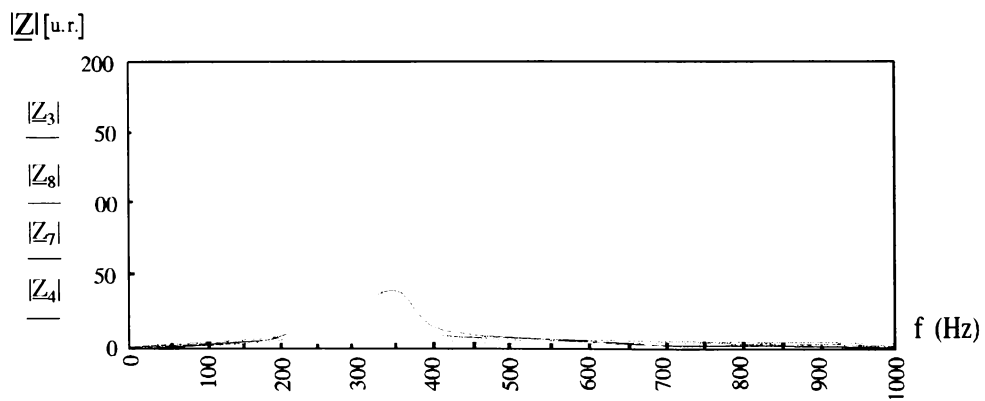


Fig. 3.56 Variația impedenței armonice a rețelei test din fig.3.34 văzute în nodul B, cu frecvența

3.8.4 Calculul parametrilor schemei echivalente armonice pentru un consumator complex.

Se consideră un consumator complex alcătuit din receptori liniari statici 50% și restul rotativi de tip motoare asincrone repartizați la nivelul de joasă și medie tensiune. Puterile absorbite sunt $P=5\text{MW}$ și $Q=4\text{Mvar}$ iar tensiunea barelor la care este privit acest consumator $U=110\text{kV}$. Expresiile parametrilor armonici ai celor opt modele sunt prezentate în tabelul 3.7, iar variația cu rangul armonicii a impedanței echivalente văzute la borne în fig.3.57

Tabelul 3.7 Expresiile parametrilor armonici ai schemei echivalente a consumatorului complex.

Modelul	Expresiile parametrilor armonici	UM
1	$R = (1,125 + 0,0875 \cdot k) \cdot 2420$	Ω
2	$R = 2420 \quad X = 3025$	Ω
3	$R = 2420 \quad X = 325/k$	Ω
4	$R = 2420 / (0,1k + 0,9) \quad X = 325 / (0,1k + 0,9)$	Ω
5	$R = (1,125 + 0,0875k) \cdot 2420 \quad X = 606k$	Ω
6	$R = 161,33\sqrt{k} \quad X = 484k$	Ω
7	$R_s = 2420 \quad X_s = 176,6k \quad X_p = 6019,9k$	Ω
8	$R_s = 4840 \quad R_a = 242 \left[1 + 0,2(50k)^{0,5} \right]$ $X_s = 3872 \quad X_a = 1694(50k)^{-0,15}$	Ω

Din analiza curbelor de variație a impedanței consumatorului se desprind următoarele observații:

- impedanța armonică a consumatorului complex variază într-o plajă relativ mare de valori și aceasta dependent de modelul adoptat și intervalul de frecvență considerat;

- pentru $k \leq 40$ variația modulului impedenței este cuprinsă între 385 și $1,9 \cdot 10^4 \Omega$, valorile cele mai mari le asigură modelul 6 iar cele mai mici modelul 4;
- variațiile impedențelor cu frecvența pot fi grupate în trei categorii: a) liniari dar cu pantă mare (modelul 6), b) liniare dar cu pantă redusă (modelele 1, 5, 7), c) staționare sau descrescătoare (modelele 2, 3, 8);
- modelul cel mai simplu 1, conduce la valori medii pentru impedența armonică, dar mai mari decât majoritatea celorlalte modele (2, 3, 4, 5, 8);
- modelul 8, cel mai complex model conduce la valori relativ reduse pentru Z și prezintă o lege de variație ușor crescătoare cu tendințe de saturație pentru valoarea de 2500Ω

Concluzia care se desprinde din aceste observații este aceea că atât legea de variație cât și valorile impedențelor armonice ale consumatorilor sunt dependente de schema echivalentă a consumatorului complex. Adoptarea unei scheme echivalente cât mai corecte trebuie să aibe în vedere prezența motoarelor asincrone, ponderea lor și parametrii acestora.

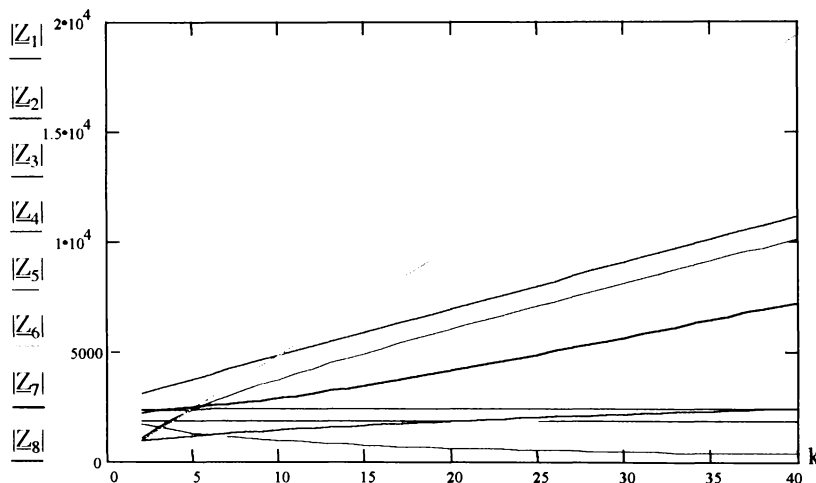


Fig.3.36. Variația impedenței armonice văzută la bornele schemei echivalente a consumatorului cu ordinul armonicii

În fig.3.36 notațiile $Z_1 \div Z_8$ corespund modelelor 1÷8 din tabelul 3.7.

3.9. Concluzii

În cadrul acestui capitol au fost prezentate modelele armonice ale elementelor de sistem corespunzător secvenței directe. Pentru aceasta s-a avut în vedere procedura generală prezentată în capitolul 2 și particularitățile funcționale ale fiecărui element. Ipotezele simplificatoare adoptate pe parcursul dezvoltărilor au fost în concordanță cu recomandările existente în bibliografie și în mod deosebit cu materialele recente CIGRE.

Referitor la modelarea armonică a elementelor de sistem trebuie menționat că aceasta s-a efectuat în strânsă legătură cu scopul urmărit, adică determinarea impedenței armonice a rețelei. Deoarece impedențele elementelor de rețea depind atât de frecvență cât și de secvența curentului ce le parcurge s-au avut în vedere armonicile de rang $k \neq 3p$ iar secvența curentului urmărit a fost aceea directă. Elementele de rețea au fost considerate

liniare cu simetrie totală, iar sursele de putere din sistem (generatoarele sincrone) produc la borne un sistem simetric de tensiuni sinusoidale de succesiune directă. Modelele armonice considerate au fost cele recomandate în literatură și la prezentarea lor s-au avut în vedere cu prioritate recomandările CIGRE.

Din analiza comportării schemei echivalente armonice a transformatorului au rezultat următoarele:

- cu creșterea frecvenței rezistența și reactanța armonică își măresc valoarea iar conductanța și susceptanța și-o micșorează;
- sensibilitatea cea mai pronunțată cu rangul armonicii prezintă reactanța și respectiv susceptanța armonică;
- conductanța armonică depinde de raportul dintre pierderile prin histerezis și cele prin curenți turbionari, de valoarea exponentului m (ce caracterizează dependența pierderilor prin histerezis de inducția magnetică) de mărirea tensiunii armonice și de frecvență. Pentru aceeași pondere a pierderilor componente în pierderile totale în fier și valori ale lui m în jurul lui 2 se constată că, conductanța armonică crește la scăderea nivelului armonicii de tensiune armonică și la creșterea rangului armonicii pentru $m > 2$;
- cu creșterea rangului armonicii, participarea impedanței transversale este tot mai redusă, motiv pentru care în literatură s-au propus în ultima vreme scheme echivalente care nu cuprind decât o impedanță longitudinală, identificarea parametrilor acestei scheme efectuându-se prin cercetări experimentale;
- dacă se consideră capacitatea de intrare a transformatorului în schema echivalentă simplificată, rezonanța armonică pentru transformatorul aflat în regim de scurtcircuit apare la frecvența de 5,5kHz valoare apropiată de aceea rezultată prin folosirea schemei echivalente nesimplificate. Această constatare atestă încă odată corectitudinea schemei echivalente armonice simplificate a transformatorului cu două înfășurări, utilitatea ei în problemele de determinare a impedanței armonice fiind evidentă;

Din analiza comportării schemei echivalente armonice a liniei electrice aeriene au rezultat următoarele:

- coeficientul de corecție al rezistenței datorită efectului peliculat are valori cuprinse între 1 și 2,293 iar pentru frecvențele medii cuprinse în intervalul $k \in [2;40]$ prezintă o variație practic liniară cu rangul armonicii;
- rezistența și reactanța nominală cresc odată cu creșterea rangului armonicii aproximativ liniar, panta de variație a reactanței fiind mult mai mare decât a rezistenței. Astfel dacă la rezistență panta medie este cca. $0,0227\Omega/\text{km}$ rang armonică, pentru reactanță este $0,412\Omega/\text{km}$ rang armonică;
- raportul dintre rezistența și reactanța armonică scade rapid cu creșterea ordinului armonicii, forma de variație fiind foarte apropiată de aceea a unei exponențiale descrescătoare;
- susceptanța și conductanța nominală cresc practic liniar cu ordinul armonicii dacă tangenta unghiului de pierderi rămâne constantă cu frecvența;
- coeficienții lui Kennelly își modifică valoarea cu ordinul armonicii având un pronunțat caracter real, motiv pentru care în calcule se poate renunța la partea imaginară. Pentru $k \leq 7$ valoarea lor este foarte apropiată de 1 iar pentru $k \geq 20$ diferența față de 1 crește, desconsiderarea valorii exacte conducând la erori de până la 30÷40%. Prin urmare din punct de vedere armonic și $k \leq 40$ linia de 110kV și lungime $L \geq 40\text{km}$ este o "linie lungă";

- deși inductivitatea internă a conductorului scade odată cu creșterea rangului armonicii, inductivitatea liniară a conductorului rămâne practic constantă și aceasta datorită valorii relativ reduse a inductivității interne în inductivitatea totală;
- impedanța caracteristică a liniei nu este constantă cu frecvența, ci își micșorează valoarea odată cu creșterea ordinului armonicii. Astfel pentru $k = 2$; $Z_c = 386\Omega$, pentru $k = 11$; $Z_c = 379\Omega$ iar pentru $k = 23$; $Z_c = 342,46\Omega$, adică micșorarea este în medie de cca $2,07\Omega/\text{rang}$ armonică, valoare ce nu poate fi neglijată în analiza propagării armonice a undelor de tensiune și de curent.

Din analiza comportării schemei echivalente armonice a liniei subterane au rezultat următoarele:

- coeficientul de creștere a rezistenței electrice datorită efectului pelicular crește rapid cu creșterea rangului armonicii, legea de variație fiind foarte apropiată de o dreaptă cu panta de $0,0173 \cdot 1 / \text{rang}$ armonică;
- coeficientul de creștere a rezistenței electrice datorită efectului de apropiere este mai mic decât cel datorită efectului pelicular și crește mai lent decât primul, dar liniar cu o pantă de cca. $0,0022 \cdot 1 / \text{rang}$ armonică;
- coeficientul de corecție al rezistenței și reactanței armonice datorat influenței ecranului cablului crește sensibil cu creșterea rangului armonicii tinzând către 1 la valori mari ale lui k ;
- rezistența electrică armonică crește odată cu creșterea ordinului armonicii, panta de creștere scăzând odată cu creșterea ordinului armonicii: de la $0,127\Omega/\text{km}$ rang armonică pentru $k=5$, la $0,0098\Omega/\text{km}$ rang armonică pentru $k=29$;
- reactanța armonică crește cu ordinul armonicii, mai rapid pentru primele armonici și mai lent pentru armonicile superioare, oricum pentru $k>8$ legea de variație este o dreaptă de pantă $0,043\Omega/\text{km}$ rang armonică;
- susceptanța și conductanța armonică cresc liniar cu ordinul armonicii;
- coeficienții lui Kennely au un pronunțat caracter real, componenta imaginară fiind de valoare foarte redusă și este pozitivă pentru \underline{k}_z și negativă pentru \underline{k}_y . Valorile lui \underline{k}_z scad la creșterea ordinului armonicii iar a lui \underline{k}_y cresc;
- impedanța caracteristică a cablului variază într-o plajă relativ mare de valori odată cu creșterea ordinului armonicii, de la $83,79\Omega$ pentru $k=2$ la mai puțin de jumătate pentru $k=40$ ($Z_c=40,63\Omega$).

Din analiza comportării schemelor echivalente a consumatorilor electrici liniari în regimul nesinusoidal a rezultat următoarele:

- consumatorii electrici răspund și participă la modificarea parametrilor electrici ai sistemului un rol important avându-l caracteristicile de frecvență ale receptorilor componenți;
- consumatorului complex i se pot atașa diferite scheme echivalente armonice, rezultat a două direcții de cercetare: una analitică care sintetizează două modele principale, unul corespunzător sarcinilor statice și altul celor rotative, le ponderează cu cota parte din puterea activă și reactivă ce revine fiecăreia și apoi le reunește și alta experimentală, care pornind de la scheme L, R serie, paralel sau combinații ale acestora; identifică experimental parametrii schemelor în funcție de particularitățile consumatorului;

- în timp schemele echivalente ale consumatorului complex liniar au evoluat de la simplu la complex în ultima vreme apelându-se la scheme mai complexe, care separă consumatorii statici de cei rotativi, pentru cei rotativi de tipul motoare asincrone considerându-se parametri echivalenți ce depind de parametri efectivi ai motoarelor existente;
- impedanța armonică a consumatorului complex variază într-o plajă relativ mare de valori și acestea dependent de modelul adoptat și de intervalul de frecvență considerat; pentru frecvențe mici ($k < 11$) domeniul de variație este relativ redus (pentru cazul considerat el nu a depășit 4000Ω), dar pentru valori mari ($k > 25$) el atinge valori relativ mari ($> 12000\Omega$) și continuă să crească cu ordinul armonicii;
- legile de variație ale impedanțelor armonice a schemelor echivalente a consumatorului complex sunt diferite, predominând aceea liniară; modelul 8 cel mai complex prezentând o lege de variație parabolică cu tendințe de saturație la frecvențe ridicate.
Contribuțiile originale aduse în acest capitol se referă la:
- realizarea unei sinteze bibliografice privind modelarea armonică a elementelor de rețea: transformator, linie electrică aeriană, linie electrică subterană;
- demonstrarea relației cunoscute, între capacitățile de secvență ale unei linii electrice ($C_d = C_h + 3c$) aeriene plecând de la regimul de mers în gol pe o singură fază;
- efectuarea unor aplicații semnificative pentru calculul parametrilor armonici ai schemelor echivalente ale transformatorului, liniei electrice aeriene și liniei electrice subterane;
- elaborarea unor algoritmi și programe de calcul în limbaj PASCAL pentru calculul parametrilor armonici ai liniei electrice aeriene și subterane pornind de la datele de catalog ale acestora;
- întocmirea unei sinteze bibliografice privind schemele echivalente armonice ale consumatorului complex, comentarea acestora.

Cap. 4

CALCULUL IMPEDANȚEI ARMONICE

4.1. Generalități

Așa cum s-a menționat în capitolul 2 evaluarea impedanței armonice se poate efectua pe cale analitică (prin calcul) sau experimental. În cazul când se apelează la calcule, acestea pot fi directe sau indirecte, determinarea impedanței armonice realizându-se după cunoașterea circulației de curenți armonici și a tensiunilor armonice în nodurile de interes ale rețelei. Dacă se are în vedere că și estimarea directă poate fi privită ca și un caz particular al calculului circulației de curenți armonici și tensiuni armonice, rezultă că de fapt calculul impedanței armonice poate fi redus în fond la cunoașterea curenților și tensiunilor armonice.

Din acest motiv s-a considerat util ca în cadrul acestui capitol să se prezinte problemele care apar la calculul circulației de curenți și tensiuni armonice în rețelele cu consumatori deformanți, insistând asupra două structuri tip de rețele de alimentare a consumatorilor.

Determinarea impedanțelor armonice în cazul general al unor rețele complexe, cu mai multe surse de regim nesinusoidal (deformant) poate fi efectuată cu ajutorul circulației de curenți și tensiuni armonice în schema de secvență directă a rețelei în planul armonicii k ($k \geq 2$, $k \neq 3p$). Pentru aceasta este necesar a adopta o serie întreagă de ipoteze simplificatorii privind comportarea surselor de putere, elementelor de rețea și a consumatorilor liniari și neliniari din sistemul electroenergetic, de a folosi metode efective de calcul și în final de a calcula în nodurile de interes impedanțele armonice.

Dacă sistemul considerat prezintă anumite particularități, atât sub aspectul dimensiunii (număr de noduri redus), al consumatorilor pe care îi alimentează (consumatori liniari) sau al elementelor de rețea (cu capacități de valoare redusă) problema poate fi rezolvată și mai simplu apelând la teoremele fundamentale ale electrotehnicii.

4.2. Ipoteze admise la calculul circulației de curenți armonici

Aceste ipoteze privesc consumatorii deformanți (sursele de regim deformant), elementele de transfer (linii și transformatoare) precum și sursele de putere (generatoare sincrone) din sistemul electroenergetic.

Referitor la consumatorii deformanți există trei ipoteze simplificatorii privind reprezentarea acestora și anume [1], [2], [3], [6], [19]:

- a) Ipoteza 1, consumatorul deformant se consideră ca o sursă de armonici. Sursa poate fi considerată fie sursă ideală de curent pe armonice de rang k , $I_k = \text{constant}$ (atât în raport cu tensiunea aplicată la borne cât și în raport cu valorile celorlalte armonici

generate de consumatorul deformant), fie o sursă ideală de tensiune $\underline{U}_k = \text{constant}$. Aceste ipoteze sunt acoperitoare din punct de vedere al amplitudinilor armonicilor de curent sau de tensiune în rețelele electrice ce nu dispun de compensări capacitive longitudinale.

- b) Ipooteza 2, consumatorul este considerat ca funcționând pe o caracteristică de impedanță de frecvență fundamentală constantă. Cunoscând forma curentului electric absorbit de consumator, se poate determina spectrul de armonici în raport cu armonica fundamentală. Fiecare curent armonic determinat este atașat unei surse ideale de curent constant în planul armonicii k.
- c) Ipooteza 3, consumatorul deformant este considerat prin caracteristica sa neliniară caracteristică ce stabilește relația dintre valoarea instantanee $u(t)$ a tensiunii la borne și valorile corespunzătoare $i(t)$ ale curentului electric. Această caracteristică poate fi liniarizată pe porțiuni, prin segmente de dreaptă sau printr-o funcție în scară (trepte). Determinarea conținutului armonicii se face scriind ecuațiile diferențiale de funcționare în care consumatorul este introdus prin relația exactă sau aproximativă ce definește caracteristica sa.

O sinteză a problemelor legate de ipotezele făcute la modelarea consumatorilor deformanți, surse de regim nesinusoidal este prezentată în tabelul 4.1 [1], [3], [74], [75], [76], [77].

Tabelul 4.1 Ipotezele admise în legătură cu modelarea consumatorilor deformanți

Ipooteza	Caracteristici	Avantaje	Dezavantaje	Observații
1	- sursă de curent constant, $I_k = ct$ sau - sursă de tensiune constantă $\underline{U}_k = ct$	- foarte simplu de utilizat - nu presupune cunoașterea spectrului real de armonici - acoperitoare din punct de vedere al amplitudinilor armonicilor de curent și tensiune	- nu oferă informații complete asupra propagării regimului nesinusoidal în rețea	- $I_k = ct$. nu este acoperitoare pentru dimensionarea filtrelor - $U_k = ct$. este acoperitoare pentru dimensionarea filtrelor
2	- sursă de impedanță constantă pe fundamentală $Z_1 = ct$	- este mai precisă - poate fi folosită pe tipuri de consumatori	- presupune cunoașterea formei curbei curentului absorbit - reclamă analiza armonică a semnalului	- se pretează la tracțiune feroviară, convertoare, cuptoare de inducție
3	- caracteristică neliniară $u(t) = \varphi[i(t)]$	- poate urmări cu fidelitate comportarea reală a consumatorului - caracteristica se poate liniariza pe porțiuni	- presupune calculul complicat, - reclamă multe informații	- se pretează la calcule foarte pretențioase.

În ceea ce privește elementele de rețea se pot face următoarele ipoteze [1], [6], [16]:

- a) Ipoteza 1, parametrii elementelor de rețea nu depind de frecvență, adică rezistență și inductivitatea conductoarelor liniilor și transformatoarelor este independentă de frecvență și deci nu se consideră prezența efectului pelicular și a celui de proximitate. Calculul este acoperitor, întrucât de regulă conduce la amplitudini ale curenților armonici mai mari decât cele obținute în realitate.
- b) Ipoteza 2, parametrii elementelor de rețea depind de frecvență după o lege de variație simplă, aceeași pentru toate liniile, cablurile sau transformatoarele. Pentru rezistențe se admite o dependență $R = \sqrt{k} \cdot R_1$ iar pentru inductivități $L = k \cdot L_1$ [10]. Legea de dependență cu frecvența este valabilă însă numai pe intervale de frecvență.

În ceea ce privește reprezentarea generatoarelor din sistem se pot adopta și aici următoarele ipoteze [1], [9], [24]:

- a) Ipoteza 1, parametrii armonici ai mașinii sincrone nu variază în timp, deci dependent de momentul la care ne referim față de producerea perturbației nu trebuie considerate alte valori pentru inductivitatea și rezistența înfășurărilor statorice, acestea considerându-se cu aceeași valoare.
- b) Ipoteza 2, parametrii armonici ai mașinii sincrone variază în timp, deci valoarea lor este dependentă de momentul (față de producerea perturbației) la care ne referim.

Fiecare dintre ipotezele de mai sus prezentate sunt folosite în cazuri specifice întâlnite în sistemele electroenergetice. Astfel dacă se dorește analiza propagării regimului nesinusoidal în rețea se pot efectua unele simplificări privind reprezentarea elementelor de rețea sau a consumatorilor deformanți, dacă se dorește însă stabilirea frecvențelor la care apar rezonanțe armonice într-o porțiune de rețea, calculul trebuie să fie mai precis și pentru aceasta trebuie considerate modele mai exacte atât pentru sursele de armonici cât și pentru elementele de transfer și consumatorii liniari.

În cazul unor sisteme complexe, determinarea circulației de curenți armonici impune folosirea unor algoritmi și programe de calcul adecvate, plecând fie de la rețeaua analizată cu toate nodurile și liniile electrice conectate, fie inițial sistemul se consideră divizat în mai multe subsisteme care se analizează separat, rezultatele obținute pentru fiecare sistem în parte fiind folosite pentru sinteza întregii structuri.

4.3 Situații particulare de calcul a circulației de curenți și tensiuni armonice

Aceste situații particulare apar atât în rețeaua de transport cât și de distribuție și ele corespund de regulă unor cazuri tipice [1], [6]. Astfel:

4.3.1 Consumator deformant alimentat printr-o linie cu parametri concentrați din sistem (fig.4.1a)

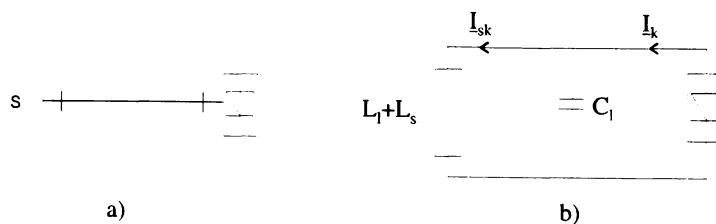


Fig.4.1 Consumator deformant alimentat printr-o linie scurtă : a) reprezentare simbolică, b) schema electrică echivalentă: L_1 , C_1 – parametrii liniei, L_s – inductivitatea sistemului

Se dorește a se urmări fenomenele de amplificare a armonicilor superioare de curent și tensiune. Rețeaua s-a considerat liniară iar consumatorul deformant este reprezentat printr-o sursă de curent constant $I_k = \text{constant}$. Se neglijează rezistența electrică a liniei, reactanța obținându-se prin înmulțirea cu k a reactanței liniei pentru fundamentală [1], [6], [16].

Armonicile de curent, determinate de consumatorul deformant se transmit amplificat sistemului datorită capacității liniei electrice. Dacă se consideră că inductivitățile (liniei și sistemului) și capacitatea liniei sunt constante, independența de frecvență pentru curentul I_{Sk} se poate scrie:

$$I_{Sk} = \frac{I_k}{jk\omega(L_1 + L_s)} \cdot \frac{jk\omega(L_1 + L_s) \cdot \frac{1}{jk\omega C_1}}{j \left[k\omega(L_1 + L_s) - \frac{1}{k\omega C_1} \right]} = I_k \cdot \frac{1}{1 - k^2 \omega^2 (L_1 + L_s) C_1} \quad (4.1)$$

Din analiza relației (4.1) se constată că $I_{Sk} > I_k$, la rezonanță, teoretic rezultă $I_{Sk} = \infty$.

Se poate defini un coeficient de transfer (amplificare) α_k pentru curentul armonic, determinat de relația:

$$\alpha_k = \frac{I_{Sk}}{I_k} = \frac{1}{1 - k^2 \omega^2 (L_s + L_1) C_1} \quad (4.2)$$

Dacă linia se consideră și prin rezistență R_1 , evident că amplificarea curentului I_{Sk} se micșorează, în acest caz coeficientul de transfer α_k fiind determinat de expresia:

$$\alpha_k = \frac{-\frac{R_1}{k\omega C_1} + j \left[\frac{L_1 + L_s}{C_1} + \frac{1}{k^2 \omega^2 C_1^2} \right]}{R_1^2 + \left[\omega k(L_1 + L_s) + \frac{1}{k\omega C_1} \right]^2} \quad (4.3)$$

Pentru impedanța armonică a rețelei văzută la bornele consumatorului deformant se poate scrie relația:

$$\underline{Z}_k = -j \cdot \frac{[(L_1 + L_s) / C_1]}{k\omega(L_1 - L_s - 1 / k^2 \omega^2 C_1)} \quad (4.4)$$

4.3.2 Consumator deformant alimentat din sistem printr-o linie electrică cu parametrii uniform distribuiți

Schema principală a rețelei este aceeași ca și în fig. 4.1a) doar că linia de alimentare este "lungă" în sensul propagării armonice, fig. 4.3.

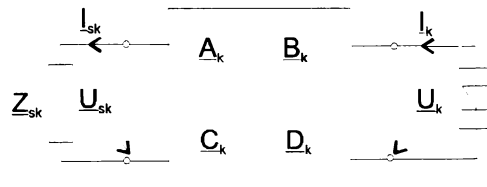


Fig. 4.3. Consumator deformant alimentat printr-o linie electrică cu parametrii uniform distribuiți: schemă electrică echivalentă de calcul.

Dacă consumatorul deformant este sursă de curenți armonici I_k și sistemul parcurs de curentul armonic I_{sk} se pot scrie relațiile:

$$\begin{bmatrix} U_k \\ I_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_k & B_k \\ C_k & D_k \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{sk} \\ I_{sk} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

unde mărimile care intervin au semnificația evidentă.

Dacă se consideră că sistemul este caracterizat de impedența Z_{sk} , se poate scrie următoarea relație:

$$\begin{bmatrix} U_{sk} \\ I_{sk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_{sk} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ I_{sk} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Dacă se au în vedere expresiile coeficienților cuadripolari A_k , B_k , C_k , D_k [1], [6], [78], relația (4.5) devine:

$$\begin{bmatrix} U_k \\ I_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{ch}\sqrt{Z_k Y_k} & Z_{ck}\sqrt{Z_k Y_k} \\ -\frac{1}{Z_{ck}}\operatorname{sh}\sqrt{Z_k Y_k} & \operatorname{ch}\sqrt{Z_k Y_k} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & Z_{sk} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ I_{sk} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

de unde se obține:

$$I_{sk} = \frac{I_k}{Z_{sk}\operatorname{sh}\sqrt{Z_k Y_k} / Z_{ck} + \operatorname{ch}\sqrt{Z_k Y_k}} \quad (4.8)$$

Ca urmare coeficientul de propagare α_k are expresia:

$$\alpha_k = \frac{I_{sk}}{I_k} = \frac{1}{Z_{sk}\operatorname{sh}\sqrt{Z_k Y_k} / Z_{ck} + \operatorname{ch}\sqrt{Z_k Y_k}} \quad (4.9)$$

Dacă în relația de mai sus se notează $\operatorname{tg}\psi_k = Z_{sk} / Z_{ck}$, Z_{ck} fiind impedența caracteristică (de undă) a liniei pentru armonica k, se obține:

$$\alpha_k = \frac{\operatorname{ch}\psi_k}{\operatorname{ch}(Z_k Y_k + \psi_k)} \quad (4.10)$$

Dacă linia electrică se consideră fără pierderi iar impedența sistemului este pur inductivă X_{sk} , relația (4.10) devine:

$$\alpha_k = \frac{1}{\cos(k\omega\sqrt{L_1 \cdot C_1}) - X_{sk} \sin(k\omega\sqrt{L_1 \cdot C_1}) / Z_{ck}} \quad (4.11)$$

Făcându-se notațiile:

$$\Phi_k = k\omega\sqrt{L_1 \cdot C_1} = \frac{2\pi kL}{\lambda} \quad \text{și} \quad \operatorname{tg}\varphi_k = X_{sk} / Z_{ck} \quad (4.12)$$

unde λ este lungimea de undă corespunzătoare fundamentalei, expresia lui α_k devine:

$$\alpha_k = \frac{\cos\Phi_k}{\cos(\Phi_k + \varphi_k)} \quad (4.13)$$

Analiza relației (4.13) evidențiază faptul că, cu cât puterea de scurtcircuit a sistemului este mai mică, pentru o aceeași lungime de linie, coeficientul α_k este mai mare.

Pentru impedența armonică a rețelei văzută la bornele consumatorului deformant se poate scrie:

$$Z_k = \frac{U_k}{I_k} = Z_{sk}\operatorname{ch}\sqrt{Z_k Y_k} + Z_{ck} \cdot \sqrt{Z_k Y_k} \quad (4.14)$$

4.3.3 Rețea electrică cu doi consumatori deformanți.

Rețeaua din fig. 4.4 dispune de doi consumatori deformanți ce debitează curenții I_{1k} și respectiv I_{2k} în nodurile 1 și 2 ale schemei echivalente a rețelei.

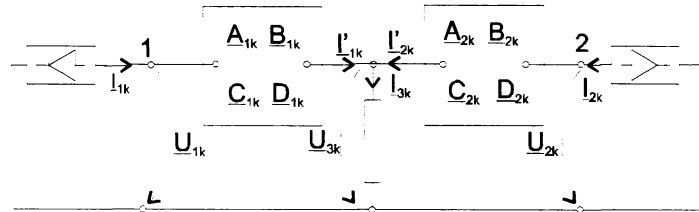


Fig. 4.4 Schema echivalentă de calcul a unei rețele cu doi consumatori deformanți.

Pentru determinarea curenților armonici I'_{1k} , I'_{2k} , I_{3k} și a tensiunilor armonice U_{1k} , U_{2k} , U_{3k} se scriu relațiile:

$$\begin{bmatrix} U_{1k} \\ I_{1k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{1k} & B_{1k} \\ C_{1k} & D_{1k} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{3k} \\ I'_{1k} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$\begin{bmatrix} U_{2k} \\ I_{2k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{2k} & B_{2k} \\ C_{2k} & D_{2k} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{3k} \\ I'_{2k} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$\begin{bmatrix} U_{3k} \\ I_{3k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z_{3k} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ I'_{1k} + I'_{2k} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Pe baza relațiilor (4.15)-(4.17) rezultă:

$$U_{3k} = Z_{3k} \cdot \frac{D_{2k} \cdot I_{1k} + D_{1k} \cdot I_{2k}}{(C_{1k} \cdot D_{2k} + C_{2k} \cdot D_{1k}) \cdot Z_{3k} + D_{1k} \cdot D_{2k}} \quad (4.18)$$

$$I_{3k} = \frac{U_{3k}}{Z_{3k}} = \frac{D_{2k} \cdot I_{1k} + D_{1k} \cdot I_{2k}}{(C_{1k} \cdot D_{2k} + C_{2k} \cdot D_{1k}) \cdot Z_{3k} + D_{1k} \cdot D_{2k}}$$

Condiția de rezonanță este îndeplinită atunci când numitorul lui I_{3k} este nul, adică:

$$(C_{1k} \cdot D_{2k} + C_{2k} \cdot D_{1k}) \cdot Z_{3k} + D_{1k} \cdot D_{2k} = 0 \quad (4.19)$$

În ceea ce privește impedanțele armonice văzute la bornele 1-1' (Z_{1k}) sau 2-2' (Z_{2k}), acestea se pot determina cu relații de forma:

$$Z_{1k} = U_{1k} / I_{1k} \quad \text{și} \quad Z_{2k} = U_{2k} / I_{2k} \quad (4.20)$$

calculul lor efectiv presupunând cunoașterea spectrului real al tensiunilor și curenților armonici. Unele facilități în calcule pot fi obținute și dacă se cunoaște doar tipul receptorului deformant și sarcina acestuia pe fundamentală.

Astfel, în cazul unui redresor, dacă se ține cont de fenomenul de comutație [24], [101] pentru valoarea efectivă a curentului I_k ($k \in [5, 31]$) se poate scrie expresia:

$$I_k = I_1 / [(k - 5 / k) \cdot 1, 2] \quad (4.21)$$

iar pentru faza acestuia:

$$\varphi_k = k \cdot \alpha + (k \pm 1) \beta \quad (4.22)$$

unde:

α este unghiul de întârziere dintre momentul comutării reale și a celei virtuale; în timp corespunde duratei de comutație;

β - unghiul de defazare dintre tensiunile omoloage primară și secundară a transformatorului de alimentare a redresorului;

$k \pm 1$ semnifică multiplu de 3 imediat în vecinătatea lui k . De exemplu pentru $k=5$ sau $k=7$; $k+1=6$.

Astfel:

$$\underline{Z}_k = \frac{\underline{U}_k}{\underline{I}_k} = \frac{U_1 \cdot \gamma_{Uk}}{I_1 [(k-5/k)1,2]} (\cos \varphi_k - j \sin \varphi_k) \quad (4.23)$$

și

$$Z_k = Z_1 \gamma_{Uk} / [1,2(k-5/k)] \quad (4.24)$$

γ_{Uk} fiind nivelul armonicii de tensiune U_k .

4.3.4 Rețea complexă cu n surse de curenți armonici [1], [6], [16], [19], [21].

Pentru stabilirea circulației curenților armonici se poate realiza o schemă echivalentă cu parametri concentrați sau dacă liniile electrice se consideră cu parametri uniform distribuiți o schemă electrică echivalentă eterogenă formată din dipoli (pentru elementele cu parametri concentrați) și cuadripoli (pentru liniile cu parametri distribuiți). Analiza acestei scheme se poate face prin două metode: reducerea schemei echivalente la o structură de dipoli, reducerea schemei echivalente la o structură de cuadripoli.

În primul caz fiecare cuadripol se reduce la o schemă echivalentă cu doi dipoli având influențe între ei. Astfel, imaginea cuadripolului într-un graf de dipoli este indicată în fig. 4.5. Dacă se consideră că bornele α' și β' sunt legate la pamânt, o structură ce cuprinde cuadripoli și dipoli poate fi redusă la o structură de dipoli. Într-un graf de dipoli, fiecărui dipol îi corespunde două laturi. Întrucât pentru fiecare dintre laturile structurii poate fi scrisă teorema lui Ohm generalizată, pentru întreaga structură poate fi scrisă relația:

$$[\underline{I}] + [\underline{J}] = [\underline{Y}] \cdot \{[\underline{U}] + [\underline{E}]\} \quad (4.25)$$

$[\underline{J}]$ fiind matricea curenților injectați de sursele de curent.

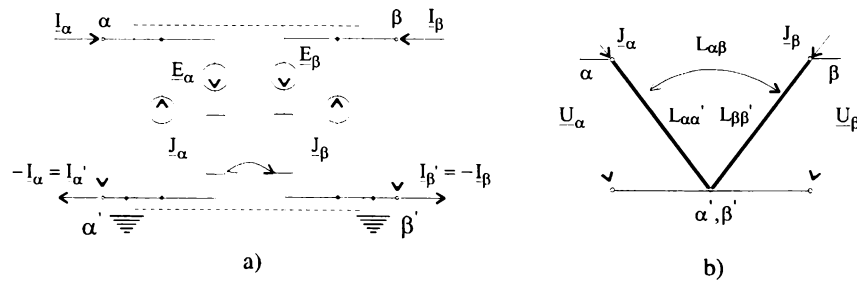


Fig. 4.5 Reducerea schemei electrice a unui cuadripol la o schemă echivalentă cu doi dipoli având influențe reciproce: a) schema electrică echivalentă a unui cuadripol activ având sursele ideale de curent J_α și J_β și sursele de tensiune constantă E_α , E_β , b) imaginea cuadripolului într-un graf de dipoli.

Înmulțind relația (4.25) cu matricea [N] de incidență noduri laturi, matricea [N] fiind scrisă pentru cele s noduri, nodul s+1 fiind considerat nodul corespunzător potențialului de referință și dacă se ține cont de faptul că matricea coloană a tensiunilor la bornele laturilor poate fi exprimată în funcție de matricea tensiunilor în noduri [U_n], rezultă ecuația tensiunilor în noduri scrisă pentru o rețea formată din dipoli și cuadripoli:

$$[\underline{J}_n] = [\underline{Y}_n] \cdot [\underline{U}_n] \tag{4.26}$$

unde

$$[\underline{J}_n] = [N] \cdot [J] - [N] \cdot [\underline{Y}] \cdot [E] \quad [\underline{Y}_n] = [N] \cdot [\underline{Y}] \cdot [N]^t \tag{4.27}$$

Această relație poate fi scrisă numai în măsura în care fiecare cuadripol admite o admitanță Y finită a laturilor componente.

În continuare cu ajutorul matricei de incidență laturi-bucle se scrie ecuația curenților din bucle.

În cea de a doua metodă, se consideră întreaga rețea formată din cuadripoli diport (fig.4.6). Imaginea acestor cuadripoli poate fi redată prin laturi ce unesc bornele de intrare și de ieșire ale cuadripolilor α și β care nu sunt legate la pământ.

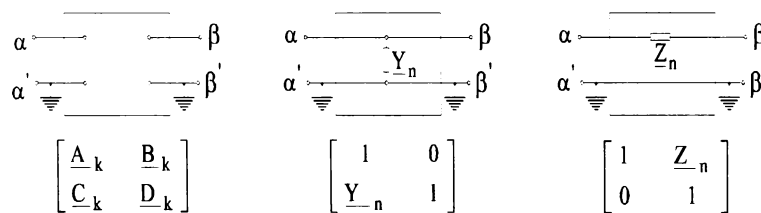


Fig.4.6 Înlocuirea dipolilor cu cuadripoli echivalenți

4.3.5 Consumator deformant alimentat de la sistemul electroenergetic printr-o stație la care sunt racordați și consumatori liniari [64], [78], [79], [80].

Există numeroase situații în care o stație de înaltă tensiune/medie tensiune alimentată din sistem consumatori deformanți și liniari. Apare firesc întrebarea: cum afectează consumatorul deformant funcționarea consumatorilor liniari, a bateriei de condensatoare și cum se transmit armonicile de tensiune și curent sistemului.

Schema monofilară a unei astfel de stații se prezintă în fig.4.7 și ei îi corespunde schema echivalentă de calcul din fig.4.8.

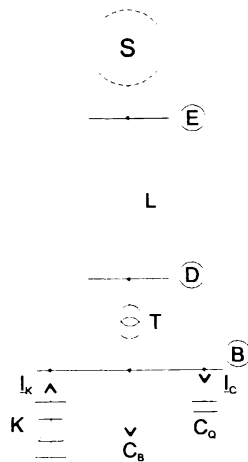


Fig. 4.7 Schema monofilară a unei rețele ce alimentează consumatori liniari (C) și deformanți (K); C_0 este bateria de condensatoare folosită pentru compensarea puterii reactive echivalentă

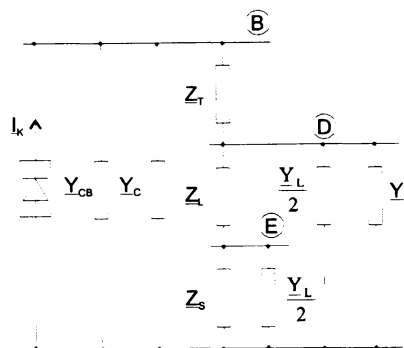


Fig. 4.8. Schema electrică de calcul a rețelei din figura 4.7

- S-au folosit notațiile:
- Z_S - impedanța armonică a sistemului S
 - Z_L - impedanța armonică a liniei
 - Z_T - impedanța armonică longitudinală a transformatorului
 - Y_L - admitanța armonică a liniei
 - Y_{CB} - admitanța armonică a consumatorului liniar
 - Y_C - admitanța armonică a bateriei de condensatoare

Prezența consumatorului deformant afectează defavorabil atât funcționarea consumatorului liniar cât și mai ales a bateriei de condensatoare care este firește sensibil suprasolicitată [75], [81]-[87]. În acest caz este util a calcula curentii armonici cu care se încarcă suplimentar bateria de condensatoare, atunci când pe barele B se aplică o tensiune nesinusoidală u_k (datorată curentului I_k pe care-l injectează în rețea consumatorul deformant K). De asemenea prezintă interes modul în care consumatorul deformant și fenomenul de rezonanță armonică din rețeaua de alimentare se fac simțite în sistemul electroenergetic.

În acest scop se pot calcula coeficienții de transfer a curentului armonic la bornele bateriei de condensatoare α_{IC} , la barele sistemului α_{IS} și coeficienții de propagare a tensiunii armonice la barele sistemului α_{US} .

Stabilirea expresiilor acestor coeficienți se poate efectua foarte simplu dacă se are în vedere schema echivalentă electrică de calcul din fig.4.8 și modul de definire a coeficienților de transfer pentru armonica k [1]. Pentru a nu încărca notația s-a renunțat a adăuga indicele k parametrilor electrici ai schemei echivalente. Astfel se poate scrie:

$$\alpha_{IC} = \frac{I_C}{I_K} = Y_C \cdot Z_B$$

$$\alpha_{US} = \frac{U_S}{U_K} = 1 - \frac{Z_T}{Z_{B1}} - \frac{Z_L}{Z_{B1}} \cdot \frac{1}{1 + (Z_L + Z_E)(Y_T + Y_L / 2)} \quad (4.28)$$

$$\alpha_{IS} = \frac{I_S}{I_K} = \frac{Z_B}{Z_S} \left[1 - \frac{Z_T}{Z_{B1}} - \frac{Z_L}{Z_{B1}} \cdot \frac{1}{1 + (Z_L + Z_E)(Y_T + Y_L / 2)} \right] = \alpha_{US} \cdot \frac{Z_B}{Z_S}$$

unde:

$$Y_E = \frac{Y_L}{2} + \frac{1}{Z_S}, \quad Z_E = 1 / Y_E$$

$$Y_D = Y_T + \frac{Y_L}{2} + \frac{1}{Z_E + Z_L} \quad (4.29)$$

$$Z_{B1} = \frac{1}{Y_D} + Z_T$$

iar Z_B este impedanța armonică a rețelei văzută în nodul B. Are expresia următoare;

$$Z_B = 1 / [Y_{B1} + Y_C + Y_{CB}] = 1 / [1 / Z_{B1} + Y_C + Y_{CB}] \quad (4.30)$$

Din analiza expresiei (4.30) se constată că valoarea acesteia este dependentă de parametrii rețelei de alimentare, ai sistemului, ai consumatorului liniar și ai bateriei de condensatoare folosite pentru compensarea puterii respective. În acest sens în cele ce urmează s-a propus analiza dependenței valorii impedanței armonice de modul de reprezentare (schema echivalentă) a consumatorului liniar și de valoarea puterii reactive de compensare instalată în baterie. O abordare simplificată, calitativă, poate neglija elementele transversale din schemele echivalente ale liniei și transformatorului iar în cadrul impedanțelor armonice longitudinale să neglijeze rezistența [78].

În acest caz pentru impedanța armonică Z_B a rețelei se poate scrie expresia:

$$Z_B = R \cdot \frac{k}{k^2 + \left[k^2 \frac{R}{X_c} - \left(\frac{R}{X_e} + \frac{R}{X} \right) \right]^2} - jR \frac{k^2 \frac{R}{X_c} - \left(\frac{R}{X_e} + \frac{R}{X} \right)}{k^2 \left[k^2 \frac{R}{X_c} - \left(\frac{R}{X_e} + \frac{R}{X} \right) \right]^2} \quad (4.31)$$

sau

$$Z_B = R \frac{k}{k^2 + [ak^2 - (b+c)]^2} - jR \frac{ak^2 - (b+c)}{k^2 + [ak^2 - (b+c)]^2} \quad (4.32)$$

unde:

a,b,c sunt coeficienții a căror expresii sunt: $a = R / X_c; b = R / X_e; c = R / X$,

R - rezistența consumatorului din schema echivalentă paralel; s-a considerat independentă de frecvență,

X_c - reactanța bateriei de condensatoare pe fundamentală,

X - reactanța consumatorului pe fundamentală din schema echivalentă paralel;

pentru armonica k are expresia kX ,

X_e - reactanță echivalentă a rețelei de alimentare pe fundamentală, are expresia:

$X_e = X_S + X_L + X_T$ iar pentru armonica de rang k, kX_e ,

X_S - reactanța pe fundamentală a sistemului,

X_L - reactanța pe fundamentală a liniei,
 X_T - reactanța pe fundamentală a transformatorului.

La rezonanță armonică se poate scrie:

$$ak_0^2 - (b + c) = 0 \quad \text{sau} \quad k_0 = \sqrt{\frac{b + c}{a}} = \sqrt{\frac{b}{a} \left(1 + \frac{c}{b}\right)} \quad (4.33)$$

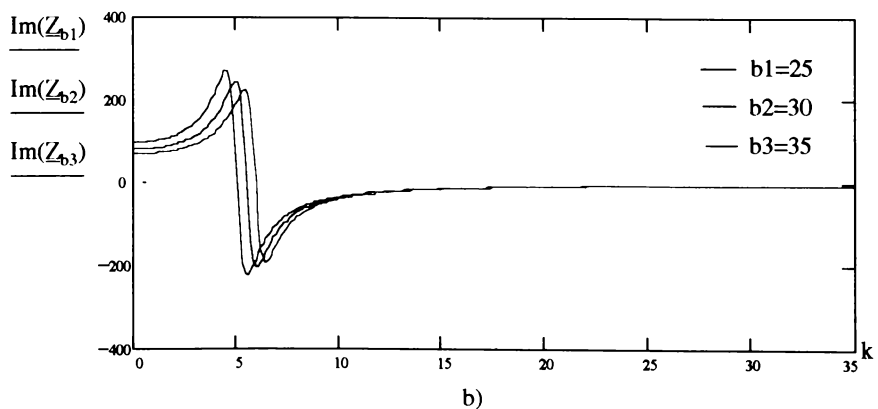
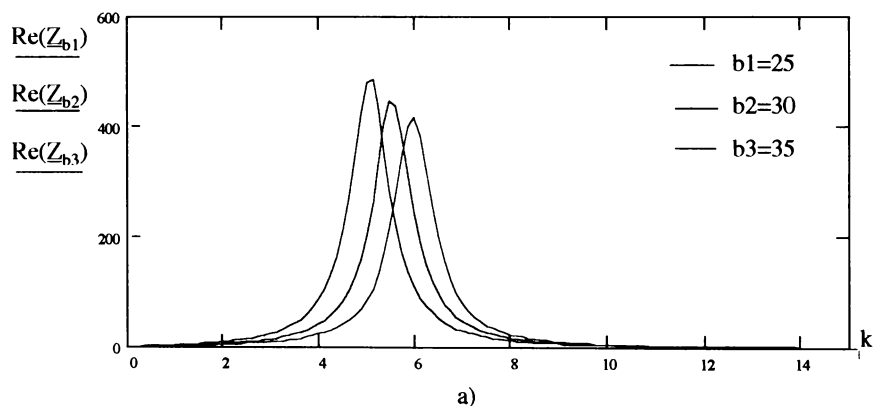
Din analiza expresiei (4.33) se constată că ordinul armonicii de rezonanță k_0 este cu atât mai mare cu cât b și c sunt mai mari iar a mai mic, adică cu cât sarcina rețelei este mai mare, legatura consumatorului cu sistemul mai rigidă iar gradul de compensare mai mic.

Impedanța armonică la rezonanță are caracter rezistiv, fiind dată de relația:

$$Z_{B0} = R \sqrt{\frac{a}{b + c}} \quad (4.34)$$

și se constată că valoarea ei este cu atât mai mare cu cât a este mai mare iar b și c mai mici.

Pentru valori semnificative a lui a , b , c cum ar fi $a=c=1$ și $b=25;30;35$ în fig.4.9 se prezintă variația lui $Re[Z_B]$, $Im[Z_B]$ și $|Z_B|$ (diagrama lui Boode) cu rangul armonicii. Parametrii schemei echivalente ai rețelei s-au considerat calculați la nivelul de 110kV iar rezistența sarcinii are valoarea $R=2500\Omega$.



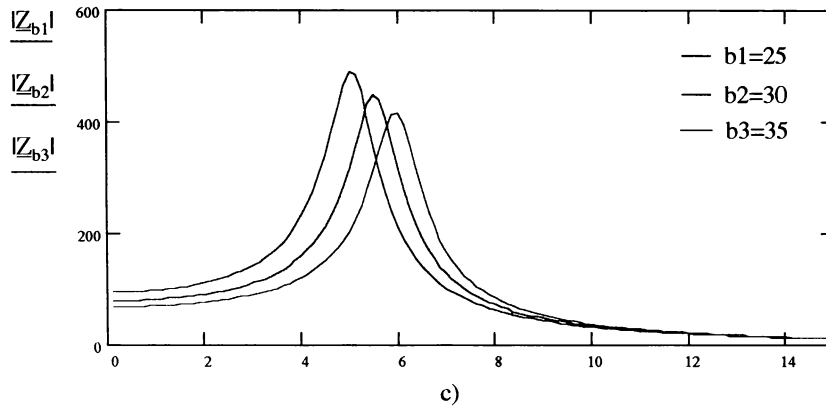


Fig. 4.9. Variația imedanței armonice Z_B cu rangul armonicii, pentru $b=25; 30; 35$: a) $\text{Re}(Z_B)$; b) $\text{Im}(Z_B)$; c) $|Z_B|$

Din analiza celor prezentate în fig. 4.9 se constată că într-adevăr la creșterea lui b (adică micșorarea lui X_c) frecvența de rezonanță se deplasează de la 250Hz ($k=5$) spre 350Hz ($k=7$) iar amplitudinea imedanței scade și ea cu $5\div 10\%$.

În același sens în fig.4.10 sunt prezentate locurile geometrice ale imedanței armonice Z_B definită cu relația (4.31) pentru $k=25;30;35$.

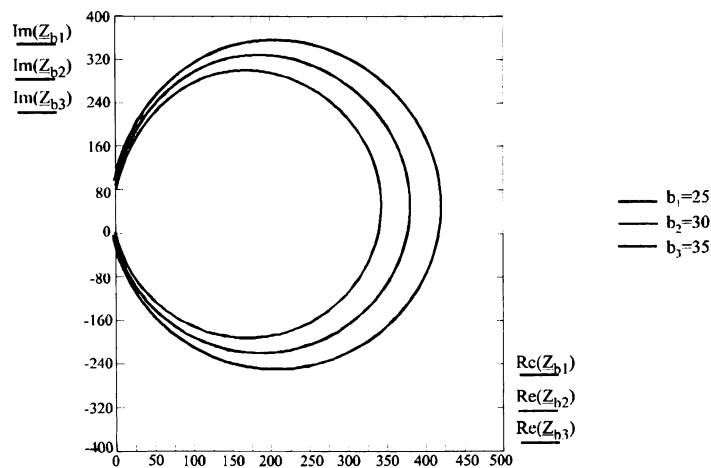


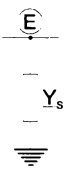
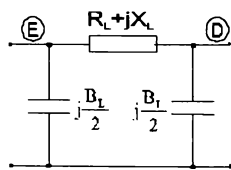
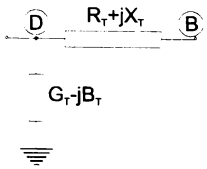
Fig.4.10. Locul geometric al imedanței armonice Z_B definită cu relația (4.31) pentru $b=25; 30; 35$.

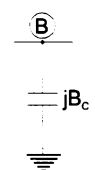
Se constată că aceste locuri geometrice sunt foarte apropiate de niște cercuri care trec prin origine și a căror rază se micșorează odată cu creșterea lui b . Diametrul cercului este tocmai valoarea imedanței Z_B la rezonanță.

O abordare completă a dependenței valorii impedenței armonice și a coeficienților de transfer în funcție de schema echivalentă admisă și de gradul de compensare impune considerarea elementelor transversale din schemele echivalente ale elementelor de rețea precum și a rezistențelor longitudinale. În aceste condiții s-a avut în vedere o situație concretă , caracteristicile (datele de catalog) elementelor rețelei și valorile parametrilor schemelor echivalente fiind prezentate în tabelul 4.2.

Pentru consumator s-au adoptat toate cele opt scheme echivalente prezentate anterior, în tabelul 4.3 fiind consemnate valorile parametrilor fiecărei scheme echivalente. De asemenea pentru fiecare schemă s-a admis pentru puterea bateriei de condensatoare valorile de 0,6; 1,2; 1,8; 2,4 Mvar. Rezultatele calculului au fost consemnate în același tabel (4.3). La consemnarea rezultatelor nu s-au luat în considerare interarmonicile, considerându-se că armonicile sunt decuplate între ele.

Tabelul 4.2 Schemele echivalente, datele de catalog și parametrii armonici ai elementelor rețelei test din fig.4.7

Nr. Crt.	Element Date de catalog	Schema echivalentă	Expresiile parametrilor armonici
0)	1)	2)	3)
1	Sistem $S_{sc} = 6000\text{MVA}$ $U_s = 116\text{kV}$		$\underline{Y}_s = \frac{1}{\underline{Z}_s} = \frac{1}{j \cdot 2,243\text{k}} [\text{s}]$
2	Linie electrică aeriană $U_n = 110\text{kV}$ $L = 20\text{km}$ $3 \times 185 / 32\text{mm}^2\text{Ol} \cdot \text{Al}$		$R_L = (3,84 + 2,52\text{k}) \cdot K_Z; k \in [1,8]$ $R_L = (16,24 + 0,802\text{k}) \cdot K_Z; k \in [9,15]$ $R_L = (24,26 + 0,236\text{k}) \cdot K_Z; k \in [16,35]$ $X_L = 8,164\text{k} \cdot K_Z \quad [\Omega]$ $B_L = 0,829 \cdot 10^{-3} \text{k} \cdot K_Y \quad [\text{s}]$ $K_Z, K_Y = \varphi(k)$
3	Transformator $U_n = 110 / 22\text{kV}$ $S_n = 16\text{MVA}$ $u_{sc} = 11\%$ $\Delta P_{sc} = 97\text{kW}$ $\Delta P_g = 28\text{kW}$		$R_T = 4,58\sqrt{k} \quad [\Omega]$ $X_T = 83,188\text{k} \quad [\Omega]$ $G_T = 1,157 \cdot 10^{-6} \left(1 + \frac{1}{k}\right) \quad [\text{s}]$ $B_T = \frac{1,5867 \cdot 10^{-5}}{k} \quad [\text{s}]$

Nr. Crt.	Element Date de catalog	Schema echivalentă	Expresiile parametrilor armonici
0)	1)	2)	3)
4	Bateria de condensatoare $U_n = 20\text{kV}$ $Q_k = 2,4\text{M var}$		$B_c = 1,98 \cdot 10^{-4} k \quad [\text{s}]$

Tabelul 4.3 Rezultatele calculului impedanței armonice a rețelei din fig. 4.7 văzută pe barele B pentru diferite modele ale consumatorului liniar și diferite valori ale puterii bateriei de compensare

Model Consumator	Valorile parametrilor schemei echivalente	Treapta de compensare $Q_k[\text{Mvar}]$	Frecvența (Armonică) de rezonanță [Hz]	Amplitudinea impedanței $[\Omega]$
1	$G_c = \frac{4,132 \cdot 10^{-4}}{k_R} \quad [\text{s}]$ $B_c = 0$ $k_R = 1,125 + 0,0879k$	2,4	400(8)	3707
		1,8	450(9)	4140
		1,2	550(11)	4616
		0,6	800(16)	5647
2	$G_c = 4,132 \cdot 10^{-4} \quad [\text{s}]$ $B_c = 3,3 \cdot 10^{-4} \quad [\text{s}]$	2,4	450(9)	2201
		1,8	500(10)	2281
		1,2	650(13)	2330
		0,6	950(19)	2366
3	$G_c = 4,132 \cdot 10^{-4} \quad [\text{s}]$ $B_c = \frac{3,3 \cdot 10^{-4}}{k} \quad [\text{s}]$	2,4	400(8)	2242
		1,8	450(9)	2268
		1,2	550(11)	2306
		0,6	800(16)	2358
4	$G_c = \frac{4,132 \cdot 10^{-4}}{p} \quad [\text{s}]$ $B_c = \frac{3,3 \cdot 10^{-4}}{p} \quad [\text{s}]$ $p = 0,1k + 0,9$	2,4	400(8)	3378
		1,8	500(10)	3826
		1,2	600(12)	4641
		0,6	850(17)	5925
5	$G_c = 4,132 \cdot 10^{-4} k_R \quad [\text{s}]$ $B_c = \frac{1,65 \cdot 10^{-3}}{k} \quad [\text{s}]$ $k_R = 1,125 + 0,0875k$	2,4	400(8)	1258
		1,8	450(9)	1195
		1,2	550(11)	1117
		0,6	700(14)	974

Model Consumator	Valorile parametrilor schemei echivalente	Treapta de compensare Q_K [Mvar]	Frecvența (Armonică) de rezonanță [Hz]	Amplitudinea impedanței $[\Omega]$
6	$R_c = 161,33\sqrt{k} \quad [\Omega]$ $X_c = 484k \quad [\Omega]$	2,4	400(8)	5460
		1,8	450(9)	4246
		1,2	550(11)	5177
		0,6	850(17)	49250
7	$R_s = 2420 \quad [\Omega]$ $X_s = 176,6k \quad [\Omega]$ $X_p = 6019,9 \quad [\Omega]$	2,4	400(8)	2783
		1,8	500(10)	3347
		1,2	600(12)	3958
		0,6	900(18)	6221
8	$R_s = 4840 \quad \Omega$ $X_s = 3872k \quad [\Omega]$ $R_a = 242[1 + 0,2(k \cdot 50)^{0,5}]$ $X_a = 1694(k \cdot 50)^{-0,15}$	2,4	400(8)	1154
		1,8	450(9)	1222
		1,2	550(11)	1346
		0,6	850(17)	1591

Graficele care prezintă dependența impedanței armonice Z_B pentru cele opt scheme echivalente ale consumatorului complex sunt prezentate în fig. 4.11 pentru $Q_K=0$ și fig.4.12 pentru $Q_K=0,6$ Mvar

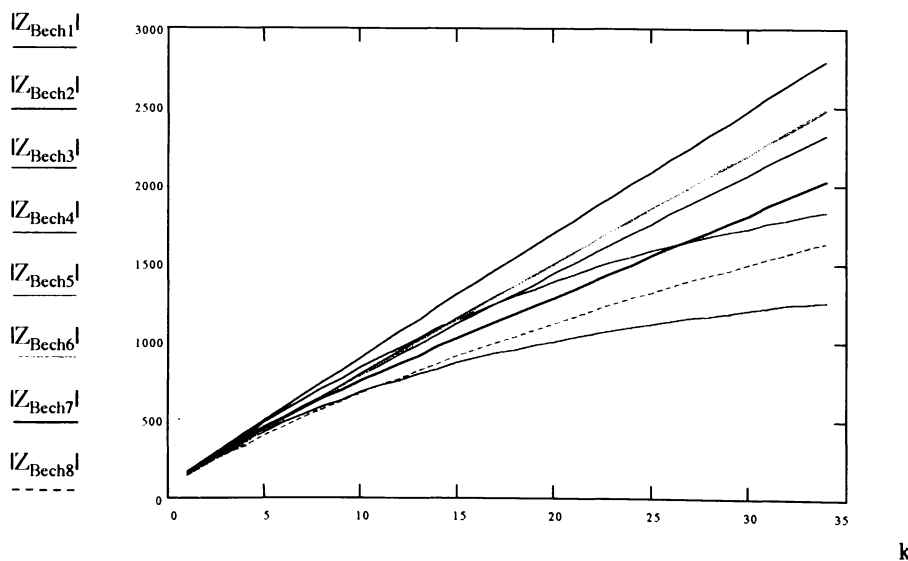


Fig.4.11. Variația impedanței armonice Z_B (rețeaua test din figura 4.7.) Pentru $Q_K=0$ Mvar și cele opt modele armonice ale consumatorului linear.

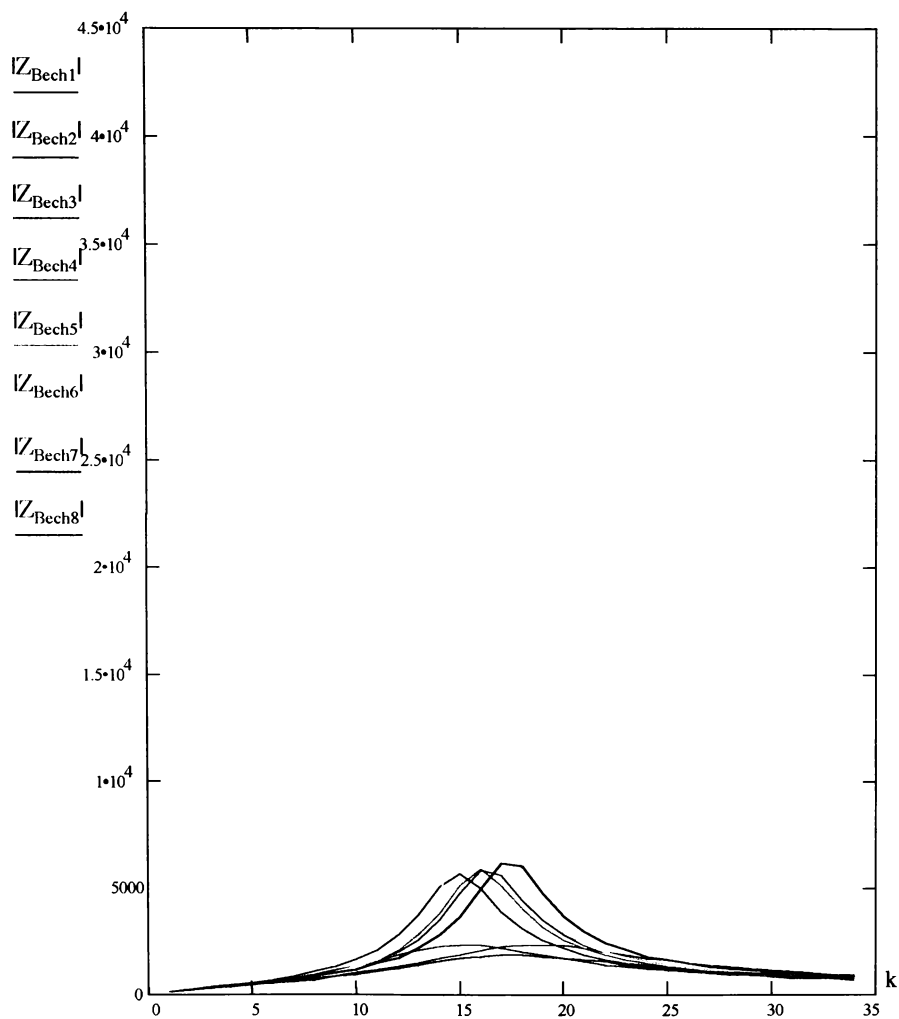


Fig.4.12. Variația impedanței armonice Z_B (rețeaua test din figura 4.7.) pentru $Q_k=0,6$ Mvar și cele opt armonice ale consumatorului liniar.

Din analiza celor prezentate în fig.4.11 și fig.4.12 se deduc următoarele observații:

- forma de variație a impedanței armonice depinde de modelul adoptat pentru consumatorul complex liniar și de gradul de compensare al puterii reactive,
- prezența bateriei de condensatoare influențează sensibil forma de variație a impedanței armonice asigurând un maxim pentru valoarea lui Z_B la rezonanță armonică,
- în absența bateriei variația impedanței armonice Z_B este foarte apropiată de o dreaptă mai puțin modelul 5, care prezintă o variație parabolică cu cel mai mic extrem pentru $k=13\div 17$,

- modelele 1, 6, 4, 7, 8 conduc practic la variații liniare de pantă în ordinea descrescătoare; la cele mai mari valori conduce modelul 1 iar la cele mai mici modelul 5,
- pentru armonici de rang mai mic sau egal cu 7 practic toate cele opt modele conduc la aceleași valori pentru impedanța armonică, diferențierea făcându-se pentru armonici de rang mai mare ca 17; în continuare modificându-se și tendința de variație în cazul modelelor 2, 3, 5,
- în cazul compensării puterii reactive cu 0,6Mvar rezonanța armonică apare în intervalul de rang 15-19; 15 pentru modelul 1, 3, 5; 17 pentru modelele 2, 4, 6, 7 și 8,
- se detașează ca amplitudine impedanța modelului 6 care diferă de aproape zece ori de amplitudinile celorlalte modele.

O prezentare mai completă a situației relatate mai sus rezultă din analiza graficelor redată în fig.4.13 și 4.14. Astfel în fig.4.13 este prezentată dependența impedanței armonice Z_B de Q_K și modelul consumatorului, iar în fig.4.14 este reprezentată dependența frecvenței de rezonanță de puterea reactivă de compensare și de modelul consumatorului.

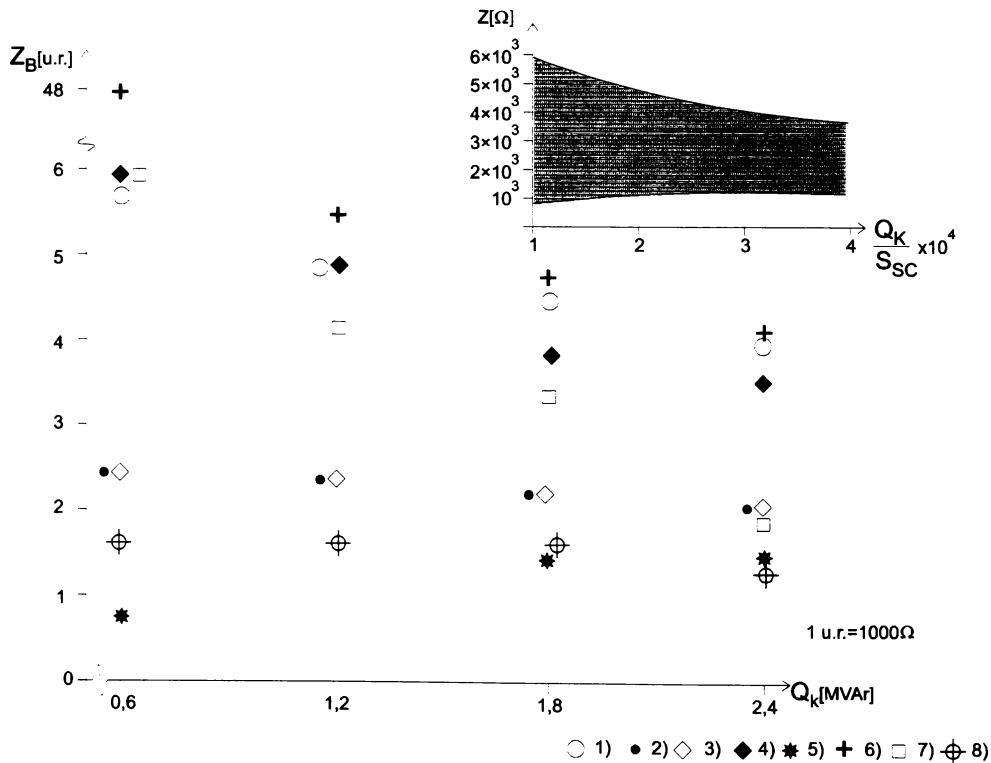


Fig. 4.13 Variația amplitudinii impedanței armonice Z_B pentru diferite valori ale puterii reactive de compensare Q_K și cele opt modele armonice ale consumatorului linear.

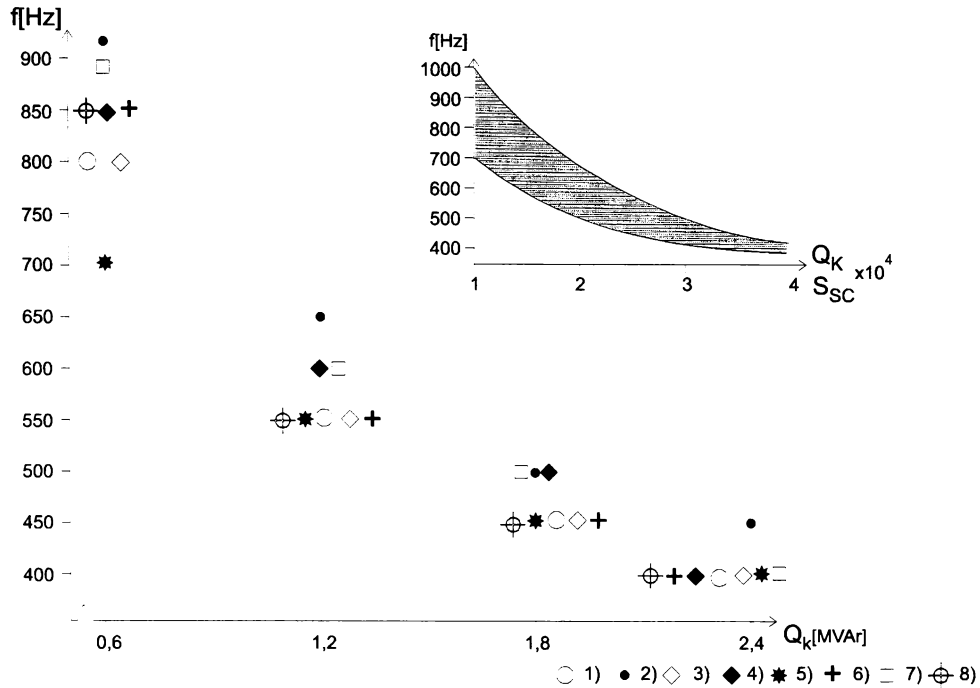


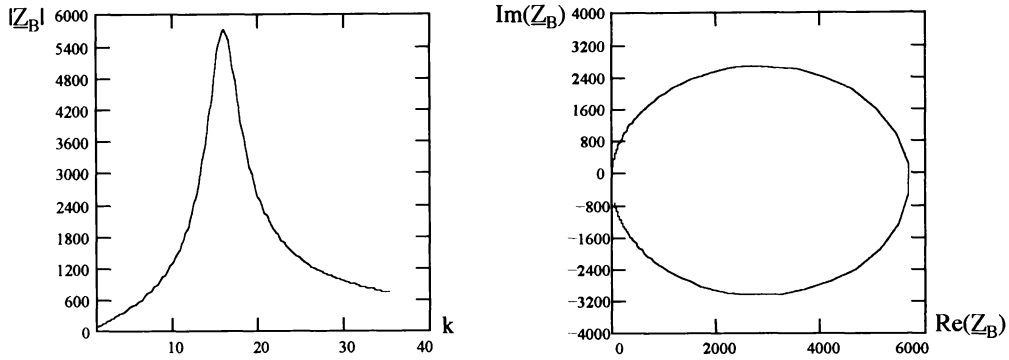
Fig. 4.14 Variația frecvenței de rezonanță pentru impedența rețelei test văzută în nodul B (Z_B) în funcție de puterea reactivă de compensare Q_K și cele opt modele armonice ale consumatorului liniar.

Din analiza celor prezentate în fig. 4.13 și fig. 4.14 rezultă următoarele:

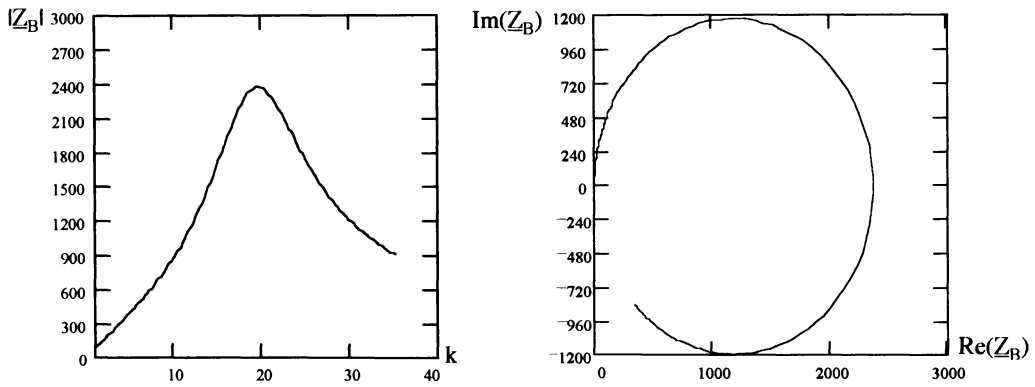
- cu creșterea puterii reactive de compensare amplitudinea impedenței armonice scade,
- cea mai mare valoare a amplitudinii impedenței armonice apare pentru modelul 6) iar cea mai mică pentru modelul 5,
- cu creșterea puterii instalate în bateria de compensare amplitudinea impedenței armonice scade, modelele 2, 3, 5 și 8 asigurând cele mai mici valori pentru amplitudinea lui Z_B la $Q_K=2,4\text{Mvar}$, iar modelele 6, 1 și 4 cele mai mari,
- la creșterea puterii de compensare domeniul amplitudinilor impedenței armonice Z_B se îngustează,
- domeniul frecvențelor de rezonanță depind de gradul de compensare, cu cât puterea reactivă instalată în baterie este mai mare cu atât lățimea intervalului este mai mică iar diferențele dintre modele mai mici; pentru $Q_K=2,4\text{Mvar}$ frecvența de rezonanță este cuprinsă în intervalul 350÷450Hz, situație foarte periculoasă dacă pe bara B se află un redresor hexafazat. Pentru $Q_K=1,2\text{Mvar}$ domeniul frecvențelor de rezonanță este cuprins între 550÷650Hz situație foarte periculoasă dacă pe barele B se află un redresor dodecafazat.

În fig.4.15 sunt prezentate locurile geometrice ale impedanțelor armonice Z_B pentru $Q_K=0,6\text{Mvar}$ și cele opt modele ale consumatorului. Se constată că locurile geometrice

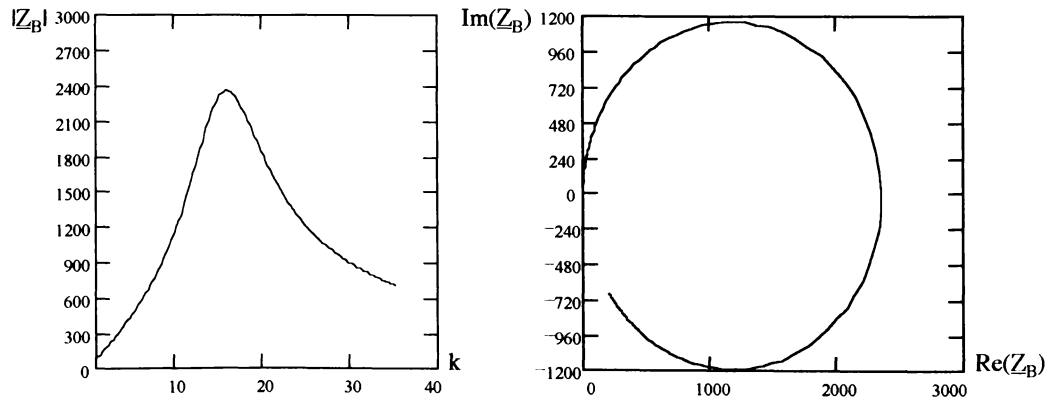
corespund unor contururi poligonale înscrise într-un cerc ce trece prin origine și are diametrul egal cu amplitudinea impedanței armonice.



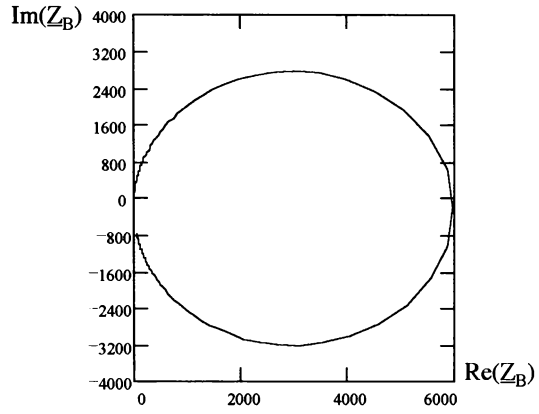
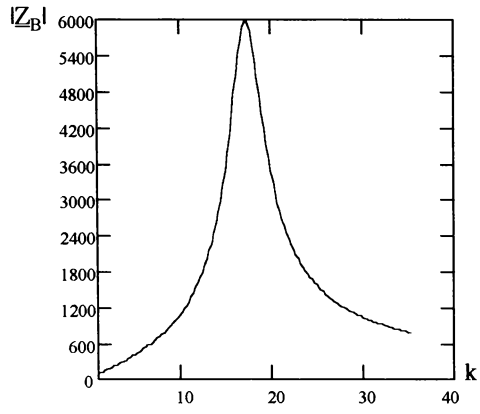
a)



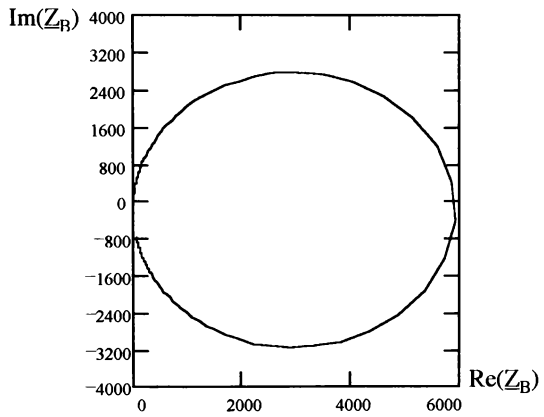
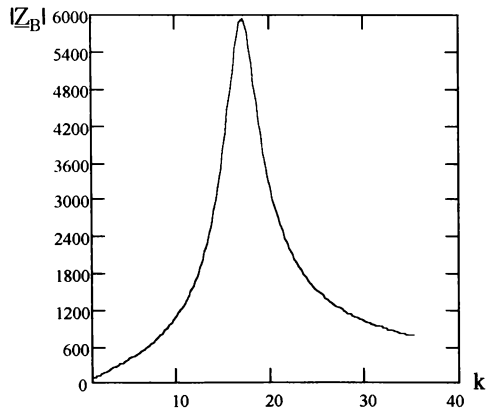
b)



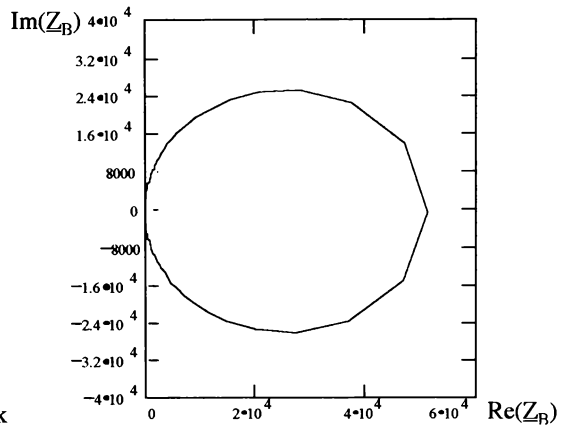
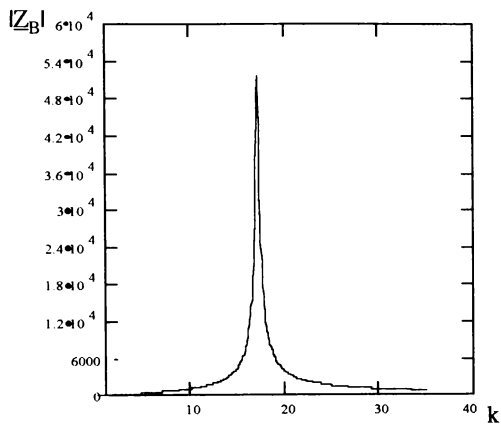
c)



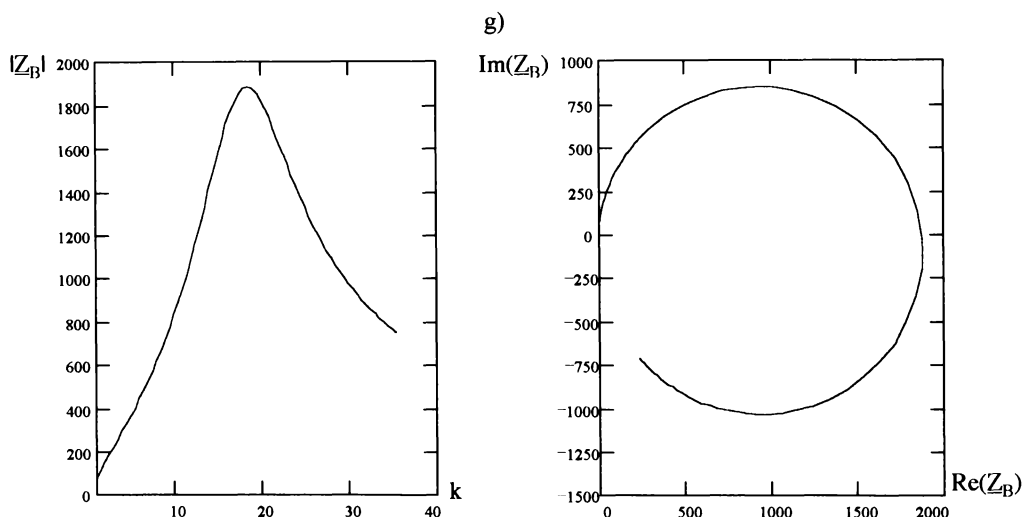
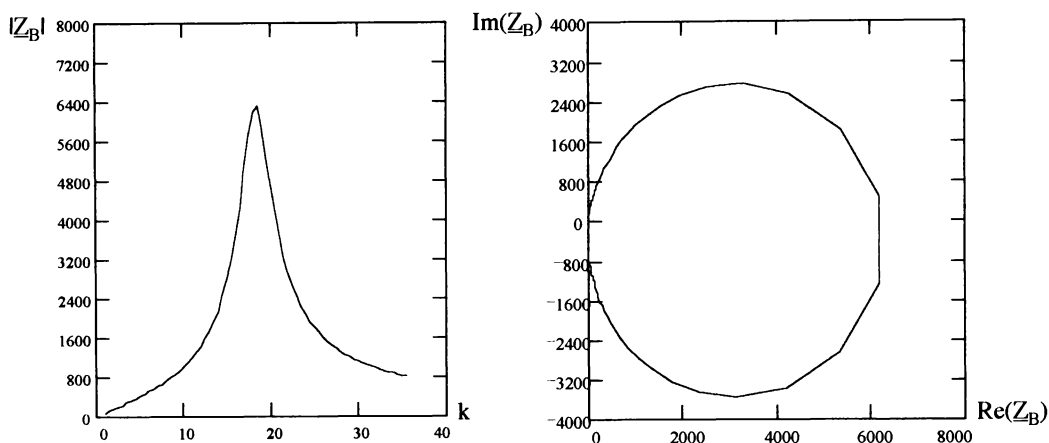
d)



e)



f)



h)

Fig.4.14. Locurile geometrice ale impedanței armonice Z_B pentru $Q_k=0,6$ Mvar și modelele consumatorului liniar: a) 1; b) 2; c) 3; d) 4; e) 5; f) 6; g) 7; h) 8.

Pentru aceeași bază de date, prezentată în tabelul 4.2 s-au calculat valorile lui α_{IC} , α_{IS} și α_{US} pentru $Q_K=0,6$ Mvar și cele opt modele armonice ale consumatorului liniar. Valorile obținute s-au prezentat grafic în fig.4.15, fig.4.16 și fig.4.17 rezultă următoarele:

- bateria de condensatoare este puternic suprasolicitată în curenți armonici; aceștia au valoarea maximă la rezonanță și corespund unei amplificări de aproape 35 ori pentru

modelul 6 și aproape 5 ori pentru modelul 8 și 4; celelalte modele conduc la valori mai mici,

- modelul 1 conduce la o amplificare maximă de circa 4 ori pentru un $k \geq 31$,
- valorile coeficientului de transfer α_{IS} sunt mult mai reduse față de α_{IC} , având în general valori ce nu depășesc 0,025; o valoare relativ mare 0,15 se obține la armonica 17 pentru modelul 6,
- valorile coeficientului de transfer α_{US} sunt foarte reduse, nedepășind valoarea de 0,001; apar diferențe în forma de variație pentru modelul 1 și restul modelelor. Se poate afirma că sistemul electroenergetic este protejat de poluarea armonică produsă în rețeaua de alimentare considerată.

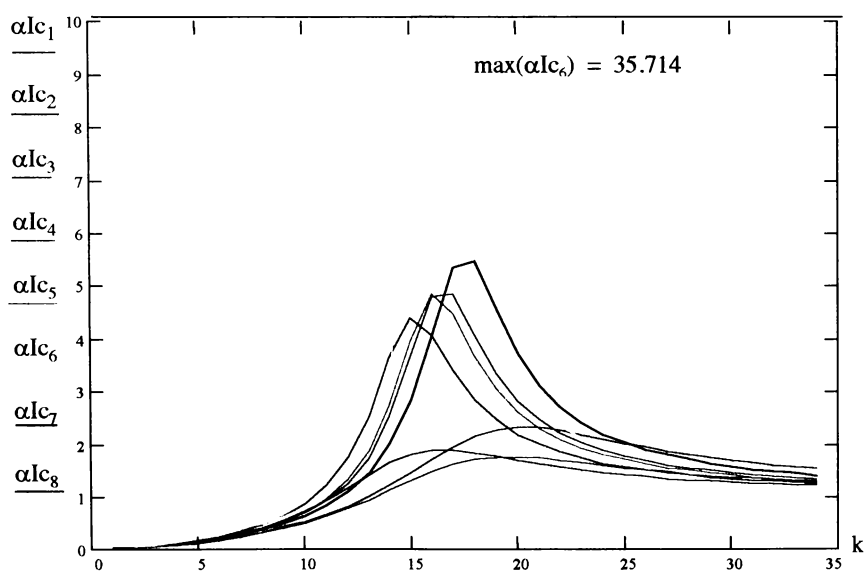


Fig.4.15. Variația coeficientului de transfer α_{IC} cu ordinul armonicii pentru rețeaua test din figura 4.7., $Q_k=0,6$ Mvar și cele opt modele armonice ale consumatorului liniar.

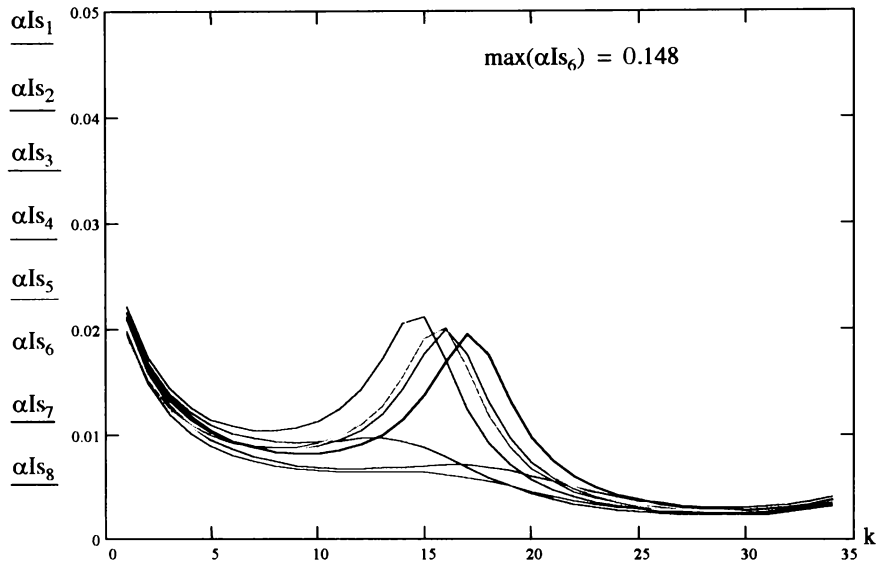


Fig.4.16. Variația coeficientului de transfer α_{Is} cu ordinul armonicii pentru rețeaua test din figura 4.7., $Q_k=0,6$ Mvar și cele opt modele armonice ale consumatorului liniar.

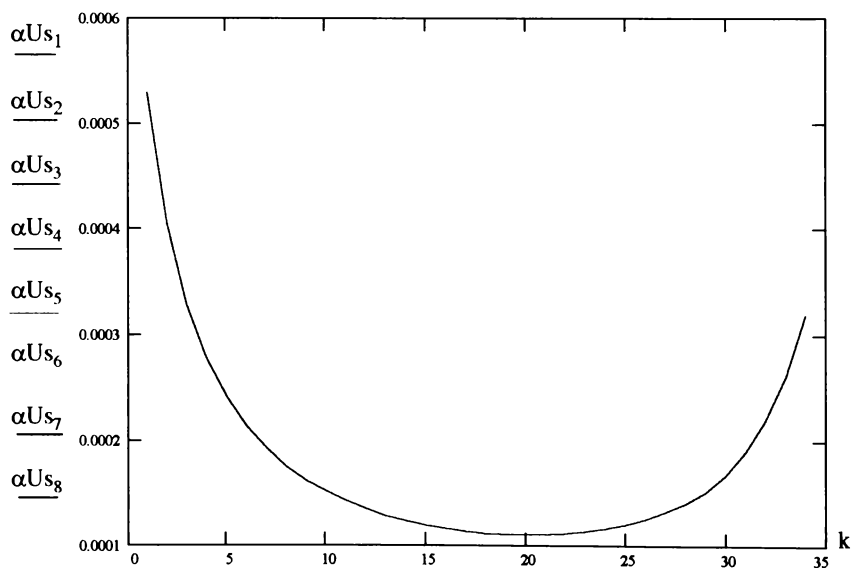


Fig.4.17. Variația coeficientului de transfer α_{Us} cu ordinul armonicii pentru rețeaua test din figura 4.7., $Q_k=0,6$ Mvar și cele opt modele armonice (suprapuse) ale consumatorului liniar

Pentru a proteja consumatorul și bateria de condensatoare de poluarea armonică produsă de consumatorul deformant K se propune o altă schemă de funcționare, (fig.4.18, fig.4.19) schemă care folosește bare de medie tensiune distincte pentru consumatorul liniar și respectiv deformant.

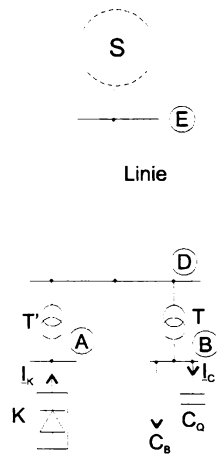


Fig. 4.18. Schema monofilară a unei rețele de alimentare cu bare de MT distincte pentru consumatorul liniar și respectiv deformant

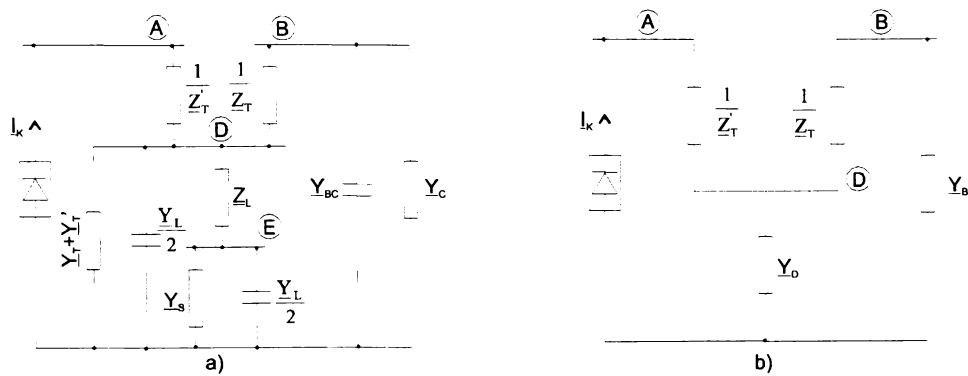


Fig. 4.19 Schema electrică echivalentă de calcul a rețelei din figura 4.18: a) completă b) redusă

Semnificația impedențelor și admitanțelor care intervin în schemele din fig.4.19 este următoarea:

$$\begin{aligned} \underline{Y}_B &= \underline{Y}_{CB} + \underline{Y}_C \\ \underline{Y}_D &= \underline{Y}_T + \underline{Y}'_T + \underline{Y}_{L/2} + \underline{Y}_E \\ \underline{Y}_E &= 1 / \left[1 / (\underline{Y}_S + \underline{Y}_{L/2}) + \underline{Z}_L \right] \\ \underline{Z}'_T &= 8,349\sqrt{k} + j133,1 \quad [\Omega] \\ \underline{Y}'_T &= 1,155 \cdot 10^{-6} \left(1 + \frac{1}{k} \right) + j \frac{0,9917 \cdot 10^{-5}}{k} \quad [s] \end{aligned} \quad (4.35)$$

\underline{Z}'_T și \underline{Y}'_T corespund schemei echivalente armonice a unui transformator de putere $S_n = 10$ MVA și tensiune $U_n = 10 / 6,3$ kV.

Cu acestea pentru impedența armonică a rețelei văzută în nodul A se poate scrie:

$$\underline{Z}_A = \underline{Z}'_T + 1 / \left[1 / (\underline{Y}_B + \underline{Z}_T) + \underline{Y}_D \right] \quad (4.36)$$

iar pentru coeficienții de transfer α_{IC} și α_{UC} se are:

$$\alpha_{UC} = \frac{U_B}{U_K} = 1 - \frac{\underline{Z}'_T}{\underline{Z}_A} - \underline{Z}_T / \left[\underline{Z}_A \cdot \left[1 + \underline{Y}_D (\underline{Z}_T + 1 / \underline{Y}_B) \right] \right] \quad (4.37)$$

$$\alpha_{IC} = \frac{I_C}{I_K} = \underline{Z}_A \cdot \underline{Y}_C - \underline{Z}'_T \cdot \underline{Y}_C - \frac{\underline{Z}_T \cdot \underline{Y}_C}{1 + \underline{Y}_D \cdot (\underline{Z}_T + 1 / \underline{Y}_B)} = \alpha_{UC} \cdot \underline{Z}_A \cdot \underline{Y}_C \quad (4.38)$$

Pentru coeficienții de transfer ai tensiunii și curentului la barele sistemului, α_{US} și α_{IS} se pot scrie expresiile:

$$\alpha_{US} = \frac{U_S}{U_K} = 1 - \frac{\underline{Z}'_T}{\underline{Z}_A} - \frac{\underline{Z}_L}{\underline{Z}_A \cdot \underline{A}} \quad (4.39)$$

$$\alpha_{IS} = \underline{Z}_A \cdot \underline{Y}_S \cdot \left[1 - \frac{\underline{Z}'_T}{\underline{Z}_A} - \frac{\underline{Z}_L}{\underline{Z}_A \cdot \underline{A}} \right] = \alpha_{US} \cdot \underline{Z}_A \cdot \underline{Y} \quad (4.40)$$

unde $\underline{A} = 1 + \underline{Z}_E \cdot \left[\underline{Y}_T + \underline{Y}'_T + \frac{\underline{Y}_L}{2} + 1 / (\underline{Y}_T + 1 / (\underline{Y}_C + \underline{Y}_{BC})) \right]$

Pentru calculul impedenței armonică \underline{Z}_A și a coeficienților de transfer α_{US} , α_{IS} , α_{IC} s-a întocmit un algoritm de calcul și corespunzător s-a elaborat un program în limbaj PASCAL, care consideră pentru consumatorul liniar fiecare din cele opt scheme echivalente propuse. Ordinograma principală a programului este prezentată în fig.4.20 iar programul de calcul este anexat la lucrare (ANEXA 3).

Rezultatele obținute sunt prezentate pentru \underline{Z}_A în fig.4.21, pentru α_{IC} în fig.4.22 iar pentru α_{US} și α_{IS} în fig. 4.23.

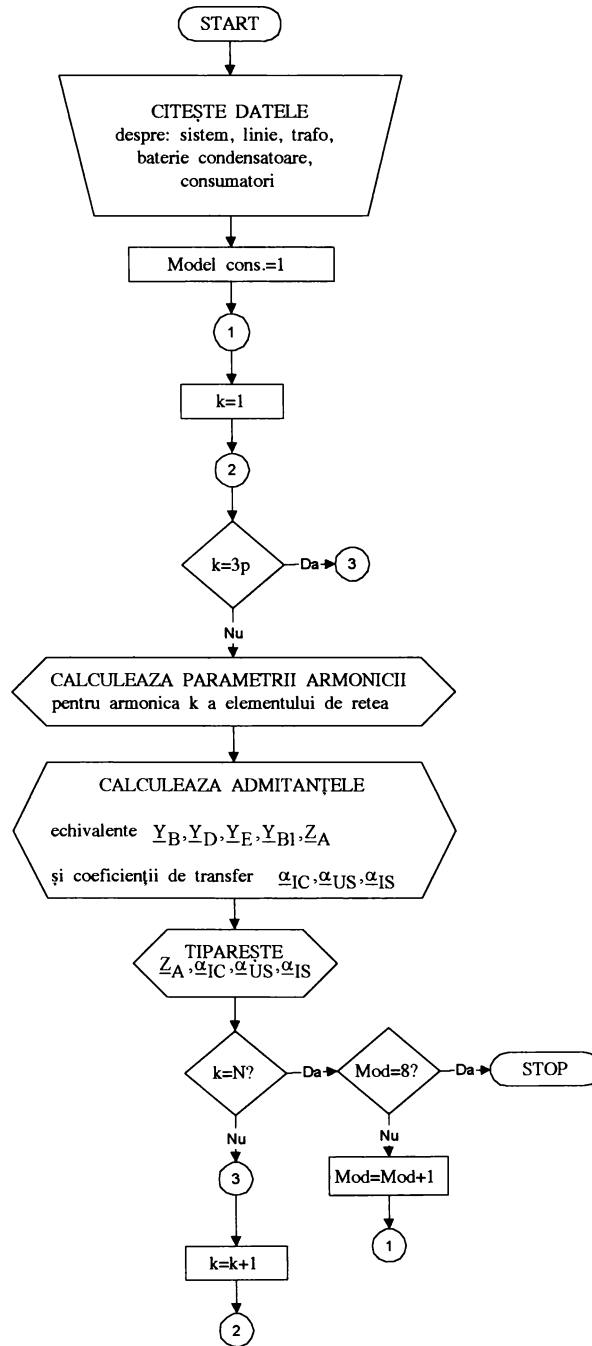


Fig 4.20 Ordinograma principală de calcul a lui $\underline{Z}_A, \alpha_{IC}, \alpha_{US}, \alpha_{IS}$

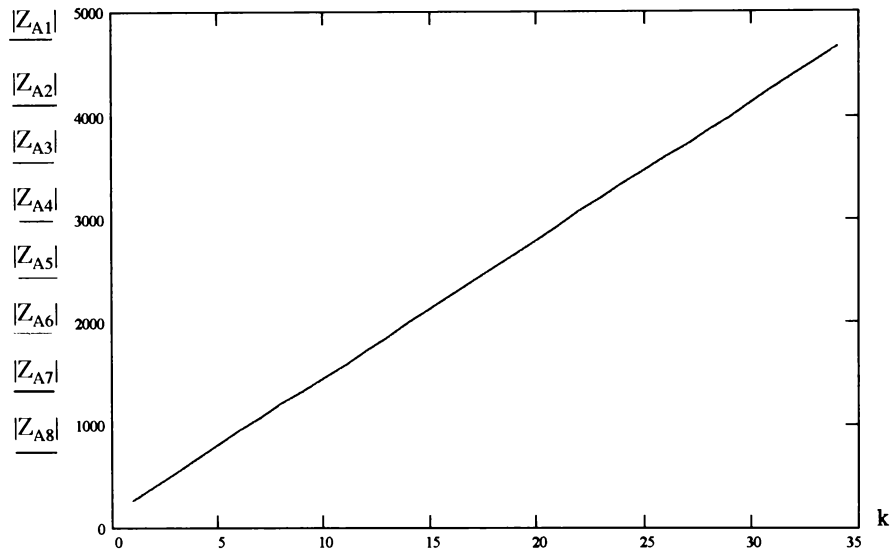
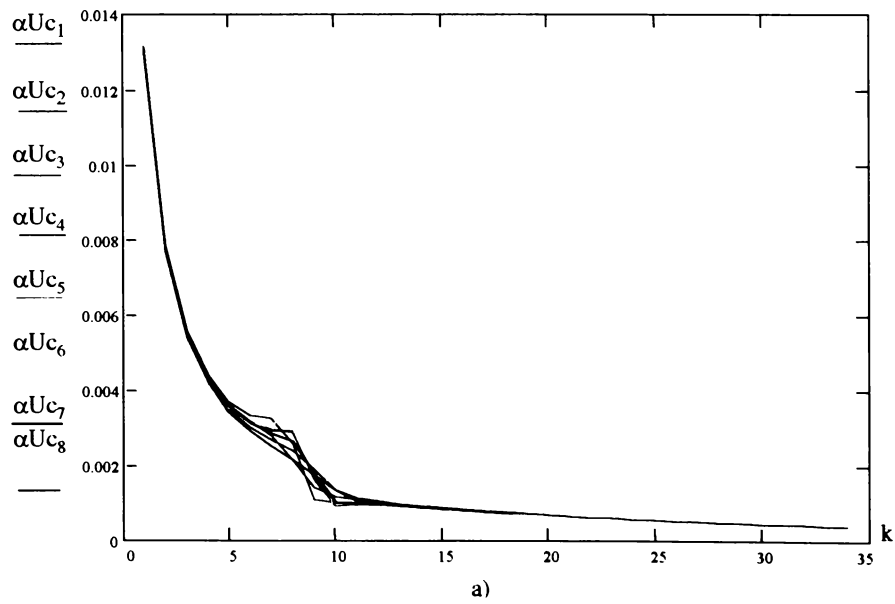


Fig4.21. Variația modului armonicei Z_A (suprapuse) cu ordinul armonicii pentru diferite scheme echivalente ale consumatorului liniar



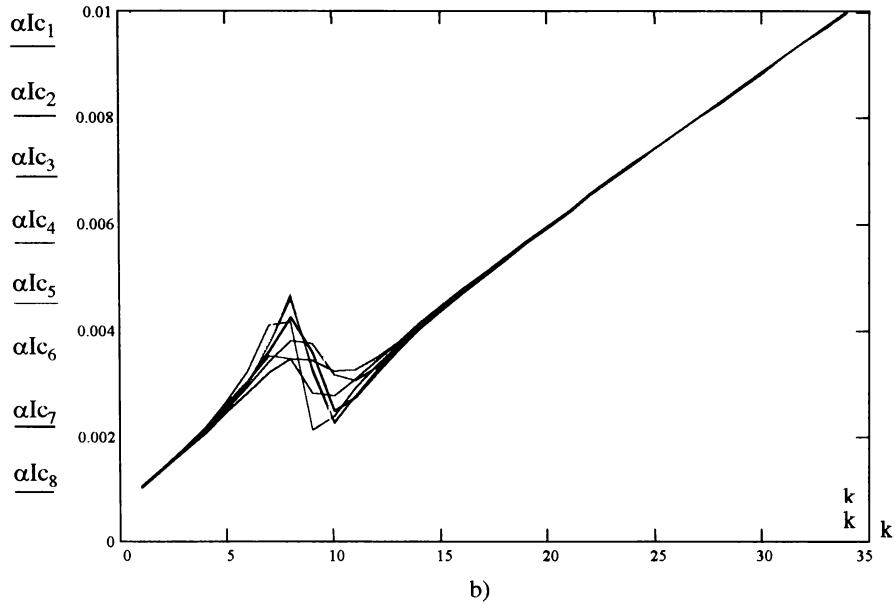
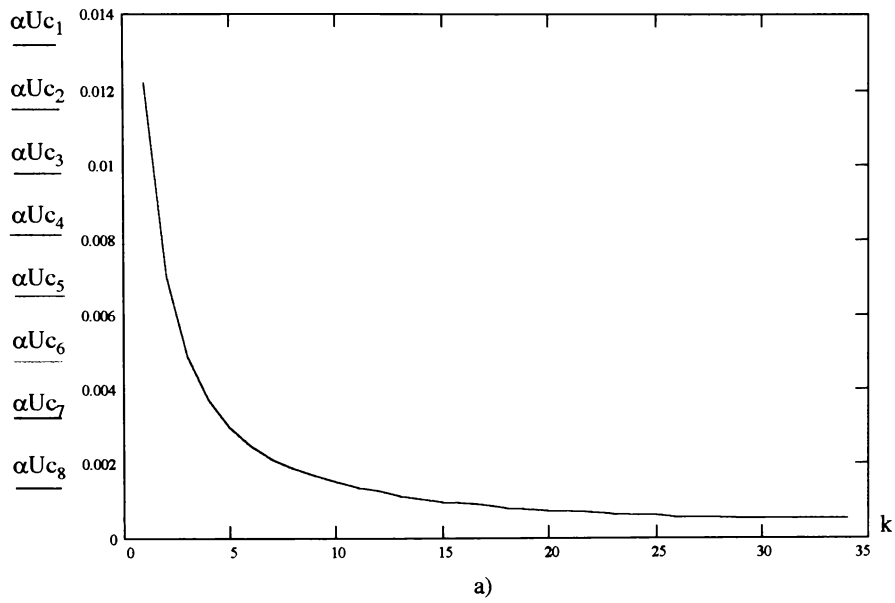


Fig4.22. Variația modului coeficienților de transfer a) α_{Uc} , b) α_{lc} pentru rețeaua de alimentare din figura 4.18.



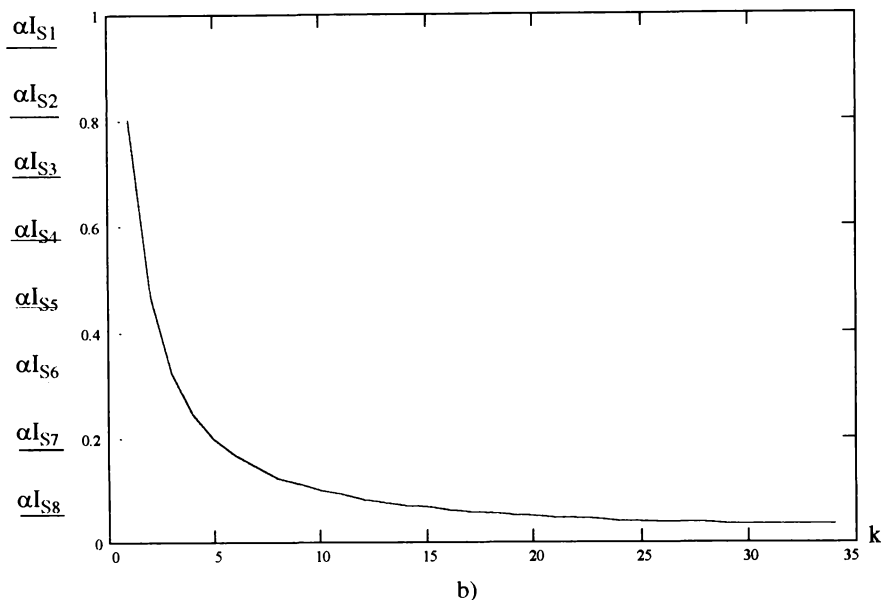


Fig.4.23 Variația modului coeficienților de transfer (suprapuse) a) α_{U_S} , b) α_{I_S} pentru rețeaua de alimentare din figura 4.18.

Din analiza celor prezentate în figura 4.21, figura 4.22, figura 4.23 se deduc următoarele observații:

- modulul impedanței armonice Z_A crește liniar cu ordinul armonicii de la cca 200Ω pentru $k=2$, la aproape 500Ω pentru $k=35$, iar forma de variație și valorile atinse nu depind de modelul adoptat pentru consumatorul liniar;
- modulul coeficientului de transfer α_{U_C} prezintă o variație descrescătoare odată cu creșterea rangului armonicii; are valoarea maximă cca 0,013 pentru $k=2$ și la frecvențe superioare, tinde practic către zero. Forma de variație este independentă de modelul adoptat pentru consumatorul liniar mai puțin în apropierea rezonanței armonice, unde apar unele diferențieri, modelele 1, 2, 6, 7 prezentând un maxim local diferit, cel mai mare aparținând modelului 6. Valorile foarte mici ale lui α_{U_C} îndreptățesc afirmația că, consumatorul liniar este protejat de acțiunea consumatorului deformant prin rețeaua de alimentare adoptată, armonicile de tensiune atenuându-și amplitudinea de mai mult de 70 de ori. Cu cât rangul armonicii este mai mare, cu atât și atenuarea este mai pronunțată;
- modulul coeficientului de transfer α_{I_C} prezintă o variație crescătoare odată cu creșterea rangului armonicii și paractic liniară, cu excepția porțiunii $k=5\div 11$, unde se manifestă fenomenul de rezonanță armonică. Pentru armonicile inferioare ($k < 11$), valoarea maximă a lui $\alpha_{I_C} \approx 0,006$ pentru modelul 6; 0,004 pentru modelul 2 și 7; 0,0035 pentru modelul 2,4; 0,03 pentru modelul 1, 5 și 8. Pentru porțiunea liniară panta este de 0,0003 pe rang armonică, adică foarte mică. Deci și bateria de condensatoare este protejată de poluarea armonică;
- modulul coeficientului de transfer α_{U_S} prezintă o variație pronunțat descrescătoare la creșterea rangului armonicii k , având valori de 0,0122 pentru $k=2$; 0,0028 pentru $k=5$ și

0,0006 pentru $k=30$. Forma de variație și valorile realizate sunt independente de modul de reprezentare a consumatorului, deci schema din figura 2.61 nu permite manifestarea regimului deformant pe barele sistemului;

- modulul coeficientului de transfer α_{IS} prezintă o variație asemănătoare cu α_{US} , forma de variație și valorile înregistrate nefiind afectate de schema echivalentă a consumatorului. Valoarea maximă este însă mai mare: 0,8 pentru $k=2$; 0,2 pentru $k=5$. Abia pentru $k>25$, α_{IS} scade sub 0,1. Prin urmare, regimul deformant produs de consumatorul nelinier este refulat în sistem sub formă de armonici de curent.

În continuare s-a analizat influența pe care o prezintă asupra valorilor Z_A ,

α_{US} și α_{UC} numărul transformatoarelor din stația de alimentare, modul în care acestea alimentează consumatorul deformant sau pe cel liniar, puterea instalată în bateria de condensatoare și puterea de scurtcircuit a sistemului. Pentru efectuarea analizei s-a considerat drept situație inițială 1, aceea corespunzătoare funcționării rețelei în condițiile schemei din figură 4.18 și a bazei de date înscrise în tabelul 4.2, consumatorul fiind reprezentat prin modelul 8. Față de acestea au fost considerate alte scenarii (notate cu 2÷6 în tabelul 4.4), în care s-au modificat numărul de transformatoare identice ce funcționează în paralel, puterea bateriei de condensatoare și puterea de scurtcircuit a sistemului. Corespunzător s-au calculat variațiile cu ordinul armonicii a mărimilor Z_A , α_{US} și α_{UC} . Figurile corespunzătoare au fost notate cu a_1, b_1, c_1, \dots , în cadrul figurii 4.24, iar curbele cu a, b, c corespunzător tabelului 4.4.

Tabelul 4.4. Scenarii pentru analiza dependenței lui Z_A , α_{US} , α_{UC} de numărul de transformatoare ce funcționează în paralel, puterea de compensare și puterea de scurtcircuit a sistemului.

Scenariul	Situația elementelor				Denumirea			
	Numar trafo		Valoarea		figurii			Curba din Figură
	T	T'	Q_k	S_{sc}	Z_A	α_{UC}	α_{US}	
1	1	1	Max	Max	a_1	a_2	a_3	a
2	1	2	Max	Max	a_1	a_2	a_3	b
3	2	1	Max	Max	a_1	a_2	a_3	c
4	1	1	Max/2	Max	b_1	b_2	b_3	b
5	1	1	Max/4	Max	b_1	b_2	B_3	c
6	1	1	Max	Max/3	c_1	c_2	c_3	b

Din analiza celor prezentate în figura 4.24 se pot stabili următoarele observații:

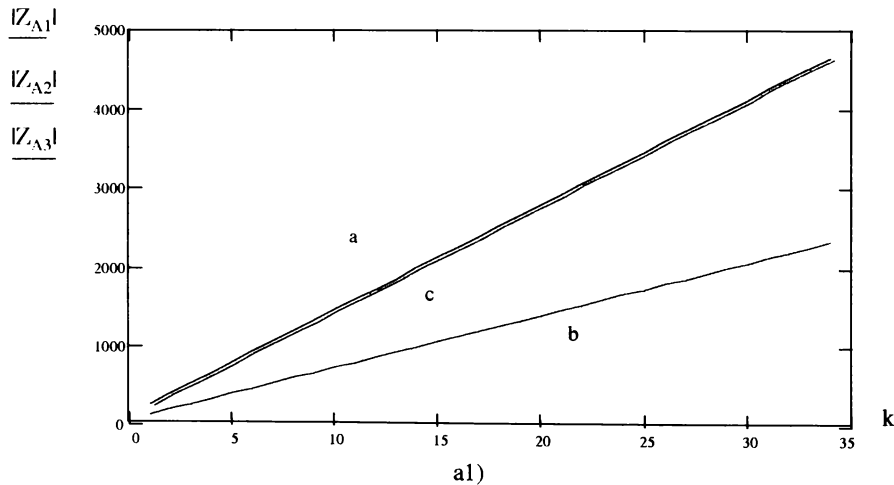
- prin punerea în paralel a două transformatoare T' în paralel, legătura consumatorului deformant cu sistemul s-a rigidizat, impedanța armonică Z_A și-a păstrat legea de variație liniară cu k , dar panta s-a redus practic la jumătate; α_{US} și α_{UC} s-au deplasat spre valori mai mari de aproape trei ori față de situația inițială, înrăutățind astfel calitatea tensiunii pe barele consumatorului liniar și a sistemului;
- prin punerea în paralel a două transformatoare T în paralel, legătura consumatorului deformant cu acela liniar s-a rigidizat, impedanța armonică Z_A și-a păstrat aceeași

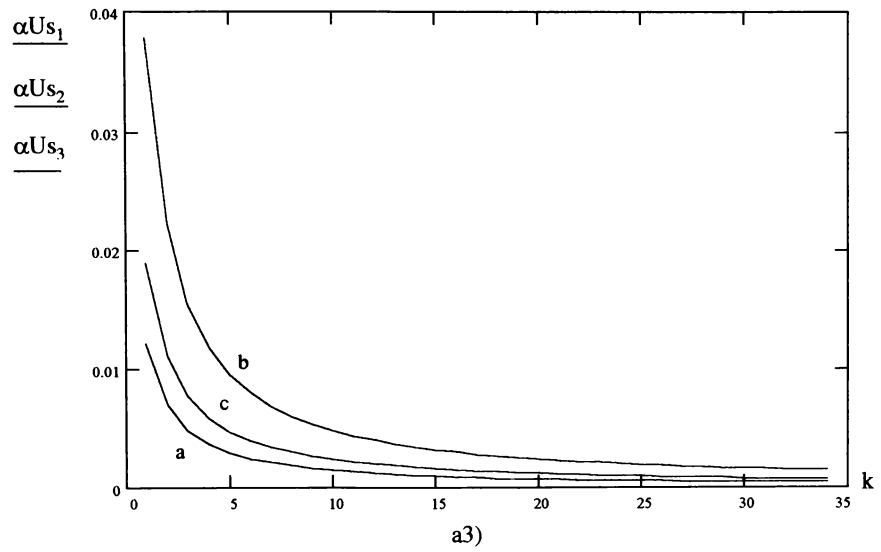
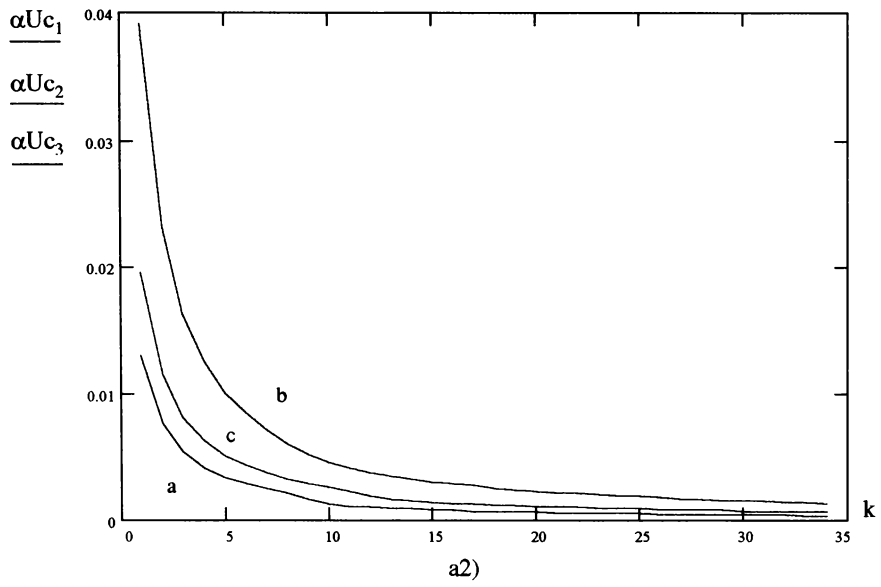
variație față de situația inițială; α_{US} și α_{UC} s-au deplasat spre valori mai mari, de cca 1,6÷1,8 ori față de situația inițială;

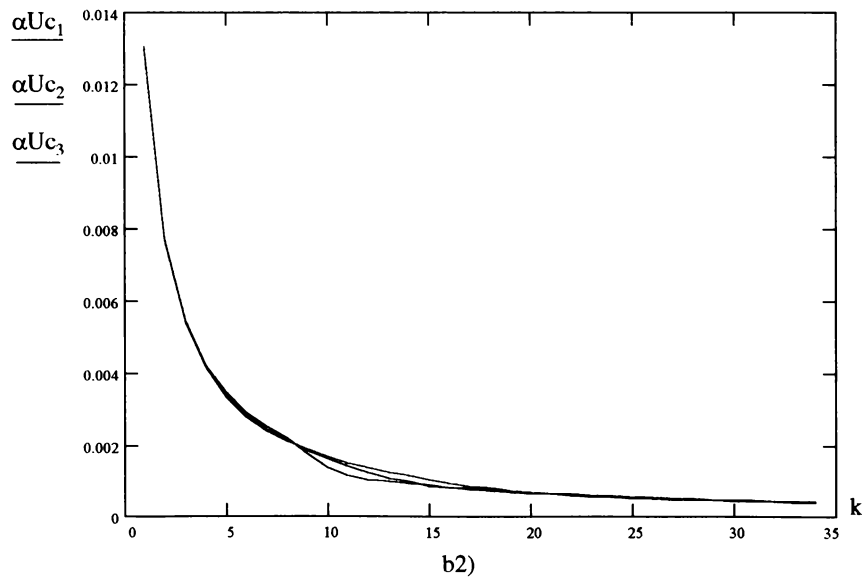
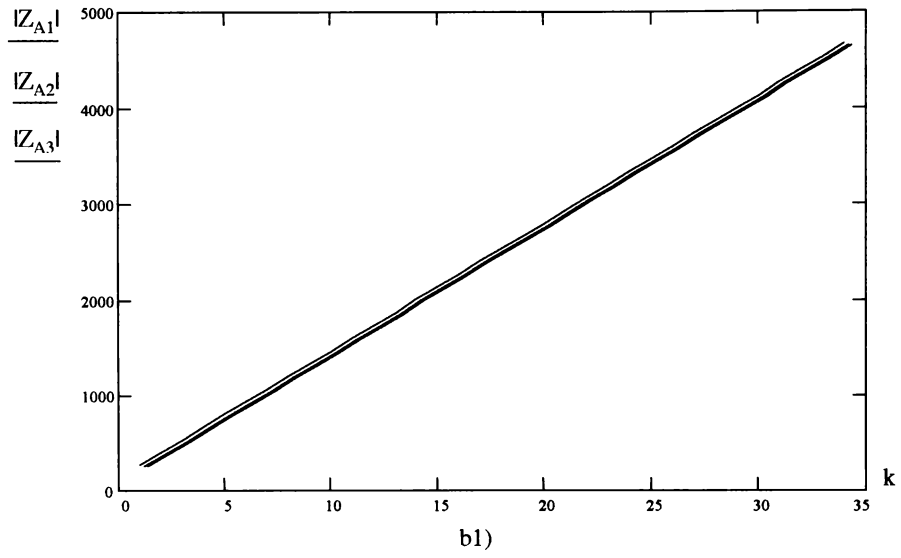
- modificând puterea bateriei de condensatoare la 1/2 și respectiv la 1/4 din aceea inițială, valorile și forma de variație a lui Z_A cu ordinul armonicii nu se schimbă; la fel α_{US} și α_{UC} , doar pe intervalul de rang 1÷17 apar unele diferențieri ușoare în valorile lui α_{UC} valorile mai mari asigurându-le varianta cu compensare minimă;
- micșorarea puterii de scurtcircuit a sistemului nu influențează practic variația cu k și valorile lui Z_A , α_{US} și α_{UC} ; totuși în cazul lui α_{US} se constată o foarte ușoară creștere a valorilor lui α_{US} pentru $k < 25$, dar firește nesemnificativă.

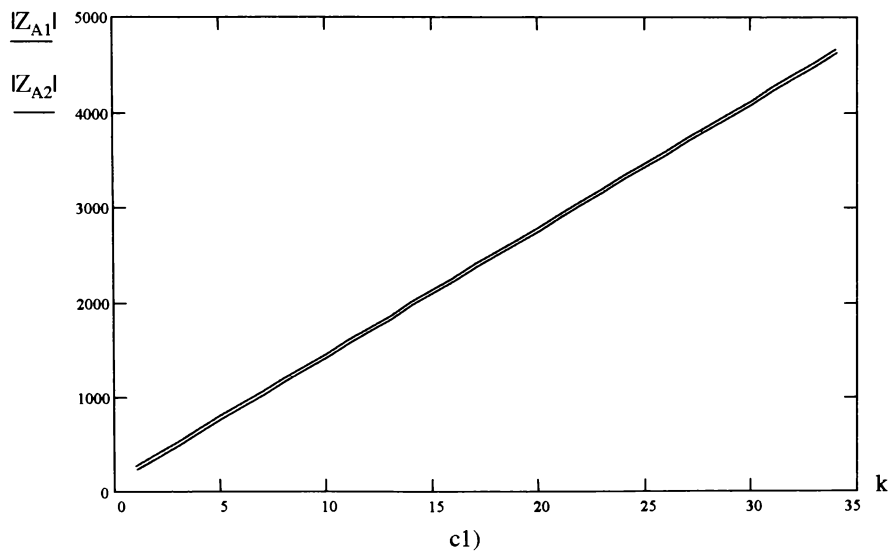
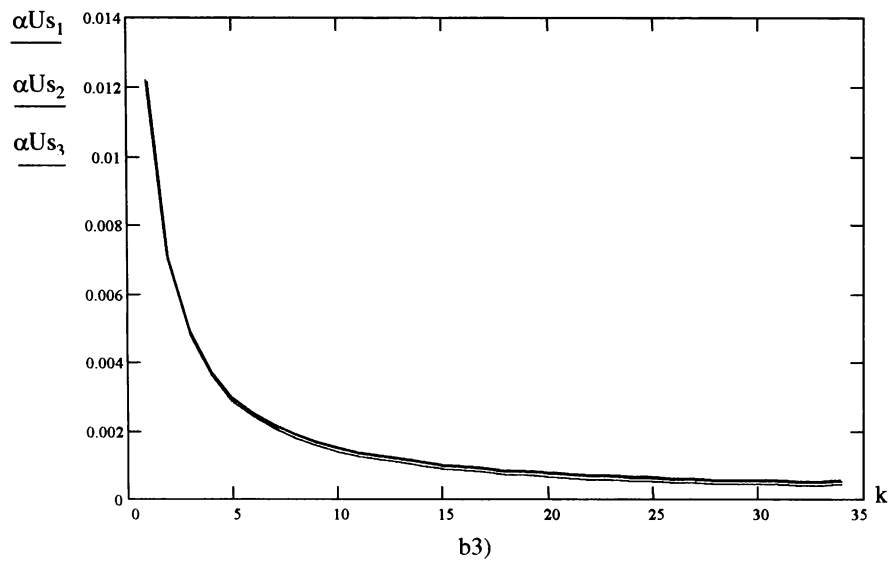
Concluzia care se desprinde din această analiză constă în aceea că rolul determinant asupra valorilor lui Z_A , α_{US} și α_{UC} îl are numărul și puterea transformatoarelor de alimentare a consumatorului deformant și apoi a celui liniar. Aceste mărimi prezintă o sensibilitate sporită față de impedanța de legătură dintre consumatorul deformant și bara comună de 110kV la scăderea ei α_{UC} și α_{US} își măresc valoarea.

Considerând și alte scheme echivalente pentru consumatorul echivalent s-a constatat că rezultatele obținute nu conduc la diferențe sensibile între valorile lui Z_A , α_{UC} și α_{US} pentru scenariile mai sus amintite.









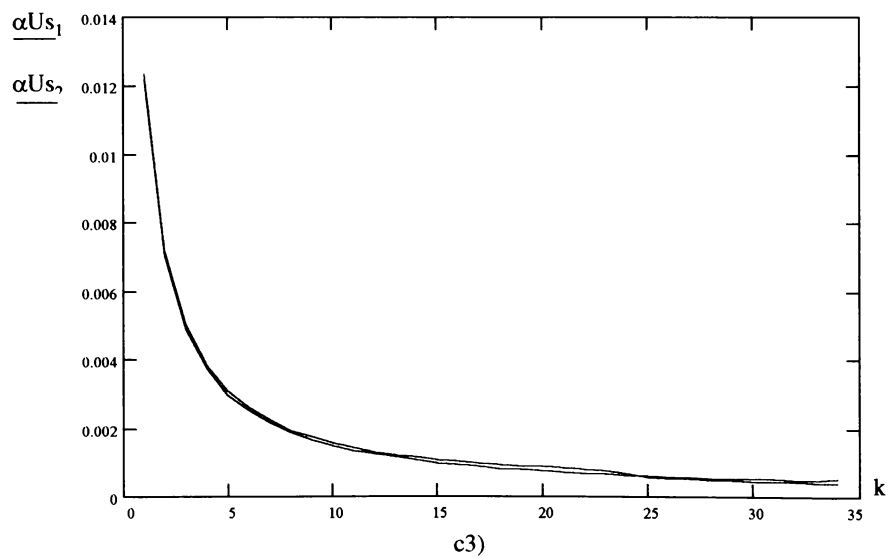
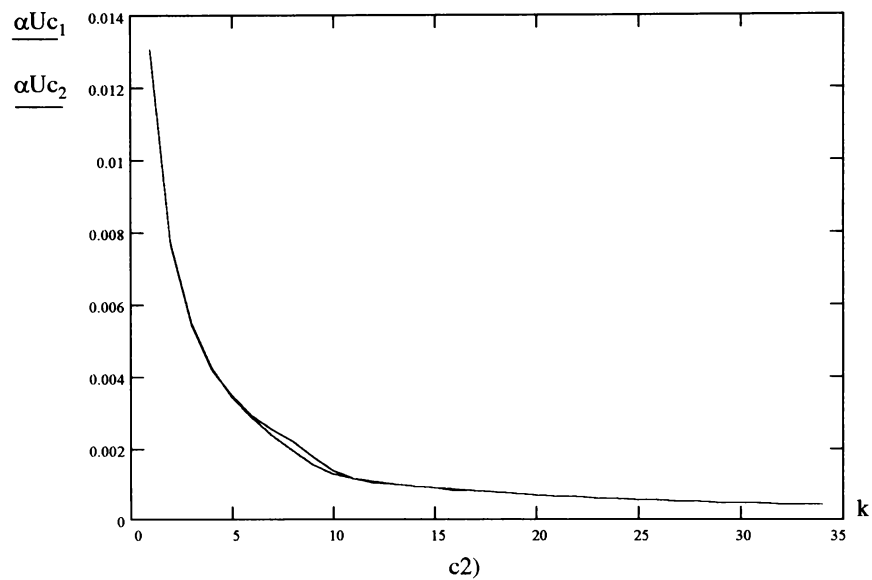


Fig.4.24. Variația mărimilor Z_A , α_{Uc} , α_{Us} cu ordinul armonicii pentru diferite scenarii: modificarea numărului de transformatoare: a1 $\rightarrow Z_A$; a2 $\rightarrow \alpha_{Uc}$, a3 $\rightarrow \alpha_{Us}$, modificarea puterii bateriei de condensatoare: b1 $\rightarrow Z_A$; b2 $\rightarrow \alpha_{Uc}$, b3 $\rightarrow \alpha_{Us}$, modificarea puterii de scurtcircuit: c1 $\rightarrow Z_A$; c2 $\rightarrow \alpha_{Uc}$, c3 $\rightarrow \alpha_{Us}$.

4.3.6. Metodă generală de calcul a circulației de curenți armonici în rețelele liniare [1], [6], [14], [16], [19]

Calculul circulației de curenți armonici în rețelele electrice ce conțin consumatori deformanți au la bază metodele de calcul folosite în rețelele electrice liniare, dar adoptate la particularitățile pe care le prezintă rețeaua și la scopul urmărit prin determinarea curenților și tensiunilor armonice. De aceea e considerat util ca mai întâi să se prezinte metoda generală de calcul folosită în rețelele liniare, evidențiind apoi particularitățile pe care le implică considerarea consumatorilor deformanți.

Pentru rezolvarea regimului performant armonic de regulă se folosește metoda tensiunilor în noduri și a curenților ciclici. În cadrul primei metode relația de bază este:

$$[\underline{I}_n] = [\underline{Y}_n] \cdot [\underline{U}_n] \tag{4.41}$$

unde:

- $[\underline{I}_n]$ este matricea coloană a curenților în noduri,
- $[\underline{Y}_n]$ - matricea pătrată a admitanțelor în noduri,
- $[\underline{U}_n]$ - matricea coloană a tensiunilor în noduri,

Considerând că nodurile rețelei sunt de trei tipuri: generatoare (g), de rețea (r) și consumatoare (c), matricile de mai sus pot fi scrise astfel:

$$[\underline{Y}_n] = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{gg} & \underline{Y}_{gc} & \underline{Y}_{gr} \\ \underline{Y}_{cg} & \underline{Y}_{cc} & \underline{Y}_{cr} \\ \underline{Y}_{rg} & \underline{Y}_{rc} & \underline{Y}_{rr} \end{bmatrix} \tag{4.42}$$

$$[\underline{I}_n] = \begin{bmatrix} \underline{I}_g \\ -\underline{I}_c \\ 0 \end{bmatrix}, \quad [\underline{U}_n] = \begin{bmatrix} \underline{U}_g \\ \underline{U}_c \\ \underline{U}_r \end{bmatrix} \tag{4.43}$$

Cu acestea, relația (4.42) conduce la ecuația:

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_g \\ -\underline{I}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}'_{gg} & -\underline{Y}'_{gc} \\ -\underline{Y}'_{cg} & \underline{Y}'_{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{U}_g \\ \underline{U}_c \end{bmatrix} \tag{4.44}$$

unde admitanțele reduse (notate cu „'„) au expresiile:

$$\begin{aligned} \underline{Y}'_{gg} &= \underline{Y}_{gg} - \underline{Y}_{gr} \cdot \underline{Y}_{rr}^{-1} \cdot \underline{Y}_{rg} \\ \underline{Y}'_{gc} &= \underline{Y}_{gc} + \underline{Y}_{gr} \cdot \underline{Y}_{rr}^{-1} \cdot \underline{Y}_{rc} \\ \underline{Y}'_{cg} &= \underline{Y}_{cg} + \underline{Y}_{cr} \cdot \underline{Y}_{rr}^{-1} \cdot \underline{Y}_{rg} \\ \underline{Y}'_{cc} &= \underline{Y}_{cc} - \underline{Y}_{cr} \cdot \underline{Y}_{rr}^{-1} \cdot \underline{Y}_{rc} \end{aligned} \tag{4.45}$$

De regulă se cunosc curenții absorbiți de consumator, adică matricea $[\underline{I}_c]$ și tensiunile la bornele generatoarelor $[\underline{U}_g]$, urmând să se calculeze curenții injectați în nodurile generatoare $[\underline{I}_g]$ și tensiunile în nodurile consumatoare $[\underline{U}_c]$. Ca urmare ecuația (4.44) este avantajos să fie adusă la forma:

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_g \\ \underline{U}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{gg}^{-1} - \underline{Y}'_{gc} \cdot \underline{Y}'_{cc}^{-1} \cdot \underline{Y}'_{cg} & -\underline{Y}'_{gc} \cdot \underline{Y}'_{cc}^{-1} \\ \underline{Y}'_{cc}^{-1} \cdot \underline{Y}'_{cg} & \underline{Y}'_{cc}^{-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{U}_g \\ -\underline{I}_c \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

Curenții absorbiți de consumatori sunt definiți de caracteristicile de sarcină și acestea pot fi [14], [16]:

- a) de curent constant $\underline{I}_c = ct$, b) proporțională cu tensiunea, $\underline{I}_c = \underline{Y} \cdot \underline{U}_c$, c) proporționale cu pătratul tensiunii, adică de putere activă și reactivă constantă.

Matricea de transfer $\begin{bmatrix} \underline{Y}'_n \end{bmatrix}$ are expresia:

$$\begin{bmatrix} \underline{Y}'_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}'_{nn} & -\underline{Y}'_{gc} \\ -\underline{Y}'_{cr} & \underline{Y}'_{cc} \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

și este o matrice liniară, elementele ei având valori independente de mărimea curentului electric ce le străbate.

În cazul regimului deformant pot apare două situații distincte:

- generatoarele sistemului prezintă la borne tensiuni armonice iar printre consumatori se află și consumatori deformanți, surse de curenți armonici;
- generatoarele sistemului sunt surse ideale de tensiuni sinusoidale de frecvență fundamentală iar consumatorii alimentați din rețea sunt liniari și neliniari (deformanți).

În ambele cazuri problema se studiază în planul fiecărei armonici k considerând imaginile complexe pozitive ale armonicilor decuplate sau în cazul armonicilor cuplate se consideră atât imaginea complexă pozitivă cât și aceea negativă a armonicii.

În primul caz drept surse de armonici sunt atât generatoarele sistemului cât și consumatorii neliniari. Primele sunt surse de tensiuni armonice, ceilalți sunt surse de curent.

În cel de-al doilea caz generatoarele devin consumatori de curenți (puteri) armonice iar consumatorii neliniari devin de regulă surse de curenți armonici.

Pentru a aplica în aceste situații metoda tensiunilor în noduri trebuie cunoscută matricea tensiunilor armonice a consumatorilor deformanți pe armonica k adică $\begin{bmatrix} \underline{U}_{Dk} \end{bmatrix}$ și în general comportarea armonică a consumatorului deformant. Această comportare este definită de caracteristici armonice de sarcină care pot fi:

- de curent constant în raport cu tensiunea la borne, adică $\underline{I}_k = const$,
- caracteristică de sarcină care determină o relație liniară între componentele armonice ale curentului electric și componentele armonice ale tensiunii, adică:

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_{Dk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{Dk} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{U}_{Dk} \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

unde $\begin{bmatrix} \underline{Y}_{Dk} \end{bmatrix}$ este matricea admitanței nodale ale consumatorilor deformanți în planul armonicii k .

- caracteristică de sarcină care asigură fie o putere activă P_D constantă a consumatorilor, fie o putere aparentă S_D constantă a acestuia, adică:

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_{Dk} \end{bmatrix} = f(P_D, S_D) \quad (4.49)$$

Matricea $\begin{bmatrix} \underline{Y}_{Dk} \end{bmatrix}$ poate fi stabilită dacă se cunosc particularitățile consumatorilor deformanți. Astfel dacă se consideră un consumator deformant având parametrii $r(t)$, $L(t)$ și tensiunea electromotoare $e(t)$, se poate scrie relația generală:

$$u_D(t) + e(t) = r(t) \cdot i(t) + \frac{d}{dt}[L(t) \cdot i(t)] \quad (4.50)$$

Aplicând o transformare Fourier complexă relației (4.50) se obține:

$$\underline{U}_{Dk} + \underline{E}_{Dk} = \frac{1}{2j} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} [\mathbf{R}_{k-m} + j(k-m)\omega \mathbf{L}_{k-m}] \cdot \mathbf{I}_{Dm} \quad (4.51)$$

Dacă se notează

$$\underline{Z}_{D,k-m} = \frac{1}{2j} [\mathbf{R}_{k-m} + j(k-m)\omega \mathbf{L}_{k-m}] \quad (4.52)$$

relația (4.51) devine:

$$\underline{U}_{Dk} + \underline{E}_{Dk} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \underline{Z}_{D,k-m} \cdot \mathbf{I}_{Dm} \quad (4.53)$$

Aceeași relație poate fi scrisă într-o formă generală, matriceală limitând suma la 2m termeni, adică:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_{-kD} + \underline{E}_{-kD} \\ \dots \\ \underline{U}_{-1D} + \underline{E}_{-1D} \\ \underline{U}_{1D} + \underline{E}_{1D} \\ \dots \\ \underline{U}_{kD} + \underline{E}_{kD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{-k+m,D} \dots \underline{Z}_{-k-m,D} \\ \dots \\ \underline{Z}_{-1+m,D} \dots \underline{Z}_{-1-m,D} \\ \underline{Z}_{1+m,D} \dots \underline{Z}_{1-m,D} \\ \dots \\ \underline{Z}_{n+m,D} \dots \underline{Z}_{n-m,D} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{-mD} \\ \dots \\ \mathbf{I}_{-1D} \\ \mathbf{I}_{1D} \\ \dots \\ \mathbf{I}_{mD} \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

Matricea admitanțelor $[\underline{Y}_D]$ se poate obține inversând matricea pătrată a impedanțelor \underline{Z}_D obținută, considerând $k=m$.

O soluționare mai corectă a problemelor se poate asigura atunci când pentru fiecare consumator deformant se cunoaște spectrul curenților și tensiunilor armonice sau se adoptă un anumit tip de spectru cunoscând tipul receptorului deformant.

4.4. Observații asupra folosirii calculului circulației de curenți și a tensiunilor armonice la estimarea impedanței armonice

În general problema determinării circulației de curenți și tensiuni armonice este subordonată analizei armonice a sistemelor electroenergetice care alimentează atât consumatori liniari cât și neliniari. Metodele de analiză armonică pot fi abordate în domeniul timp sau domeniul frecvență, primele având avantajul că păstrează legătura cu fenomenul fizic oferind posibilitatea interpretării directe a rezultatelor obținute. Atât metodele în domeniul frecvenței cât și cele în timp folosesc tehnicile specifice circuitelor neliniare sau extind pe cele din circuitele liniare. Din categoria tehnicilor neliniare se remarcă metoda bilanțului armonic des întâlnită în literatură [1], [21], [70], [89], [90], [91], [97].

Foarte frecvent analiza armonică apelează și extinde metodele specifice de calcul a circulației de curenți și puteri. Aplicarea acestor tehnici este influențată în primul rând de scopul urmărit: propagarea regimului nesinusoidal [21], [70], [91], [92], [96], nesinusoidal și nesimetric [87], [89], [98], [99], cunoașterea și atenuarea regimului armonic prin introducerea de filtre [87], [100], estimarea stării armonice a sistemului [94], obținerea unor echivalenți armonici de sistem [99], de dimensiunea sistemului: mare [90], [92], [94], [97], sau mică [87], [91], [95], și de natura consumatorului deformant, (care definește spectrul curenților armonici): tracțiune feroviară [87], [95], convertoare [90], [98], [100], consumatori casnici, etc.

De mare utilitate este metoda curenților în noduri soluționarea sistemului efectuându-se pe baza metodei Newton-Rophson, [21], [28], [16], [57], [70] și a tehnicilor de accelerare a convergenței.

Programele de calcul utilizate în prezent sunt generale [89]: EMPT (Electromagnetic Transients Program), ETAP (Electrical Transient Analyser Program) sau particulare: HARMFLO [28], V-HARM, Q-HARM [91], GL-HARMFLO [21], [70].

Desigur dintre cele prezentate trebuie remarcat programul HARMFLO [70], care reprezintă o tehnică avansată de analiză a circulației de curenți fiind bazat pe o extindere a tehnicilor de calcul a circulației de curenți și puteri a sistemelor electroenergetice bazate pe metoda Newton-Rophson. Necunoscutele sunt tensiunile armonice în noduri, ecuațiile algebrice fiind scrise pe baza bilanțului armonic. Soluționarea acestui sistem se efectuează cu metoda Newton-Rophson, dificultatea constând în calculul matricei Jacobian.

În cazul rețelelor de distribuție de joasă și medie tensiune care funcționează radial sau a unor rețele de alimentare de înaltă tensiune care prezintă configurații simple calculul circulației de curenți cu ajutorul unor metode directe ce au la bază determinarea unor impedanțe echivalente este mult mai comodă permițând și o considerare mai completă a elementelor de rețea. Mai mult chiar și în cazul sistemelor complexe de curent alternativ alimentarea unor consumatori deformanți de mare putere se efectuează prin rețele radiale distincte care pot fi separate ca subsisteme iar problema poate fi soluționată în cazul subsistemului.

4.5 Concluzii

Scopul acestui capitol a fost acela de a încadra problema estimării prin calcul a impedanței armonice în calculul circulației de curenți și tensiuni armonice. În acest scop au fost prezentate aspectele principale pe care le comportă acest calcul: ipotezele admise, situațiile particulare care pot apărea și metoda generală de calcul. Unul dintre aceste cazuri particulare și anume acela când aceeași stație alimentează consumatori liniari și deformanți a fost tratată mai amănunțit considerându-se două variante: bară comună de alimentare pentru cei doi consumatori și bare distincte. Au fost determinate expresiile impedanțelor armonice și ale coeficienților de transfer a tensiunilor și curenților armonici, analizându-se poluarea armonică produsă de consumatorul deformant asupra consumatorului liniar, bateriei de condensatoare folosită pentru compensare și asupra sistemului. S-a analizat influența modului de reprezentare (a schemei echivalente) a consumatorului complex liniar asupra legii de variație și valorilor impedanțelor armonice, precum și a parametrilor elementelor de rețea (transformator, baterie de compensare).

În legătură cu calculul impedanței armonice în cazul primei rețele test considerate (consumatorul liniar, deformant și bateria de condensatoare sunt alimentate de pe aceleași bare) se constată că:

- prezența consumatorului deformant afectează defavorabil atât funcționarea consumatorului liniar, cât mai ales a bateriei de condensatoare;
- valoarea impedanței armonice văzută pe barele de alimentare depinde de parametrii rețelei, sistemului, ai consumatorului liniar și a bateriei de condensatoare;
- forma de variație a impedanței armonice depinde de modelul adoptat pentru consumatorul complex și de gradul de compensare al puterii reactive;
- prezența bateriei de condensatoare modifică forma de variație a impedanței armonice în condițiile adoptării aceluiași model pentru consumatorul liniar; în absența bateriei variația impedanței armonice este foarte apropiată de o dreaptă crescătoare, mai puțin modelul 5, care prezintă o variație parabolică cu un extrem cuprins între $k \in [13;17]$; pentru

armonici de rang $k < 7$ practic toate cele opt modele adoptate conduc la aceleași valori pentru impedanța armonică, diferențierea făcându-se pentru armonici superioare ($k > 17$);

- domeniul frecvențelor de rezonanță depinde de gradul de compensare al puterii reactive, cu cât puterea reactivă instalată în baterie este mai mare, cu atât și lățimea intervalului este mai mică iar diferențele între modelele adoptate pentru consumator mai mici, pentru un grad de compensare al puterii reactive de 60% (2,4Mvar), frecvența de rezonanță este cuprinsă între 350÷450Hz situație foarte periculoasă dacă pe bare este racordat un redresor hexafazat. La grad de compensare redus frecvențele de rezonanță apar într-un domeniu larg de valori (700÷1000Hz), valoarea frecvenței de rezonanță depinzând de modelul adoptat pentru consumator (modelul 5 a condus la valorile cele mai mici – pesimiste, iar modelul 2 la cele mai mari –optimiste);
- amplitudinea (valoare maximă) impedanței depinde de gradul de compensare și de modelul adoptat pentru consumator. Cu cât gradul de compensare se micșorează mai mult, cu atât și amplitudinea impedanței armonice crește. Modelele 1, 6, 7 conduc la cele mai mari valori, modelul 6 detașându-se și față de celelalte două printr-o valoare de aproape zece ori mai mare;
- bateria de condensatoare este puternic suprasolicitată cu tensiuni armonice dar mai ales cu curenți armonici; aceștia au valoare maximă firește la rezonanța armonică și corespund unei amplificări a curentului armonic produs de consumatorul deformant de 5 (pentru modelele 4;8)÷30 (pentru modelul 6) de ori;
- sistemul electroenergetic este protejat de poluarea armonică produsă în rețea de consumatorul deformant, coeficienții de transfer ai tensiunii și curentului armonic la bornele sistemului având valori foarte reduse (valoarea maximă $\alpha_{IS} = 15\%$ pentru $k=17$ și modelul 6);
- impedanța armonică a permis exprimarea foarte comodă a coeficientului de transfer a curentului α_{IS} în funcție de acela al tensiunii α_{US} .

Referitor la calculul impedanței armonice și a coeficienților de transfer ai tensiunilor și curenților armonici în cazul celei de a doua rețele test considerate (consumatorul liniar și bateria de condensatoare sunt alimentate de la o bară iar consumatorul deformant de la alta) se constată următoarele:

- în intervalul de frecvență considerat ($k \leq 40$), impedanța armonică a rețelei văzută la barele consumatorului deformant (unde de regulă urmează să se instaleze filtrele de armonici), variază liniar cu rangul armonicii iar valorile atinse și panta dreptelor de variație nu depinde de modelul adoptat pentru consumatorul și nici de gradul de compensare al puterii reactive absorbite de acesta (în intervalul $0 \div 0,6u.r$);
- valorile impedanței armonice depind în mare măsură de impedanța transformatorului de alimentare a consumatorului deformant și nu depind practic de aceea a transformatorului ce alimentează consumatorul liniar; odată cu scăderea valorii impedanței transformatorului impedanța armonică scade și ea;
- coeficientul de transfer al tensiunii pe barele consumatorului liniar (α_{UC}) prezintă o variație liniar-crescătoare odată cu creșterea rangului armonicii și în intervalul de frecvență considerat prezintă valori foarte reduse (maximum 1,2% pentru modelul 6), fapt ce dovedește că, consumatorul liniar este protejat de poluarea armonică. Valorile lui α_{UC} sunt sensibile la micșorarea impedanței transformatorului ce alimentează consumatorul deformant, respectiv liniar mărindu-și valoarea de aproximativ trei și două ori la punerea în paralel a două transformatoare identice pentru alimentarea consumatorului deformant și respectiv liniar. În aceste condiții coeficientul de transfer al tensiunii armonice poate deveni chiar 4%, valoare ce nu poate fi neglijată;

- modulul coeficientului de transfer al tensiunii armonice pe barele sistemului (α_{US}) prezintă o variație descrescătoare la creșterea rangului armonicii, având valori sub 1,22%, fapt ce îndreptățește afirmația că perturbația armonică produsă de consumatorul deformant nu se transmite sistemului. Variația este independentă de modul de reprezentare, gradul de compensare al consumatorului liniar dar depinde de impedanța transformatorului ce alimentează consumatorul deformant și cel liniar crescând odată cu scăderea acestora (practic în aceeași măsură ca și α_{UC});
- coeficienții de transfer ai curenților armonici injectați în sistem (α_{IS}) sau absorbiți de consumatorul liniar (α_{IC}) pot fi calculați cu ajutorul impedanței armonice a rețelei văzute pe barele consumatorului deformant (Z_A) înmulțită cu admitanța sistemului (Y_S) respectiv a consumatorului liniar (Y_C) și coeficientul de transfer al tensiunii armonice corespunzătoare (α_{US} sau α_{UC}). În acest fel se justifică încă o dată utilitatea cunoașterii impedanțelor armonice.

Contribuțiile originale aduse în acest capitol se referă la:

- sistematizarea cunoștințelor privind calculul circulației de curenți și tensiuni armonice, evidențierea rolului acestuia în estimarea prin calcul a impedanței armonice a rețelei,
- calculul impedanței armonice pe două structuri de rețea semnificative și stabilirea expresiilor coeficienților de transfer a tensiunilor și a curenților armonici,
- evidențierea rolului impedanței armonice a rețelei la calculul curentului armonic absorbit de bateria de condensatoare și de sistemul electroenergetic,
- analiza pe rețele test a influenței schemei echivalente a consumatorului, puterii instalate în bateria de condensatoare, numărului de transformatoare și puterii sistemului asupra impedanței armonice a rețelei și coeficienților de transfer armonici ai tensiunii și curenților la bornele sistemului și respectiv bateriei de condensatoare.

**ESTIMAREA PRIN MĂSURĂTORI A
IMPEDANȚEI ARMONICE A
REȚELOR ELECTRICE**

Cap. 5

5.1. Generalități

Măsurătorile sau determinările experimentale pot servi la evaluarea directă a impedanței armonice într-un nod de rețea sau la identificarea parametrilor armonici ai schemelor echivalente de sistem, urmând ca evaluarea impedanței armonice să se efectueze prin calcul, prin metodele prezentate, dar cu modele mult mai precise. Deși problemele par diferite prin scopurile pe care și le propun ele pot fi privite în mod unitar dacă se are în vedere că în cazul estimării impedanței armonice problema poate fi redusă la estimarea unei impedanțe transversale a schemei echivalente a unei rețele întregi văzută în nodul de interes.

Desigur problema estimării prin măsurători a impedanțelor elementelor de rețea (sistem) sau ale rețelei poate fi încadrată într-o problemă mai largă și anume de identificare a unui element dintr-un proces, procesul fiind regimul nesinusoidal al rețelei iar elementul – rețeaua sau o parte componentă a ei. Din acest motiv s-a considerat util ca în continuare să fie prezentate câteva elemente fundamentale privind identificarea experimentală a unor procese și respectiv a unor elemente de proces.

5.2. Identificarea experimentală a unui proces (sau element de proces), [102], [103], [104], [105]

În teoria sistemelor automate se numește “identificare” procedeul de determinare a modelului dinamic sau static al unui proces (sau al unui element dintr-un proces). Noțiunea de identificare este legată fără îndoială în mod firesc de noțiunea de experimentare.

Identificarea unui proces sau a componentelor acestuia nu se poate realiza decât prin determinări experimentale.

5.2.1. Modelarea proceselor

Modelul procesului poate fi dinamic sau static, cel din urmă putând fi considerat și ca un caz particular al primului.

Modelul dinamic al unui proces se definește prin ecuația:

$$X_e = f(t, X_{i1}, X_{i2}, \dots, X_{in}) \tag{5.1}$$

unde:

X_e este mărimea de ieșire din proces;

X_{ik} ($k=1,n$) – mărimile de intrare în proces (se va propune pentru generalitatea problemei existența unui vector de intrare în procesul analizat, cu n componente).
 Schematic cele prezentate pot fi reprezentate ca în fig.5.1.

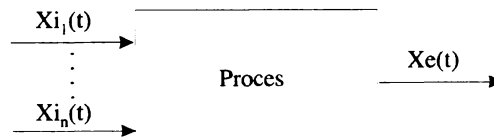


Fig. 5.1 Schema unui proces cu n intrări și o ieșire

În domeniul timpului același model poate fi descris și sub forma ecuațiilor de stare ale procesului respectiv și anume:

$$\begin{aligned} X_e(t_0, t) &= g[X(t_0); V(t_0, t)] \\ X(t) &= f[X(t_0); V(t_0, t)] \end{aligned} \tag{5.2}$$

unde:

- X este vectorul de stare,
- X_e – vectorul de ieșire,
- V – vectorul de comandă,
- t_0 – momentul inițial al procesului.

Dacă procesul este liniar sau poate fi liniarizat cu o bună aproximație, modelul dinamic poate fi adus la forma:

$$\sum_{i=1}^l a_i \frac{d^i x_e}{dt^i} - \sum_{j=1}^k b_j \cdot \frac{d^j x_j}{dt^j} + C = 0 \tag{5.3}$$

sau apelând la spațiul stărilor, ecuația (5.2) devine:

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= A(t) \cdot X(t) + B(t) \cdot V(t) \\ X_e(t) &= C(t) \cdot X(t) + D(t) \cdot V(t) \end{aligned} \tag{5.4}$$

unde:

- A(t) este matricea coeficienților,
- B(t) – matricea de comandă,
- C(t) – matricea de ieșire,
- D(t) – matricea de transfer,
- $\dot{X}(t)$ - vectorul derivatelor variabilelor de stare X_i .

$$X = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_n \end{bmatrix}; \quad V = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix}; \quad X_e = \begin{bmatrix} X_{e1} \\ X_{e2} \\ \vdots \\ X_{en} \end{bmatrix}; \quad \dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \vdots \\ \dot{X}_n \end{bmatrix} \tag{5.5}$$

Schema bloc corespunzătoare ecuațiilor (5.4) se prezintă în fig.5.2

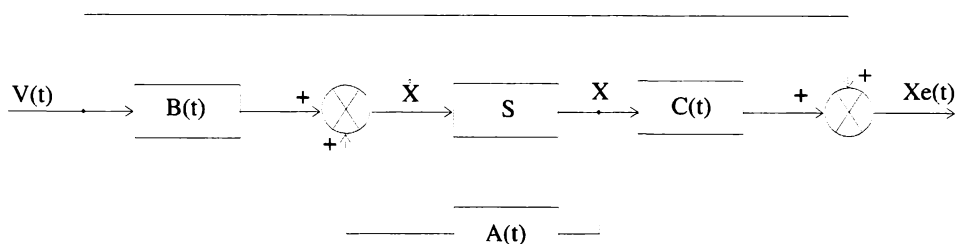


Fig.5.2 Schema bloc corespunzătoare ecuațiilor 5.4 (Cu S s-a notat blocul de integrare).

În domeniul rețelelor electrice, elementelor de rețea li se pot atașa așa cum s-a prezentat în paragraful 2.2 structuri cuadripolare pentru care este foarte importantă cunoașterea mărării de ieșire atunci când se cunoaște cea de intrare. Din acest motiv forma cea mai comodă și mai obișnuită a modelului dinamic liniarizat o constituie funcția de transfer a procesului respectiv, adică modelul dinamic în spațiul Laplace:

$$X_e(s) = Y(s) \cdot X_i(s) \tag{5.6}$$

unde

$$Y(s) = \frac{\sum_{j=1}^k b_j \cdot s^j}{\sum_{i=1}^l a_i \cdot s^i} \tag{5.7}$$

sau sub formă factorizată

$$Y(s) = \frac{k \prod_{j=1}^j (1 + T_j \cdot s)}{\prod_{i=1}^i (1 + T_i \cdot s)} \tag{5.8}$$

Modelul static al unui proces corespunde situației limită a procesului dinamic și anume când $dx_e/dt = 0$. Ca urmare el va fi descris de ecuația:

$$X_e = f(X_{i1}, X_{i2}, \dots, X_{in}) \tag{5.9}$$

5.2.2. Metode experimentale de identificare a modelelor dinamice

Metodele experimentale de identificare a modelelor dinamice pot fi în principal: active, pasive și metode ce folosesc modele ajustabile. Acestea fiecare la rândul lor se pot clasifica în alte categorii, după cum rezultă din fig.5.3.

În cadrul metodelor active peste mărimea de regim normal se suprapun semnalele de o anumită formă, uneori se anulează mărimile de funcționare normală și la intrare se aplică numai semnalul de probă.

Metodele pasive folosesc pentru identificare variațiile aleatorii ale mărării de intrare și de ieșire ce caracterizează regimul normal de funcționare.

Metodele ce folosesc modele ajustabile sunt acele metode care se pretează în special proceselor dinamice. În acest caz modelul își modifică parametrii (sau structura), dependent de un anumit criteriu de comparație.

5.2.2.1. Metode de identificare ce folosesc semnale de probă neperiodice

În cadrul acestor metode este util a calcula funcția pondere și funcția indicială.

- Funcția pondere este răspunsul unui proces la un semnal de intrare de tip impuls Dirac, adică:

$$W(t) = \sum_{i=1}^n C_i \cdot \exp(\alpha_i \cdot t) \quad (5.10)$$

sau

$$W(t) = L^{-1}[L\delta(t)] \cdot Y(s) = L^{-1}Y(s) \quad (5.11)$$

$$LW(t) = Y(s) \quad (5.12)$$

în care

$W(t)$ este funcția pondere,

$\delta(t)$ – impulsul Dirac,

$Y(s)$ – funcția de transfer a procesului.

- Funcția indicială este răspunsul unui proces la un semnal de intrare tip treaptă unitară

$$h(t) = C_0 - \sum_{i=1}^n C_i \exp(-\alpha_i \cdot t) \quad (5.13)$$

$$h(t) = L^{-1}[L_1] \cdot Y(s) = L^{-1} \cdot \frac{1}{s} \cdot Y(s) \quad (5.14)$$

$$h(t) = \int_0^t W(t) dt \quad (5.15)$$

în care

$h(t)$ este funcția indicială

$$L_1 = \int_0^{\infty} 1 \cdot \exp(-st) dt \quad - \text{ imaginea treptei unitare.}$$

În realitate nu se lucrează cu semnale treaptă unitară, ci cu semnale treaptă de amplitudine finită. O problemă esențială pentru aceste metode o constituie alegerea amplitudinii semnalului de probă. Dacă amplitudinea sistemului este mare, dependența este mică în raport cu perturbațiile. Pe de altă parte, un semnal mare poate fi periculos în cazul proceselor cu factori de amplificare ridicați și poate conduce la trecerea sistemului în domeniul neliniar.

Un rol important în cadrul acestei metode îl prezintă cunoașterea și eliminarea influenței perturbațiilor, precizia identificării fiind afectată de nivelul acestora.

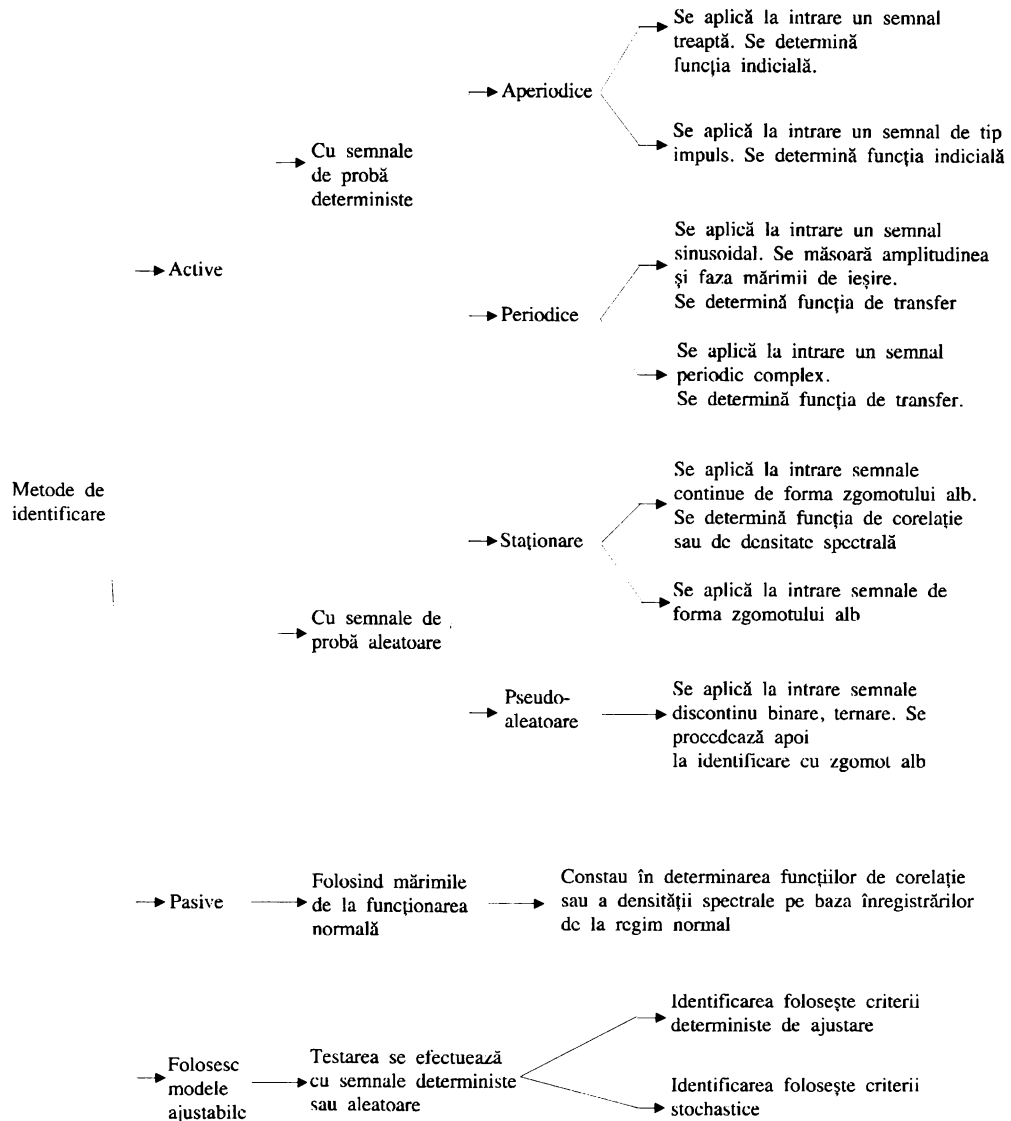


Fig.5.3 Clasificarea metodelor experimentale de identificare

Pentru eliminarea influenței negative a perturbațiilor se poate proceda astfel:

- a) Efectuarea unui număr mare de încercări și prin mediere, micșorarea influenței perturbațiilor. Valoarea medie a unor semnale aleatorii tinde spre zero, după un număr mare de încercări, adică

$$\bar{h}(t) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n h_i(t) \tag{5.16}$$

b) Perturbațiile pot fi eliminate chiar din etapa experimentală, prin utilizarea unor filtre. Perturbațiile de înaltă frecvență pot fi eliminate prin filtre trece-jos, dimensionate corespunzător.

Pentru identificarea cu semnale de tip treaptă sau impuls, în etapa prelucrării datelor experimentale, sunt folosite în general următoarele metode și anume:

- metoda comparării răspunsului experimental cu răspunsuri tipizate (ale căror modele dinamice sunt cunoscute),
- metoda aproximării curbelor experimentale prin expresii de forma soluțiilor unor ecuații diferențiale cu coeficienți constanți (cu aproximarea că funcția indicială $\tilde{h}(t)$ nu conține componente oscilante):

$$\tilde{h}(t) = C_0 - \sum_{i=1}^n C_i \cdot \exp(-\alpha_i \cdot t) \tag{5.17}$$

$$C_0 = \tilde{h}(\infty) = h(\infty),$$

unde $h(t)$ este răspunsul experimental.

Se calculează pentru început

$$\tilde{h}_1(t) = C_1 \cdot \exp(-\alpha_1 \cdot t) = C_0 - \tilde{h}(t) \tag{5.18}$$

unde $h(t) = C_0 - C_1 \cdot \exp(-\alpha_1 \cdot t)$

Prin logaritmare se determină apoi C_0 și α_1 .

Se compară $h_1(t)$ cu $h(t)$. Dacă $h(t)$ poate fi aproximat printr-o ecuație diferențială de ordinul 1, atunci diferența:

$$h(t) = h_1(t) - C_1 \cdot \exp(-\alpha_1 \cdot t) \tag{5.19}$$

este zero.

$$h_1(t) = C_0 - h(t)$$

Dacă în expresia (5.17) există un al doilea termen important de calculat, se determină:

$$\tilde{h}_2(t) = h_1(t) - C_1 \cdot \exp(-\alpha_1 \cdot t) = C_2 \exp(-\alpha_2 \cdot t) \tag{5.20}$$

unde α_2 și C_2 se determină prin logaritmare, și identificarea se poate considera încheiată. Dacă nu, se continuă calculul termenilor $h(t)$ până când:

$$h_i(t) = h_{i-1}(t) - C_{i-1} \cdot \exp(-\alpha_{i-1} \cdot t) \cong 0 \tag{5.21}$$

- metoda deducerii grafice, din funcția indicială, a modelului dinamic este cunoscută sub denumirea de metoda lui Straja. Metoda se bazează pe o serie de construcții grafice realizate pe baza răspunsului indicial;
- determinarea funcției de transfer a procesului pe baza răspunsului indicial folosind metoda suprafeței. Admițând că o funcție de transfer a procesului se poate reprezenta sub forma:

$$Y(s) = \frac{k(1 + \sum_{i=1}^n b_i \cdot s^i)}{(1 + \sum_{j=1}^m a_j \cdot s^j)} \tag{5.22}$$

în care coeficienții k , a_j , b_i pot fi determinați prin așa-numita metodă a suprafeței, care constă în calculul succesiv al suprafețelor delimitate de curba indicială experimentală și curbele teoretice corespunzătoare unor funcții de transfer de ordine succesiv superioare, până când se obține o suprafață nulă.

5.2.2.2. Metode de identificare ce folosesc semnale de probă periodice

Prezintă avantajul că permit obținerea directă a caracteristicii de frecvență, adică:
 $Y(j\omega) = Y(\omega) \cdot \exp[-j\varphi(\omega)]$ (5.23)

unde:

$Y(\omega)$ este caracteristica amplitudine-pulsație,

$\varphi(\omega)$ - caracteristica fază-pulsație

Dintre metodele de obținere a modelului dinamic din caracteristicile de frecvență determinate experimental, se impune metoda grafică ce utilizează panta de asimptote standard (fig.5.4)

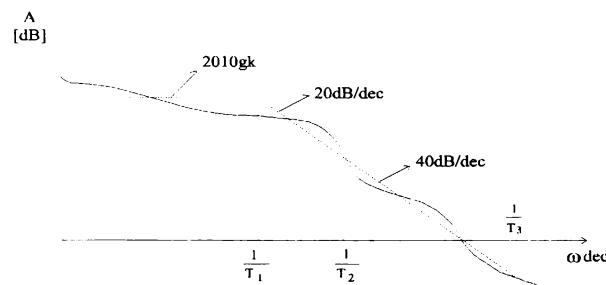


Fig. 5.4 Determinarea modelului dinamic prin aproximarea caracteristicii $A=f(\omega)$ prin asimptote de pante standard

5.2.2.3. Metode de identificare ce folosesc semnale de probă aleatorii

Aceste metode fie că sunt active sau pasive folosesc aceleași proceduri matematice.

Astfel, dacă x_i este mărimea de intrare ce prezintă în timp o variație oarecare (fig. 5.5), ea poate fi reprezentată ca o limită a unei sume de impulsuri.

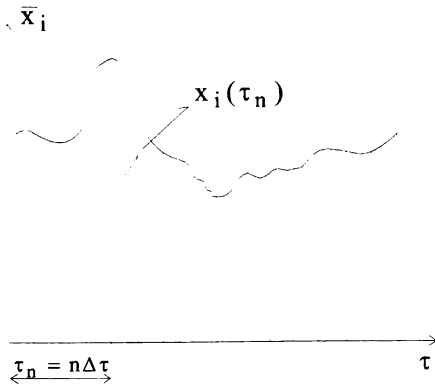


Fig.5.5 Reprezentarea unei mărimi de intrare oarecare.

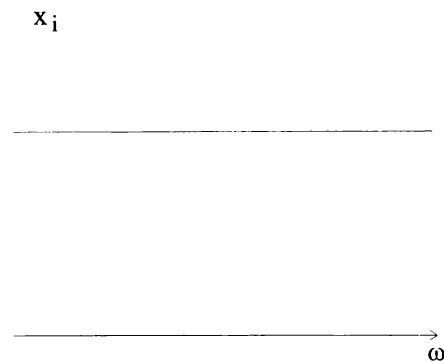


Fig.5.6. Realizația $S_{x_i x_i} = f(\omega)$ pentru zgomotul alb.

Astfel se poate scrie pentru mărimea de ieșire:

$$x_e(t) \cong \sum_{n=0}^N x_i(n \cdot \Delta\tau) \cdot W(t - n\Delta\tau) = \sum_{n=0}^N x_i(\tau_n) \cdot W(t - \tau_n) \cdot \Delta\tau \quad (5.24)$$

Dacă $\Delta\tau \rightarrow 0$ și $N \rightarrow \infty$, se obține la limită o integrală:

$$x_e(t) = \int_0^{\infty} x_i(\tau) \cdot W(t - \tau) d\tau = \int_0^{\infty} x_i(t - \tau') \cdot W(\tau') d\tau' \quad (5.25)$$

unde $\tau' = t - \tau$.

Prin urmare, mărimea de ieșire a unui sistem liniar cu coeficienți constanți se poate afla prin convoluția mărimii de intrare și a funcției pondere. Integrala (5.25) se numește convoluție.

Dacă mărimea de ieșire este definită ca suprapunerea unui semnal util tot aleator, dar generat de operator și o perturbație se poate scrie:

$$x_e(t) = \int_0^{\infty} x_i(t - \tau') \cdot W(\tau') \cdot d\tau' + x_p(t) \quad (5.26)$$

unde $x_p(t)$ este perturbația.

Prin definiție, funcția de intercorelație a celor două mărimi (de intrare și de ieșire) este:

$$R_{x_e x_i}(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x_i(t) \cdot x_e(t + \tau) dt \quad (5.27)$$

Tinând seama de relațiile (5.25) și (5.26), relația (5.27) devine:

$$R_{x_e x_i}(t) = \int_0^{\infty} W(\tau') \cdot R_{x_i x_i}(\tau - \tau') d\tau' + R_{x_p x_i}(t) \quad (5.28)$$

unde:

$R_{x_i x_i}$ este funcția de autocorelație a intrării;

$R_{x_p x_i}$ este funcția de intercorelație dintre perturbație și semnalul de intrare; de regulă perturbația și semnalul de intrare sunt slab corelate, adică $R_{x_p x_i} = 0$;

$$R_{x_i x_i}(\tau - \tau') = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x_i(t - \tau') \cdot x_i(t - \tau) dt \quad (5.29)$$

$$R_{x_e x_i}(\tau) \cong \int_0^{\infty} W(\tau') \cdot R_{x_i x_i}(\tau - \tau') d\tau' \quad (5.30)$$

Aplicând transformata Fourier, relației (5.30) se obține:

$$S_{x_e x_i}(j\omega) = Y(j\omega) \cdot S_{x_i x_i}(j\omega) \quad (5.31)$$

unde:

$S_{x_e x_i}$ este funcția de densitate interspectrală a mărimii de intrare și de ieșire,

$Y(j\omega)$ - funcția de transfer a procesului

$S_{x_i x_i}$ - funcția de densitate spectrală de putere a mărimii de intrare.

De aici rezultă două metode și anume:

- a) Din formula (5.30) se calculează funcția pondere și se determină modelul dinamic, cunoscând legătura dintre funcția pondere și funcția de transfer a procesului.
- b) Determinarea funcțiilor de densitate spectrală și deducerea directă a funcției de transfer.

Pentru un semnal aleatoriu de tip zgomot alb (fig. 5.6) se poate scrie:

$$R_{x_i x_i}(\tau) = W(\tau) \text{ și } S_{x_e x_i}(j\omega) = Y(j\omega) \quad (5.32),$$

adică funcția de autocorelație este chiar funcția pondere, iar funcția de densitate interspectrală este chiar funcția de transfer dorită.

5.2.2.4. Identificarea proceselor folosind modele ajustabile

Modelele ajustabile pot fi cu ajustare manuală sau automată. În ultimul caz ambele pot fi adaptive și instruibile (cu memorie).

Problemele generale care se pun în legătură cu sinteza unui model ajustabil sunt:

- alegerea structurii modelului
- stabilirea criteriului de comparație cu modelul; de exemplu:

$$I = \frac{1}{T} \int_0^T [x_e(t) - \tilde{x}_e(t)]^2 \cdot \alpha(t) dt \tag{5.33}$$

- formularea unei strategii de ajustare a parametrilor, astfel încât criteriul de comparație I să fie minimizat în raport cu parametrii procesului. Astfel, dacă $I=f(p_1, p_2, \dots, p_n)$, minimizarea se poate realiza prin metode de gradient, Seidel-Gauss Newton. Acesta presupune satisfacerea relației:

$$\frac{\partial I}{\partial p_i} = 0, \quad (i = 1, 2, \dots, n) \tag{5.34}$$

5.2.3. Metode experimentale de identificare a proceselor statice:

Caracteristicile statice reprezintă dependența mărimilor de ieșire ale procesului de mărimile de intrare în regim staționar, adică atunci când derivatele în raport cu timpul ale acestor mărimi sunt nule.

Dacă procesul este liniar, caracteristica statică poate fi reprezentată printr-un polinom

liniar: $x_e = \sum_{k=0}^n a_k x_{ik}$ (5.35)

unde a_k iau valorile factorilor de amplificare de pe canalele corespunzătoare. O astfel de relație se reprezintă într-un spațiu cu $n+1$ dimensiuni printr-o hipersuprafață, care, în cazul unui produs cu o singură intrare, degenerază într-o singură curbă $x_e=f(x_1)$. Identificarea procesului constă în determinarea factorilor de amplificare, operație ce se poate realiza cu ajutorul metodelor active, pasive și metodelor experimentului multifactorial.

Metodele active sunt de regulă laborioase, perturbă desfășurarea normală a procesului întrucât necesită modificarea marimilor de intrare.

Metodele pasive folosesc variațiile aleatoare ale mărimilor de intrare și ieșire, neperturbând desfășurarea normală a procesului.

În cadrul metodelor experimentului multifactorial se urmărește programarea experimentului, astfel încât variabilele de intrare să ia astfel de valori încât să fie îndeplinită condiția de ortogonalitate, adică:

$$\sum_{i=1}^n x_{ij} \cdot x_{ik} = 0 \quad (j \neq k) \tag{5.36}$$

5.2.4. Filtrarea perturbațiilor

În situațiile practice desfășurarea procesului este afectată de perturbații ce nu pot fi izolate de acțiunea mărimilor de intrare, astfel încât mărimile de ieșire includ răspunsul și la efectul acestor perturbații.

Astfel, în fig. 5.7 se prezintă înregistrarea unei mărimi de ieșire afectată de perturbații:

$$x_e(t) = h(t) + x_p(t) \tag{5.37}$$

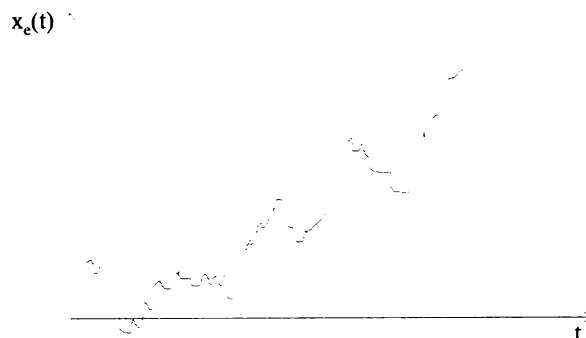


Fig. 5.7 Înregistrarea unei funcții indiciale afectată de perturbații.

În expresia (5.37), $x_p(t)$ este perturbația, o mărime de regulă aleatoare staționară, având o distribuție normală.

Pentru desprinderea informației utile și exprimarea sub forma funcției indiciale sau a funcției pondere trebuie eliminate efectele perturbației, operație cunoscută sub denumirea de filtrarea perturbațiilor.

Principial acest lucru este posibil dacă se are în vedere caracterul staționar și gaussian admis pentru perturbații, prin operații de efectuarea a mediei, adică;

$$\overline{x_e(t)} = \overline{h(t) + x_p(t)} \tag{5.38}$$

$$\text{și cum } \overline{x_p(t)} = 0, \text{ rezultă } \overline{x_e(t)} = \overline{h(t)} \tag{5.39}$$

Pentru a asigura relația $\overline{x_p(t)} = 0$ este necesară efectuarea unui număr suficient de mare de determinări asupra cărora să se efectueze medierea (peste 100 de înregistrări), ceea ce este dificil de asigurat. Pentru a reduce numărul de înregistrări s-a apelat la metode de filtrare.

5.2.4.1. Metoda mediei alunecătoare

Se consideră ca mărimea de ieșire care reprezintă funcția indicială perturbată este dată sub forma unui tabel conținând valorile $\tilde{h}(k\Delta\tau) = \tilde{h}_k$, la intervale de timp echidistante $k\Delta\tau$, ($k = 0,1,2,\dots,N$).

Intervalul $\Delta\tau$ se alege în raport cu banda de trecere a procesului, astfel încât punctele respective să fie suficient de apropiate pentru a descrie fără pierdere esențială de informație, variația în timp a componentei utile a mărimii de ieșire a procesului. Pentru procesele curente, numărul de puncte N este de ordinul 20-40.

Metoda constă în efectuarea succesivă a mediei ordonatelor \tilde{h}_k pe intervalul de timp $n\Delta\tau$ astfel încât, pentru un număr par și mai mic decât N , să existe relațiile:

$$h_{k+\frac{n}{2}} = \frac{1}{n+1} \sum_{a=0}^n h_{k+a} \quad (k = 0, 1, \dots, N) \quad (5.40)$$

5.2.4.2. Metoda diferențelor

Se pretează la perturbații lent variabile, de joasă frecvență, având o semiperioadă mai lungă decât timpul de stabilizare t_s pe durata căruia se efectuează determinările. Ca urmare ele pot fi considerate ca și semnale perturbatoare neperiodice.

Pentru filtrarea acestor perturbații este necesar să se efectueze determinări cu semnale de probă de tipul funcției treaptă, având aceeași amplitudine dar semne diferite, aplicate succesiv de mai multe ori. Se poate considera astfel că semnalul de probă, în intervalul cât durează experimentările are un caracter periodic, durata de aplicare pentru semnalul de un anumit semn fiind egal cu o semiperioadă $T/2$. În aceste condiții se poate scrie relația:

$$x_i(t + T/2) = -x_i(t) \quad (5.41)$$

Dacă procesul este liniar, funcția indicială satisface o relație similară, adică:

$$h(t + T/2) = -h(t) \text{ sau } h(t + k \cdot T/2) = (-1)^k \cdot h(t) \quad (5.42)$$

Valorile mărimii de ieșire $x_e(t)$ la un anumit moment τ , măsurat în raport cu momentul aplicării funcției treaptă vor avea expresia:

$$x_e(\tau + k \cdot T/2) = h(\tau + T/2) + x_p(\tau + k \cdot T/2) \quad (5.43)$$

unde $k=0, 1, \dots, N$ (N fiind numărul de determinări efectuate).

Dacă se notează pentru simplificarea scrierii, $x_e(k) = x_e(\tau + k \cdot T/2)$, se pot forma următoarele ecuații de diferență:

$$\begin{aligned} \Delta x_e(k) &= x_e(k+1) - x_e(k) \\ \Delta^2 x_e(k) &= \Delta x_e(k+1) - \Delta x_e(k) \end{aligned} \quad (5.44)$$

$$\dots \dots \dots \Delta^m x_e(k) = \Delta^{m-1} x_e(k+1) - \Delta^{m-1} x_e(k)$$

care permit scrierea într-o formă generală a relației:

$$\Delta^m x_e(k) = \sum_{r=0}^m (-1)^r r^m \cdot x_e(k+m-r) \quad (5.45)$$

Ca urmare ecuația de diferență de ordinul m pentru funcția indicială a procesului devine:

$$\Delta^m h(\tau + k \cdot T/2) = (-1)^{k+m} \cdot 2^m \cdot h(\tau) \quad (5.46)$$

Din analiza acestei expresii se deduce că diferența de ordinul m a valorilor funcției indiciale este proporțională cu valoarea acesteia la momentul τ folosit pentru formarea ecuațiilor de diferență.

Perturbația $x_p(t)$, presupusă ca având o variație lentă, în condițiile unui interval de timp egal $NT/2$ poate fi considerată neperiodică și aproximată printr-un polinom:

$$x_p(t) = \sum_{i=0}^l a_i t^i, \quad (5.47)$$

unde a_i sunt niște coeficienți, iar l , gradul polinomului satisface relația: $l < N-1$.

În aceste condiții, prin derivarea succesivă în raport cu t , ordinul polinomului se reduce, astfel că $\frac{d^m x_p(t)}{dt^m} = 0$ pentru $m > l$.

Formând diferența de ordinul m pentru mărimea de ieșire x_e se obține:

$$\Delta^m x_e(\tau + kT/2) = \Delta^m h(\tau + kT/2) + \Delta^m x_p(\tau + kT/2) \quad (5.48)$$

sau avându-se în vedere cele de mai sus se poate scrie:

$$\Delta^m x_e(\tau + kT/2) = \Delta^m h(\tau + kT/2) = (-1)^{k+m} 2^m \cdot h(\tau) \quad (5.49)$$

Adică, prin efectuarea diferenței de ordinul $m > 1$ a mărimii de ieșire $x_e(\tau + kT/2)$, se obține o valoare proporțională cu funcția indicială la momentul considerat.

Dacă se consideră $m=N-1$, funcția indicială $h(\tau)$ poate fi scrisă sub forma:

$$h(\tau) = \frac{1}{2^{N-1}} \sum_{r=0}^{N-1} (-1)^r \binom{N-1}{r} x_e(\tau + rT/2) \quad (5.50)$$

5.2.5. Obsevații asupra metodelor generale de identificare și aplicarea acestora la determinarea impedanței armonice

Din analiza celor prezentate în cadrul acestui paragraf a rezultat că există un număr mare de posibilități de identificare a proceselor dinamice și statice. Aceste metode pot fi în principal active sau pasive, iar în cadrul lor se detașează în primul rând cele cu semnale de probă aleatorii.

Deosebit de utile par a fi metodele pasive ce folosesc mărimile de la funcționarea normală, deoarece condițiile de măsurare corespund situației reale în care funcționează sistemul considerat (în cazul de față rețeaua electrică), pe de altă parte procesul decurge normal pe durata măsurărilor fără a fi perturbat.

Referindu-ne la funcționarea normală a unei rețele, trebuie menționat că sunt situații în care pe anumite perioade de timp, în unele noduri de rețea, apar surse semnificative de curenți deformați sau tensiuni provocați de conectarea sau deconectarea unor anumite elemente de rețea (transformatoare, baterii de condensatoare) sau de prezența unor receptori deformați de putere (tracțiunea electrică feroviară, stații de rederesare, cuptoare electrice cu arc, etc.). Prezența acestor surse facilitează sensibil desfășurarea procesului de identificare, asigurându-i coerența și valabilitatea. În cadrul acestora se aplică tehnica de corelație combinată cu transformata Fourier rapidă [9], [102], [106], asigurându-se astfel precizia dorită. Metoda este denumită "a spectrului de putere" și ea a câștigat "teren" în ultima vreme în domeniul identificării sistemelor electrice de putere. Operatorii acestei metode sunt funcțiile de corelație, densitatea spectrală de putere și coeficienții de corelație.

Transformata Fourier rapidă precum și problemele legate de tehnica corelației sunt prezentate în anexa 4.

5.3. Măsurarea impedanței armonice

Măsurarea impedanței armonice a rețelelor electrice se realizează în concordanță cu metodele generale oferite de identificare a proceselor, dar strâns legată de particularitățile constructive și funcționale ale rețelei în regimul armonic [9], [10], [106], [107].

5.3.1. Principii de măsurare [9], [106], [107], [108], [109]

Principiul de bază constă în utilizarea curenților armonici I_k injectați în rețea în nodul în care trebuie măsurată impedanța armonică Z_k și determinarea acesteia prin simpla aplicare a legii lui Ohm, adică:

$$\underline{Z}_k = \frac{\underline{U}_k}{\underline{I}_k} \tag{5.51}$$

Relația (5.50) este valabilă în ipoteza că înainte de aplicarea sursei de curent armonic \underline{I}_k nu existau tensiuni armonice în rețea, adică regimul armonic al rețelei este cauzat de curentul \underline{I}_k .

Dacă această ipoteză nu este valabilă, adică injecția curentului armonic \underline{I}_k a modificat numai regimul armonic al rețelei (existent deja), atunci:

$$\underline{Z}_k = \frac{\Delta \underline{U}_k}{\Delta \underline{I}_k} = \frac{\underline{U}_{k2} - \underline{U}_{k1}}{\underline{I}_{k2} - \underline{I}_{k1}} \tag{5.52}$$

În practică regimul armonic trifazat nu este simetric, iar majoritatea curenților armonici injectați în rețea sunt departe de a fi echilibrați.

În aceste condiții este foarte util a cunoaște cum poate fi estimată impedanța de secvență directă plecând de la o injecție de curenți asimetrică și evident în primul rând monofazată. Sub acest aspect intră în discuție injecția dezechilibrată bifazată și aceea dezechilibrată trifazată.

5.3.1.1. Injecția dezechilibrată bifazată

Se consideră rețeaua liniară din figura 5.8, sursa armonică de tensiune \underline{U}_k injectând în secțiunea de interes curentul \underline{I}_k .

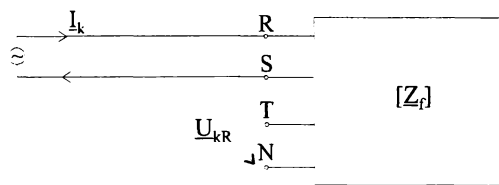


Fig. 5.8 Injecția dezechilibrată bifazată de curenți armonici într-o rețea electrică

Dacă rețeaua prezintă o simetrie totală, pentru impedanța estimată prin măsurarea lui \underline{I}_k și \underline{U}_{kR} , se poate scrie:

$$\underline{Z}_k = \frac{\underline{U}_{kR}}{\underline{I}_k} = \frac{\underline{I}_k \cdot \underline{Z} - \underline{I}_k \cdot \underline{Z}'}{\underline{I}_k} = \underline{Z} - \underline{Z}' = \underline{Z}_d, \tag{5.53}$$

adică tocmai impedanța de secvență directă.

Dacă rețeaua prezintă o simetrie ciclică, se măsoară în plus și \underline{U}_{kS} , obținându-se relațiile:

$$\underline{Z}_{kR} = \frac{\underline{U}_{kR}}{\underline{I}_k} = \underline{Z} - \underline{Z}' \text{ și } \underline{Z}_{kS} = \frac{\underline{U}_{kS}}{-\underline{I}_k} = \underline{Z} - \underline{Z}'' \tag{5.54}$$

Înmulțind cele două impedanțe cu $-a^2$ și respectiv cu $-a$, și însumându-le se obține tocmai impedanța de secvență directă, adică:

$$\underline{Z}_d = -a^2 \underline{Z}_{kR} - a \underline{Z}_{kS} = -a^2 (\underline{Z} - \underline{Z}') - a (\underline{Z} - \underline{Z}'') = \underline{Z} + a^2 \underline{Z}' + a \underline{Z}'' \tag{5.55}$$

Procedura de măsurare este originală și ea este prezentată de autor în [111].

Dacă sursa de curent armonic este dispusă între fazele R și T (fig. 5.9) impedanța de secvență directă se calculează cu realia:

$$\underline{Z}_d = -a\underline{Z}_{kR} + a^2\underline{Z}_{kT} = -a(\underline{Z} - \underline{Z}'') + a^2(\underline{Z}' - \underline{Z}) = \underline{Z} + a^2\underline{Z}' + a\underline{Z}'' \quad (5.56)$$

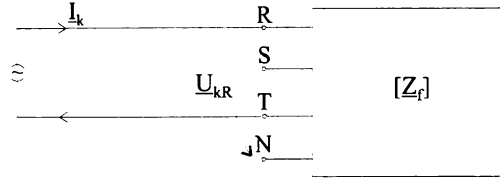


Fig. 5.9 Injecția dezechilibrată bifazată: fazele S-T

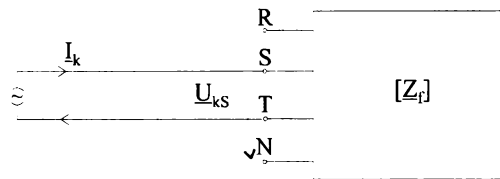


Fig. 5.10 Injecția dezechilibrată bifazată fazele R-T

Sau, în fine, dacă sursa de curent armonic este dispusă între fazele S și T (fig. 5.10), impedanța de secvență directă se calculează cu relația:

$$\underline{Z}_d = -a^2\underline{Z}_{kS} + a\underline{Z}_{kT} = -a^2(\underline{Z} - \underline{Z}'') + a(\underline{Z}' - \underline{Z}) = \underline{Z} + a^2\underline{Z}' + a\underline{Z}'' \quad (5.57)$$

5.3.1.2 Injecția dezechilibrată trifazată

Rețeaua este alimentată de o sursă monofazată prin intermediul unui transformator trifazat cu conexiunea Δ/Y (fig.5.11).

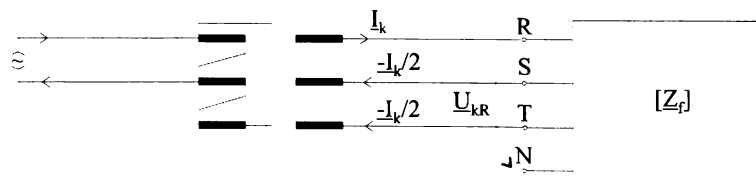


Fig. 5.11. Injecția dezechilibrată trifazată

Curenții injectați în rețea pe cele trei faze sunt cu aproximație

$$I_R = I_k; \quad I_S \cong -I_k/2; \quad I_T \cong -I_k/2 \quad (5.58)$$

De aici rezultă că:

$$\underline{Z}_{kR} = \frac{U_{kR}}{I_k} = \frac{\underline{Z} \cdot I_k - \underline{Z}' \cdot I_k/2 - \underline{Z}'' \cdot I_k/2}{I_k} = \underline{Z} - \underline{Z}' = \underline{Z}_d \quad (5.59)$$

adică măsurând tensiunea și curentul fazei R, există posibilitatea estimării impedanței armonice.

Desigur relațiile (5.58) referitoare la expresiile lui I_S și I_T sunt aproximativ, mai corect ar fi:

$$I_R = I_k; \quad I_S = -I_k / a_1; \quad I_T = -I_k / a_2; \quad \frac{1}{a_1} + \frac{1}{a_2} = 1 \quad (5.60)$$

În aceste condiții se măsoară impedanțele armonice pe fiecare fază și pe baza lor se determină apoi impedanța armonică a rețelei. Același rezultat se obține și din analiza armonică a tensiunilor de fază și curenților absorbiți, urmând ca în planul fiecărei armonici să se determine impedanța de secvență directă ca raport a tensiunii și curentului armonic. Deși corectă metoda nu este directă.

5.3.2 Metode de măsurare a impedanței armonice [9], [106], [107], [108], [109]

Dependent de modul în care se obțin curenții armonici I_k injectați în rețea se deosebesc trei categorii de metode: 1) ce utilizează curenții armonici ai instalațiilor existente, 2) regimul tranzitoriu provocat de comutarea unor echipamente, 3) injecția de curenți armonici.

O prezentare sintetică a acestor metode (mijlocul folosit, avantajele și dezavantajele prezentate) este efectuată în Tabelul 5.

Tabelul 5.1. Metode experimentale de evaluare a impedanțelor armonice

Metoda 1)	Mijlocul folosit 2)	Avantaje 3)	Dezavantaje 4)
Curenți armonici injectați de instalațiile existente	<ul style="list-style-type: none"> - redresoare - mutatoare - cuptoare cu arc - cuptoare cu inducție 	<ul style="list-style-type: none"> - nu reclamă surse suplimentare; - nu perturbă funcționarea rețelei; - corespunde regimului real de funcționare - poate asigura curenți armonici însemnați. 	<ul style="list-style-type: none"> - domeniul de frecvență este relativ limitat; - pot apare inter-armonici.
Regimul tranzitoriu provocat de conectarea sau	- baterii de condensatoare	<ul style="list-style-type: none"> - prezintă spectrul de armonici foarte bogat; - sunt operatii uzuale, ce nu ridică probleme pentru efectuare, 	<ul style="list-style-type: none"> - durata regimului armonic este foarte scurtă; - prezența bateriilor de condensatoare este utilă în rețea pentru compensarea puterii reactive.

Metoda	Mijlocul folosit	Avantaje	Dezavantaje
1)	2)	3)	4)
deconectarea unor elemente de rețea	- transformatoare cu miezul magnetic saturat.	- asigură nivel de curenți armonici relativ ridicat față de situația existentă în mod normal, - apar armonici în domeniul 700÷100Hz	- curenții sunt foarte dezechilibrați, - valoarea curenților armonici depinde de momentul la care s-a efectuat manevra.
Injectia directă de curenți armonici	- tracțiunea electrică feroviară	- asigură curenți armonici de valoare însemnată; - spectrul de armonici până la 1000Hz; - corespunde unei situații reale.	- zgomot relativ mare; - durata de măsurare scurtă.
	- transformatoare saturate prin curent continuu injectat în conexiunea neutrului	- spectrul de armonici până la 1000Hz; - se poate regla amplitudinea armonicilor de curent; - se pot asigura curenți armonici pe durată lungă.	- necesită transformatoare pentru acest scop (grup transformatoric, trafo cu 5 coloane); - curenții armonici sunt dezechilibrați; - trebuie considerați curenții armonici anteriori.
	- utilizarea de generatoare de curenți interarmonici	- spectrul de armonici până la 2500Hz; - armonicile existente deja nu sunt afectate de interarmonici.	- este nevoie de generatoare de semnal de putere, - necesită transformatoare de racord cu reactanță mică, - curenții injectați nu sunt simetrici.

În continuare se vor prezenta câteva probleme specifice metodelor enumerate în tabelul 5.1.

5.3.2.1. Sarcini neliniare folosite ca surse unice de curenți armonici

Sarcinile neliniare din sistemul electroenergetic pot fi împărțite în două categorii sub aspectul surselor de regim deformant și anume: surse de tensiuni armonice și surse de curenți armonici. Din prima categorie fac parte: inductanțele și transformatoarele electrice cu miezul saturat, generatoarele sincrone.

Din a doua categorie fac parte: mutatoarele, cuptoarele cu arc electric, instalațiile de sudare cu arc electric, lămpile cu descărcări în gaze și vapori metalici, fenomenul corona. O prezentare sintetică a acestor surse este prezentată în fig.5.12.

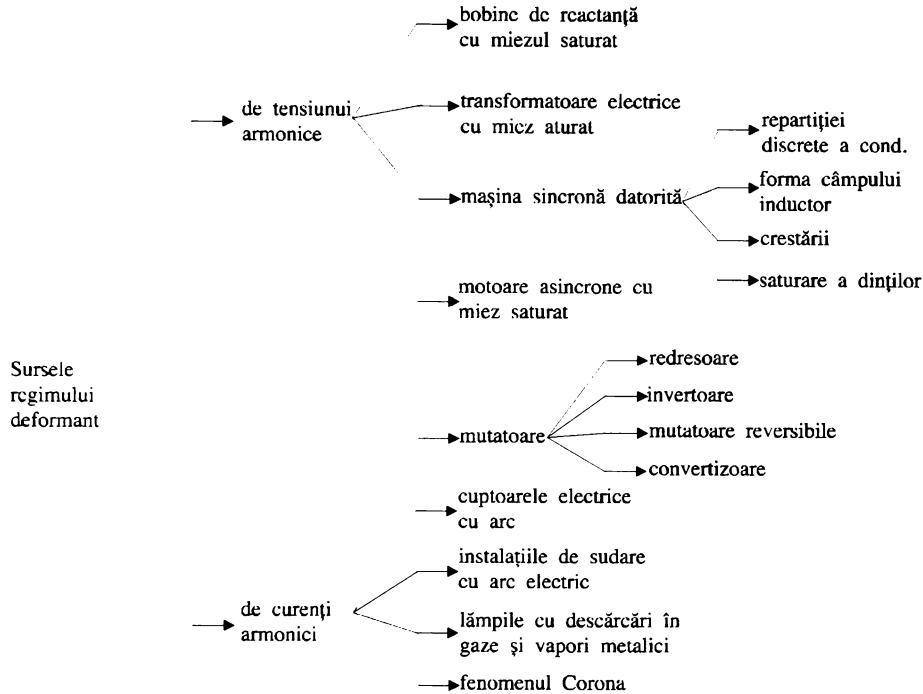


Fig. 5.12. Sursele regimului deformant.

Dintre aceste surse rețin atenția în mod deosebit mutatoarele [1], [3], [112]. Acestea se caracterizează sub aspectul regimului deformant prin:

- ordinul armonicilor de curent (și tensiune) este dat de relația:

$$k = np \pm 1,$$

unde $n=1, 2, 3, \dots$ pentru scheme cu $p \geq 2$, p =pulsuri

$n=1, 3, 5, 7, \dots$ pentru scheme cu $p=1$.

- mutatorul este cu atât mai neliniar cu cât numărul de pulsuri p este mai mic;
- la mutatoarele cu $p > 12$ datorită impreciziilor constructive apar armonici necaracteristice, corespunzătoare unor mutatoare cu număr inferior de pulsuri; la mutatoarele comandate se manifestă prezența subarmonicilor;
- dacă se neglijează fenomenul de comutație, amplitudinile armonicilor de curent se pot calcula cu relația:

$$I_k = I_1 / k \tag{5.61}$$

sau dacă se ia în considerare fenomenul de comutație:

$$I_k = \frac{I_1}{(k - 5/k)^{1,2}} \tag{5.62}$$

- pentru o schemă dată, creșterea unghiului α conduce la scăderea curentului redresat, în timp ce spectrul armonicilor curentului de rețea se înrăutățește;

- comanda nesimetrică a tiristoarelor face ca în curentul de rețea să apară armonici pare ($p=2,6,12,18,24$) la schemele unde teoretic ele nu iau naștere iar la cele cu trei pulsuri să se accentueze;
- la schemele de tipul monoalternanță ($p=1,3,6,12,etc.$) se produce influența deformantă indirectă a t.e.m. necompensate asupra fluxurilor din transformatoarele de racord la rețea, dacă miezurile sunt în flux liber. În acest caz are loc o saturare puternică ce provoacă distorsiunea accentuată a t.e.m. induse în cele două înfășurări, deci apar armonici superioare în curbele de tensiune la borne;
- valorile curenților armonici generați de mutatoare depind și de reactanța de scăpări a transformatorului de racord, precum și de grupa de conexiuni.

Exemple tipice de spectre de curenți armonici se prezintă în fig. 5.13, pentru: a) redresoare clasice cu șase pulsuri; b) acționare cu viteză variabilă realizată cu inverter comandat în curent, c) acționare cu viteză variabilă realizată cu inverter de tensiune.

5.3.2.2 Conectarea bateriilor de condensatoare.

Conectarea la rețea a unei baterii de condensatoare revine aproape cu a provoca un scurtcircuit instantaneu. Șocul de curent ce ia naștere prezintă o transformată Fourier cu un spectru de curenți armonici foarte bogat.(fig.5.14)

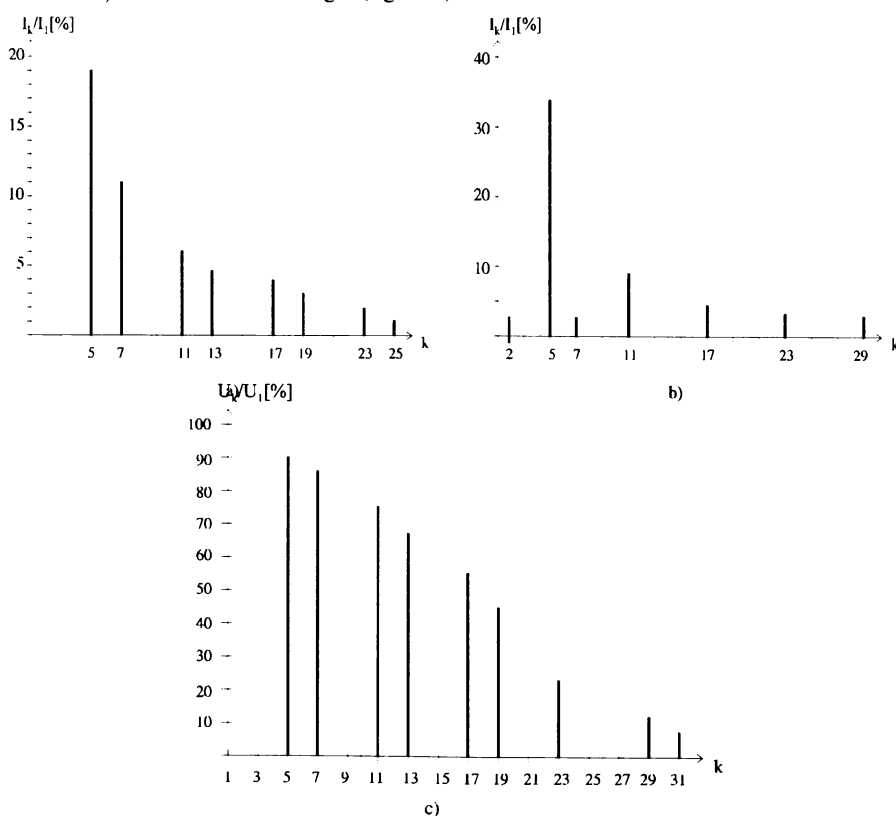


Fig. 5.13 Spectre tipice de curenți armonici la: a) redresor cu șase pulsuri, b) acționare variabilă cu inverter comandat în curent, c) acționare variabilă cu inverter comandat în tensiune.

Înregistrările tensiunilor și curenților într-o fereastră temporală pe durata procesului tranzitoriu poate permite evoluarea impedanței armonice a rețelei văzute în punctul de racord al bateriei de condensatoare. În acest sens în fig.5.14 se prezintă [9] un exemplu de spectre de curenți (a) și tensiuni (b) obținute prin comutarea unei baterii de condensatoare (legată în stea cu neutrul izolat) la o rețea de 11kV și funcția de transfer asociată, care este tocmai impedanța armonică a rețelei văzută în nodul de racord a bateriei (c). Rezultatele au fost obținute cu ajutorul unui analizor de spectru cu două intrări.

În literatură se arată că rezultatele obținute sunt corecte, mai puțin fundamentala și armonicile pentru care tensiunile și curenții preexistenți au valori relativ sensibile. În acest caz din urmă, impedanța armonică se determină din relația (5.66).

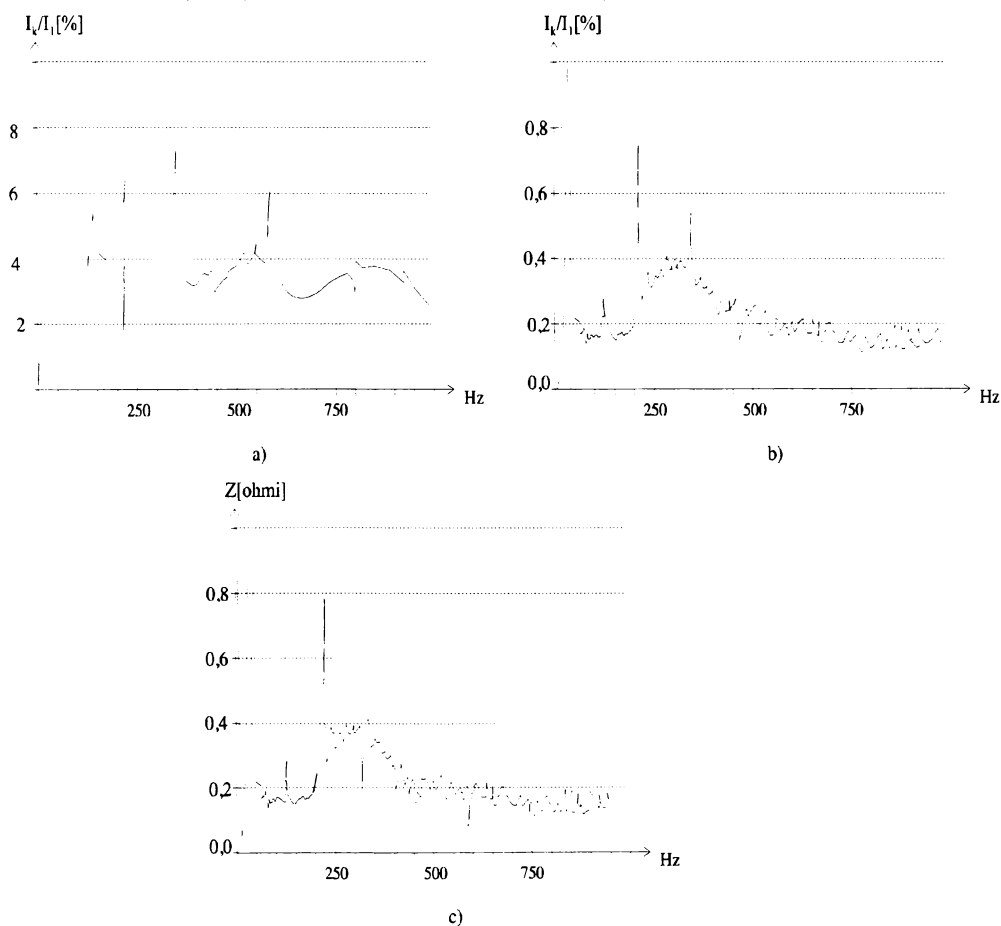


Fig. 5.14 Regimul tranzitoriu al conectării unei baterii de condensatoare – transformata Fourier: a) curentului, b) tensiunii, c) funcția de transfer – impedanța armonică. Durata regimului urmărit 400ms.

5.3.2.3 Variații naturale ale regimului

Modificările puterilor absorbite de consumatori conform graficului de sarcină determină și modificarea tensiunilor și curenților armonici injectați în nodurile rețelei. Aceste modificări naturale pot fi utilizate la evaluarea impedanțelor armonice. Principiul de estimare poate fi prezentat cu ajutorul fig.5.15.

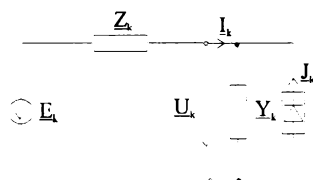


Fig.5.15 Circuitul echivalent al unei plecări și restul rețelei.

O plecare este caracterizată prin admitanța Y_k și sursa de curent armonic J_k , racordată la restul rețelei caracterizată prin impedanța armonică Z_k și o sursă de tensiune armonică E_k . Tensiunea rezultantă $U_k(t)$ și curentul injectat $I_k(t)$ pot fi eșantionați în intervale regulate, de exemplu într-un minut. Considerându-se o funcționare stabilă și o slabă corelație între tensiunea armonică a rețelei E_k și semnalul de intrare $I_k(t)$, semnalul de ieșire $U_k(t)$ este determinat sensibil de $I_k(t)$. În aceste condiții impedanța armonică a rețelei în funcție de timp, $Z_k(t)$ este obținută prin transformata Fourier inversă [105], [107] plecând de la relația:

$$Z_k(\omega) = |Z_k(\omega)| \exp[j\varphi(\omega)] = \frac{G_{kiu}(\omega)}{G_{kii}(\omega)} \quad (5.63)$$

unde:

$G_{kiu}(\omega)$ este spectrul funcției complexe de autocorelare a mărimii de intrare $I_k(t)$,

$G_{kii}(\omega)$ - spectrul funcției complexe de intercorelare între mărimea de intrare $I_k(t)$ și cea de ieșire $U_k(t)$.

Funcția de autocorelație

$$g_{kii}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T I_k(t) I_k(t + \tau) dt \quad (5.64)$$

este aproximată printr-o sumă discretă de N termeni, unde N poate fi spre exemplu tocmai 60. Ca urmare o cadență de $1/\Delta t = 1/\text{min}$ asigură calculul sumei pe durata unei ore.

Calculul numeric al sumei se poate efectua cu o relație de forma:

$$g_{kii}(\tau) = g_{kii}(\mu\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{v=-N/2}^{N/2} I_k(v\Delta t) \cdot I_k[(v+\mu)\Delta t] = \frac{1}{N} \sum_{v=1}^{N-\mu} I_k(v\Delta t) \cdot I_k[(v+\mu)\Delta t] \quad (5.65)$$

Pentru a obține funcția de intercorelație, în relația (5.60) se înlocuiește $I_k[(v+\mu)\Delta t]$ prin $U_k[(v+\mu)\Delta t]$, adică:

$$g_{kiu}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{v=-N/2}^{N/2} I_k(v\Delta t) \cdot U_k[(v+\mu)\Delta t] = \frac{1}{N} \sum_{v=1}^{N-\mu} I_k(v\Delta t) \cdot U_k[(v+\mu)\Delta t] \quad (5.66)$$

Pentru a obține densitățile spectrale $G_{kii}(\omega)$ și $G_{kiu}(\omega)$ necesare în ecuația (5.63) se poate aplica transformata Fourier discretă sumei din ecuațiile (5.65), (5.66).

Trebuie remarcat că pentru fiecare armonică k se poate obține o funcție de corelație și respectiv de intercorelație, astfel încât $\underline{Z}_k(\omega)$ nu este impedanța rețelei în funcție de frecvență (ordinul arminicii), ci variația în decurs de un anumit interval de timp a impedanței \underline{Z}_k . Transformata inversă a lui $\underline{Z}_k(\omega)$ ne oferă imaginea în domeniul timp a lui \underline{Z}_k , adică $\underline{Z}_k(\omega)$.

5.3.2.4 Utilizarea tracțiunii electrice feroviare drept sursă de curenți armonici.

Mutatoarele cu semiconductoare aflate pe locomotivele electrice duc la apariția armonicilor de tensiune și de curent în sistemul de alimentare, fiind veritabile surse de regim deformant în rețeaua de 110kV, rețea ce alimentează prin transformatoare de 110/27kV dispuse în stații de tracțiune feroviară locomotivele electrice. Această injecție de curenți armonici permite determinarea comodă a impedanțelor armonice în rețeaua de 110kV, pentru $k < 20$, [1], [9], [87].

În [1] se prezintă spectrul valorilor maxime relative ale curenților armonici ce apar în cazul tracțiunii electrice feroviare (fig.5.16). În acest sens s-a prezentat domeniul valorilor spectrului relativ al curenților armonici ce apar în cazul stației de tracțiune feroviară Ghiroda – Timișoara.

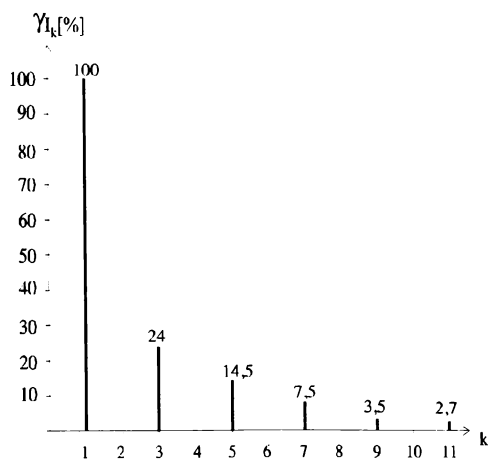


Fig. 5.16 Spectrul valorilor maxime relative ce pot apare în cazul tracțiunii electrice feroviare.

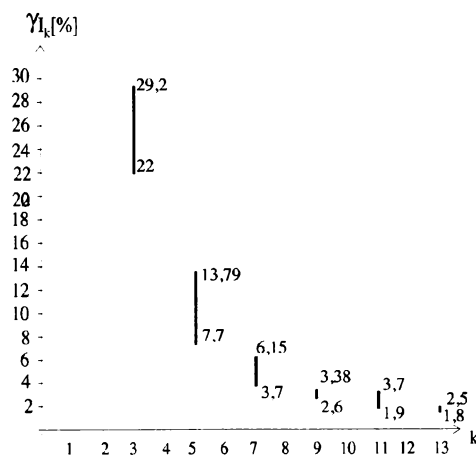


Fig. 5.17 Domeniul valorilor spectrului relativ al curenților armonici din stația CFR Ghiroda.

5.3.3. Precizia metodelor de măsurare [1], [9], [106], [107].

Impedanța armonică a rețelei, mai precis valorile discrete ale impedanței \underline{Z}_k se obțin prin raportarea tensiunilor armonice \underline{U}_k la curenții armonici \underline{I}_k , valori obținute prin transformarea înregistrărilor temporale de tensiuni și curenți în spectre de armonici cu ajutorul transformatei Fourier.

Înregistrările sunt efectuate cu ajutorul unor sisteme de achiziții și prelucrare adecvate dispuse în concordanță cu schema de măsurare folosită.

Erorile care pot interveni în procesul de măsurare, afectând precizia metodelor de măsurare se datorează în principal:

- neconcordanței dintre caracteristicile circuitelor de măsură ale procesului urmărit și acelea ale traductoarelor sistemului de achiziție,
- perturbațiilor ce însoțesc semnalul util, de multe ori comparabil cu acesta,
- modului în care se realizează analiza armonică.

Referitor la modul în care se efectuează analiza armonică trebuie menționat că există metode indirecte și directe. Primele eșantionează curbele semnalelor achiziționate (tensiune, curent) și apoi printr-o tehnică numerică adecvată (metoda ordonatelor echidistante, metoda ordonatelor selecționate sau metoda Krug-Roth) calculează coeficienții seriei Fourier. Prin aceste metode se introduc erori mari îndeosebi datorită numărului limitat de eșantioane care se pot obține.

Metodele directe folosesc procedee de compensare, tehnici de selecție și tranzlație de frecvență iar în ultima vreme sisteme digitale cu procesor, bazate pe algoritmul transformării Fourier rapide (FFT).

Un rol important în procesul de efectuare a analizei armonice cu ajutorul sistemelor de achiziție și prelucrare îl au performanțele circuitului de eșantionare-memorare și a convertorului analog numeric.

Circuitul de eșantionare-memorare (E/M sau S/M) permite prelevarea eșantioanelor dintr-un semnal analogic și memorarea acestora un timp prestabilit, necesar conversiei analog-numeric. Cele mai utilizate metode de eșantionare sunt acelea prin mediere (fig.5.18a) sau blocare (fig.5.18b) iar varianta de circuit corespunzătoare aceea inversoare cu condensator de memorare în bucla de reacție (fig.5.18c).

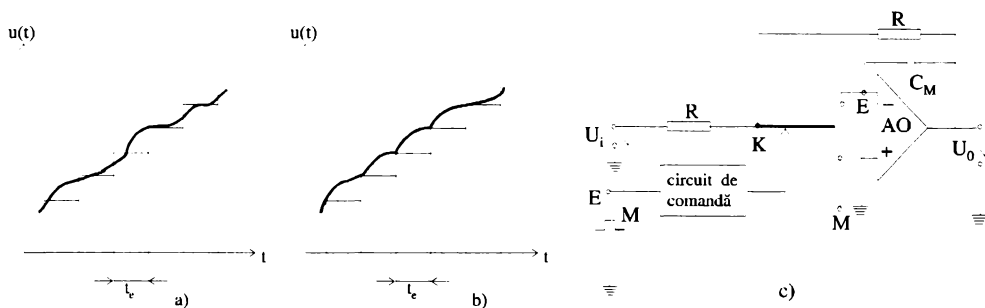


Fig. 5.18 Eșantionarea și memorarea semnalelor: a) metoda prin mediere, b) metoda prin blocare, c) circuit de eșantionare-memorare.

Un exemplu reprezentativ de circuit de eșantionare-memorare îl oferă integratul HS11 ce prezintă timpul de eșantionare-memorare maxim $5\mu s$, viteză mică de cădere a semnalului memorat $50\mu V/ms$ și liniaritate bună.

În ceea ce privește convertorul analog-numeric (CAN), acesta trebuie să îndeplinească următoarele caracteristici principale:

- să asigure dependență liniară a mărimei de ieșire, de mărimea de intrare. Convertoarele integrate asigură o abatere în raport cu dependența liniară, de $\pm 1/2$ LSB;
- să prezinte o rezoluție cât mai bună. Convertoarele integrate posedă rezoluții 8, 10, 12 și chiar 16 biți, deci semnalul poate fi reprezentat prin $2^8=256$ puncte, $2^{10}=1024$ puncte, $2^{12}=4096$ puncte și $2^{16}=65536$ puncte;

- să aibe o precizie cât mai bună. Această precizie este dată de eroarea de cuantificare. Eroarea de cuantificare (în valori raportate) se exprimă în funcție de numărul de biți al convertorului și de intervalul maxim de variație a mărimii analogice de intrare. Valorile standardizate ale intervalului maxim de variație a semnalului analogic de intrare sunt: pentru conversia unipolară: 0÷5V; 0÷10V, - pentru conversia bipolară: -2,5V÷+2,5V; -5V; +5V; -10V÷10V. Un convertor pe 8 biți poate asigura o precizie de 0,2% pentru un interval de variație a semnalului de la intrare, de la -10V la +10V. Deci întradevăr:

$$\text{Eroarea raportată} = \frac{1/2 \text{ latimea cuantei}}{\text{interval variație intrare}} = \frac{1 \cdot 20}{2 \cdot 28} \cdot 100 = 0,2\%$$

- să aibă un timp de conversie cât mai mic; de exemplu CAN de 8 biți uzual fabricate de firmele străine și în țară, au timpul de conversie mai mic de 20μs.
- rejecția semnalelor de zgomot de la intrare să fie cât mai mare; cerință ce se reflectă în capacitatea CAN de a furniza la ieșirea sa un semnal proporțional numai cu semnalul util de la intrare.

În ceea ce privește frecvența de eșantionare a semnalelor aceasta se stabilește în concordanță cu teorema lui Shannon și anume să fie minimum dublului frecvenței maxime din spectrul semnalului. În realitate se consideră de 5÷10 ori mai mare.

Referitor la erorile introduse de zgomot (perturbații) și de amplitudinea redusă a semnalului, acestea pot fi simțitor reduse prin folosirea tehnicilor de corelație. Astfel dacă U_k sunt un eșantion corespunzător de tensiuni armonice iar I_k un eșantion corespunzător de curenți armonici, tehnica corelației permite eliminarea semnalelor aperiodice și filtrarea zgomotului, În acest scop se calculează funcția de intercorelație $R_{U_k I_k}$ și aceea de autocorelație pe eșantioanele de tensiune, $R_{U_k U_k}$. O transformare Fourier realizată asupra lui $R_{U_k I_k}$ furnizează densitatea spectrală de putere $S_{U_k I_k}$ o mărime cu amplitudine și unghi de fază. Relația dintre cele două transformate $S_{U_k U_k}$ și $S_{U_k I_k}$ furnizează impedența rețelei pentru fiecare armonică, funcția de coerență a acesteia fiind tocmai impedența armonică a rețelei, adică:

$$\underline{Z}_k = \frac{S_{U_k^* U_k}}{S_{U_k^* I_k}} \tag{5.67}$$

O analiză amănunțită a cauzelor erorilor care survin în procesul de identificare a impedanței armonice permit întocmirea schemei din figura 5.19.

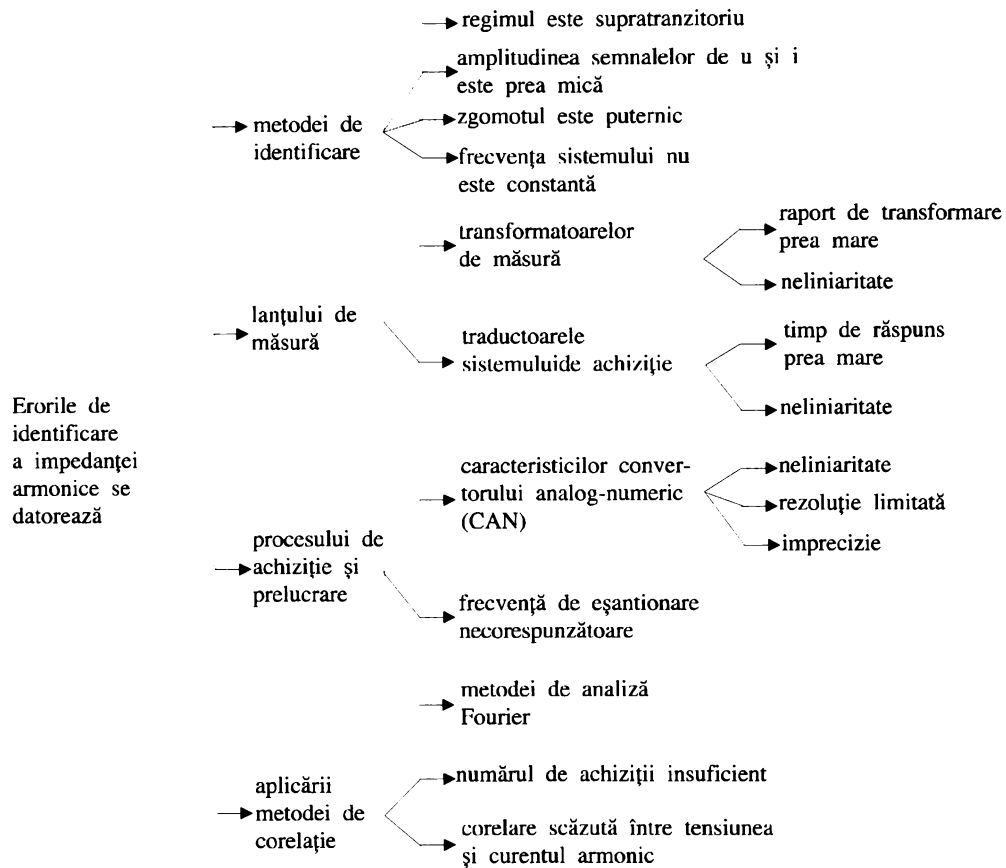


Fig.519 Cauzele erorilor de identificare a impedanței armonice a rețelelor electrice

5.4. Determinări experimentale

5.4.1. Scopul și mijloace de măsurare

Determinările experimentale s-au efectuat în laborator și în stațiile F.R.E Timișoara și ele au avut ca scop următoarele direcții principale:

- a) Evidențierea faptului că impedanța armonică de secvență directă poate fi determinată din impedanțele armonice de fază, acestea din urmă fiind estimate din regimuri particulare incomplete
- b) Estimarea impedanței armonice a rețelei de 110kV cu ajutorul injecției de curenți armonici asigurată de tracțiunea electrică feroviară și a unei proceduri mai corecte decât aceea care folosește mărimile tensiune și curent de pe o singură fază.

Desigur, pe parcursul elaborării experimentelor au survenit o serie de probleme colaterale cu aspecte interesante de analizat și urmărit unele dintre acestea au fost comentate mai mult, altele mai puțin, interesul autorului fiind acela de a nu se abate prea mult de la scopul propus.

O prezentare completă a problemelor urmărite este făcută sintetic în figura 5.20. În ceea ce privește locul și modul în care s-au efectuat măsurătorile acestea sunt prezentate schematic în figura 5.21. Aparatele de măsură folosite sunt cele obișnuite unor laboratoare în care se efectuează determinări experimentale, elementul principal fiind însă sistemul de achiziție și prelucrare a datelor "TRINET" produs de firma TELECOM București [1], care dispune de un soft adecvat și performant de prelucrare a datelor aferente unor regimuri nesinusoidale și nesimetrice TRIFAZ adaptat la o prelucrare statistică pe mai multe perioade conform normativului PE 143/94 [111]. Softul a fost completat la solicitarea autorului cu două proceduri: una numită BIFAZ ce servește la estimarea impedanței armonice a rețelei de 110kV în stațiile electrice ce alimentează tracțiunea electrică feroviară folosind impedanțele de fază armonice corespunzător fazelor ce sunt utilizate la alimentare, și alta, COVAR ce servește la prelucrarea achizițiilor folosind analiza de corelație. În acest sens, pe durata 1÷2 minute sunt efectuate mai multe achiziții (10÷30), fiecare reținând cel puțin patru perioade. Pentru fiecare perioadă se calculează regimul nesinusoidal, iar în planul fiecărei armonici, acela nesimetric. Impedanța armonică se calculează apoi cu relația:

$$Z_d(k) = \frac{\sum U_d(k) \cdot U_d^*(k)}{\sum I_d(k) \cdot U_d^*(k)}, \text{ suma extinzându-se pe numărul de achiziții dorit.}$$

Calculul impedanței armonice și prezentarea rezultatelor se efectuează cu ajutorul programului IMPED.

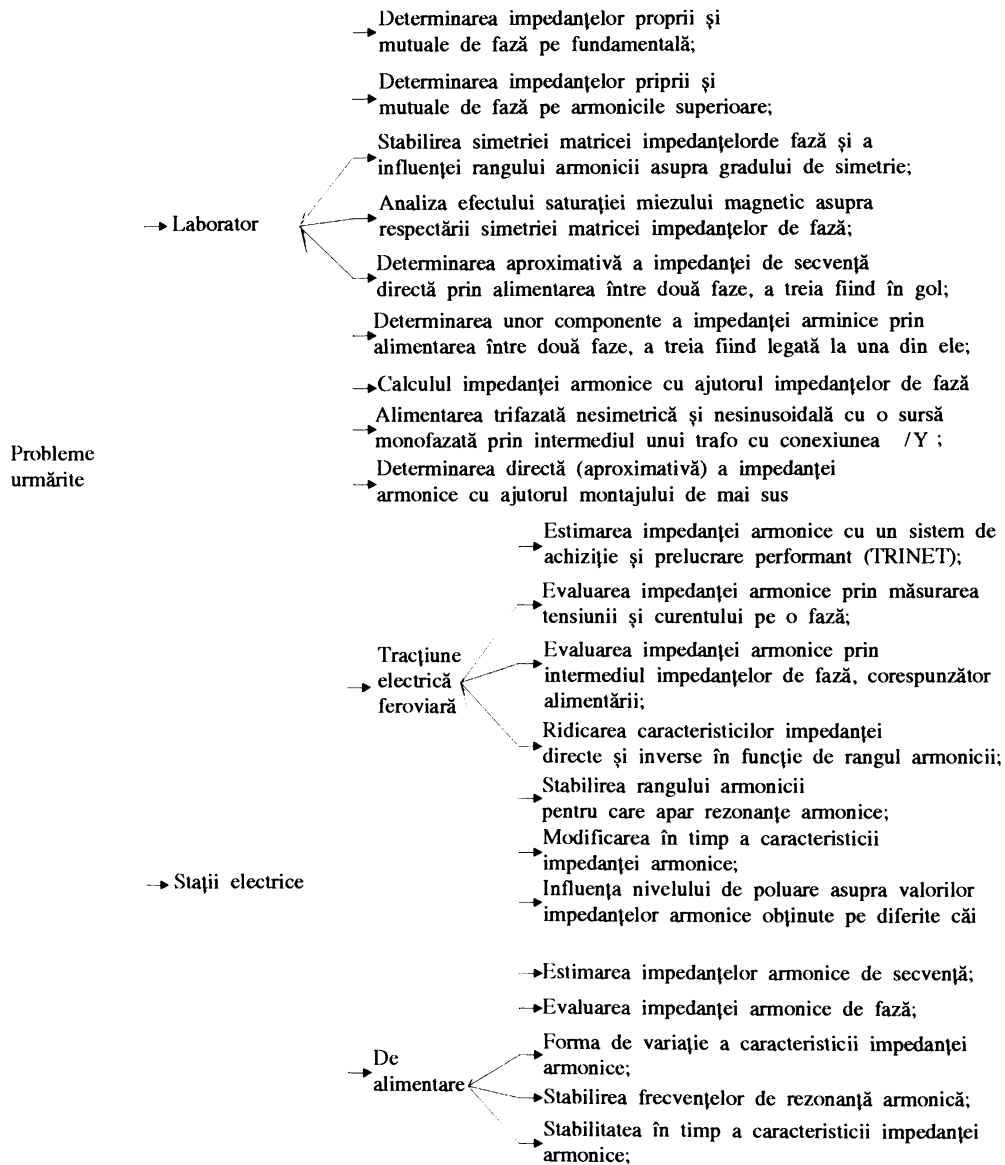


Fig.5.20 probleme urmărite în cadrul determinărilor experimentale

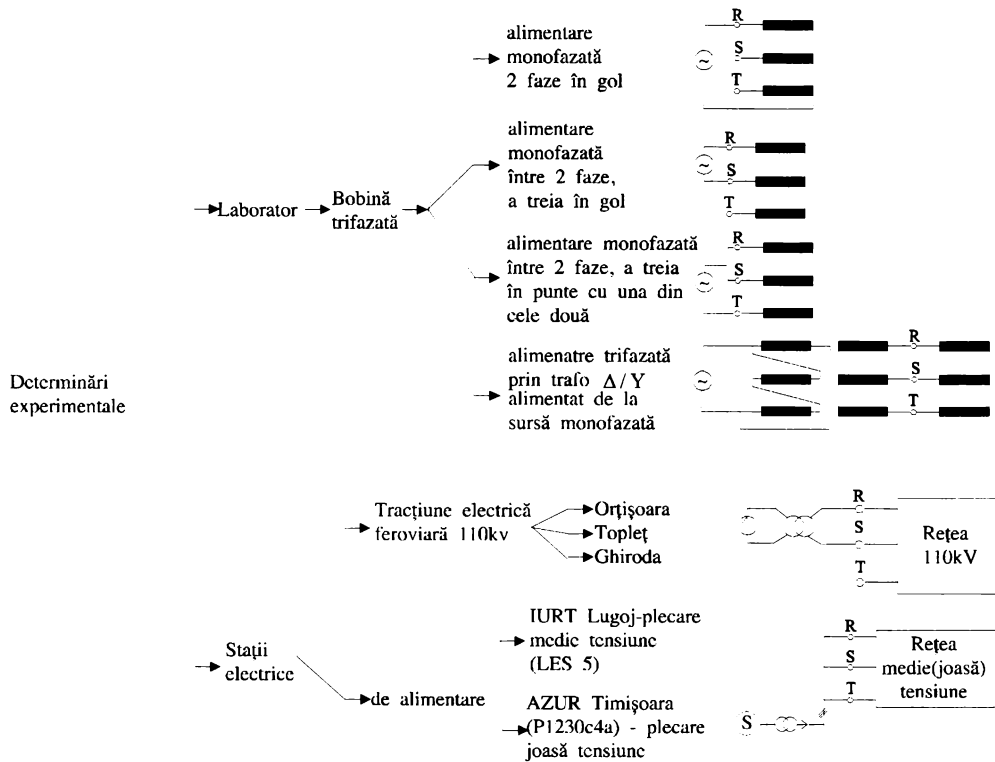


Fig.5.21 Determinări experimentale ale impedanței armonice: locul și modul în care s-au efectuat măsurătorile

5.4.2. Determinări experimentale de laborator

Măsurătorile de laborator s-au efectuat în cadrul laboratorului de Rețele Electrice a Catedrei de Electroenergetică a Facultății de Electrotehnică și acestea au vizat comptratarea armonică a unei bobine de reactanță cu miez de fier și întrefier reglabil. Bobina este de construcție artizanală și ea a fost realizată în cadrul atelierului catedrei. Puterea este de cca 5kVar și tensiunea 0,4kV.

Programul de măsurători a fost următorul:

- a) alimentarea fazci R a bobinei, măsurarea tensiunilor $\underline{U}_R, \underline{U}_S, \underline{U}_T$ și a curentului \underline{I}_R ;
- b) alimentarea fazci S a bobinei, măsurarea tensiunilor $\underline{U}_R, \underline{U}_S, \underline{U}_T$ și a curentului \underline{I}_S ;
- c) alimentarea fazci T a bobinei, măsurarea tensiunilor $\underline{U}_R, \underline{U}_S, \underline{U}_T$ și a curentului \underline{I}_T ;
- d) alimentarea fazelor R și S, măsurarea tensiunii \underline{U}_{RS} și a curentului $\underline{I}_R = -\underline{I}_S$;
- e) alimentarea fazelor S și T, măsurarea tensiunii \underline{U}_{ST} și a curentului $\underline{I}_S = -\underline{I}_T$;
- f) alimentarea fazelor T și R, măsurarea tensiunii \underline{U}_{TR} și a curentului $\underline{I}_T = -\underline{I}_R$;

- g) alimentarea fazelor R și T, faza S fiind legată cu R, măsurarea tensiunilor $\underline{U}_{R(S)-T}, \underline{U}_{SN}$ și a curentului \underline{I}_T ;
- h) alimentarea fazelor R și S, faza T fiind legată cu S, măsurarea tensiunilor $\underline{U}_{S(T)-R}, \underline{U}_{TN}$ și a curentului \underline{I}_R ;
- i) alimentarea fazelor S și T, faza R fiind legată cu T, măsurarea tensiunilor $\underline{U}_{T(R)-S}, \underline{U}_{RN}$ și a curentului \underline{I}_T ;
- j) alimentarea celor trei faze a bobinei trifazat nesimetric, măsurarea tensiunilor $\underline{U}_R, \underline{U}_S, \underline{U}_T$ și a curenților $\underline{I}_R, \underline{I}_S, \underline{I}_T$;

Achizițiile efectuate, curbele tensiunilor și curenților, analiza armonică, spectrele armonicilor, componentele de secvență pentru sistemul trifazat de tensiuni și curenți pentru fiecare armonică în parte sunt prezentate în anexa 5.

Pe baza determinărilor a), b), c) s-au calculat impedanțele armonice de fază, figurate în tabelul 5. În același tabel s-au trecut și valorile medii statistice. S-au făcut notațiile: $\underline{Z}_{RR} = \underline{Z}_{SS} = \underline{Z}_{TT} = \underline{Z}$, $\underline{Z}_{RS} = \underline{Z}_{SR} = \underline{Z}_{ST} = \underline{Z}_{TS} = \underline{Z}'$ și $\underline{Z}_{RT} = \underline{Z}_{TR} = \underline{Z}''$. Se constată existența unei simetrii diferită de una totală sau ciclică și anume față de impedanța mediană.

Tabelul 5.1 impedanțele armonice de fază ale bobinei

Arm	\underline{Z}_{RR} [Ω]	\underline{Z}_{SR} [Ω]	\underline{Z}_{TR} [Ω]	\underline{Z}_{SS} [Ω]	\underline{Z}_{RS} [Ω]	\underline{Z}_{TS} [Ω]
1	8,5+j116,6	-j44,61	-j34,48	7,49+j117,72	-j44,45	-j42,88
(3)	10,28+j346,4	-j136,5	-j106,1	18,4+j34,5	-j135,5	-j131,2
5	54,96+j585,82	-j245,3	-j188,3	54,46+j587	-j239,2	-j229,3
7	118,7+j841,5	-j329,4	-j265,8	112,7+j857,5	-j471,4	-j407,1
(9)	280+j1213	-j575	-j450	238,5+j1032	-j460,8	-j380
11	298+j1570	-j288,9	-j255,6	278,3+j1610	-j283,3	-j311,6
13	328+j749,9	-j328	-j355,7	301+j685,7	-j428,5	-j414,2
17	385,4+j491,5	-j250	-j275	492+j709	-j351	-j433,3
19	382+j525,8	-j150	-j350	323+j4445	-j400	-j401

(continuare)

Arm	\underline{Z}_{TT} [Ω]	\underline{Z}_{RT} [Ω]	\underline{Z}_{ST} [Ω]	\underline{Z} [Ω]	\underline{Z} [Ω]	\underline{Z}' [Ω]	\underline{Z}'' [Ω]
1	7,8+j115,9	-j34,05	-j42,88	7,93+j116,74	117,01	43,68	34,26
(3)	17,76+j338,9	-j104,95	-j131,27	15,48+j343,3	343,62	134,47	105,5
5	50,88+j559,2	-j180,0	-j231,2	53,43+j577,34	579,98	236,5	184,2
7	118,7+j559,2	-j371,43	-j343,75	116,7+j846,83	854,83	387,93	318,66
(9)	238,4+j884	-j250,3	-j383,33	252,3+j1042	1073,3	449,7	350,19
11	270+j805,9	-j225,0	-j325,0	282,1+j1328	1358	302,2	240,3
13	298+j849	-j350	-j483,3	309+j761,5	818,49	428,6	352,85
17	366+j785,9	-j233,34	-j433,8	414,4+j662,1	781,15	367,03	254,17
19	381+j428	-j180	-j160,0	362+j466,2	590,29	227,75	265

Din analiza celor înscrise în tabelul 5.1 rezultă următoarele:

- matricea impedanțelor de fază prezintă o simetrie de forma:

$$[\underline{Z}_f] = \begin{bmatrix} \underline{Z} & \underline{Z}' & \underline{Z}'' \\ \underline{Z}' & \underline{Z} & \underline{Z}'' \\ \underline{Z}'' & \underline{Z}' & \underline{Z} \end{bmatrix}, \text{ având pentru fundamentală expresia:}$$

$$[\underline{Z}_1] = \begin{bmatrix} 8,5 + j116,6 & -j44,45 & -j34,05 \\ -j44,61 & 7,49 + j117,72 & -j42,88 \\ -j34,48 & -j42,8 & 7,8 + j115,90 \end{bmatrix}, \quad [\Omega]$$

pentru armonica a 5-a

$$[\underline{Z}_5] = \begin{bmatrix} 94,96 + j585,82 & -j239,27 & -j180,00 \\ -j245,30 & 54,46 + j587 & -j231,20 \\ -j188,39 & -j229,32 & 50,88 + j559,20 \end{bmatrix}, \quad [\Omega]$$

iar pentru armonica a 7-a

$$[\underline{Z}_7] = \begin{bmatrix} 118,70 + j841,50 & -j471,43 & -j371,43 \\ -j329,40 & 112,70 + j857,50 & -j343,79 \\ -j265,88 & -j407,14 & 118,70 + j841,50 \end{bmatrix} \quad [\Omega]$$

Trecând la componenta de secvență pentru matricea impedanțelor de secvență, se obține forma următoare:

$$[\underline{Z}_S] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 3\underline{Z} + 4\underline{Z}' + 2\underline{Z}'' & a^2(\underline{Z}' - \underline{Z}'') & a(\underline{Z}' - \underline{Z}'') \\ a(\underline{Z}' - \underline{Z}'') & 3\underline{Z} - 2\underline{Z}' - \underline{Z}'' & -2a^2(\underline{Z}' - \underline{Z}'') \\ a^2(\underline{Z}' - \underline{Z}'') & -2a(\underline{Z}' - \underline{Z}'') & 3\underline{Z} - 2\underline{Z}' - \underline{Z}'' \end{bmatrix} \quad (5.68)$$

Din analiza expresiei (5.68), rezultă că impedanțele de secvență directă și inversă ale bobinei considerate sunt egale. La asigurarea valorii impedanței de secvență directă (și inversă) cele două impedanțe mutuale \underline{Z}' și \underline{Z}'' participă cu ponderi diferite, \underline{Z}' cu 2/3, iar \underline{Z}'' cu 1/3, adică contribuția mai importantă o prezintă impedanța mutuală \underline{Z}' .

Matricea impedanțelor de secvență nu este diagonală, adică rețelele de secvență sunt cuplate între ele. Pentru a elimina acest lucru, se aplică o transformare de diagonalizare cu o matrice corespunzătoare [114]. Lucrarea nu și-a propus abordarea unei asemenea probleme, dar s-a considerat că este util a fi evidențiată.

Se poate spune că:

- simetria este relativ bună, (cu abateri maxime de 5÷12%) pentru armonicile inferioare, în primul rând pentru fundamentală și se alterează odată cu creșterea rangului armonicii, la frecvențe superioare (17, 19) abaterea maximă atingând valori de (30÷35)%;
- simetria este afectată simțitor de saturația magnetică, care este prezentă deja la armonica a 9-a și ea se face simțită mai ales în valorile impedanțelor mutuale \underline{Z}' și \underline{Z}'' ;
- rezistența în fășurările bobinei corespunde atât pierderilor prin efect Joule, pelicular, dar mai ales pierderilor în fier. Pentru armonici, rezistența armonicilor s-a evaluat din unghiul de defazare dintre tensiunea la bornele înfășurării bobinei și curentul prin aceasta; acest unghi a variat de la 57 la 86°, scăzând odată cu creșterea frecvenței;

Măsurătorile efectuate în condițiile alimentării între două faze ale bobinei, adică d); e); f); au permis evaluarea impedanțelor armonice $\underline{Z} - \underline{Z}'$; $\underline{Z} - \underline{Z}''$. Corespunzător valorile modulelor acestor mărimi sunt înscrise în tabelul 5.2.

Tabelul 5.2. Valorile modulelor expresiilor: $\underline{Z} - \underline{Z}'$; $\underline{Z} - \underline{Z}''$; $\frac{2}{3} \cdot \frac{|\underline{U}_{RS}|}{I_R}$

Arm	$ \underline{Z} - \underline{Z}' = \frac{ \underline{U}_R - \underline{U}_S }{2 \cdot I_R}$	$ \underline{Z} - \underline{Z}'' = \frac{ \underline{U}_R - \underline{U}_T }{2 \cdot I_R}$	$ \underline{Z} - \underline{Z}' = \frac{ \underline{U}_S - \underline{U}_T }{2 \cdot I_S}$	$\frac{2}{3} \cdot \frac{ \underline{U}_{RS} }{I_R}$
1	161	149,9	159,7	155,1
(3)	488,9	453,9	479,4	468,0
5	761,2	743,3	769,4	747,5
7	1028	945,5	1028,5	1216
(9)	1462,5	1666,6	2033	1563
11	1300	466,6	322,2	2456
13	--	520,0	1100	1876
17	367,7	1300	1100	1943
19	350	725	1133	871

Din analiza celor prezentate în tabelul 5.2 se constată că apar diferențe între valorile $|\underline{Z} - \underline{Z}'|$ calculate cu tensiunea \underline{U}_{RS} respectiv \underline{U}_{ST} și aceasta datorită nesimetriei constructive a bobinei. Nesimetria este accentuată odată cu creșterea frecvenței.

Măsurătorile g); h); i); sunt specifice elementelor cu simetrie ciclică, la aceste elemente permițând anumite facilități așa cum s-a arătat în capitolul 2.

În cazul de față prinză interes experimentul g). În acest caz neglijând diferența care apare între curenții ce parcurg fazele S și T, se pot scrie relațiile (fig.5.22):

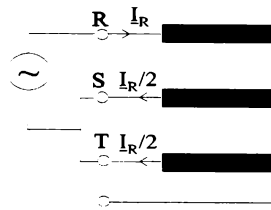


Fig.5.22 Alimentarea bobinei între fazele R și S, faza T fiind legată la S

$$\underline{U}_R = I_R \underline{Z} - \frac{I_R}{2} \underline{Z}' - \frac{I_R}{2} \underline{Z}'' \tag{5.69}$$

$$\underline{U}_S = I_R \underline{Z}' - \frac{I_R}{2} \underline{Z} - \frac{I_R}{2} \underline{Z}''$$

Ca urmare, $\underline{U}_{RS} = \underline{U}_R - \underline{U}_S = \frac{I_R}{2} (3\underline{Z} - 2\underline{Z}' - \underline{Z}'')$, de unde:

$$3\underline{Z} - 2\underline{Z}' - \underline{Z}'' = 3\underline{Z}_d = \frac{2\underline{U}_{RS}}{I_R} \tag{5.70}$$

Prin urmare, această măsurătoare permite cu o anumită aproximație determinarea impedanței de secvență directă: $\underline{Z}_d = \frac{2}{3} \frac{\underline{U}_{RS}}{I_R}$ (5.71)

În acest sens, în tabelul 5.2 în ultima rubrică s-a calculat și această mărime $\frac{2}{3} \frac{|\underline{U}_{RS}|}{I_R}$.

Din analiza valorilor estimate se constată o corespondență foarte bună, adică valori apropiate de cele determinate în primele coloane ale tabelului. Pentru armonicile 1÷7, corespondența este foarte bună, apoi apar diferențe sensibile și aceasta fără îndoială din cauza saturației care se manifestă altfel în condițiile magnetizării miezului prin înfășurări.

Referitor la experimentul j), acesta s-a realizat, asigurându-se o alimentare particulară recomandată în [9]. Această schemă prezentată în figura 5.23 permite în cazul unei simetrii totale măsurarea directă a impedenței de secvență directă. Și în cazul de față cu aproximația identității înfășurărilor R și T, se poate scrie relația:

$$\underline{U}_S = -\frac{I_S}{2} \underline{Z}' + I_S \underline{Z} - \frac{I_S}{2} \underline{Z}' = I_S (\underline{Z} - \underline{Z}') \tag{5.72}$$

adică:

$$\underline{Z} - \underline{Z}' = \frac{\underline{U}_S}{I_S} \approx \underline{Z}_d, \text{ eroarea constând firește în considerarea } \underline{Z}'' = \underline{Z}'.$$

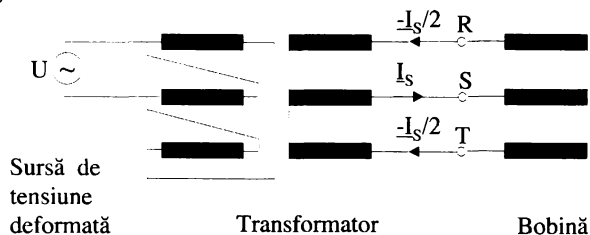


Fig.5.23 alimentarea trifazată nesimetrică a bobinei cu o sursă de tensiune monofazată

Rezultatele măsurărilor , adică valorile impedenței de secvență directă \underline{Z}_d , au fost consemnate în tabelul 5.3; în același tabel fiind înscrise și valorile impedenței de secvență directă \underline{Z}_d^* , calculată din componentele \underline{Z}' și \underline{Z}'' determinate conform tabelului 5.2. De asemenea s-au trecut și valorile impedenței \underline{Z}_d^{**} obținute prin raportarea tensiunii U_S la curentul I_S .

Tabelul 5.3 Valorile mpedanțelor de secvență directă \underline{Z}_d , \underline{Z}_d^* , \underline{Z}_d^{**}

Arm	\underline{Z}_d [Ω]	Z_d [Ω]	\underline{Z}_d^* [Ω]	Z_d^* [Ω]	Z_d^{**} [Ω]
1	6,59+j156,61	156,79	7,93+j157,28	157,48	154,39
(3)	16,32+j467,315	467,91	15,48+j468,11	468,36	460,6
5	61,47+j823,38	825,67	53,43+j796,4	798,19	773,98
7	117,29+j1088,3	1096,5	116,7+j1211,67	1217,27	966,7
(9)	113,84+j718,7	727,67	252,3+j1459,4	1481,06	1541,7
11	222,4+j489,89	503,83	282,1+j414,4	501,33	583,3
13	319,83+j1216,2	1322,5	309+j1164,88	1205,16	1250
17	386,52+j1171,05	1263,3	414,46+j991,54	1074,67	47,2
19	224,53+j302,33	376,58	362+j739,77	823,59	361

Grafic, variația impedanței armonice obținute pe cele trei căi se prezintă ca în figura 5.24.

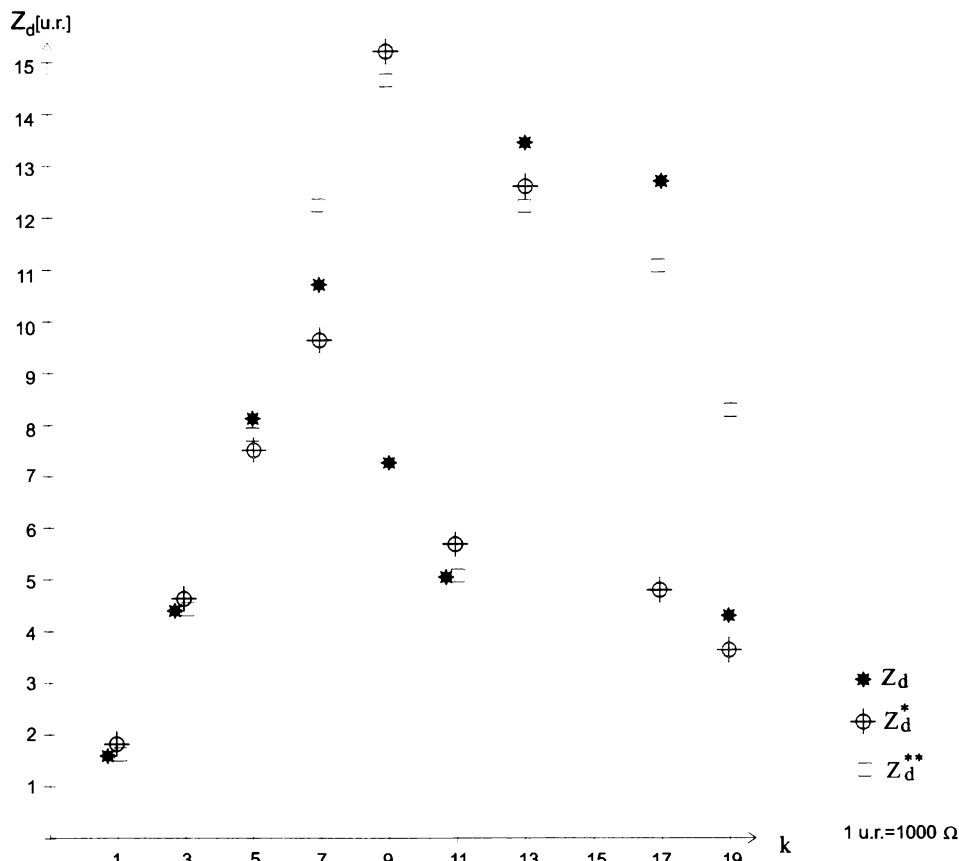


Fig.5.24 Variația impedanței armonice a bobinei

Din analiza celor prezentate în tabelul 5.3 și în figura 5.24 se constată o coincidență foarte bună a valorilor impedanțelor armonice și chiar a componentelor pentru ranguri inferioare ($k < 13$), eroarea maximă nu depășește 3,5%. Pentru ranguri superioare apare o împrăștiere accentuată a valorilor și aceasta din cauza saturării pronunțate a miezului magnetic.

Interesant de relevant faptul ca, coincidența apare atât pe armonici directe cât și indirecte, fapt evident dacă se are în vedere faptul că bobina prezintă parametrii de secvență directă și inversă egală.

5.4.3 Determinări experimentale în stațiile FRE Timișoara

Determinările experimentale s-au efectuat în mai multe stații din cadrul FRE Timișoara, unele ce alimentează tracțiunea feroviară: Orțișoara, Topleț, Ghiroda, altele ce alimentează consumatorii industriali IURT-Lugoj sau diverși consumatori AZUR-Timișoara.

5.4.3.1. Stația Orțișoara

În stația Orțișoara s-au achiziționat cele trei tensiuni de fază și curenții ce alimentează transformatorul de 110/27kV. Una din achiziții este prezentată în fig.5.26 iar în ANEXA 6 sunt prezentate complet patru achiziții considerate mai semnificative.

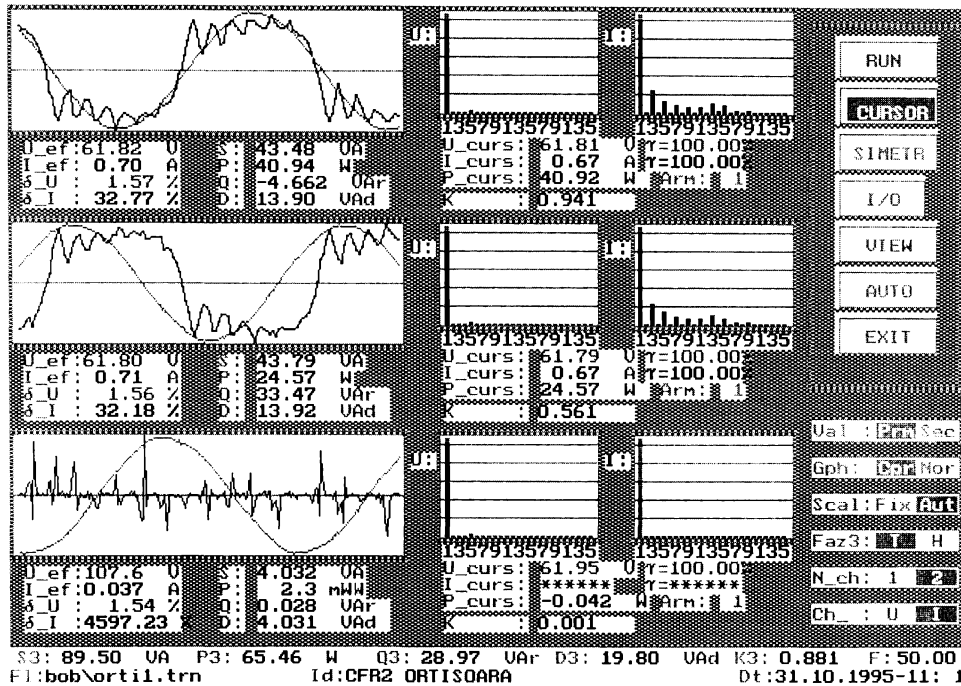


Fig. 5.26 Curbele tensiunilor și curenților la bornele transformatorului de 110/27kV din stația CFR Orțișoara

Problemele care s-au urmărit în analiza achizițiilor realizate au fost următoarele:

- deformarea curbilor de tensiune și curent pe barele de 110kV ale transformatorului din stație;
- valorile impedanței armonice de secvență directă a rețelei văzută la bornele de 110kV ale transformatorului,
- raportul dintre impedanța armonică de secvență inversă și cea directă;
- valorile impedanței armonice a rețelei pe faza R văzută pe barele de 110kV a transformatorului;
- calculul impedanței armonice cu relația (5.56),
- circulația armonicilor între receptorul deformant – locomotiva electrică și rețea;

În estimarea experimentală s-au în considerare și armonicile 3 și 9, deși acestea nu corespund impedanței armonice, dar deoarece semnalele de tensiune și curent sunt foarte semnificative, s-a considerat util să fie prezentate.

a) Referitor la deformarea curbilor de tensiune și de curent se poate aprecia că curentul este puternic deformat, coeficientul de distorsiune având valori de 32÷35% pe când tensiunea mult mai puțin 1,5÷1,7%. În curba tensiunii predomină așa cum este firesc [1],

[9], [64] armonica: 5; 13; 15; 3; 11 cu nivelele de 1,3%; 0,3%; 0,28%; 0,27%; 0,27%, detașându-se net armonica a 5-a. În curba curentului predomină armonicile (în ordine): 3; 5; 13; 7; 15; 11 cu nivele de 23,66%; 12,62%; 10,56%; 8,67%; 8,02%; 6,48%. Spectrul armonicilor de curent este prezentat în fig.5.27.

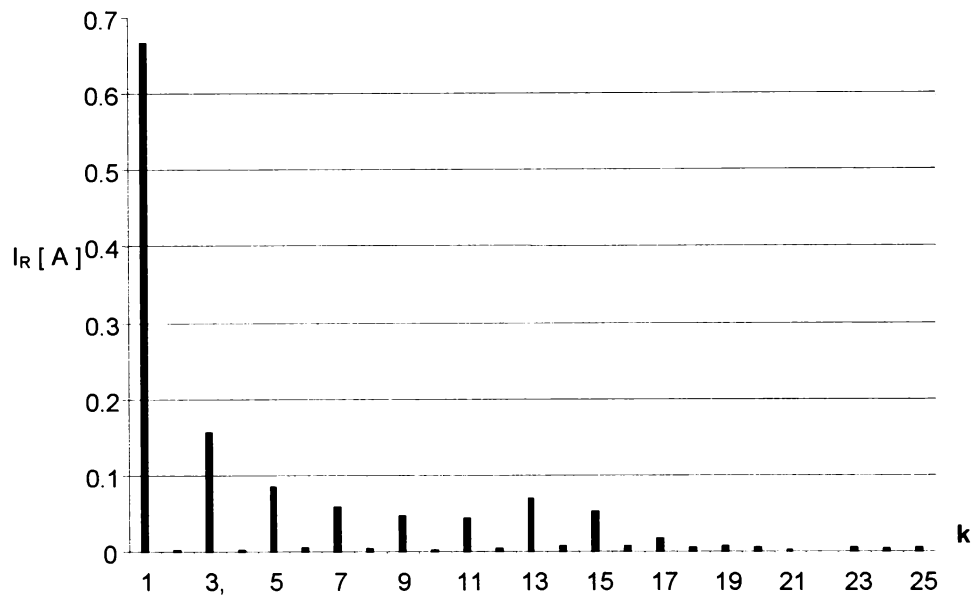


Fig.5.27. Spectrul armonicilor de curent pe faza R.

b) Impedanța armonică de secvență directă are valori relativ mici care pentru $k \leq 25$ nu depășesc zeci de ohmi. În tabelul 5.4 se prezintă valorile modului și fazei impedanței armonice pentru câteva armonici semnificative.

Tabelul 5.4 Impedanța armonică a rețelei de 110kV văzută pe barele transformatorului din stația CFR Orțișoara

Arm	$Z_d[\Omega]$	$\varphi_d[^\circ]$	Z_i/Z_d	$Z_i[\Omega]$	$Z_d'[\Omega]$
1	210,5	22,49	0,0019	108,3	210,5
(3)	1,373	170,6	1,3	2,191	1,278
5	2,48	-175,32	8,729	9,8	1,97
7	9,272	-72,43	0,22	5,1	9,548
(9)	2,22	201	0,704	1,35	2,21
11	2,405	-82,11	1,632	2,82	2,43
13	3,394	-107,03	0,611	3,03	3,27
(15)	3,124	245,3	1,31	3,69	3,56
17	7,49	-93	2,23	7,78	8,3
19	14,60	122,8	0,97	11,90	18,8

Analizând valorile lui Z_d se constată prezența unui maxim local la armonica 7, ceea ce semnifică prezența unei rezonanțe armonice în rețeaua de 110kV. În continuare tendința este de creștere cu o pantă aproape constantă, la cca. două armonici, impedanța dublându-și valoarea.

c) Raportul dintre impedanța armonică de secvență inversă și aceea directă variază într-o plajă de valori relativ mare și aceasta dependent de felul armonicii (Tabelul 5.4 rubrica a 4-a). pentru armonicile directe 1; 5; 13; 19 raportul este subunitar, fiind foarte mic pe fundamentală apoi crește odată cu creșterea rangului armonicii.

Pentru armonicile inverse 5; 11; 17 raportul este supraunitar având valoarea maximă pentru armonica 5, cea mai semnificativă armonică din curbele tensiunilor și curenților din rețeaua de 110kV considerată. Pentru armonicile homopolare raportul este apropiat de unitate.

d) Impedanța de fază, calculată pentru faza R și ale cărei valori sunt înscrise în tabelul 5.4 rubrica a 5-a, prezintă o lege de variație oarecum asemănătoare cu Z_d , un maxim la armonicile inferioare și o tendință de creștere continuă la armonicile superioare.

Dar, maximul nu apare la armonica 7-a ci la a 5-a, iar valorile lui Z_f diferă de cele a lui Z_d pentru armonici inferioare cu 30÷50%. Pentru armonici $k \geq 11$ corespondența este destul de bună, eroarea maximă nedeșășind 18,5%. Interesant de remarcat faptul că pentru aceste armonici raportul Z_f/Z_d are valori relativ apropiate de 1; corespondența aceasta fiind remarcată și în [9].

e) Cu ajutorul relației (5.56) cunoscându-se impedanțele armonice de fază Z_R și Z_S s-a calculat impedanța de secvență directă Z_d' , valorile acesteia fiind înscrise în rubrica a 6-a a tabelului 5.4.

Din analiza valorilor determinate se constată că există o bună corespondență între legea de variație a impedanței Z_d și Z_d' , armonica pentru care apare rezonanța (7) și tendința de variație odată cu creșterea rangului armonicii. Pentru armonica a 7-a abaterea este de 3% iar pentru armonica a 19-a, de 28,76%.

Concluzia care se desprinde este aceea că în rețeaua de 110kV pe armonicile inferioare se poate vorbi de o simetrie ciclică, simetrie care însă se alterează pe armonicile superioare.

f) Întrucât s-a dispus de descompunerea în componente de secvență pe armonici, iar semnalele de curent au fost destul de semnificative s-a considerat util a analiza sensul circulației de curenți armonici și corespondența dintre acesta și semnul puterii active. În acest sens în fig. 5.28 se prezintă diagramele fazoriale ale tensiunilor și curenților armonici ($k=1,3,5,7$) pentru secvența directă și inversă.

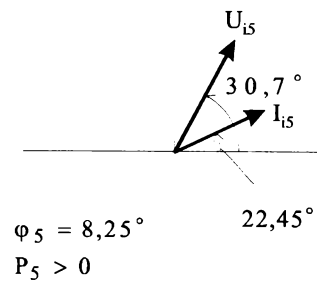
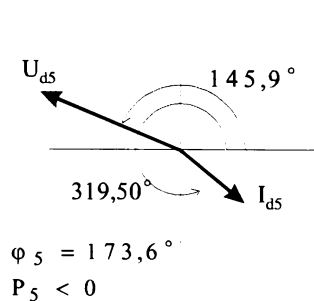
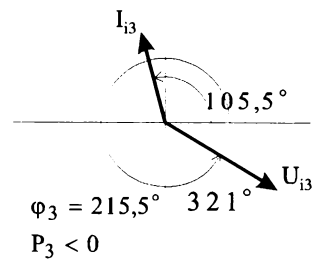
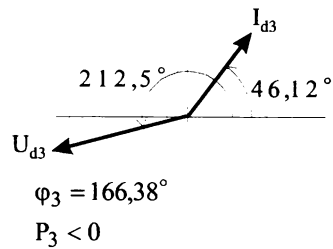
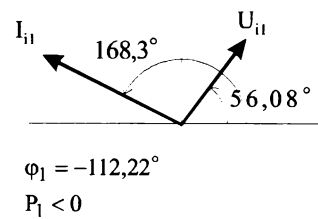
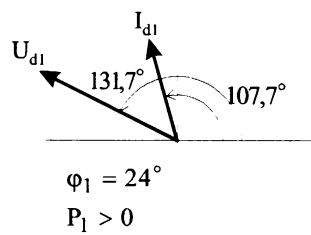
Din analiza celor prezentate în fig.5.28 rezultă următoarele:

- unghiul de defazare pe fundamentală la secvența directă este aproximativ unghiul dintre tensiunea și curentul fazei R. Valoarea defazajului corespunde caracterului inductiv al receptorului, la locomotiva electrică adăugându-se și consumul propriu al transformatorului și rețelei de alimentare;
- pentru armonicile 3 și 5 pentru secvența directă curentul armonic este înaintea tensiunii iar unghiul de defazare este cuprins în cadranul 2, deci puterea activă pe aceste armonici este negativă, adică receptorul deformant debitează putere activă pe aceste armonici;
- pentru armonicile 7 pentru secvența directă, (armonica fiind de succesiune) directă curentul armonic este înaintea tensiunii armonice cu un unghi $< 90^\circ$, deci puterea activă este pozitivă;

- pentru armonicile 1, 3, 7 de secvență inversă se constată că curentul armonic este înaintea tensiunii iar defazajul în valoare absolută este $>90^\circ$ (și $<270^\circ$), deci puterea absorbită este negativă;
- pentru armonica a 5-a pe secvența inversă, defazajul este $<90^\circ$ adică puterea absorbită este pozitivă.

Prin urmare în planul armonicilor directe (7), la secvență directă se absoarbe putere activă iar la aceea inversă se debitează.

În planul armonicilor inverse (5) la secvență directă se debitează putere activă iar la aceea inversă se absoarbe putere.



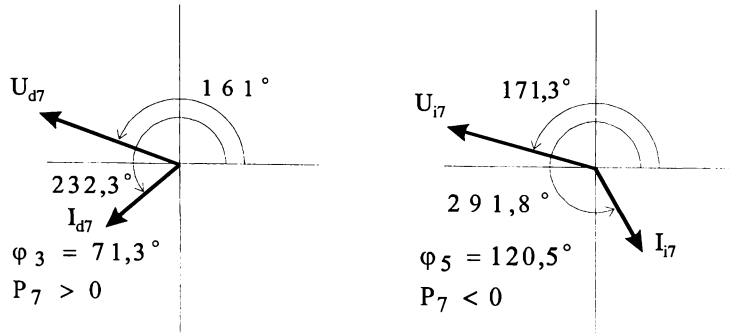


Fig. 5.28 Diagramele fazoriale ale tensiunilor și curenților armonici de secvență directă și inversă, k=1;3;5;7.

5.4.3.2 Stația Ghiroda CFR

Curba curentului este puternic deformată, pe faza R înregistrându-se un coeficient de distorsiune $\delta_1 \cong 43\%$; în spectrul armoniilor predomină primele două armonici impare 3 cu un nivel de 34% și 5 cu 16,4%. Curbele tensiunii și curentului pentru una din achiziții (CFR-Timișoara 1) sunt prezentate în fig.5.29 iar spectrul tensiunii și curentului corespunzător fazei R în fig.5.30.

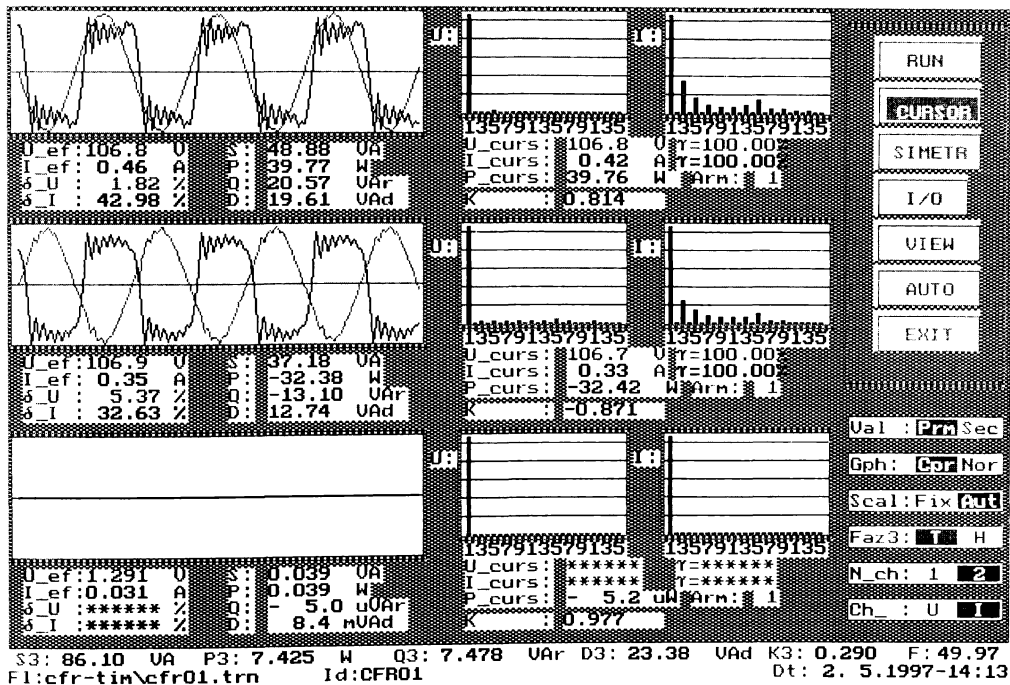


Fig. 5.29 Curbele tensiunii și curentului pe barele de 110kV ale transformatorului de 110/27kV din stația CFR Ghiroda, faza R

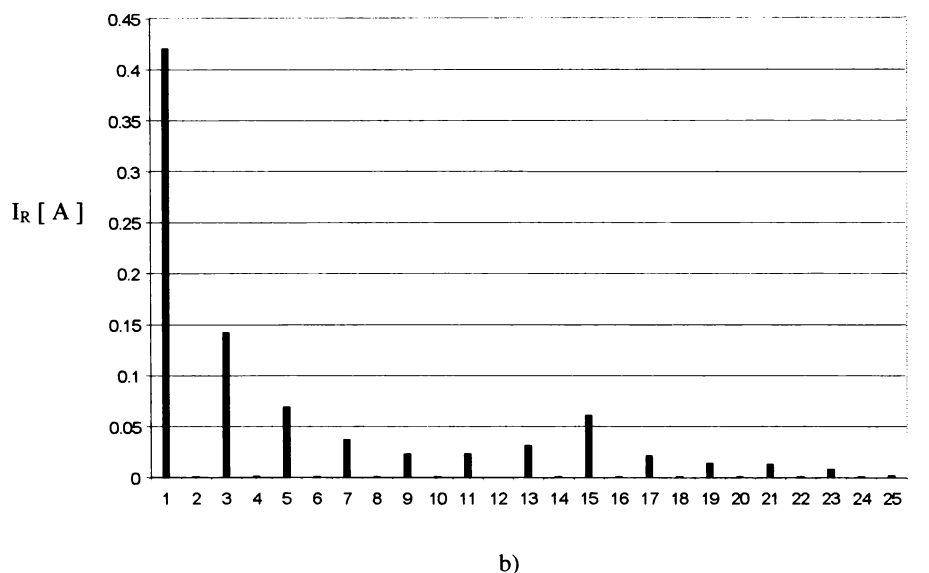
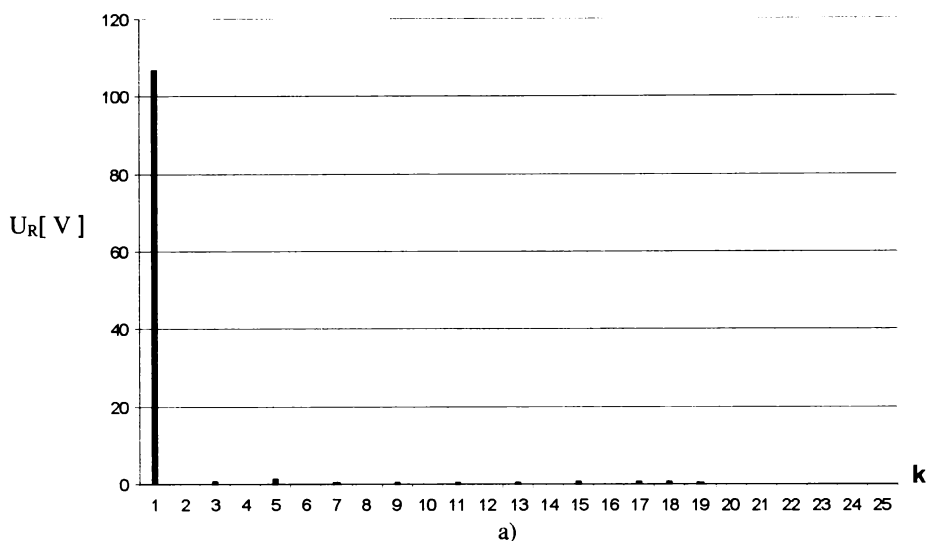


Fig. 5.30 Spectrul armonicilor de tensiune a) și curent b) pe barele de 110kV ale transformatorului de 110/25kV din stația CFR Ghiroda

În ceea ce privește tensiunea fazei R, aceasta este mai puțin deformată, coeficientul de distorsiune prezentând valoarea $\delta_U = 1,82\%$, armonicile principale fiind 3 cu nivelul de 0,65% și 5 cu 1,15%.

Impedanța armonică prezintă o variație crescătoare cu un maxim pentru armonică de rang 5, ceea ce denotă apariția la această armonică a unei rezonanțe armonice. Valorile impedanței sunt mai mari decât cele corespunzătoare stației Orțișoara; la fel și maximul local corespunzător rezonanței. În fig.5.31 se prezintă caracteristica impedanței armonice în funcție de rangul armonicii k.

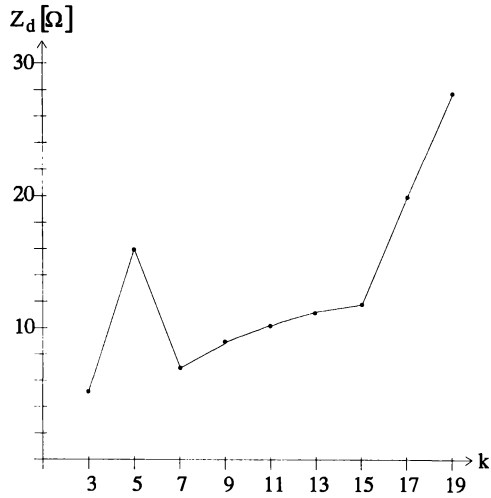


Fig. 5.31 Variația impedanței armonice a rețelei pe barele de 110kV ale stației Ghiroda – Timișoara

5.4.3.3. Stația Topleț CFR

Forma curbelor tensiunii și curentului fazei R pe barele de 110kV ale transformatorului T2 din stația CFR Topleț este prezentată în fig.5.32 iar în fig.5.33 sunt prezentate spectrele armonicilor de tensiune și de curent corespunzătoare.

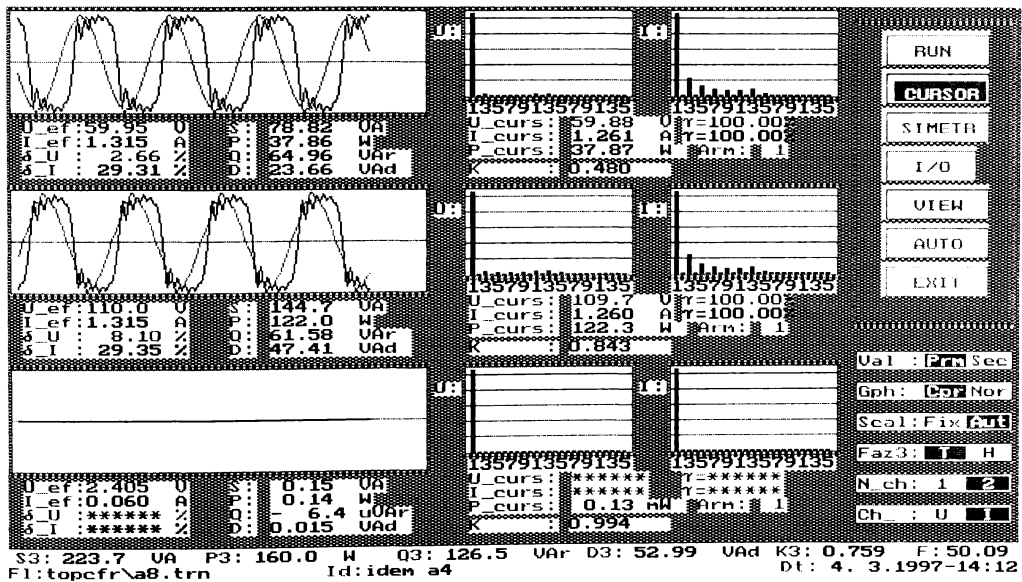


Fig. 5.32 Curbele tensiunii și curentului fazei R pe bara de 110kV a stației CFR Topleț

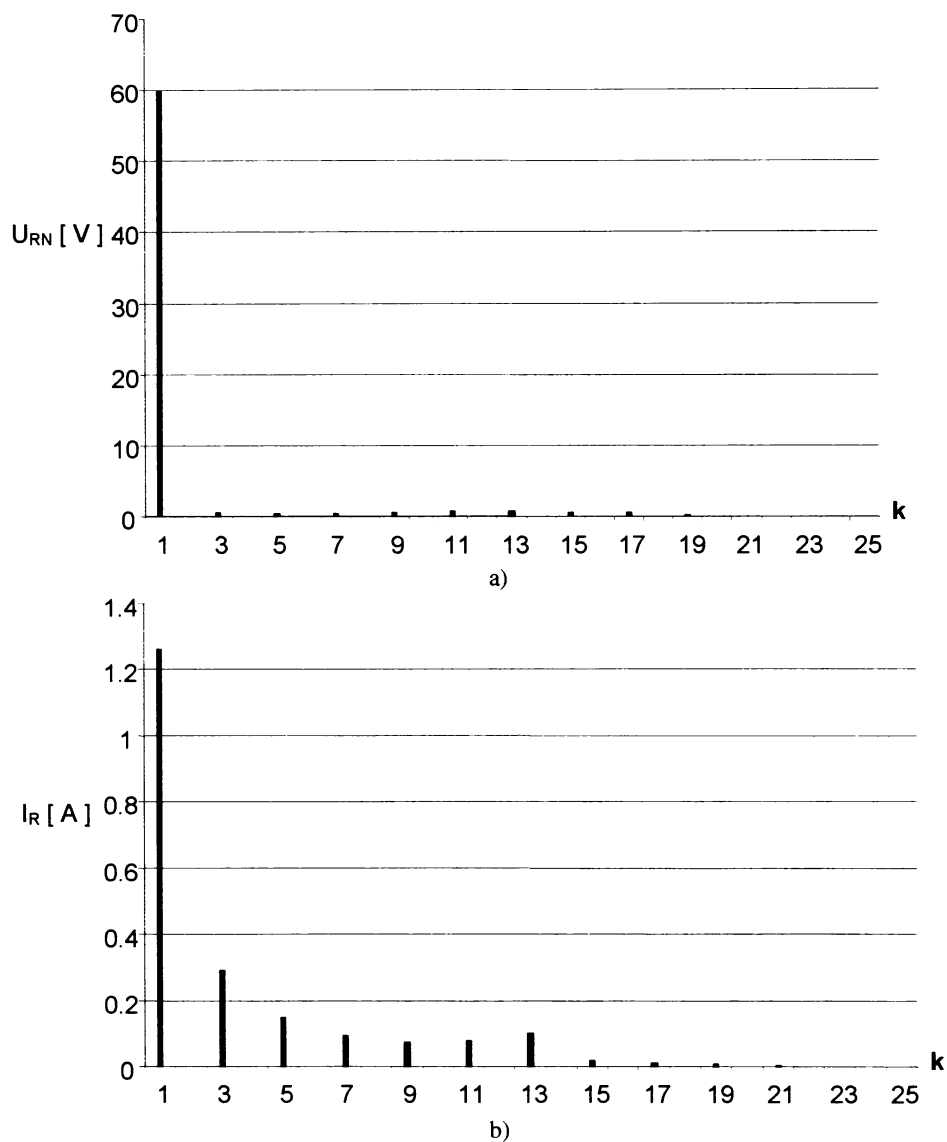


Fig.5.33 Spectrele armonicilor de tensiune a) și de curent b) pe barele de 110kV ale transformatorului T2 de 110/27kV din stația CFR Topleş.

Curba tensiunii fazei R prezintă o distorsiune de cca. 2,66% ponderea principală deținând-o armonicile superioare 11 și 13 și apoi cele inferioare 3 și 5. Desigur este un fapt interesant acest lucru și el nu poate fi pus decât pe seama particularităților consumatorilor deformanți alimentați de rețeaua de 110kV prezenți la Reșița și Moldova Nouă.

Spectrul armonicilor de curent este oarecum clasic, marcat de armonicile 3 și 5, dar acestora li se adaugă și armonicile superioare 11 și 13.

Variația impedanței armonice se prezintă în fig.5.34.

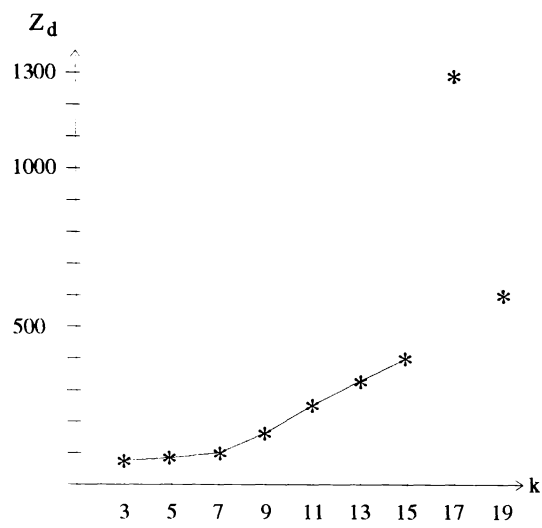


Fig. 5.34 Variația impedanței armonice pe barele de 110kV ale stației CFR Topleț.

Se constată, că deși suntem la același nivel de tensiune, 110kV, valorile lui Z_d sunt mult mai mari decât în situațiile prezentate anterior. În plus rezonanța armonică apare pentru $k \geq 17$.

5.4.3.4. Stația IURT, plecarea LES 5 - 20kV

Schema monofilară principală a stației se prezintă în fig. 5.35, elementul de interes fiind LES5, plecare ce prezintă un regim deformant pronunțat în unda de curent. Datorită caracterului permanent al regimului deformant procedură aplicată anterior nu este utilă aici. Ca urmare s-au considerat două stări armonice diferite, una corespunzătoare plotului 4 al transformatorului T și alta corespunzătoare plotului 14, impedanța armonică calculându-se cu relația:

$$Z_d = \frac{U_d(14) - U_d(4)}{I_d(14) - I_d(4)}$$

Curbele tensiunilor și curenților pe cele trei faze la plotul 14 sunt prezentate în fig.5.36 iar fișierele achiziționate cu prelucrarea mărimilor de fază și secvență în Anexa 6.

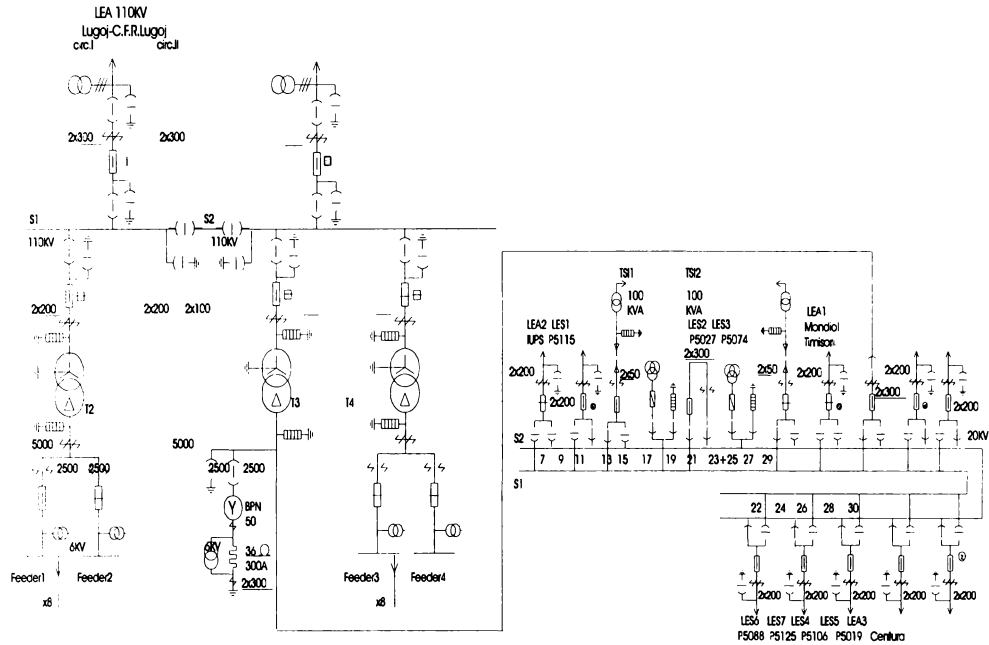


Fig. 5.35 Schema monofilară stația 110kv IURT

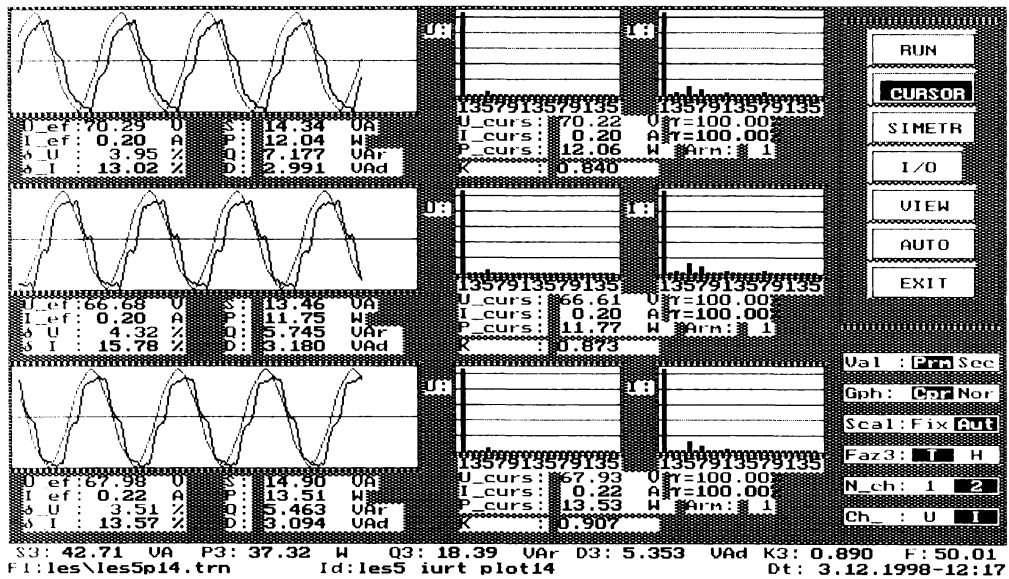


Fig. 5.36 Curbele tensiunilor de fază și curenților pe plecarea LES 5 – stația IURT

Tensiunea de fază este relativ deformată, coeficientul de distorsiune fiind 3,5% pentru faza T și 4,32% pentru faza S. Dintre armonici se remarcă armonica a 5-a cu un nivel de 3,6%, armonica a 7-a cu un nivel de 0,7% și a 11-a cu un nivel de 0,38%. Curenții sunt mai distorsionați, 13,02% pentru faza R și 15,78% pentru faza S. Predominante sunt armonicile 5 cu un nivel de 12,8%, 7 cu un nivel de 8,3% și 3 cu 2,93%.

Calculul valorilor impedanței armonice Z_d s-a prezentat în tabelul 5.5.

Tabelul 5.5 Calculul impedanței armonice pentru plecarea LES5 stația IURT-Lugoj.

Arm	$U_d(14)[V]; \phi_{U_d}(14)[^\circ]$	$U_d(4)[V]; \phi_{U_d}(4)[^\circ]$	$I_d(14)[V]; \phi_{I_d}(14)[^\circ]$	$I_d(4)[V]; \phi_{I_d}(4)[^\circ]$	$Z_d[\Omega]$
1	13650; 16,34	11710; 18,07	8,134; 351,8	6,87; 9,52	625,8
(3)	34,31; 137,50	30,36; 110,4	0,13; 31,08	0,03; 47,2	153,4
5	96,68; 302	52,12; 291	0,13; 25,67	0,029; 9,42	436,86
7	111,5; 30,7	44,07; 287,4	0,57; 182	0,22; 114,7	210,26
(9)	2,489; 101	0,88; 225,7	0,006; 306	0,024; 235,6	70,88
11	3,22; 343	2,046; 151,12	0,029; 29,43	0,018; 240	113,05
13	8,62; 50,3	6,07; 125,5	0,046; 173	0,059; 206	284,25
(15)	6,06; 187,3	1,756; 68,23	0,025; 286	0,085; 146	128,6
17	5,29; 241	1,40; 162	0,030; 19	0,019; 192	183
19	8,94; 58,2	8,52; 21,2	0,051; 146,7	0,045; 1163	374

Din analiza valorilor lui Z_d se constată existența unui maxim local pentru armonica a 5-a.

5.4.3.5. Plecarea P1230, cablul 4, Stația 110/10kV Azur Timișoara

Această plecare alimentează consumatorii de tip casnic prezentând deformări în curbele tensiunilor de fază și curenților, așa cum de altfel se poate constata din fig.5.45.

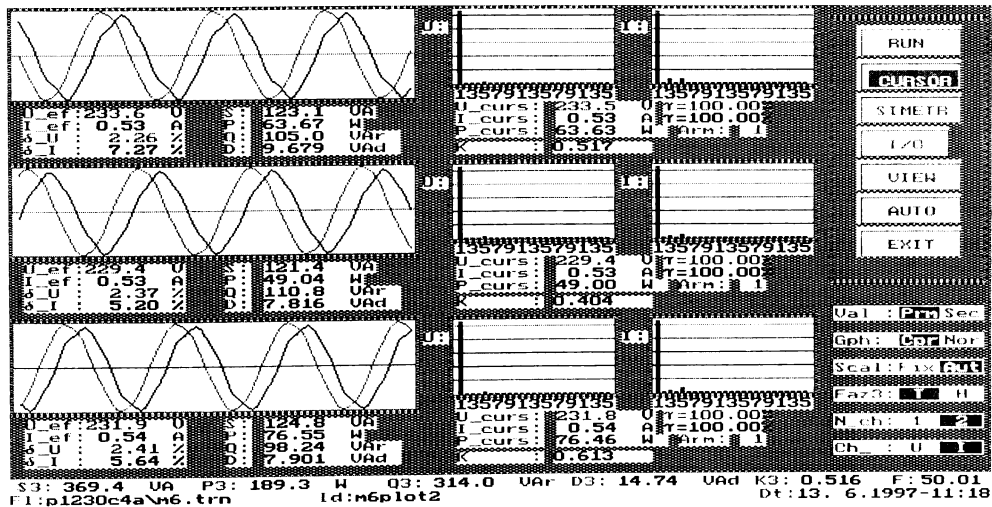


Fig.5.37 Curbele tensiunilor de fază și a curenților pe plecarea postul P1230, cablul 4a.

Tensiunea prezintă distorsiuni caracterizate printr-un coeficient de distorsiune de $2,26 \div 2,41\%$ iar curentul $5,2 \div 7,27\%$. Armonica preponderentă este a 5-a, cu un nivel mediu de $1,6\%$ în curba tensiunii și $0,29\%$ în curent. Și aici s-au calculat: impedența armonică de secvență directă Z_d , inversă Z_i raportul lor Z_i/Z_d precum și impedența de fază Z_R pentru a putea fi comparată cu Z_d . Valorile acestor mărimi au fost înscrise în tabelul 5.6, fișierul achiziționat complet și prelucrat fiind prezentat în ANEXA 5.

Tabelul 5.45 Valorile impedanțelor armonice pentru cablul 4a din postul P1230.

Arm	$Z_d[\Omega]$	$Z_i[\Omega]$	$Z_R[\Omega]$	Z_i/Z_d
1	1,465	0,329	1,48	0,2249
(3)	0,444	0,195	0,416	0,439
5	0,365	0,676	0,692	1,85
7	0,542	0,150	0,977	0,276
(9)	0,083	0,140	0,466	1,68
11	0,162	0,386	0,498	2,38
13	0,453	0,385	1,623	0,850
(15)	0,612	0,430	1,585	0,703
17	0,286	0,815	1,146	2,850

Din analiza celor înscrise în tabelul 5.45 se constată că valorile impedanțelor armonice sunt foarte mici pentru nivelul de joasă tensiune. Este foarte greu de stabilit o tendință certă de variație cu creșterea rangului armonicii avându-se în vedere că pentru armonici mai mari decât 7 semnalele sunt foarte mici iar erorile de măsură mari. Impedanța de secvență inversă prezintă valori diferite de aceea directă, dar comparabilă cu aceasta. Pentru armonica a 5-a (armonică inversă) raportul Z_i/Z_d este supraunitar, aproape doi iar pentru armonica a 7-a (armonica directă) raportul este subunitar.

5.5 Concluzii

Scopul acestui capitol a fost acela de a aborda problemele care apar la identificarea experimentală a impedanțelor armonice și de a prezenta modul de efectuare a măsurătorilor, datele achiziționate, rezultatele obținute prin prelucrarea acestora și unele concluzii desprinse din analiza rezultatelor.

Astfel s-a dorit foarte mult să se arate că introducerea impedanței armonice a rețelelor electrice definită într-un nod de rețea permit o abordare mai generală a studiului regimurilor armonice a sistemelor electroenergetice, permițând o tratare unitară similară cu aceea a sistemelor automate, rolul funcției de transfer preluându-l impedența armonică. Ca urmare în prima parte a capitolului de față s-au prezentat probleme referitoare la identificarea experimentală a proceselor considerându-se pentru acestea modelele dinamice.

Modelul dinamic este mai general, acela static constituind un caz particular al primului. În aceste condiții și regimul armonic al unei rețele (sistem sau porțiune de sistem) poate fi modelat și identificat prin intermediul impedanței armonice. Din cele prezentate au rezultat avantajoase metodele pasive ce folosesc mărimile de la funcționarea normală a rețelei.

O atenție sporită s-a acordat eliminării erorilor de măsurare și creșterii preciziei de identificare. În acest scop s-a insistat asupra necesității utilizării analizei de corelație, autorul

propunând firmei TELECOM București implementarea unor programe adecvate de calcul a impedanțelor armonice, programe la care este coautor.

Determinările experimentale s-au efectuat în laborator și în câteva stații ale FRE Timișoara. În cadrul laboratorului măsurătorile s-au efectuat pe o bobină trifazată cu miez de fier și întrefier la care fenomenul de saturație apare după 1000Hz. Nu s-a putut renunța la miezul de fier fiindcă altfel cuplajele dintre faze erau prea slabe. Aceste măsurători au evidențiat următoarele aspecte:

- matricea impedanțelor de fază armonice poate fi determinată prin încercări pe o singură fază, celelalte două fiind în gol; metoda este bine cunoscută și aplicată pe fundamentală, dar ea poate fi extinsă și pentru armonici;
- rezultatele obținute sunt destul de precise atât timp cât nu intervine saturația magnetică, fenomen ce transformă bobina într-un element neliniar;
- impedanțele mutuale de fază Z^1 și Z^{11} nu sunt egale, diferența dintre ele accentuându-se odată cu creșterea rangului armonicii;
- montajul de alimentare a bobinei cu o sursă monofazată prin intermediul unui transformator cu conexiunea Δ/Y permite estimarea directă a impedanței de secvență atât pe fundamentală cât și pe armonici;
- alimentarea bobinei între două faze a treia fiind în gol sau între două faze cea de-a treia fiind legată la una din primele două permite determinarea aproximativă a impedanței armonice, mărimea erorii depinzând de aceea a abaterii simetriei bobinei de la una totală, respectiv ciclică.

Determinările experimentale efectuate în stațiile ce alimentează tracțiunea electrică feroviară au evidențiat următoarele aspecte și anume:

- sursa de curenți armonici – locomotiva electrică asigură un spectru suficient de bogat și semnificativ până la frecvența de 1000Hz;
- măsurătorile se pot efectua comod, pregătite corespunzător înainte de apariția semnalului și nu perturbă procesul de funcționare a sistemului de alimentare cu energie electrică a receptorului;
- prezintă o dificultate însă prin aceea că nu pot fi repetate în condiții identice, experiența însușită cu ocazia numeroaselor determinări efectuate, dovedind că niciodată o măsurătoare identică nu mai poate să apară;
- forma de variație a impedanței armonice în rețeaua de 110kV văzută pe barele stațiilor electrice CFR este una crescătoare cu un maxim local în apropierea armonicilor 5; 7;
- raportul dintre impedanța armonică de secvență inversă și aceea directă variază într-o plajă mare de valori, fiind subunitară pentru armonicile directe și supraunitară pentru cele inverse;
- în rețeaua de 110kV se constată o simetrie ciclică relativ bună pentru armonicile inferioare, care se “alterează” pentru acelea superioare;
- calculul impedanței armonice folosind mărimile tensiune și curent de pe o fază poate conduce la concluzii eronate, atât în ceea ce privește frecvența la care poate apare rezonanța armonică, cât și valorile impedanței armonice.

În stația IURT-Lugoj măsurătorile s-au efectuat pe o plecare (LESS) care prezintă un regim armonic permanent sensibil. Pentru efectuarea identificării a fost nevoie de asigurarea a două măsurători relativ distincte, fapt ce s-a asigurat prin creșterea tensiunii de alimentare (reducând raportul de transformare al transformatorului de alimentare 110/20kV).

Contribuțiile originale aduse de autor în acest capitol se referă la:

- sistematizarea problemelor legate de identificarea sistemelor automate;
- evidențierea particularităților pe care le prezintă identificarea impedanței armonice – funcție de transfer a sistemului sau porțiunii de sistem electroenergetic;

- propunerea unei proceduri de identificare a impedanței armonice a rețelei de 110kV care prezintă simetrie ciclică folosind drept sursă de curenți armonici tracțiunea electrică feroviară;
- validarea acestei proceduri pentru stațiile electrice CFR din județul Timiș;
- realizarea în colaborare cu autorii programului TRIFAZ al TRINET a unui program de calcul care permite estimarea impedanței armonice a rețelei cu procedura de mai sus;
- evidențierea în laborator pe un model de element de rețea a faptului că matricea impedanțelor de fază armonice poate fi estimată cu ajutorul unor regimuri de alimentare incomplete, alimentând o singură fază sau două;
- stabilirea unor concluzii privind tipul de simetrie a rețelei de 110kV văzute pe barele transformatoarelor ce alimentează tracțiunea electrică feroviară;
- punerea în evidență a faptului că utilizarea impedanței de fază drept impedanță armonică (conform recomandărilor CIGRE 9) nu este utilă decât numai dacă în prealabil s-a verificat că rețeaua prezintă o simetrie totală;
- realizarea unor regimuri armonice distincte în rețea prin modificarea nivelului de tensiune cu ajutorul prizelor transformatorului.

REDUCEREA ERORILOR LA IDENTIFICAREA IMPEDANTELOR ARMONICE

Cap. 6

6.1. Generalități

În paragraful 5.3.3. s-au prezentat problemele legate de precizia metodelor de măsurare, cu această ocazie arătându-se care sunt sursele erorilor de măsurare (fig.5.19). Dintre acestea unele sunt independente de tehnica adoptată la identificare, aparținând procesului analizat sau lanțului de măsură. Astfel se pot menționa: amplitudinea redusă a semnalelor de tensiune, scăderea accentuată a frecvenței de lucru și erorile introduse de transformatoarele de măsură uzual folosite.

În cadrul acestui capitol autorul și-a propus să prezinte problemele legate de aceste aspecte, modul în care se manifestă ele, consecințele lor asupra regimului deformant și posibilitățile de eliminare sau de limitare a efectelor acestora.

Desigur natura problemelor care se pun pentru fiecare aspect mai sus menționat este diferită, dar cunoașterea lor este utilă în procesul de estimare și control al regimului deformant, asigurând prin acesta un caracter unitar al prezentării.

6.2. Ampficarea semnalelor de tensiune armonică

Regimul nesinusoidal al rețelelor electrice este caracterizat în standardele naționale și internaționale [1], [9], [113], [124] prin mărimi caracteristice dintre care se remarcă în mod deosebit: rezidul deformant A_d , factorul de distorsiune δ_A și nivelul armonicilor γ_{Ak} definite cu relațiile acunoscute:

$$A_d^2 = \sum_{k=2}^{\infty} A_k^2 \quad (6.1); \quad \delta_A = \frac{[\sum_{k=2}^{\infty} A_k^2]^{1/2}}{A_1} \quad (6.2); \quad \gamma_{Ak} = A_k / A_1 \quad (6.3)$$

Legat de aceste mărimi se pun mai multe probleme dintre care firește cele legate de sensibilitatea lor cu parametrii regimului (tensiune, frecvență) și posibilitatea de măsurare cu precizie chiar în condițiile clasice. Sub acest din urmă aspect problema își găsește locul aici în identificarea impedanței armonice.

Pentru îmbunătățirea situației în literatură s-au propus noi indicatori, dintre care se poate menționa: puterea neliniară [117], valoarea efectivă ponderată și factorul de putere ponderat [115], [119]. Încurajat de rezultatele obținute prin introducerea acestor mărimi autorul lucrării de față a propus introducerea în studiul regimului deformant a mărimilor capacitive [116].

6.2.1. Definirea mărimilor „capacitive”

Dacă se consideră o mărime a(t) nesinusoidală, dar periodică ce îndeplinește condițiile lui Dirichlet, aceasta poate fi descompusă în serie Fourier într-o infinitate de armonici, astfel:

$$a(t) = A_0 + \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} A_k \sin(k\omega t + \varphi_k) \tag{6.4}$$

unde:

- A₀ este valoarea medie pe o perioadă,
- A_k – valoarea efectivă a armonicii de rang k,
- φ_k – defazajul armonicii de rang k,

Corespunzător acestei unde se pot defini următoarele mărimi:

a) Valoarea efectivă „capacitivă”:

$$A_c = [A_1^2 + (2A_2)^2 + \dots]^{1/2} = [\sum_1^{\infty} (k^2 \cdot A_k^2)]^{1/2} \tag{6.5}$$

b) Reziduul deformant „capacitiv”:

$$A_{dc} = [(2A_2)^2 + (3A_3)^2 + \dots]^{1/2} = [\sum_2^{\infty} (k^2 \cdot A_k^2)]^{1/2} \tag{6.6}$$

c) Factorul (coeficientul) de distorsiune „capacitiv”:

$$\delta_{AC} = A_{dc} / A_1 \tag{6.7}$$

d) Puterea aparentă armonică „capacitivă”:

$$S_{AC} = [U_{dc}^2 \cdot I_{dc}^2 + U_1^2 \cdot I_{dc}^2 + U_{dc}^2 \cdot I_1^2]^{1/2} \tag{6.8},$$

unde U_{dc} și I_{dc} sunt reziduurile deformante ale curbelor tensiunii și curentului, iar U₁ și I₁ sunt armonicile fundamentale.

e) Factorul de putere deformant „capacitiv”:

$$k_{Pdc} = \frac{S_c}{S_1} = \frac{[U_{dc}^2 \cdot I_{dc}^2 + U_1^2 \cdot I_{dc}^2 + U_{dc}^2 \cdot I_1^2]^{1/2}}{U_1 \cdot I_1} = [\delta_{UC}^2 \cdot \delta_{IC}^2 + \delta_{IC}^2 + \delta_{UC}^2]^{1/2} \tag{6.9}$$

f) Nivelul armonicii „capacitive”:

$$\gamma_{kC} = \frac{kA_k}{A_1} \tag{6.10}$$

Avantajul introducerii acestor mărimi rezidă în asigurarea sensibilității și selectivității necesare măsurătorilor experimentale. De fapt ideea introducerii acestor mărimi capacitive are la bază fenomenul de amplificarea armonică pe care-l produce un condensator în unda de curent, comparativ cu unda de tensiune aplicată. În sensul celor prezentate mai sus autorul lucrării este coautor la o propunere de brevet de invenție referitoare la o metodă și un mijloc de măsurare a semnalelor armonice de tensiune amplificată [119].

6.2.2. Echivalentul „capacitiv” al armonicii „U_k” de tensiune

Pentru a aprecia oportunitatea introducerii unor măsuri de optimizare a regimului real de funcționare al unei rețele electrice, des folosiți sunt așa numiții „echivalenți energetici”, ce caracterizează efectul aplicării acelor măsuri (compensarea puterii reactive, aplatizarea graficului de sarcină, echilibrarea sarcinii) asupra reducerii pierderilor de putere în rețea, fiind de fapt sensibilitatea reducerii pierderilor de energie în raport cu reducerea circulației

de putere reactivă, aplatizarea graficului de sarcină, etc. Desigur se poate defini și un echivalent energetic care să aibă în vedere reducerea pierderilor de putere prin limitarea regimului deformant. Dar cel mai neplăcut efect al prezenței regimului deformant nu este majorarea pierderilor ci altele, cum ar fi rezonanța armonică sau suprasolicitarea bateriilor de condensatoare.

În acest context s-a propus introducerea „echivalentului capacitiv” al armonicii de tensiune U_k . Acest echivalent exprimă cantitatea cu care se reduce suprasolicitarea în curent a bateriei de condensatoare prin eliminarea (filtrarea) armonicii U_k de tensiune. Expresia acestui echivalent este:

$$e_{ck} = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_k} = \frac{I_c - I_{cl}}{U_k} = \frac{\sqrt{I_{cl}^2 + I_{ck}^2} - I_{cl}}{U_k} \quad [A/V] \quad (6.11)$$

unde:

I_{cl} este curentul absorbit de condensator pe fundamentală

I_{ck} – curentul absorbit de condensator datorită armonicii U_k din tensiune.

Dacă se au în vedere expresiile lui I_{cl} , I_{ck} , U_k relația (6.11) devine:

$$e_{ck} = \omega_1 C \frac{k^2 \cdot \gamma_k^2}{1 + \sqrt{1 + k^2 \gamma_k^2}} \quad (6.12)$$

sau

$$\frac{e_{ck}}{I_{cl}} = \frac{k^2 \cdot \gamma_k^2}{1 + \sqrt{1 + k^2 \gamma_k^2}} \cdot \frac{1}{U_1} \quad (6.13)$$

unde γ_k este nivelul armonicii U_k iar C capacitatea condensatorului la care ne referim.

De menționat că la scrierea relațiilor (6.11) și (6.12) s-a considerat că tensiunea aplicată bateriei de condensatoare prezintă numai armonici U_k . Desigur drept tensiune U_k se poate avea în vedere armonica U_3 sau U_5 , ultima fiind mai semnificativă în cazul general. În situații particulare se pot alege alte armonici.

Pentru o anumită baterie de condensatoare și o anumită valoare pentru armonica U_k se poate calcula valoarea echivalentului capacitiv e_{ck} și invers; impunând o anumită valoare pentru e_{ck} și știind ordinul de mărime al curenților capacitivi absorbiți în nodurile rețelei pe nivele de tensiune, se pot deduce nivelele tensiunilor armonice U_k admise.

Un alt aspect important al utilizării acestui echivalent rezultă și din faptul că permite aprecierea oportunității filtrării unei armonici din curba tensiunii dintr-un nod al rețelei, dependent de valoarea „economică” a echivalentului capacitiv.

Echivalentul capacitiv are dimensiunea unei admitanțe, mărimea lui fiind proporțională cu mărimea capacității condensatorului la care ne referim și cu produsul $k^2 \gamma_k^2$. Dacă îl raportăm la valoarea admitanței capacitive $\omega_1 C$ se obține:

$$\frac{e_{ck}}{\omega_1 C} = \frac{k^2 \cdot \gamma_k^2}{1 + \sqrt{1 + k^2 \gamma_k^2}} \quad (6.14)$$

6.2.3 Aplicație

Se consideră curba tensiunii de fază a unui nod de 20kV din rețeaua urbană ce prezintă armonicile principale de nivele înscrise în tabelul 6.1. Corespunzător s-au calculat: coeficienții de distorsiune δ_U și δ_{UC} și raportul δ_{UC}/δ_U . De asemenea s-au calculat și sensibilitățile lui δ_U și δ_{UC} în raport cu creșterea tensiunii obținându-se valorile: 0,093 și 0,183%/kV pentru δ_U și 0,67 și 1,542%/kV pentru δ_{UC} . Deci δ_{UC} este mult mai sensibilă la modificarea tensiunii decât δ_U .

Tabelul 6.1 Calculul lui δ_U , δ_{UC} și a raportului δ_{UC}/δ_U .

U[kV]	11	11,6	12
3	0,4	0,35	0,3
5	1,79	1,81	1,89
7	0,23	0,28	0,26
γ [%]			
11	0,03	0,05	0,14
13	0,109	0,11	0,15
17	0,13	0,11	0,15
δ_U [%]	1,8179	1,8738	1,947
δ_{UC} [%]	9,283	9,683	10,3
δ_{UC}/δ_U	5,106	5,167	5,29

Se constată că prin introducerea mărimilor capacitive, adică a lui δ_{UC} regimul deformant este amplificat, devenind mai sensibil cu modificarea tensiunii, așa cum se vede și în figurile 6.1 și 6.2

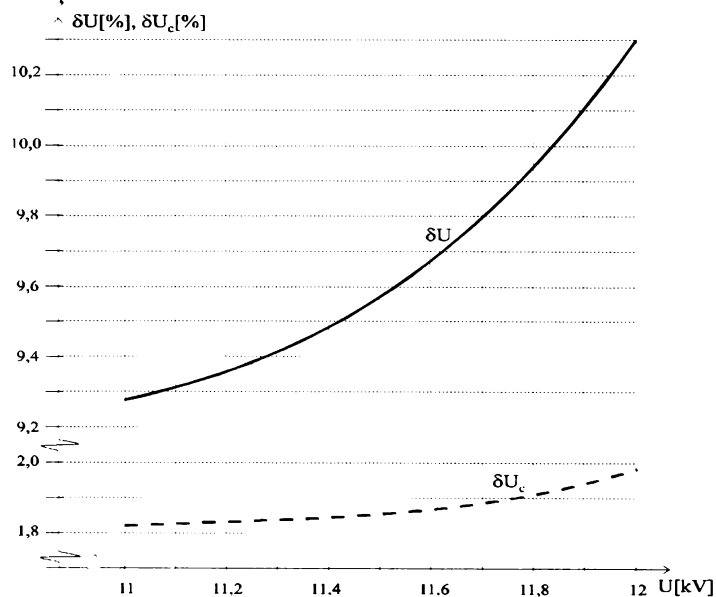


Fig.6.1 Variația mărimilor cu tensiunea δ_U și δ_{UC}

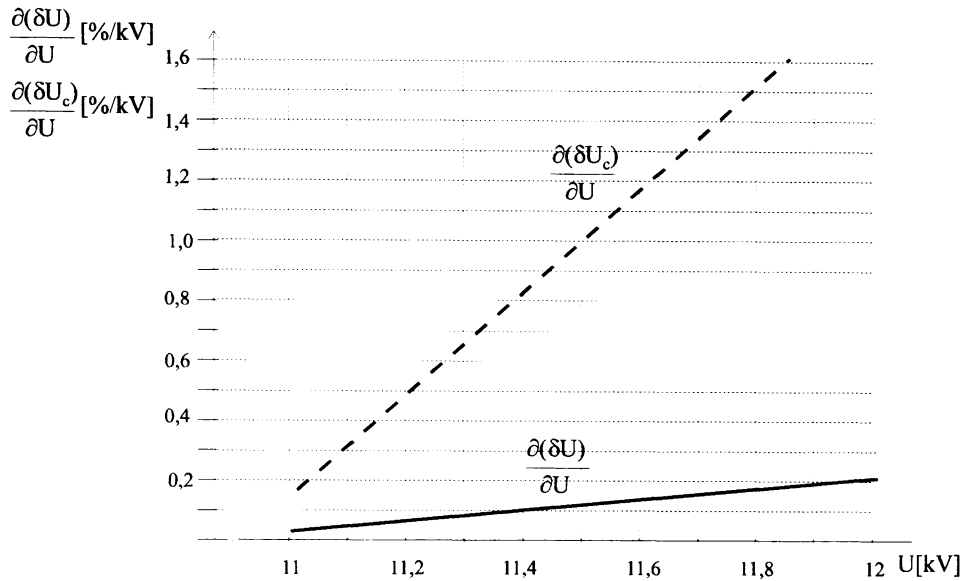


Fig.6.2. Variația sensibilității δ_U și δ_{Uc} cu tensiunea

6.3 Funcționarea sistemului electroenergetic la frecvență scăzută

În capitolul 2 definind impedanța armonică a rețelelor electrice s-a insistat asupra proprietăților pe care această impedanță le prezintă. Printre altele s-a menționat că orice modificare care survine în structura rețelei și în valorile parametrilor schemelor echivalente ale elementelor se reflectă în valorile impedanței armonice și chiar în forma de variație cu frecvența a acesteia. Ca urmare informațiile pe care le poate oferi impedanța armonică asupra rețelei în condiții de funcționare la frecvență scăzută diferă sensibil de acelea de la funcționarea în regim permanent normal.

În perioada 1986÷1989, în condițiile în care sistemul energetic funcționa la frecvență scăzută, autorul a efectuat numeroase măsurători și determinări [61], [63], [69], [120] pentru a urmări pe de o parte particularitățile pe care le prezintă regimul deformant în aceste condiții pe de altă parte modificările caracteristicilor funcționale ale elementelor de sistem și în primul rând ale consumatorilor. Ca urmare s-a considerat util a prezenta câteva probleme referitoare la modificarea caracteristicilor transformatoarelor slab încărcate și a consumatorilor ce funcționează la frecvență scăzută.

6.3.1. Particularitățile transformatoarelor slab încărcate

În literatură [1], [2], [3] se arată că existența circuitelor magnetice saturate asigură pentru curentul de mers în gol un bogat conținut de armonici impare, rolul important revenind armonicilor 3 și 5.

Raportul curenților armonici I_{03}/I_{01} și I_{05}/I_{01} ("0" semnificând mersul în gol) este foarte sensibil la creșterea inducției în fier la inducții de $1,4\div 1,5T$ putând atinge valori chiar și de 0,5. Ca urmare curentul de mers în gol al transformatorului este foarte deformat.

Forma analitică a acestui curent poate fi stabilită și dacă se presupune că transformatorul este o bobină cu miez de fier.

Astfel dacă se presupune tensiunea de alimentare de forma

$$u = U_m \cos(\omega t) \tag{6.15}$$

iar caracteristica circuitului magnetic de forma [1], [13]:

$$i = a \cdot \text{sh}(b\psi)$$

neglijând rezistența înfășurărilor și pierderilor în fier, se poate scrie:

$$u = -d\psi / dt \tag{6.16}$$

adică $\psi = \psi_m \sin \omega t$

$$\tag{6.17}$$

unde ψ este fluxul prin bobină, i curentul de excitație iar a, b constante.

În consecință se poate scrie

$$i = a \cdot \text{sh}(b\psi_m \sin \omega t) \tag{6.18}$$

sau dezvoltând în serie

$$i = 2a[B_1(b\psi_m) \sin \omega t - B_3(b\psi_m) \sin 3\omega t + B_5(b\psi_m) \sin(5\omega t) \dots] \tag{6.19}$$

În relația (6.19) $B_k(b\psi_k)$ sunt funcțiile Bessel modificate de speța întâia și de ordinul k .

Se remarcă că, curentul de mers în gol conține numai armonice impare, rolul important revenind armonicilor 3 și 5.

Pentru o anumită caracteristică magnetică se pot stabili constantele a și b , apoi cu acestea rapoartele I_{03}/I_{01} și I_{05}/I_{01} , coeficientul de distorsiune a curbei curentului:

$$\delta_I \cong \frac{(I_{03}^2 + I_{05}^2)^{1/2}}{I_{01}} = \sqrt{\gamma_{I3}^2 + \gamma_{I5}^2} \tag{6.20}$$

Dacă transformatorul funcționează în sarcină activă și aceasta este liniară se poate scrie că:

$$I_I^2 \cong I_{01}^2 + k_S^2 I_n^2 \tag{6.21}$$

unde k_S este coeficientul de sarcină iar I_n curentul nominal al transformatorului.

Pentru caracteristica magnetică dată în [120], în fig.6.3 sunt prezentate variațiile δ_I și $\partial\delta_I/\partial k$ cu coeficientul de încărcare k_S [%] și cu curentul de mers în gol I_0 [%].

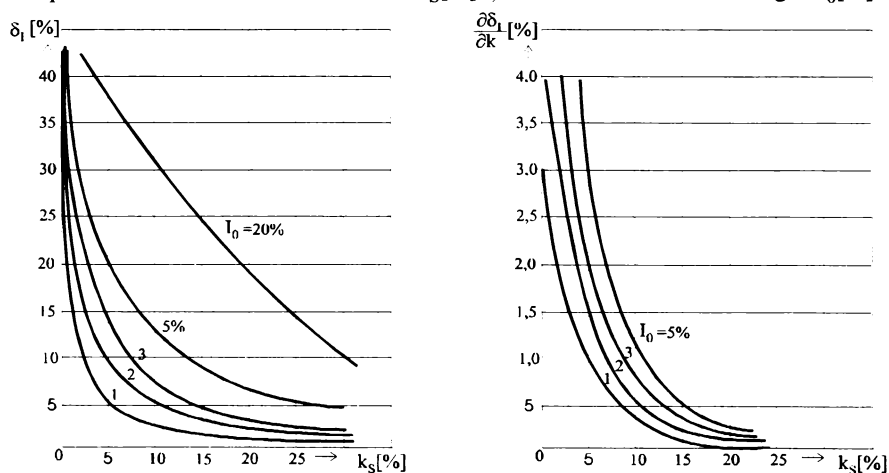


Fig. 6.3 Variația lui δ_I și a lui $\partial\delta_I/\partial k$ cu k_S [%] și I_0 [%]

Se constată că pentru $I_0 \leq 2 \div 3\%$ și $k_S \geq 15 \div 20\%$ sensibilitatea regimului deformant este relativ scăzută, dar pentru $k_S \leq 5\%$ sensibilitatea regimului deformant este relativ mare.

Pentru validarea afirmațiilor făcute mai sus s-au efectuat măsurători în stația IURT Lugoș la sarcină constantă și pentru două momente diferite la care frecvența a fost 47 și respectiv 50Hz. Schema monofilară principală de distribuție este prezentă în fig. 6.4. În ceea ce privește măsurătorile acestea s-au efectuat pe barele de 20kV.

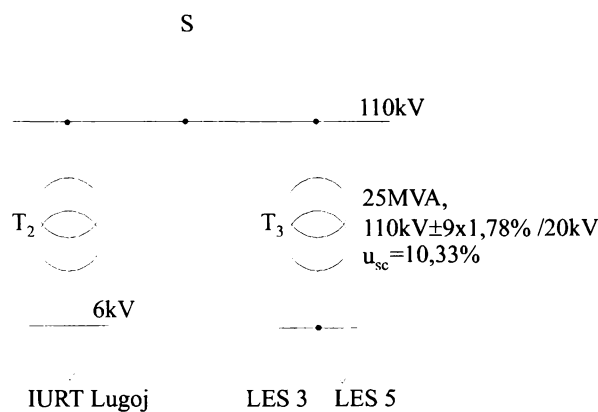


Fig. 6.4. Schema principală de distribuție a stației IURT Lugoș

Înregistrările tensiunii de fază și a curentului pe plecarea I_{LES3} u, i sunt prezentate în fig. 6.5.

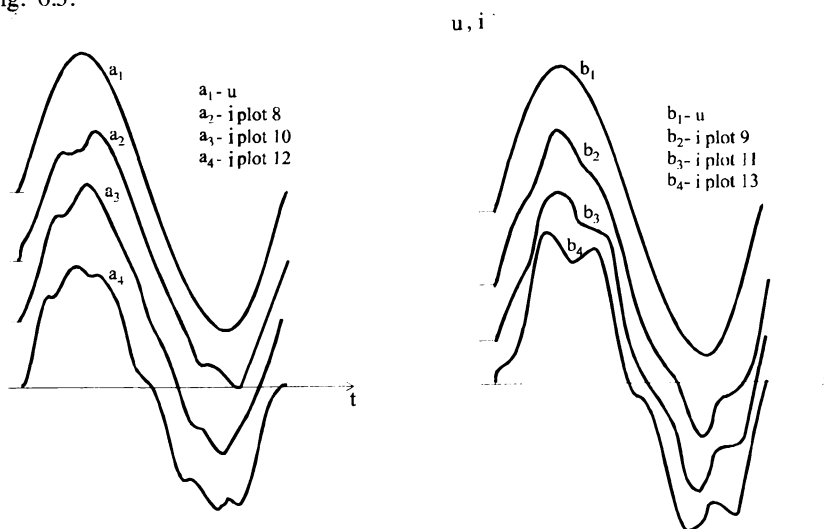


Fig. 6.5 Înregistrarea tensiunii u_R pe bara de 20kV și a curentului i_R pe plecarea LES3: a) 50Hz; b) 47Hz

Dependența coeficientului de distorsiune a curbelor de tensiune și curent în funcție de tensiune (plotul transformatorului) și de frecvență se reprezintă în fig.6.6.

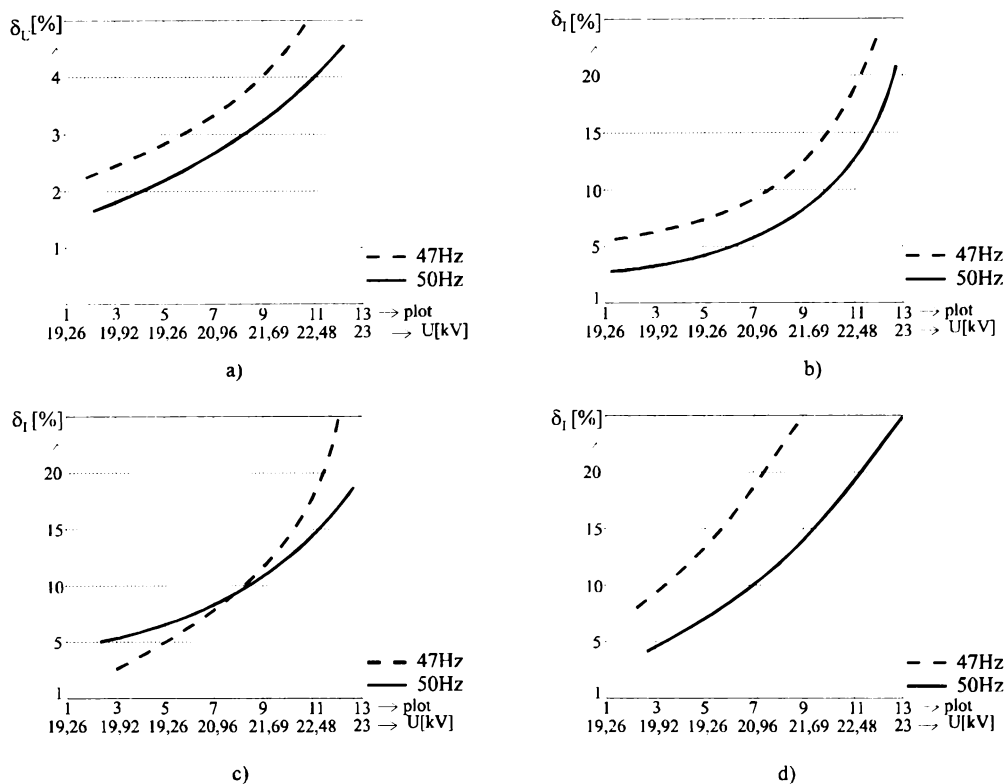


Fig. 6.6. Variația coeficientului de distorsiune în funcție de tensiune și frecvență pentru curbele: a) tensiunii U_R pe barele de 20kV; b) curentului secundar al trafo T3; c) curentului pe plecarea LES 3; d) curentului pe plecarea LES 5

Din analiza celor prezentate în fig. 6.6 se constată că odată cu creșterea tensiunii coeficientul de distorsiune al tensiunii și curentului tind spre valori mai mari iar cu scăderea frecvenței variația decurge într-un domeniu de valori mai mari.

De menționat că la scăderea frecvenței crește și sensibilitatea coeficientului de distorsiune a curbei tensiunii (sau curentului) cu tensiunea, valoarea mai pronunțată înregistrând-o δ_I pentru LES 5 4%/kV pentru 50Hz și 5,9%/kV pentru 47Hz.

În același sens pentru un transformator de 20/0,4kV în cadrul FRI Timișoara s-a ridicat experimental caracteristica de mers în gol pentru frecvența de 50Hz și 47Hz (fig. 6.7) și caracteristicile de sarcină ale plecării LES 3 (fig.6.8).

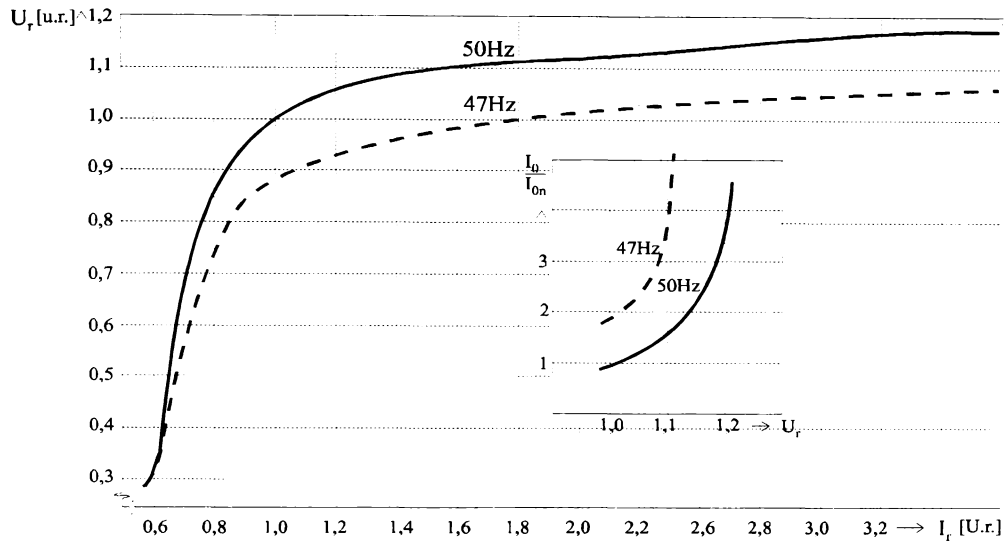


Fig. 6.7. Caracteristica de funcționare în gol pentru un transformator de distribuție

Analiza armonică a curbelor curentului absorbit de LES 3 [81] a arătat că aceasta este puternic deformată, rolul cel mai important revenind armonicilor de rang 5 și 3. Întrucât înfășurările secundare ale transformatorului T3 sunt legate în triunghi, ca și primarul transformatoarelor din posturile de 20/0,4kV, armonica a 3-a nu este cea mai semnificativă. Ca urmare s-a apreciat ca fiind foarte semnificativă pentru analiza regimului deformant pe această plecare armonică a 5-a și s-a calculat nivelul armonicii a 5-a și sensibilitatea acesteia cu tensiunea $\partial[I_5/I_1]/\partial U$, reprezentându-se grafic în fig. 6.9.

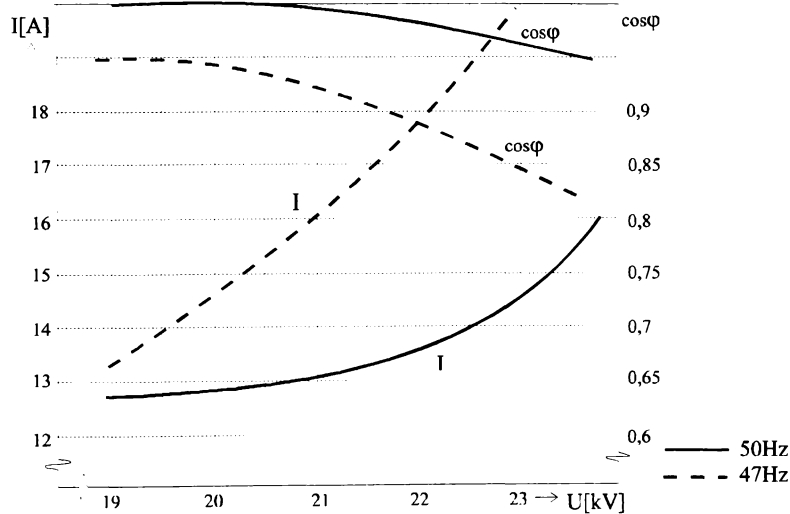


Fig. 6.8 caracteristicile de funcționare $I = f(U)$ și $\cos \varphi = f(U)$ pentru plecarea LES 3 pentru frecvența de 50Hz și 47Hz.

Din analiza celor prezentate în fig. 6.8 se constată că odată cu creșterea tensiunii și scăderea frecvenței curentul absorbit crește iar factorul de putere se înrăutățește. Cauza rezidă fără îndoială din saturația magnetică a miezurilor magnetice care se intensifică în aceste condiții. Aceleași concluzii se desprind și din analiza celor prezentate în fig. 6.9. Astfel nivelul armonicii a 9-a și sensibilitatea acesteia devin un indicator foarte important și util pentru estimarea stării armonice a plecării în cauză:

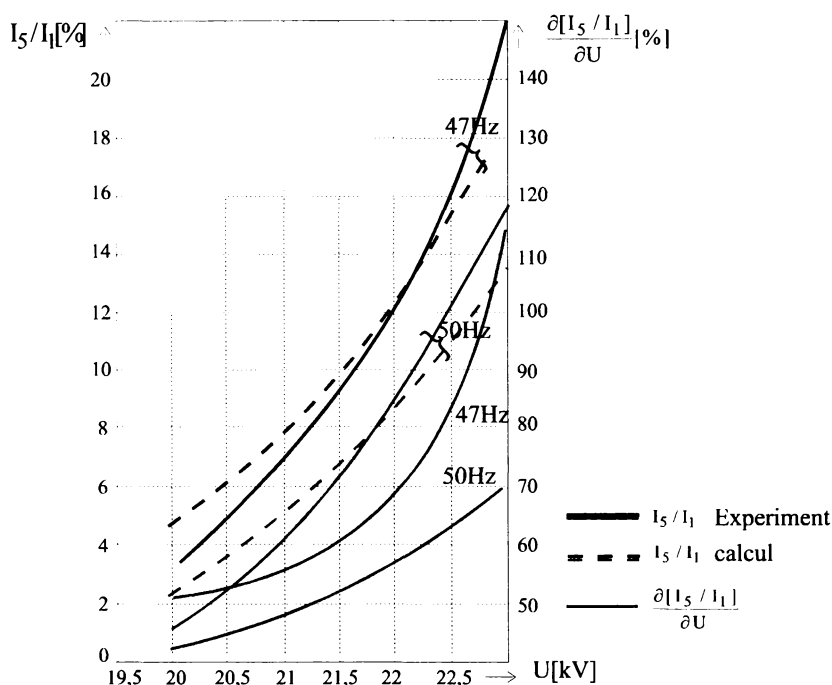


Fig. 6.9 Variația nivelului armonicii a 5-a de curent I_5/I_1 și a sensibilității acesteia $\frac{\partial[I_5/I_1]}{\partial U}$ cu tensiunea pentru frecvența de 50Hz și 47Hz

Concluzia care se desprinde este aceea că în condiții de funcționare cu frecvență scăzută regimul deformant în curent este foarte sensibil la creșterea tensiunii. Dintre mărimile caracteristice, nivelul armonicii a 5-a și sensibilitatea acesteia cu tensiunea sunt cele mai semnificative.

6.3.2 Particularitățile caracteristicilor statice de tensiune ridicate în condiții de frecvență scăzută [61], [72], [120]

6.3.2.1. Probleme generale

Așa cum este cunoscut caracteristicile statice ale consumatorilor exprimă dependența puterii active și reactive de tensiuni și frecvență. Cunoașterea lor mai ales prin identificare este foarte utilă în problemele de modelare ale consumatorilor, deci și de calculul corect a

impedanței armonice. O situație particulară prezintă cunoașterea acestor caracteristici în condițiile de funcționare ale sistemului energetic cu frecvență scăzută, când reglajul corect al tensiunii poate constitui o cale de ameliorare a funcționării dificile a acestuia.

În acest sens s-a considerat util a evidenția particularitățile cantitative pe care le prezintă caracteristicile statice de tensiune ale unor consumatori complecși de tip plecare stație de alimentare, plecare ce poate reprezenta rețele de distribuție și receptori industriali rurali, extracție petrol, etc. în condiții de funcționare cu frecvență scăzută. Caracteristicile au fost ridicate de către un colectiv din care a făcut parte și autorul acestei lucrări. Prelucrarea statistică a datelor s-a efectuat cu ajutorul unui algoritm de calcul bazat pe metoda celor mai mici pătrate, algoritm prezentat pe larg în [61].

În acest scop caracteristica statică s-a admis de forma:

$$A = a_0 + a_1 U + a_2 U^b \quad (6.10)$$

în care:

A este mărimea caracteristică consumatorului (putere activă sau reactivă absorbită);

U – tensiunea la bornele consumatorului;

a_0, a_1, a_2 , - parametrii caracteristicilor statice ce se impun a fi estimați,

b – exponent neîntreg,

Prezența acestui exponent asigură o elasticitate mărită caracteristicii, dar firește introduce și unele complicații privind determinarea lui.

6.3.2.2. Estimarea caracteristicilor statice de tensiune

Metoda cea mai răspândită de estimare a parametrilor caracteristicilor statice este metoda celor mai mici pătrate [72],[121]. Astfel în cazul general al unui consumator de tip post sau stație de transformare, caracterizată prin mai multe plecări m , de pe o bară, estimarea caracteristicilor statice ale acestora necesită considerarea caracteristicilor măsurate pe toate cele m plecări, proporțional cu ponderile $W_j (j=1,m)$ și cu ponderea consumului pe fiecare plecare.

Componentele vectorului $W_j, w_{ij} (i=1,n)$ n fiind numărul de măsurători pe plecarea j , se obțin prin corectarea ponderii consumatorului pe plecarea j cu gradul de precizie acordat fiecărei măsurători.

Întrucât echipamentele de măsură sunt practic aceleași pentru toate plecările, se poate scrie că $w_{ij} = w_i$ pentru orice $j \in (1,m)$, fapt ce simplifică sensibil algoritmul de calcul.

Dacă se consideră relația, pentru mărimea A_{ij} , determinată pe plecarea j la măsurătoarea i se poate scrie:

$$A_{ij} = a_0 + a_1 U_i + a_2 U_i^b + \partial_{ij} \quad (6.11)$$

în care ∂_{ij} este eroarea de măsură corespunzătoare.

Pentru estimarea parametrilor $a_k (k=0,1,2)$ ai caracteristicii (6.10) se definește funcția obiectiv:

$$j = [\partial]^T [W] \cdot [\partial] \quad (6.12)$$

unde $[\partial]$ și $[W]$ reprezintă matricile erorilor, respectiv ale elementelor de pondere.

Derivând expresia (6.12) în raport cu parametrii a_k și b se obține un sistem nelinier de patru ecuații a cărui soluționare este relativ dificilă din cauza lui b . Din acest motiv s-a

propus determinarea prealabilă a lui b fie analitic, fie numeric printr-o procedură unidimensională.

Pentru o valoare dată lui b, sistemul de ecuații ce rezultă prin derivarea expresiei (6.12) este liniar. Astfel:

$$\sum_{j=1}^m \{w_j (na_0 + a_1 \sum_{i=1}^n U_i + a_2 \sum_{i=1}^n U_i^b)\} = \sum_{j=1}^m w_j \cdot \sum_{i=1}^n A_{ij}$$

$$\sum_{j=1}^m \{w_j (a_0 \sum_{i=1}^n U_i + a_1 \sum_{i=1}^n U_i^2 + a_2 \sum_{i=1}^n U_i^{b+1})\} = \sum_{j=1}^m \{w_j \cdot \sum_{i=1}^n A_{ij} U_j\} \tag{6.130}$$

$$\sum_{j=1}^m \{w_j (a_0 \sum_{i=1}^n U_i^b + a_1 \sum_{i=1}^n U_i^{b+1} + a_2 \sum_{i=1}^n U_i^{2b})\} = \sum_{j=1}^m \{w_j \cdot \sum_{i=1}^n A_{ij} U_j^b\}$$

Ca măsură a calității estimării caracteristicilor (cu parametrii \bar{a}_i) față de cele măsurate A_{ij} se utilizează abaterea medie pătratică σ , definită cu relația:

$$\sigma = \left\{ \sum_{j=1}^m \left\{ \sum_{i=1}^n [A_{ij} - (\bar{a}_0 + \bar{a}_1 U_i + \bar{a}_2 U_i^b)]^2 \right\} / m \cdot n \right\}^{1/2} \tag{6.14}$$

6.3.2.3. Identificări experimentale

Măsurătorile s-au efectuat în zilele de 27 și 31 august 1989 în stația Satchinez a FRE Timișoara, între orele 11-12, folosind instrumente clasice cu citire directă, dar de precizie ridicată și oscilografe mecanice cu bucle. Modificarea tensiunii pe barele de 20kV s-a realizat prin schimbarea sub sarcină a ploturilor transformatorului de alimentare, domeniul de variație a tensiunii fiind de 10÷15%. Măsurătorile au fost organizate conform celor prezentate în fig. 6.11. Simultan cu acestea s-au organizat și înregistrări ale formei curbei tensiunii pe barele de 20kV și a curenților pe plecări. Au reținut atenția în mod deosebit forma curentului pe faza R a plecării Variaș Petrol (consumatorul f) [74], fig.6.10.

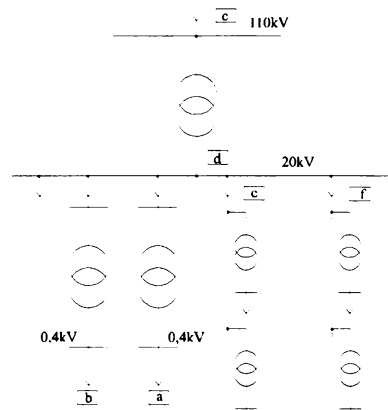
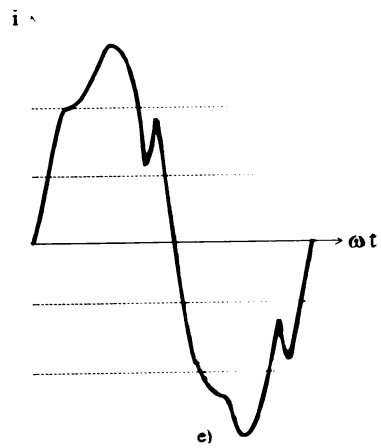
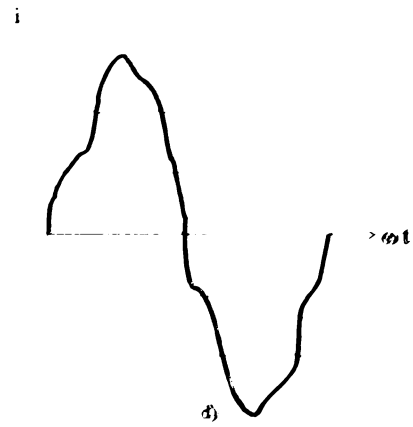
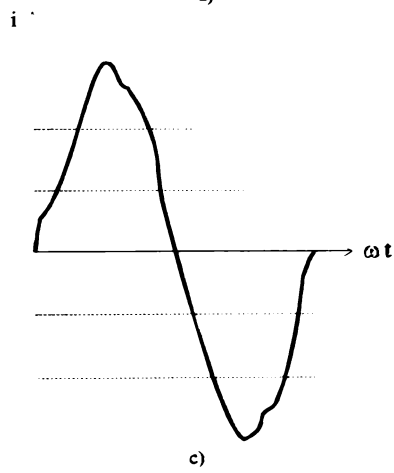
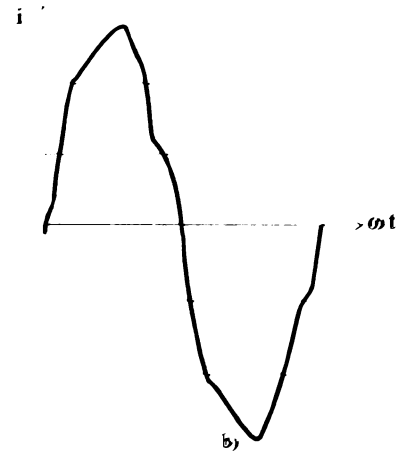
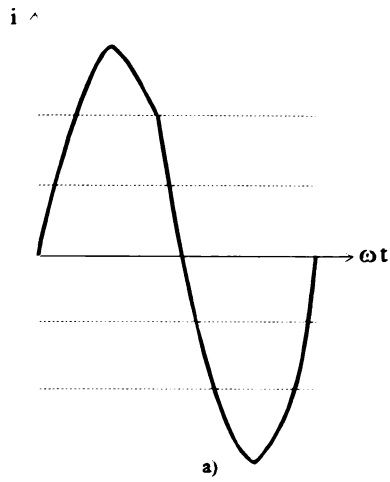


Fig. 6.10 Consumator complex; stabilirea locurilor de măsură:

- a) consumator agroindustrial;
- b) consumator industrial;
- c) consumator de tip stație de transformare 110/20kV;
- d) transformator stație;
- e) consumator rural;
- f) extracție petrol



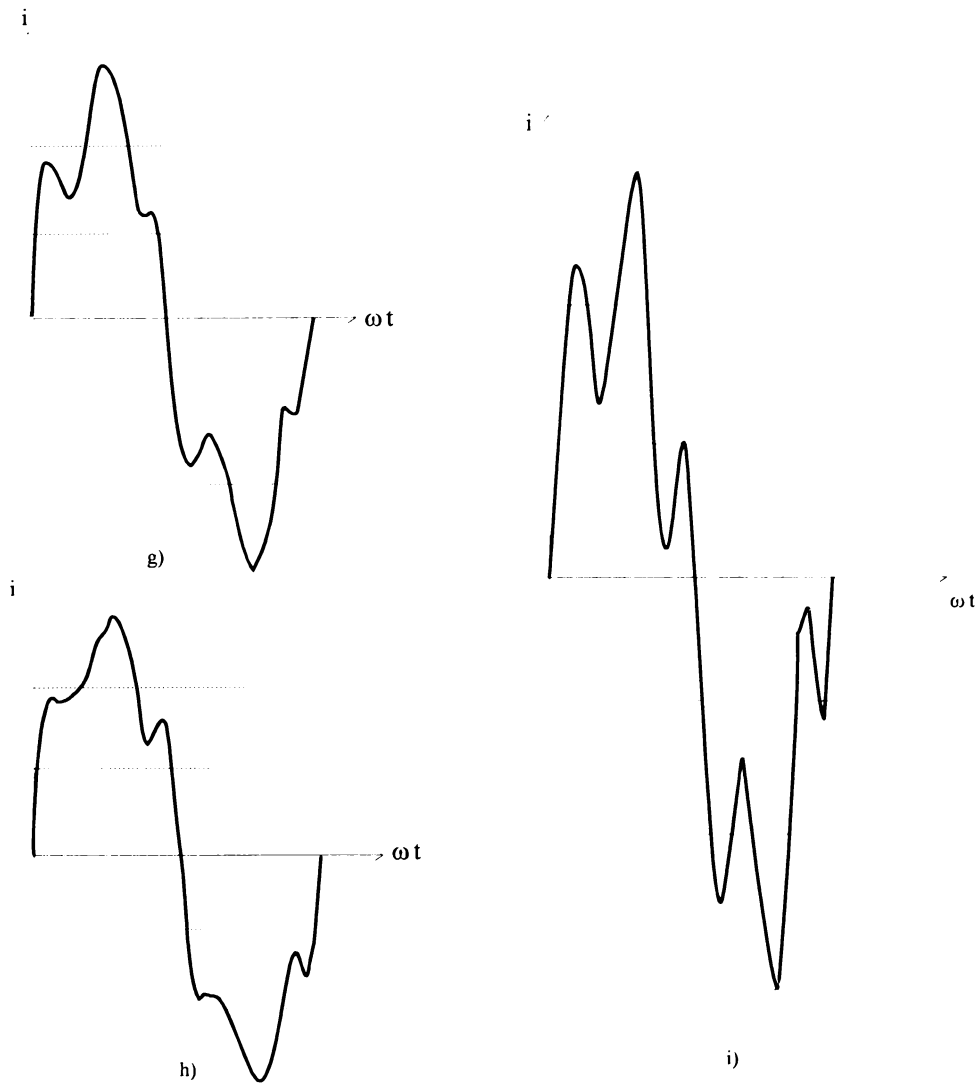


Fig.6.11. Curba curentului pe ILEA 20kV Variaș Petrol pentru: a) plot 1, b) plot 3, c) plot 5, d) plot 7, e) plot 9, f) plot 11, g) plot13, h) plot 15, i) plot 18

Determinarea pentru fiecare caz în parte a coeficientului de distorsiune a curbei curentului, precum și a nivelului armonicii a 5-a a permis ridicarea curbelor din fig. 6.12.

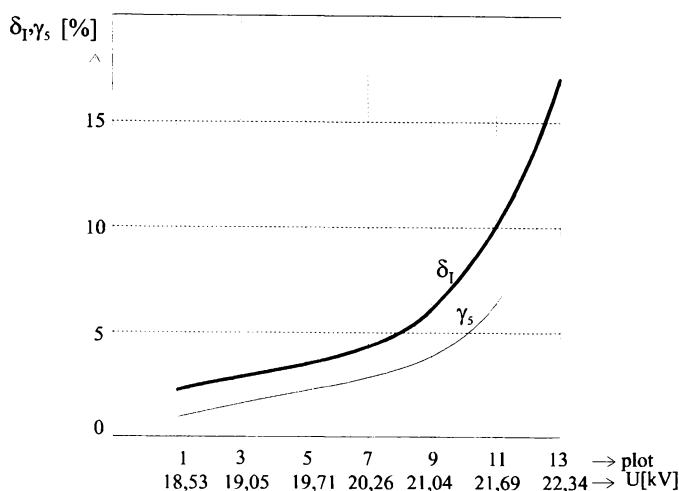


Fig. 6.12 Variația cu tensiunea a lui δ_1 și γ_5 pentru curentul fazei R, plecarea Variaș Petrol.

Rezultatele identificării caracteristicilor statice (dependențelor analitice) sunt înscrise în tabelul 6.2. Atât graficele trasate (fig. 6.12'), cât și expresiile analitice calculate au la bază raportarea la punctul corespunzător regimului de funcționare permanent definit prin U_0, P_0, Q_0 .

Tabelul 6.2 Expresiile analitice ale caracteristicilor statice de putere, $f=47\text{Hz}$.

Consumator	$P(U)$	$Q(U)$
a)	$-0,08 + 1,053U$	$2,27 - 2,85U + 1,58U^{3,3}$
b)	$14,89 - 13,79U + 2,39U^{6,3}$	$6,03 - 6U + 0,368U^{9,3}$
c)	$2,083 - 1,936U + 0,867U^3$	$2,167 - 2,53U + 1,366U^7$
d)	$0,65 - 1,15U + 1,5U^5$	$-1,886 + 1,804U + 1,08U^{5,3}$
e)	$-0,29 + 0,747U + 0,543U^2$	$4,92 - 8,7U + 4,79U^{2,8}$
f)	$2,62 - 3,76U + 2,14U^{2,5}$	$7,9 + 11,7U + 4,8U^{3,5}$

De menționat că pentru perioada analizată s-a constatat o stabilitate relativ bună a consumului și aceasta cu atât mai mult cu cât consumatorul luat în considerare a fost mai mare. Pentru intervalul de variație a tensiunii considerat, puterile reactive au crescut mai repede decât cele active, odată cu creșterea tensiunii. Dacă pentru puterile active efectele de reglaj au fost de $0,645 \div 2,42$, pentru puterile reactive acestea au fost $2,36 \div 7,03$. Valorile ridicate ale efectului de reglaj al puterii reactive se datorează prezenței mari a motoarelor asincrone slab încărcate și de puteri mici la a), b) sau de puteri mai mari la f), precum și a numeroaselor transformatoare de 20/0,4kV foarte slab încărcate.

Desigur întrebarea care se pune se referă la influența pe care o are funcționarea la frecvență scăzută asupra variației impedanței armonice a rețelei. În acest sens pentru plecarea Variaș Petrol s-au calculat valorile impedanței armonice văzute pe barele stației Satchinez (tabelul 6.3).

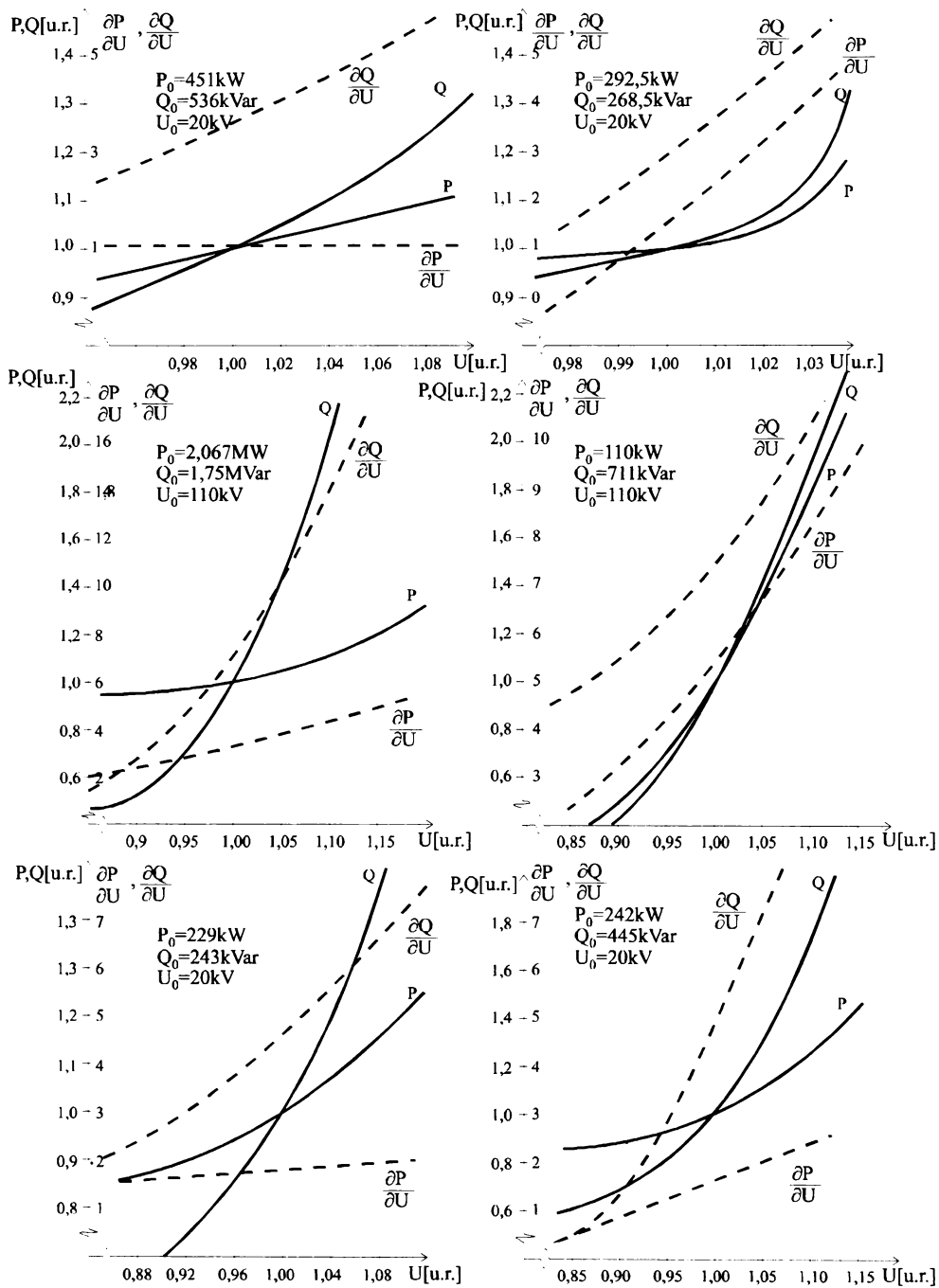


Fig.6.12' Caracteristici statice de tensiune și efectul de reglaj al acestora pentru consumatori echivalenți

Tabelul 6.3 Valorile impedanței armonice a rețelei de 20kV văzută în stația Satchinez pe plecarea Variaș Petrol.

Armonica	Plotul		
	1	3	5
3	4,32	4,8	4,95
5	4,5	4,9	5,3
7	8,4	4,4	18,3
9	7,5	7,8	11
11	9,6	7,7	9,3
13	12,4	13,7	14,2
15	14,7	9,4	16,31
17	28	7,87	17,4
19	13,2	11,04	15,9

Din analiza valorilor înscrise în tabelul 6.3 se constată că la frecvență scăzută odată cu creșterea tensiunii de alimentare, valorile impedanței armonice cresc în general iar rezonanța armonică corespunzătoare maximului local se deplasează spre frecvențe inferioare de la armonica de rang 17 – pentru plotul 1 la 13 pentru plotul 3 și 7 pentru plotul 5.

6.4. Funcționarea transformatoarelor de măsură în regim deformant

Transformatoarele de măsură uzual întâlnite în instalațiile electrice sunt elemente aferente lanțului de măsură susceptibile de erori atât în regim sinusoidal dar mai ales nesinusoidal, de aceea s-a considerat că vorbind despre precizia de măsurare a impedanței armonice este neapărat necesar să se analizeze erorile transformatoarelor de măsură ce funcționează în regim nesinusoidal.

6.4.1. Introducere

Problemele analizei comportării transformatoarelor de măsură în regim nesinusoidal a apărut în legătură cu următoarele aspecte [122]-[126]:

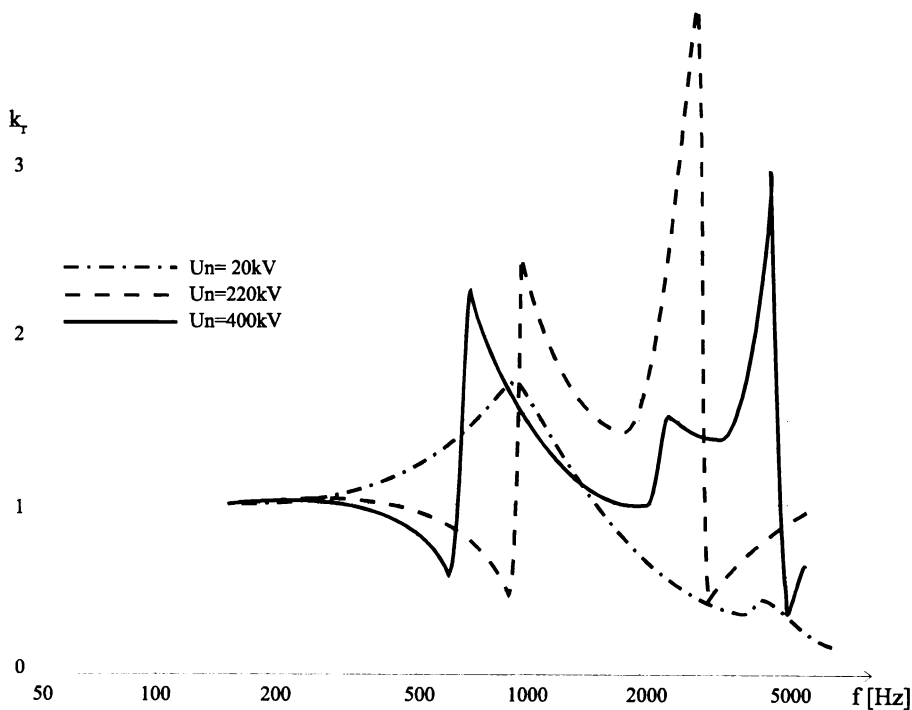
- corectitudinea redării variației mărimilor electrice (tensiune și curent) în timp pe durata fenomenelor tranzitorii și cvasitranszitorii,
- modul în care funcționează sistemele de protecție și monitorizare în care sunt interconectate transformatoarele de măsură în condițiile în care frecvența de funcționare poate atinge valori mult mai mari decât aceea nominală (cazul regimurilor tranzitorii perturbate),
- funcționarea sistemelor de măsură, monitorizare și protecție în condițiile în care receptorii în cauză prezintă un pronunțat caracter neliniar, adică sunt surse de regim deformant,
- corectitudinea măsurării puterii și energiei active și reactive.

Cercetările efectuate au vizat în primul rând latura experimentală și concordanța dintre modelul matematic propus și rezultatele experimentale obținute. S-au analizat atât transformatoarele de curent cât și cele de tensiune, deci trebuie menționat că majoritatea cercetărilor au fost orientate spre comportarea transformatoarelor de curent, fapt ce este evident, atât pentru că, curentul este mărimea mai mult deformantă, cât și datorită faptului că pentru transformatoarele de tensiune validarea experimentală se efectuează mai dificil [123].

Preocupările privind comportarea transformatoarelor de măsură în regim deformant sunt mai vechi, dar acestea au primit o amploare mai însemnată în ultima perioadă, în condițiile dezvoltării sistemelor digitale de măsură și a considerării unor noi tipuri de traductoare [127], [128].

Astfel în [122] se prezintă influența formei curbei curentului asupra preciziei transformatorului de curent. Sunt considerate trei tipuri de curbe; alură sinusoidală, alură ascuțită constituită din fundamentală și 20% din armonica a 3-a, valorile maxime sunt în fază și alura aplatizată constituită ca și anterior, dar valorile maxime sunt în opoziție de fază. Se constată experimental că cele mai mari erori apar în ultimul caz iar cele mai mici în cazul al doilea. Oricum, literatura evidențiază faptul că transformatoarele de măsură clasice prezintă în regim nesinusoidal erori mai mari decât în condițiile unui regim sinusoidal, erori mai mari decât în condițiile unui regim sinusoidal, erori ce se manifestă atât în ceea ce privește mărimea cât și faza curentului măsurat.

Dacă se definește raportul relativ de transformare ca fiind egal cu raportul real per cel nominal, variația acestuia cu frecvența poate furniza informații privind eroare de măsură. În acest sens în [24] se prezintă exemple de variație a raportului relativ de transformare cu frecvența pentru transformatoare de tensiune cu circuit magnetic și folosite în instalațiile de înaltă tensiune (fig.6.13).



a)

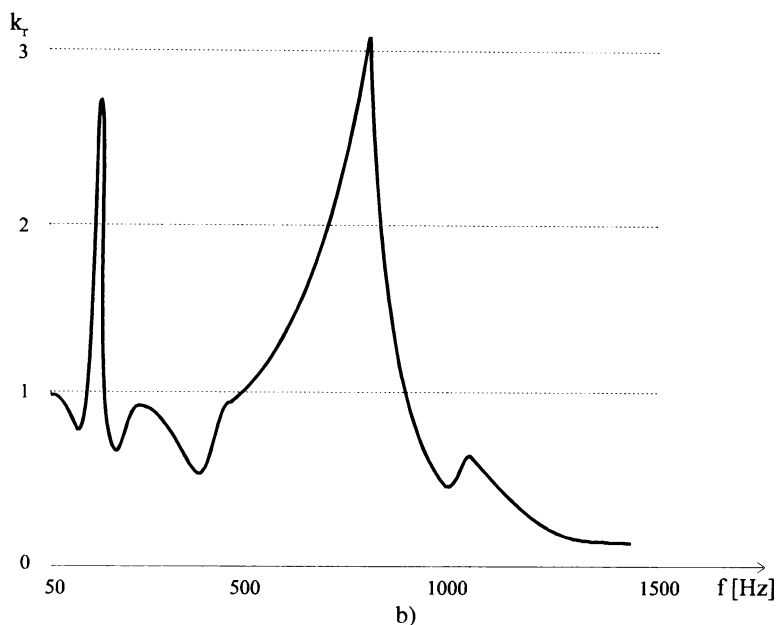


Fig.6.13. Variația raportului relativ de transformare pentru transformatoare de tensiune: a) cu circuit magnetic, b) capacitiv de 220 kV

Comentând aceste exemple, autorii articolului ajung la concluzia că nu se pot măsura cu transformatoarele de tensiune capacitivă, tensiunile armonice. Chiar și transformatoarele cu circuit magnetic la frecvențe ridicate prezintă erori însemnate, cu atât mai mult cu cât la înaltă tensiune alimentarea lor se realizează cu divizoare capacitive.

Pentru a urmări comportarea transformatorului de măsură foarte importantă este analiza funcției de transfer a transformatorului iar în cadrul ei a următoarelor aspecte [123]: amplitudinea și faza funcției de transfer, liniarizarea răspunsului cu frecvența, sensibilitatea răspunsului cu frecvența. Drept parametru al acestei funcții se poate considera mărimea și caracterul sarcinii secundare sau parametrii înfășurărilor transformatorului.

În cadrul acestui paragraf sunt prezentate problemele legate de comportarea transformatoarelor de curent și tensiune în regim nesinusoidal permanent. Analiza teoretică este completată de una experimentală efectuată pe transformatoare de medie și înaltă tensiune. Sunt analizate erorile de măsură și se stabilesc corelații între mărimea erorii, sarcina transformatorului și ordinul armonic. Aceste corelații pot constitui elemente de plecare pentru stabilirea unor proceduri digitale de creștere a informațiilor oferite de transformatoarele clasice de măsură.

6.4.2. Modelarea transformatorului de curent

Pentru a stabili forma funcției de transfer este necesar mai întâi a stabili schema echivalentă și parametrii acesteia.

Schemele echivalente utilizate pot fi în T [124], dar mai ales în Γ [126], fig. 6.14. unde parametrii înfășurării primare sunt reduși la nivelul de tensiune al înfășurării secundare.

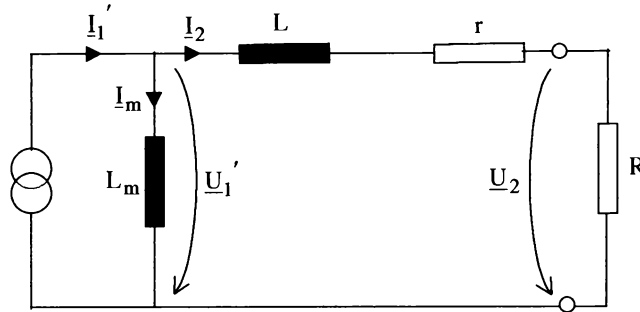


Fig.6.14. Schema echivalentă în Γ pentru un transformator de curent.

Parametrii schemei echivalente au următoarea semnificație:

- L_m - este inductivitatea de magnetizare a transformatorului,
- L - inductivitatea de dispersie totală a înfășurărilor transformatorului și a firelor de legătură,
- r - rezistența înfășurărilor și a firelor de legătură,
- R - rezistența shuntului de măsură din secundar.

Pentru schema echivalentă din fig.6.14. și pentru fundamentală se pot scrie relațiile:

$$\begin{aligned} \underline{I}_1' &= \underline{I}_2 + \underline{I}_m \\ \underline{U}_1' &= \underline{E} \\ \underline{U}_2 &= \underline{E} - \underline{I}_2 \cdot (r + j\omega L) \\ \underline{I}_m &= \underline{E} \cdot \underline{Y}_m = -j\underline{E}/\omega L_m \end{aligned} \tag{6.15}$$

E fiind tensiunea electromotoare.

Dacă se exprimă curentul secundar în funcție de acela primar se poate scrie pentru o armonică k :

$$\underline{I}_{2k} = \underline{\Psi}(k) \cdot \underline{I}_{1k}' \tag{6.16}$$

unde

$$\underline{\Psi}(k) = \frac{j\omega L_m}{R + r + j\omega(L + L_m)} = \frac{j\omega_1 \cdot k \cdot L_m}{R + r + j\omega_1 \cdot k \cdot (L + L_m)} \tag{6.17}$$

și este funcția de transfer dintre \underline{I}_1' și \underline{I}_2 în domeniul frecvență reprezentând de fapt răspunsul în frecvență al transformatorului.

Amplitudinea acestei funcții este:

$$\begin{aligned} \underline{\Psi}(k) &= \frac{k \cdot \omega_1}{\left[(R + r)^2 + k^2 \cdot \omega_1^2 \cdot (L_m + L)^2 \right]^{1/2}} = \\ &= \frac{1}{\left(1 + \frac{L}{L_m} \right) \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{R + r}{L_m + L} \right)^2} \cdot \frac{1}{k^2 \cdot \omega_1^2}} \end{aligned} \tag{6.18}$$

iar faza ei

$$\theta(k) = \arctg \frac{R+r}{\omega(L_m+L)} = \arctg \frac{\left(\frac{R+r}{L_m+L}\right)}{k\omega_1} \quad (6.19)$$

Din analiza relațiilor (6.18) și (6.19) se deduc următoarele concluzii:

- întotdeauna curentul secundar este mai mic decât acele corespunzător din primar, cu alte cuvinte regimul nesinusoidal din primar este atenuat în secundar,
- atenuarea regimului primar este cu atât mai pronunțată cu cât rapoartele L/L_m și $(R_m+r)/(L_m+L)\omega_1$ au valoarea mai mare, rangul armonicii k este mai mic,
- eroarea de fază este cu atât mai mică, cu cât raportul $(R_m+r)/(L_m+L)\omega_1$ este mai mic iar ordinul armonicii este mai mare.

În cea ce privește sensibilitatea funcției de transfer cu frecvența, aceasta are expresia pentru amplitudine:

$$\frac{\partial \Psi}{\partial \omega} = \frac{L_m \cdot (R+r)^2}{\left[(R+r)^2 + k^2 \cdot \omega_1^2 \cdot (L_m+L)^2 \right]^{3/2}} \quad (6.20)$$

iar pentru fază:

$$\frac{\partial \theta}{\partial \omega} = - \frac{(R+r)(L+L_m)}{\left[(R+r)^2 + k^2 \cdot \omega_1^2 \cdot (L_m+L)^2 \right]} \quad (6.21)$$

din analiza relațiilor (6.20) și (6.21) se constată că sensibilitatea celor două mărimi depinde de raportul $(R_m+r)/(L_m+L)\omega_1$ și ordinul armonicii k .

Sensibilitatea maximă se obține pentru k minim, adică pe fundamentală.

În sensul celor mai sus afirmate în tabelul 6.4 se prezintă: a) dependența raportului $1/(1+L/L_m)$ în funcție de raportul L/L_m ; b) dependența $(R+r)/k\omega_1(L_m+L)$ în funcție de $(R+r)/\omega_1(L_m+L)$ și k ($1 \div 5$); c) dependența expresiei $k/\sqrt{k^2 + A^2}$ în funcție de

$$\Lambda = \left(\frac{R+r}{L_m+L}\right) \cdot \frac{1}{\omega_1} \quad \text{și } k \text{ } (=1,2,3).$$

Tabelul 6.4.a) Dependența raportului $(1+L/L_m)^{-1}$ în funcție de raportul L/L_m

L/L_m	1/10	1/20	1/50	1/100	1/150	1/200
$\left(1 + \frac{L}{L_m}\right)^{-1}$	0,909	0,952	0,980	0,99	0,9933	0,995

Tabelul 6.4.b) Dependența expresiei $(R+r)/k\omega_1(L_m+L)$ în funcție de $(R+r)/\omega_1(L_m+L)$ și k

$\Lambda = \left(\frac{R+r}{L_m+L}\right) \cdot \frac{1}{\omega_1}$		1/20	1/30	1/50	1/100
k	1	0,05	0,033	0,02	0,01
	2	0,025	0,01667	0,01	0,005
	3	0,01667	0,0111	0,00667	0,0033
	4	0,0125	0,00833	0,0050	0,0025
	5	0,0100	0,00667	0,0040	0,0020

Tabelul 6.4.c) Dependența expresiei $k/\sqrt{k^2 + A^2}$ în funcție de A și k

A		1/20	1/30	1/50	1/100
k	1	0,9976	0,99944	0,9995	0,99995
	2	0,9997	0,999565	0,99995	0,9999799
	3	0,99986	0,9999	0,999977	0,99999

În cazul în care transformatorul de curent prezintă două înfășurări secundare, una de măsură și alta de protecție plasate pe același miez, se poate folosi o schemă echivalentă specifică transformatoarelor cu trei înfășurări, fig.6.15.

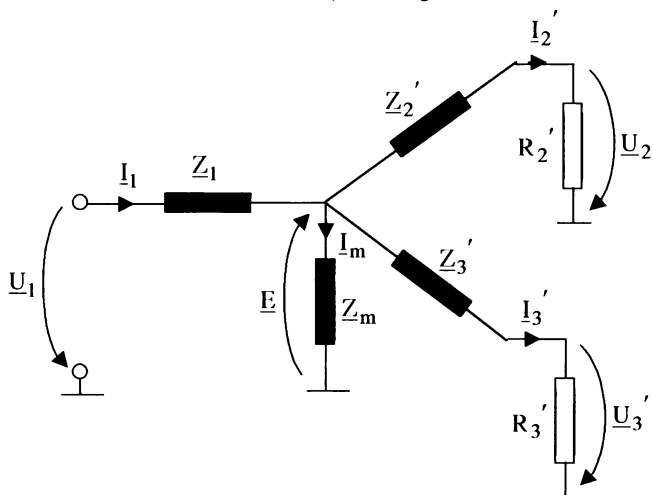


Fig.6.15. Schema echivalentă în T a unui transformator de curent cu două înfășurări secundare.

Pentru această schemă echivalentă și pentru fundamentală se pot scrie relațiile:

$$\begin{aligned}
 U_2' &= U_1 - I_1 \cdot Z_1 - I_2' \cdot Z_2' = I_2' \cdot R_2' \\
 U_3' &= U_1 - I_1 \cdot Z_1 - I_3' \cdot Z_3' = I_3' \cdot R_3' \\
 E &= U_1 - I_1 \cdot Z_1 \\
 I_1 &= I_m + I_2' + I_3' \\
 I_2' (Z_2' + R_2') &= I_3' (Z_3' + R_3') = I_m \cdot Z_m
 \end{aligned}
 \tag{6.22}$$

Cu acestea pentru funcția de transfer Ψ_{12} se poate scrie relația:

$$\Psi_{12}(k) = \frac{I_2' k}{I_1 k} = 1 / \left[1 + \frac{Z_2' + R_2'}{Z_3' + R_3'} + \frac{Z_2' + R_2'}{Z_m} \right]
 \tag{6.23}$$

sau dacă se consideră cele două înfășurări identice

$$\Psi_{12}(k) = Z_m / (2 \cdot Z_m + Z_2' + R_2') \quad (6.24)$$

Comparând relația (6.24) cu (6.25) rezultă că forma funcției de transfer este identică de la transformatorul cu două înfășurări, cu observația că în locul impedenței (reactanței) de magnetizare, aici apare dublul acesteia. Din același motiv rezultă că precizia de măsurare este mult îmbunătățită față de aceea a transformatorului cu două înfășurări.

În relațiile (6.19)-(6.24) mărimile notate cu " ' " s-au redus la primar.

6.4.3. Modelarea transformatorului de tensiune

Modelarea transformatorului de tensiune trebuie să ia în considerare și capacitatea parazită dintre înfășurări [123] (fig.6.16) care în schema echivalentă (6.17) șuntează impedența de magnetizare. Pe această schemă s-a notat cu "t" raportul de transformare (și nu cu k, pentru a nu-l confunda cu rangul armonicii).

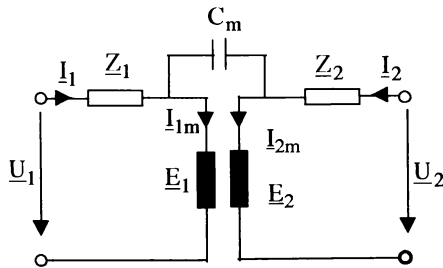


Fig.6.16. Modelul fizic al transformatorului de tensiune

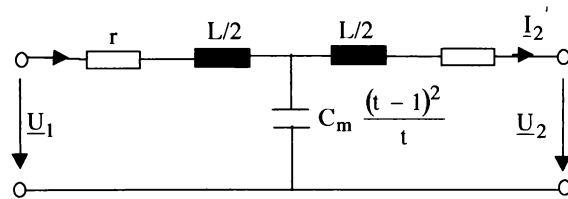


Fig.6.17. Schema echivalentă a transformatorului de tensiune

Ecuatiile care descriu funcționarea transformatorului din fig.6.16. sunt:

$$\begin{aligned} t \cdot E_2 &= E_1 = U_1 - Z_1 \cdot I_1 \\ E_2 &= U_2 - Z_2 \cdot I_2 \\ I_{1m} &= I_1 - j\omega C_m \cdot (E_1 - E_2) \\ -t \cdot I_{1m} &= I_{2m} = I_2 - j\omega C_m \cdot (E_2 - E_1) \end{aligned} \quad (6.25)$$

iar frecvența de rezonanță a circuitului din fig.6.17. este dată de relația:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \cdot \frac{\sqrt{2t}}{(t-1)} \quad (6.26)$$

Tensiunea secundară în funcție de aceea primară se exprimă prin relația:

$$\underline{U}_2 = -j \frac{1}{\omega C^*} \cdot \left[\frac{\underline{U}_1}{r + j(\omega L \cdot 2 - 1 \cdot \omega C^*)} \right] \quad \text{cu } C^* = C_m \frac{(t-1)^2}{t} \quad (6.27)$$

unde funcția de transfer are expresia:

$$\Psi_k = \frac{\omega C^*}{\left[\left(\frac{r}{2} \right)^2 + \left(\frac{\omega L}{2} - \frac{1}{\omega C^*} \right)^2 \right]^{1/2}} \quad (6.30)$$

iar faza

$$\theta_k = \left[\frac{r}{\omega L - 2 \omega C^*} \right] \quad (6.31)$$

În ceea ce privește ordinul de mărime a lui C_m , acesta este de zeci de nF.

De remarcat că θ_k reprezintă tocmai eroarea de unghi δ_U a transformatorului de tensiune.

6.4.4. Determinarea experimentală a funcției de transfer

De regulă tehnica testării experimentale a transformatoarelor de măsură constă în a aplica un semnal la intrare și a culege semnalul de la ieșire [104], [105]. Cele două semnale se înregistrează și apoi li se aplică transformata Fourier. Făcând raportul transformatelor semnalelor, se obține funcția de transfer. Deși principial simplă, aplicarea acestei proceduri ridică câteva probleme și anume: se necesită curenți de valoare relativ ridicată, semnalul de intrare trebuie să dispună de suficientă energie pe armonica de interes pentru a avea o precizie corespunzătoare, sursa de tensiune nu trebuie să prezinte zgomot de frecvență ridicată și altele.

Pentru prelucrarea și cuantificarea semnalelor prelevate se utilizează analiza de coerență.

De asemenea pentru a mări precizia calculului funcției de transfer, toate sursele de erori trebuie să fie minimizate. Din acest punct de vedere trebuie menționat, așa cum s-a arătat la capitolul 5, că acestea sunt [104], [105]: trunchierea semnalului datorită limitărilor de memorie, erori de discreditare datorită capacității limitate a convertoarelor digitale, zgomotele perturbatoare datorită cuplajelor electromagnetice.

Dacă $i_1(t)$ și $i_2(t)$ sunt curenții ce urmează să fie testați spre exemplu, practic se măsoară de fapt $\tilde{i}_1(t)$ și $\tilde{i}_2(t)$, semnale ce include și zgomotul, adică:

$$\begin{aligned} \tilde{i}_1(t) &= i_1(t) + n_1(t) \\ \tilde{i}_2(t) &= i_2(t) + n_2(t) \end{aligned} \quad (6.32)$$

Pentru N determinări o bună aproximare a funcției de transfer este dată de expresia următoare și anume:

$$\tilde{\Psi}(\omega) = \frac{\sum_1^N \tilde{I}_2(\omega) \cdot \tilde{I}_1^*(\omega)}{\sum_1^N \tilde{I}_1(\omega) \cdot \tilde{I}_1^*(\omega)} \quad (6.33)$$

În relația (6.330) semnul * semnifică conjugarea iar $I_1(\omega)$ și $I_2(\omega)$ sunt transformatele Fourier a celor două semnale. Practic se apreciază că $N=5$ asigură o precizie de măsură suficientă [123].

Pentru a valida funcția de transfer astfel determinată se calculează și funcția de coerență asociată măsurătorilor. Aceasta are expresia:

$$\text{Coh}(\omega) = \frac{\sum_1^N \tilde{I}_2(\omega) \cdot \tilde{I}_1^*(\omega)}{[\sum_1^N |\tilde{I}_1(\omega)|^2 \cdot \sum_1^N |\tilde{I}_2(\omega)|^2]^{1/2}} \quad (6.34)$$

Pentru o determinare corectă este necesar ca valoarea acestei funcții să fie cuprinse între 0 și 1.

6.4.5. Corecția măsurătorilor efectuate cu transformatoarele de curent

În anumite cazuri nu este posibil a se realiza măsurători suficient de precise cu transformatoarele de măsură. Situația apare mai ales la transformatoarele de curent, curentul fiind de obicei mult mai distorsionat decât tensiunea. În acest caz plecând de la caracteristicile cunoscute ale unui transformator de curent, este posibil a compensa erorile de amplitudine și defazare în domeniul timpului și frecvenței. Dar, trebuie subliniat că o compensare corectă a erorilor nu se poate efectua decât într-o configurație fixă: un anumit tip de transformator de curent, un anumit raport de transformare, cuplaj, aparent de măsură [125], [126].

6.4.5.1. Corecția în timp

Constă în a utiliza o rețea pasivă R-L-C sau un circuit activ (tranzistor, amplif. operațional, componente integrate, etc.). Corecția este eficientă într-o bandă anumită de frecvență, astfel că dacă semnalul măsurat conține numeroase armonici sunt necesare mai multe circuite de corecție.

Principiul constă în a anula curentul inductiv, de magnetizare cu ajutorul unui curent capacitiv suplimentar, furnizat de un circuit cu caracter capacitiv (fig.6.18).

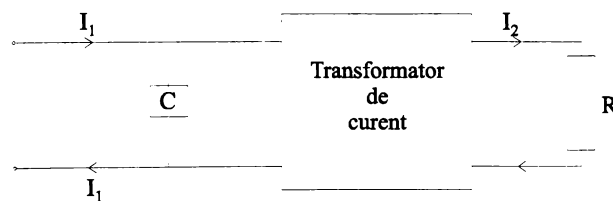


Fig. 6.18. Conectarea circuitului de compensare a curentului de magnetizare.

Dar, capacitatea împreună cu reacțanța de magnetizare a transformatorului determină un circuit echivalent a cărui caracter se schimbă cu modificarea frecvenței. Este necesar un condensator neliniar. Soluția este complicată și costisitoare.

6.4.5.2. Corecția în frecvență

Dacă măsurătorile sunt deja efectuate este posibil ca în domeniul frecvenței să se corecteze amplitudinea și faza unei mărimi electrice (de exemplu curent) prin intermediul unei tehnici informatice. Principalul procesul decurge conform celor prezentate în fig. 6.19.

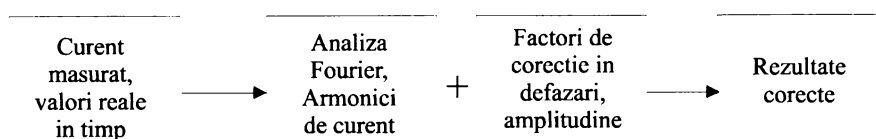


Fig. 6.19. Principiul procesului de compensare a erorilor transformatorului de curent în frecvență.

La corecțiile prezentate se mai pot adăuga recomandările generale de folosire adecvată a transformatoarelor de curent, cum ar fi [124]: sarcina să fie cuprinsă între 25 și 100%, cablurile de legătură să aibă lungimea cât mai mică, folosirea unui raport de transformare mic la receptori ce prezintă defazaj mic și altele.

6.4.6 Determinari experimentale

Determinările experimentale s-au efectuat în laborator în cadrul unui program mai amplu de verificare a unor transformatoare de măsură de medie și înaltă tensiune [129], [130], [131]. Drept elemente de achiziție și prelucrare s-a folosit sistemul SAD din cadrul laboratorului de Rețele electrice a facultății de Electrotehnică și echipamentul TRINET realizat de firma TELECOMM București. Schema de măsură se prezintă ca în fig. 6.20. Cele două semnale au fost duse la două canale de achiziție ale sistemului SAD.

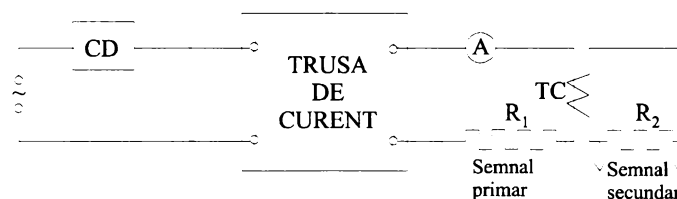
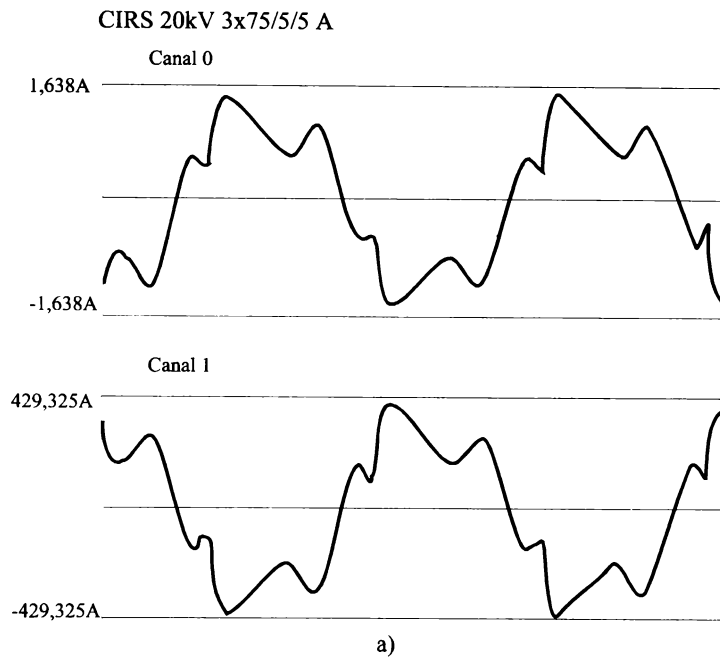


Fig. 6.20. Schema de măsurare a curenților primar și secundar al unui transformator de curent ce funcționează în regim nesinusoidal: CD - circuit de deformare, R_1 - shunt de precizie, $0,01\Omega$, 100A; R_2 - shunt de precizie $0,1\Omega$; 25A; A - ampermetru clasă de precizie 0,1; TC - transformator de curent

În cele ce urmează se vor prezenta câteva din rezultatele obținute pe înfășurarea de măsură a unui transformator de curent CIRS 10kV 30/5/5A corespunzător unui regim nesinusoidal relativ pronunțat și a unor sarcini de 5÷30% din aceea nominală. Forma undei se prezintă în fig. 6.21, iar mărimile ce caracterizează regimul nesinusoidal sunt:

- coeficientul de distorsiune δ_1 are valori $24\pm 26\%$, crescând ușor cu creșterea sarcinii,
- nivelul armonicii a 3-a are valori cuprinse între $12\pm 14\%$ și scade odată cu creșterea sarcinii;
- nivelul armonicii a 5-a are valori cuprinse între $14,88\pm 19,6\%$ și crește odată cu creșterea sarcinii;
- nivelul armonicii a 7-a are valori cuprinse între $9,75\pm 11,6\%$ și scade cu creșterea sarcinii,



Arm	Nivel		VefArm		KArm
	I_p	I_s	I_p	I_s	
1	1,0000	1,0000	30,5095	1,0138	30,0953
3	0,2758	0,2753	8,4138	0,2791	30,1470
5	0,1248	0,1262	3,8079	0,1280	29,7552
7	0,0872	0,0899	2,6590	0,0911	29,1802
9	0,0587	0,0599	1,7910	0,0607	29,4931
11	0,0500	0,0499	1,5244	0,0506	30,1165
13	0,0320	0,0308	0,9755	0,0312	31,2853
15	0,0220	0,0232	0,6725	0,0235	28,5575
17	0,0141	0,0144	0,4298	0,0146	29,4911
19	0,0111	0,0159	0,3384	0,0161	20,9652
21	0,0081	0,0091	0,2481	0,0093	26,7859
23	0,0064	0,0074	0,1953	0,0075	26,0108
25	0,0048	0,0067	0,1450	0,0068	21,2937

b)

Fig. 6.21. a) curba curentului primar și secundar al transformatorului de curent încărcat;
b) rezultatele analizei armonice

Deși s-a încercat menținerea unui regim nesinusoidal constant prin valorile mărimilor sale caracteristice, acest lucru nu s-a putut realiza.

Modificarea valorii curentului de alimentare la aceleași valori ale parametrilor curentului de deformare a condus la modificarea mărimilor caracteristice a regimului deformant și aceasta datorită curentului neliniar al elementelor circuitului de deformare. Pentru o sarcină de 30% și respectiv 10% în fig.6.22 se prezintă modulul funcției de transfer în funcție de ordinul armonicilor impare. Nivelul armonicilor pare a fost foarte mic și ca urmare acestea nu s-au luat în considerare.

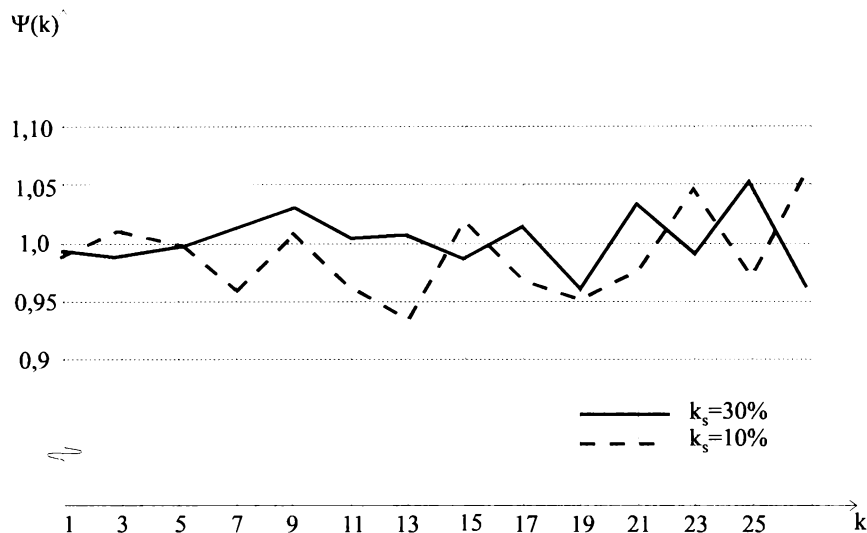


Fig. 6.22. Variația modulului funcției de transfer cu ordinul armonicii.

Analizând cele prezentate în figura 6.22 se constată comportarea neliniară a transformatorului de măsură. Pentru armonicile inferioare 1, 3, 5 transformatorul rămâne în clasa de precizie, dar pentru armonici superioare iese din clasa de precizie. Erorile sunt mai mari la sarcină mai mică.

Măsurătorile s-au grupat în 3 categorii: a) pentru sarcini mai mici decât 10%, b) pentru sarcini cuprinse între 10 și 20% și c) pentru sarcini cuprinse între 20 și 30%. În cadrul fiecărei categorii s-au efectuat 10 măsurători, valorile curenților armonici fiind exprimați în complex și apoi pentru fiecare armonică impară s-a calculat funcția de transfer corespunzătoare. Dependența abaterilor acestei funcții de transfer față de 1 și luate apoi în modul se prezintă în fig. 6.23 armonicile luate în considerare fiind 1, 3, 5, 7, 9, 11 și 13. Se constată că pentru armonicile inferioare nu apar practic diferențe între cele trei curbe de variație, în schimb pentru armonici de ordin superior (>5) apar diferențe, abaterile maxime înregistrându-se pentru sarcinile minime.

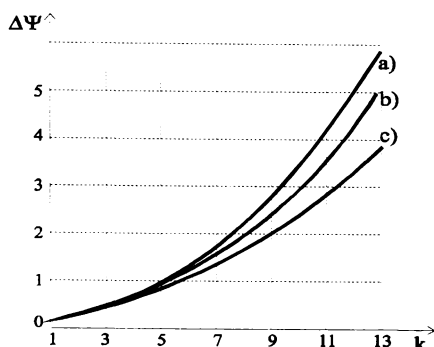


Fig. 6.23 Variația abaterilor funcției de transfer cu ordinul armonicii a) $k_S \in [5,10\%]$; b) $k_S \in [10,20\%]$; c) $k_S \in [20,30\%]$;

Dependențe similare cu ordinul armonicii se pot stabili și pentru faza funcției de transfer, rezultând de aici eroarea de fază a transformatorului de curent.

Dacă se dispune de curbe de genul celor prezentate în fig. 6.23, după efectuarea achiziției și descompunerea curentului secundar în armonici, în funcție de forma curentului primar și mărimea sarcinii se poate interveni asupra amplitudinii și fazei armonicilor principale a curentului secundar.

6.4.7. Observații asupra determinărilor experimentale

Măsurătorile efectuate în laborator au evidențiat caracterul nelinier al transformatoarelor de măsură, faptul că comportarea acestora în regim nesinusoidal conduce la erori mai mari decât în regim sinusoidal, erori care depind de mărimea sarcinii, gradul de deformare al curbelor de curent și de tensiune, ordinul armonicii. Referindu-ne la transformatoarele de curent trebuie menționat că de regulă cu cât sarcina este mai redusă, gradul de deformare mai pronunțat iar ordinul armonicii mai ridicat, cu atât și eroarea este mai mare.

Pentru transformatoarele de curent analizate eroarea în amplitudine este determinată în principal de eroarea pe fundamentală. Aceasta este în general pozitivă, adică în secundar se obține o amplitudine ușor diminuată cu $0,2 \pm 0,9\%$. Valorile mai mici sunt obținute în condițiile unor regimuri ușor distorsioniste sau chiar sinusoidale și pentru sarcini mai mari decât 10% iar valorile mai mari se obțin pentru regimuri distorsionate ($\delta_i > 20\%$) și sarcini reduse (mai mici decât 9%). Pentru anumite regimuri nesinusoidale, caracterizate prin anumite valori ale mărimilor caracteristice regimului deformant se pot stabili pe intervale dependența erorilor cu rangul armonicii. Deși corelațiile stabilite sunt destul de "slabe", acestea permit într-o primă aproximare estimarea ordinului de mărime al erorilor armonicilor curbelor de curent și realizarea unei proceduri adecvate pentru anumite tipuri de transformatoare de măsură. Sistemul de achiziție și prelucrare trebuie prevăzut cu o procedură care dependent de forma curbei de curent, gradul de încărcare și ordinul armonicii să introducă o corecție în amplitudinea și faza curentului secundar armonic.

Referitor la transformatoarele de tensiune, încercările s-au desfășurat mai dificil, rezultatele obținute neputând fi comparate prin utilizarea a două mijloace de măsură distincte. Deși condesatoarele utilizate au prezentat clasă de precizie ridicată s-au constatat erori sensibile în procesul de măsurare, valorile lor corespunzând cu aceea din literatură.

Ca urmare se propune evitarea identificării impedanței armonice direct pe barele unui consumator deformant, ci înainte de transformatorul de alimentare pentru a se putea asigura

o tensiune cât mai puțin deformantă. În aceste condiții riscul de a introduce erori în procesul de măsurare scade sensibil.

6.5. CONCLUZII

Scopul acestui capitol a fost acela de a evidenția câteva din problemele pe care le ridică identificarea impedanței armonice a rețelelor sub aspectul preciziei măsurătorilor legate pe de-o parte de particularitățile procesului analizat (semnale de amplitudine redusă, frecvență scăzută), pe de altă parte de erorile introduse în lanțul de măsură de transformatoarelor de măsură (curent, tensiune) în mod deosebit a celor de curent. Prin volumul mare de determinări experimentale efectuate, în decursul unei perioade mai îndelungate 1986-1996, determinări la care autorul lucrării a participat direct [69], [74], [75], [81], [120], [130], [131], dar mai ales prin concluziile care au rezultat s-a considerat că este util ca această prezentare să se efectueze distinct, putând constitui obiectul unui studiu detaliat. Nu s-a încercat efectuarea acestui lucru, considerându-se că evidențierea lor și găsirea unor soluții, unele propuse chiar de autor sau de colectivul din care a făcut parte și autorul, ar fi suficiente.

Astfel amplificarea semnalelor de tensiune se poate efectua teoretic prin analiza regimului deformant folosind mărimile "capacitive", mărimi ce permit o amplificare a semnalelor armonice. Cu cât semnalul prezintă o frecvență mai ridicată cu atât și amplificarea este mai mare. Introducerea rezidului deformant "capacitiv" și a factorului de distorsiune "respectiv" mărește sensibilitatea regimului deformant la analiza și interpretarea efectului unor măsuri care se întreprind în rețelele electrice legat de atenuarea regimului deformant, respectiv limitarea efectelor acestuia. Din punct de vedere aplicativ autorul a propus un procedeu "capacitiv" de estimare a tensiunii armonice prin intermediul unui curent ce este amplificat și măsurat cu ajutorul unui transformator de curent, procedeu constituind actualmente obiectul unei cereri de brevet OSIM.

În legătură cu funcționarea în regim de frecvență scăzută, deși la prima vedere punerea problemei pare a fi "deplasată", ea se justifică din două considerații:

- riscul ca pe unele perioade de timp, datorită unor avarii sistemul electroenergetic să funcționeze la frecvență scăzută,
- baza de date existentă, rezultat al măsurătorilor unui colectiv de cercetare din care a făcut parte și autorul.

Legat de funcționarea la frecvență scăzută s-au constatat următoarele aspecte și anume:

- accentuarea regimului deformant și nesimetric atât în tensiune cât și în curent,
- creșterea nivelului armonicilor a 3-a și a 9-a în curba curentului absorbit pe plecărilor de medie tensiune din stațiile de înaltă/medie tensiune,
- caracteristicile statice ale consumatorului complex, atât pe barele de medie cât și înaltă tensiune își măresc panta de variație, corespunzător unor efecte de reglaj mult mai mari ca valoare; dintre acestea se disting $\partial Q/\partial U$ care pentru plecări ce prezintă receptori de tip motoare asincrone sunt cuprinse între 2,36 și 7,03. De menționat că pentru anumiți consumatori particulari ce prezentau un grad de utilizare a puterii instalate de 10-15%, efectul de reglaj $\partial Q/\partial U$ a atins și valoarea de 11.

În aceste condiții identificarea impedanței armonice a rețelei pare nefirească, întrucât informațiile pe care le oferă aceasta în legătură cu frecvența de rezonanță sau cu amplitudinea acesteia sunt necorcondate cu regimul normal de funcționare, starea de magnetizare și în mod deosebit saturația magnetică fiind alta decât aceea reală a sistemului, în condițiile de funcționare. Determinările experimentale efectuate la nivelul anului 1989 au

evidențiat faptul că în condiții de funcționare la frecvența de 47Hz frecvența de rezonanță este foarte sensibilă cu nivelul de tensiune, coborând către armonicile inferioare 5, 7 prin aceasta devenind foarte periculoasă pentru siguranța în funcționare a instalațiilor sistemului electroenergetic.

Legat de erorile transformatoarelor de măsură lucrarea a prezentat câteva aspecte despre cauzele acestor erori, rolul funcției de transfer al transformatoarelor de măsură în aprecierea erorilor și rezultatele unor determinări experimentale (400-450) efectuate pe un lot reprezentativ de transformatoare de curent și tensiune considerate din instalațiile FRE Timișoara.

Pentru efectuarea măsurătorilor s-au utilizat sisteme de achiziție performante existente în cadrul laboratorului de Rețele electrice al facultății de Electrotehnică și al Intreprinderii de Rețele Electrice Timișoara. Atenția sporită a fost acordată transformatoarelor de curent, dat fiind facilitățile oferite de acestea procesului de măsurare.

Măsurătorile efectuate au evidențiat faptul că transformatoarele de măsură obișnuite prezintă erori sensibile la frecvențe ridicate ($> 100\text{Hz}$) în regim deformant și că rezultatele ce pot fi obținute peste această frecvență sunt eronete. Ca urmare se consideră că prevederile normativului PE 143/94 nu pot aplicate neexistând mijloacele practice de analiză a regimului deformant până la frecvența de 2000Hz.

Pentru transformatoarele de curent măsurate s-a constatat că regimul deformant conduce la erori de măsură, care depind de gardul de încărcare al transformatorului și de ordinul armonicii la care ne referim. Astfel pentru sarcini de $5\div 10\%$, abaterea raportului de transformare este de circa 1,8% pentru armonica 7 și 5,75% pentru armonica 13-a, în schimb pentru sarcini de $20\div 30\%$ chiar pentru armonica a 13-a abaterea nu depășește 4%. O evaluare corectă a erorilor însă nu se poate efectua decât pe tipuri de curbe de curent, de exemplu, aferent tracțiunii electrice feroviare.

În concluzie se poate afirma că, din cauza lanțului de măsură și în particular al transformatoarelor, identificarea impedanței armonice, mai ales pentru frecvențe superioare se efectuează cu erori de ordinul a $(10\div 20\%)$.

Contribuțiile originale ale autorului în cadrul acestui capitol se referă la următoarele:

- introducerea mărimilor “capacitive” și în primul rând a factorului de distorsiune capacitiv,
- introducerea factorului de putere deformant “capacitiv”,
- definirea echivalentului “capacitiv” al armonicilor de tensiune util în estimarea suprasolicităților bateriilor de condensatoare,
- evidențierea particularităților regimului deformant la transformatoare slab încărcate cu referire la sensibilitatea coeficientului de distorsiune și a nivelului armonicii a 5-a cu tensiunea, în condiții de funcționare cu frecvență redusă,
- evidențierea particularităților caracteristicilor statice cu tensiunea ale unor consumatori tip (agroindustrial, industrial, rural, extracție petrol, transformator stație, stație 110/MT), în condiții de funcționare cu frecvență scăzută (47Hz);
- analiza experimentală a erorilor de măsurare a transformatoarelor de curent și tensiune în condițiile unor forme tip de curbe deformate ale curentului și tensiunii,
- stabilirea unor concluzii utile privind mărimea erorilor de amplitudine de curent,
- deducerea concluziei că, cu transformatoare de măsură obișnuite, identificarea impedanței armonice la superioare ($>1000\text{Hz}$) se face cu erori sensibile, de ordinul a $10\div 20\%$.

CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE

Cap. 7

Lucrarea de față și-a propus ca din diversitatea de probleme pe care le prezintă studiul regimului deformant în rețelele sistemului electroenergetic să aleagă una singură, cât mai reprezentativă din punct de vedere al conținutului de informații pe care le poate oferi despre starea armonică a unei rețele. În acest scop alegerea s-a oprit asupra impedenței armonice - mărime sintetică pentru aprecierea comportării armonice a rețelei într-un nod în regim permanent.

Această mărime permite abordarea sistemică a rețelei într-un concept unitar echivalând rețeaua văzută în acel nod cu impedența armonică.

De parte de a soluționa complet problema impedenței armonice, lucrarea încearcă să ordoneze cunoștințele existente în legătură cu aceasta, să asigure o abordare sistematică și coerentă a estimării impedenței armonice, evidențiind dificultățile ce survin și propunând căi de soluționare.

În capitolul 1 se prezintă cauzele regimului deformant (nesimetric), evidențiindu-se faptul că existența acestuia este o consecință a prezenței elementelor neliniare de sistem dintre care un rol important îl au receptorii prevăzuți cu dispozitive și circuite de electronică de putere.

Sunt trecute apoi în revistă efectele negative ale regimului deformant justificându-se prin acestea preocupările cercetătorilor și a celor care exploatează sistemul electroenergetic de a cunoaște și limita regimul deformant. Este cu totul firesc să se prezinte o parte din direcțiile actuale de cercetare, evidențiindu-se obiectul tezei de doctorat - impedența armonică a rețelei.

Capitolul se încheie prezentând conținutul capitolelor ce urmează și marchează printr-o ordinogramă traseul dezvoltărilor cercetării.

În capitolul 2 se introduce noțiunea de impedanță armonică. Pentru aceasta se apelează la definiția dată de grupul de lucru GTCCO2 al CIGRE, definirea impedenței armonice fiind legată de utilizarea metodei componentelor de secvență la calculul electric al regimurilor de funcționare al sistemelor electroenergetice.

Se prezintă metoda componentelor de secvență și procedura de estimare a parametrilor de secvență ai schemei echivalente a elementelor de sistem plecând de la cunoașterea matricei impedanțelor de fază. Determinarea elementelor acestei matrici se efectuează avându-se în vedere regimurile particulare de scurtcircuit și de mers în gol pe o singură fază. Considerându-se succesiv elementele de rețea de formă generală fără conductoare suplimentare, cu conductor neutru, cu conductor de gardă se constată că forma impedenței de secvență directă nu depinde de prezența conductorului neutru, de impedența căii de întoarcere prin pământ sau a conductoarelor de gardă. În schimb impedența de secvență homopolară depinde de prezența acestora.

Analiza completă a definiției impedenței armonice a rețelei a evidențiat utilitatea și proprietățile acestuia și anume:

- este o mărime caracteristică a rețelei în nodul de interes,
- valoarea (modulul) și faza ei reflectă modificarea puterilor absorbite de consumatori și structura rețelei,
- poate fi estimată prin calcule sau prin măsurători,
- este utilă sub aspectul verificării unor instalații de atenuare a regimului nesinusoidal sau de compensare a puterii reactive,
- reflectă schimburile energetice ce decurg pe armonicile de tensiune și de curent,
- prin cunoașterea ei se poate stabili sensul în care trebuie acționat cu scopul de a evita fenomenele nedorite, în mod deosebit cele de rezonanță armonică paralel,

Impedanța armonică poate fi evaluată prin calcule, acestea oferind o posibilitate comodă de analiză prealabilă a fenomenelor armonice dintr-o rețea electrică. În acest sens s-a efectuat o clasificare a metodelor analitice și s-au evidențiat etapele determinării impedanțelor armonice, una dintre acestea fiind alcătuirea schemei echivalente armonice a elementelor de rețea și calculul parametrilor acesteia.

În capitolul 3 sunt prezentate modelele armonice ale elementelor de sistem corespunzător secvenței directe. Pentru aceasta s-au avut în vedere armonicile de rang $k \neq 3p$ iar secvența curentului aceea directă. Elementele de rețea au fost considerate liniare iar sursele de putere din sistem (generatoarele sincrone) produc la borne un sistem simetric de tensiuni de succesiune directă.

Din analiza comportării schemei echivalente armonice a transformatorului s-a constatat că odată cu creșterea rangului armonicii, participarea impedanței transversale este tot mai redusă, fapt ce atestă adoptarea în ultima vreme a unor scheme echivalente armonice simplificate care nu cuprind decât o impedanță longitudinală, identificarea componentelor acestuia efectuându-se experimental.

Din analiza comportării schemei echivalente armonice a liniei electrice aeriene s-a constatat că rezistența și reactanța liniară depind de rangul armonicii, mărindu-și valoarea odată cu creșterea ordinului armonicii, rezistența mai lent iar reactanța armonică mai pronunțat, astfel încât raportul dintre rezistența și reactanța armonică scade rapid cu creșterea ordinului armonicii, forma de variație fiind apropiată de aceea a unei exponențiale descrescătoare.

Coefficienții lui Kennelly își modifică valoarea cu ordinul armonicii având un pronunțat caracter real, motiv pentru care în calcule se poate renunța la partea imaginară. Pentru ranguri ale armonicilor $k \leq 7$ coeficienții au valoarea foarte apropiată de 1, dar pentru $k \geq 20$ diferențele cresc sensibil conducând la erori de 30÷40%.

Prin urmare din punct de vedere armonic cu $k \leq 40$ linia de 110kV și lungime 40km este o "linie lungă". Impedanța caracteristică a liniei nu este constantă cu frecvența ci se modifică, micșorându-și valoarea la creșterea ordinului armonicii.

Din analiza comportării schemei echivalente armonice a liniei subterane a rezultat că modificarea parametrilor acesteia cu rangul armonicii este relativ pronunțată; pentru rezistență și reactanță nu se poate vorbi de o tendință constantă de variație, ci dependent de intervalul de frecvență, panta de variație este mai puțin sau mai mult pronunțată. Coeficienții lui Kennelly își modifică valoarea cu rangul armonicii dar au un pronunțat caracter real, componenta imaginară având valoare foarte redusă. Impedanța caracteristică a cablului variază într-o plajă mare de valori odată cu creșterea ordinului armonicii, în intervalul $k \in [1,40]$ reducându-și valoarea la mai puțin de jumătate.

Din analiza comportării armonice a schemei echivalente a consumatorilor liniari au rezultat următoarele:

- consumatorii electrici răspund și participă la modificarea parametrilor electrici ai sistemului un rol important avându-l caracteristicile de frecvență ale receptorilor componenți;
- consumatorului complex i se pot atașa diferite scheme echivalente armonice, rezultat a două direcții de cercetare: una analitică care sintetizează două modele principale, unul corespunzător sarcinilor statice și altul celor rotative, le ponderează cu cota parte din puterea activă și reactivă ce revine fiecăreia și apoi le reunește și alta experimentală, care pornind de la scheme L, R serie, paralel sau combinații ale acestora; identifică experimental parametrii schemelor în funcție de particularitățile consumatorului;
- în timp schemele echivalente ale consumatorului complex liniar au evoluat de la simplu la complex în ultima vreme apelându-se la scheme mai complexe, care separă consumatorii statici de cei rotativi, pentru cei rotativi de tipul motoare asincrone considerându-se parametrii echivalenți ce depind de parametrii efectivi ai motoarelor existente;
- impedanța armonică a consumatorului complex variază într-o plajă relativ mare de valori și acestea dependent de modelul adoptat și de intervalul de frecvență considerat; pentru frecvențe mici ($k < 11$) domeniul de variație este relativ redus (pentru cazul considerat el nu a depășit 4000Ω), dar pentru valori mari ($k > 25$) el atinge valori relativ mari ($> 12000\Omega$) și continuă să crească cu ordinul armonicii;
- legile de variație ale impedanțelor armonice a schemelor echivalente a consumatorului complex sunt diferite, predominând aceea liniară: modelul 8 cel mai complex prezentând o lege de variație parabolică cu tendințe de saturație la frecvențe ridicate.

Capitolul 4 încadrează problema evaluării prin calcul a impedanței armonice în calculul circulației de curenți și tensiuni armonice. În acest scop au fost prezentate aspectele principale pe care le comportă acest calcul: ipoteze de calcul, situații particulare care pot apărea și metoda generală de calcul. Una dintre situațiile ce pot apărea este aceea când o stație alimentează consumatori liniari și deformați. Aceasta a fost tratată mai amănunțit considerându-se două variante: bară comună de alimentare pentru cei doi consumatori și bare distincte.

Au fost determinate expresiile impedanțelor armonice și ale coeficienților de transfer a tensiunilor și curenților armonici, analizându-se poluarea armonică produsă de consumatorul deformați asupra consumatorului liniar, bateriei de condensatoare folosită pentru compensare și asupra sistemului. S-a analizat influența modului de reprezentare (a schemei echivalente) a consumatorului complex liniar asupra legii de variație și valorilor impedanțelor armonice, precum și a parametrilor elementelor de rețea (transformator, baterie de compensare).

În legătură cu calculul impedanței armonice în cazul primei rețele test considerate (consumatorul liniar, deformați și bateria de condensatoare sunt alimentate de pe aceleași bare) se constată că:

- prezența consumatorului deformați afectează defavorabil atât funcționarea consumatorului liniar, cât mai ales a bateriei de condensatoare;
- valoarea impedanței armonice văzută pe barele de alimentare depinde de parametrii rețelei, sistemului, ai consumatorului liniar și a bateriei de condensatoare;
- forma de variație a impedanței armonice depinde de modelul adoptat pentru consumatorul complex și de gradul de compensare al puterii reactive;
- prezența bateriei de condensatoare modifică forma de variație a impedanței armonice în condițiile adoptării aceluiași model pentru consumatorul liniar: în absența bateriei variația impedanței armonice este foarte apropiată de o dreaptă crescătoare, mai puțin modelul 5, care prezintă o variație parabolică cu un extrem cuprins între $k \in [13;17]$: pentru

armonici de rang $k < 7$ practic toate cele opt modele adoptate conduc la aceleași valori pentru impedanța armonică, diferențierea făcându-se pentru armonici superioare ($k > 17$);

- domeniul frecvențelor de rezonanță depinde de gradul de compensare al puterii reactive, cu cât puterea reactivă instalată în baterie este mai mare, cu atât și lățimea intervalului este mai mică iar diferențele între modelele adoptate pentru consumator mai mici, pentru un grad de compensare al puterii reactive de 60% (2,4Mvar), frecvența de rezonanță este cuprinsă între 350÷450Hz situație foarte periculoasă dacă pe bare este racordat un redresor hexafazat. La grad de compensare redus frecvențele de rezonanță apar într-un domeniu larg de valori (700÷1000Hz), valoarea frecvenței de rezonanță depinzând de modelul adoptat pentru consumator (modelul 5 a condus la valorile cele mai mici – pesimiste, iar modelul 2 la cele mai mari –optimiste);
- amplitudinea (valoare maximă) impedanței depinde de gradul de compensare și de modelul adoptat pentru consumator. Cu cât gradul de compensare se micșorează mai mult, cu atât și amplitudinea impedanței armonice crește. Modelele 1, 6, 7 conduc la cele mai mari valori, modelul 6 detașându-se și față de celelalte două printr-o valoare de aproape zece ori mai mare;
- bateria de condensatoare este puternic suprasolicitată cu tensiuni armonice dar mai ales cu curenți armonici; aceștia au valoare maximă firește la rezonanța armonică și corespund unei amplificări a curentului armonic produs de consumatorul deformant gradul de suprasolicitare ce e independent de modelul adoptat pentru consumator;
- sistemul electroenergetic este protejat de poluarea armonică produsă în rețea de consumatorul deformant, coeficienții de transfer ai tensiunii și curentului armonic la bornele sistemului având valori foarte reduse;
- impedanța armonică a permis exprimarea foarte comodă a coeficientului de transfer a curentului α_{IS} în funcție de acela al tensiunii α_{US} .

Referitor la calculul impedanței armonice și a coeficienților de transfer ai tensiunilor și curenților armonici în cazul celei de a doua rețele test considerate (consumatorul liniar și bateria de condensatoare sunt alimentate de la o bară iar consumatorul deformant de la alta) se constată următoarele:

- în intervalul de frecvență considerat ($k \leq 40$), impedanța armonică a rețelei văzută la barele consumatorului deformant (unde de regulă urmează să se instaleze filtrele de armonici), variază liniar cu rangul armonicii iar valorile atinse și panta dreptelor de variație nu depinde de modelul adoptat pentru consumatorul liniar și nici de gradul de compensare al puterii reactive absorbite de acesta (în intervalul 0÷0,6u.r);
- valorile impedanței armonice depind în mare măsură de impedanța transformatorului de alimentare a consumatorului deformant și nu depind practic de aceea a transformatorului ce alimentează consumatorul liniar; odată cu scăderea valorii impedanței transformatorului impedanța armonică scade și ea;
- coeficientul de transfer al tensiunii pe barele consumatorului liniar (α_{UC}) prezintă o variație liniar-crescătoare odată cu creșterea rangului armonicii și în intervalul de frecvență considerat prezintă valori foarte reduse (maximum 1,2% pentru modelul 6), fapt ce dovedește că, consumatorul liniar este protejat de poluarea armonică. Valorile lui α_{UC} sunt sensibile la micșorarea impedanței transformatorului ce alimentează consumatorul deformant, respectiv liniar mărindu-și valoarea de aproximativ trei și două ori la punerea în paralel a două transformatoare identice pentru alimentarea consumatorului deformant și respectiv liniar. În aceste condiții coeficientul de transfer al tensiunii armonice poate deveni chiar 4%, valoare ce nu poate fi neglijată;

- modulul coeficientului de transfer al tensiunii armonice pe barele sistemului (α_{US}) prezintă o variație descrescătoare la creșterea rangului armonicii, având valori sub 1,22%, fapt ce îndreptățește afirmația că perturbația armonică produsă de consumatorul deformant nu se transmite sistemului. Variația este independentă de modul de reprezentare, gradul de compensare al consumatorului liniar dar depinde de impedanța transformatorului ce alimentează consumatorul deformant și cel liniar, crescând odată cu scăderea acestora (practic în aceeași măsură ca și α_{UC});
- coeficienții de transfer ai curenților armonici injectați în sistem (α_{IS}) sau absorbiți de consumatorul liniar (α_{IC}) pot fi calculați cu ajutorul impedanței armonice a rețelei văzute pe barele consumatorului deformant (Z_A) înmulțită cu admitanța sistemului (Y_S) respectiv a consumatorului liniar (Y_C) și coeficientul de transfer al tensiunii armonice corespunzătoare (α_{US} sau α_{UC}). În acest fel se justifică încă o dată utilitatea cunoașterii impedanțelor armonice.

În capitolul 5 sunt abordate problemele care apar la identificarea experimentală a impedanțelor armonice și sunt prezentate determinările experimentale, insistându-se pe rezultatele obținute prin prelucrarea acestora. În prima parte sunt prezentate probleme referitoare la identificarea experimentală a proceselor, considerându-se pentru aceasta modelele dinamice. Modelul dinamic este mai general, decât acela static, acesta din urmă putând fi considerat un caz particular al primului. În aceste condiții și regimul armonic al unei rețele poate fi modelat și identificat prin intermediul impedanței armonice. Din cele prezentate au rezultat avantajoase metodele pasive ce folosesc mărimile de la funcționarea normală a rețelei.

O atenție sporită s-a acordat eliminării erorilor de măsurare și creșterii preciziei de identificare. În acest scop s-a insistat asupra necesității utilizării analizei de corelație, autorul propunând firmei TELECOM București implementarea unor programe adecvate de calcul a impedanțelor armonice, programe la care este coautor.

Determinările experimentale s-au efectuat în laborator și în câteva stații ale FRE Timișoara. În cadrul laboratorului măsurătorile s-au efectuat pe o bobină trifazată cu miez de fier și întrefier la care fenomenul de saturație apare după 1000Hz.

- matricea impedanțelor de fază armonice poate fi determinată prin încercări pe o singură fază, celelalte două fiind în gol; metoda este bine cunoscută și aplicată pe fundamentală, dar ea poate fi extinsă și pentru armonici;
- rezultatele obținute sunt destul de precise atât timp cât nu intervine saturația magnetică, fenomen ce transformă bobina într-un element neliniar;
- impedanțele mutuale de fază Z^I și Z^{II} nu sunt egale, diferența dintre ele accentuându-se odată cu creșterea rangului armonicii;
- montajul de alimentare a bobinei cu o sursă monofazată prin intermediul unui transformator cu conexiunea Δ/Y permite estimarea directă a impedanței de secvență directă atât pe fundamentală cât și pe armonici;

Determinările experimentale efectuate în stațiile ce alimentează tracțiunea electrică feroviară au evidențiat următoarele aspecte și anume:

- sursa de curenți armonici – locomotiva electrică asigură un spectru suficient de bogat și semnificativ până la frecvența de 1000Hz;
- măsurătorile se pot efectua comod, pregătite corespunzător înainte de apariția semnalului și nu perturbă procesul de funcționare a sistemului de alimentare cu energie electrică a receptorului;

- prezintă o dificultate însă prin aceea că nu pot fi repetate în condiții identice, experiența însușită cu ocazia numeroaselor determinări efectuate, dovedind că niciodată o măsurătoare identică nu mai poate să apară;
- forma de variație a impedanței armonice în rețeaua de 110kV văzută pe barele stațiilor electrice CFR este una crescătoare cu un maxim local în apropierea armonicilor 5; 7;
- raportul dintre impedanța armonică de secvență inversă și aceea directă variază într-o plajă mare de valori, fiind subunitară pentru armonicile directe și supraunitară pentru cele inverse;
- în rețeaua de 110kV se constată o simetrie ciclică relativ bună pentru armonicile inferioare, care se “alterează” pentru acelea superioare;
- calculul impedanței armonice folosind mărimile tensiune și curent de pe o fază poate conduce la concluzii eronate, atât în ceea ce privește frecvența la care poate apare rezonanța armonică, cât și valorile impedanței armonice.

În capitolul 6 se evidențiază câteva probleme pe care le ridică identificarea impedanței armonice a rețelelor sub aspectul preciziei măsurătorilor legate pe de-o parte de particularitățile procesului analizat, pe de altă parte de erorile introduse în lanțul de măsură de transformatoarele de curent și de tensiune.

Astfel amplificarea semnalelor de tensiune se poate efectua teoretic prin analiza regimului deformant folosind mărimile “capacitive”, mărimi ce permit o amplificare a semnalelor armonicelor. Cu cât semnalul prezintă o frecvență mai ridicată cu atât și amplificarea este mai mare. Introducerea rezidului deformant “capacitiv” și a factorului de distorsiune “respectiv” mărește sensibilitatea regimului deformant la analiza și interpretarea efectului unor măsuri care se întreprind în rețelele electrice legat de atenuarea regimului deformant, respectiv limitarea efectelor acestuia. Din punct de vedere aplicativ autorul a propus un procedeu “capacitiv” de estimare a tensiunii armonice prin intermediul unui curent ce este amplificat și măsurat cu ajutorul unui transformator de curent, procedeu constituind actualmente obiectul unei cereri de brevet OSIM.

În legătură cu funcționarea în regim de frecvență scăzută, deși la prima vedere punerea problemei pare a fi deplasată, ea se justifică din două considerații:

- riscul ca pe unele perioade de timp, datorită unor avarii sistemul electroenergetic să funcționeze la frecvență scăzută,
- baza de date existentă, rezultat al măsurătorilor unui colectiv de cercetare din care a făcut parte și autorul.

Legat de funcționarea la frecvență scăzută s-au constatat următoarele aspecte și anume:

- accentuarea regimului deformant și nesimetric atât în tensiune cât și în curent,
- creșterea nivelului armonicilor a 3-a și a 9-a în curba curentului absorbit pe plecările de medie tensiune din stațiile de înaltă/medie tensiune,
- caracteristicile statice ale consumatorului complex, atât pe barele de medie cât și înaltă tensiune își măresc panta de variație, corespunzător unor efecte de reglaj mult mai mari ca valoare; dintre acestea se disting $\partial Q/\partial U$ care pentru plecări ce prezintă receptori de tip motoare asincrone sunt cuprinse între 2,36 și 7,03. De menționat că pentru anumiți consumatori particulari ce prezentau un grad de utilizare a puterii instalate de 10-15%, efectul de reglaj $\partial Q/\partial U$ a atins și valoarea de 11.

În aceste condiții identificarea impedanței armonice a rețelei pare nefirească, întrucât informațiile pe care le oferă aceasta în legătură cu frecvența de rezonanță sau cu amplitudinea acesteia sunt necorcondate cu regimul normal de funcționare, starea de magnetizare și în mod deosebit saturația magnetică fiind alta decât aceea reală a sistemului, în condițiile de funcționare. Determinările experimentale efectuate la nivelul anului 1989 au

evidențiat faptul că în condiții de funcționare la frecvența de 47Hz frecvența de rezonanță este foarte sensibilă cu nivelul de tensiune, coborînd către armonicile inferioare 5, 7 prin aceasta devenind foarte periculoasă pentru siguranța în funcționare a instalațiilor sistemului electroenergetic.

Legat de erorile transformatoarelor de măsură lucrarea a prezentat câteva aspecte despre cauzele acestor erori, rolul funcției de transfer al transformatoarelor de măsură în aprecierea erorilor și rezultatele unor determinări experimentale (400-450) efectuate pe un lot reprezentativ de transformatoare de curent și tensiune considerate din instalațiile FRE Timișoara.

Pentru efectuarea măsurătorilor s-au utilizat sisteme de achiziție performante existente în cadrul laboratorului de Rețele electrice al facultății de Electrotehnică și al Intreprinderii de Rețele Electrice Timișoara. Atenția sporită a fost acordată transformatoarelor de curent, dat fiind facilitățile oferite de acestea procesului de măsurare.

Măsurătorile efectuate au evidențiat faptul că transformatoarele de măsură obișnuite prezintă erori sensibile la frecvențe ridicate ($> 1000\text{Hz}$) în regim deformant și că rezultatele ce pot fi obținute peste această frecvență sunt eronate. Ca urmare se consideră că prevederile normativului PE 143/94 nu pot aplicate neexistând mijloacele practice de analiză a regimului deformant până la frecvența de 2000Hz.

Pentru transformatoarele de curent măsurate s-a constatat că erorile de măsurare în regim deformant depind de gradul de încărcare al transformatorului și de ordinul armonicii la care ne referim. Astfel pentru sarcini de $5\div 10\%$, abaterea raportului de transformare este de circa 1,8% pentru armonica 7 și 5,75% pentru armonica 13-a, în schimb pentru sarcini de $20\div 30\%$ chiar pentru armonica a 13-a abaterea nu depășește 4%. O evaluare corectă a erorilor însă nu se poate efectua decât pe tipuri de curbe de curent (aferent, de exemplu tracțiunii electrice feroviare, cuptoarelor cu arc, etc).

În concluzie se poate afirma că, din cauza lanțului de măsură și în particular al transformatoarelor, identificarea impedanței armonice, mai ales pentru frecvențe superioare se efectuează cu erori de ordinul a ($10\div 20\%$).

Contribuțiile originale aduse de autor în această lucrare se referă la următoarele:

- ordonarea și sistematizarea problemelor legate de definirea impedanței armonice a rețelelor electrice;
- evidențierea proprietăților pe care le prezintă impedanța armonică;
- sistematizarea problemelor generale privind estimarea prin calcul a impedanței armonice; prezentarea unei clasificări a metodelor analitice de estimare a impedanțelor armonice;
- stabilirea unei metodologii de estimare a impedanțelor armonice longitudinale a unui element de rețea trifazat fără neutru accesibil, folosind o singură sursă de alimentare; se indică varianta pentru elemente cu simetrie totală, precum și pentru cele cu simetrie ciclică.
- realizarea unei sinteze bibliografice privind modelarea armonică a elementelor de rețea: transformator, linie electrică aeriană, linie electrică subterană;
- demonstrarea relației cunoscute, între capacitățile de secvență ale unei linii electrice ($C_d = C_n + 3c$) aeriene plecând de la regimul de mers în gol pe o singură fază;
- efectuarea unor aplicații semnificative pentru calculul parametrilor armonici ai schemelor echivalente ale transformatorului, liniei electrice aeriene și liniei electrice subterane;
- elaborarea unor algoritmi și programe de calcul în limbaj PASCAL pentru calculul parametrilor armonici ai liniei electrice aeriene și subterane pornind de la datele de catalog ale acestora;

- întocmirea unei sinteze bibliografice privind schemele echivalente armonice ale consumatorului complex liniar, comentarea acestora.
- sistematizarea cunoștințelor privind calculul circulației de curenți și tensiuni armonice, evidențierea rolului acestuia în estimarea prin calcul a impedanței armonice a rețelei,
- calculul impedanței armonice pe două structuri de rețea semnificative și stabilirea expresiilor coeficienților de transfer a tensiunilor și a curenților armonici,
- evidențierea rolului impedanței armonice a rețelei la calculul curentului armonic absorbit de bateria de condensatoare și de sistemul electroenergetic,
- analiza pe rețele test a influenței schemei echivalente a consumatorului, puterii instalate în bateria de condensatoare, numărului de transformatoare și puterii sistemului asupra impedanței armonice a rețelei și coeficienților de transfer armonici ai tensiunii și curenților la bornele sistemului și respectiv bateriei de condensatoare.
- sistematizarea problemelor legate de identificarea sistemelor automate;
- evidențierea particularităților pe care le prezintă identificarea impedanței armonice – funcție de transfer a sistemului sau porțiunii de sistem electroenergetic;
- propunerea unei proceduri de identificare a impedanței armonice a rețelei de 110kV care prezintă simetrie ciclică folosind drept sursă de curenți armonici tracțiunea electrică feroviară;
- validarea acestei proceduri pentru stațiile electrice CFR din județul Timiș;
- realizarea în colaborare cu autorii programului TRIFAZ al TRINET a unui program de calcul care permite estimarea impedanței armonice a rețelei cu procedura de mai sus;
- evidențierea în laborator pe un model de element de rețea a faptului că matricea impedanțelor de fază armonice poate fi estimată cu ajutorul unor regimuri de alimentare incomplete, alimentând o singură fază sau două;
- stabilirea unor concluzii privind tipul de simetrie a rețelei de 110kV văzute pe barele transformatoarelor ce alimentează tracțiunea electrică feroviară;
- punerea în evidență a faptului că utilizarea impedanței de fază drept impedanță armonică (conform recomandărilor CIGRE [9]) nu este utilă decât numai dacă în prealabil s-a verificat că rețeaua prezintă o simetrie totală;
- realizarea unor regimuri armonice distincte în rețea prin modificarea nivelului de tensiune cu ajutorul prizelor transformatorului;
- introducerea mărimilor “capacitive” și în primul rând a factorului de distorsiune capacitiv,
- introducerea factorului de putere deformant “capacitiv”,
- definirea echivalentului “capacitiv” al armonicilor de tensiune util în estimarea suprasolicităților bateriilor de condensatoare,
- evidențierea particularităților regimului deformant la transformatoare slab încărcate cu referire la sensibilitatea coeficientului de distorsiune și a nivelului armonicilor a 5-a cu tensiunea, în condiții de funcționare cu frecvență redusă,
- evidențierea particularităților caracteristicilor statice cu tensiunea ale unor consumatori tip (agroindustrial, industrial, rural, extracție petrol, transformator stație, stație 110/MT), în condiții de funcționare cu frecvență scăzută (47Hz);
- analiza experimentală a erorilor de măsurare a transformatoarelor de curent și tensiune în condițiile unor forme tip de curbe deformate ale curentului și tensiunii,

ANEXA 1

```

{$A+,B-,D+,E+,F-,G-,I+,L+,N+,O-,R-,S+,V+,X+,Q-}
Program Calcul_parametrii_LEA;
uses crt,dos;
const
ro:array[1..23] of real=(0.01,3,20,40,50,700,20,50,10,50,80,200,200,
200,300,400,1000,1000,10000,100000,1e8,1e11,1e15);
fmax:array[1..14] of real=(5.8,6.4,9.2,9.2,9.2,12,12,13.2,13.2,13.2,
13.2,13.2,12.9);
liz:array[1..14] of real=(1.8,1.8,1.8,1.8,1.8,3,3,4.8,4.8,4.8,4.8,4.8,11.8);
Dm1:array[1..3,1..6] of real=((0,3667.424,7200,4700,6489.992,8598.255),(3667.424,0,
3667.424,6489.992,6100,6489.992),(7200,3667.424,0,8598.255,
6489.992,4700));

Dm2:array[1..3,1..6] of
real=((6868.951885,0,0,0,0,0),(7000,0,0,0,0,0),(3779.219496,0,0,0,0,0));
Dm3:array[1..3,1..6] of
real=((8335.466394,0,0,0,0,0),(8700,0,0,0,0,0),(4459.820624,0,0,0,0,0));
Dm4:array[1..3,1..6] of
real=((0,4838.388,10300,6100,8883.692926,10742.09011),(4838.388,0,
5894.064811,883.692926,9100,9500),(6100,5894.064811,0,
10742.09011,9500,6100));
Dm5:array[1..3,1..6] of real=((0,0,0,0,0,0),(0,0,0,0,0,0),(0,0,0,0,0,0));
Dm6:array[1..3,1..6] of
real=((0,7158.910532,13000,10000,14534.44185,16401.21947),(7158.910532,0,
7158.910532,1453.44185,16000,1453.44185),(13000,7158.910532,0,
16401.21947,1453.44185,10000));
Dm7:array[1..3,1..6] of
real=((0,5000,12500,17500,25000,30000),(5000,0,7500,12500,20000,25000),
(17500,7500,0,5000,12500,17500));
Dm8:array[1..3,1..6] of real=((11300,0,0,0,0,0),(11300,0,0,0,0,0),(22600,0,0,0,0,0));
Dm9:array[1..3,1..6] of real=((12000,0,0,0,0,0),(12000,0,0,0,0,0),(24000,0,0,0,0,0));
Dm10:array[1..3,1..6] of real=((10500,0,0,0,0,0),(10500,0,0,0,0,0),(21000,0,0,0,0,0));
Dm11:array[1..3,1..6] of
real=((0,10538.61945,18000,14000,20471.0161,22803.5085),(10538.61945,0,
9168.56041,20471.0161,22000,19800.56817),(18000,9168.56041,0,
22803.5085,19800.56817,14000));
Dm12:array[1..3,1..6] of
real=((0,13000,12369.31688,20600,28272.95528,2130.164313),(13000,0,
8000,28272.95528,30600,22600),(12369.31688,8000,0,
21301.64313,22600,14600));
Dm13:array[1..3,1..6] of
real=((0,12298.37388,12298.37388,25500,32893.76841,22825.42442),(12298.37388,0,
11000,32893.76841,36500,25500),(12298.3788,11000,0,22825.42442,25500,14500));
Dm14:array[1..3,1..6] of real=((17500,0,0,0,0,0),(17500,0,0,0,0,0),(35000,0,0,0,0,0));
h1:array[1..3,1..1] of comp=((21800),(18200),(14600));
h2:array[1..3,1..1] of comp=((17350),(13700),(13700));
h3:array[1..3,1..1] of comp=((21200),(17000),(17000));
h4:array[1..3,1..1] of comp=((17000),(21600),(27300));
h5:array[1..3,1..1] of comp=((0),(0),(0));
h6:array[1..3,1..1] of comp=((35000),(28500),(22000));
h7:array[1..3,1..1] of comp=((21500),(21500),(21500));
h8:array[1..3,1..1] of comp=((22700),(22700),(22700));
h9:array[1..3,1..1] of comp=((26500),(26500),(26500));
h10:array[1..3,1..1] of comp=((26000),(26000),(26000));
h11:array[1..3,1..1] of comp=((44000),(34250),(26000));
h12:array[1..3,1..1] of comp=((39000),(27000),(27000));
h13:array[1..3,1..1] of comp=((37000),(26000),(26000));
h14:array[1..3,1..1] of comp=((21900),(21900),(21900));

diam:array [1..14] of
real=(19.2,19.2,19.2,21.7,21.7,29.2,29.2,29.2,29.2,29.2,29.2,29.2,43.12,24.2);
rang:array[1..14] of integer=(3,6,9,12,15,18,21,24,27,30,33,36,39,41);

var
i,j,k,ind1,ind2,ind3,kL:integer;

```

Anexa 1

```

R0,D1,D2,D3,Dt,LXkBk,Cdk,rm, reA, imA, reB, imB:extended;
kz,ky,sBk,sGk,hmt,sum,miu,eps0, rext,tgdelta:extended;
arm:array[1..30] of integer;
alfak, kp,hk,Rk,Xk,Bk,Gk, reZY, imZY,Rkp,Xkp,Gkp,Bkp:array[1..30] of extended;
radZY, rekZ, imkZ, rekY, imkY, modZY:array[1..30] of extended;
Dm:array[1..14,1..3,1..6] of real;
hm:array[1..3] of real;
h:array[1..14,1..3] of real;
sg:string;
s,d,ch:char;
reN, imN, re, img, teta:extended;

procedure Constante;
begin
miu:=4*pi*1e-7;
eps0:=1/(4*pi*9*1e9);
for j:=1 to 3 do
begin
for k:=1 to 6 do
begin
Dm[1,j,k]:=Dm1[j,k];
Dm[2,j,k]:=Dm2[j,k];
Dm[3,j,k]:=Dm3[j,k];
Dm[4,j,k]:=Dm4[j,k];
Dm[5,j,k]:=Dm5[j,k];
Dm[6,j,k]:=Dm6[j,k];
Dm[7,j,k]:=Dm7[j,k];
Dm[8,j,k]:=Dm8[j,k];
Dm[9,j,k]:=Dm9[j,k];
Dm[10,j,k]:=Dm10[j,k];
Dm[11,j,k]:=Dm11[j,k];
Dm[12,j,k]:=Dm12[j,k];
Dm[13,j,k]:=Dm13[j,k];
Dm[14,j,k]:=Dm14[j,k];
end;
h[1,j]:=h1[1,j];
h[2,j]:=h2[1,j];
h[3,j]:=h3[1,j];
h[4,j]:=h4[1,j];
h[5,j]:=h5[1,j];
h[6,j]:=h6[1,j];
h[7,j]:=h7[1,j];
h[8,j]:=h8[1,j];
h[9,j]:=h9[1,j];
h[10,j]:=h10[1,j];
h[11,j]:=h11[1,j];
h[12,j]:=h12[1,j];
h[13,j]:=h13[1,j];
h[14,j]:=h14[1,j];
end;
end;

procedure RezistivitateaSolului;
begin
textmode(co80+Font8x8+co40);
TextBackground(15);
TextColor(0);
clrscr;
writeln;
writeln;
writeln;
writeln;
writeln('
Rezistivitatea solului');
writeln('
+-----+');
writeln(' |Nr.crt. | Natura apei sau a solului |Rezistivitatea [ohm*m] |');
writeln(' +-----+');
writeln(' | 1. | SoluTie de sare sau ape acide | 0,01 |');
writeln(' | 2. | Apa de mare | 3 |');
writeln(' | 3. | Apa de pârâu si râu | 20 |');
writeln(' | 4. | Apa de iaz sau izvor | 40 |');
writeln(' | 5. | Apa subterana | 50 |');
writeln(' | 6. | Apa de munte (pârâuri, râuri,lacuri) | 700 |');
writeln(' | 7. | Pamânt, huma, turba, foarte umede | 20 |');
writeln(' | 8. | Cernoziom | 50 |');

```

```

writeln(' | 9. | Huma vanaata cu continut de sulfura de | | | | | | |');
writeln(' | | fier | | | | | | | | |');
writeln(' | 10. | Pamant arabil | | | | | | | | |');
writeln(' | 11. | Pamant argilos, argila | | | | | | | | |');
writeln(' | 12. | Pamant cu pietris | | | | | | | | |');
writeln(' | 13. | Loess, pamant de padure | | | | | | | | |');
writeln(' | 14. | Argila cu nisip | | | | | | | | |');
writeln(' | 15. | Pamant nisipos | | | | | | | | |');
writeln(' | 16. | Nisip foarte umed | | | | | | | | |');
writeln(' | 17. | Balast cu pamant | | | | | | | | |');
writeln(' | 18. | Nisip, nisip cu pietris | | | | | | | | |');
writeln(' | 19. | Roci, balzate | | | | | | | | |');
writeln(' | 20. | Stanca compacta | | | | | | | | |');
writeln(' | 21. | Granit, marmura | | | | | | | | |');
writeln(' | 22. | Sare gema | | | | | | | | |');
writeln(' | 23. | Mica | | | | | | | | |');
writeln(' +-----+');
writeln;
writeln;
writeln;
write(' Alegeti nr.crt. corespunzator rezistivitatii solului : ');
read(ind1);
( writeln(ro[i]);)
readln;
end;

procedure FmaxLiz;
begin
writeln;
writeln;
writeln;
writeln;
writeln(' Alegerea fmax si Lamdaiz');
writeln(' +-----+');
writeln(' | Nr. | Tip stalp | fmax | liz | s | d |');
writeln(' | crt. | | [m] | [m] | [mm^2] | [mm] |');
writeln(' +-----+');
writeln(' | 1. | SCS 1185 | 5.8 | 1.8 | 3x185/32 | 19.2 |');
writeln(' | 2. | SCS 1187 | 6.4 | 1.8 | 6x185/32 | 19.2 |');
writeln(' | 3. | Sn 110102 | 9.2 | 1.8 | 3x185/32 | 19.2 |');
writeln(' | 4. | Sn 110252 | 9.2 | 1.8 | 6x240/40 | 21.7 |');
writeln(' | 5. | Sn 110402 | 9.2 | 1.8 | 2x240/40 | 21.7 |**');
writeln(' | 6. | Sn 220202 | 12 | 3 | 6x450/75 | 29.2 |');
writeln(' | 7. | Sn 220252 | 12 | 3 | 6x450/75 | 29.2 |');
writeln(' | 8. | PAS 400102 | 13.2 | 4.8 | 3x2x450/75 | 29.2 |');
writeln(' | 9. | SnY 400104 | 13.2 | 4.8 | 3x2x450/75 | 29.2 |');
writeln(' | 10. | SnY 400133 | 13.2 | 4.8 | 3x3x450/75 | 29.2 |**');
writeln(' | 11. | Sn 400202 | 13.2 | 4.8 | 6x2x450/75 | 29.2 |');
writeln(' | 12. | Sn 400232 | 13.2 | 4.8 | 6x3x450/75 | 29.2 |**');
writeln(' | 13. | Sn 400272 | 13.2 | 4.8 | 6x1x973/227 | 43.12 |');
writeln(' | 14. | PAS 750101 | 12.9 | 11.88 | 5x3x300/69 | 24.2 |**');
writeln(' +-----+');
writeln;
writeln(' *, ** -au mai mult de 2 conductoare pe faza!!! (nu se calculeaza)');
writeln;
writeln;
write(' Alegeti nr.crt. corespunzator tipului stalpului : ');
read(ind2);
( writeln(fmax[i],liz[i]);)
readln;
end;

procedure Principal;
begin
( clrscr;
RezistivitateaSolului;
repeat
clrscr;
FmaxLiz;
until (ind2<>5) and (ind2<>10) and (ind2<>12) and (ind2<>14) or (ind2>14);
textmode(bw80);
TextBackground(15);
TextColor(0);
clrscr;

```

```

writeln;
writeln;
write(' Introduceti valoarea rezistentei R0 [ohm/km] = ');read(R0);
writeln;
write(' Introduceti valoarea unghiului de pierderi [2e-6..120e-6] tgδ
');read(tgdelta);
writeln;
write(' Introduceti lungimea liniei L[km] = ');read(kL);
writeln;
if (ind2=2) or (ind2=3) or (ind2=8) or (ind2=9) then
begin
writeln(' LEA cu simplu circuit');
Dt:=exp(1/3*ln(Dm[ind2,1,1]*Dm[ind2,2,1]*Dm[ind2,3,1]));
sum:=0;
for i:=1 to 3 do
begin
hm[i]:=h[ind2,i]-liz[ind2]-2/3*fmax[ind2];
sum:=sum+hm[i];
end;
hmt:=exp(1/3*ln(sum));
end
else
begin
writeln(' LEA cu dublu circuit');
D1:=exp(1/3*ln(Dm[ind2,1,2]*Dm[ind2,2,3]*Dm[ind2,3,1]));
D2:=exp(1/3*ln(Dm[ind2,1,5]*Dm[ind2,2,6]*Dm[ind2,3,4]));
D3:=exp(1/3*ln(Dm[ind2,1,4]*Dm[ind2,2,5]*Dm[ind2,3,6]));
Dt:=D1*D2/D3;
sum:=0;
for i:=1 to 3 do
begin
hm[i]:=h[ind2,i]-liz[ind2]-2/3*fmax[ind2];
sum:=sum+hm[i];
end;
hmt:=exp(1/6*ln(sum));
end;
writeln;
writeln;
k:=1;
for i:=1 to 40 do
begin
j:=0;
repeat
inc(j);
if (i=rang[j]) then i:=i+1;
until (j=14);
arm[k]:=i;
k:=k+1;
end;
ind3:=k-1;
for i:=1 to ind3 do
begin
alfak[i]:=0.3545*sqrt(arm[i]/R0);
if alfak[i] <=2.4 then kp[i]:=0.035*sqrt(alfak[i])+0.938;
if alfak[i] > 2.4 then kp[i]:=0.35*alfak[i]+0.3;
if (ind2=1) or (ind2=3) or (ind2=4) or (ind2=6) or (ind2=7) or (ind2=13) then
begin
rm:=0.9*diam[ind2]/2;
end
else
begin
rm:=sqrt(0.7788*diam[ind2]/2*0.040);
{0.40- dist. dintre conductoare}
end;
if (ind2=2) or (ind2=3) or (ind2=8) or (ind2=9) then
begin
rext:=exp(1/3*ln(rm*sqrt(Dt)));
end
else
begin
rext:=exp(1/6*ln(rm*exp(5*ln(Dt))));
end;
Rk[i]:=kp[i]*R0;
hk[i]:=550*sqrt(ro[ind1]/(58*arm[i]));
Xk[i]:=miu*50*arm[i]*(ln(Dt/0.7788*rext)+2*sqrt(2)/3*hk[i]*alfak[i])*1e3;

```

```

Cdk:=2*pi*eps0/ln(Dt/rext)*1e3;
Bk[i]:=2*pi*50*arm[i]*Cdk;
Gk[i]:=Bk[i]*tgdelta;

img:=Rk[i]*Bk[i]+Xk[i]*Gk[i];
re:=Rk[i]*Gk[i]-Xk[i]*Bk[i];
if (re >= 0) and (img >= 0) then
teta:=arctan((Rk[i]*Bk[i]+Xk[i]*Gk[i])/(Rk[i]*Gk[i]-Xk[i]*Bk[i]));
if (re < 0) and (img >= 0) then
teta:=pi-arctan(abs((Rk[i]*Bk[i]+Xk[i]*Gk[i])/(Rk[i]*Gk[i]-Xk[i]*Bk[i]));
if (re < 0) and (img < 0) then
teta:=pi+arctan(abs((Rk[i]*Bk[i]+Xk[i]*Gk[i])/(Rk[i]*Gk[i]-Xk[i]*Bk[i]));
if (re >= 0) and (img < 0) then
teta:=2*pi-arctan(abs((Rk[i]*Bk[i]+Xk[i]*Gk[i])/(Rk[i]*Gk[i]-Xk[i]*Bk[i]));
radZY[i]:=sqrt(sqrt(sqr(Rk[i]*Gk[i]-Xk[i]*Bk[i])+sqr(Rk[i]*Bk[i]+Xk[i]*Gk[i]));
reZY[i]:=radZY[i]*cos(teta/2);
imZY[i]:=radZY[i]*sin(teta/2);
modZY[i]:=sqrt(sqr(reZY[i])+sqr(imZY[i]));
reA:=(exp(kL*reZY[i])-exp(-kL*reZY[i]))/2*cos(kL*imZY[i]);
imB:=(exp(kL*reZY[i])-exp(-kL*reZY[i]))/2*sin(kL*imZY[i]);
reN:=reZY[i]*reA-imZY[i]*imA;
imN:=reZY[i]*imA+imZY[i]*reA;
rekY[i]:=2/kL*(reB*reN-reN*imB*imN)/(sqr(reN)+sqr(imN));
imkY[i]:=2/kL*(imB*reN+imN*reB*imN)/(sqr(reN)+sqr(imN));

Rkp[i]:=sqrt(sqr(rekZ[i])+sqr(imkZ[i]))*kL*Rk[i];
Xkp[i]:=sqrt(sqr(rekZ[i])+sqr(imkZ[i]))*kL*Xk[i];
Gkp[i]:=sqrt(sqr(rekY[i])+sqr(imkY[i]))*kL*Gk[i];
Bkp[i]:=sqrt(sqr(rekY[i])+sqr(imkY[i]))*kL*Bk[i];
end;
clrscr;
writeln(' Parametrii liniei');
writeln;
for i:=1 to ind3 do
begin
writeln(' alfak[' ,i ,'] = ' ,alfak[i]:3:8 ,' hk[' ,i ,'] = ' ,hk[i]:3:8 ,' k[' ,i ,'] =
' ,kp[i]:3:8);
if (i=20) or (i=ind3) then repeat until keypressed;
end;
readln;
readln;
readln;
clrscr;
writeln(' Parametrii liniei');
writeln;
for i:=1 to ind3 do
begin
writeln(' Rk[' ,i ,'] = ' ,Rk[i]:4:16 ,'[ohm/km] Xk[' ,i ,'] = ' ,Xk[i]:4:16 ,'[ohm/km]');
writeln(' Gk[' ,i ,'] = ' ,Gk[i]:4:16 ,'[s/km] Bk[' ,i ,'] = ' ,Bk[i]:4:16 ,'[s/km]');
if (i=10) or (i=20) then readln;
end;
readln;
clrscr;
writeln(' Parametrii schemei echivalente');
writeln;
for i:=1 to ind3 do
begin
writeln(' L*sqrt(Z*Y)[' ,i ,'] = ' ,modZY[i]:3:8);
if (imkZ[i]>=0) and (imkY[i]>=0) then
begin
writeln(' kZ[' ,i ,'] = ' ,rekZ[i] ,'+ ' ,imkZ[i]);
writeln(' kY[' ,i ,'] = ' ,rekY[i] ,'+ ' ,imkY[i]);
end;
if (imkZ[i]<0) and (imkY[i]>=0) then
begin
writeln(' kZ[' ,i ,'] = ' ,rekZ[i] ,imkZ[i]);
writeln(' kY[' ,i ,'] = ' ,rekY[i] ,'+ ' ,imkY[i]);
end;
if (imkZ[i]>=0) and (imkY[i]<0) then
begin

```

```

        writeln(' kZ[' ,i,'] = ',rekZ[i],imkZ[i]);
        writeln(' kY[' ,i,'] = ',rekY[i],imkY[i]);
    end;
    if (imkZ[i]<0) and (imkY[i]<0) then
    begin
        writeln(' kZ[' ,i,'] = ',rekZ[i],imkZ[i]);
        writeln(' kY[' ,i,'] = ',rekY[i],imkY[i]);
    end;
    if (i=6) or (i=12) or (i=18) or (i=24) then readln;
end;
readln;
clrscr;
writeln('                                Parametrii schemei echivalente');
writeln;
for i:=1 to ind3 do
begin
    writeln(' Rk`[' ,i,'] = ',Rkp[i]:4:16,'[ohm] Xk`[' ,i,'] = ',Xkp[i]:4:16,'[ohm] ');
    writeln(' Gk`[' ,i,'] = ',Gkp[i]:4:16,'[s] Bk`[' ,i,'] = ',Bkp[i]:4:16,'[s/km] ');
    if (i=9) or (i=18) then readln;
end;
readln;
end;

begin
    Constante;
    Principal;
end.

```


ANEXA 2

```

{$A+,B-,D+,E+,F-,G-,I+,L+,N+,O-,R-,S+,V+,X+,Q-}
Program Calcul_Parametrii_LES;
uses crt,dos;
const
  miu=4*pi*1e-7;
  eps0=1/(4*pi*9*1e9);
  ct1=-2.2473962;
  ct2=1.4632762;
  ct3=-9.3800694;
  sct:array[1..7] of integer=(50,70,95,120,150,185,240);
  Rcc:array[1..7] of real=(0.606,0.433,0.319,0.253,0.202,0.161,0.126);
  temp=20;
  a:array[1..3] of real=(1,0.45,0.39);
  b:array[1..4] of real=(1,0.6,0.37,0.3);
  rang:array[1..14] of integer=(3,6,9,12,15,18,21,24,27,30,33,36,39,41);
  Am:array[1..3] of real=(1,1.7,2);
  gecran=0.2;
  ctecr1=3;
  ctecr2=2.2;
  ctecr3=2.4;
  razac1:array[1..7] of real=(5.5,6.15,6.9,7.6,8.3,8.74,9.97);
  razac2:array[1..7] of real=(10.275,11.1,12,12.75,13.6,14.92,19.15);
  razac3:array[1..5] of real=(12.3,13.3,14.1,15.6,16.6);

var
  i,j,k,ind1,ind2,ind3,sm,ind4,rangarm,inda,dist,kL:integer;
  ksl,dmin,dmax,kal,ysl,Fl,S,RS1,XS1,razac,Rmg,Dmg,recran,tgdelta:extended;
  rcl,rc2,rc3:extended;
  dext:array[1..7] of extended;
  arm,ysk,Fk,yak,Rk,pst,DRk,DXk,Xk,Bk,Gk:array[1..30] of extended;
  alfak,kp,hk,reZY,imZY,Rkp,Xkp,Gkp,Bkp:array[1..30] of extended;
  radZY,rekZ,imkZ,rekY,imkY,modZY:array[1..30] of extended;
  reA,imA,reB,imB,reN,imN,re,img,teta:extended;
  c:char;
procedure Introd;
begin
  Textbackground(15);
  TextColor(0);
  clrscr;
  writeln;
  writeln('
+-----+');
  writeln('
|Nr. | Simbolul |Sectiunea|Diam.ext.|');
  writeln('
|crt.| cablului | [mm^2] | d [mm] |');
  writeln('
+-----+');
  writeln('
| 1. |ACHPBI 1kV |3x25+16..| 30,9... |');
  writeln('
| | |3x150+70 | ..49,4 |');
  writeln('
| 2. |ACYY 1kV |3x25+16..| 25,8... |');
  writeln('
| | |3x240+120| ..53,9 |');
  writeln('
| 3. |ACYABY 1kV |3x25+16 | 29,6... |');
  writeln('
| | |3x70+35 | ..58,9 |');
  writeln('
| | |3x150+70 | |');
  writeln('
| | |3x240+120| |');
  writeln('
| 4. |ACHPBI 10kV| 3x150 | 55,4 |');
  writeln('
| 5. |ACYABY 10kV| 3X150 | 73,3 |');
  writeln('
| 6. |A2YSY 20kV | 1X50 | 29 |');
  writeln('
| | |1x70 | 31 |');
  writeln('
| | |1x95 | 33 |');
  writeln('
| | |1x120 | 36 |');
  writeln('
| | |1x150 | 38 |');
  writeln('
+-----+');
  writeln;
  writeln('
Conductoarele de considera de la sectiuni >= 50 mm^2');
  writeln('
Se alege nr. corespuzator cablului');

```

```

c:=readkey;
val(c,ind1,i);
ind3:=0;
if (ind1=1) or (ind1=2) or (ind1=6) then
begin
writeln(' Se alege sectiunea de corespunzatoare : ');
if (ind1=1) or (ind1=2) then
begin
write('1)50 mm^2 2)70 mm^2 3)95 mm^2 4)120 mm^2 5)150 mm^2 6)185
mm^2');
repeat
c:=readkey;
val(c,ind3,i);
until (ind3<>0) and (ind3 < 7);
end;
if (ind1=6) then
begin
write('1)50 mm^2 2)70 mm^2 3)95 mm^2 4)120 mm^2 5)150 mm^2');
repeat
c:=readkey;
val(c,ind3,i);
until (ind3<>0) and (ind3 < 6);
end;
if ind1=2 then
begin
writeln(' 7)240 mm^2');
repeat
c:=readkey;
val(c,ind3,i);
until (ind3<>0) and (ind3 < 8);
end
else begin writeln; end;
end;
if ind1=3 then
begin
writeln(' Se alege sectiunea de corespunzatoare : ');
write(' 2)70 mm^2 5)150 mm^2 7)240 mm^2');
repeat
c:=readkey;
val(c,ind3,i);
until (ind3=2) or (ind3=5) or (ind3=7);
end;
if (ind1=1) or (ind1=2) or (ind1=3) then
begin
case ind1 of
1: begin dmin:=30.9; dmax:=49.4; sm:=150; end;
2: begin dmin:=25.8; dmax:=53.9; sm:=240; end;
3: begin dmin:=29.6; dmax:=58.9; sm:=240; end;
end;
dext[ind1]:=dmin+(dmax-dmin)/(sm-25)*(sct[ind3]-25);
end;
if ind1=4 then begin dext[ind1]:=55.4; ind3:=5 end;
if ind1=5 then begin dext[ind1]:=73.3; ind3:=5 end;
if ind1=6 then
begin
case ind3 of
1: dext[ind1]:=29;
2: dext[ind1]:=21;
3: dext[ind1]:=33;
4: dext[ind1]:=36;
5: dext[ind1]:=38;
end;
end;
clrscr;
writeln;
writeln(' +-----+');
writeln(' |Nr. | Tip |Coef. de corectie|');
writeln(' |crt.| | a |');

```

```

writeln(' +-----+-----+-----+');
writeln(' | 1. | Conductor funie, de forma circulara, | 1 |');
writeln(' | | sau sector de cerc. | |');
writeln(' | 2. | Conductor funie, de forma circulara, | 0,435.. 0,5 |');
writeln(' | | cu 4 sectoare de cerc izolate între ele. | |');
writeln(' | 3. | Cablu de forma circulara, format din 6 | |');
writeln(' | | segmente izolate între ele. | 0,39 |');
writeln(' +-----+-----+');
writeln(' * s-a impus a=0.45');
writeln(' Se alege coeficientul de corectie a:');
c:=readkey;
val(c,ind2,i);
writeln;
writeln(' +-----+-----+');
writeln(' |Nr. | Tip | Coef. de corectie |');
writeln(' |crt. | | b |');
writeln(' +-----+-----+');
writeln(' | 1. | Conductoare cu sectiune circulara | 1 |');
writeln(' | | transversala obtinuta prin presare. | |');
writeln(' | 2. | Conductoare cu sectiune transversala | 0,6 |');
writeln(' | | circulara obtinuta prin presare. | |');
writeln(' | 3. | Conductoare cu sectiune transversala | |');
writeln(' | | circulara obtinuta din 4 segmente de | 0,37 |');
writeln(' | | cerc izolate între ele. | |');
writeln(' | 4. | Conductoare cu sectiune transversala sub | |');
writeln(' | | forma de sector de cerc obtinut prin | 0,3 |');
writeln(' | | presare. | |');
writeln(' +-----+-----+');
writeln(' Se alege coeficientul de corectie b:');
c:=readkey;
val(c,ind4,i);
ks1:=0.159e-2*sqrt(50*1e3*a[ind2]/Rcc[ind3]);
ka1:=0.159e-2*sqrt(50*1e3*b[ind4]/Rcc[ind3]);
ysl:=exp(ct1+ct2*ln(ks1)+ct3*exp(-ks1));
Fl:=exp(ct1+ct2*ln(ka1)+ct3*exp(-ka1));
k:=1;
for i:=1 to 40 do
begin
j:=0;
repeat
inc(j);
if (i=rang[j]) then i:=i+1;
until (j=14);
arm[k]:=i;
k:=k+1;
end;
S:=2*sqrt(sct[ind3]/pi);
rangarm:=k-1;
for i:=1 to rangarm do
begin
ysk[i]:=ysl+0.0527*sqr(ks1)*(arm[i]-1)-0.094*ks1*(sqrt(arm[i])-1);
Fk[i]:=Fl+0.0527*sqr(Fl)*(arm[i]-1)-0.054*Fl*(sqrt(arm[i])-1);
yak[i]:=Fk[i]*sqr(dext[ind3]/S)*(1.18/(Fk[i]+0.27)+0.312*sqr(dext[ind3]/S));
end;
clrscr;
writeln;
writeln(' Coeficient de amplificare a rezistentei datorita efectului
pelicular');
writeln(' si de proximitate datorat prezentei tuburilor protectoare din
otel. ');
writeln(' +-----+-----+');
writeln(' |Nr. | Tip | A |');
writeln(' +-----+-----+');
writeln(' | 1. | in absenta tubului de protectie | 1 |');
writeln(' | 2. | in situatia in care cablurile sunt | |');
writeln(' | | a`ezate in tuburi de otel dupa un | 1.7 |');
writeln(' | | triunghi cu vârful în sus. | |');
writeln(' +-----+-----+');

```

```

writeln('          | 3. | în cazul în care cablurile sunt plasate |   |');
writeln('          |   | în tuburi de protecție după un triunghi | 2 |');
writeln('          |   | cu vârful în jos.                          |   |');
writeln('          +-----+');
c:=readkey;
val(c,inda,i);
{
  razac:=sqrt(4*sct[ind1]/pi);
  if (ind1<>6) and (ind1>0) then
    begin
      recran:=dext[ind1]/2-ctecr1;
    end;
  if (ind1=6) then
    begin
      if (ind3<3) then
        begin
          recran:=dext[ind1]/2-ctecr2;
        end
      else
        begin
          recran:=dext[ind1]/2-ctecr3;
        end;
    end;
  RS1:=1/50*1000/(2*pi*recran*gecran);
  Rmg:=0.7788*recran;

  if (ind1=1) or (ind1=2) or (ind1=3) then
    begin
      Dmg:=2*razac1[ind3];
    end;
  if (ind1=4) or (ind1=5) then
    begin
      Dmg:=2*razac2[ind3];
    end;
  if (ind1=6) then
    begin
      writeln(' Cum sunt pozate conductoarele line sau triunghi (l/t) ?');
      c:=readkey;
      readln;
      write(' Se alege distanța dintre axele conductoarelor d[mm] = ');
      read(dist);
      if c='l' then Dmg:=exp(1/3*ln(2*exp(3*ln(dist))));
      if c='t' then Dmg:=dist;
    end;
  writeln;
  write(' Introduceți valoarea unghiului de pierdere [2e-6..120e-6] tgδ = ');
  read(tgdelta);
  writeln;
  write(' Introduceți lungimea liniei L[km] = ');
  read(kL);
  XS1:=0.1445*ln(Dmg/Rmg)/2.3;
  rc1:=razac1[ind3]-2;
  rc2:=razac2[ind3]-5.75;
  if ind1=6 then begin
    case ind3 of
      1:rc3:=8.9/2;
      2:rc3:=10.7/2;
      3:rc3:=12.6/2;
      4:rc3:=14.2/2;
      5:rc3:=15.8/2;
    end;
  end;
  for i:=1 to rangarm do
    begin
      if c='t' then begin pst[i]:=1/(1+526*RS1/sqr(arm[i])); end
      else begin pst[i]:=1/(1+sqr(RS1/(arm[i]*XS1))); end;
      DRk[i]:=pst[i]*RS1;
      Rk[i]:=Rcc[ind3]*(1+Am[inda]*(ysk[i]+yak[i]))+DRk[i];
      DXk[i]:=pst[i]*XS1*arm[i];
      if (ind1=1) or (ind1=2) or (ind1=3) then

```

```

        Xk[i]:=0.1*pi*gecran*arm[i]*ln(Dmg/(0.7788*rc1))-DXk[i];
    if (indl=4) or (indl=5) then
        Xk[i]:=0.1*pi*gecran*arm[i]*ln(Dmg/(0.7788*rc2))-DXk[i];
    if (indl=6) then
        Xk[i]:=0.1*pi*gecran*arm[i]*ln(Dmg/(0.7788*rc3))-DXk[i];
    if (indl=1) or (indl=2) or (indl=3) then
        Bk[i]:=7.536e-6*eps0*arm[i]*ln(dext[indl]/(rc1));
    if (indl=4) or (indl=5) then
        Bk[i]:=7.536e-6*eps0*arm[i]*ln(dext[indl]/(rc2));
    if (indl=6) then
        Bk[i]:=7.536e-6*eps0*arm[i]*ln(dext[indl]/(rc3));
    Gk[i]:=arm[i]*Bk[i]*tgdelta;
end;
readln;
end;

procedure calc;
begin
    clrscr;
    for i:=1 to rangarm do
        begin
            img:=Rk[i]*Bk[i]+Xk[i]*Gk[i];
            re:=Rk[i]*Gk[i]-Xk[i]*Bk[i];
            if (re >= 0) and (img >= 0) then
                teta:=arctan((Rk[i]*Bk[i]+Xk[i]*Gk[i])/(Rk[i]*Gk[i]-Xk[i]*Bk[i]));
            if (re < 0) and (img >= 0) then
                teta:=pi-arctan(abs((Rk[i]*Bk[i]+Xk[i]*Gk[i])/(Rk[i]*Gk[i]-Xk[i]*Bk[i])));
            if (re < 0) and (img < 0) then
                teta:=pi+arctan(abs((Rk[i]*Bk[i]+Xk[i]*Gk[i])/(Rk[i]*Gk[i]-Xk[i]*Bk[i])));
            if (re >= 0) and (img < 0) then
                teta:=2*pi-arctan(abs((Rk[i]*Bk[i]+Xk[i]*Gk[i])/(Rk[i]*Gk[i]-Xk[i]*Bk[i])));
            radZY[i]:=sqrt(sqrt(sqr(Rk[i]*Gk[i]-Xk[i]*Bk[i])+sqr(Rk[i]*Bk[i]+Xk[i]*Gk[i])));
            reZY[i]:=radZY[i]*cos(teta/2);
            imZY[i]:=radZY[i]*sin(teta/2);
            modZY[i]:=sqrt(sqrt(reZY[i])+sqrt(sqr(imZY[i])));
            reA:=(exp(kL*reZY[i])-exp(-kL*reZY[i]))/2*cos(kL*imZY[i]);
            imA:=(exp(kL*reZY[i])+exp(-kL*reZY[i]))/2*sin(kL*imZY[i]);
            rekZ[i]:=(reA*reZY[i]+imA*imZY[i])/(kL*(sqr(reZY[i])+sqr(imZY[i])));
            imkZ[i]:=(imA*reZY[i]-reA*imZY[i])/(kL*(sqr(reZY[i])+sqr(imZY[i])));

            reB:=(exp(kL*reZY[i])+exp(-kL*reZY[i]))/2*cos(kL*imZY[i]);
            imB:=(exp(kL*reZY[i])-exp(-kL*reZY[i]))/2*sin(kL*imZY[i]);
            reN:=reZY[i]*reA-imZY[i]*imA;
            imN:=reZY[i]*imA+imZY[i]*reA;
            rekY[i]:=2/kL*(reB*reN-reN+imB*imN)/(sqr(reN)+sqr(imN));
            imkY[i]:=2/kL*(imB*reN+imN-reB*imN)/(sqr(reN)+sqr(imN));

            Rkp[i]:=sqrt(sqr(rekZ[i])+sqr(imkZ[i]))*kL*Rk[i];
            Xkp[i]:=sqrt(sqr(rekZ[i])+sqr(imkZ[i]))*kL*Xk[i];
            Gkp[i]:=sqrt(sqr(rekY[i])+sqr(imkY[i]))*kL*Gk[i];
            Bkp[i]:=sqrt(sqr(rekY[i])+sqr(imkY[i]))*kL*Bk[i];
        end;
        clrscr;
        writeln('                Parametrii liniei');
        writeln;
        writeln(' ** Rk[ohm/km] ** Xk[ohm/km] ** Gk[s/km] ** Bk[s/km] **');
        writeln;
        for i:=1 to rangarm do
            begin
                writeln(arm[i]:2:0,'- Rk['',i,''] = ',Rk[i],'      Xk['',i,''] = ',Xk[i]);
                writeln('      Gk['',i,''] = ',Gk[i],'      Bk['',i,''] = ',Bk[i]);
                if (i=10) or (i=20) then readln;
            end;
        readln;
        clrscr;
        writeln('                Parametrii schemei echivalente');
        writeln;

```

```

for i:=1 to rangarm do
begin
  writeln(' L*sqrt(Z*Y)[',i,'] = ',modZY[i]:3:8);
  if (imkZ[i]>=0) and (imkY[i]>=0) then
  begin
    writeln(' kZ['',i,'] = ',rekZ[i],'+',imkZ[i]);
    writeln(' kY['',i,'] = ',rekY[i],'+',imkY[i]);
  end;
  if (imkZ[i]<0) and (imkY[i]>=0) then
  begin
    writeln(' kZ['',i,'] = ',rekZ[i],imkZ[i]);
    writeln(' kY['',i,'] = ',rekY[i],'+',imkY[i]);
  end;
  if (imkZ[i]>=0) and (imkY[i]<0) then
  begin
    writeln(' kZ['',i,'] = ',rekZ[i],imkZ[i]);
    writeln(' kY['',i,'] = ',rekY[i],imkY[i]);
  end;
  if (imkZ[i]<0) and (imkY[i]<0) then
  begin
    writeln(' kZ['',i,'] = ',rekZ[i],imkZ[i]);
    writeln(' kY['',i,'] = ',rekY[i],imkY[i]);
  end;
  if (i=6) or (i=12) or (i=18) or (i=24) then readln;
end;
readln;
clrscr;
writeln('                               Parametrii schemei echivalente');
writeln;
writeln;
writeln(' ** Rk`[ohm] ** Xk`[ohm] ** Gk`s] ** Bk`s] **');
writeln;
for i:=1 to rangarm do
begin
  writeln(arm[i]:2:0,'- Rk`['',i,'] = ',Rkp[i],'          Xk`['',i,'] = ',Xkp[i]);
  writeln('          Gk`['',i,'] = ',Gkp[i],'          Bk`['',i,'] = ',Bkp[i]);
  if (i=9) or (i=18) then readln;
end;
readln;
end;

begin
  introd;
  calc;
end.

```

ANEXA 3

```

{SA+,B-,D+,E+,F-,G-,I+,L+,N+,O-,R-,S+,V+,X+,Q-}
Program Calcul_Impedanta_Armonica;
uses crt;
var
  i,j,nr: integer;
  RL,XL,BL,Xs,R1,X1,G1,B1,R2,X2,G2,B2:array[1..40] of real;
  Yc,p,kR,Rsc,Xsc,Ra,Xa,Rcb,Xcb:array[1..40] of real;
  ReZD,ImZD,ReYD,ImYD,ReYc,ImYc:array[1..40] of real;
  ReYB,ImYB,ReA,ImA,ReYech,ImYech,ReZA,ImZA:array[1..40,1..8] of real;
  Gcb,Bcb,ReYcb,ImYcb:array[1..40,1..8] of real;
  Qc,Ycc:real; {0.6, 1.48e-4}

begin
  textbackground(15);
  textcolor(0);
  clrscr;
  writeln;
  for i:=1 to 35 do
    begin
      Xs[i]:=2.0166*i;
      RL[i]:=20*(0.08078+0.3662*i+0.0003529*sqr(i));
      XL[i]:=8.164*i;
      BL[i]:=0.829e-3*i;
      R1[i]:=8.349*sqrt(i);
      X1[i]:=133.1*i;
      G1[i]:=1.155*(1+1/i);
      B1[i]:=0.9917e-5/i;
      R2[i]:=4.58*sqrt(i);
      X2[i]:=83.188*i;
      G2[i]:=1.157*(1+1/i);
      B2[i]:=1.5867e-5/i;
      p[i]:=0.1*i+0.9;
    end;
    write(' Introduceti valoarea lui Yc [S] =');read(Ycc);
    writeln;
    for i:=1 to 35 do
      begin
        kR[i]:=1.125+0.0879*i;
        Gcb[i,1]:=4.132e-4/kR[i];
        Bcb[i,1]:=0;
        ReYcb[i,1]:=Gcb[i,1];
        ImYcb[i,1]:=-Bcb[i,1];

        Bcb[i,2]:=3.3e-4;
        Gcb[i,2]:=4.132e-4;
        ReYcb[i,2]:=Gcb[i,2];
        ImYcb[i,2]:=-Bcb[i,2];
      end;
  end;

```

```

Bcb[i,3]:=3.3e-4;
Gcb[i,3]:=4.132e-4/i;
ReYcb[i,3]:=Gcb[i,3];
ImYcb[i,3]:=-Bcb[i,3];

Gcb[i,4]:=4.132e-4/p[i];
Bcb[i,4]:=3.3e-4/p[i];
ReYcb[i,4]:=Gcb[i,4];
ImYcb[i,4]:=-Bcb[i,4];

Gcb[i,5]:=4.132e-4/kR[i];
Bcb[i,5]:=1.65e-3/i;
ReYcb[i,5]:=Gcb[i,5];
ImYcb[i,5]:=-Bcb[i,5];

Rcb[i]:=161.33*sqrt(i);
Xcb[i]:=4848*i;
Bcb[i,6]:=Xcb[i]/(sqrt(Rcb[i])+sqrt(Xcb[i]));
Gcb[i,6]:=Rcb[i]/(sqrt(Rcb[i])+sqrt(Xcb[i]));
ReYcb[i,6]:=Gcb[i,6];
ImYcb[i,6]:=-Bcb[i,6];

Gcb[i,7]:=2420/(sqrt(2420)+sqrt(176.6*i));
Bcb[i,7]:=176.66/(sqrt(2420)+sqrt(176.6*i))+1/(6019.9*i);
ReYcb[i,7]:=Gcb[i,7];
ImYcb[i,7]:=-Bcb[i,7];

Rsc[i]:=4840;
Xsc[i]:=3872*i;
Ra[i]:=242*(1+0.2*exp(0.5*ln(i*50)));
Xa[i]:=1694*exp(-0.15*ln(i*50));
Gcb[i,8]:=Rsc[i]/(sqrt(Rsc[i])+sqrt(Xsc[i]))+Ra[i]/(sqrt(Ra[i])+sqrt(Xa[i]));
Bcb[i,8]:=Xsc[i]/(sqrt(Rsc[i])+sqrt(Xsc[i]))+Xa[i]/(sqrt(Ra[i])+sqrt(Xa[i]));
ReYcb[i,8]:=Gcb[i,8];
ImYcb[i,8]:=-Bcb[i,8];
end,
for i:=1 to 35 do
begin
ReZD[i]:=RL[i];
ImZD[i]:=XL[i]-1/(BL[i]/2-1/Xs[i]);
ReYD[i]:=ReZD[i]/(sqrt(ReZD[i])+sqrt(ImZD[i]))+G1[i]+G2[i];
ImYD[i]:=-ImZD[i]/(sqrt(ReZD[i])+sqrt(ImZD[i]))+BL[i]/2-B1[i]-B2[i];
ReYc[i]:=0;
ImYc[i]:=Yc[i];
for j:=1 to 8 do
begin
ReYB[i,j]:=Gcb[i,j]+ReYc[i];
ImYB[i,j]:=-Bcb[i,j]+ImYc[i];
ReA[i,j]:=ReYB[i,j]/(sqrt(ReYB[i,j])+sqrt(ImYB[i,j]))+R2[i];
ImA[i,j]:=-ImYB[i,j]/(sqrt(ReYB[i,j])+sqrt(ImYB[i,j]))+X2[i];
ReYech[i,j]:=ReA[i,j]/(sqrt(ReA[i,j])+sqrt(ImA[i,j]))+ReYD[i];

```



```
    ImYech[i,j]:=-ImA[i,j]/(sqr(ReA[i,j])+sqr(ImA[i,j]))+ImYD[i];
    ReZA[i,j]:=ReYech[i,j]/(sqr(ReYech[i,j])+sqr(ImYech[i,j]))+R1[i];
    ImZA[i,j]:=-ImYech[i,j]/(sqr(ReYech[i,j])+sqr(ImYech[i,j]))+X1[i];
end;
end;
for j:=1 to 8 do
begin
writeln(' ***** Modelul ',j:2,' *****');
writeln;
for i:=1 to 35 do
begin
  writeln('  ZA[',i,',] = ',ReZA[i,j],'+',ImZA[i,j], ' [ohm]');
  if i=17 then repeat until keypressed;
end;
readln;
readln;
readln;
end;
readln;
end.
```

ANEXA 4

4.1. TRANSFORMATĂ FOURIER RAPIDĂ

4.1.1. Generalități

Pentru obținerea spectrului de amplitudine și de fază al unei funcții semnal $x(t)$ se utilizează o procedură exactă și rapidă care permite să se calculeze N coeficienți complecși, pornind de la N eșantioane temporale echidistante, funcția $x(t)$ putând fi periodică sau neperiodică. Metoda obișnuită de calcul a coeficienților Fourier denumită normală discretă de dezvoltare Fourier, (NDFT - Normal Discret Fourier Transform) necesită un număr proporțional de $N \cdot N$ operații multiplicare mediere, în timp ce metoda de transformare rapidă Fourier (FFT - Fast Fourier Transform) necesită un volum de operații proporțional cu $N \log_2 N$, ceea ce reprezintă o reducere substanțială a numărului de operații.

S-a văzut că pentru transformata directă există relația;

$$\underline{C} = F \underline{x} \tag{4.1.}$$

iar pentru transformata inversă Fourier

$$\underline{x} = F^{(-1)} \underline{C} \tag{4.2.}$$

unde prin $F^{(-1)}$ se înțelege:

$$F^{(-1)} = NF^{*} \tag{4.3.}$$

iar F^{*} este matricea transpusă conjugată complexă a matricei F .

Cooley și Tukey au remarcat periodicitatea exponențialelor W^P care intervin în matricea F și în baza acestei observații au elaborat algoritmul care le poartă numele, introducând transformarea rapidă Fourier în analiza matematică, cu largi aplicații în știință și tehnică. Ei au demonstrat că prin factorizarea matricei F , și utilizând exprimarea binară a numerelor, numărul de operații se reduce substanțial, ajungând la un raport de câteva zeci de ori, dacă $N > 4000$. Punând : $N=2^m$, se demonstrează, că prin factorizare:

$$F = F_0 \cdot F_1 \cdot F_2 \cdot \dots \cdot F_{m-1} = \prod_{i=0}^{m-1} F_i \tag{4.4.}$$

Matricea F_i fiind:

$$F_i = \begin{bmatrix} 1 & d_0^{(i)} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & d_1^{(i)} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & d_2^{m-1} - 1 \\ 1 & -d_0^{(i)} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -d_1^{(i)} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & -d_{d_2^{m-1}}^{(i)} - 1 \end{bmatrix} \tag{4.5.}$$

Elementele matricei F_i , $i = 0, 1, 2, \dots, m-1$, sunt definite prin:

$$\begin{aligned} d_0^{(i)} &= d_1^{(i)} = \dots = d_2^{(i)} - 1 = 1 \\ d_2^{(i)} &= d_{2^{i+1}}^{(i)} = \dots = d_{2^{m-i}}^{(i)} - 1 = W^{2^i} \end{aligned} \tag{4.6.}$$

$$d_{2^{i+1}}^{(i)} = d_{2^{i+1}}^{(i)} = \dots = d_{2^{i+2}}^{(i)} - 1 = W^{2^{i+1}}$$

Această factorizare, conduce la determinarea iterativă a coeficienților Fourier, pe m nivele de iterații, corespunzător celor m matrici F_i .

4.1.2. Algoritmul general COOLEY - TUKEY

Se notează:

$$n = n_{m-1} \cdot 2^{m-1} + n_{m-2} \cdot 2^{m-2} + \dots + n_0 \cdot 2^0 = \sum_{p=0}^{m-1} n_p \cdot 2^p \quad (4.7.)$$

$$q = q_{m-1} \cdot 2^{m-1} + q_{m-2} \cdot 2^{m-2} + \dots + q_0 \cdot 2^0 = \sum_{p=0}^{m-1} q_p \cdot 2^p \quad (4.8.)$$

în care n_p și q_p iau valorile 0 și 1.

Coeficienții Fourier, abstracție făcând de factorul N și punând $x(n) = S(n)$ se scriu:

$$R(q) = N \cdot C(q) = \sum_{n=0}^{N-1} S(n) \cdot W^{nq} \quad (4.9.)$$

Exponențiala W^{nq} se dezvoltă introducând valorile n și q din (4.7.) și (4.8.) și ținând seama de periodicitatea ei, se obține:

$$W^{nq} = W^{(q_{n-1}, q_{n-2}, \dots, q_1, q_0)_{n_0}} \cdot W^{(q_{n-2}, q_{n-3}, \dots, q_0, 0)_{n_1}} \cdot \dots \cdot W^{(q_0, 0, \dots, 0, 0)_{n_{m-1}}} \quad (4.10.)$$

unde s-a utilizat notația simbolică:

$$(i, j, k, \dots, s) = i \cdot 2^{n-1} + j \cdot 2^{n-2} + k \cdot 2^{n-3} + \dots + s \cdot 2^0 \quad (4.11.)$$

Rezultă:

$$R(q_{n-1}, q_{n-2}, \dots, q_0) = \sum_{n_{m-1}=0}^1 \sum_{n_{m-2}=0}^1 \dots \sum_{n_0=0}^1 (n_{m-1}, n_{m-2}, \dots, n_0) \cdot W^{(q_0, 0, 0, \dots, 0)_{n_{m-1}}} \cdot W^{(q_1, q_0, 0, \dots, 0)_{n_{m-2}}} \cdot \dots \cdot W^{(q_{n-1}, q_{n-2}, q_{n-3}, \dots, 0)_{n_0}} \quad (4.12.)$$

Dacă se notează:

$$S_0(q_0, n_{m-2}, \dots, n_0) = \sum_{n_{m-1}}^1 (n_{m-1}, n_{m-2}, \dots, n_0) \cdot x \cdot W^{(q_0, 0, 0, \dots, 0)_{n_{m-1}}} \quad (4.13.)$$

și identificând pe S_0 în (4.13), se poate scrie:

$$S_1(q_1, q_0, n_{m-3}, \dots, n_0) = \sum_{n_{m-1}}^1 S_0(q_0, n_{m-2}, \dots, n_0) \cdot W^{(q_1, q_0, 0, \dots, 0)_{n_{m-2}}} \quad (4.14.)$$

ceea ce duce la formula de recurență a lui Cooley și Tukey:

$$S_p(q_p, q_{p-1}, \dots, q_0, n_{m-p-2}, \dots, n_0) = \sum_{n_{m-p-1}}^1 S_{p-1}(q_{p-1}, \dots, q_0, n_{m-p-1}, \dots, n_0) \cdot W^{(q_p, \dots, q_0, 0, \dots, 0)_{n_{m-p-1}}} \quad (4.15.)$$

cu $p = 0, 1, 2, \dots, m-1$.

Rezultatul căutat va fi:

$$R(q_{m-1}, \dots, q_0) = S_{m-1}(q_{m-1}, \dots, q_0) \quad (4.16.)$$

Relația (4.15.) constituie formula de recurență a lui Cooley - Tukey și prin factorizarea matricei F, conduce la relația (4.14.).

Algoritmul inițial Cooley și tukey, conduce la un timp de calcul mai mare în comparație cu alte algoritme dezvoltate ulterior, întrucât necesită o operație de inversare liniară a coeficienților din vectorul G_F .

4.1.3. Metoda directă.

Pentru determinarea funcțiilor de densitate spectrală de putere $\hat{G}_{xx}(q)$ și $\hat{G}_{xy}(q)$ se pornește direct de la datele originale adică de la semnalele $x_n = x(n)$ și respectiv $y_n = y(n)$, fără a mai trece prin faza de corelații.

În acest sens se determină mai întâi spectrele de amplitudine $X(q)$ și $Y(q)$ ale semnalelor $x(n)$ și $y(n)$, utilizând de preferință analiza Fourier rapidă. La evaluarea acestor coeficienți sub formă complexă se aplică filtrarea temporală sau frecvențială pentru îndepărtarea efectului de licaj. După aceea se trece la evaluarea periodogramelor $I_{xx}(v)$ și respectiv $I_{xy}(v)$, sub forma:

$$I_{xx}(q) = \frac{1}{T} \cdot [X(q) \cdot X(q)^*] = \frac{1}{T} \cdot [X(q)]^2 \tag{4.17.}$$

$$I_{xy}(q) = \frac{2}{T} \cdot [X(q) \cdot Y(q)^*] \tag{4.18.}$$

Ținând seama că $x(t)$ există între $-T/2$ și $T/2$ se poate scrie:

$$X(v) = \int_{-T/2}^{+T/2} x(t) \cdot e^{-j2\pi vt} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot \prod_{T/2}(t) e^{-j2\pi vt} dt \tag{4.19.}$$

unde filtru poartă temporală

$$\prod_{T/2}(t) \begin{cases} = 1; & T \in [-T/2, T/2] \\ = 0; & \text{în afara intervalului} \end{cases} \tag{4.20.}$$

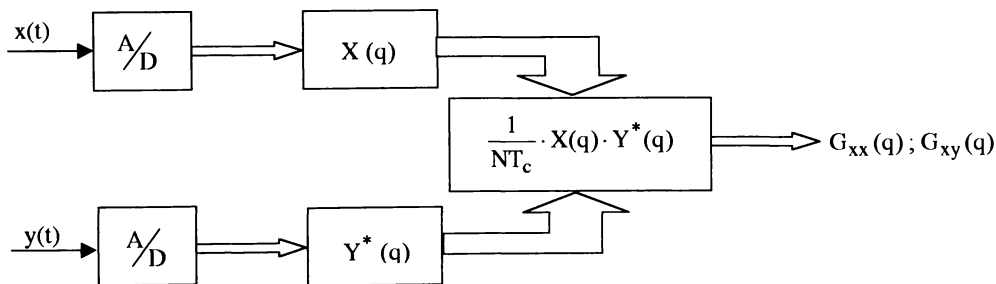


Fig.4.1. Determinarea sub formă numerică pe cale directă a funcțiilor de densitate spectrală.

și la care corespunde fereastra frecvențială, care prin fenomenul de licaj determină distorsiunea liniilor spectrale adevărate $X(q)$:

$$F(v) = T \cdot \frac{\sin \pi v T}{\pi v T} \tag{4.21.}$$

în care $T = 2 \cdot \tau_m$.

Pentru reducerea licajului se procedează la filtrarea temporală sau frecvențială, utilizând filtrele $d_1(t)$ sau $d_2(t)$, fie în domeniul timpului prin operația de multiplicare, fie în domeniul frecvenței prin operația de convoluție. Ultima operație se reduce, așa cum am văzut, la o mediere ponderată asupra a trei linii spectrale consecutive, care determină în final liniile $\hat{X}(q)$ și $\hat{Y}(q)$ netezite.

Sub formă discretă, pentru calculul pe ordinator: liniile brute sunt:

$$\begin{aligned} \tilde{X}(q) &= T_e \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j\pi qn} \\ \tilde{Y}(q) &= T_e \sum_{n=0}^{N-1} y(n) \cdot e^{-j\pi qn} \end{aligned} \quad (4.22.)$$

Cu aceste valori se determină periodogramele:

$$\begin{aligned} \tilde{I}_{xx}(q) &= \frac{1}{T} \cdot |\tilde{X}(q)|^2 = T [\tilde{C}_x(q)]^2 \\ \tilde{I}_{xy}(q) &= \frac{1}{T} \cdot \tilde{X}(q) \cdot Y(q) = 2 \cdot T [\tilde{C}_x(q), \tilde{C}_y(q)] \end{aligned} \quad (4.23.)$$

unde s-a utilizat coeficienții Fourier $C_x = X(q)/T$ și $C_y = Y(q)/T$. În cazul în care, în analiza Fourier se determină partea reală și imaginară a liniilor spectrale $X(q)$ și $Y(q)$ sub forma:

$$\tilde{X}(q) = \tilde{A}_x - j\tilde{B}_x \quad ; \quad \tilde{Y}(q) = \tilde{A}_y - j\tilde{B}_y \quad (4.24.)$$

periodogramele se scriu sub forma:

$$\begin{aligned} \tilde{I}_{xx}(q) &= \frac{1}{T} \cdot [(\tilde{A}_x - j\tilde{B}_x)(\tilde{A}_x + j\tilde{B}_x)] = \frac{1}{T} \cdot [A_x^2 + B_x^2] \\ \tilde{I}_{xy}(q) &= \frac{1}{T} \cdot [(\tilde{A}_x - j\tilde{B}_x)(\tilde{A}_y + j\tilde{B}_y)] = \\ &= \frac{1}{T} \cdot [\tilde{A}_x \cdot \tilde{A}_y + \tilde{B}_x \cdot \tilde{B}_y - j(\tilde{B}_x \cdot \tilde{A}_y - j\tilde{A}_x \cdot \tilde{B}_y)] = \tilde{P}_{xy}(q) - j\tilde{Q}_{xy}(q) \end{aligned} \quad (4.25.)$$

Dacă $x(t)$ și $y(t)$ sunt procese aleatoare de forma $\{x(t)\}$, $\{y(t)\}$, estimările $\tilde{I}_{xx}(q)$ și $\tilde{I}_{yy}(q)$ sunt de precizie redusă, în cazul utilizării unei singure realizări $x^{(i)}(t)$ și $y^{(i)}(t)$, fiind necesară obținerea unei medieri pe ansamblu statistic de valori $\{\tilde{I}_{xx}(q)\}$ și $\{\tilde{I}_{xy}(q)\}$, obținându-se valorile $\tilde{I}_{xx}(q)$ și respectiv $\tilde{I}_{xy}(q)$. Ameliorarea stabilității valorilor pentru estimările $\tilde{I}_{xx}(q)$ și $\tilde{I}_{xy}(q)$ se realizează, în metoda directă, efectuând medierea pe termenii \tilde{A}_x^2 , \tilde{B}_x^2 și \tilde{P}_{xy} , \tilde{Q}_{xy} , calculați pe tronsoane egale ale realizării $x(t)$ și $y(t)$. Acest dezavantaj nu există la metoda indirectă, unde medierea se execută la calculul corelațiilor.

Ceea ce s-a obținut în felul acesta constituie o estimare brută a densităților spectrale:

$$\tilde{I}_{xx}(q) = \tilde{G}_{xx}(v) = \int_{-\infty}^{+\infty} T \cdot \left[\frac{\sin \pi \mu T}{\pi \mu T} \right]^2 \hat{G}_{xx}(v - \mu) d\mu \quad (4.26.)$$

în care:

$$F(\nu) = T \cdot \left[\frac{\sin \pi \nu T}{\pi \nu T} \right]^2 \quad (4.27.)$$

este fereastra de ponderare frecvențială a lui Bartlett. Pentru a obține pe $\hat{G}_{xx}(\nu)$, se procedează la medierea ponderată a trei coeficienți succesivi \tilde{A}_x , \tilde{A}_y , \tilde{B}_y , \tilde{B}_x , după procedeul indicat anterior, sau asupra periodogramelor, pentru $\hat{G}_{xx}(q)$:

$$\begin{aligned} \hat{P}_{xy}(0) &= 1/2 \cdot [\tilde{P}_{xy}(0) + \tilde{P}_{xy}(1)] \\ \hat{Q}_{xy}(0) &= 1/2 \cdot [\tilde{Q}_{xy}(0) + \tilde{Q}_{xy}(1)] \\ &\vdots \end{aligned} \quad (4.28.)$$

$$\begin{aligned} \hat{P}_{xy}(q) &= 0,25 \cdot \tilde{P}_{xy}(q-1) + 0,5 \cdot \tilde{P}_{xy}(q) + 0,25 \cdot \tilde{P}_{xy}(q+1) \\ \hat{Q}_{xy}(q) &= 0,25 \cdot \tilde{Q}_{xy}(q-1) + 0,5 \cdot \tilde{Q}_{xy}(q) + 0,25 \cdot \tilde{Q}_{xy}(q+1) \\ &\vdots \end{aligned} \quad (4.29.)$$

$$\begin{aligned} \hat{P}_{xy}(Q) &= 1/2 \cdot [\tilde{P}_{xy}(Q-1) + \tilde{P}_{xy}(Q)] \\ \hat{Q}_{xy}(Q) &= 1/2 \cdot [\tilde{Q}_{xy}(Q-1) + \tilde{Q}_{xy}(Q)] \end{aligned} \quad (4.30.)$$

Cu aceste valori, se determină estimările lise (netezite) $\hat{G}_{xy}(q)$ ale interspectrului $\hat{G}_{yx}(q)$.

În cazul procedurii FFT, este indicată o metodă de îndepărtare de licajului printr-o subrutină specială, folosind adăugarea de zerouri în exprimarea binară, utilizată la determinarea iterativă a coeficienților $C(q)$, micșorând în mod substanțial operațiile corespunzătoare etapei de netezire.

Având cunoscute funcțiile de densitate spectrală $\hat{G}_{xx}(q)$, $\hat{G}_{yy}(q)$ și $\hat{G}_{xy}(q)$, se determină funcția de transfer și funcția de coerență:

$$\hat{H}_1(q) = \frac{\hat{G}_{xy}(q)}{\hat{G}_{xx}(q)} \quad (4.31.)$$

$$\hat{H}_2^2(q) = \frac{\hat{G}_{yy}(q)}{\hat{G}_{xx}(q)} \quad (4.32.)$$

$$\hat{\gamma}^2(q) = \frac{|\hat{G}_{xy}(q)|^2}{\hat{G}_{xx}(q) \cdot \hat{G}_{yy}(q)} \quad (4.33.)$$

utilizate în diverse aplicații.

ANEXA 5

Măsurători efectuate pe bobina trifazată alimentată cu tensiuni nesimetrice și nesinusoidale

5.1. Alimentarea fazei R a bobinei, măsurarea tensiunilor \underline{U}_R , \underline{U}_S , \underline{U}_T , și a curentului \underline{I}_R

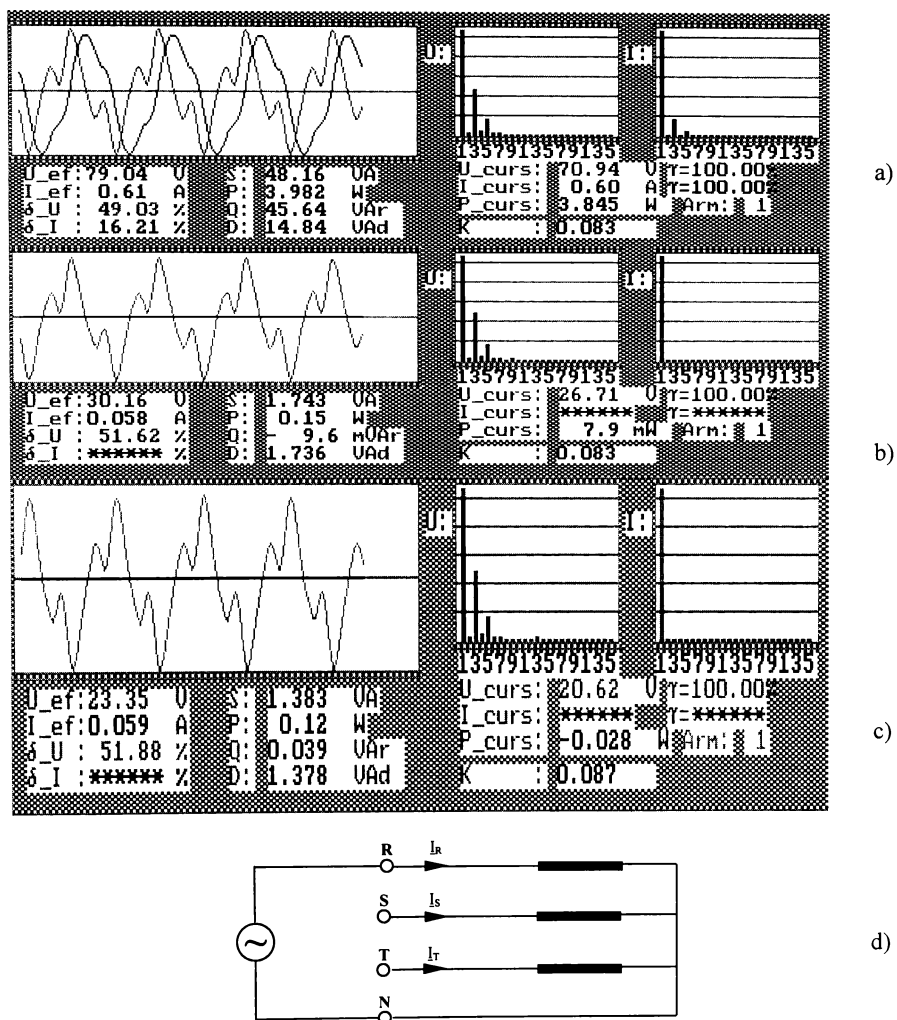


Fig.5a. Alimentare bobină trifazată cu tensiune deformată:

- a)- U_{RN} , I_R - tensiunea de alimentare deformată și curentul pe faza R
- b)- U_{SN} - tensiunea indusă pe faza S
- c)- U_{TN} - tensiunea indusă pe faza T

Tabelul 5a.1.

Arm	U_{RN}	U_{SN}	U_{TN}	I_R
1	70.94	26.71	20.62	0.5987
3	32.96	12.99	10.09	0.0951
5	10.65	4.44	3.41	0.0181
7	1.11	0.56	0.35	0.0017
9	0.57	0.27	0.18	0.0004
11	0.36	0.14	0.1	0.0002
13	0.69	0.26	0.23	0.0009
15	0.1	0.05	0.01	0.0002
17	0.24	0.1	0.11	0.0004
19	0.13	0.03	0.07	0.0002
21	0.14	0.04	0.01	0.0002
23	0.09	0.05	0.06	0.0005
25	0.03	0.04	0.05	0.0002

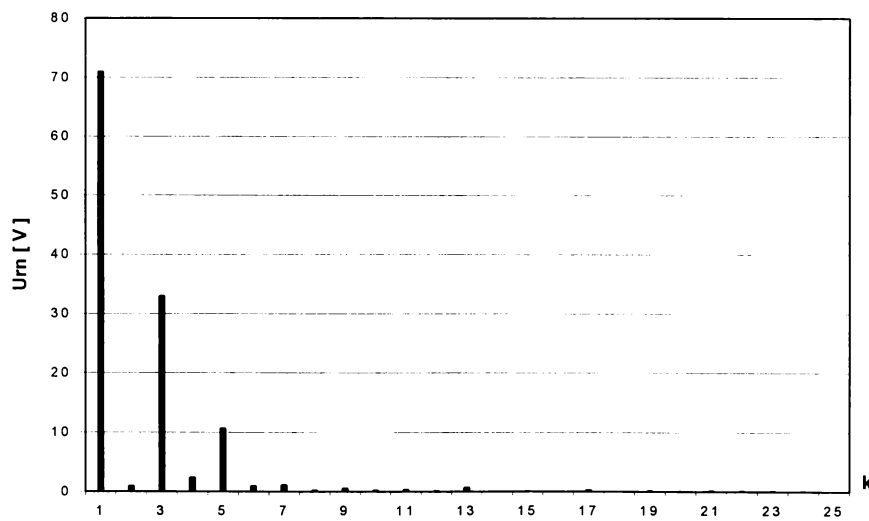


Fig.5a.1.Spectrul armoniilor tensiunii de alimentare

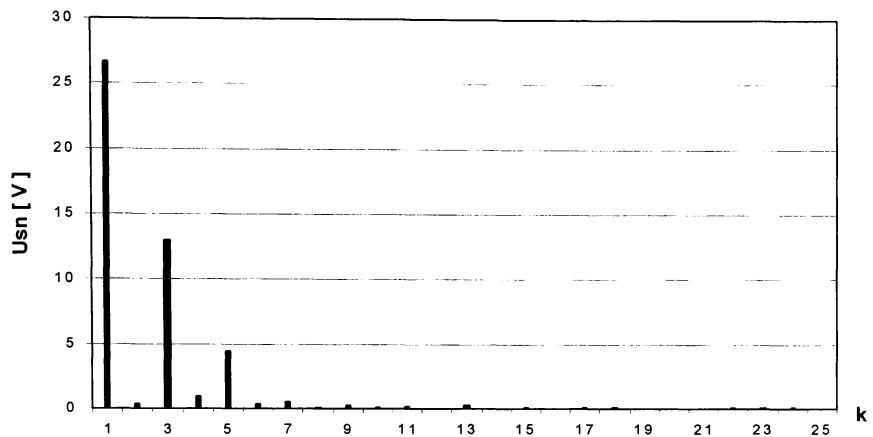


Fig.5a.2.Spectrul armoniilor de tensiune pe faza S

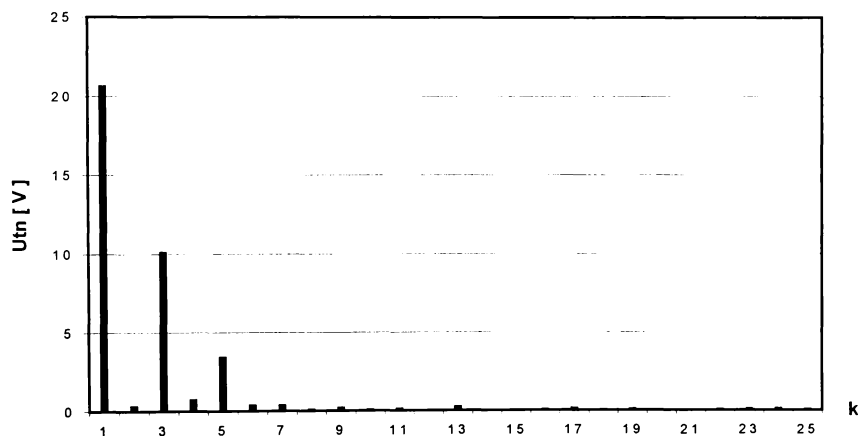


Fig.5a.3.Spectrul armoniilor de tensiune induse pe faza T

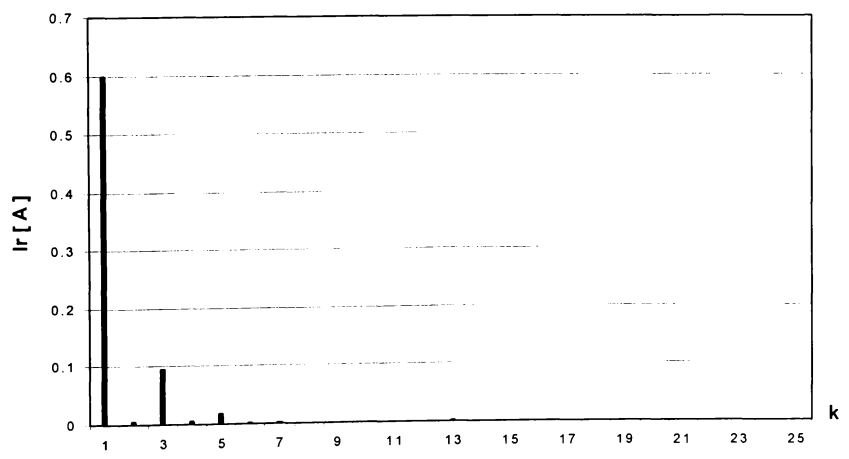


Fig.5a.4.Spectrul armoniilor de curent pe faza R

5.2. Alimentarea fazei S a bobinei, măsurarea tensiunilor \underline{U}_R , \underline{U}_S , \underline{U}_T , și a curentului \underline{I}_S .

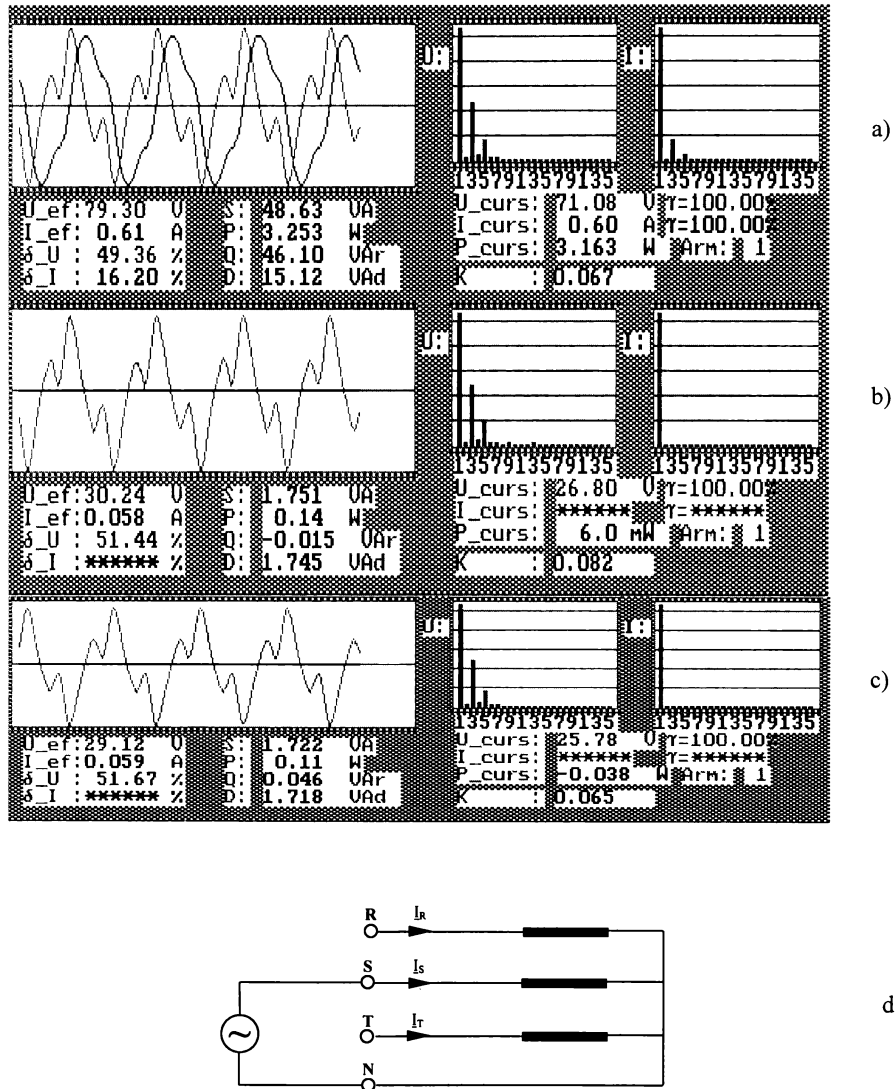


Fig.5b. Alimentare bobină trifazată cu tensiune deformată:

- a)- U_{SN} , I_S - tensiunea de alimentare deformată și curentul pe faza S
- b)- U_{RN} - tensiunea indusă pe faza R
- c)- U_{TN} - tensiunea indusă pe faza T
- d)- schema de alimentare a bobinei

Tabelul 5b.1.

Arm	U_{SN}	U_{RN}	U_{TN}	I_s
1	71.08	26.8	25.78	0.6026
3	33.05	12.93	12.51	0.0954
5	11.26	4.57	4.38	0.0191
7	1.41	0.66	0.57	0.0014
9	0.53	0.28	0.17	0.0005
11	0.4	0.14	0.19	0.0006
13	0.48	0.3	0.22	0.0007
15	0.15	0.1	0.07	0.0003
17	0.26	0.09	0.14	0.0003
19	0.11	0.08	0.08	0.0002
21	0.1	0.04	0.09	0.0003
23	0.1	0.12	0.06	0.0001
25	0.09	0.03	0.08	0.0003

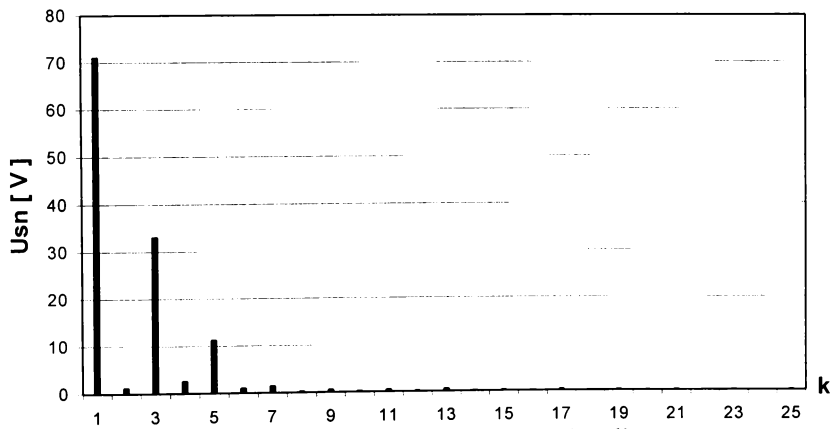


Fig.5b.1. Spectrul armonicilor tensiunii de alimentare

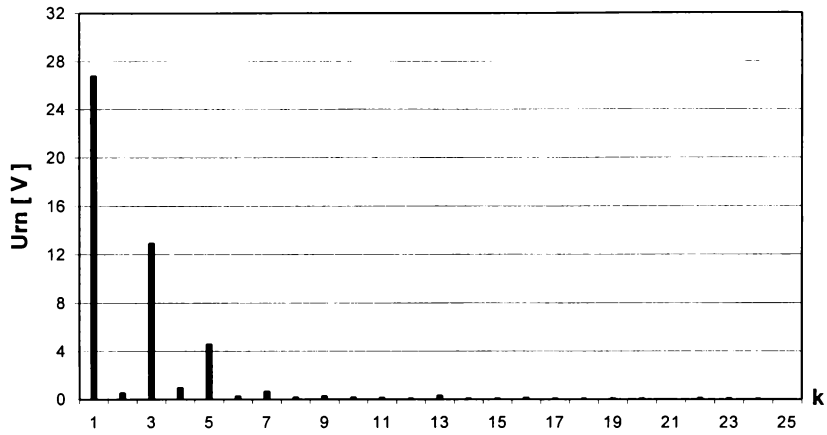


Fig.5b.2. Spectrul armonicilor de tensiune induse pe faza R

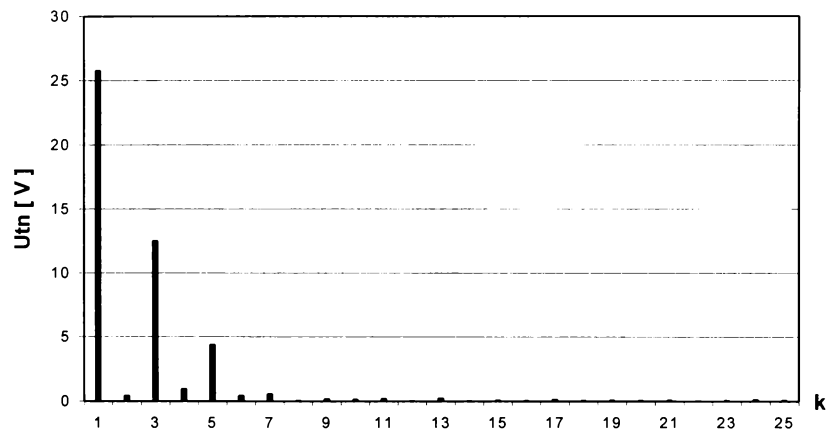


Fig.5b.3. Spectrul armonicilor de tensiune induse pe faza S

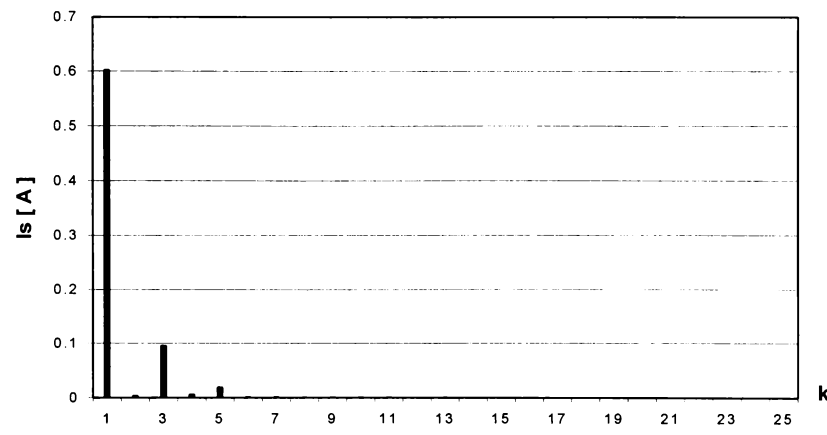


Fig.5b.4. Spectrul armonicilor de curent pe faza S

5.3. Alimentarea fazei T a bobinei, măsurarea tensiunilor \underline{U}_R , \underline{U}_S , \underline{U}_T , și a curentului \underline{I}_T

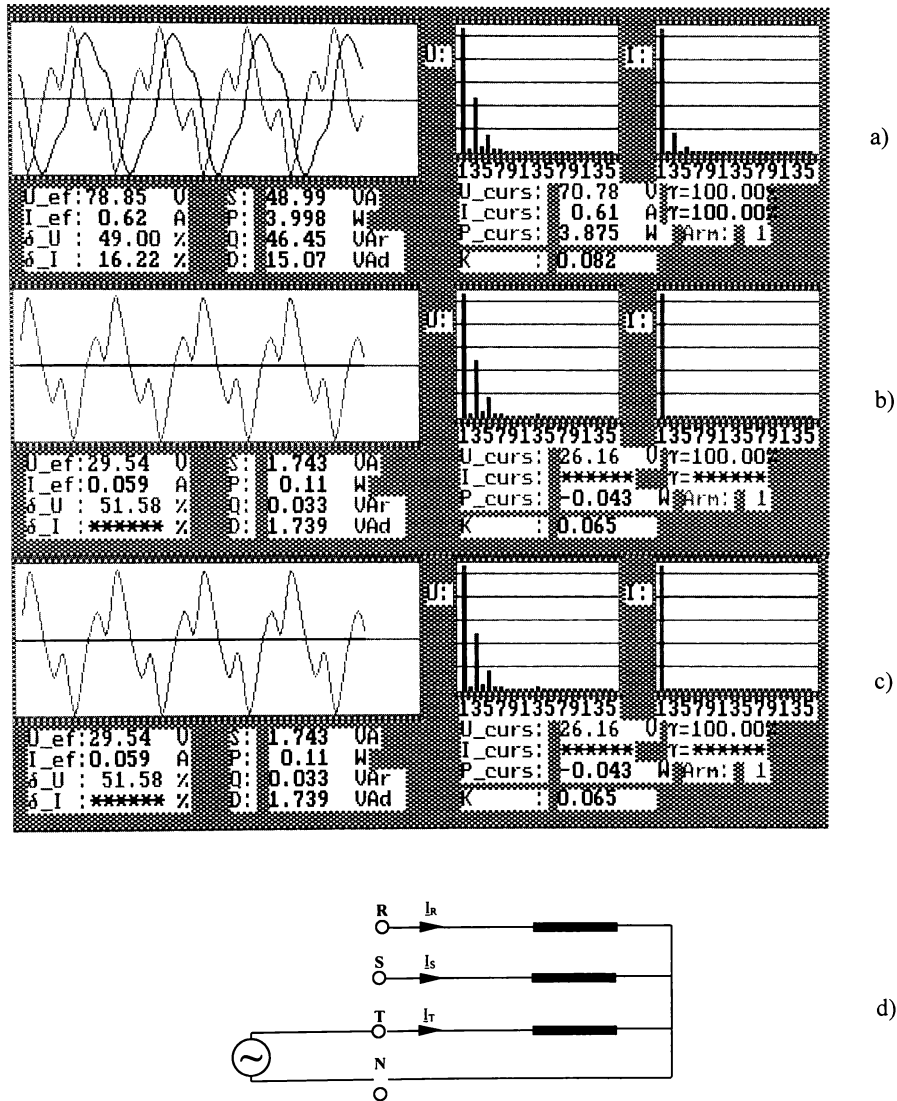


Fig.5c. Alimentare bobină trifazată cu tensiune deformată:

- a)- \underline{U}_{TN} , \underline{I}_T - tensiunea de alimentare deformată și curentul pe faza T
- b)- \underline{U}_{RN} - tensiunea indusă pe faza R
- c)- \underline{U}_{SN} - tensiunea indusă pe faza S
- d)- schema de alimentare a bobinei

Tabelul 5c.1.

Arm	U_{TN}	U_{RN}	U_{SN}	I_T
1	70.78	20.77	26.16	0.6106
3	32.89	10.17	12.72	0.0969
5	10.5	3.37	4.32	0.0187
7	1.33	0.47	0.55	0.0016
9	0.49	0.15	0.23	0.0006
11	0.34	0.09	0.13	0.0004
13	0.66	0.21	0.29	0.0006
15	0.13	0.04	0.06	0.0002
17	0.26	0.07	0.13	0.0003
19	0.1	0.04	0.08	0.0005
21	0.08	0.06	0.01	0.0003
23	0.15	0.03	0.06	0.0001
25	0.1	0.07	0.05	0.0001

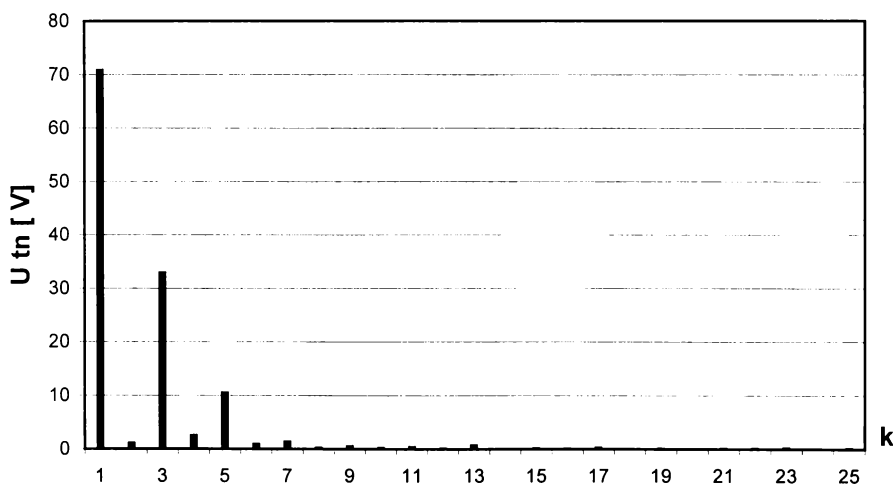
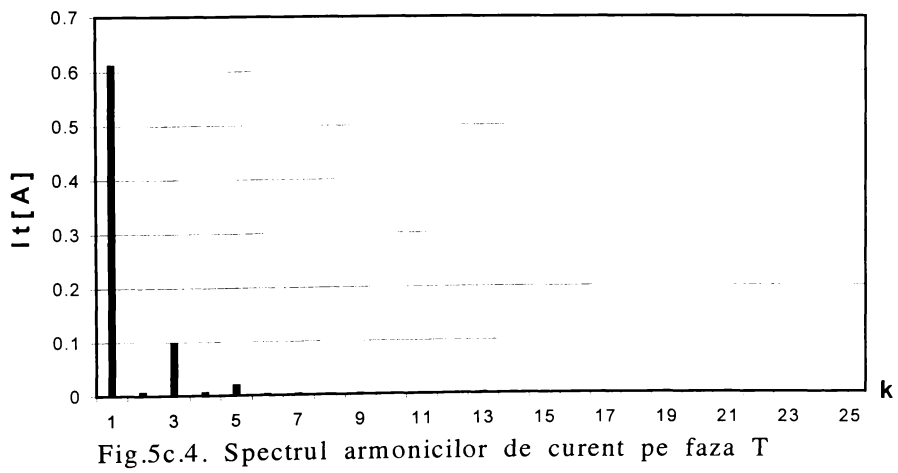
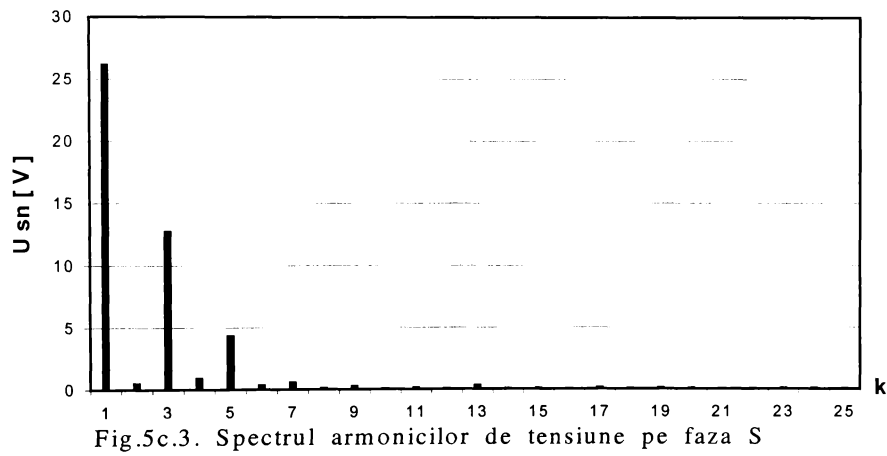
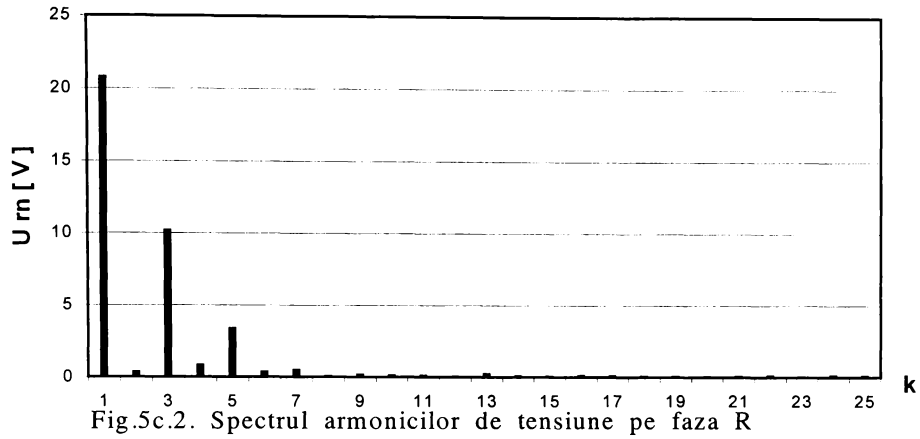
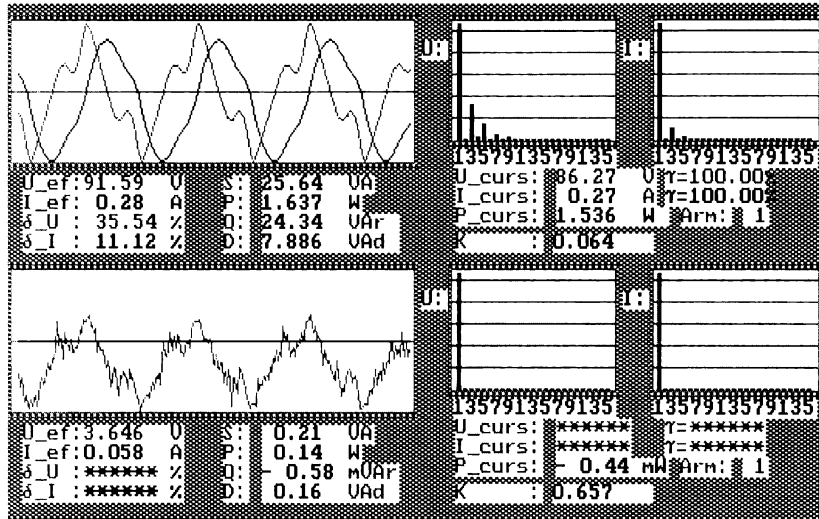


Fig.5c.1. Spectrul armonicilor tensiunii de alimentare

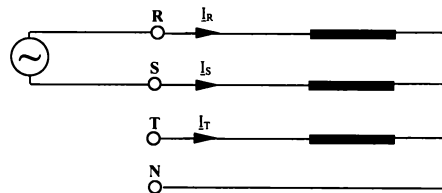


5.4. Alimentarea fazelor R și S a bobinei, măsurarea tensiunii \underline{U}_{RS} , și a curentului $I_R = -I_S$.



a)

b)



c)

Fig.5d. Alimentare bobină trifază cu tensiune deformată:

- a)- U_{RS} , I_{RS} - tensiunea de alimentare deformată și curentul corespunzător
- b)- U_{TN} - tensiunea indusă pe faza T
- c)- schema de alimentare a bobinei

Tabelul 5d.1.

Arm	U_{RS}	U_{TN}	I_R
1	86.7	2.1	0.2692
3	27.77	0.69	0.0284
5	12.18	0.25	0.008
7	2.79	0.04	0.0009
9	1.17	0.09	0.0004
11	0.39	0.02	0.0001
13	0.45	0.05	0
15	0.01	0.06	0.0004
17	0.22	0.15	0.0003
19	0.14	0.05	0.0002
21	0.14	0.07	0.0001
23	0.07	0.01	0.0003
25	0.07	0.05	0.0001

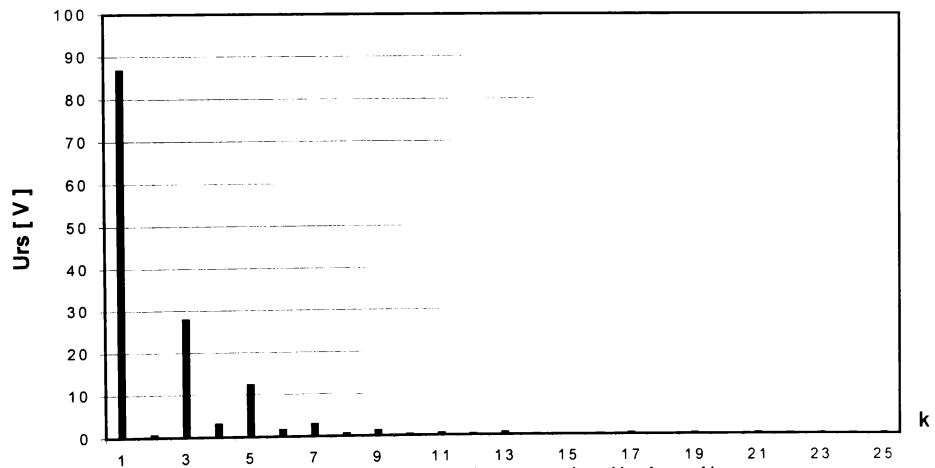
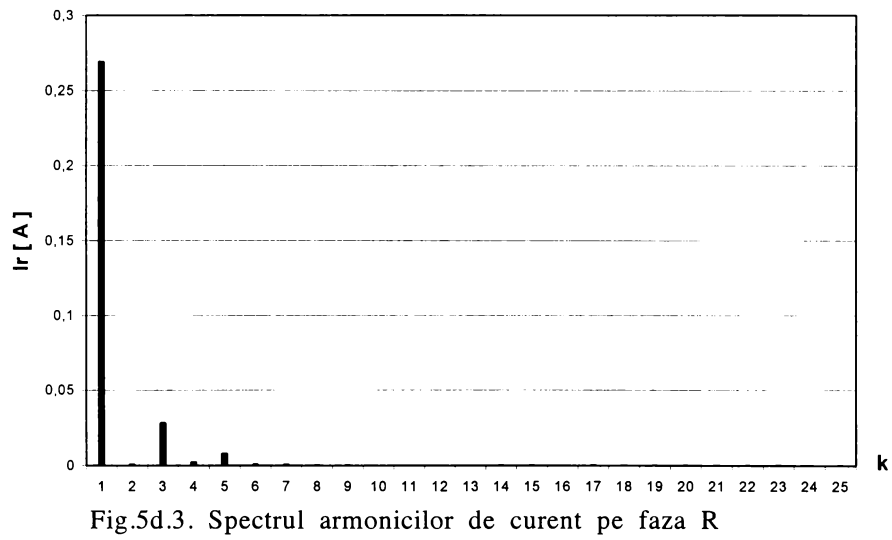
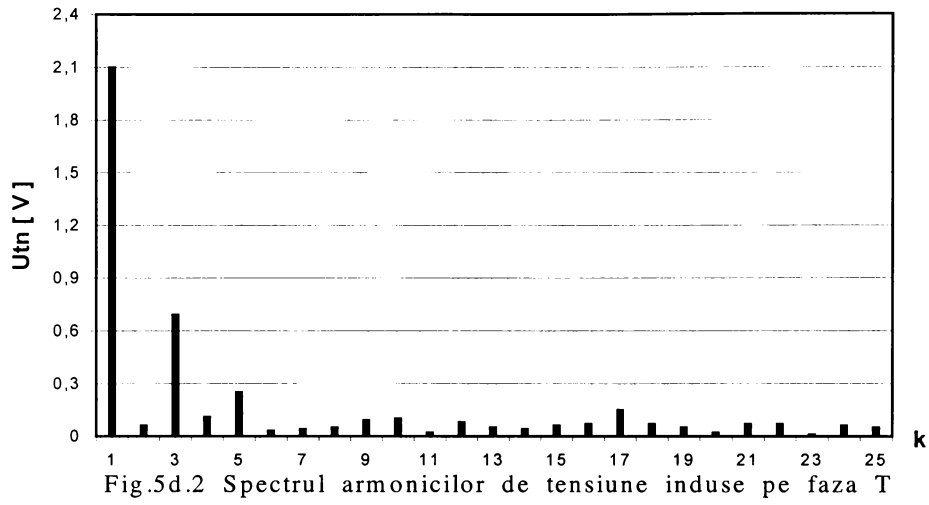
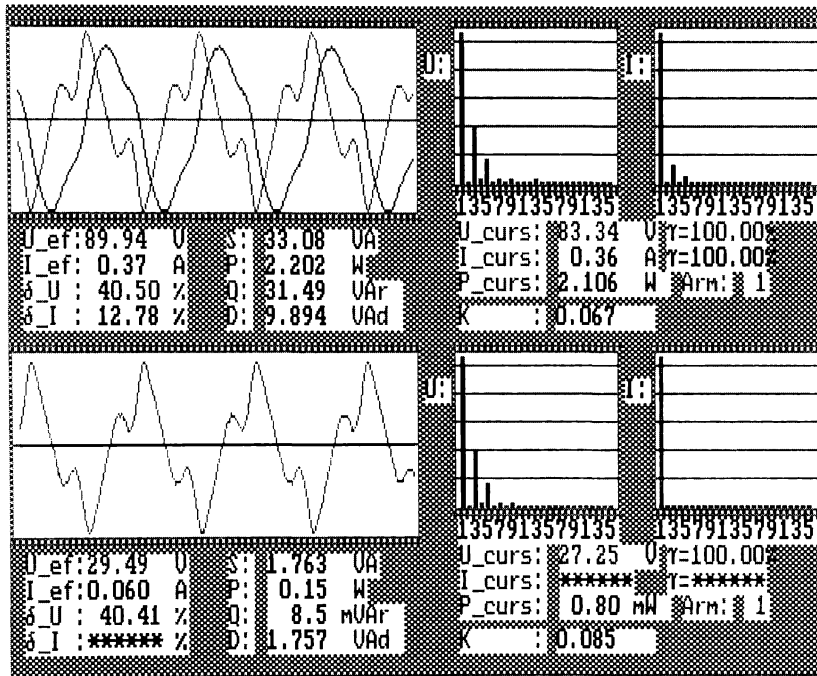


Fig.5d.1. Spectrul armonicilor tensiunii de alimentare

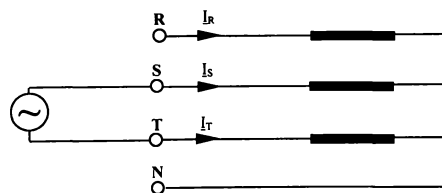


5.5. Alimentarea fazelor S și T a bobinei, măsurarea tensiunii \underline{U}_{ST} , și a curentului $\underline{I}_S = -\underline{I}_T$



a)

b)



c)

Fig.5e. Alimentare bobină trifazată cu tensiune deformată:

- a)- \underline{U}_{ST} , \underline{I}_{ST} - tensiunea de alimentare deformată și curentul corespunzător
- b)- \underline{U}_{SN} - tensiunea indusă pe faza S
- c)- schema de alimentare a bobinei

Tabelul 5e.1.

Arm	U_{ST}	U_{RN}	I_s
1	86.27	2.48	0.2722
3	28.04	0.81	0.0292
5	11.85	0.41	0.0077
7	2.88	0.1	0.0014
9	1.22	0.03	0.0003
11	0.58	0.04	0.0009
13	0.44	0.02	0.0002
15	0.07	0.05	0.0002
17	0.22	0.01	0.0001
19	0.34	0.09	0.0002
21	0.06	0.08	0.0002
23	0.05	0.08	0.0003
25	0.05	0.08	0.0002

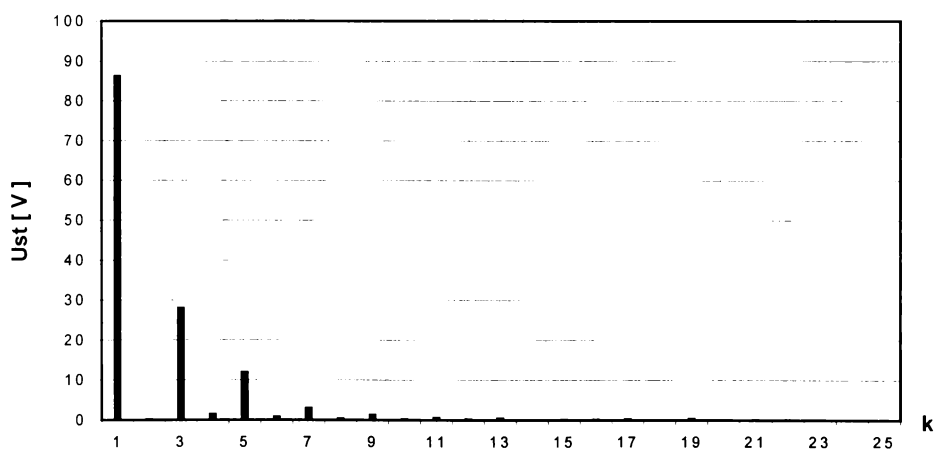


Fig.5e.1. Spectrul armonicilor tensiunilor de alimentare

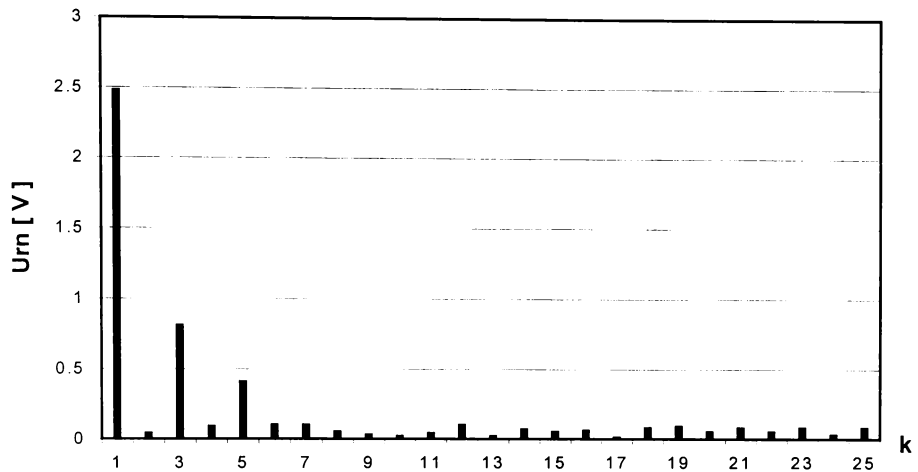


Fig.5e.2. Spectrul armonicilor de tensiune induse pe faza R

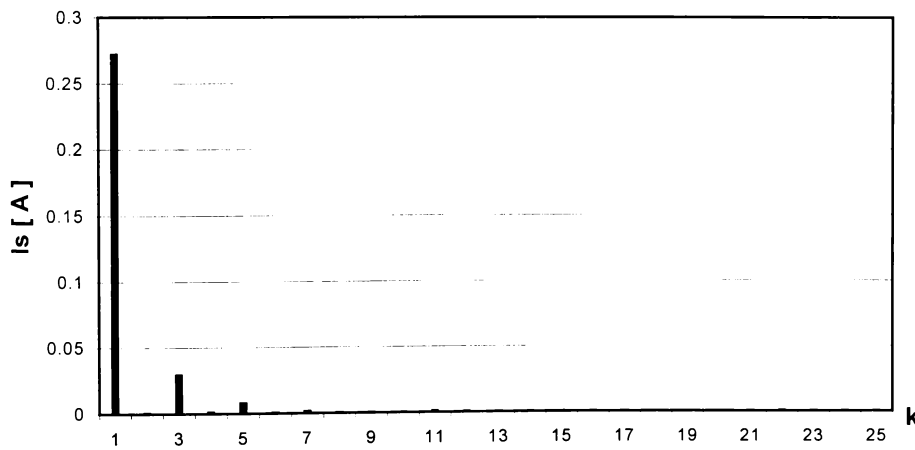
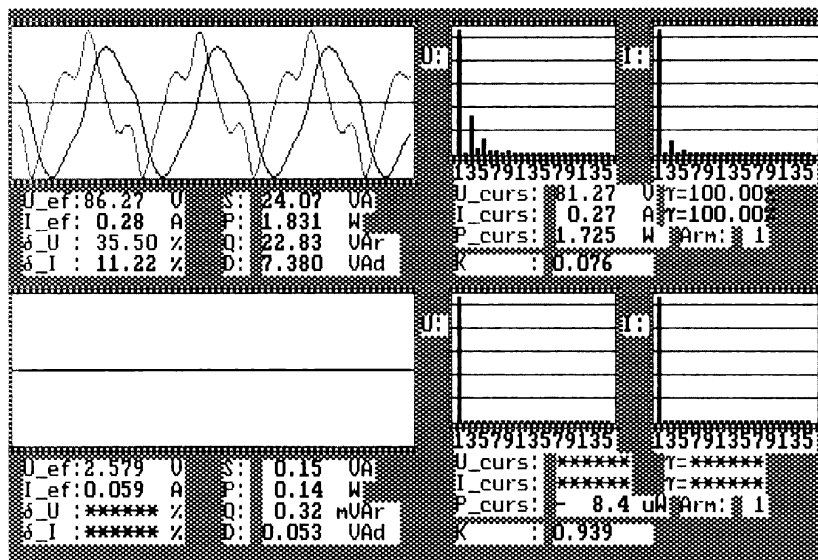


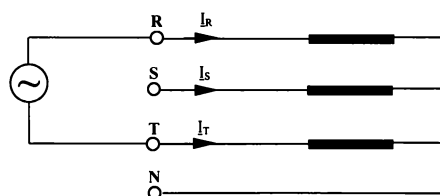
Fig.5e.3. Spectrul armonicilor de curent pe faza S

5.6. Alimentarea fazelor T și R a bobinei, măsurarea tensiunii \underline{U}_{TR} , și a curentului $I_r = -I_R$.



a)

b)



c)

Fig.5f.1. Alimentare bobină trifazată cu tensiune deformată:

- a)- U_{RT} , I_{RT} - tensiunea de alimentare deformată și curentul corespunzător
- b)- U_{SN} - tensiunea indusă pe faza S
- c)- schema de alimentare a bobinei

Tabelul 5f.1.

Arm	U_{RT}	U_{SN}	I_R
1	81.27	0.4	0.2711
3	26.69	0.03	0.0294
5	10.11	0.13	0.0068
7	2.08	0.09	0.0011
9	1	0.17	0.0003
11	0.28	0.05	0.0003
13	0.52	0.07	0.0005
15	0.09	0.07	0.0002
17	0.26	0.08	0.0001
19	0.29	0.05	0.0002
21	0.02	0.07	0.0002
23	0.06	0.03	0.0002
25	0.1	0.14	0.0003

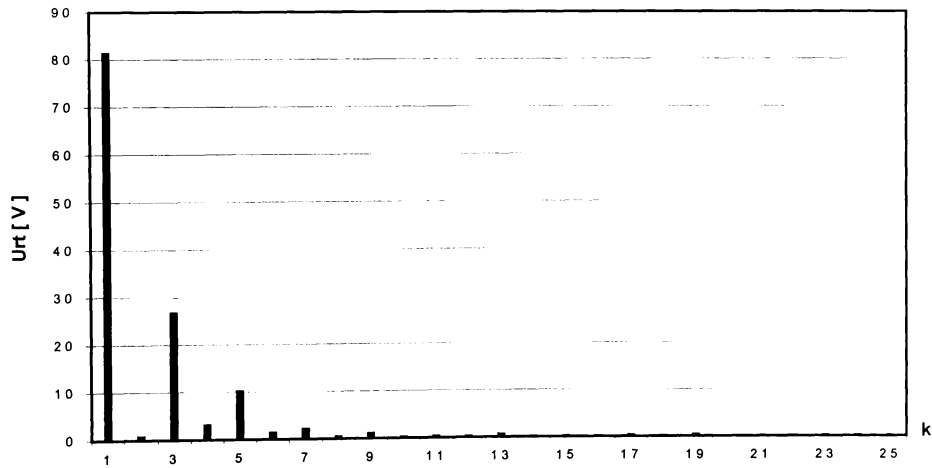


Fig.5f.1. Spectrul armonicilor tensiunii de alimentare

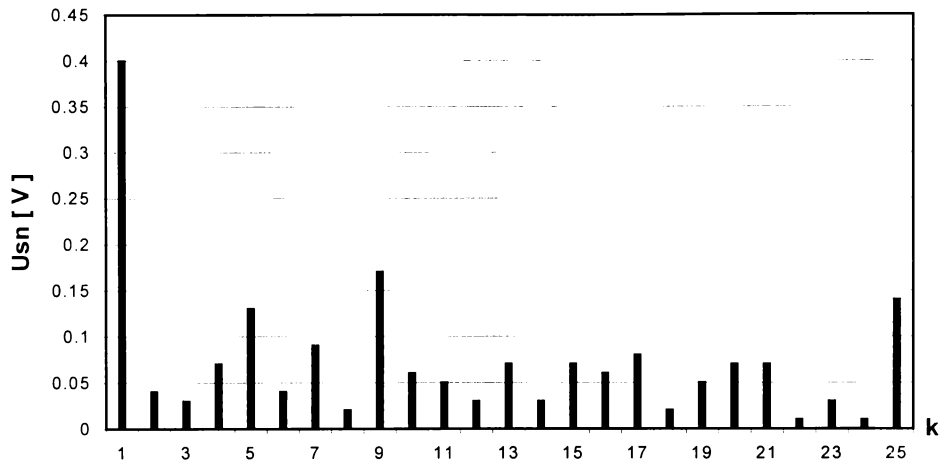


Fig.5f.2 Spectrul armonicilor de tensiune induse pe faza S

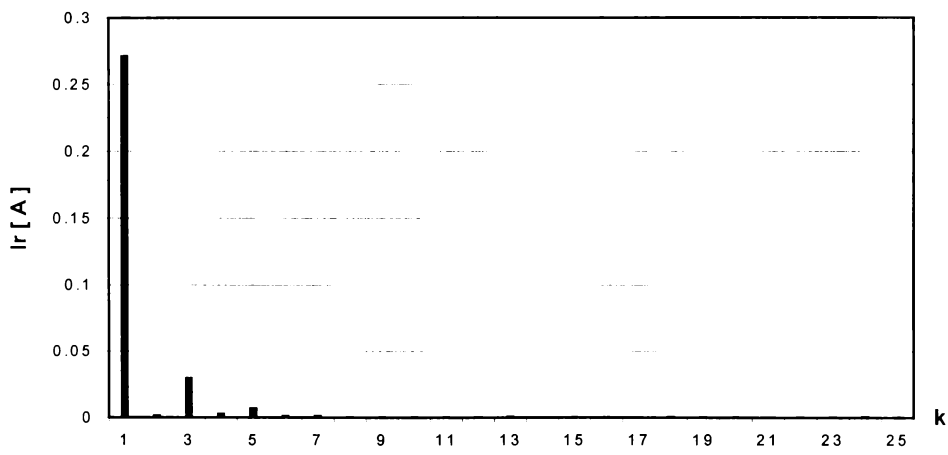


Fig.5f.3. Spectrul armonicilor de curent pe faza R

5.7. Alimentarea fazelor R și T a bobinei, faza S fiind legată cu R, măsurarea tensiunilor $U_{R(S)-T}$, U_{SN} și a curentului I_T

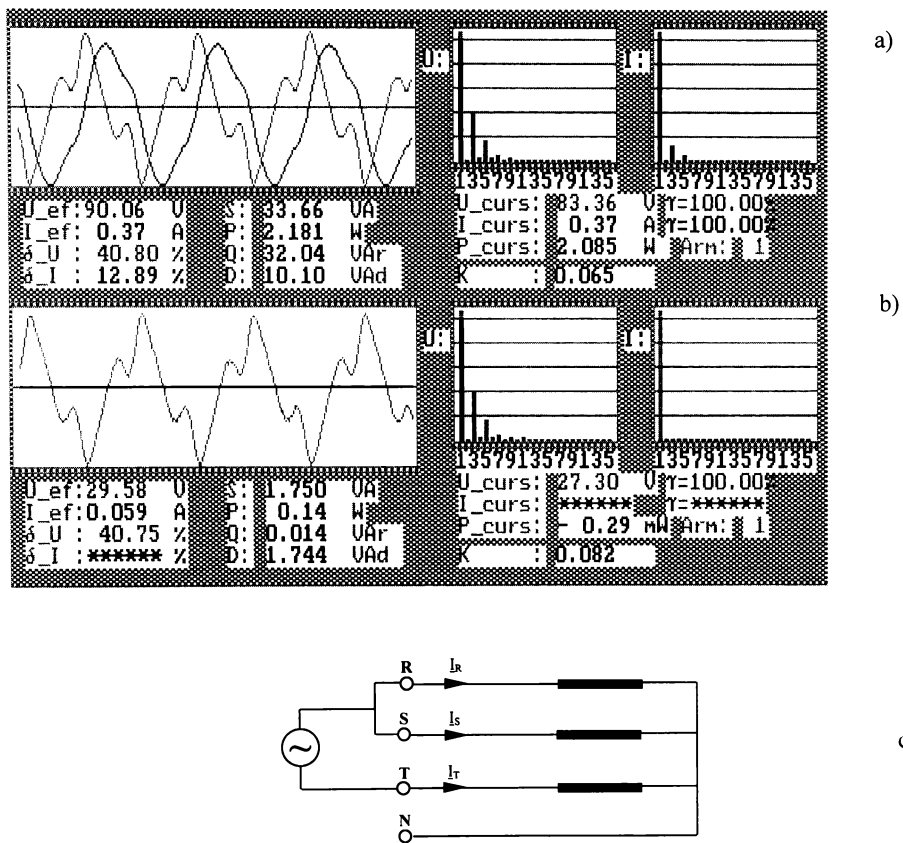


Fig.5g. Alimentare bobină trifazată cu tensiune deformată:

- a)- U, I - tensiunea de alimentare deformată și curentul corespunzător
- b)- $U_{R(S)N}$ - tensiunea fazei R (S)
- c)- schema de alimentare a bobinei

Tabelul 5g.1.

Arm	$U_{T,RS}$ [V]	U_{RN} [V]	I_T [A]
1	83.36	27.3	0.3662
3	31.24	10.2	0.0456
5	12.86	4.25	0.0116
7	2.58	0.83	0.0015
9	1.11	0.36	0.0004
11	0.7	0.28	0.0004
13	0.83	0.22	0.0002
15	0.06	0.08	0.0002
17	0.37	0.09	0.0002
19	0.2	0.07	0.0004
21	0.03	0.01	0
23	0.12	0.06	0.0002
25	0.14	0.01	0

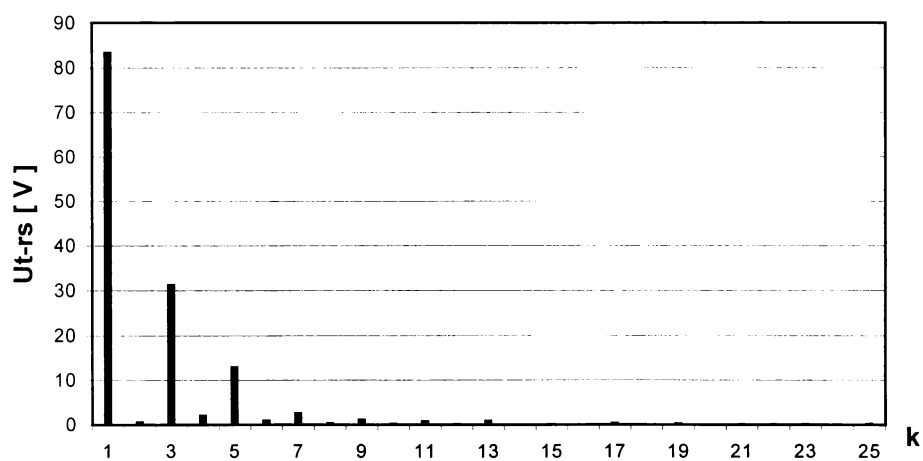
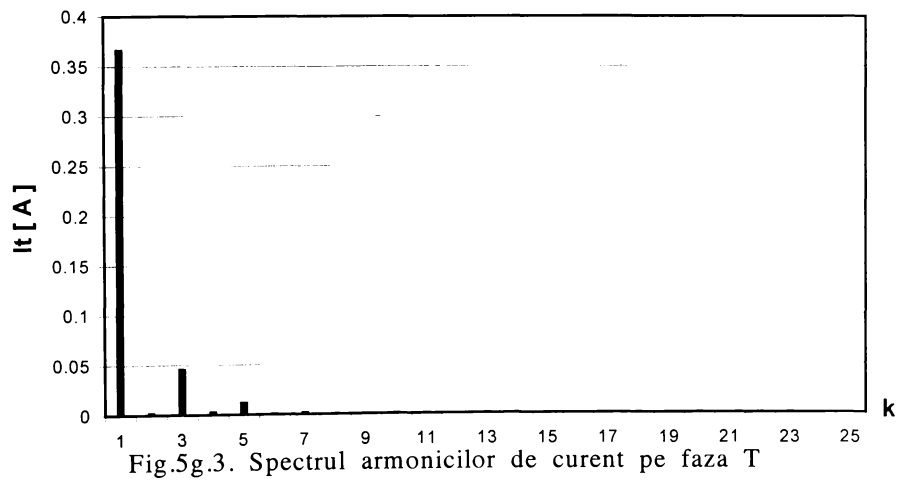
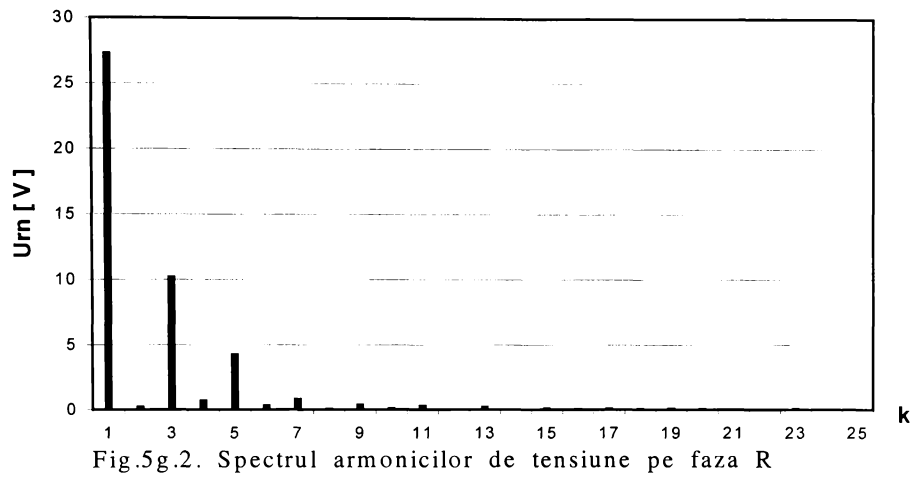
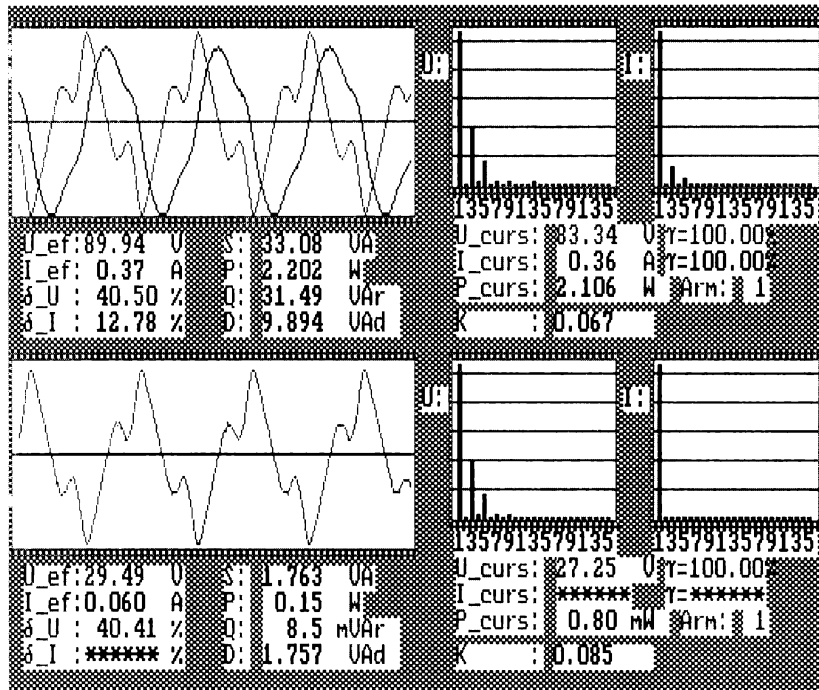


Fig.5g.1. Spectrul armonicilor tensiunii de alimentare

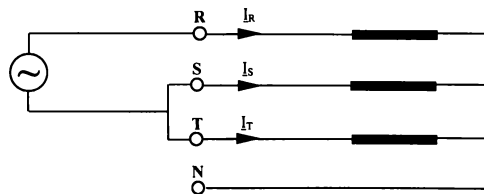


5.8. Alimentarea fazelor R și S a bobinei, faza T fiind legată cu S, măsurarea tensiunilor $\underline{U}_{S(T)-R}$, U_{RN} și a curentului I_R



a)

b)



c)

Fig.5h. Alimentare bobină trifazată cu tensiune deformată:

- a)- U, I - tensiunea de alimentare deformată și curentul corespunzător
- b)- $U_{S(T)N}$ - tensiunea fazei S (T)
- c)- schema de alimentare a bobinei

Tabelul 5h.1.

Arm	U_{R-ST} [V]	U_{SN} [V]	I_R [A]
1	83.34	27.25	0.3603
3	31.09	10.12	0.0445
5	12.72	4.18	0.0114
7	2.36	0.76	0.0013
9	1.05	0.39	0.0004
11	0.55	0.2	0.0001
13	0.84	0.25	0.0003
15	0.02	0.03	0.0001
17	0.29	0.1	0.0001
19	0.13	0.06	0.0001
21	0.12	0.01	0.0001
23	0.07	0.07	0.0003
25	0.08	0.08	0.0003

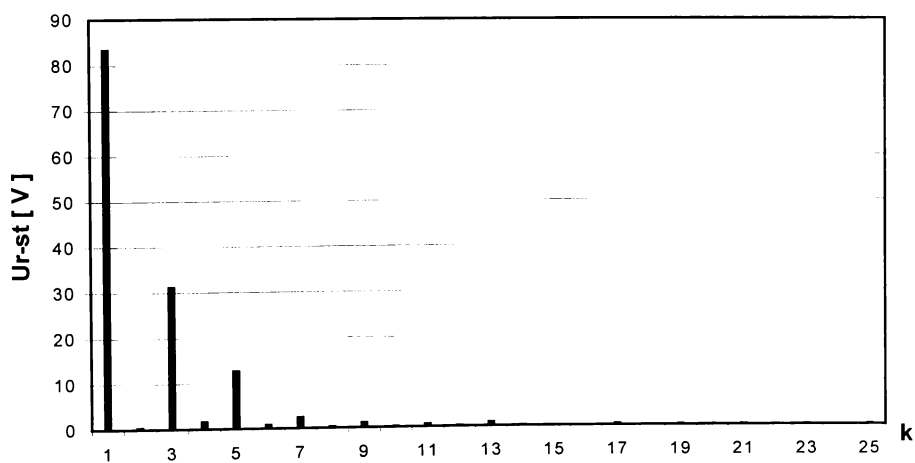


Fig.5h.1. Spectrul armonicilor tensiunilor de alimentare

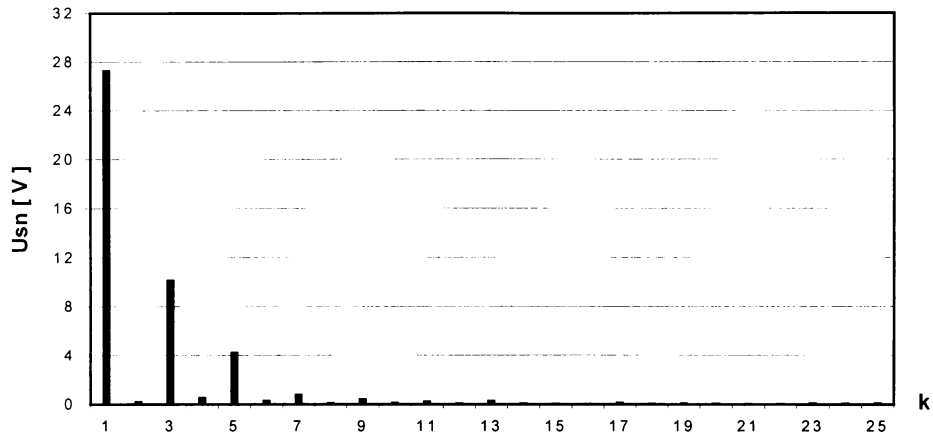


Fig.5h.2. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza S

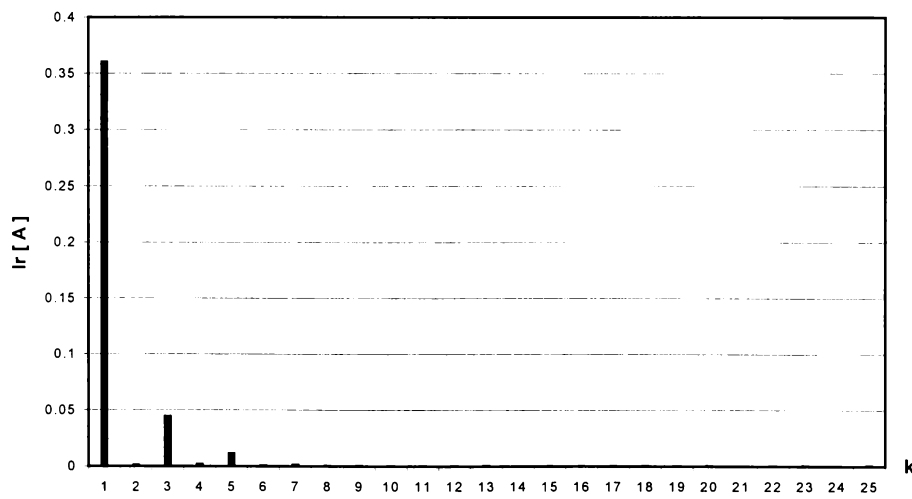


Fig.5h.3. Spectrul armonicilor de curent pe faza R

5.9. Alimentarea fazelor S și T a bobinei, faza R fiind legată cu T, măsurarea tensiunilor $\underline{U}_{T(R)-S}$, U_{RN} și a curentului I_S

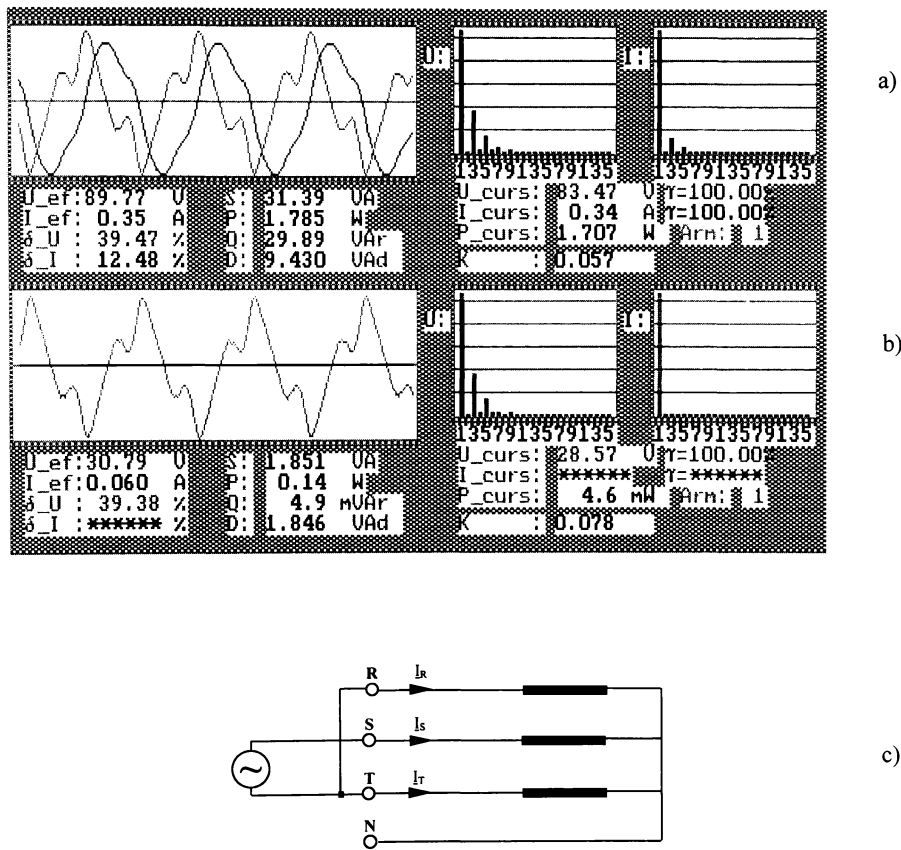


Fig.5i. Alimentare bobină trifazată cu tensiune deformată:
 a)- U, I - tensiunea de alimentare deformată și curentul corespunzător
 b)- $U_{T(R)N}$ - tensiunea fazei T (R)
 c)- schema de alimentare a bobinei

Tabelul 5i.1.

Arm	U_{s-tr} [V]	U_{TN} [V]	I_s [A]
1	83.47	28.57	0.3421
3	30.27	10.34	0.0412
5	12.42	4.24	0.0106
7	2.59	0.84	0.0014
9	1.21	0.4	0.0008
11	0.7	0.23	0.0001
13	0.65	0.2	0.0003
15	0.07	0.02	0.0001
17	0.24	0.11	0.0003
19	0.19	0.1	0.0001
21	0.06	0.05	0.0002
23	0.14	0.07	0.0002
25	0.06	0.03	0.0003

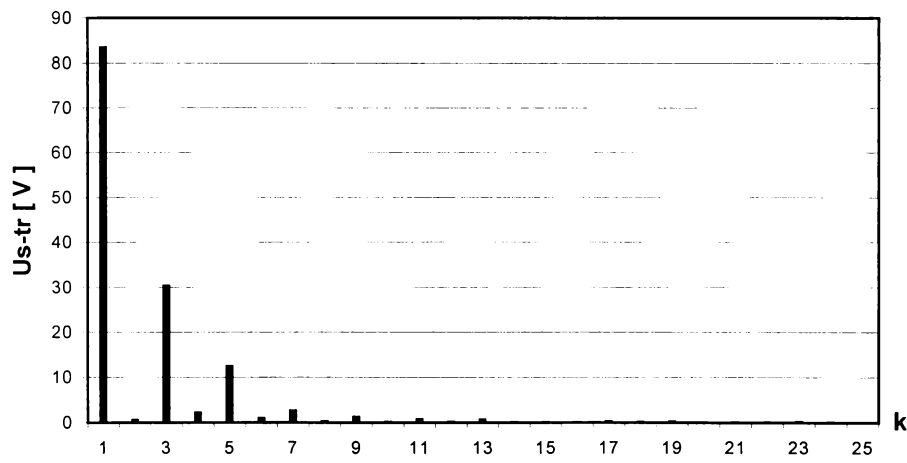


Fig.5i.1. Spectrul armonicilor tensiunii de alimentare

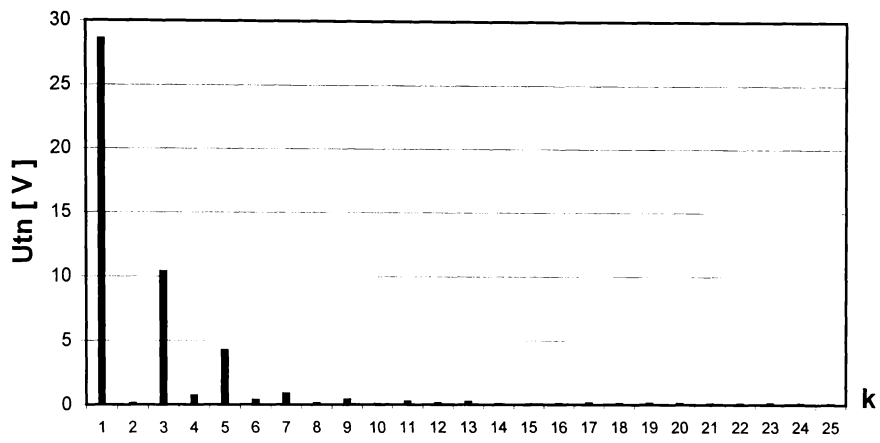


Fig.5i.2. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza T

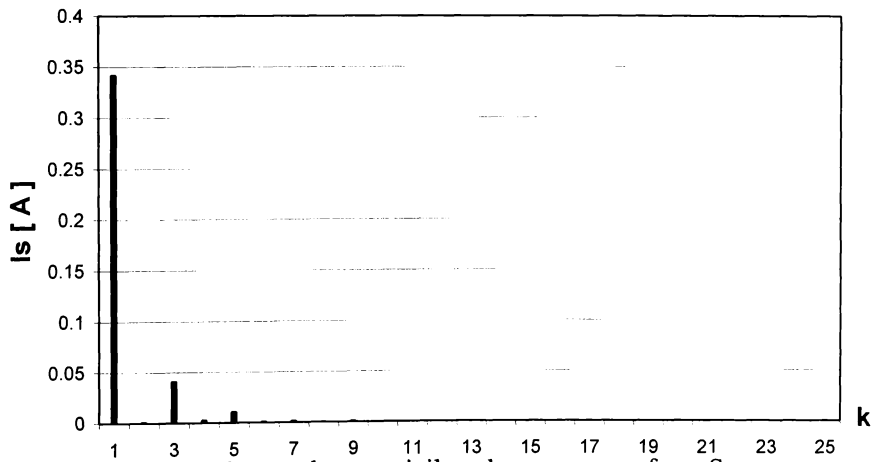


Fig.5i.3. Spectrul armonicilor de curent pe faza S

5.10. Alimentarea celor trei faze a bobinei trifazate nesimetric, măsurarea tensiunilor \underline{U}_R , \underline{U}_S , \underline{U}_T și a curenților \underline{I}_R , \underline{I}_S , \underline{I}_T (achiziția 1)

5.10.1. Vizualizarea mărimilor achiziționate.

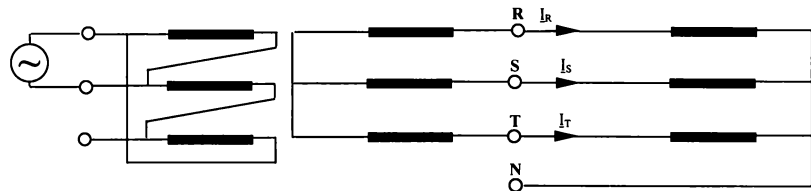
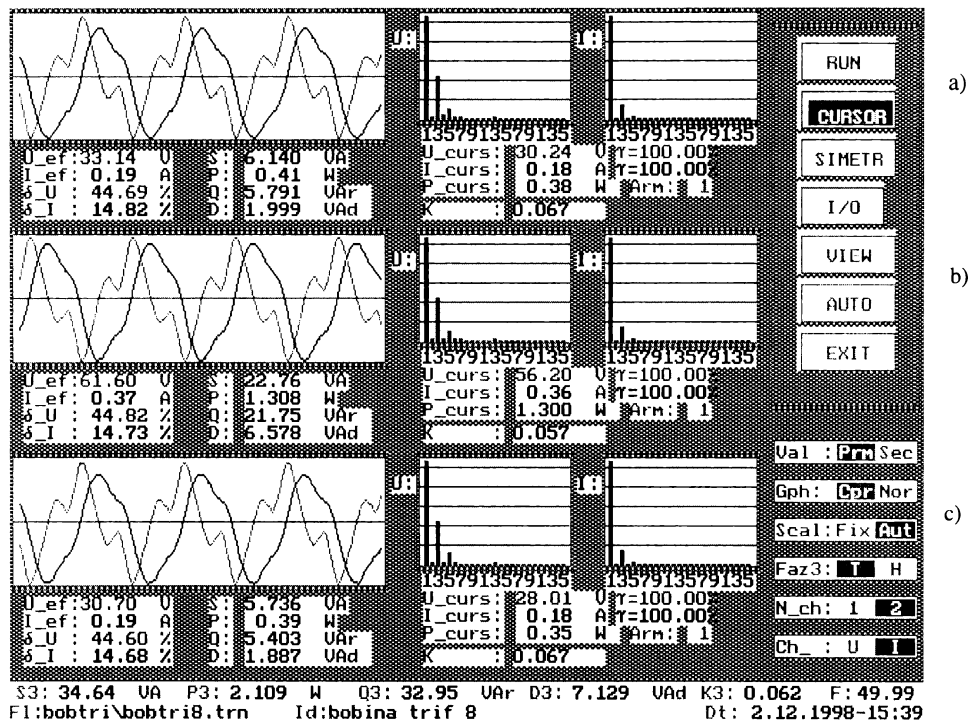


Fig.5j. Alimentare bobină trifazată cu un sistem trifazat de tensiuni deformat și nesimetric.

- a)- \underline{U}_{RN} , \underline{I}_R – tensiunea respectiv curentul fazei R
- b)- \underline{U}_{SN} , \underline{I}_S – tensiunea respectiv curentul fazei S
- c)- \underline{U}_{TN} , \underline{I}_T – tensiunea respectiv curentul fazei T
- d)- schema de alimentare

5.10.2. Analiza armonică și spectrul armonicilor pentru tensiuni și curenți

Tabelul 5j.1. Valorile efective ale tensiunilor și curenților pentru fiecare armonică

Arm	U_{RN}	U_{SN}	U_{TN}	I_R	I_s	I_T
1	30.24	56.2	28.01	0.18012	0.36396	0.18156
3	13.06	24.32	12.06	0.02628	0.0528	0.02628
5	3.22	6.13	3.08	0.00372	0.00792	0.00384
7	0.33	0.58	0.25	0.00036	0.0006	0.00048
9	0.2	0.37	0.14	0.00048	0.00024	0.00024
11	0.16	0.35	0.17	0.00024	0.0006	0.0006
13	0.49	0.9	0.46	0.00024	0.00072	0.00036
15	0.07	0.18	0.09	0.00012	0.00012	0.00048
17	0.11	0.17	0.09	0.00012	0.00036	0
19	0.05	0.13	0.1	0.00024	0.00036	0.00012
21	0.1	0.09	0.05	0.00024	0.00036	0.00012
23	0.05	0.05	0.09	0.00036	0	0
25	0.03	0.07	0.07	0.00012	0.0006	0.00024

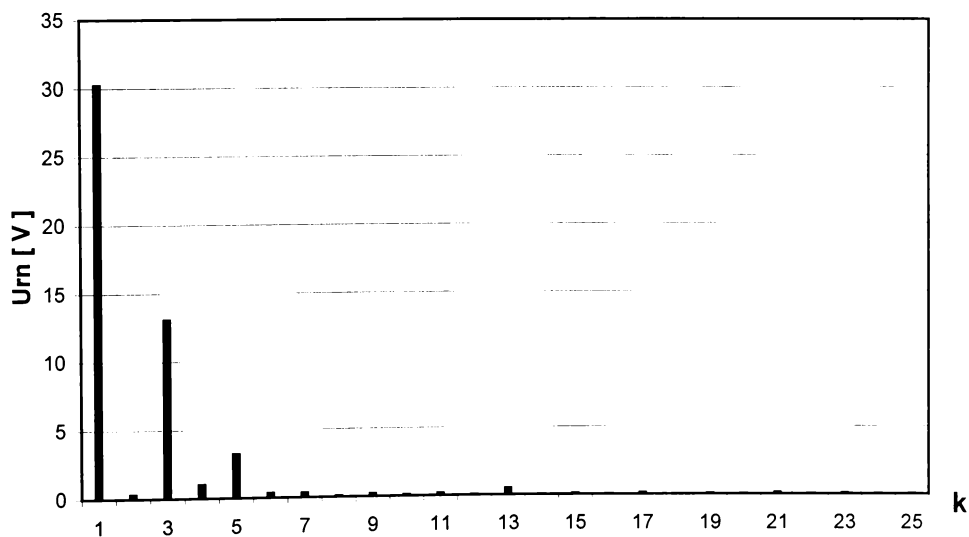


Fig.5j.1. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza R

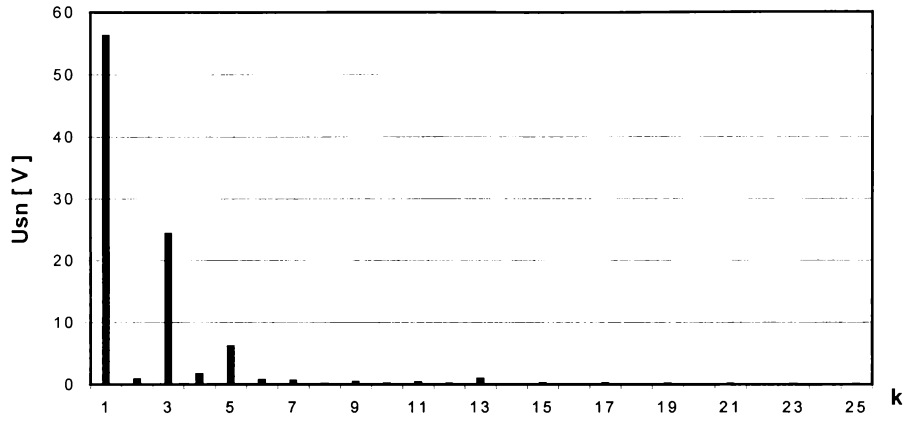


Fig.5j.2. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza S

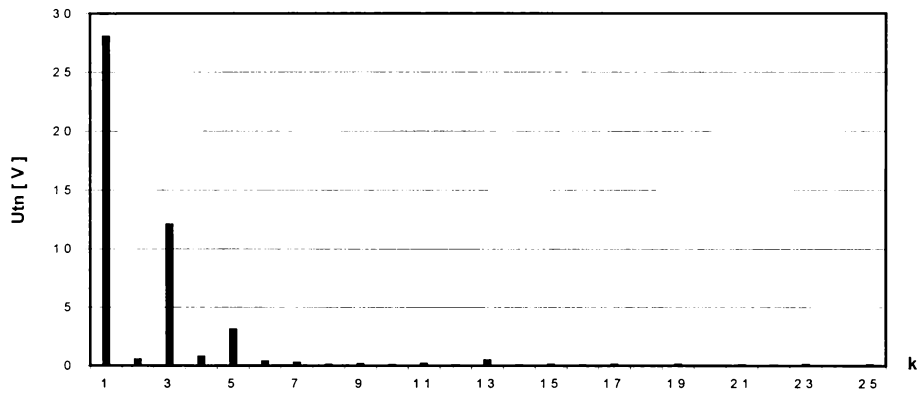


Fig.5j.3. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza T

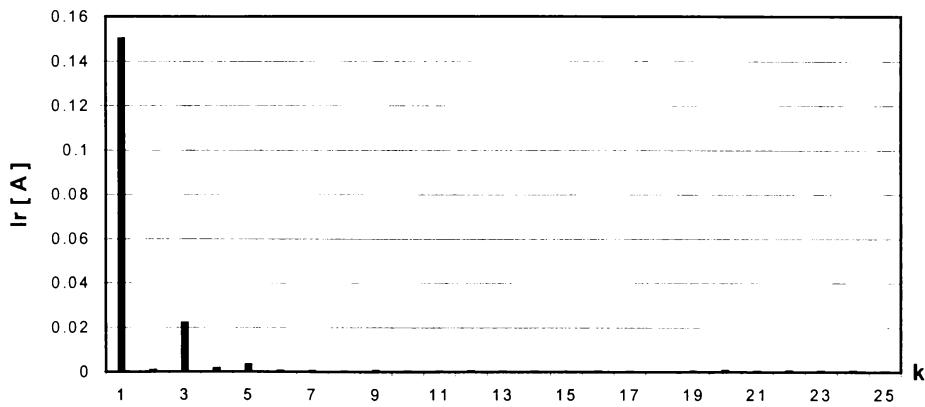


Fig.5j.4. Spectrul armonicilor de curent pe faza R

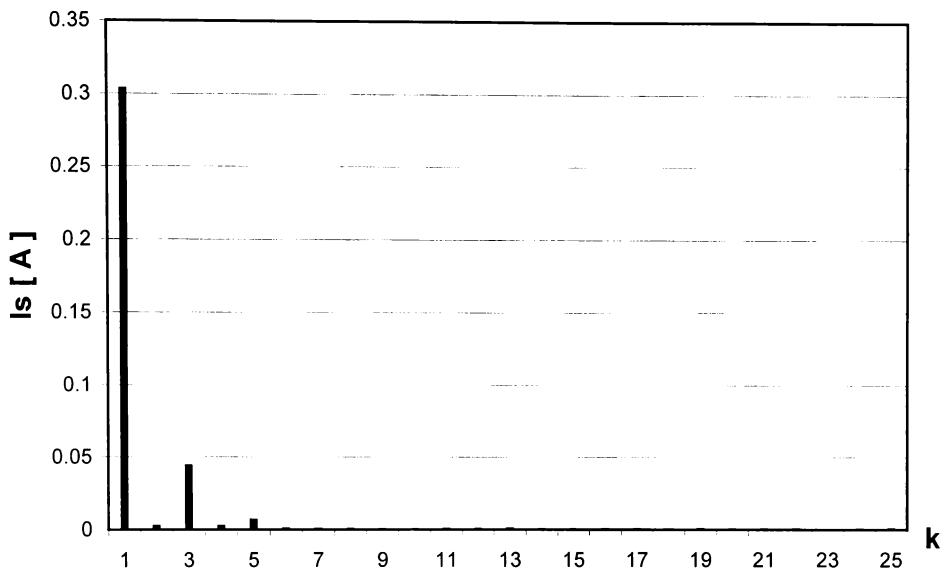


Fig.5i.5. Spectrul armonicilor de curent pe faza S

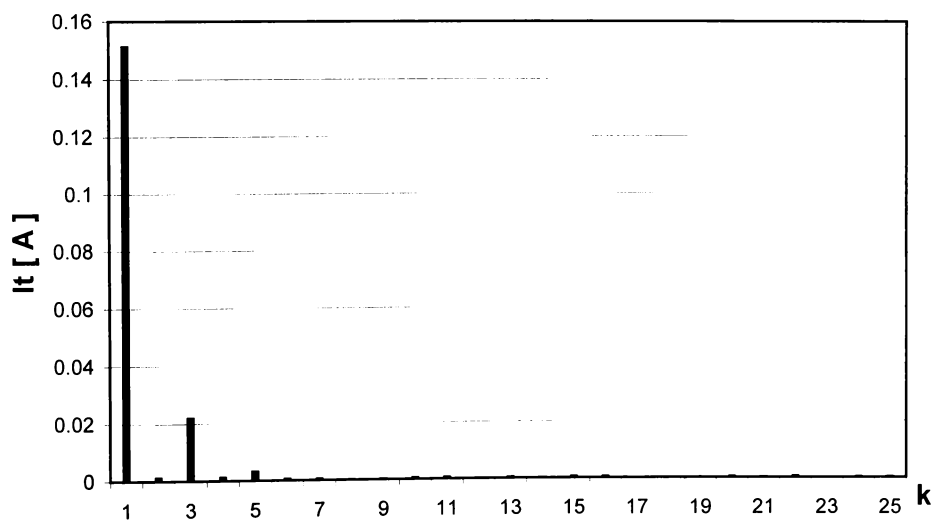
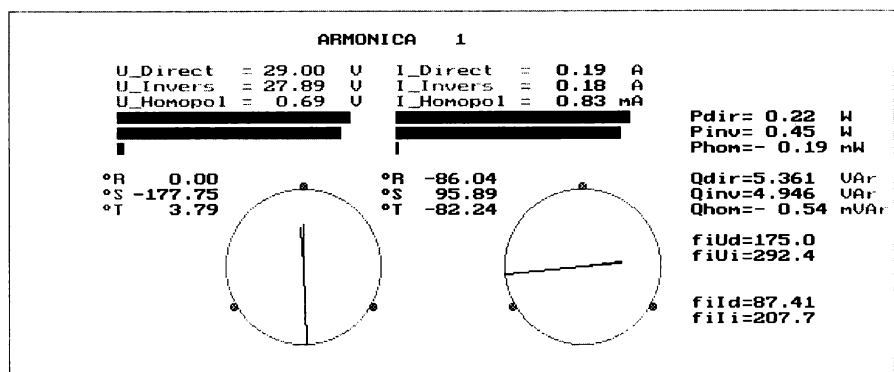
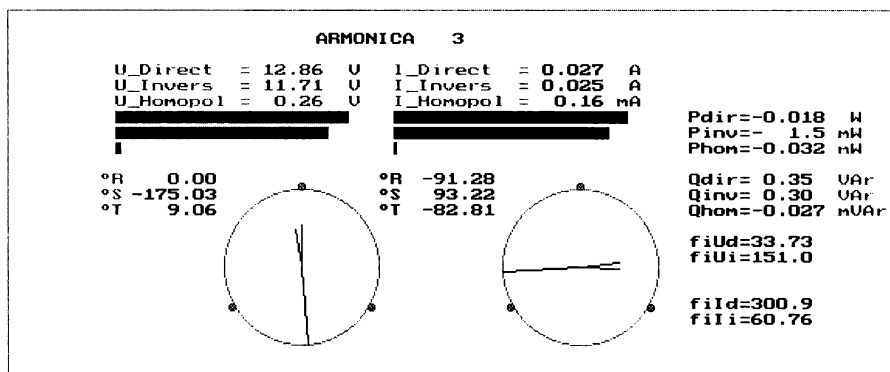


Fig.5i.5. Spectrul armonicilor de curent pe faza T

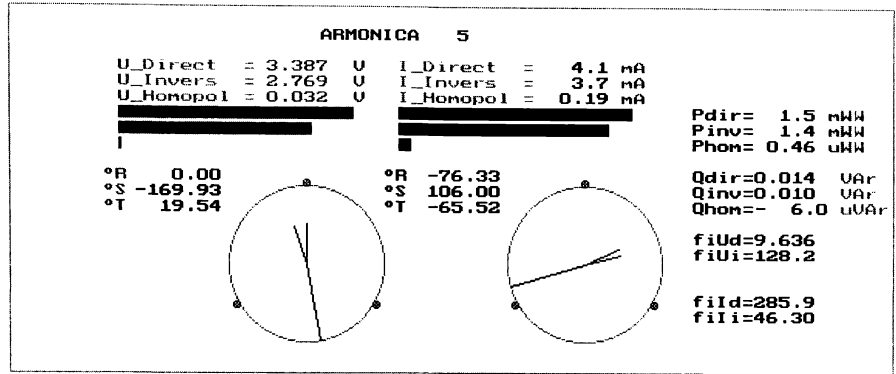
5.10.3. Componentele de secvență pentru tensiuni și curenți pentru fiecare armonică în parte



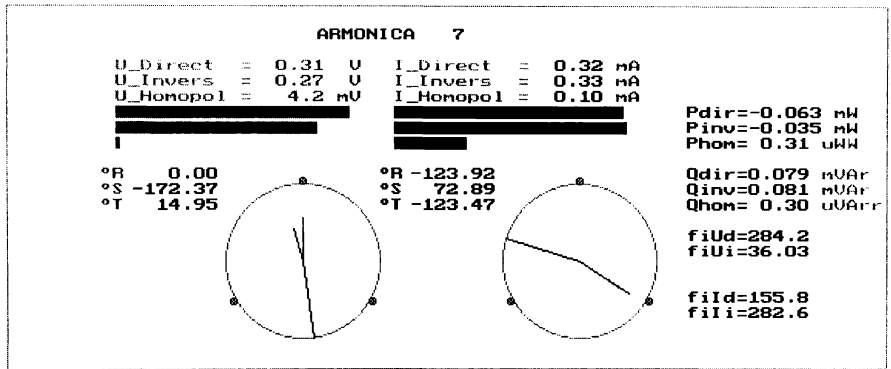
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.96	kns2(I)= 0.96
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.024	kns0(I)= 4.5 m
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.99	kns(I) = 0.97
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.50	rns(I) = 0.49
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.67	knsd(I) = 0.68



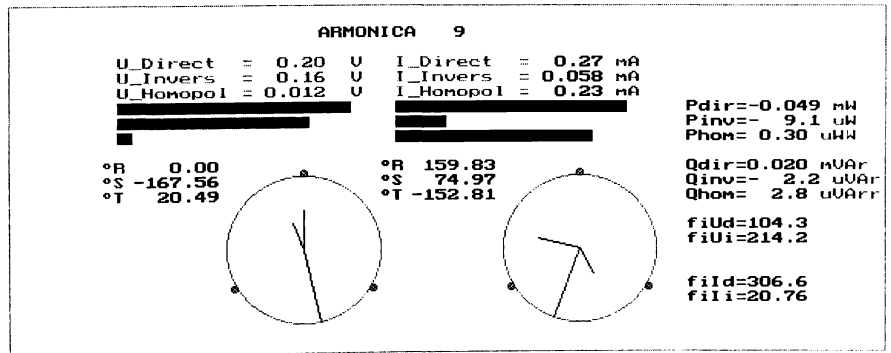
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.91	kns2(I)= 0.92
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.020	kns0(I)= 5.9 m
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.93	kns(I) = 0.92
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.50	rns(I) = 0.50
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.67	knsd(I) = 0.67



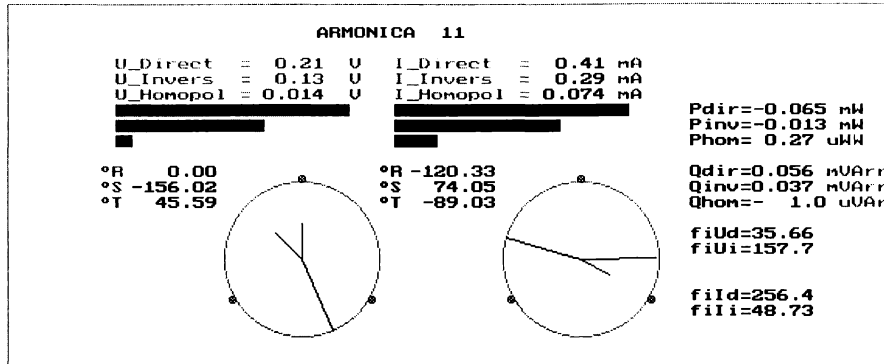
Coef. nesin. inversa:	kns2(U)= 0.82	kns2(I)= 0.90
Coef. nesin. homop. :	kns0(U)= 9.4 m	kns0(I)= 0.047
Coef. total de nesin:	kns(U) = 0.83	kns(I) = 0.95
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.50	rns(I) = 0.47
Rap. dif. de nesin. :	knsd(U) = 0.66	knsd(I) = 0.71



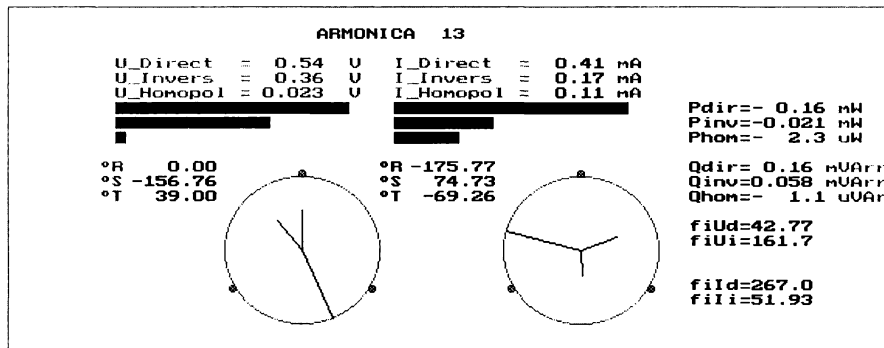
Coef. nesin. inversa:	kns2(U)= 0.86	kns2(I)= 1.015
Coef. nesin. homop. :	kns0(U)= 0.014	kns0(I)= 0.31
Coef. total de nesin:	kns(U) = 0.87	kns(I) = 1.328
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.44	rns(I) = 0.64
Rap. dif. de nesin. :	knsd(U) = 0.78	knsd(I) = 0.44



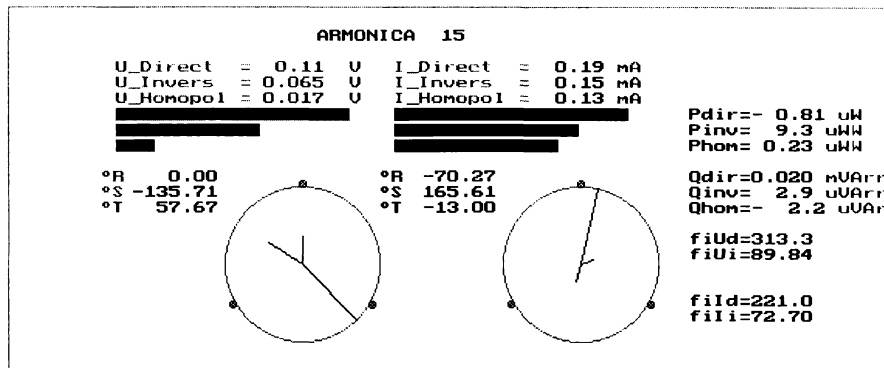
Coef. nesin. inversa:	kns2(U)= 0.82	kns2(I)= 0.21
Coef. nesin. homop. :	kns0(U)= 0.061	kns0(I)= 0.85
Coef. total de nesin:	kns(U) = 0.88	kns(I) = 1.066
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.39	rns(I) = 0.39
Rap. dif. de nesin. :	knsd(U) = 0.87	knsd(I) = 0.87



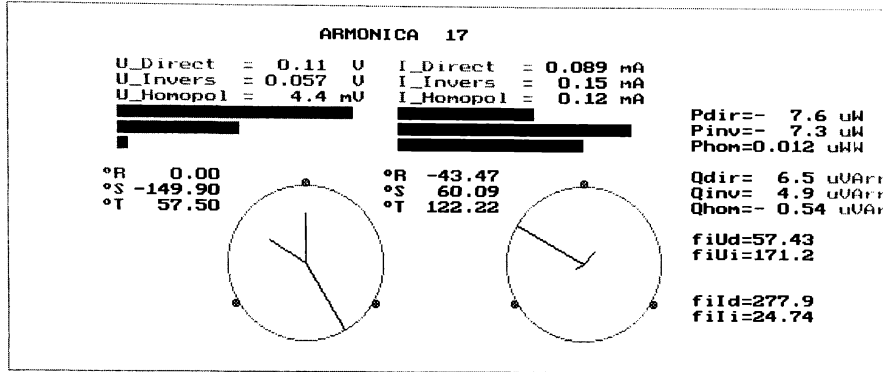
Coef. nesin. inversa:	kns2(U)= 0.64	kns2(I)= 0.71
Coef. nesin. homop. :	kns0(U)= 0.068	kns0(I)= 0.18
Coef. total de nesin:	kns(U) = 0.70	kns(I) = 0.89
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.47	rns(I) = 0.41
Rap. dif. de nesin. :	knsd(U) = 0.73	knsd(I) = 0.83



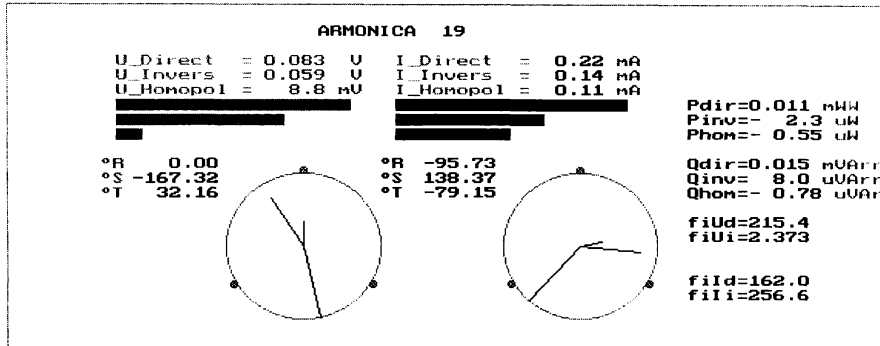
Coef. nesin. inversa:	kns2(U)= 0.66	kns2(I)= 0.42
Coef. nesin. homop. :	kns0(U)= 0.042	kns0(I)= 0.27
Coef. total de nesin:	kns(U) = 0.70	kns(I) = 0.69
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.51	rns(I) = 0.35
Rap. dif. de nesin. :	knsd(U) = 0.65	knsd(I) = 0.96



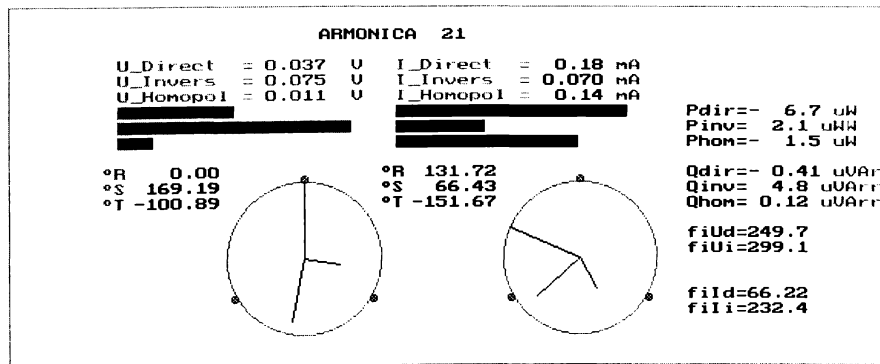
Coef. nesin. inversa:	kns2(U)= 0.62	kns2(I)= 0.78
Coef. nesin. homop. :	kns0(U)= 0.16	kns0(I)= 0.70
Coef. total de nesin:	kns(U) = 0.77	kns(I) = 1.482
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.37	rns(I) = 0.16
Rap. dif. de nesin. :	knsd(U) = 0.93	knsd(I) = 1.445



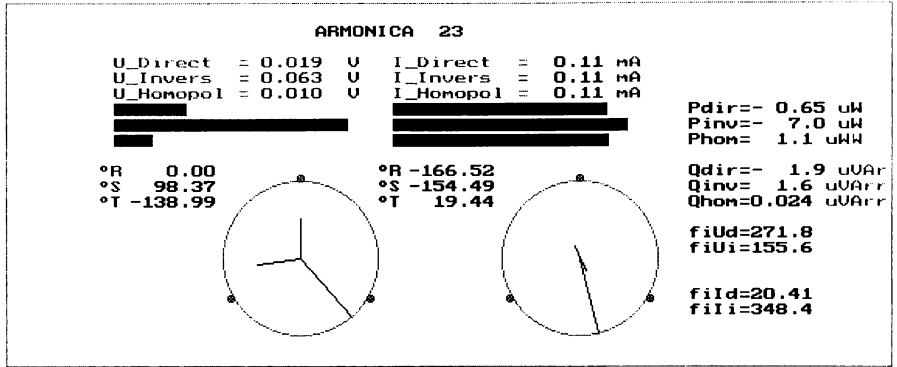
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.51	kns2(I)= 1.726
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.039	kns0(I)= 1.374
Coef. total de nesim.:	kns(U) = 0.55	kns(I) = 3.100
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.54	rns(I) = 0.12
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.59	knsd(I) = 1.565



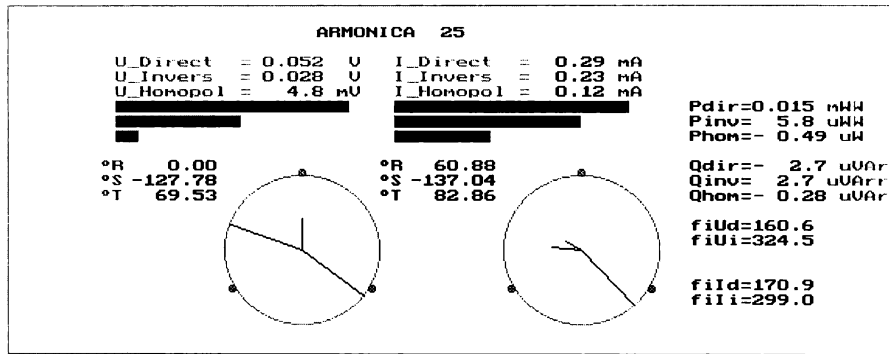
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.72	kns2(I)= 0.64
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.11	kns0(I)= 0.50
Coef. total de nesim.:	kns(U) = 0.82	kns(I) = 1.138
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.35	rns(I) = 0.29
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.97	knsd(I) = 1.095



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 2.030	kns2(I)= 0.38
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.29	kns0(I)= 0.79
Coef. total de nesim.:	kns(U) = 2.324	kns(I) = 1.168
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.46	rns(I) = 0.45
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.74	knsd(I) = 0.76



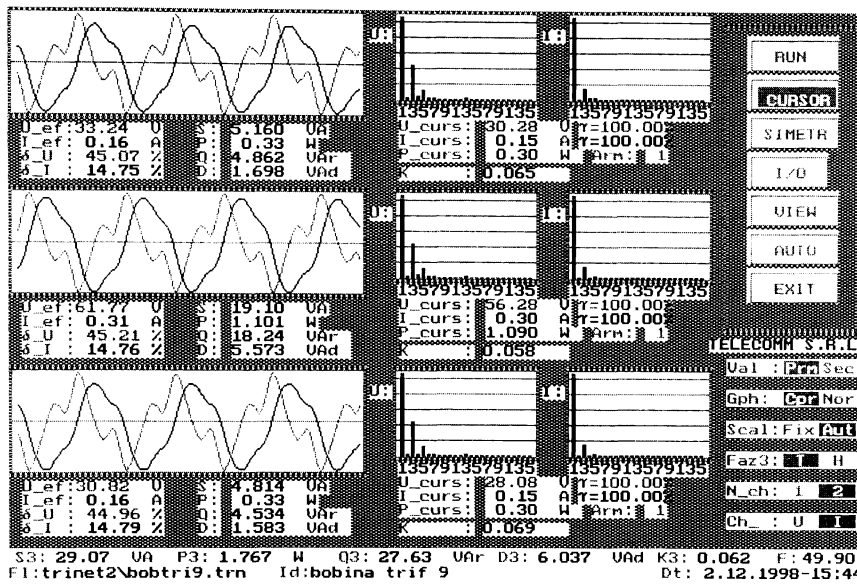
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 3.227	kns2(I)= 1.093
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.52	kns0(I)= 1.006
Coef. total de nesim:	kns(U) = 3.752	kns(I) = 2.099
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.52	rns(I) = 0.17
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.64	knsd(I) = 1.429



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.53	kns2(I)= 0.79
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.093	kns0(I)= 0.41
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.63	kns(I) = 1.201
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.43	rns(I) = 0.23
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.80	knsd(I) = 1.247

5.11. Alimentarea celor trei faze a bobinei trifazate nesimetric, măsurarea tensiunilor U_R , U_S , U_T și a curenților I_R , I_S , I_T (achiziția 2)

5.11.1. Vizualizarea mărimilor achiziționate



5.11.2. Analiza armonică și spectrul armonicilor pentru tensiuni și curenți

Tabelul 5j.2. Valorile efective ale tensiunilor și curenților pentru fiecare armonică

Arm	U_{RN}	U_{SN}	U_{TN}	I_R	I_S	I_T
1	30.28	56.28	28.08	0.1509	0.3045	0.1518
3	13.13	24.44	12.12	0.0218	0.0443	0.022
5	3.51	6.67	3.34	0.0036	0.0069	0.0036
7	0.35	0.63	0.28	0.0003	0.0005	0.0001
9	0.13	0.23	0.11	0.0001	0.0003	0.0001
11	0.22	0.48	0.24	0.0002	0.0004	0.0004
13	0.35	0.66	0.31	0.0004	0.0003	0.0002
15	0.08	0.15	0.09	0.0002	0.0002	0
17	0.06	0.13	0.08	0.0002	0.0002	0.0002
19	0.1	0.21	0.13	0.0002	0.0003	0.0004
21	0.05	0.07	0.03	0.0002	0.0002	0.0002
23	0.04	0.04	0.07	0.0001	0.0002	0.0002
25	0.05	0.08	0.07	0.0001	0.0003	0.0002

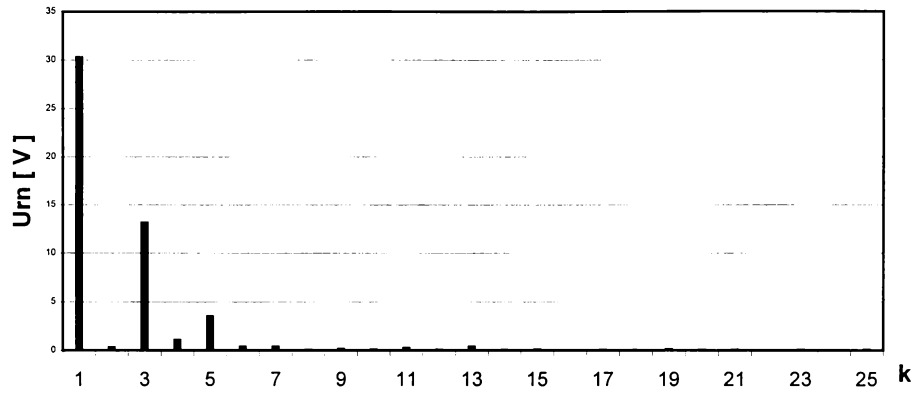


Fig.5j.1. a) Spectrul armonicilor de tensiune pe faza R

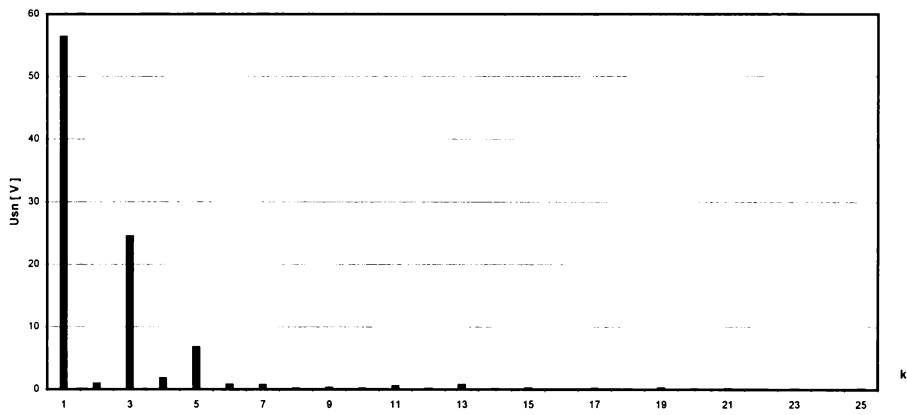


Fig.5j.2. b) Spectrul armonicilor de tensiune pe faza S

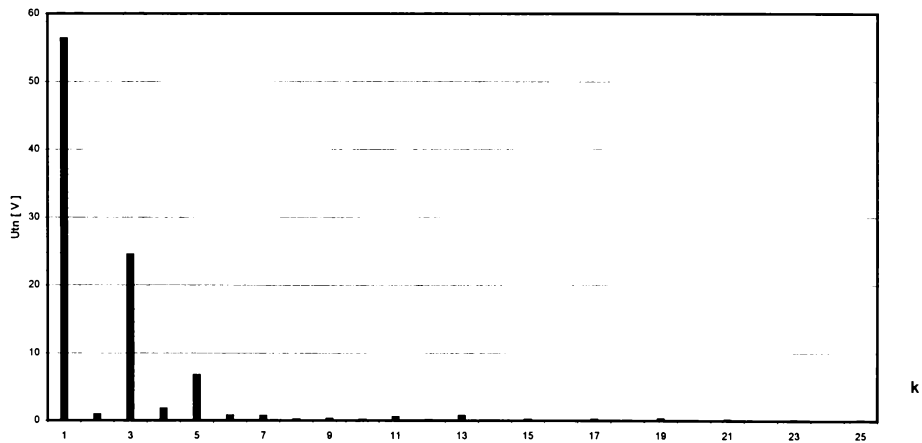
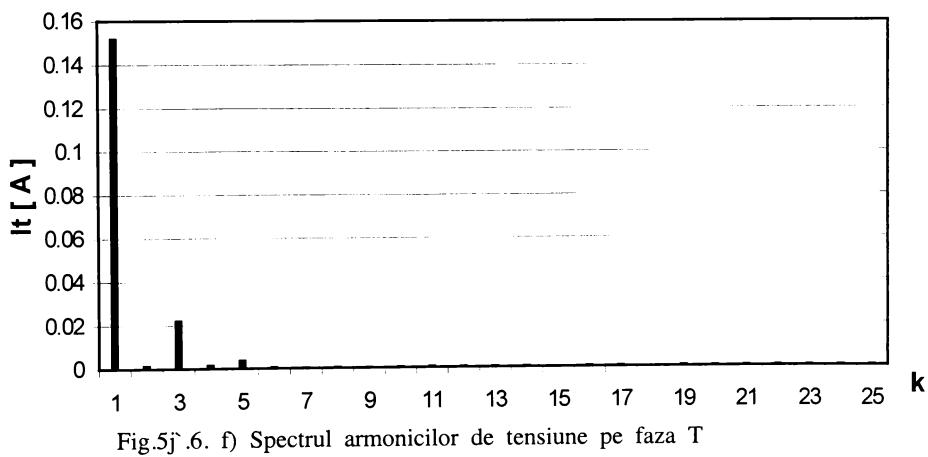
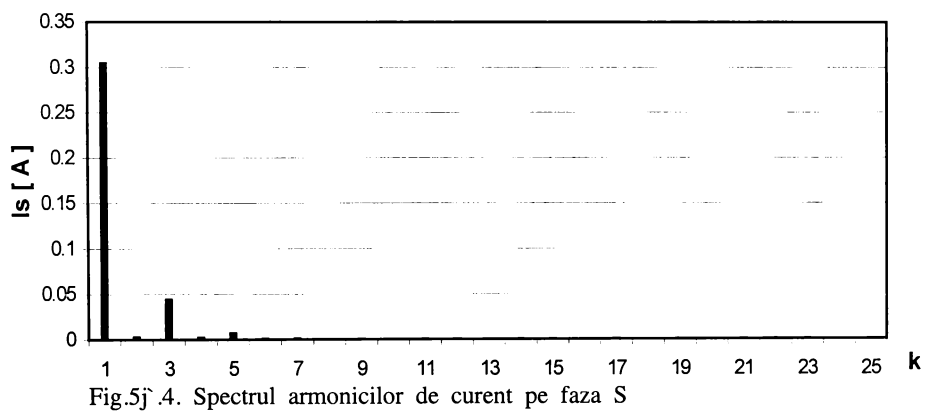
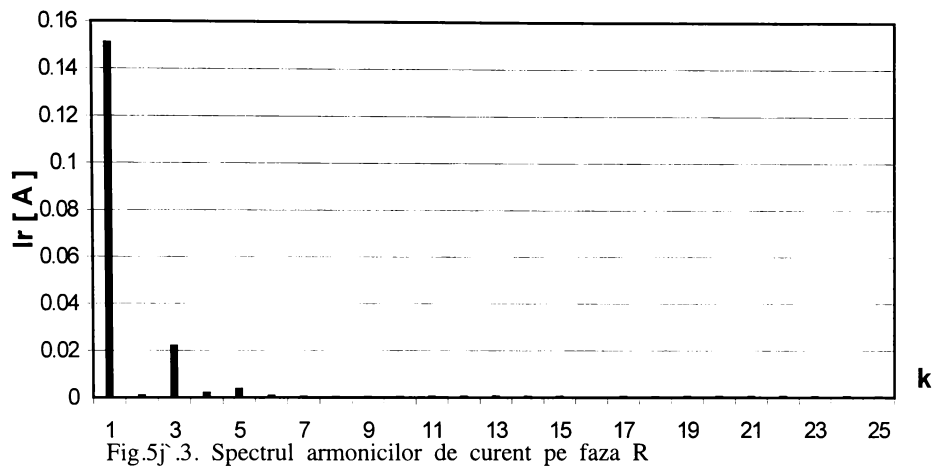
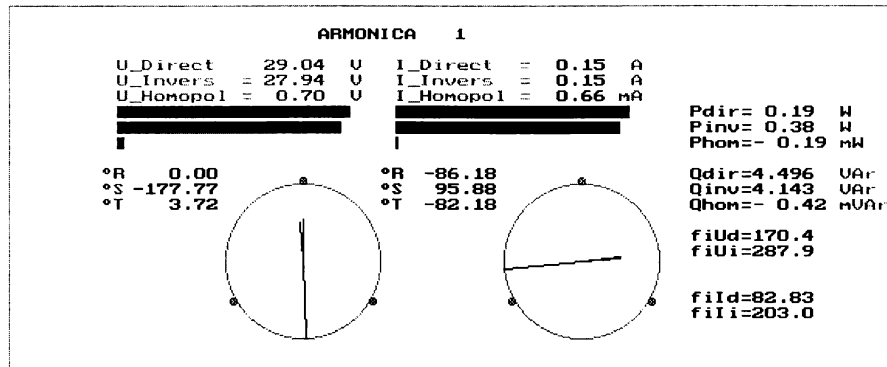


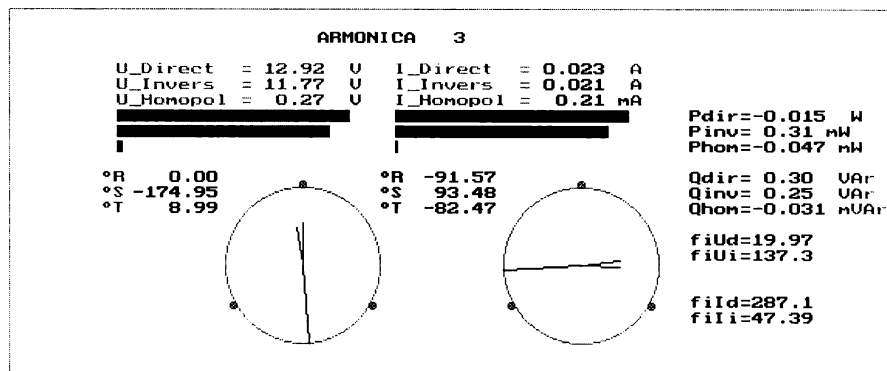
Fig.5j.3. c) Spectrul armonicilor de tensiune pe faza T



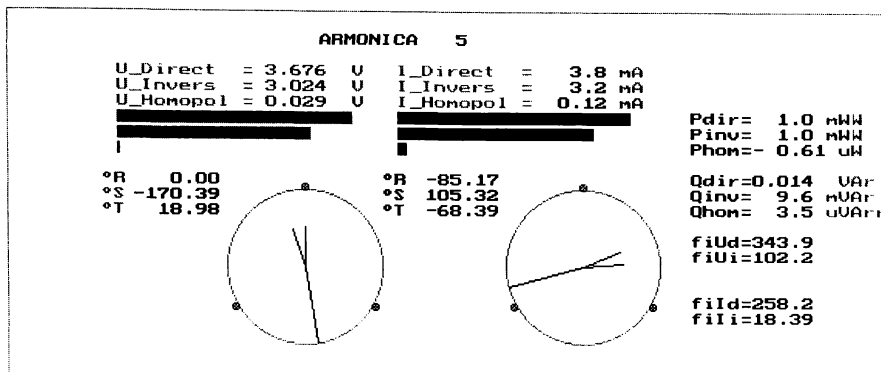
5.11.3. Componentele de secvență pentru tensiuni și curenți pentru fiecare armonică în parte.



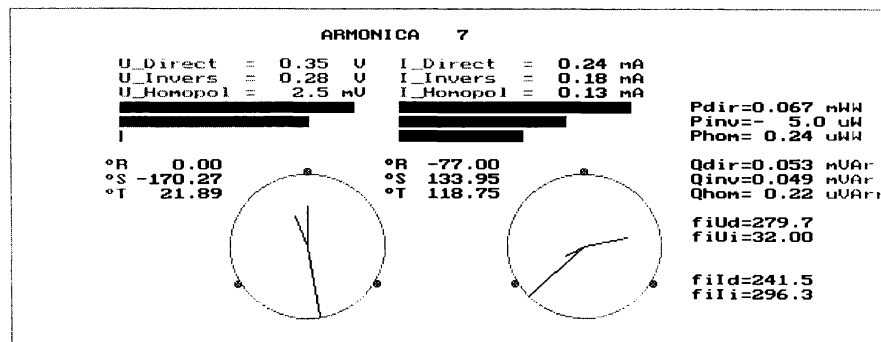
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.96	kns2(I)= 0.96
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.024	kns0(I)= 4.2 m
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.99	kns(I) = 0.96
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.50	rns(I) = 0.50
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.67	knsd(I) = 0.67



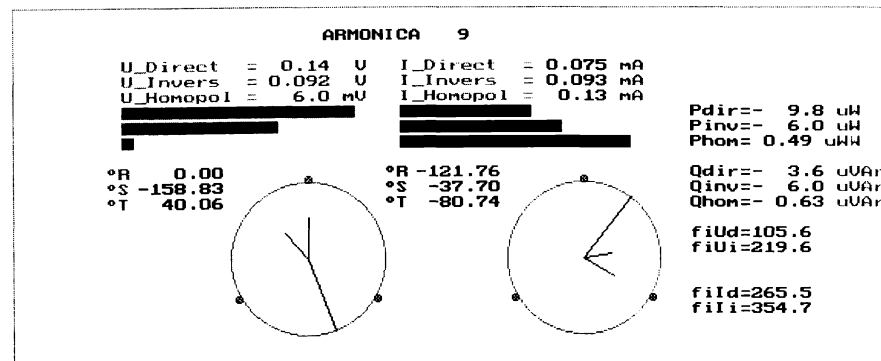
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.91	kns2(I)= 0.91
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.021	kns0(I)= 9.2 m
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.93	kns(I) = 0.92
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.50	rns(I) = 0.49
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.67	knsd(I) = 0.68



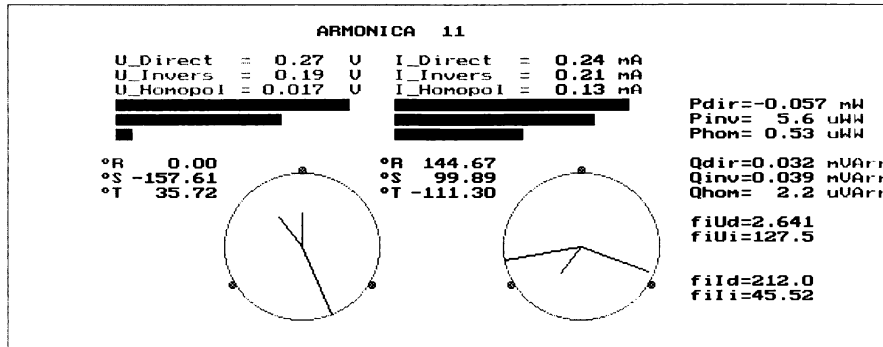
Coef. nesin. inversa:	kns2(U)= 0.82	kns2(I)= 0.84
Coef. nesin. homop. :	kns0(U)= 7.8 m	kns0(I)= 0.033
Coef. total de nesin:	kns(U) = 0.83	kns(I) = 0.87
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.50	rns(I) = 0.52
Rap. dif. de nesin. :	knsd(U) = 0.67	knsd(I) = 0.62



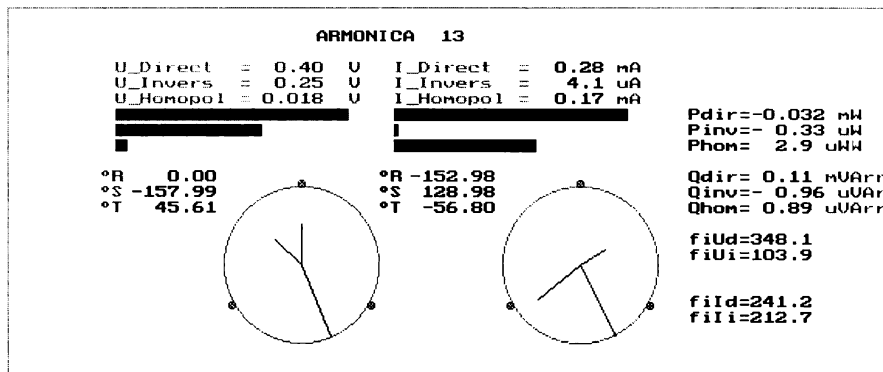
Coef. nesin. inversa:	kns2(U)= 0.80	kns2(I)= 0.72
Coef. nesin. homop. :	kns0(U)= 7.1 m	kns0(I)= 0.53
Coef. total de nesin:	kns(U) = 0.81	kns(I) = 1.254
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.45	rns(I) = 0.28
Rap. dif. de nesin. :	knsd(U) = 0.76	knsd(I) = 1.119



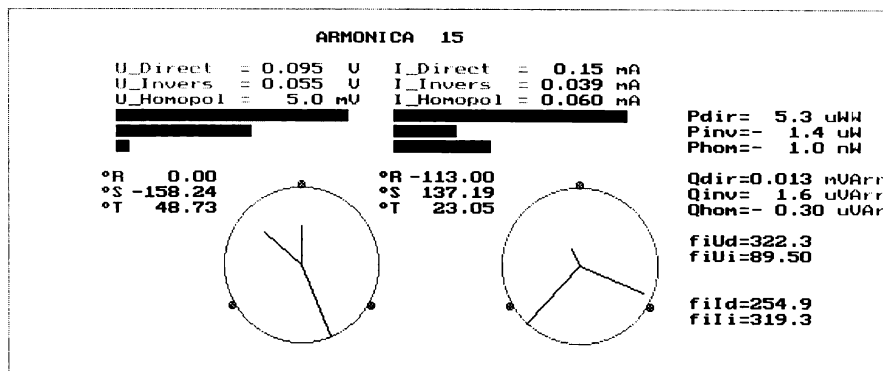
Coef. nesin. inversa:	kns2(U)= 0.66	kns2(I)= 1.233
Coef. nesin. homop. :	kns0(U)= 0.044	kns0(I)= 1.763
Coef. total de nesin:	kns(U) = 0.71	kns(I) = 2.996
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.46	rns(I) = 0.36
Rap. dif. de nesin. :	knsd(U) = 0.75	knsd(I) = 0.93



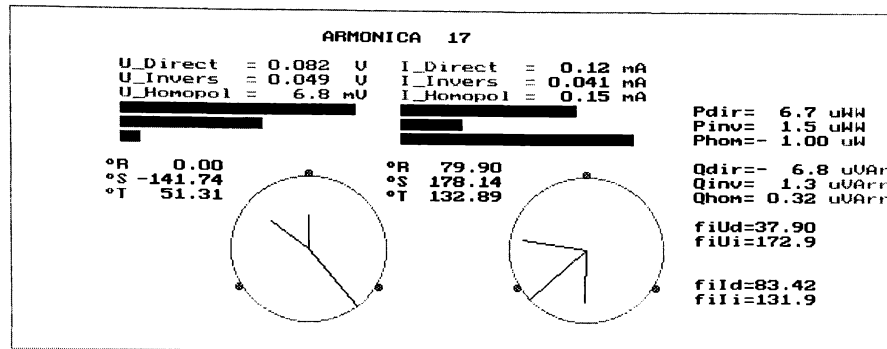
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.71	kns2(I)= 0.85
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.064	kns0(I)= 0.55
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.77	kns(I) = 1.399
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.45	rns(I) = 0.45
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.76	knsd(I) = 0.76



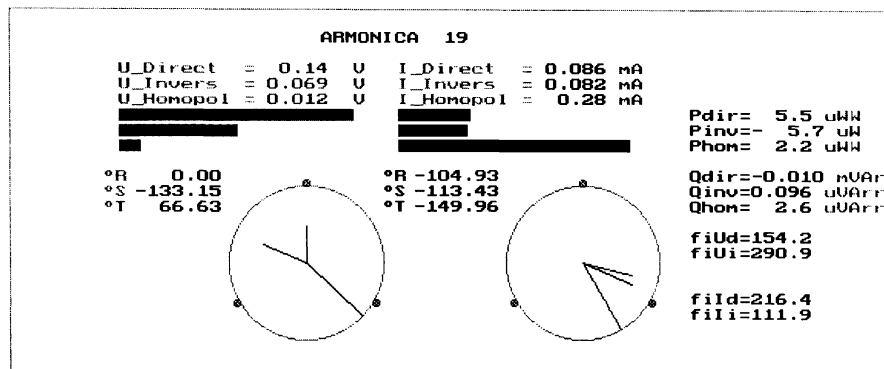
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.63	kns2(I)= 0.014
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.045	kns0(I)= 0.60
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.67	kns(I) = 0.62
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.47	rns(I) = 0.38
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.72	knsd(I) = 0.89



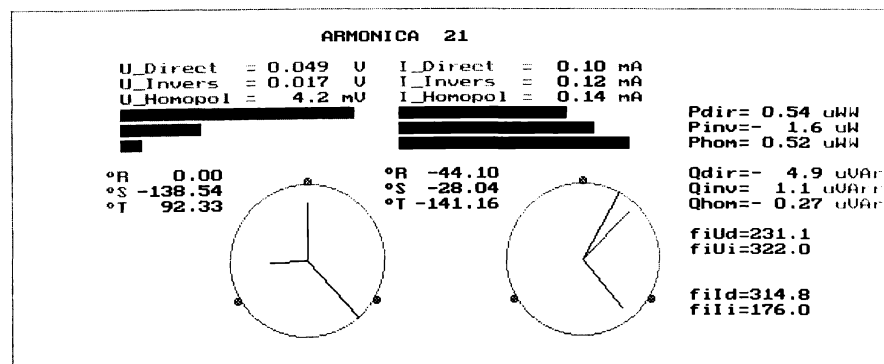
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.58	kns2(I)= 0.27
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.053	kns0(I)= 0.41
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.63	kns(I) = 0.68
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.51	rns(I) = 0.23
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.65	knsd(I) = 1.245



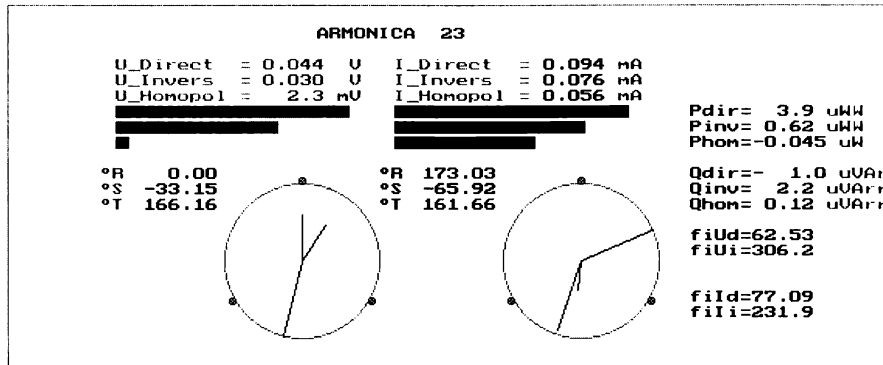
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.60	kns2(I)= 0.35
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.083	kns0(I)= 1.329
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.68	kns(I) = 1.677
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.46	rns(I) = 0.72
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.74	knsd(I) = 0.32



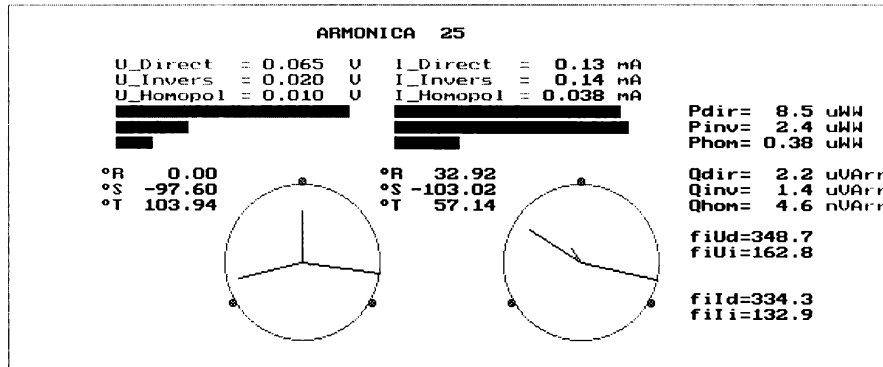
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.50	kns2(I)= 0.96
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.088	kns0(I)= 3.246
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.59	kns(I) = 4.202
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.48	rns(I) = 0.66
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.70	knsd(I) = 0.41



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.34	kns2(I)= 1.169
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.086	kns0(I)= 1.382
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.42	kns(I) = 2.551
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.47	rns(I) = 0.83
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.72	knsd(I) = 0.19



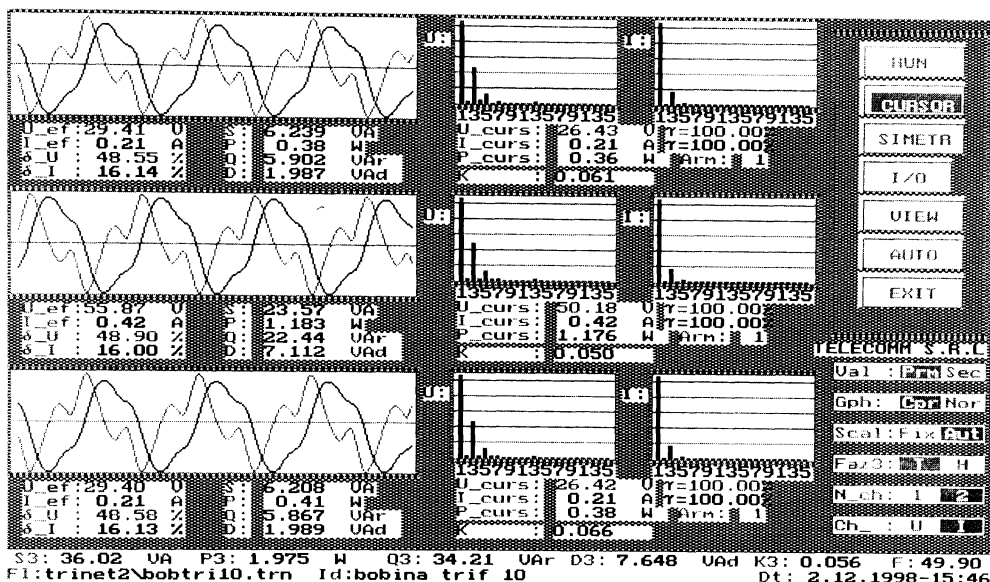
Coef. nesin. inversa:	kns2(U)= 0.69	kns2(I)= 0.81
Coef. nesin. homop.:	kns0(U)= 0.054	kns0(I)= 0.60
Coef. total de nesin.:	kns(U) = 0.75	kns(I) = 1.412
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.55	rns(I) = 0.39
Rap. dif. de nesin.:	knsd(U) = 0.59	knsd(I) = 0.89



Coef. nesin. inversa:	kns2(U)= 0.31	kns2(I)= 1.037
Coef. nesin. homop.:	kns0(U)= 0.16	kns0(I)= 0.28
Coef. total de nesin.:	kns(U) = 0.46	kns(I) = 1.318
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.66	rns(I) = 0.21
Rap. dif. de nesin.:	knsd(U) = 0.41	knsd(I) = 1.303

5.12. Alimentarea celor trei faze a bobinei trifazate nesimetric, măsurarea tensiunilor \underline{U}_R , \underline{U}_S , \underline{U}_T și a curenților \underline{I}_R , \underline{I}_S , \underline{I}_T (achiziția 3)

5.12.1. Vizualizarea mărimilor achiziționate



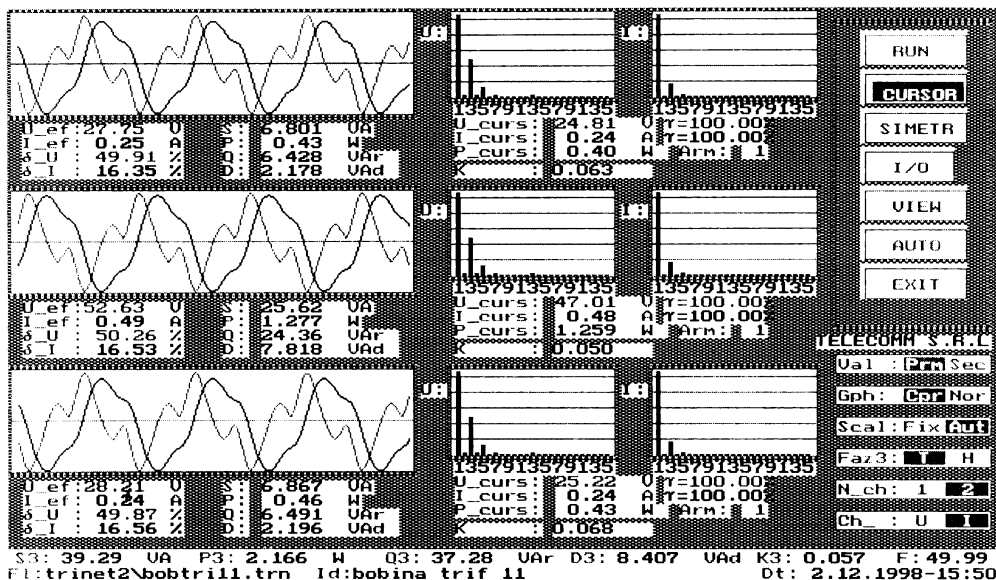
5.12.2. Analiza armonică și spectrul armonicilor pentru tensiuni și curenți

Tabelul 5j.3. Valorile efective ale tensiunilor și curenților pentru fiecare armonică

Arm	\underline{U}_{RN}	\underline{U}_{SN}	\underline{U}_{TN}	\underline{I}_R	\underline{I}_S	\underline{I}_T
1	26.43	50.18	26.42	0.2076	0.4155	0.2065
3	12.39	23.67	12.39	0.033	0.0656	0.0328
5	3.17	6.18	3.19	0.005	0.0101	0.0052
7	0.34	0.6	0.31	0.0004	0.0008	0.0004
9	0.15	0.27	0.17	0.0002	0.0006	0.0001
11	0.15	0.32	0.17	0.0002	0	0.0003
13	0.31	0.57	0.33	0.0003	0.0005	0.0004
15	0.09	0.19	0.1	0.0002	0.0004	0.0003
17	0.09	0.18	0.11	0.0001	0.0001	0.0003
19	0.1	0.2	0.11	0.0003	0.0003	0.0002
21	0.02	0.06	0.05	0.0001	0.0002	0.0003
23	0.01	0.05	0.08	0.0001	0.0002	0.0001
25	0.01	0.05	0.06	0.0002	0.0002	0

5.13. Alimentarea celor trei faze a bobinei trifazate nesimetric, măsurarea tensiunilor U_R , U_S , U_T și a curenților I_R , I_S , I_T (achiziția 4)

5.13.1. Vizualizarea mărimilor achiziționate



5.13.2. Analiza armonică și spectrul armonicilor pentru tensiuni și curenți

Tabelul 5j.4. Valorile efective ale tensiunilor și curenților pentru fiecare armonică

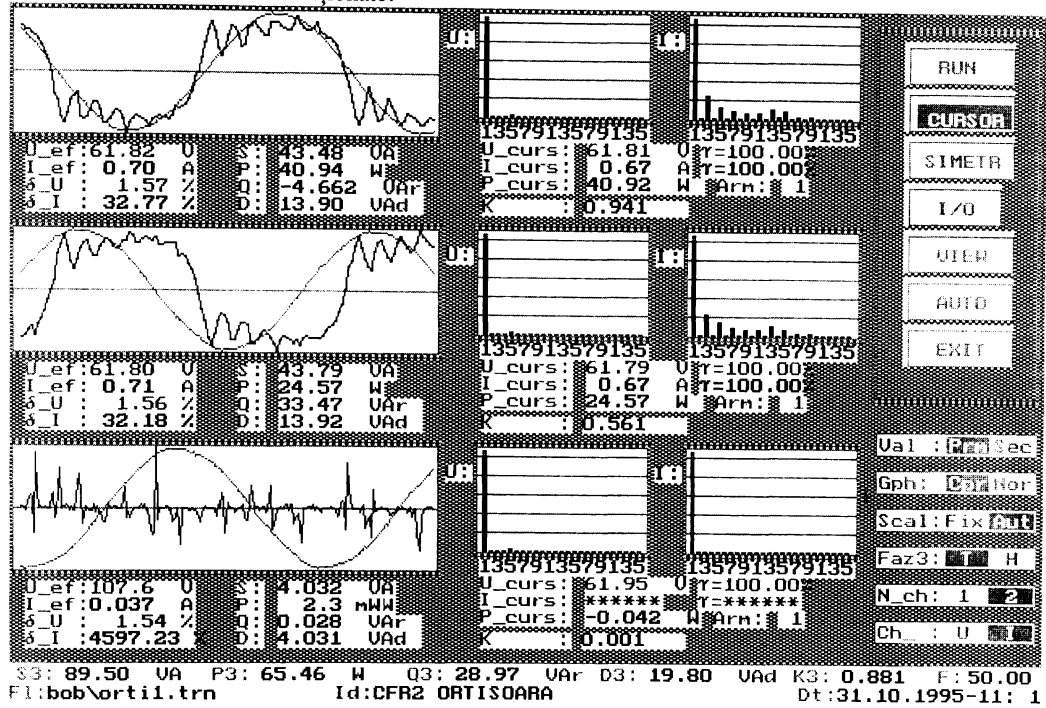
Arm	U_{RN}	U_{SN}	U_{TN}	I_R	I_S	I_T
1	24.81	47.01	25.22	0.2402	0.4794	0.2384
3	11.97	22.83	12.16	0.0388	0.0783	0.039
5	3	5.82	3.07	0.0056	0.0116	0.0057
7	0.38	0.71	0.37	0.0005	0.0014	0.0006
9	0.18	0.35	0.19	0.0001	0.0003	0.0002
11	0.2	0.37	0.19	0.0001	0.0004	0.0004
13	0.28	0.53	0.29	0.0002	0.0005	0.0001
15	0.09	0.21	0.11	0.0004	0.0002	0.0002
17	0.16	0.29	0.18	0.0002	0.0001	0.0001
19	0.17	0.35	0.13	0.0003	0.0004	0.0004
21	0.01	0.09	0.07	0.0003	0.0003	0.0002
23	0.06	0.08	0.07	0.0002	0.0002	0.0003
25	0.01	0.04	0.04	0.0002	0.0003	0.0001

ANEXA 6

Măsurători efectuate în stații de transformare.

6.1. Stația 110 kV ORȚIȘOARA (achiziția 1).

Vizualizarea mărimilor achiziționate.



Valorile efective ale tensiunilor și curenților pentru fiecare armonică.

Arm	U _{RN}	U _{SN}	U _{TN}	I _R	I _S
1	61.81	61.79	61.95	0.6664	0.6729
3	0.14	0.32	0.08	0.1571	0.1546
5	0.83	0.8	1.03	0.0843	0.0882
7	0.3	0.25	0.25	0.0577	0.0582
9	0.05	0.01	0.08	0.0462	0.0468
11	0.14	0.13	0.07	0.0432	0.0437
13	0.19	0.17	0.09	0.0703	0.0715
15	0.17	0.13	0.04	0.0534	0.0457
17	0.13	0.11	0.08	0.0167	0.0104
19	0.08	0.08	0.06	0.0067	0.0073
21	0.04	0.07	0.06	0.0017	0.0051
23	0.03	0.05	0.05	0.0052	0.0061
25	0.02	0.01	0.02	0.0061	0.0001

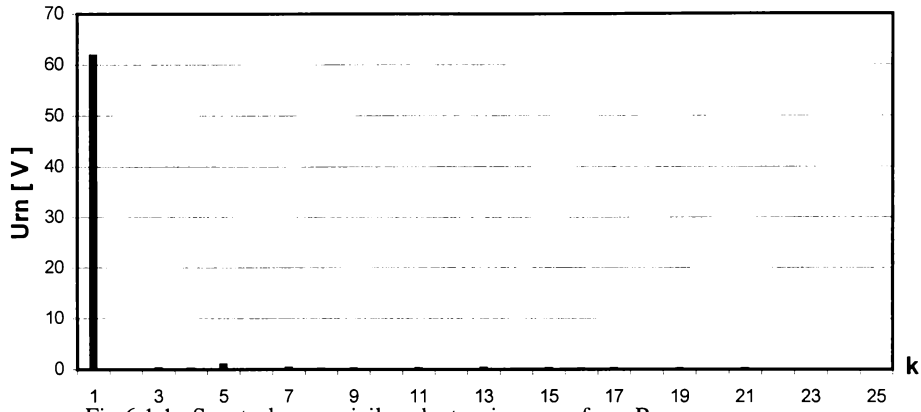


Fig.6.1.1. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza R

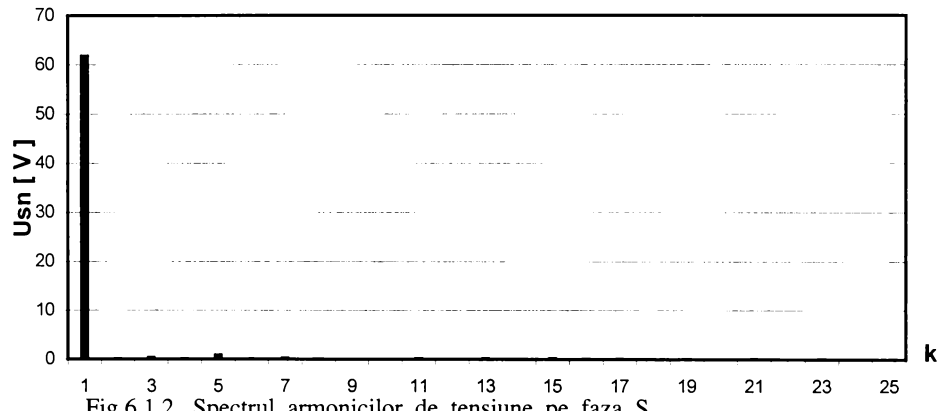


Fig.6.1.2. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza S

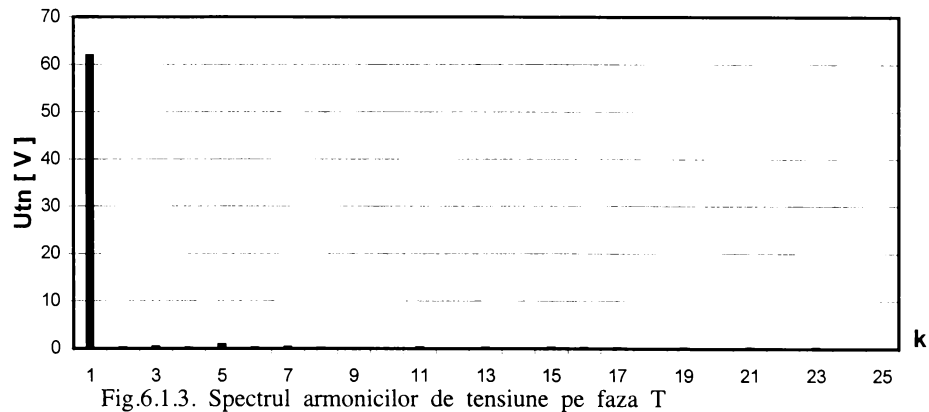


Fig.6.1.3. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza T

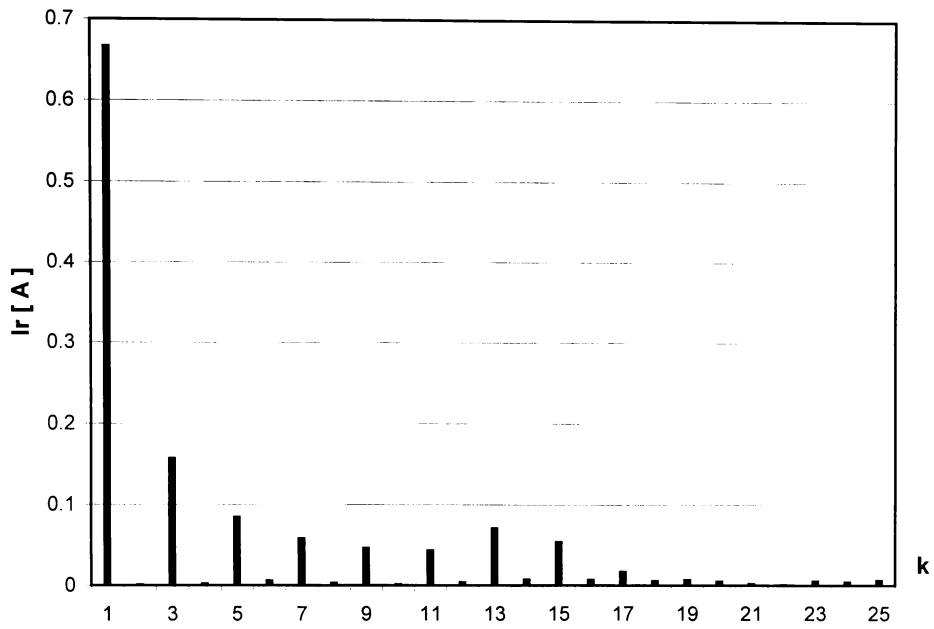


Fig.6.1.4. Spectrul armonicilor de curent pe faza R

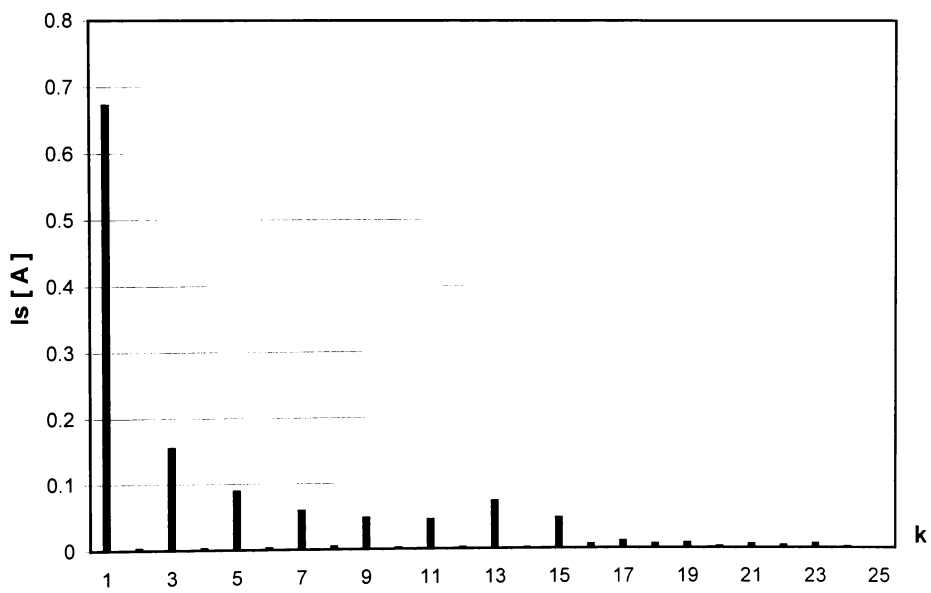
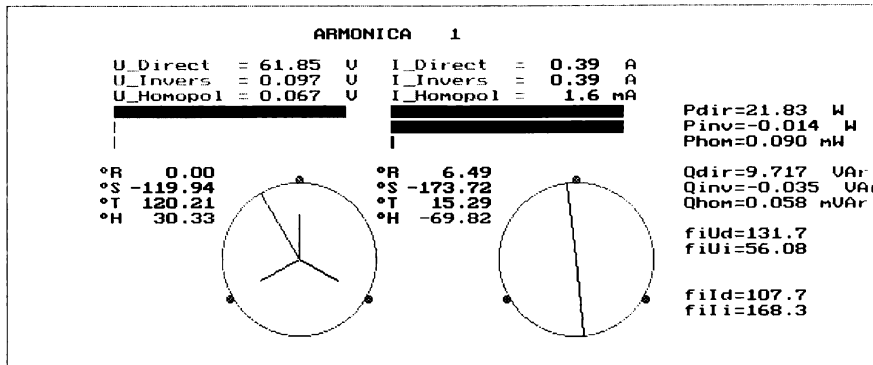
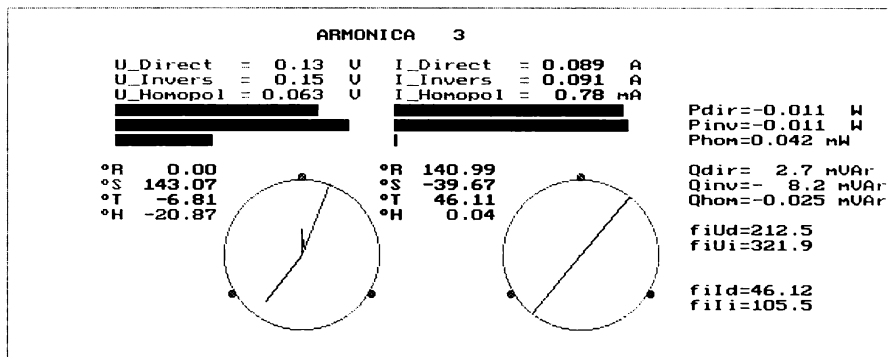


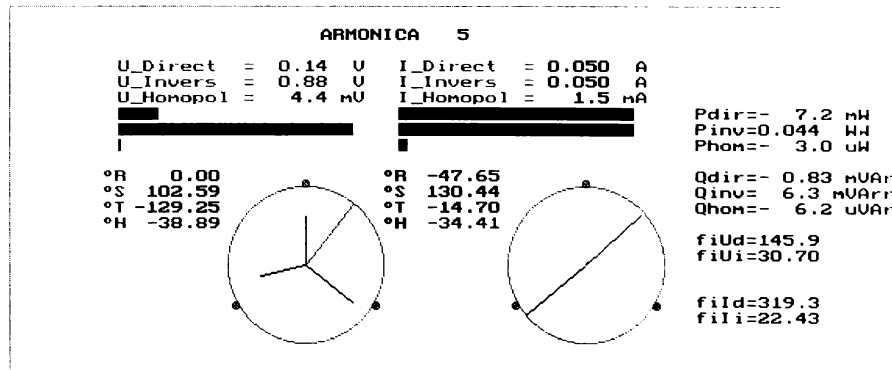
Fig.6.1.5. Spectrul armonicilor de curent pe faza S



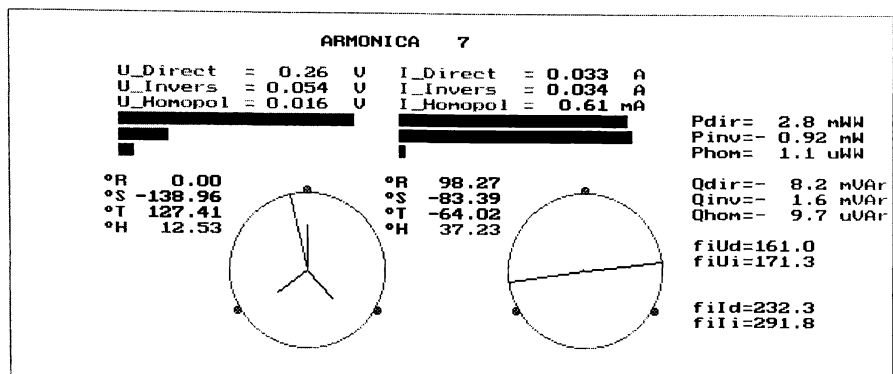
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.6 n	kns2(I)= 1.001
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 1.1 n	kns0(I)= 4.1 n
Coef. total de nesim.:	kns(U)= 2.7 n	kns(I)= 1.006
Raport de nesimetrie:	rns(U)= 1.00	rns(I)= 3.9 n
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U)= 2.6 n	knsd(I)= 1.984



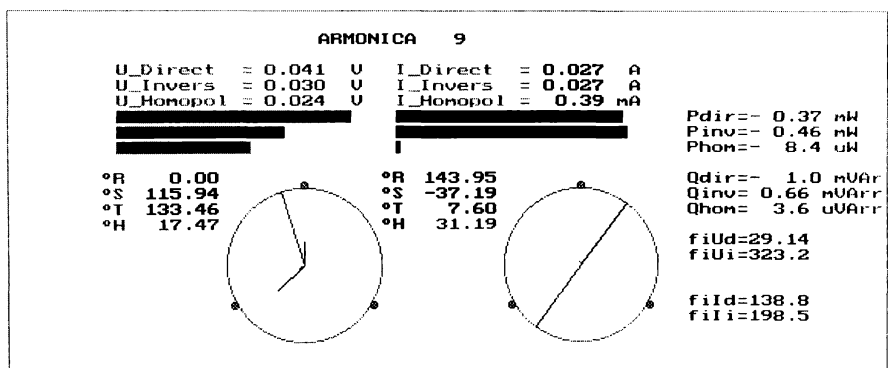
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.156	kns2(I)= 1.023
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 0.48	kns0(I)= 8.7 n
Coef. total de nesim.:	kns(U)= 1.635	kns(I)= 1.032
Raport de nesimetrie:	rns(U)= 0.26	rns(I)= 0.014
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U)= 1.174	knsd(I)= 1.945



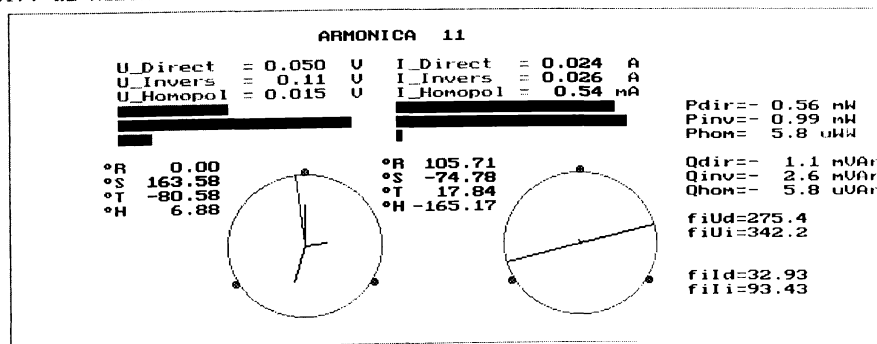
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 6.098	kns2(I)= 1.000
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 0.031	kns0(I)= 0.031
Coef. total de nesim.:	kns(U)= 6.129	kns(I)= 1.031
Raport de nesimetrie:	rns(U)= 0.78	rns(I)= 0.029
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U)= 0.24	knsd(I)= 1.889



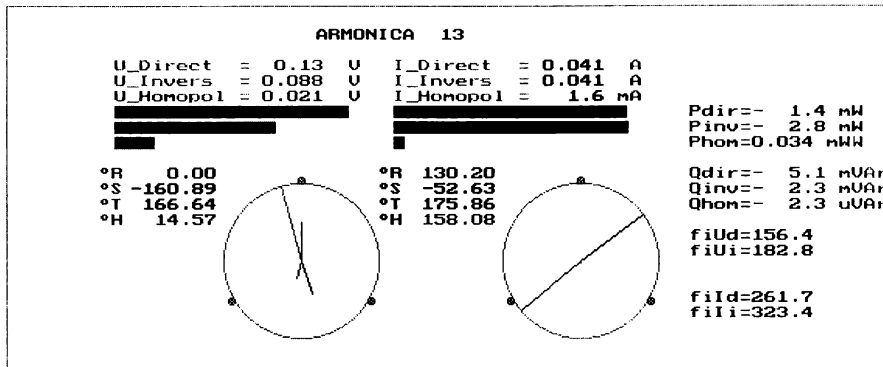
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.20	kns2(I)= 1.021
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.061	kns0(I)= 0.018
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.27	kns(I) = 1.039
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.82	rns(I) = 0.011
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.20	knsd(I) = 1.956



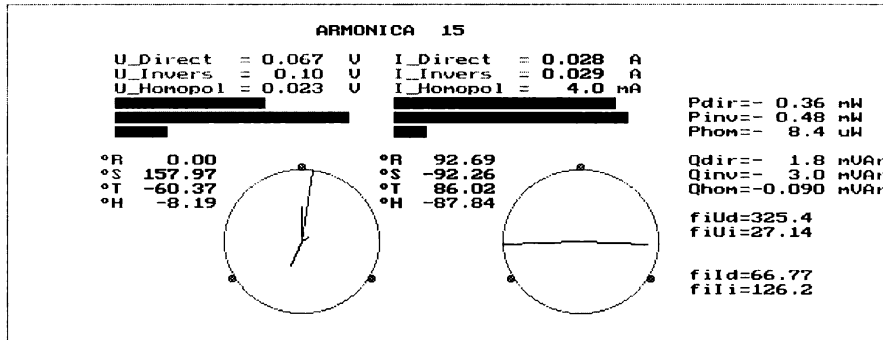
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.72	kns2(I)= 1.023
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.57	kns0(I)= 0.015
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.286	kns(I) = 1.038
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.16	rns(I) = 0.014
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 1.461	knsd(I) = 1.943



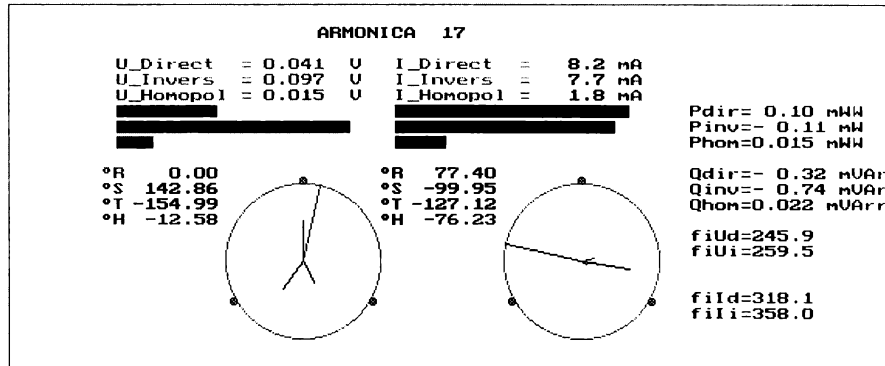
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 2.140	kns2(I)= 1.058
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.30	kns0(I)= 0.022
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.444	kns(I) = 1.081
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.48	rns(I) = 0.045
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.71	knsd(I) = 1.829



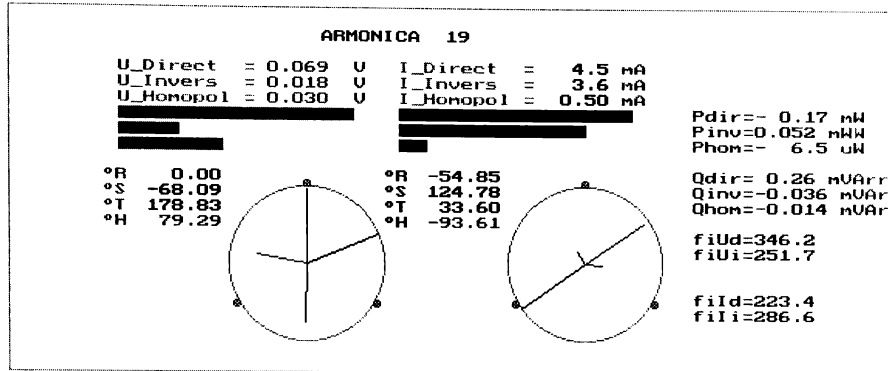
Coef. nesim. inversa: kns2(U)= 0.69 kns2(I)= 1.007
 Coef. nesim. homop.: kns0(U)= 0.16 kns0(I)= 0.039
 Coef. total de nesim: kns(U) = 0.85 kns(I) = 1.046
 Raport de nesimetrie: rns(U) = 0.44 rns(I) = 0.025
 Rap. dif. de nesim.: knsd(U) = 0.77 knsd(I) = 1.903



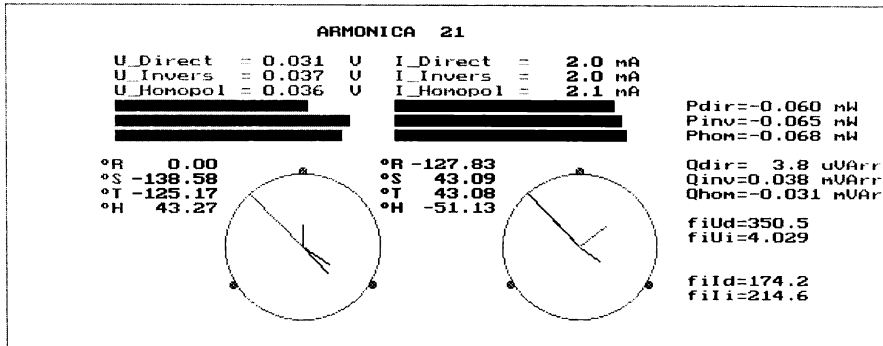
Coef. nesim. inversa: kns2(U)= 1.569 kns2(I)= 1.057
 Coef. nesim. homop.: kns0(U)= 0.34 kns0(I)= 0.14
 Coef. total de nesim: kns(U) = 1.912 kns(I) = 1.200
 Raport de nesimetrie: rns(U) = 0.22 rns(I) = 0.065
 Rap. dif. de nesim.: knsd(U) = -1.289 knsd(I) = 1.757



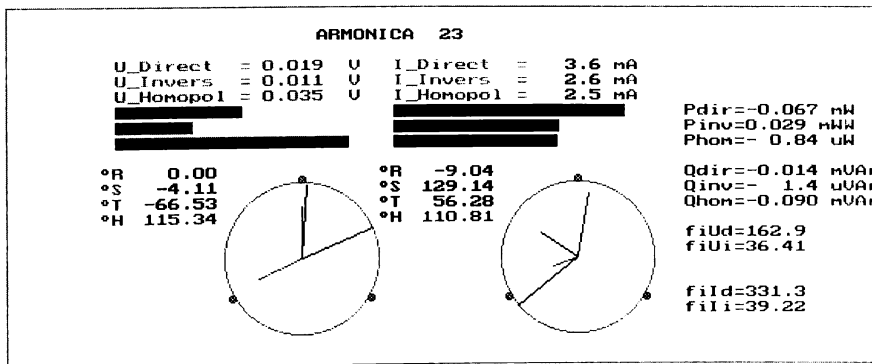
Coef. nesim. inversa: kns2(U)= 2.344 kns2(I)= 0.94
 Coef. nesim. homop.: kns0(U)= 0.36 kns0(I)= 0.22
 Coef. total de nesim: kns(U) = 2.701 kns(I) = 1.154
 Raport de nesimetrie: rns(U) = 0.61 rns(I) = 0.066
 Rap. dif. de nesim.: knsd(U) = 0.48 knsd(I) = 1.751



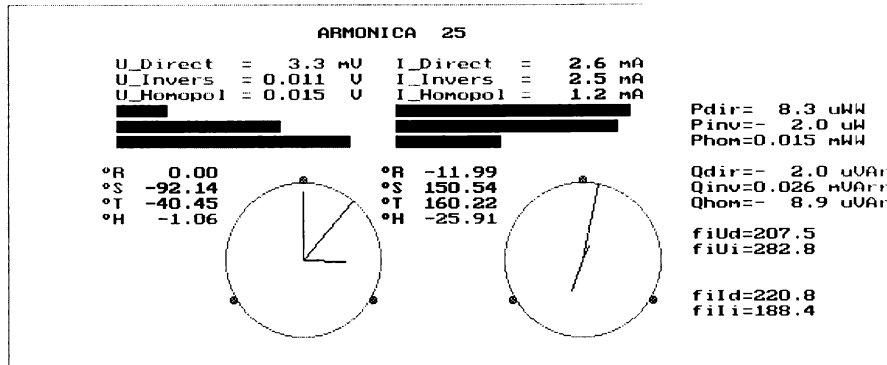
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.26	kns2(I)= 0.80
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.44	kns0(I)= 0.11
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.70	kns(I) = 0.91
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.77	rns(I) = 0.19
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.27	knsd(I) = 1.372



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.221	kns2(I)= 1.031
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.182	kns0(I)= 1.056
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.403	kns(I) = 2.087
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.61	rns(I) = 0.33
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.48	knsd(I) = 1.010



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.60	kns2(I)= 0.71
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.855	kns0(I)= 0.71
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.456	kns(I) = 1.423
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.69	rns(I) = 0.58
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.37	knsd(I) = 0.53



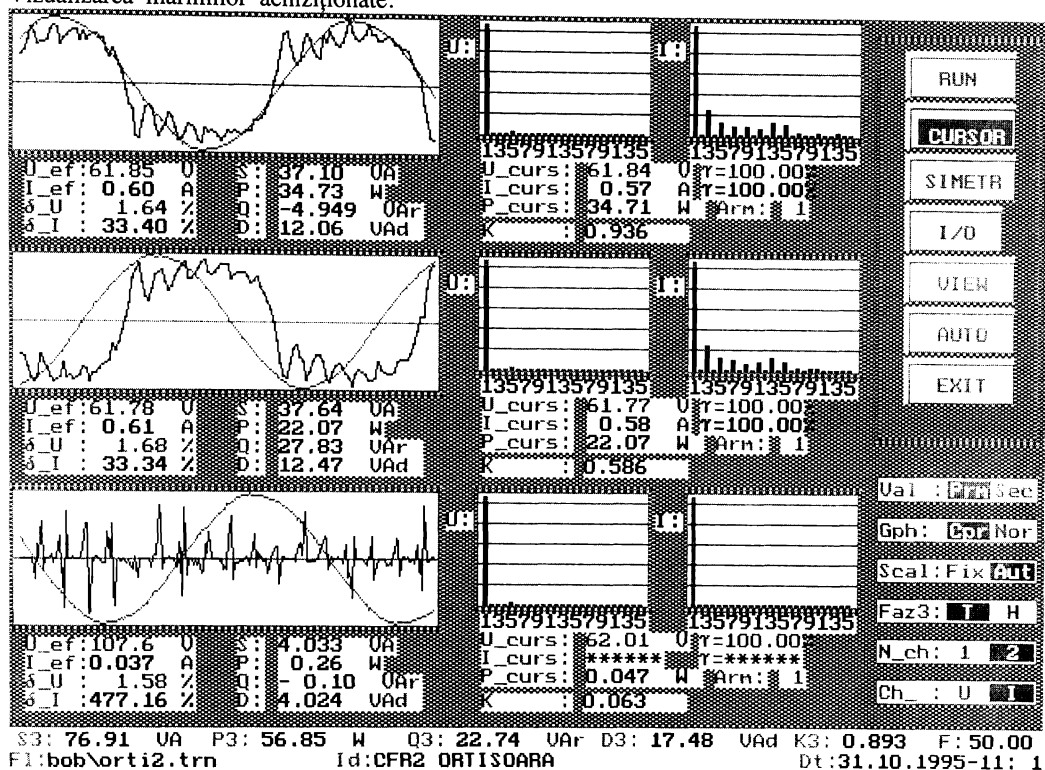
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 3.269	kns2(I)= 0.94
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 4.674	kns0(I)= 0.45
Coef. total de nesim.:	kns(U)= 7.943	kns(I)= 1.390
Raport de nesimetrie:	rns(U)= 0.54	rns(I)= 0.010
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U)= 0.60	knsd(I)= 1.959

Impedanțele armonice.

Arm	Zd [Ω]	Zbifaz [Ω]	Zmono [Ω]
1	160.1	160.1	92.75
3	1.470	1.329	0.89
5	2.905	2.673	9.888
7	7.907	7.477	5.234
9	1.561	0.86	1.130
11	2.035	2.380	3.336
13	3.146	3.384	2.750
15	2.399	2.239	3.188
17	5.064	4.242	7.633
19	15.38	23.64	12.05
21	15.64	33.54	25.98
23	5.307	8.899	6.121
25	1.243	192.3	3.320

6.2. Stația 110 kV ORȚIȘOARA (achiziția 2).

Vizualizarea mărimilor achiziționate.



Valorile efective ale tensiunilor și curenților pentru fiecare armonică.

Arm	U _{RN}	U _{SN}	U _{TN}	I _R	I _S
1	61.84	61.77	62.01	0.5669	0.576
3	0.16	0.28	0.03	0.132	0.1338
5	0.85	0.89	1	0.0722	0.0724
7	0.36	0.28	0.27	0.0504	0.0543
9	0.14	0.1	0.06	0.0414	0.0398
11	0.14	0.09	0.07	0.037	0.0414
13	0.12	0.18	0.06	0.0654	0.069
15	0.18	0.17	0.03	0.0539	0.0462
17	0.16	0.13	0.03	0.0093	0.017
19	0.05	0.05	0.12	0.0046	0.0064
21	0.1	0.09	0.07	0.0019	0.0049
23	0.05	0.05	0.03	0.0061	0.0041
25	0.02	0.03	0.03	0.0028	0.0026

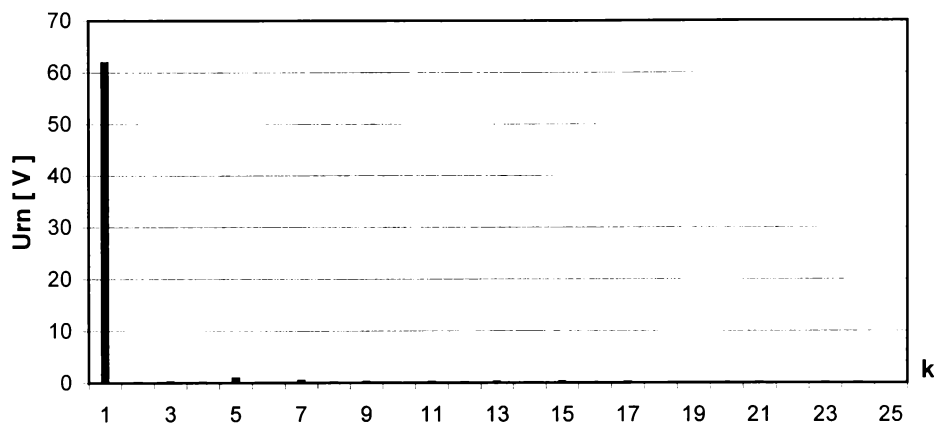


Fig.6.2.1. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza R

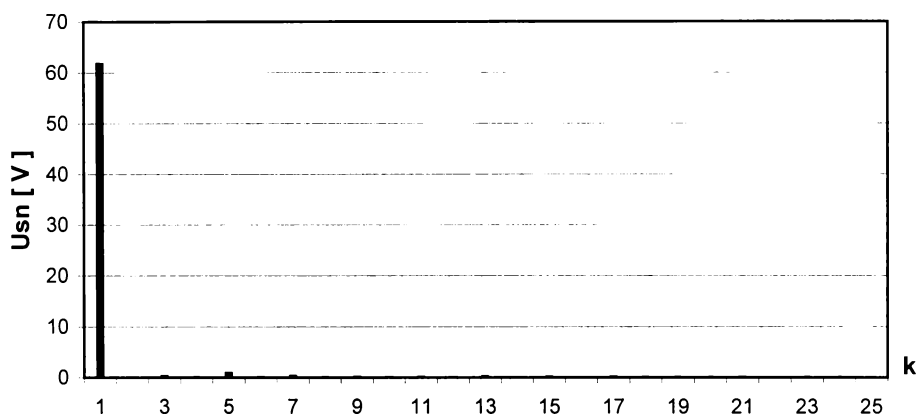


Fig.6.2.2. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza S

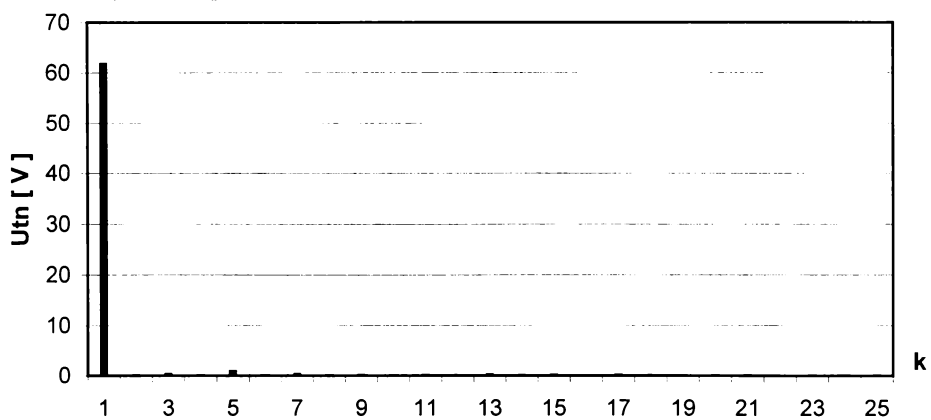


Fig.6.2.3. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza T

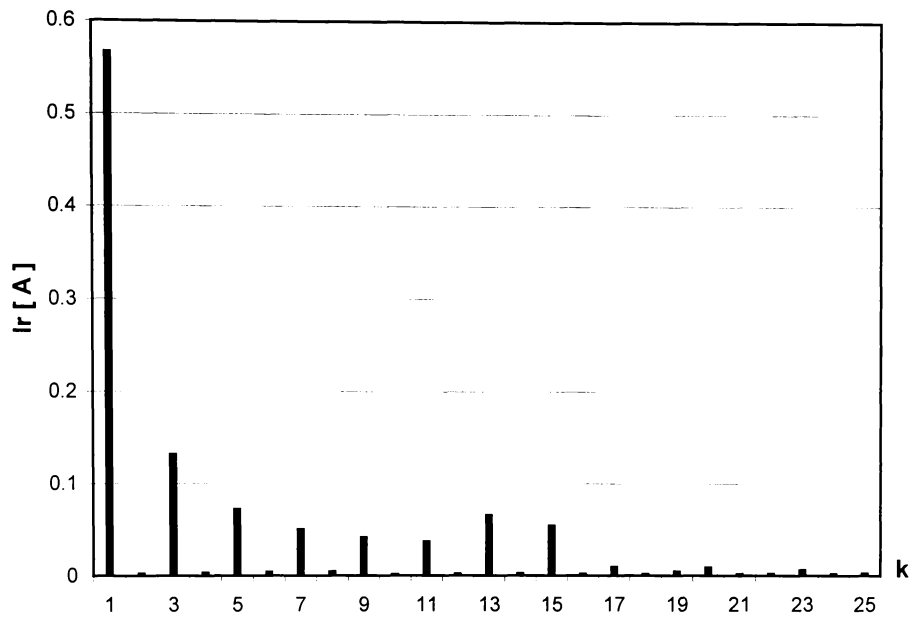


Fig.6.2.4. Spectrul armonicilor de curent pe faza R

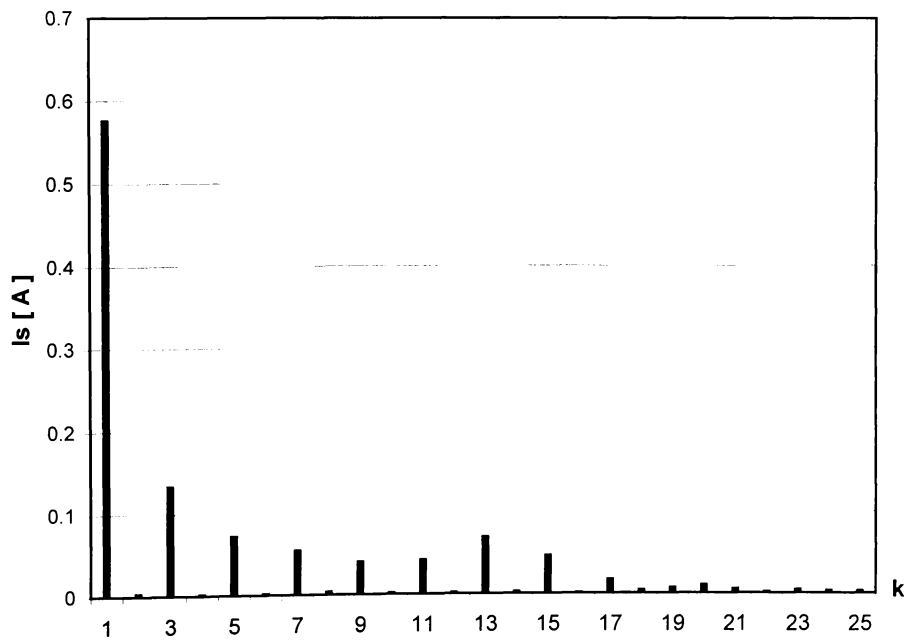
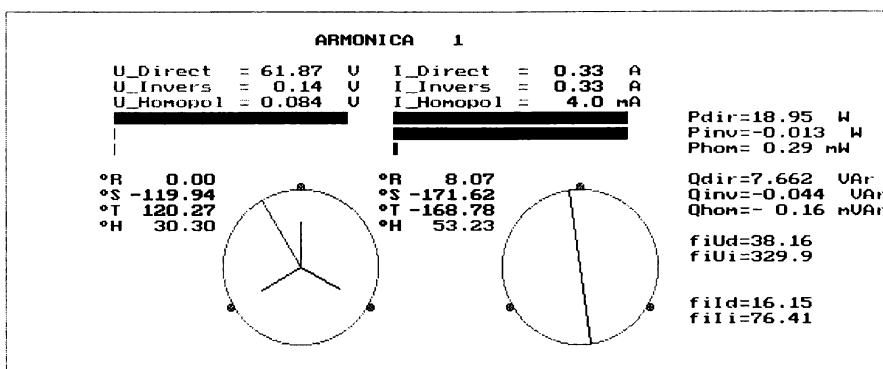
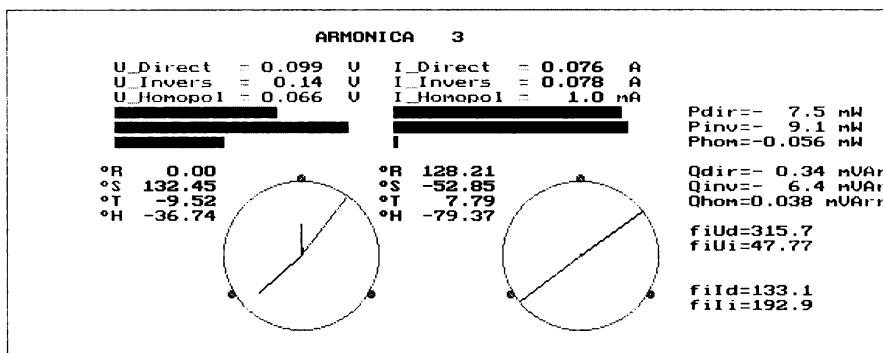


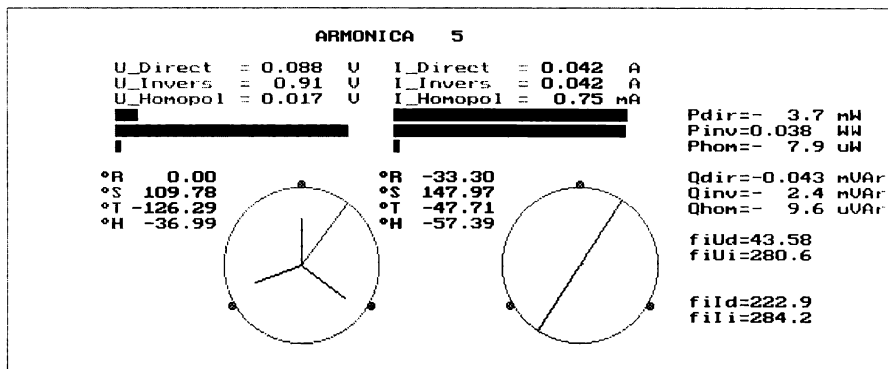
Fig.6.2.5. Spectrul armonicilor de curent pe faza S



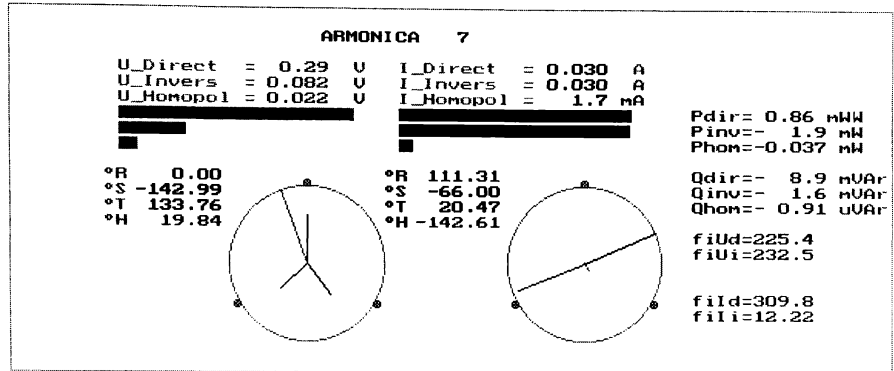
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 2.2 m	kns2(I)= 1.00
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.4 m	kns0(I)= 0.012
Coef. total de nesim:	kns(U) = 3.6 m	kns(I) = 1.009
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 1.00	rns(I) = 4.1 m
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 3.8 m	knsd(I) = 1.984



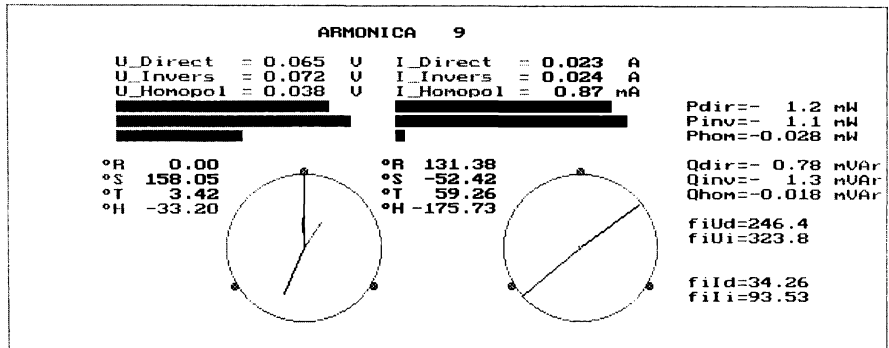
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.445	kns2(I)= 1.030
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.67	kns0(I)= 0.014
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.118	kns(I) = 1.044
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.12	rns(I) = 0.019
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 1.557	knsd(I) = 1.926



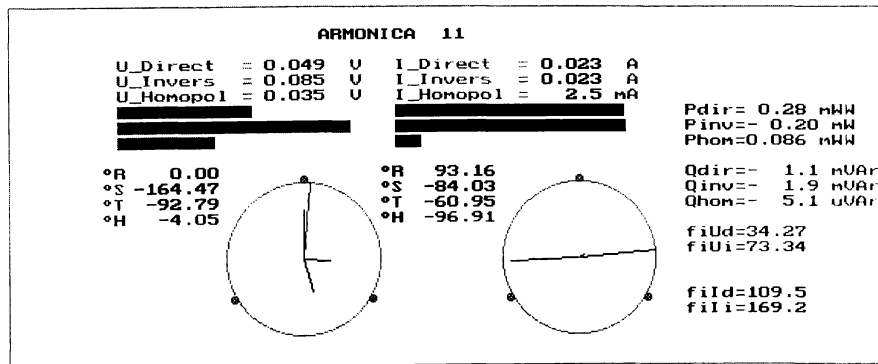
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 10.39	kns2(I)= 0.99
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.19	kns0(I)= 0.018
Coef. total de nesim:	kns(U) = 10.58	kns(I) = 1.011
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.86	rns(I) = 0.019
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.15	knsd(I) = 1.925



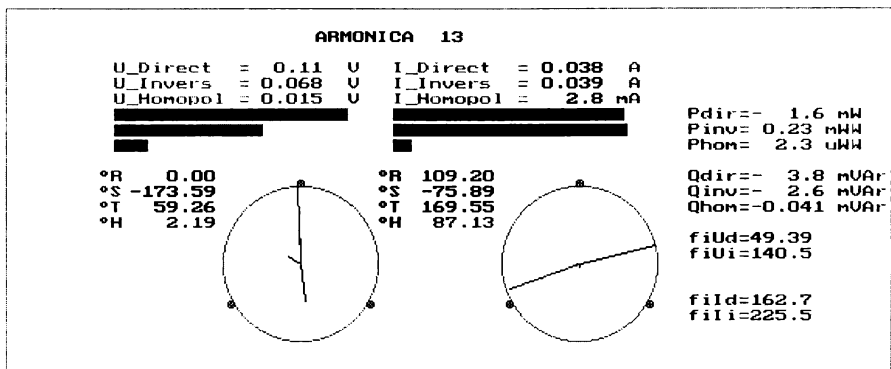
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.28	kns2(I)= 0.99
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.074	kns0(I)= 0.056
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.35	kns(I) = 1.050
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.77	rns(I) = 0.017
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.26	knsd(I) = 1.934



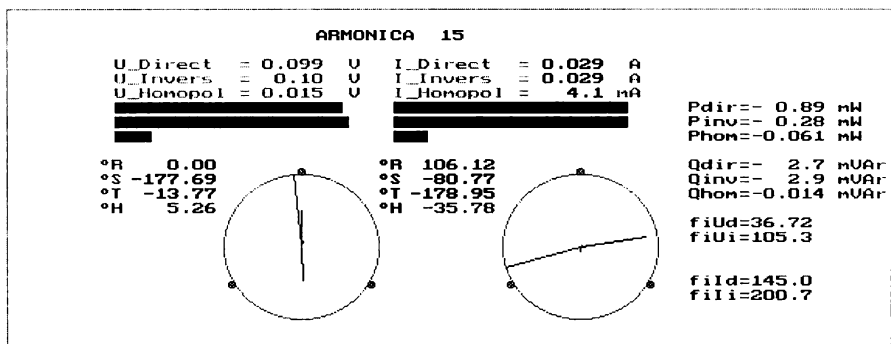
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.101	kns2(I)= 1.071
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.59	kns0(I)= 0.038
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.692	kns(I) = 1.109
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.39	rns(I) = 0.027
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.87	knsd(I) = 1.894



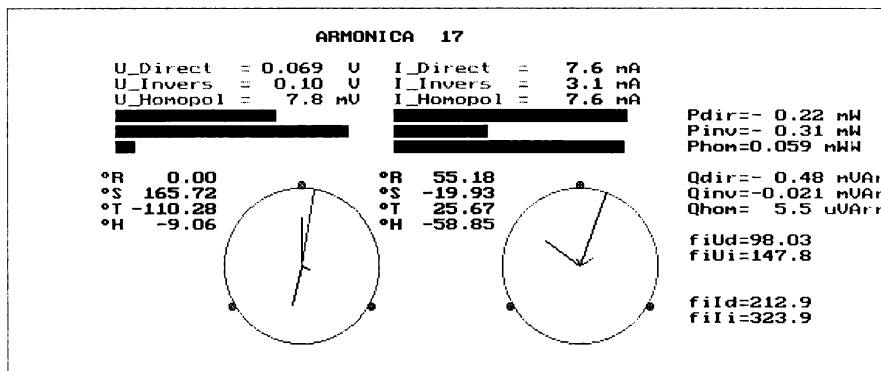
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.742	kns2(I)= 1.003
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.72	kns0(I)= 0.11
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.464	kns(I) = 1.113
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.52	rns(I) = 0.063
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.64	knsd(I) = 1.764



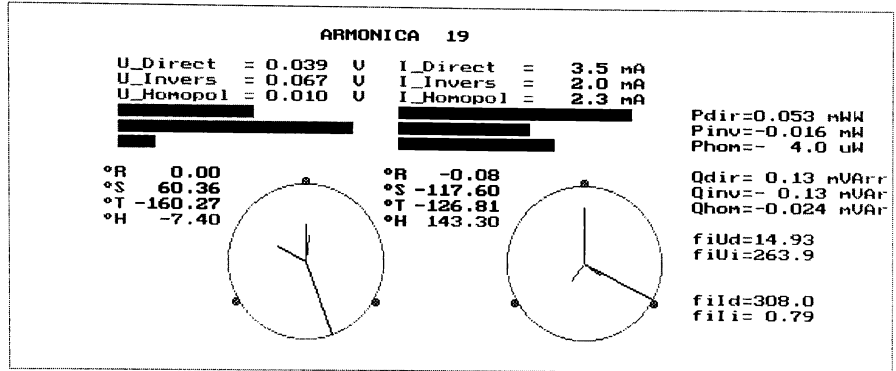
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.64	kns2(I)= 1.017
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.14	kns0(I)= 0.073
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.77	kns(I) = 1.089
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.36	rns(I) = 0.033
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.94	knsd(I) = 1.873



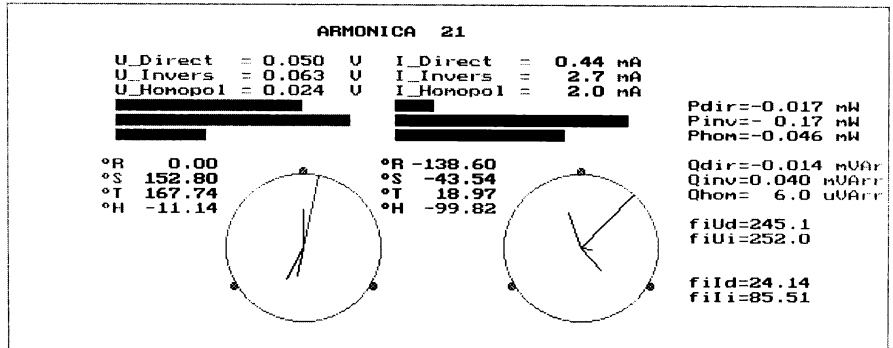
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.029	kns2(I)= 1.002
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.16	kns0(I)= 0.14
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.186	kns(I) = 1.143
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.17	rns(I) = 0.055
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.419	knsd(I) = 1.792



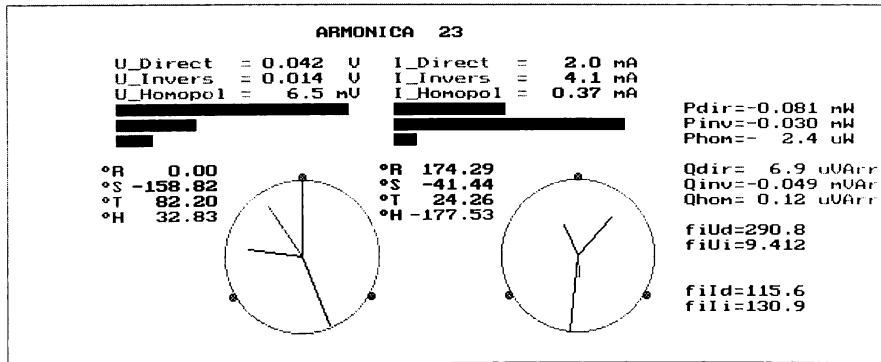
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.453	kns2(I)= 0.40
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.11	kns0(I)= 0.99
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.566	kns(I) = 1.393
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.18	rns(I) = 0.087
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.376	knsd(I) = 1.679



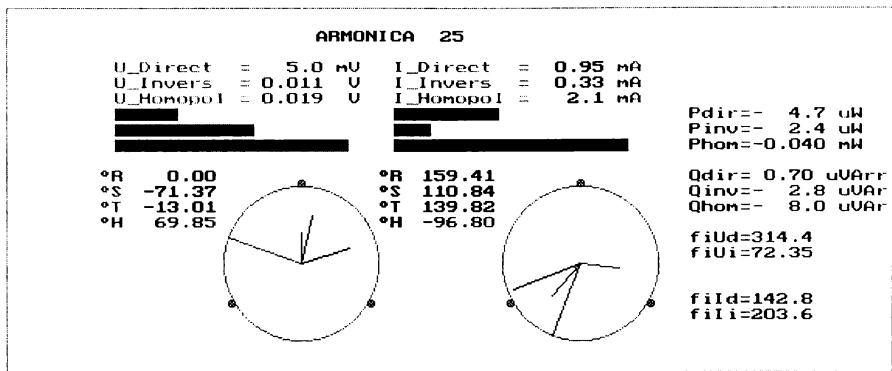
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.735	kns2(I)= 0.56
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.27	kns0(I)= 0.66
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.002	kns(I) = 1.224
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.41	rns(I) = 0.25
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.84	knsd(I) = 1.206



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.260	kns2(I)= 6.131
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.48	kns0(I)= 4.456
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.736	kns(I) = 10.59
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.72	rns(I) = 0.40
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.32	knsd(I) = 0.87



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.34	kns2(I)= 2.090
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.16	kns0(I)= 0.19
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.49	kns(I) = 2.281
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.70	rns(I) = 0.45
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.35	knsd(I) = 0.76



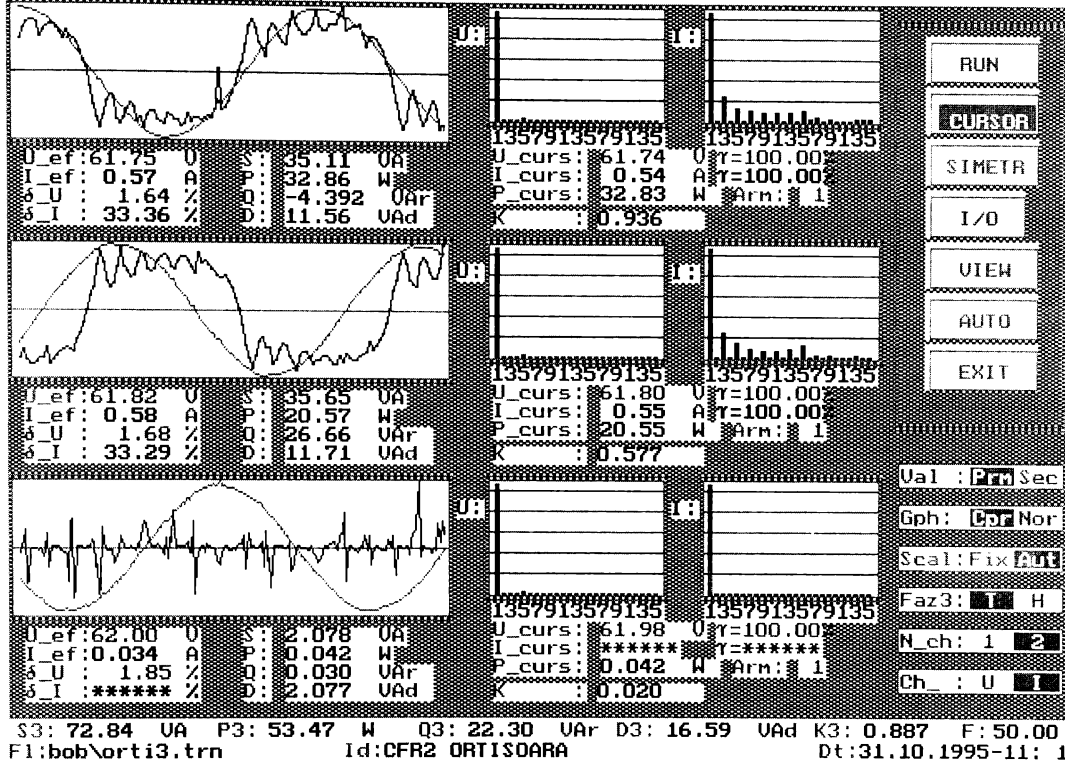
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 2.253	kns2(I)= 0.34
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 3.789	kns0(I)= 2.247
Coef. total de nesim.:	kns(U)= 6.042	kns(I)= 2.592
Raport de nesimetrie:	rns(U)= 0.61	rns(I)= 0.55
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U)= 0.48	knsd(I)= 0.59

Impedanțele armonice.

Arm	Zd [Ω]	Zbifaz [Ω]	Zmono [Ω]
1	187.3	187.1	109.1
3	1.307	0.95	1.205
5	2.094	2.455	11.84
7	9.728	9.102	7.073
9	2.878	2.294	3.432
11	2.149	3.707	3.698
13	2.763	2.598	1.764
15	3.419	3.938	3.340
17	9.055	15.07	17.5
19	11.07	16.88	11.77
21	114.6	59.86	49.72
23	21.44	16.94	8.109
25	5.272	6.373	5.593

6.3. Stația 110 kV ORȚIȘOARA (achiziția 3).

Vizualizarea mărimilor achiziționate.

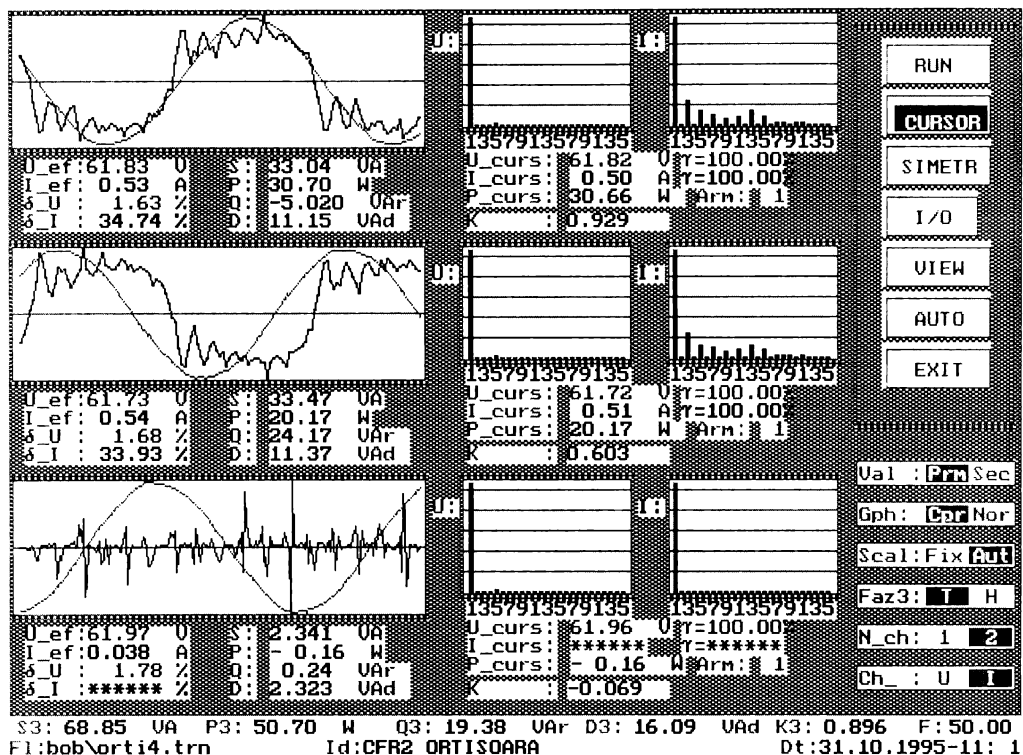


Valorile efective ale tensiunilor și curenților pentru fiecare armonică.

Arm	U_{RN}	U_{SN}	U_{TN}	I_R	I_S
1	61.74	61.8	61.98	0.5364	0.5453
3	0.1	0.28	0.05	0.1265	0.1295
5	0.88	0.9	1.07	0.0673	0.0715
7	0.28	0.25	0.32	0.0492	0.0466
9	0.05	0.08	0.06	0.039	0.0378
11	0.11	0.1	0.03	0.0382	0.0364
13	0.09	0.14	0.09	0.0426	0.044
15	0.24	0.19	0.09	0.0582	0.0606
17	0.14	0.13	0.03	0.0189	0.0125
19	0.09	0.07	0.03	0.0081	0.0062
21	0.15	0.08	0.03	0.0037	0.0045
23	0.06	0.01	0.05	0.006	0.0057
25	0.02	0.03	0.09	0.0059	0.0035

6.4. Stația 110 kV ORȚIȘOARA (achiziția 4).

Vizualizarea mărimilor achiziționate.

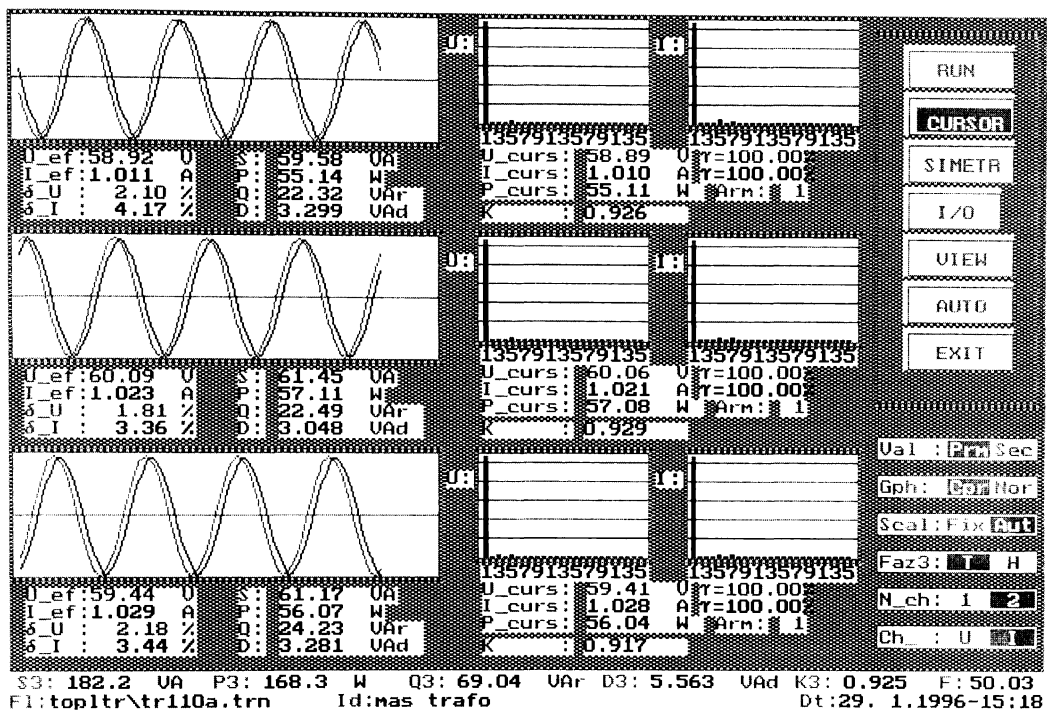


Valorile efective ale tensiunilor și curenților pentru fiecare armonică.

Arm	U_{RN}	U_{SN}	U_{TN}	I_R	I_S
1	61.82	61.72	61.96	0.5026	0.5109
3	0.1	0.29	0.07	0.1172	0.1182
5	0.86	0.87	1.04	0.0688	0.0663
7	0.3	0.23	0.3	0.0485	0.0478
9	0.1	0.02	0.04	0.0344	0.035
11	0.19	0.14	0.03	0.0409	0.0414
13	0.2	0.26	0.07	0.0667	0.0648
15	0.19	0.2	0.04	0.0441	0.0403
17	0.15	0.11	0.03	0.0087	0.0153
19	0.09	0.02	0.06	0.005	0.009
21	0.12	0.09	0.07	0.0061	0.0057
23	0.01	0.01	0.01	0.0023	0.0009
25	0.04	0.03	0.03	0.0025	0.0049

6.5. Stația 110 kV TOPLEȚ-CFR.

Vizualizarea mărimilor achiziționate.



Valorile efective ale tensiunilor și curenților pentru fiecare armonică.

Arm	U _{RN}	U _{SN}	U _{TN}	I _R	I _S	I _T
1	58.89	60.06	59.41	10.097	10.214	10.277
3	0.51	0.25	0.6	0.0064	0.005	0.0033
5	0.85	0.91	0.96	0.0363	0.0302	0.0307
7	0.35	0.36	0.33	0.0158	0.0103	0.0148
9	0.2	0.12	0.1	0.0037	0.0014	0.0022
11	0.21	0.11	0.13	0.0069	0.0074	0.0041
13	0.04	0.18	0.23	0.0014	0.0014	0.0016
15	0.2	0.01	0.21	0.0007	0.0004	0.0006
17	0.31	0.2	0.27	0.005	0.0057	0.0036
19	0.39	0.1	0.25	0.0083	0.0063	0.0057
21	0.18	0.04	0.1	0.0008	0.001	0.0001
23	0.01	0.03	0.01	0.0004	0.0004	0.0007
25	0.03	0.04	0.02	0.0007	0.0004	0.0006

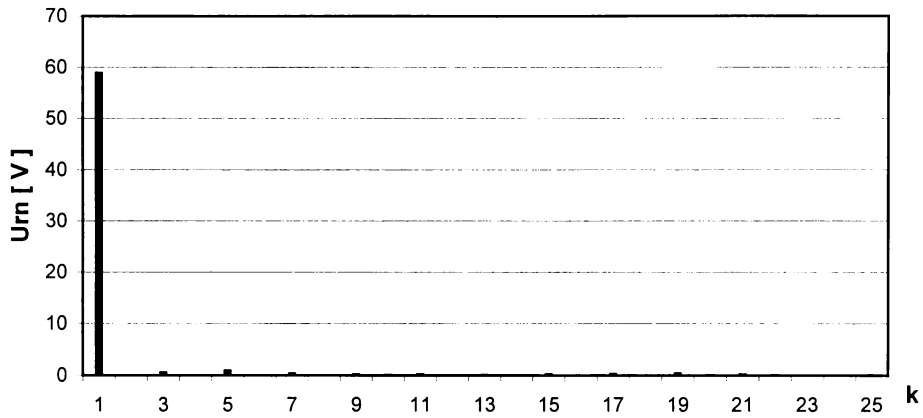


Fig.6.5.1. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza R

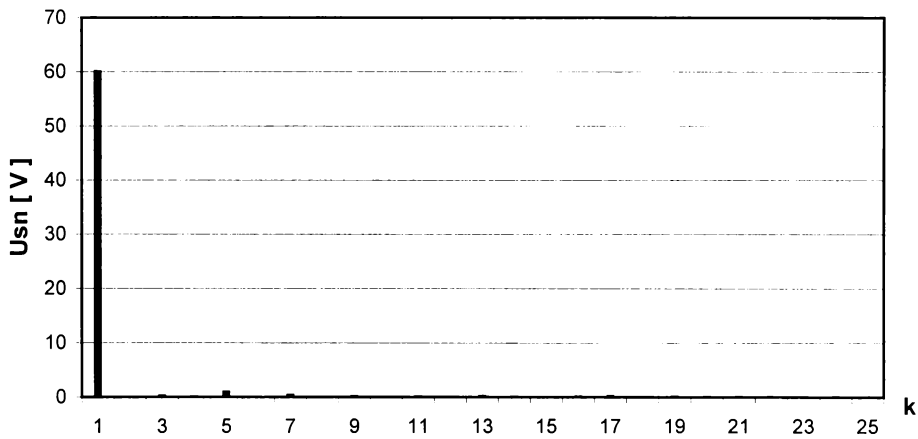


Fig.6.5.2. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza S

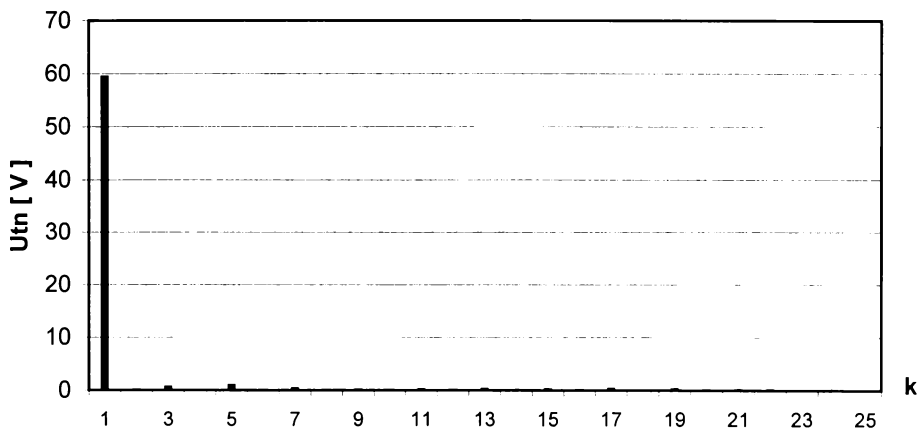


Fig.6.5.3. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza T

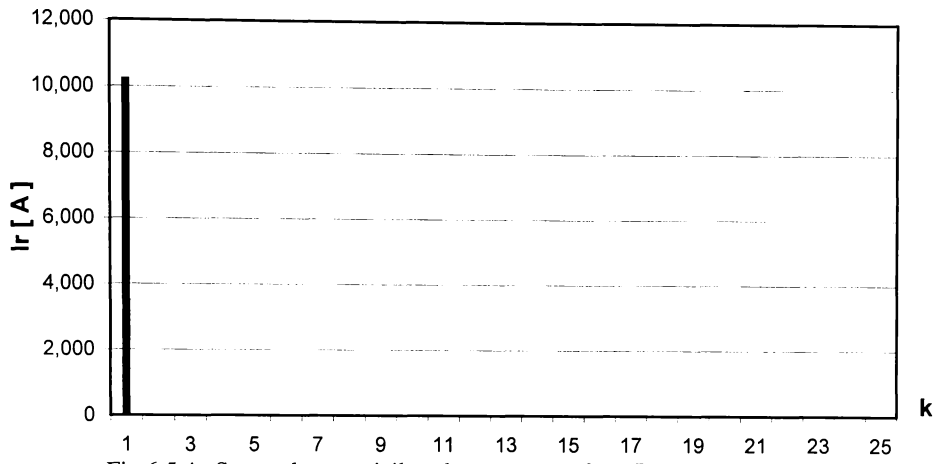


Fig.6.5.4. Spectrul armonicilor de curent pe faza R

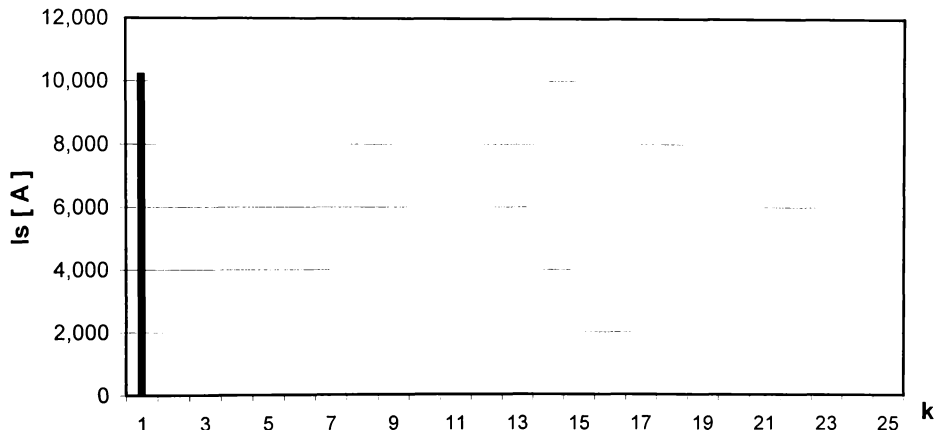


Fig.6.5.5. Spectrul armonicilor de curent pe faza S

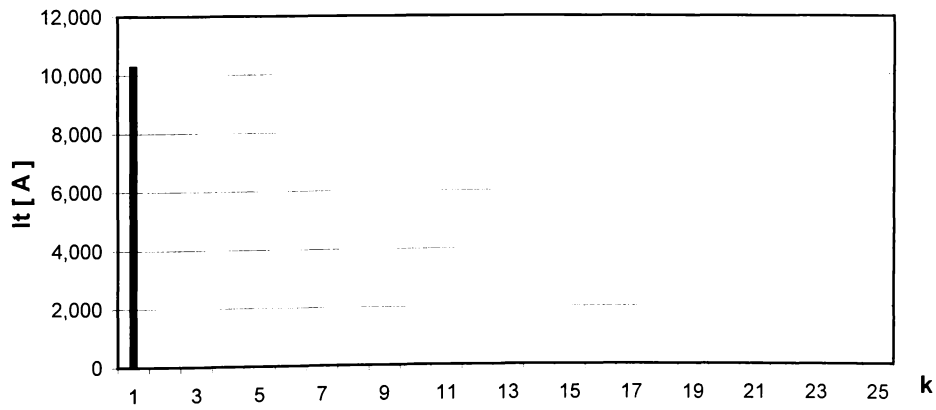
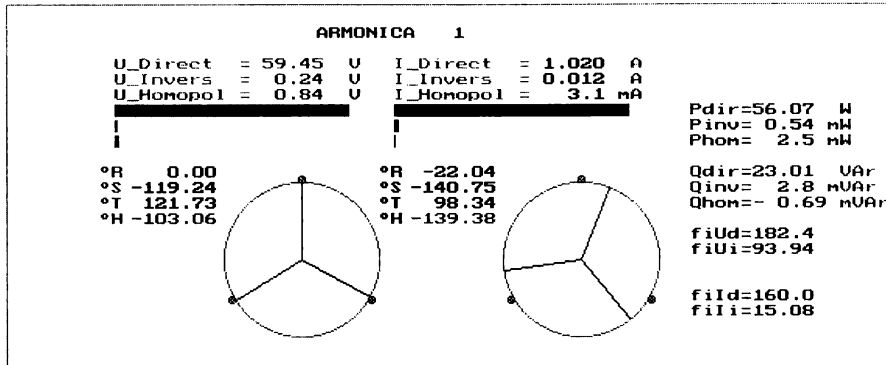
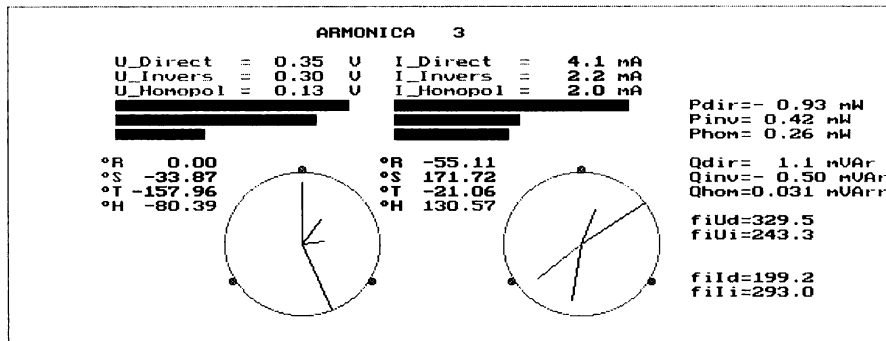


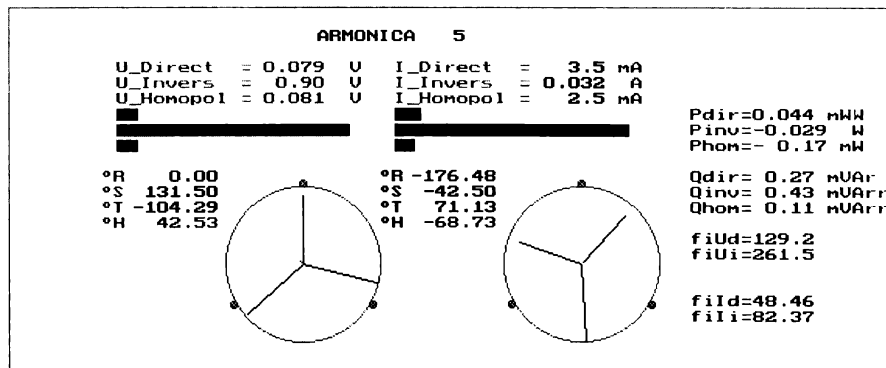
Fig.6.5.6. Spectrul armonicilor de curent pe faza T



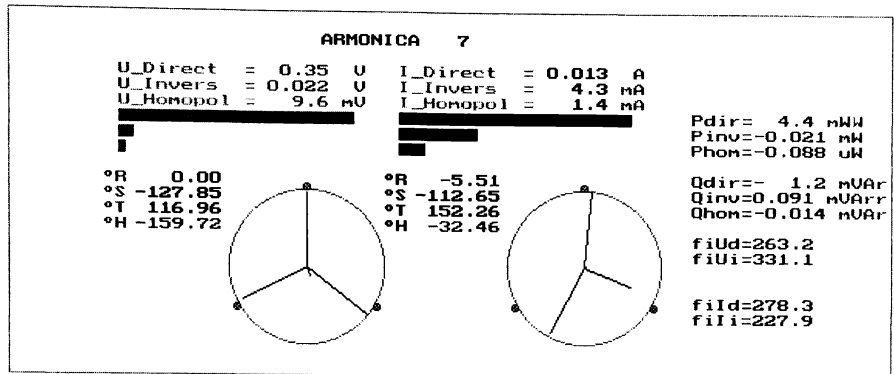
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 4.0 m	kns2(I)= 0.012
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.014	kns0(I)= 3.1 m
Coef. total de nesim. :	kns(U) = 0.018	kns(I) = 0.015
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.98	rns(I) = 0.98
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.020	knsd(I) = 0.018



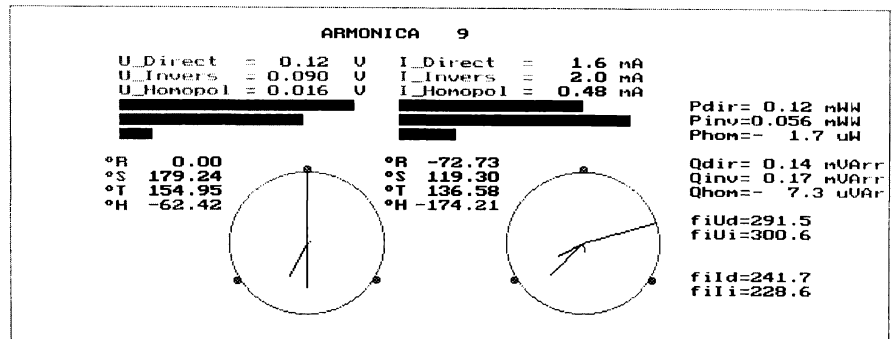
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.86	kns2(I)= 0.53
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.38	kns0(I)= 0.49
Coef. total de nesim. :	kns(U) = 1.246	kns(I) = 1.016
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.42	rns(I) = 0.52
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.83	knsd(I) = 0.63



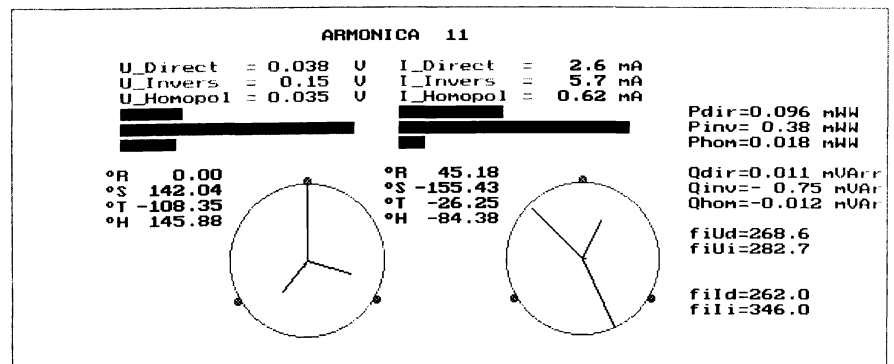
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 11.40	kns2(I)= 9.331
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.025	kns0(I)= 0.73
Coef. total de nesim. :	kns(U) = 12.43	kns(I) = 10.06
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.88	rns(I) = 0.83
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.12	knsd(I) = 0.18



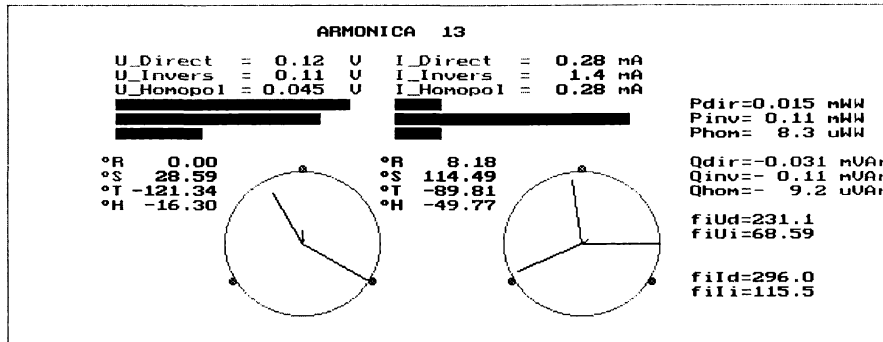
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.062	kns2(I)= 0.33
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.028	kns0(I)= 0.11
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.090	kns(I) = 0.44
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.91	rns(I) = 0.65
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =0.089	knsd(I) = 0.43



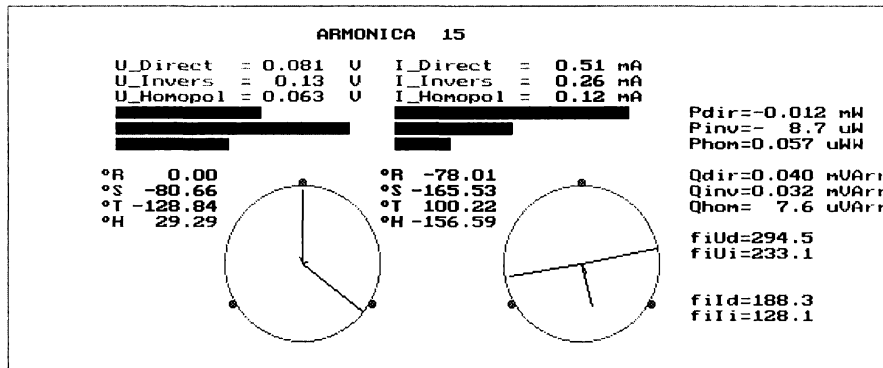
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.78	kns2(I)= 1.261
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.14	kns0(I)= 0.30
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.92	kns(I) = 1.561
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.51	rns(I) = 0.38
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.65	knsd(I) = 0.90



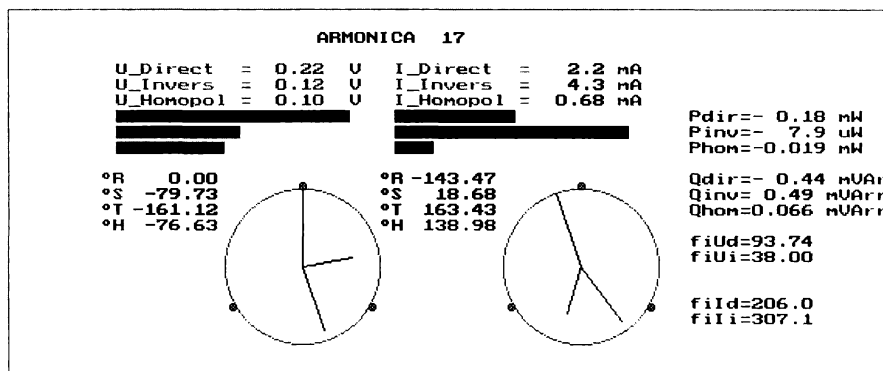
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 3.893	kns2(I)= 2.237
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.91	kns0(I)= 0.24
Coef. total de nesim:	kns(U) = 4.806	kns(I) = 2.479
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.50	rns(I) = 0.55
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.66	knsd(I) = 0.57



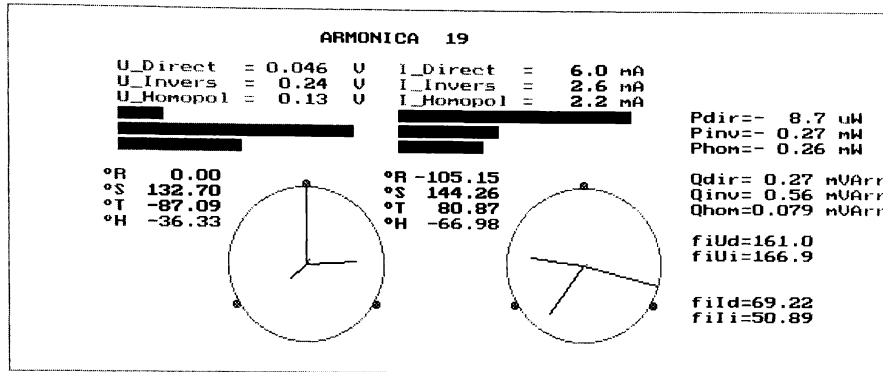
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.87	kns2(I)= 5.193
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.36	kns0(I)= 0.99
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.235	kns(I) = 6.184
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.17	rns(I) = 0.89
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =-1.407	knsd(I) = 0.11



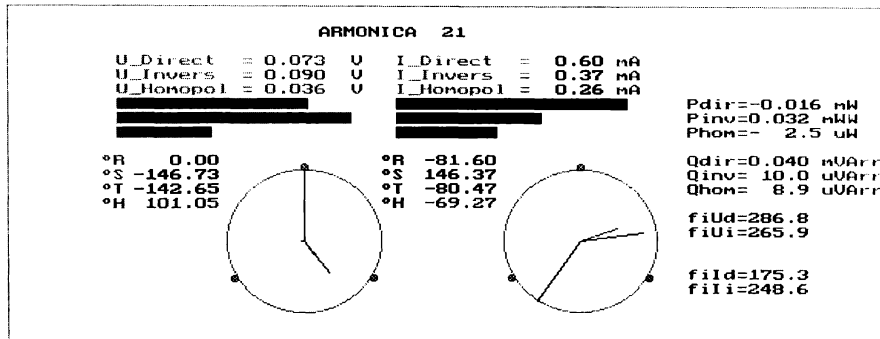
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.615	kns2(I)= 0.50
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.78	kns0(I)= 0.23
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.394	kns(I) = 0.73
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.065	rns(I) = 0.55
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =-1.758	knsd(I) = 0.58



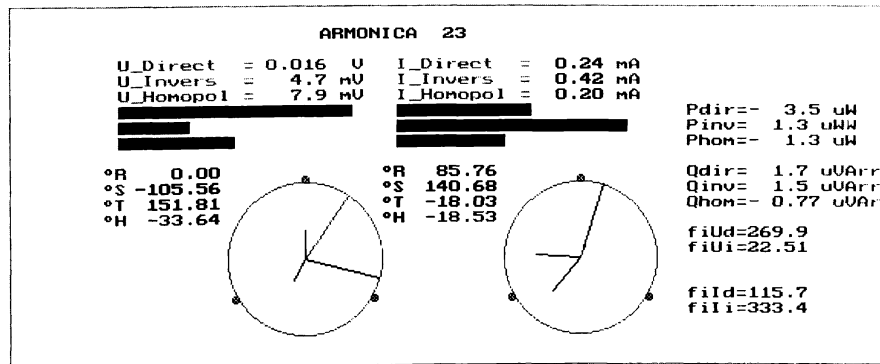
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.53	kns2(I)= 1.959
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.46	kns0(I)= 0.31
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.99	kns(I) = 2.272
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.64	rns(I) = 0.64
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.43	knsd(I) = 0.45



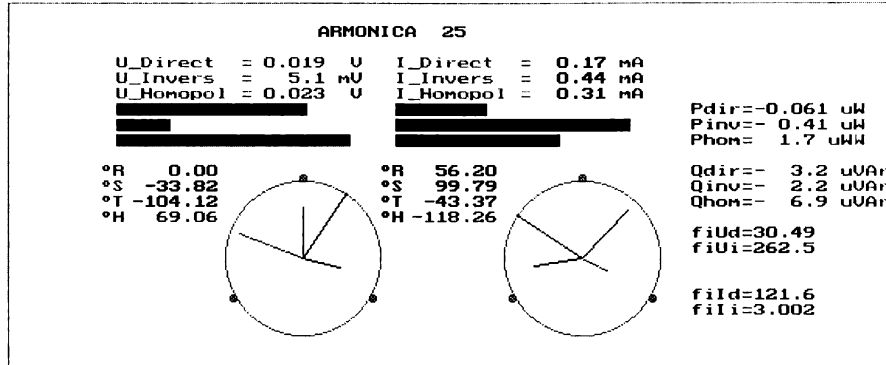
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 5.313	kns2(I)= 0.43
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 2.778	kns0(I)= 0.36
Coef. total de nesim:	kns(U) = 8.091	kns(I) = 0.79
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.26	rns(I) = 0.69
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.163	knsd(I) = 0.37



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.230	kns2(I)= 0.63
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.49	kns0(I)= 0.43
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.720	kns(I) = 1.059
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.22	rns(I) = 0.070
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.281	knsd(I) = 1.738



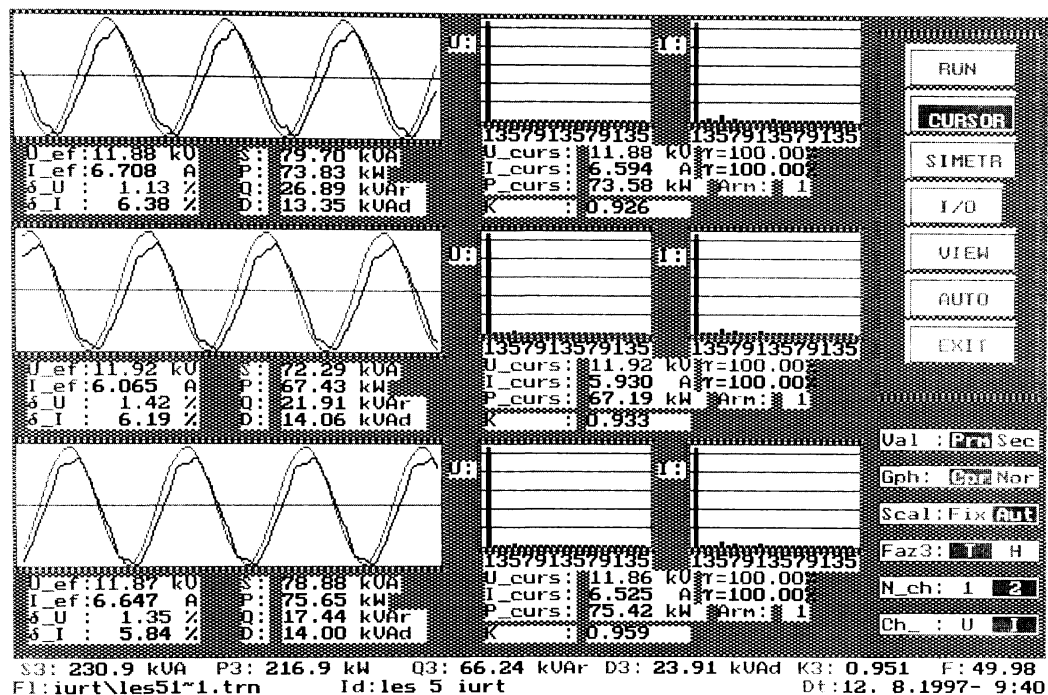
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.30	kns2(I)= 1.725
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.49	kns0(I)= 0.80
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.79	kns(I) = 2.524
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.31	rns(I) = 0.57
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.044	knsd(I) = 0.54



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.28	kns2(I)= 2.594
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.233	kns0(I)= 1.815
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.509	kns(I) = 4.409
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.49	rns(I) = 0.63
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.69	knsd(I) = 0.46

6.6. Stația 110 kV IURT (achiziția 1).

Vizualizarea mărimilor achiziționate.



Valorile efective ale tensiunilor și curenților pentru fiecare armonică.

Arm	U _{RN}	U _{SN}	U _{TN}	I _R	I _S	I _T
1	59.39	59.58	59.31	0.1649	0.1483	0.1631
3	0.29	0.3	0.18	0.0019	0.0014	0.0005
5	0.47	0.7	0.69	0.0086	0.0074	0.0076
7	0.27	0.28	0.32	0.0047	0.0037	0.0047
9	0.03	0.07	0.03	0.001	0.0014	0.0007
11	0.08	0.14	0.06	0.0011	0.0027	0.0026
13	0.19	0.08	0.11	0.0024	0.0014	0.0011
15	0.06	0.04	0.03	0.0007	0.0006	0.0006
17	0.03	0.06	0.02	0.0008	0.0008	0.0001
19	0.03	0.01	0.04	0.0001	0.0002	0.0009
21	0.02	0.03	0.01	0.0003	0.0002	0.0003
23	0.01	0.04	0.01	0.0007	0.0004	0.0002
25	0.01	0.02	0.01	0.0002	0	0.0001

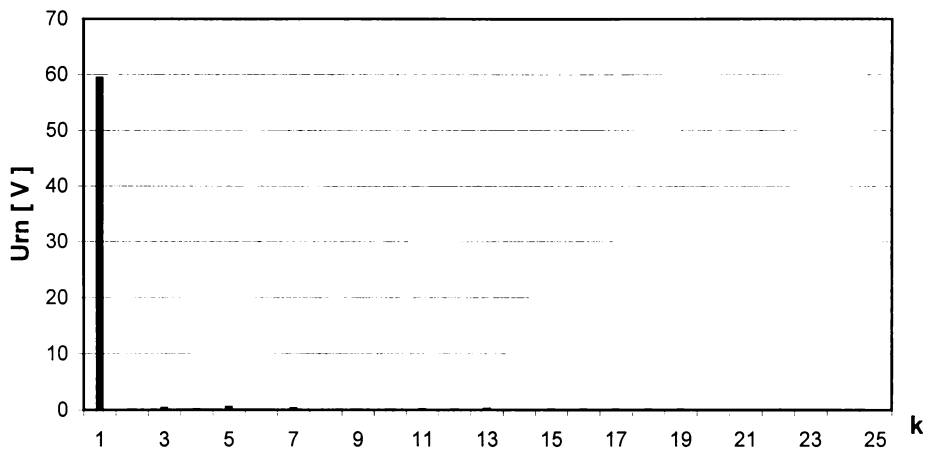


Fig.6.6.1. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza R

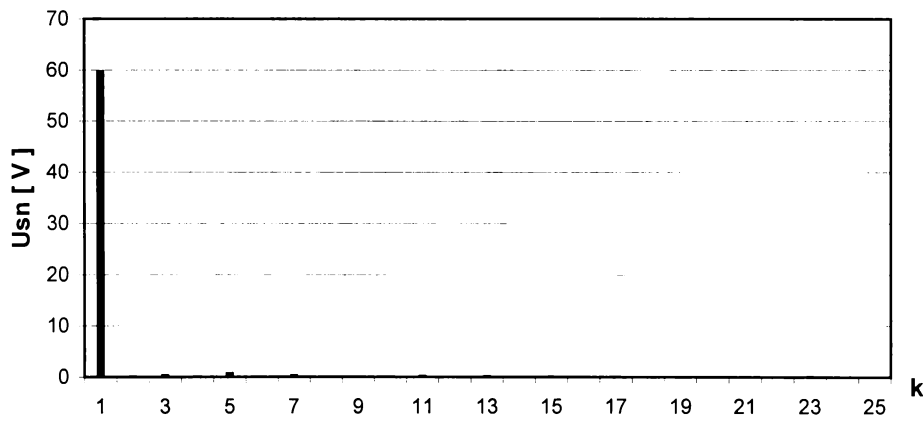
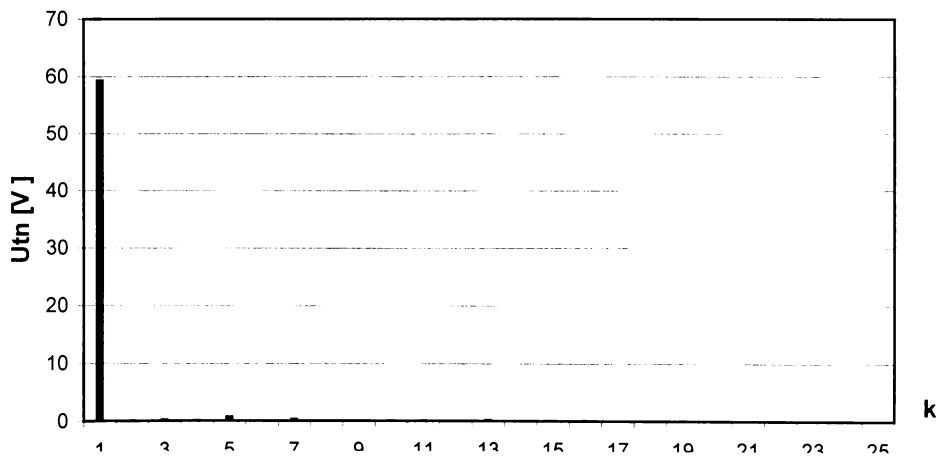


Fig.6.6.2. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza S



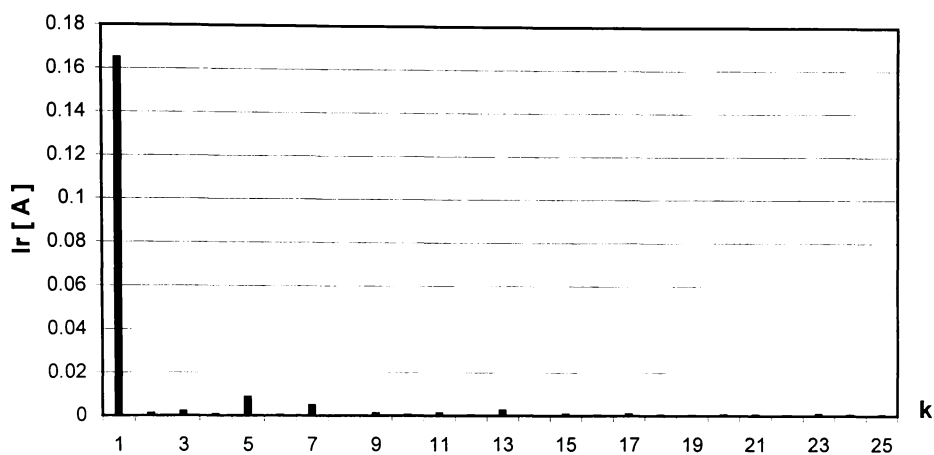


Fig.6.6.4. Spectrul armonicilor de curent pe faza R

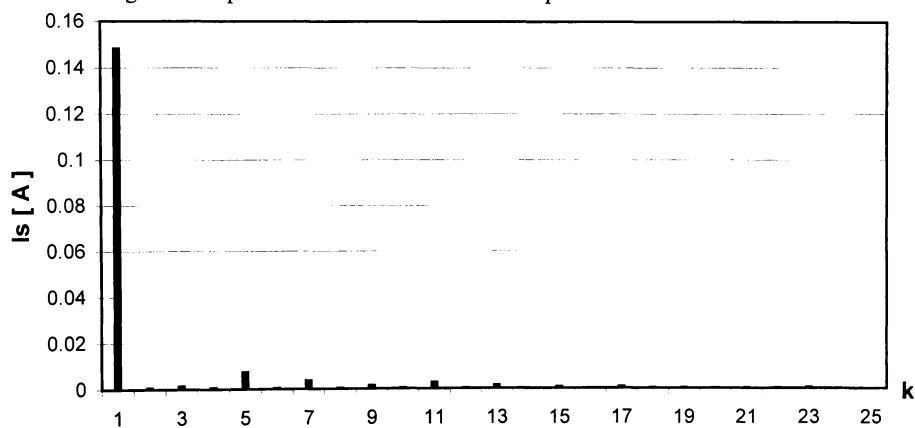


Fig.6.6.5. Spectrul armonicilor de curent pe faza S

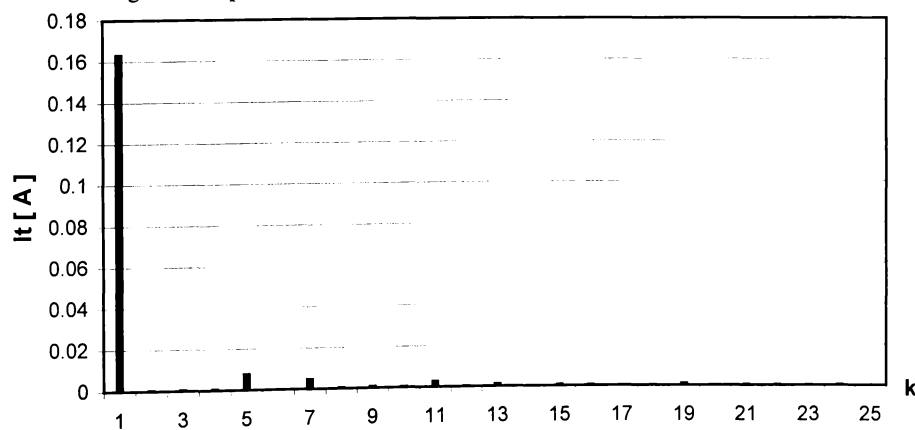
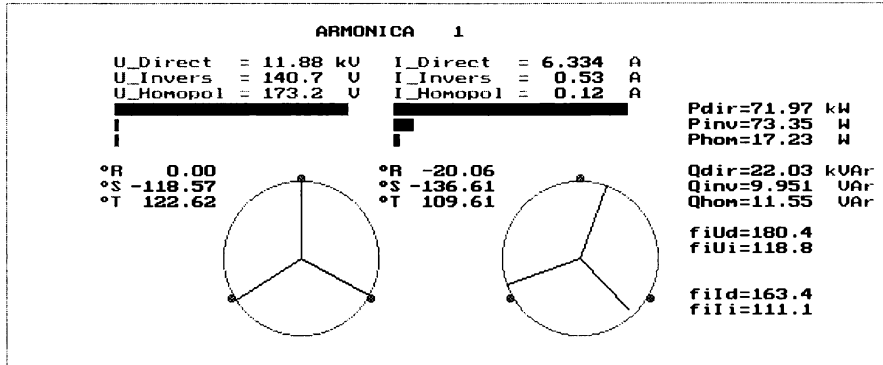
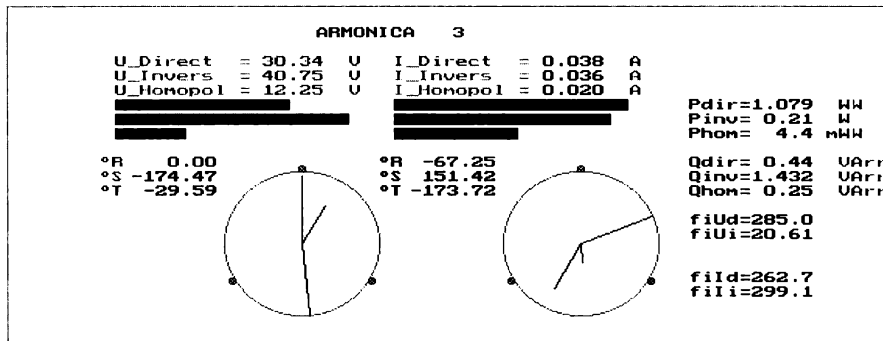


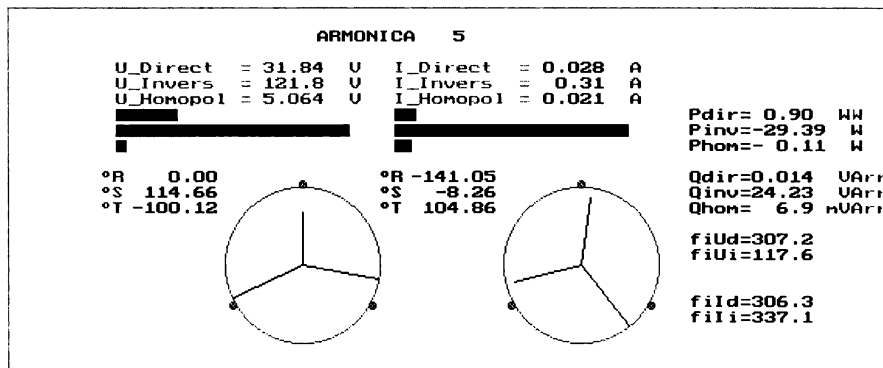
Fig.6.6.6. Spectrul armonicilor de curent pe faza T



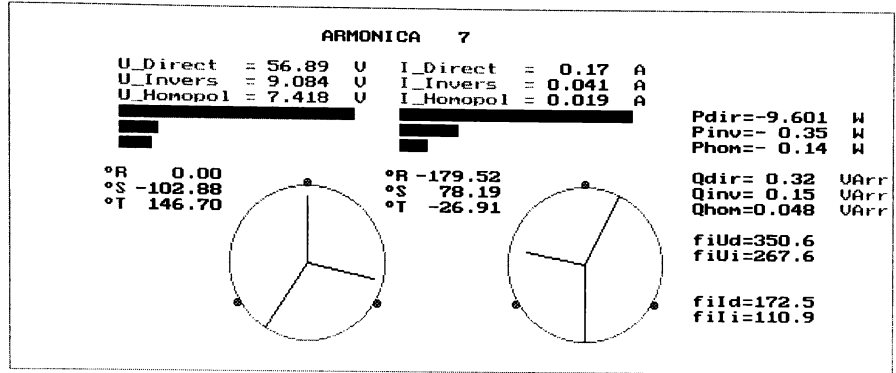
Coef. nesim. inversa: kns2(U)= 0.012 kns2(I)= 0.083
 Coef. nesim. homop. : kns0(U)= 0.015 kns0(I)= 0.019
 Coef. total de nesim: kns(U)= 0.026 kns(I)= 0.10
 Raport de nesimetrie: rns(U)= 1.00 rns(I)= 0.90
 Rap. dif. de nesim. : knsd(U)= 4.5 m knsd(I)= 0.11



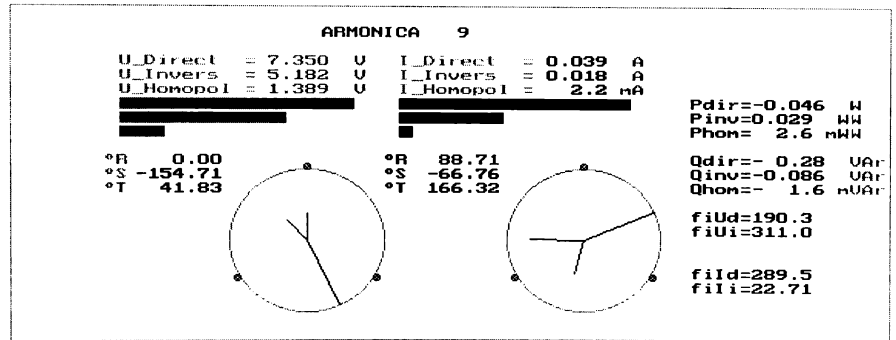
Coef. nesim. inversa: kns2(U)= 1.343 kns2(I)= 0.92
 Coef. nesim. homop. : kns0(U)= 0.40 kns0(I)= 0.53
 Coef. total de nesim: kns(U)= 1.747 kns(I)= 1.452
 Raport de nesimetrie: rns(U)= 0.59 rns(I)= 0.26
 Rap. dif. de nesim. : knsd(U)= 0.51 knsd(I)= 1.184



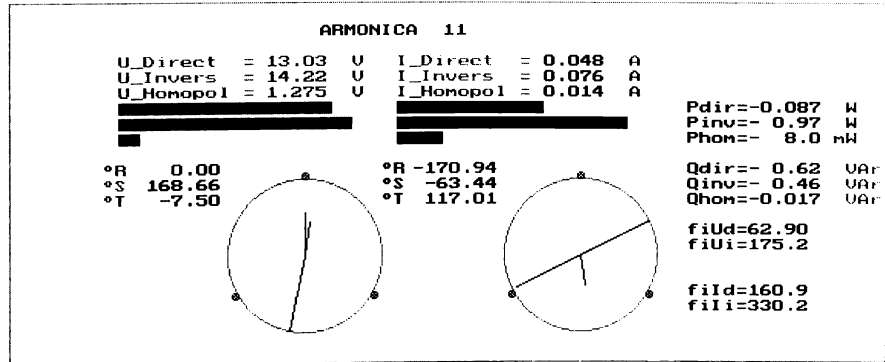
Coef. nesim. inversa: kns2(U)= 3.825 kns2(I)= 11.12
 Coef. nesim. homop. : kns0(U)= 0.16 kns0(I)= 0.76
 Coef. total de nesim: kns(U)= 3.984 kns(I)= 11.87
 Raport de nesimetrie: rns(U)= 0.68 rns(I)= 0.86
 Rap. dif. de nesim. : knsd(U)= 0.39 knsd(I)= 0.15



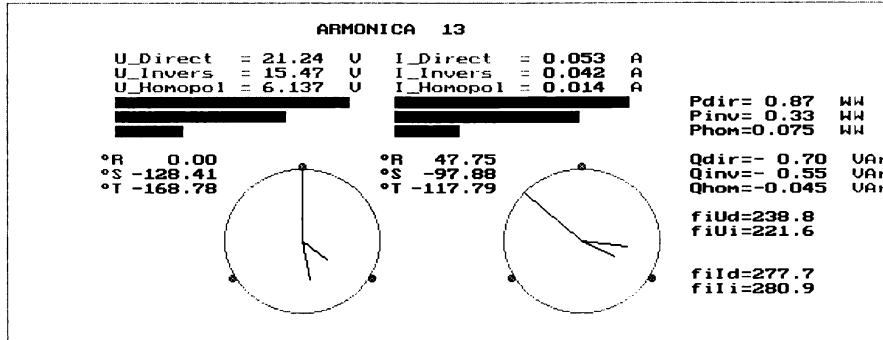
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.16	kns2(I)= 0.25
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 0.13	kns0(I)= 0.11
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.29	kns(I) = 0.36
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.87	rns(I) = 0.78
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U) = 0.14	knsd(I) = 0.25



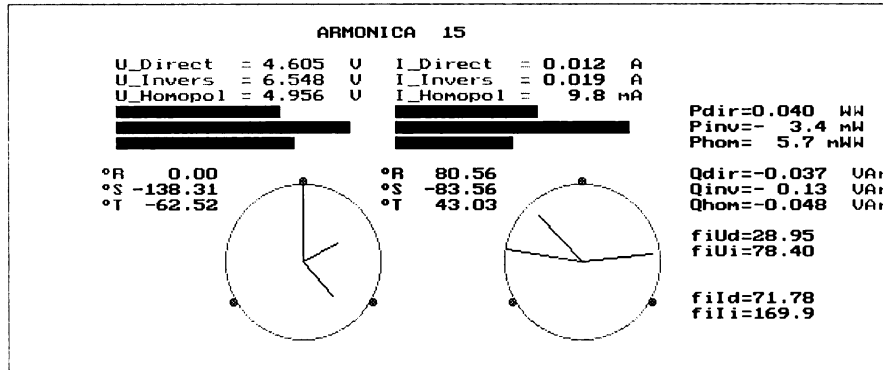
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.71	kns2(I)= 0.45
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 0.19	kns0(I)= 0.055
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.89	kns(I) = 0.50
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.38	rns(I) = 0.47
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U) = 0.91	knsd(I) = 0.73



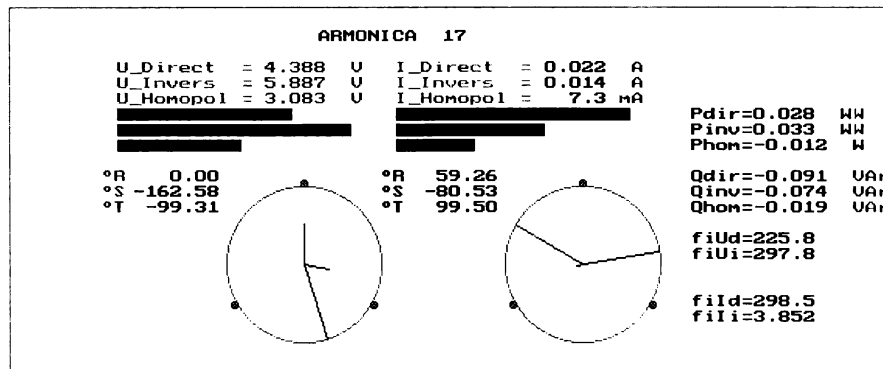
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.091	kns2(I)= 1.574
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 0.098	kns0(I)= 0.30
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.189	kns(I) = 1.875
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.44	rns(I) = 0.40
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U) = 0.77	knsd(I) = 0.85



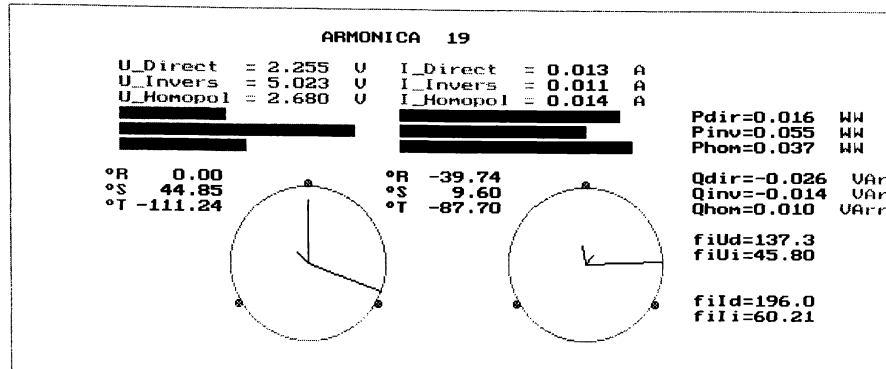
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.73	kns2(I)= 0.79
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.29	kns0(I)= 0.27
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.017	kns(I) = 1.059
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.42	rns(I) = 0.48
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.81	knsd(I) = 0.71



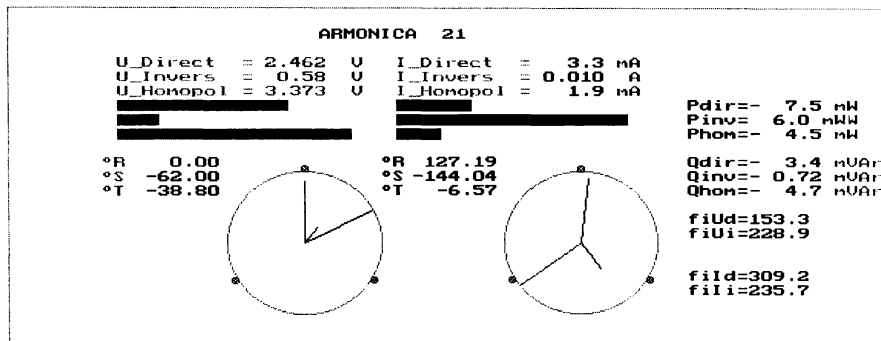
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.422	kns2(I)= 1.653
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.076	kns0(I)= 0.83
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.498	kns(I) = 2.485
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.50	rns(I) = 0.82
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.67	knsd(I) = 0.20



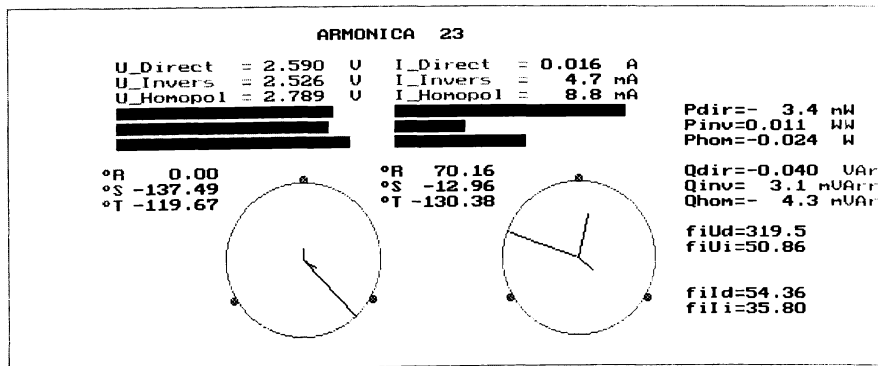
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.342	kns2(I)= 0.63
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.70	kns0(I)= 0.33
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.045	kns(I) = 0.96
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.31	rns(I) = 0.072
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 1.042	knsd(I) = 1.732



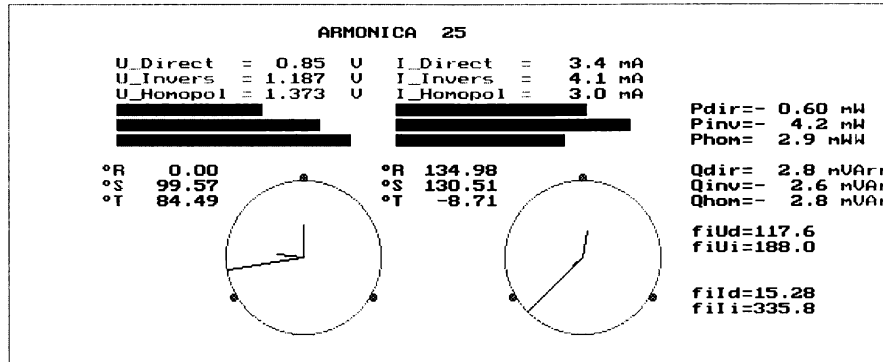
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 2.227	kns2(I)= 0.84
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.189	kns0(I)= 1.053
Coef. total de nesim:	kns(U) = 3.416	kns(I) = 1.895
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.20	rns(I) = 0.16
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.339	knsd(I) = 1.461



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.24	kns2(I)= 3.130
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.370	kns0(I)= 0.58
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.606	kns(I) = 3.710
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.27	rns(I) = 0.46
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.149	knsd(I) = 0.75



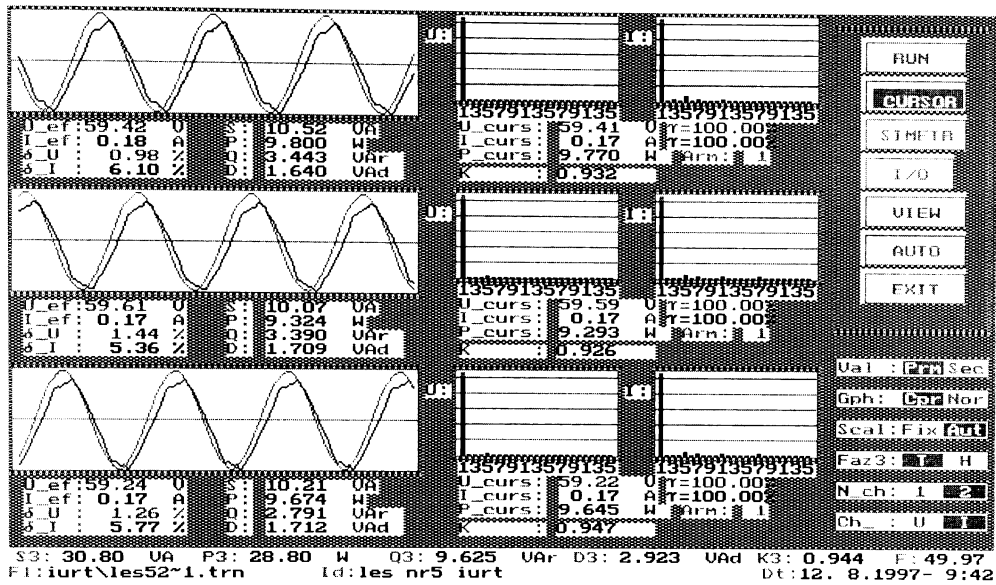
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.98	kns2(I)= 0.30
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.077	kns0(I)= 0.56
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.052	kns(I) = 0.86
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.14	rns(I) = 0.24
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.507	knsd(I) = 1.218



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.399	kns2(I)= 1.234
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.618	kns0(I)= 0.89
Coef. total de nesim:	kns(U) = 3.017	kns(I) = 2.123
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.33	rns(I) = 0.15
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =-1.001	knsd(I) = 1.482

6.7. Stația 110 kV IURT (achiziția 2).

Vizualizarea mărimilor achiziționate.



Valorile efective ale tensiunilor și curenților pentru fiecare armonică.

Arm	U _{rn}	U _{sn}	U _{tn}	I _r	I _s	I _t
1	59.41	59.59	59.22	0.1743	0.166	0.1695
3	0.24	0.32	0.2	0.0021	0.0017	0.0006
5	0.39	0.71	0.63	0.0091	0.0072	0.0077
7	0.28	0.28	0.3	0.004	0.0033	0.0045
9	0.04	0.03	0	0.0008	0.0012	0.0005
11	0.09	0.13	0.1	0.0018	0.0023	0.0024
13	0.08	0.06	0.02	0.001	0.0013	0.0017
15	0.03	0.07	0.06	0.0004	0.0007	0.001
17	0.12	0.12	0.09	0.0017	0.0018	0.0021
19	0.03	0.05	0.02	0.0007	0.0003	0.0003
21	0.04	0.05	0.02	0.0003	0.0005	0.0004
23	0.01	0.01	0.02	0.0004	0.0004	0.0004
25	0.03	0.01	0.01	0.0001	0.0002	0.0001

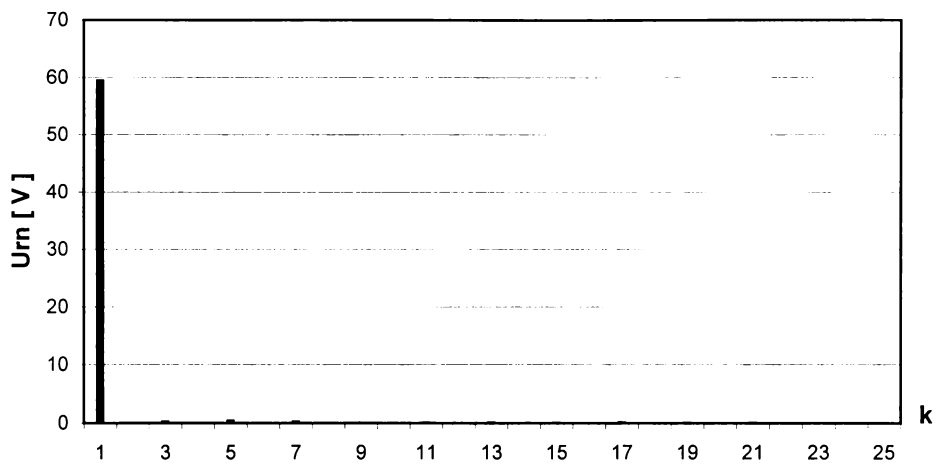


Fig.6.7.1. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza R

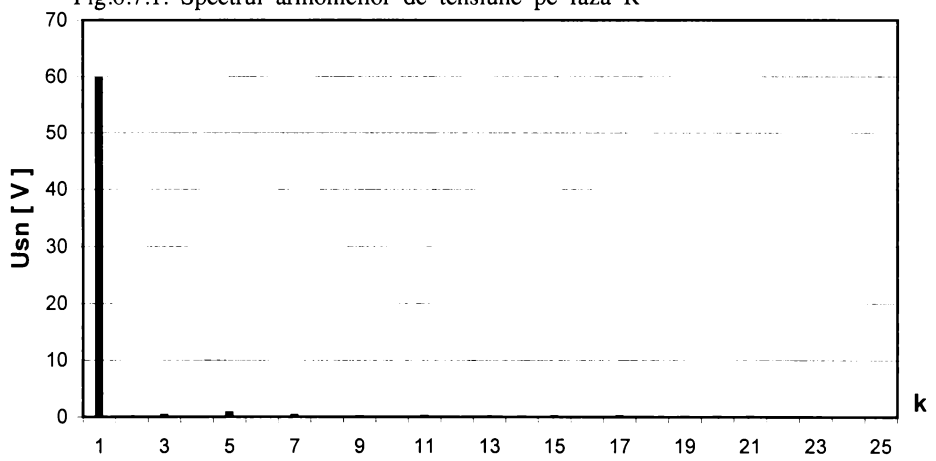


Fig.6.7.2. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza S

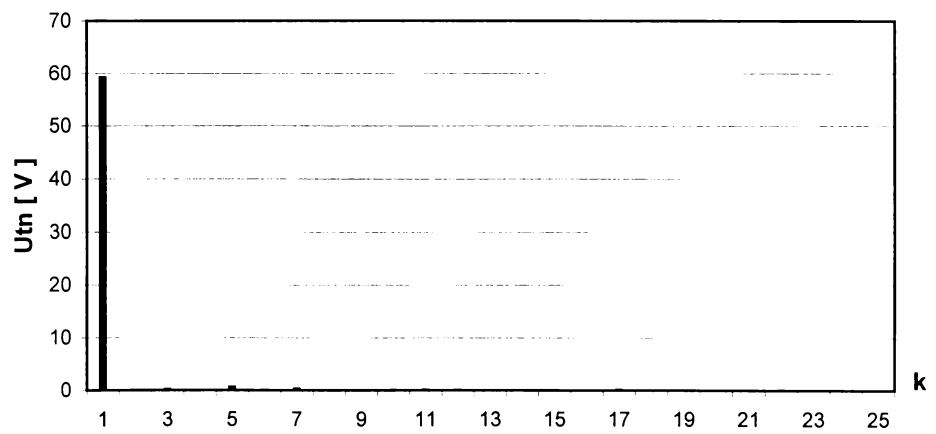


Fig.6.7.3. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza T

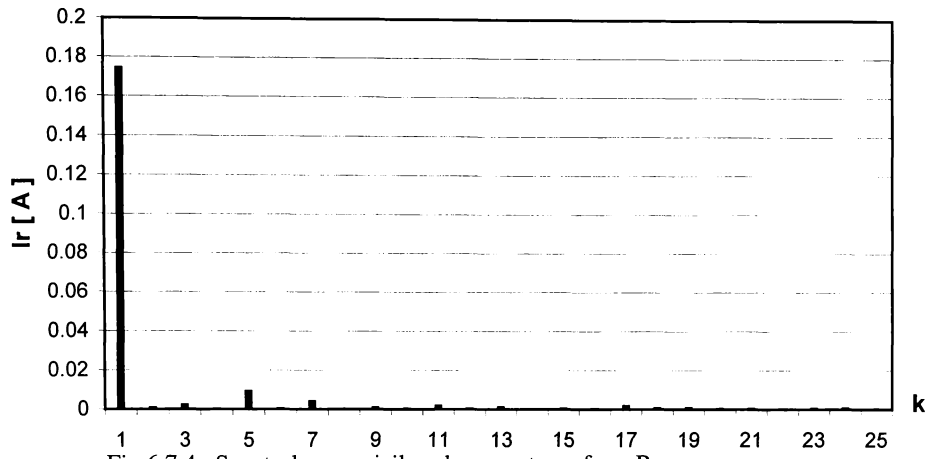


Fig.6.7.4. Spectrul armonicilor de curent pe faza R

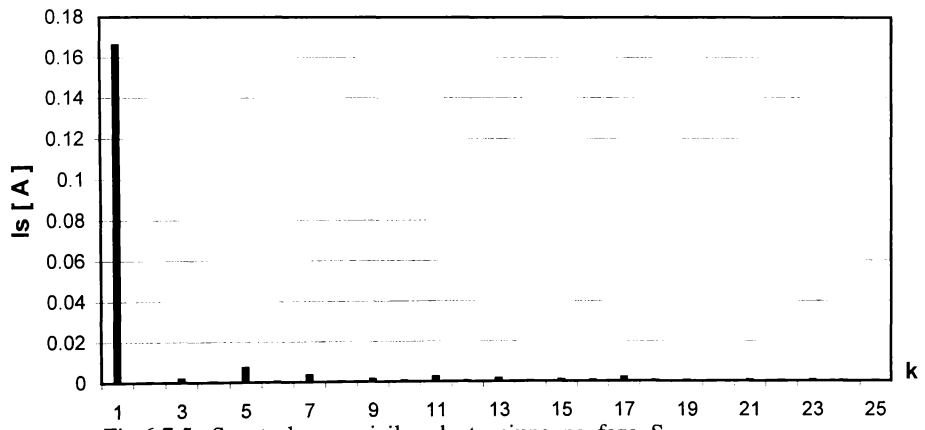


Fig.6.7.5. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza S

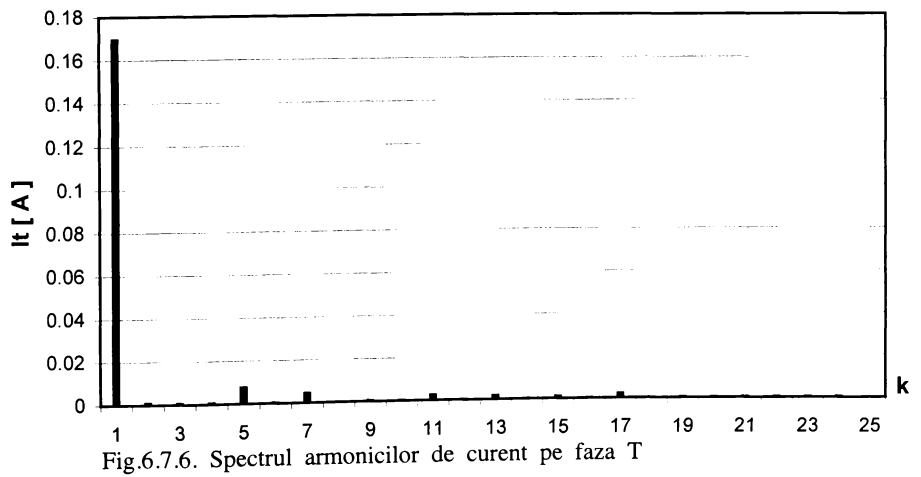
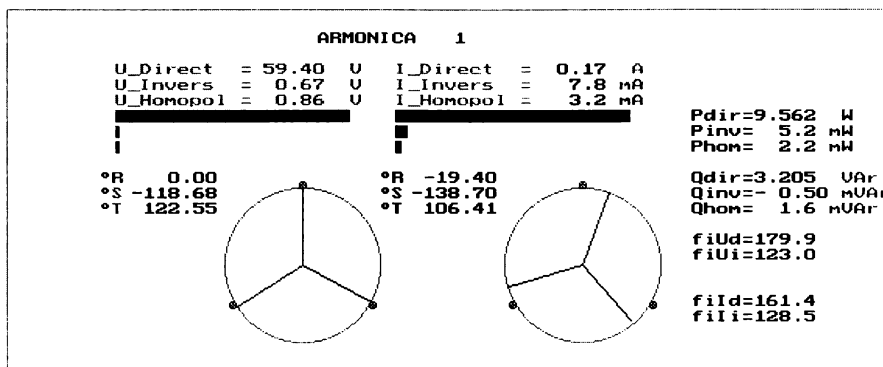
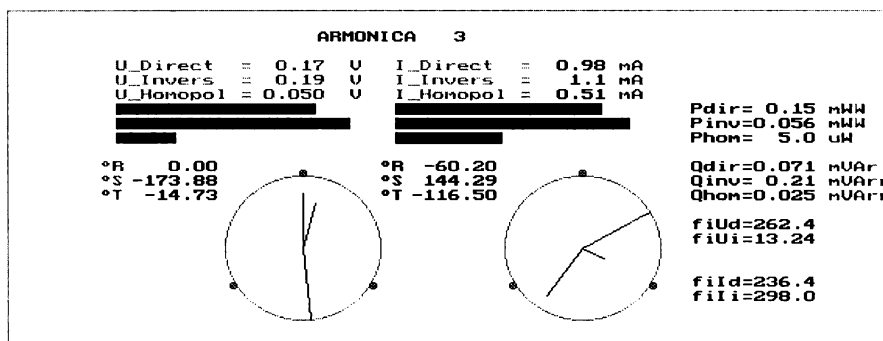


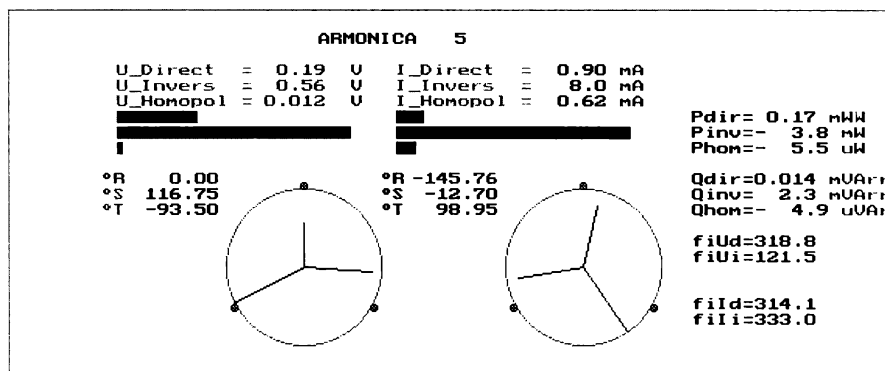
Fig.6.7.6. Spectrul armonicilor de curent pe faza T



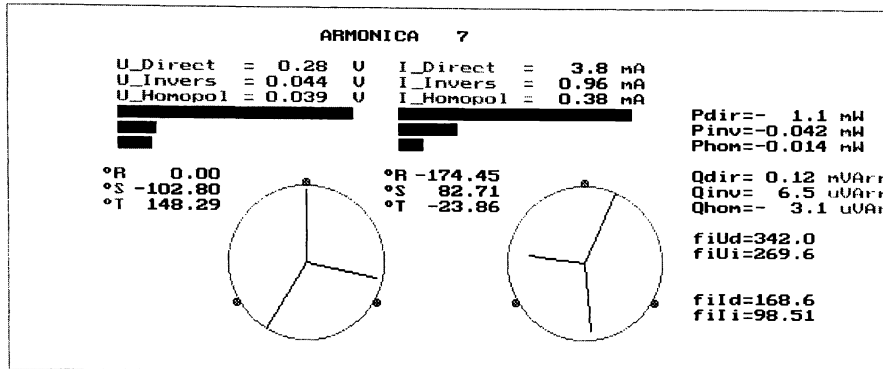
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.011	kns2(I)= 0.046
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.015	kns0(I)= 0.019
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.026	kns(I) = 0.065
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.99	rns(I) = 0.95
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 6.3 m	knsd(I) = 0.049



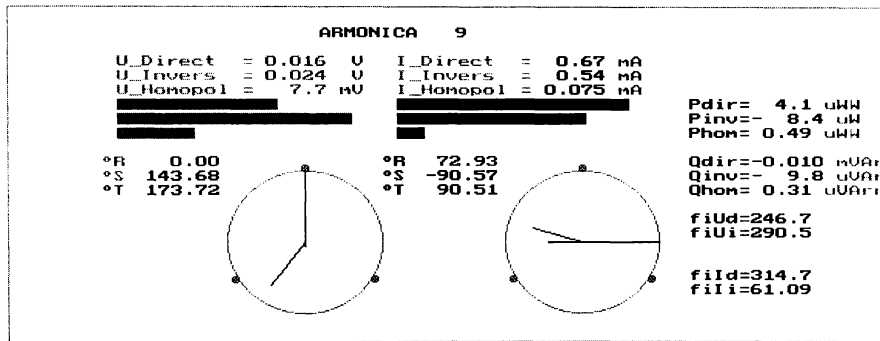
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.176	kns2(I)= 1.139
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.30	kns0(I)= 0.52
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.477	kns(I) = 1.658
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.63	rns(I) = 0.31
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.45	knsd(I) = 1.046



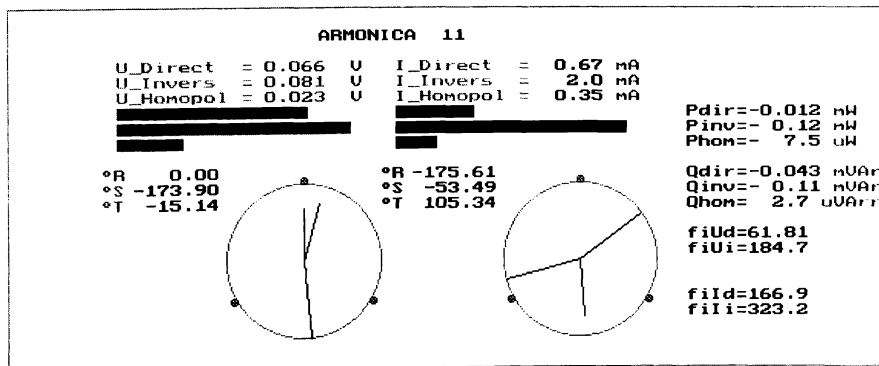
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 2.919	kns2(I)= 8.868
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.062	kns0(I)= 0.69
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.981	kns(I) = 9.558
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.55	rns(I) = 0.80
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.58	knsd(I) = 0.23



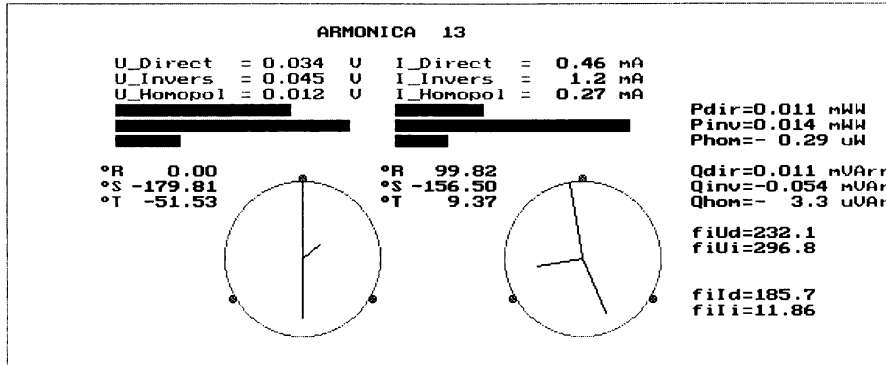
Coef. nesin. inversa :	kns2(U)= 0.16	kns2(I)= 0.25
Coef. nesin. homop. :	kns0(U)= 0.14	kns0(I)= 0.099
Coef. total de nesin :	kns(U) = 0.30	kns(I) = 0.35
Raport de nesimetrie :	rns(U) = 0.93	rns(I) = 0.72
Rap. dif. de nesin. :	knsd(U) =0.078	knsd(I) = 0.33



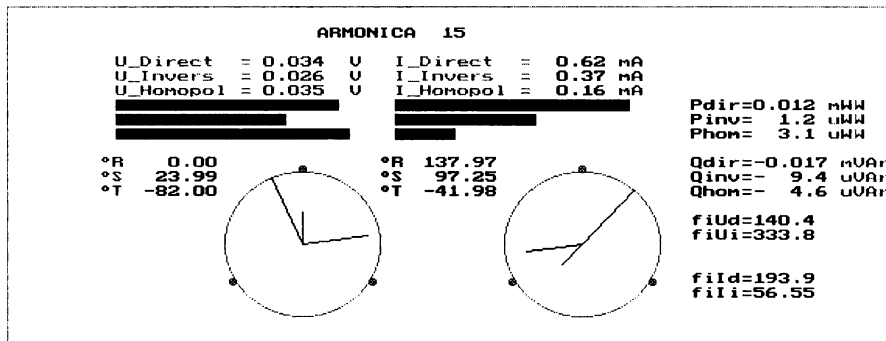
Coef. nesin. inversa :	kns2(U)= 1.465	kns2(I)= 0.81
Coef. nesin. homop. :	kns0(U)= 0.47	kns0(I)= 0.11
Coef. total de nesin :	kns(U) = 1.939	kns(I) = 0.93
Raport de nesimetrie :	rns(U) = 0.065	rns(I) = 0.44
Rap. dif. de nesin. :	knsd(U) =1.755	knsd(I) = 0.79



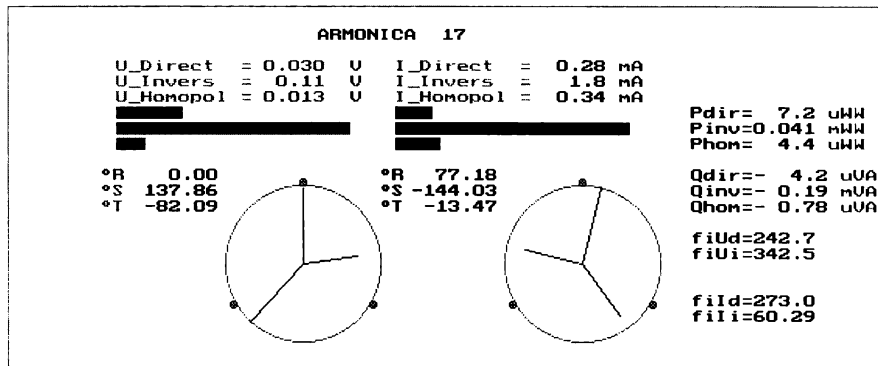
Coef. nesin. inversa :	kns2(U)= 1.225	kns2(I)= 3.028
Coef. nesin. homop. :	kns0(U)= 0.34	kns0(I)= 0.52
Coef. total de nesin :	kns(U) = 1.570	kns(I) = 3.548
Raport de nesimetrie :	rns(U) = 0.69	rns(I) = 0.75
Rap. dif. de nesin. :	knsd(U) = 0.37	knsd(I) = 0.29



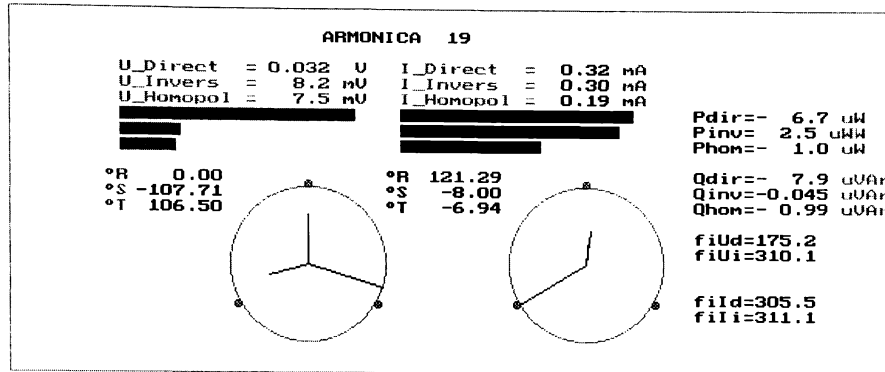
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.345	kns2(I)= 2.665
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.37	kns0(I)= 0.58
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.710	kns(I) = 3.243
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.29	rns(I) = 0.59
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 1.103	knsd(I) = 0.52



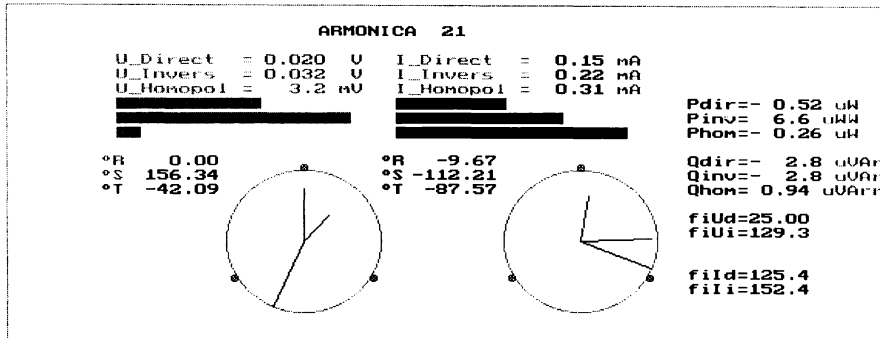
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.76	kns2(I)= 0.60
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.047	kns0(I)= 0.26
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.806	kns(I) = 0.85
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.44	rns(I) = 0.38
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.77	knsd(I) = 0.90



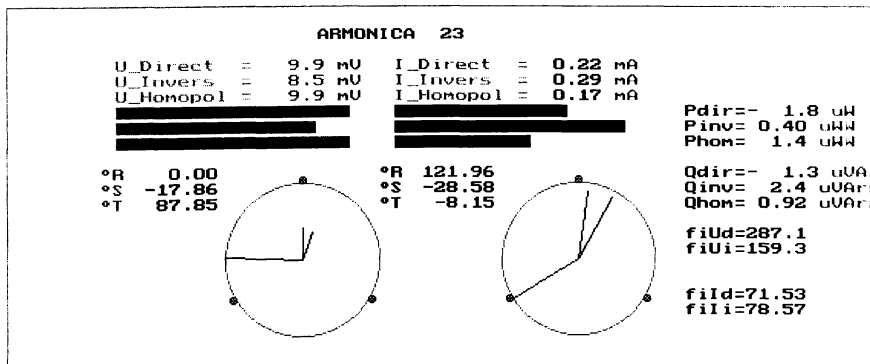
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 3.609	kns2(I)= 6.462
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.44	kns0(I)= 1.210
Coef. total de nesim:	kns(U) = 4.049	kns(I) = 7.671
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.71	rns(I) = 0.77
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.34	knsd(I) = 0.26



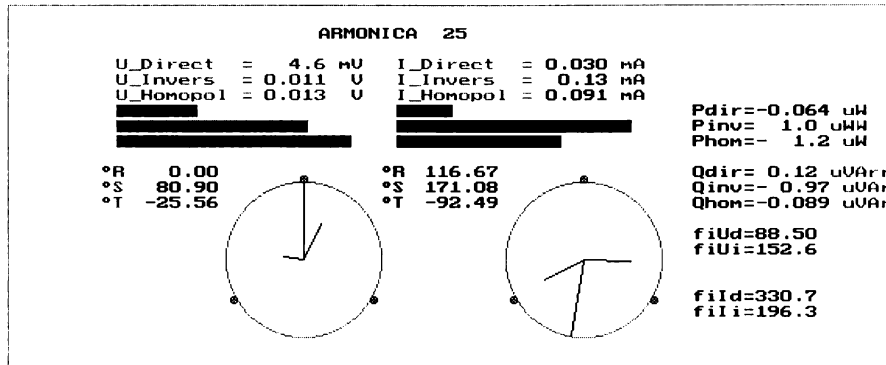
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.25	kns2(I)= 0.94
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.23	kns0(I)= 0.60
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.49	kns(I) = 1.540
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.52	rns(I) = 0.37
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.64	knsd(I) = 0.93



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.623	kns2(I)= 1.521
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.16	kns0(I)= 2.117
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.783	kns(I) = 3.638
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.48	rns(I) = 0.64
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.70	knsd(I) = 0.44



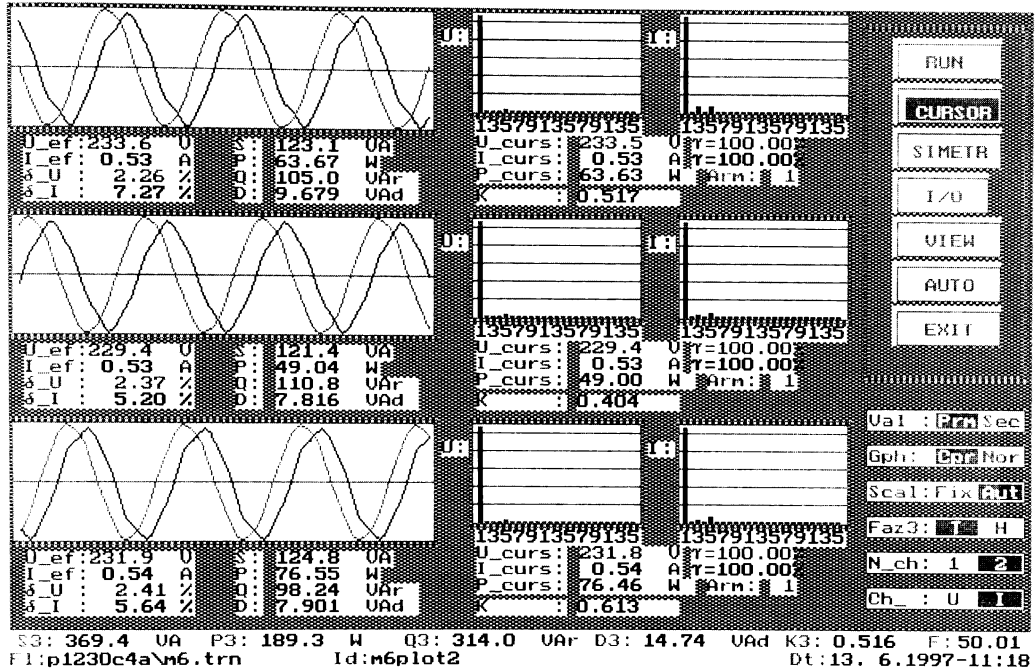
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.85	kns2(I)= 1.335
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.001	kns0(I)= 0.78
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.854	kns(I) = 2.115
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.37	rns(I) = 0.90
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.91	knsd(I) = 0.11



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 2.384	kns2(I)= 4.336
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 2.941	kns0(I)= 3.042
Coef. total de nesim:	kns(U) = 5.325	kns(I) = 7.378
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.26	rns(I) = 0.57
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.168	knsd(I) = 0.55

6.8. Stația Azur LES 10 kV nr.4.

Vizualizarea mărimilor achiziționate.



Valorile efective ale tensiunilor și curenților pentru fiecare armonică.

Arm	U _{RN}	U _{SN}	U _{TN}	I _R	I _S	I _T
1	58.89	60.06	59.41	10.097	10.214	10.277
3	0.51	0.25	0.6	0.0064	0.005	0.0033
5	0.85	0.91	0.96	0.0363	0.0302	0.0307
7	0.35	0.36	0.33	0.0158	0.0103	0.0148
9	0.2	0.12	0.1	0.0037	0.0014	0.0022
11	0.21	0.11	0.13	0.0069	0.0074	0.0041
13	0.04	0.18	0.23	0.0014	0.0014	0.0016
15	0.2	0.01	0.21	0.0007	0.0004	0.0006
17	0.31	0.2	0.27	0.005	0.0057	0.0036
19	0.39	0.1	0.25	0.0083	0.0063	0.0057
21	0.18	0.04	0.1	0.0008	0.001	0.0001
23	0.01	0.03	0.01	0.0004	0.0004	0.0007
25	0.03	0.04	0.02	0.0007	0.0004	0.0006

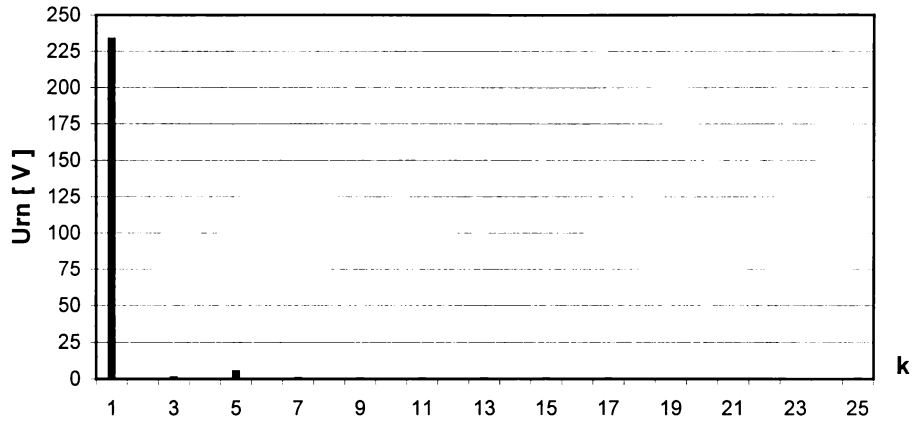


Fig.6.8.1. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza R

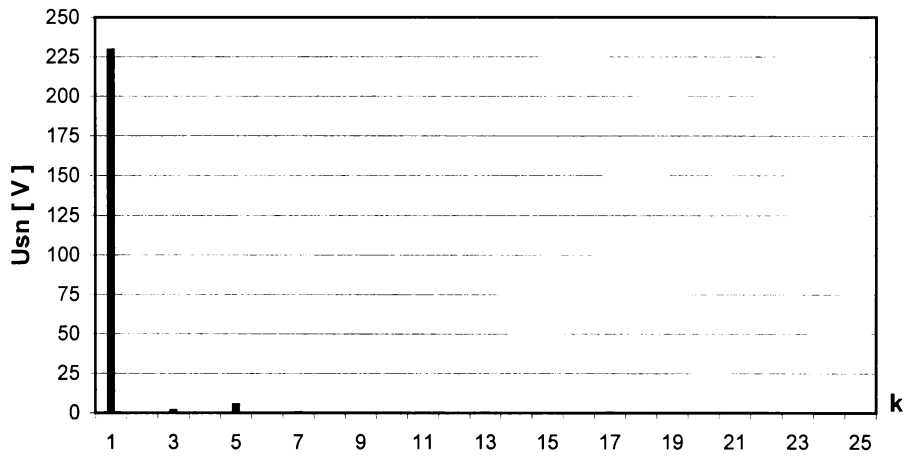


Fig.6.8.2. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza S

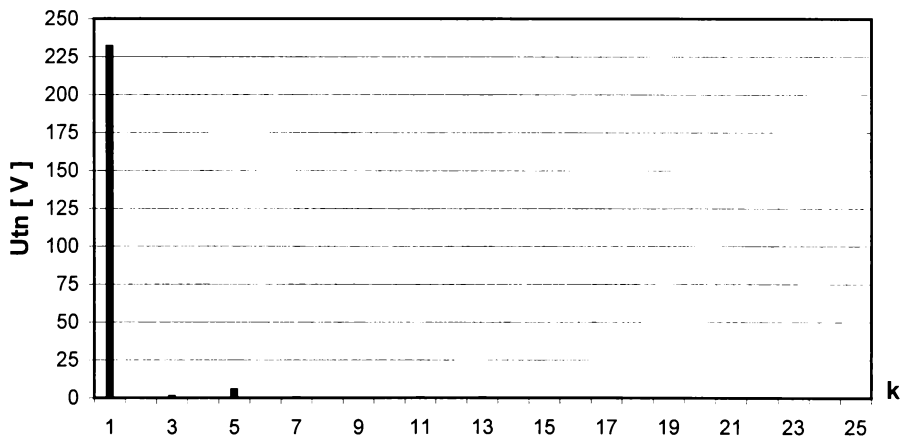


Fig.6.8.3. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza T

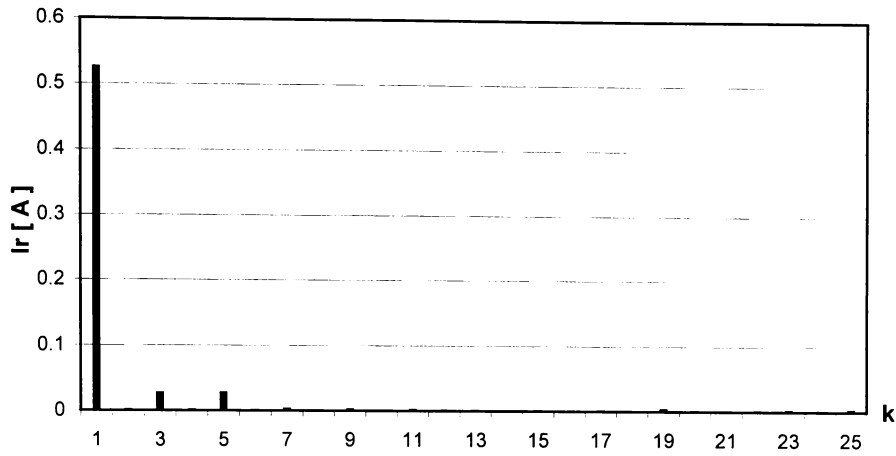


Fig.6.8.4. Spectrul armonicilor de curent pe faza R

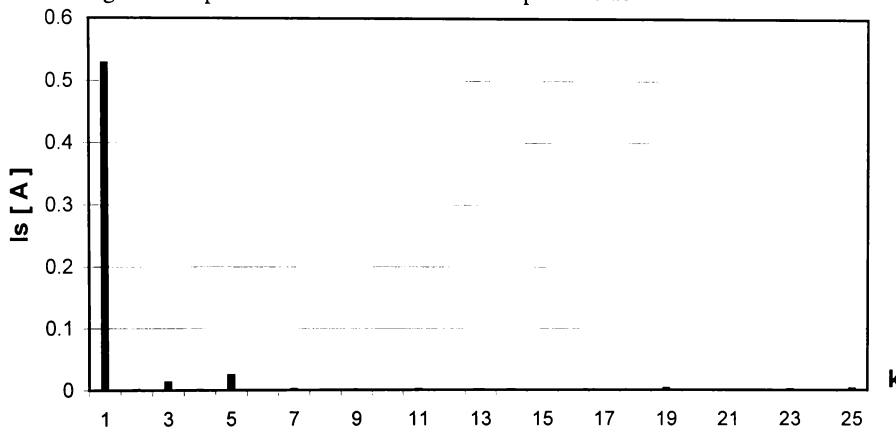


Fig.6.8.5. Spectrul armonicilor de curent pe faza S

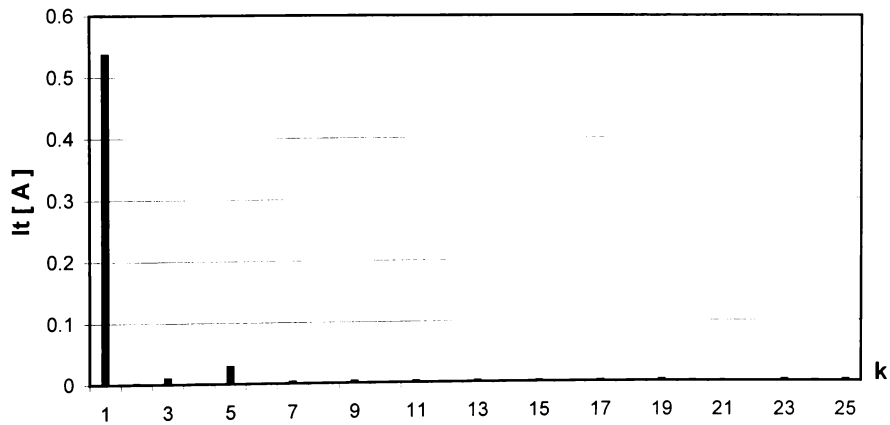
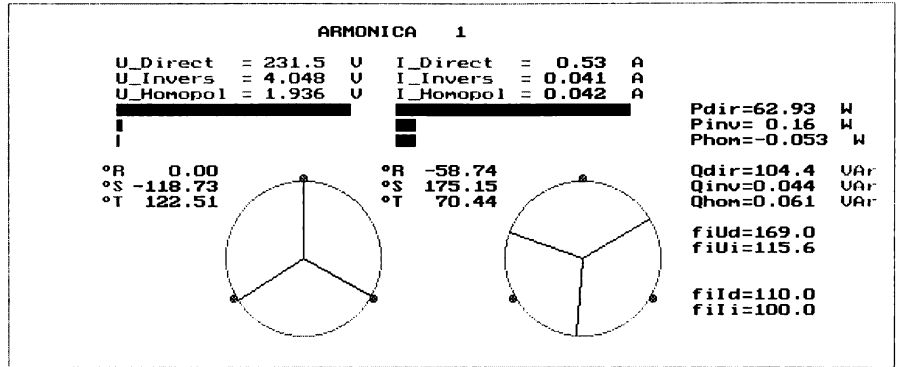
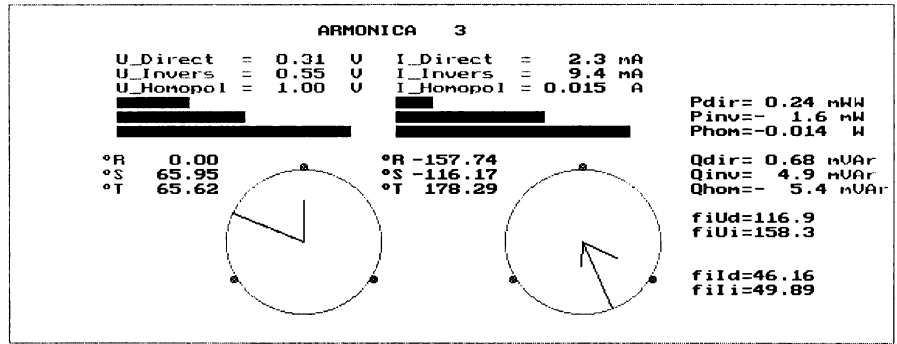


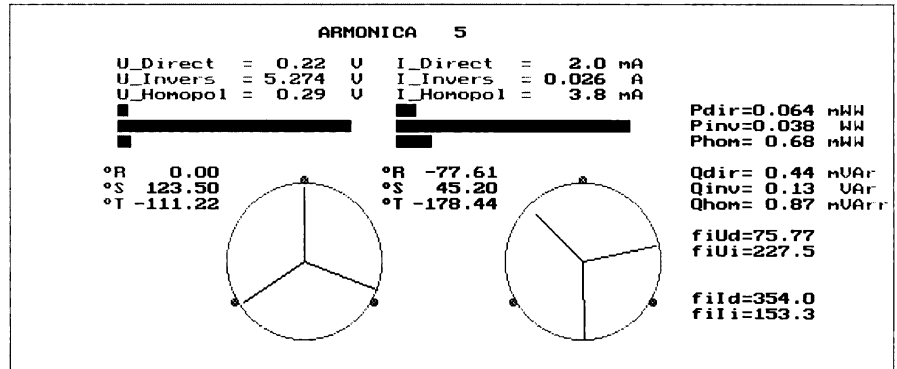
Fig.6.8.6. Spectrul armonicilor de curent pe faza T



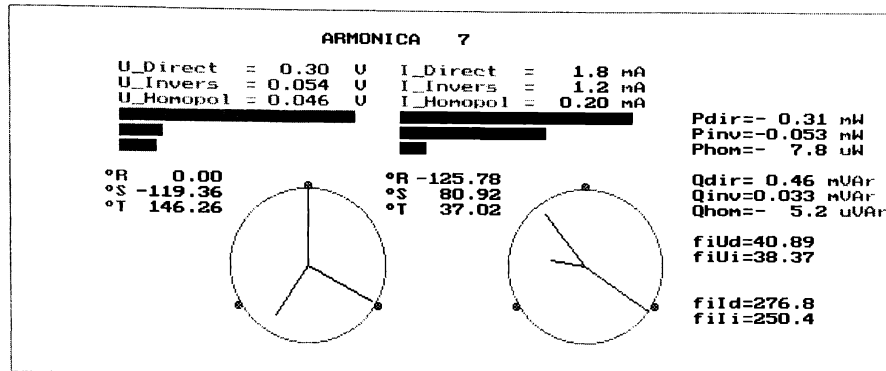
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.017	kns2(I)= 0.077
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 8.4 m	kns0(I)= 0.079
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.026	kns(I) = 0.16
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.98	rns(I) = 0.98
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U) =-0.018	knsd(I) = 0.022



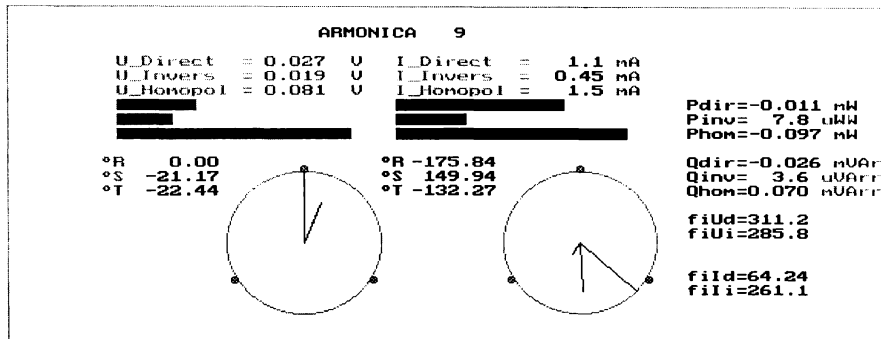
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.776	kns2(I)= 4.049
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 3.233	kns0(I)= 6.397
Coef. total de nesim:	kns(U) = 5.009	kns(I) = 10.45
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.57	rns(I) = 0.35
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U) = 0.54	knsd(I) = 0.97



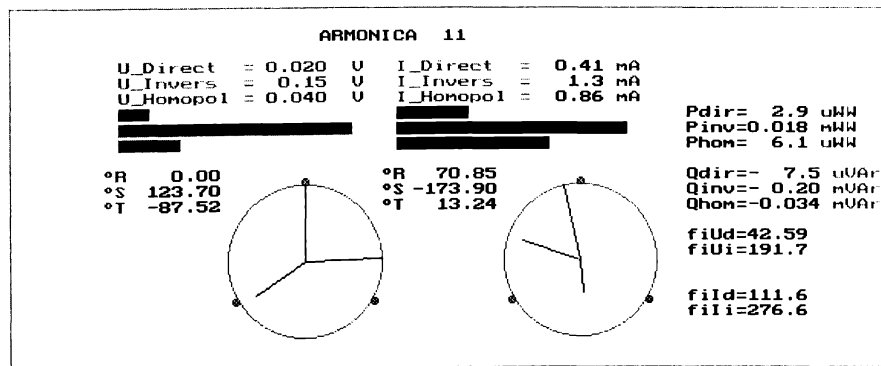
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 23.84	kns2(I)= 12.90
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 1.309	kns0(I)= 1.896
Coef. total de nesim:	kns(U) = 25.15	kns(I) = 14.80
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.94	rns(I) = 0.85
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U) =-0.058	knsd(I) = 0.16



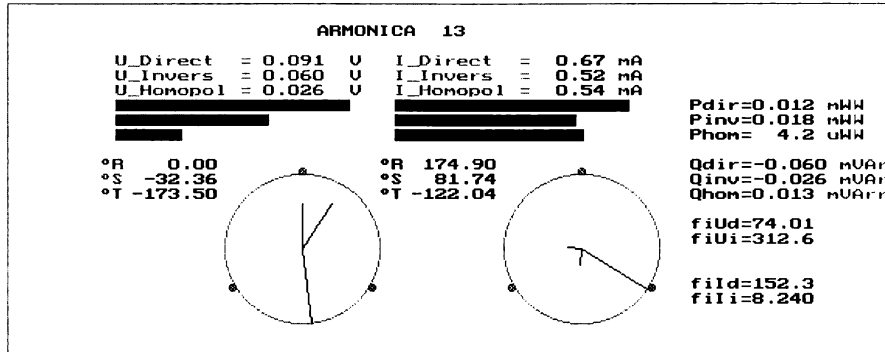
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.18	kns2(I)= 0.63
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.15	kns0(I)= 0.11
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.33	kns(I) = 0.74
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.77	rns(I) = 0.45
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.26	knsd(I) = 0.75



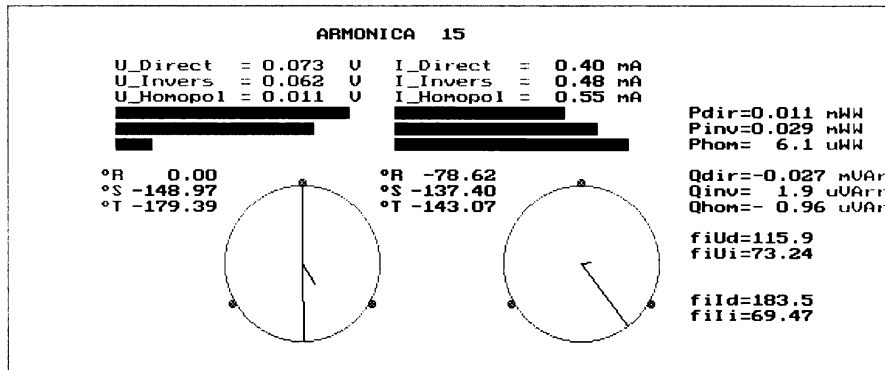
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.72	kns2(I)= 0.42
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 3.030	kns0(I)= 1.376
Coef. total de nesim:	kns(U) = 3.747	kns(I) = 1.791
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.43	rns(I) = 0.19
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.80	knsd(I) = 1.354



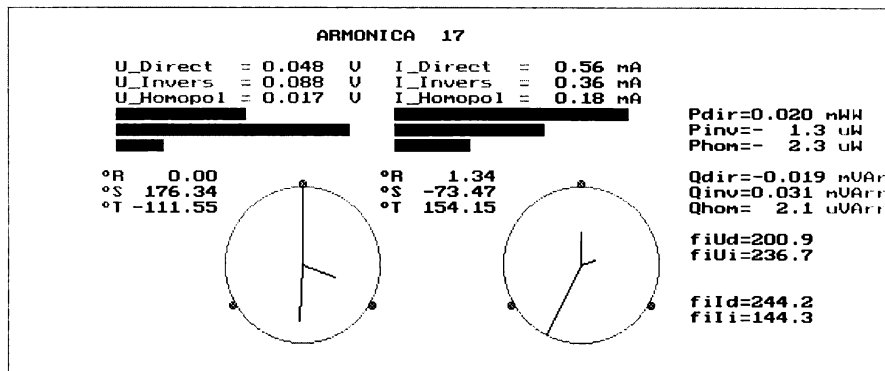
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 7.778	kns2(I)= 3.230
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 2.010	kns0(I)= 2.128
Coef. total de nesim:	kns(U) = 9.789	kns(I) = 5.358
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.78	rns(I) = 0.42
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.25	knsd(I) = 0.81



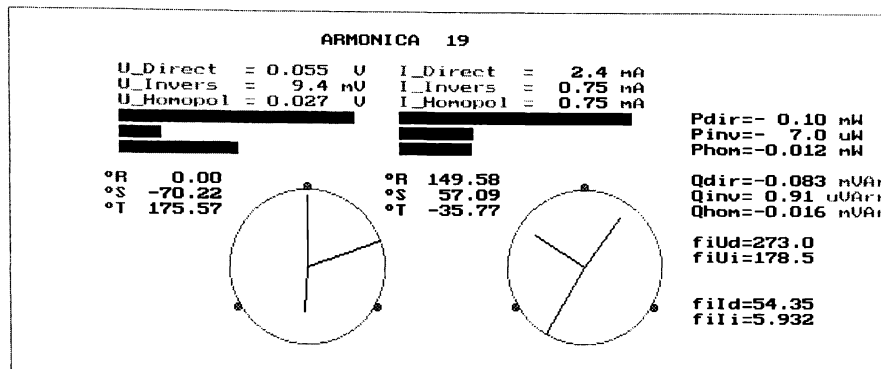
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.66	kns2(I)= 0.78
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 0.28	kns0(I)= 0.81
Coef. total de nesim:	kns(U)= 0.94	kns(I)= 1.584
Raport de nesimetrie:	rns(U)= 0.61	rns(I)= 0.19
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U)= 0.49	knsd(I)= 1.373



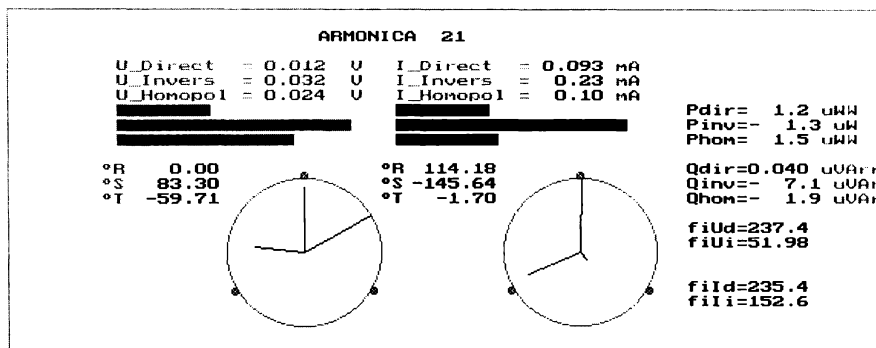
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.85	kns2(I)= 1.200
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 0.15	kns0(I)= 1.380
Coef. total de nesim:	kns(U)= 1.002	kns(I)= 2.580
Raport de nesimetrie:	rns(U)= 0.30	rns(I)= 0.10
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U)= -1.086	knsd(I)= 1.628



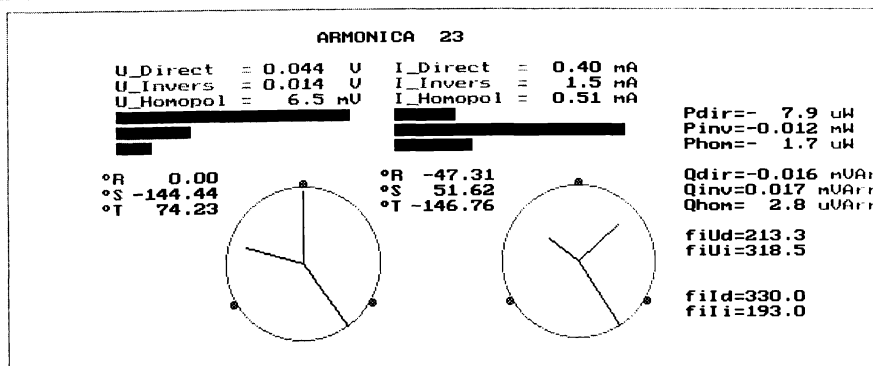
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.813	kns2(I)= 0.64
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 0.36	kns0(I)= 0.32
Coef. total de nesim:	kns(U)= 2.173	kns(I)= 0.96
Raport de nesimetrie:	rns(U)= 0.45	rns(I)= 0.20
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U)= 0.76	knsd(I)= 1.346



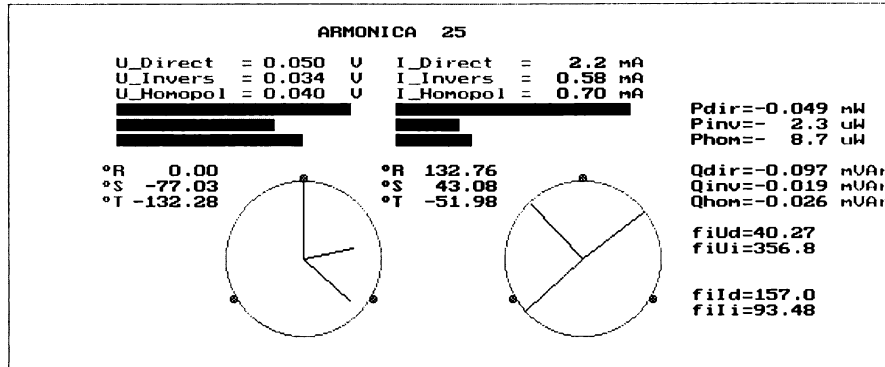
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.17	kns2(I)= 0.31
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.50	kns0(I)= 0.31
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.67	kns(I) = 0.62
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.57	rns(I) = 0.77
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.54	knsd(I) = 0.26



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 2.534	kns2(I)= 2.483
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.912	kns0(I)= 1.099
Coef. total de nesim:	kns(U) = 4.446	kns(I) = 3.582
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.64	rns(I) = 0.13
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.43	knsd(I) = 1.544



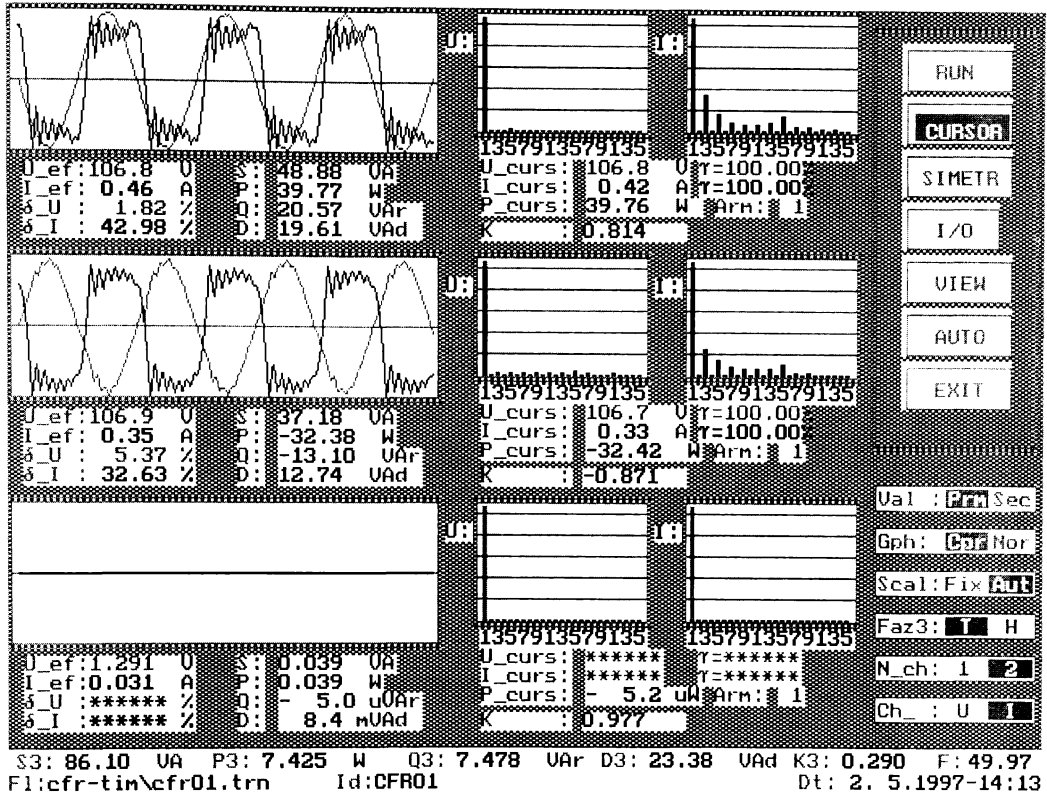
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.31	kns2(I)= 3.827
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.15	kns0(I)= 1.279
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.46	kns(I) = 5.105
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.78	rns(I) = 0.47
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.25	knsd(I) = 0.71



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.68	kns2(I)= 0.27
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.79	kns0(I)= 0.32
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.470	kns(I) = 0.59
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.65	rns(I) = 0.95
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.43	knsd(I) = 0.048

6.9. Stația 110/27 kV CFR-GHIRODA.

Vizualizarea mărimilor achiziționate.



Valorile efective ale tensiunilor și curenților pentru fiecare armonică.

Arm	U_{RN}	U_{SN}	I_R	I_S
1	106.78	106.71	0.4196	0.3293
3	0.69	2.32	0.1417	0.0808
5	1.23	1.51	0.0686	0.0439
7	0.26	1.39	0.0364	0.0285
9	0.2	1.25	0.0227	0.0207
11	0.17	1.26	0.0226	0.0173
13	0.34	1.68	0.0307	0.0191
15	0.63	3.28	0.0603	0.033
17	0.67	1.46	0.0205	0.007
19	0.38	0.97	0.0132	0.005
21	0.15	1.16	0.0122	0.0028
23	0.07	0.8	0.0075	0.0024
25	0.11	0.29	0.0013	0.0011

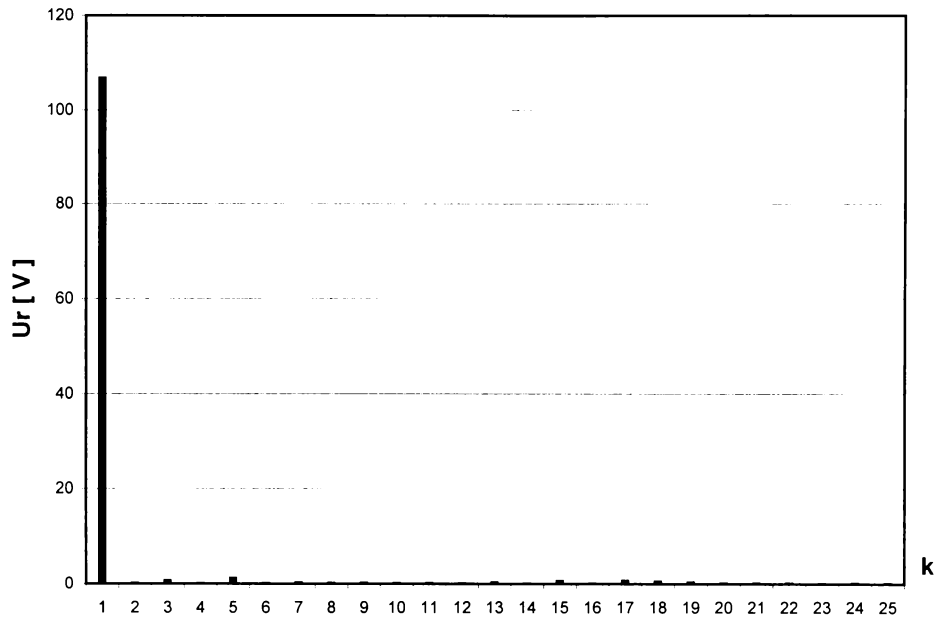


Fig.6.9.1. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza R

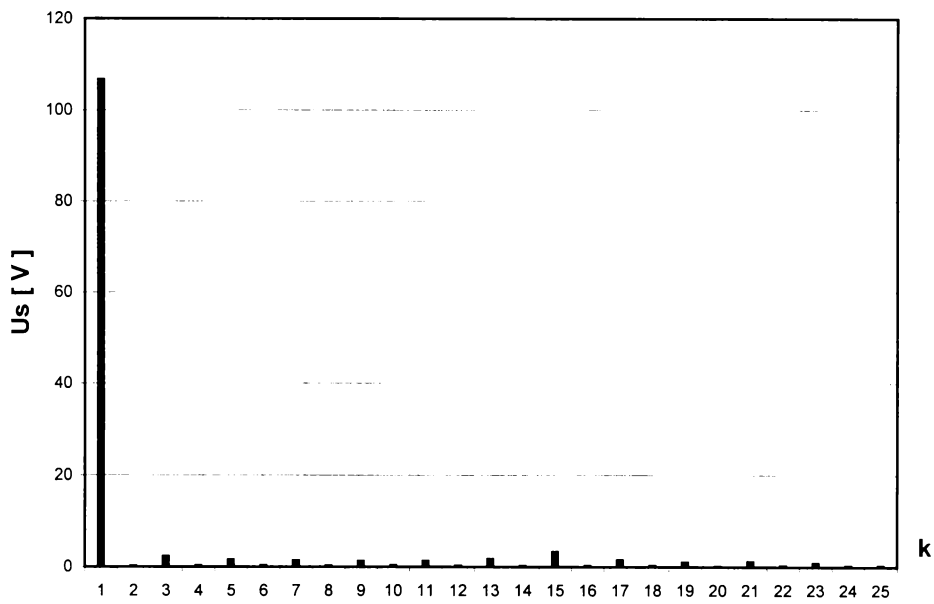


Fig.6.9.2. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza S

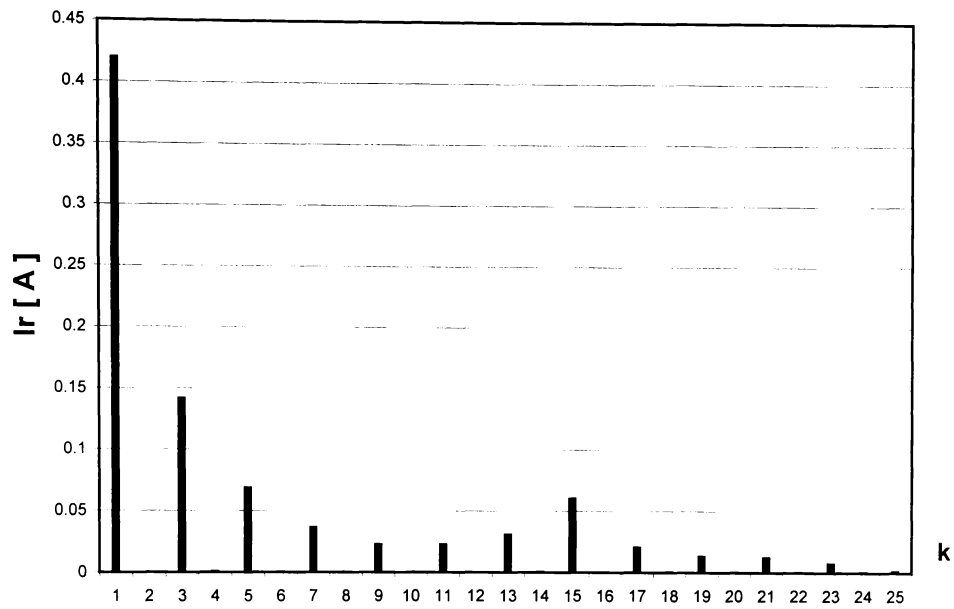


Fig.6.9.3. Spectrul armonicilor de curent pe faza R

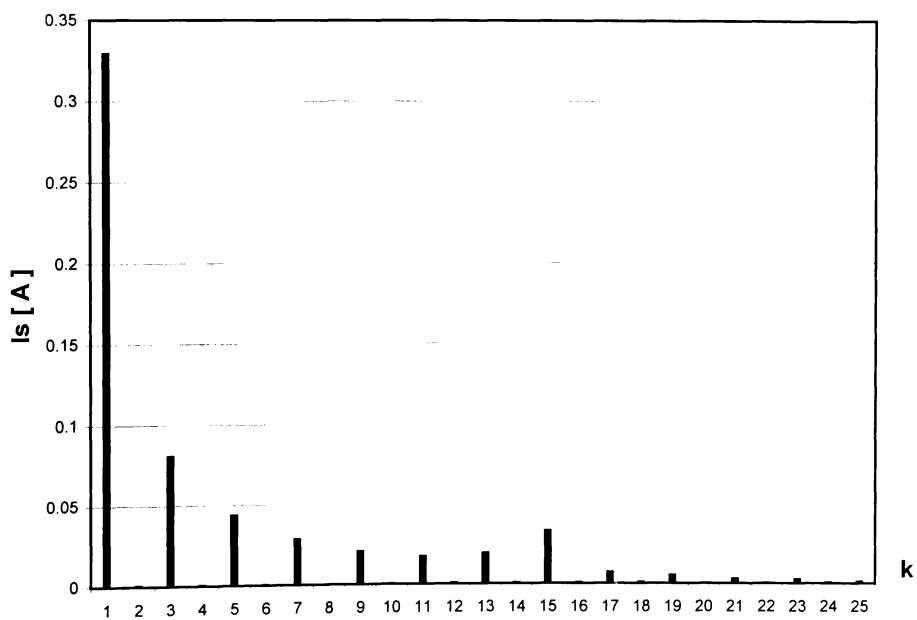
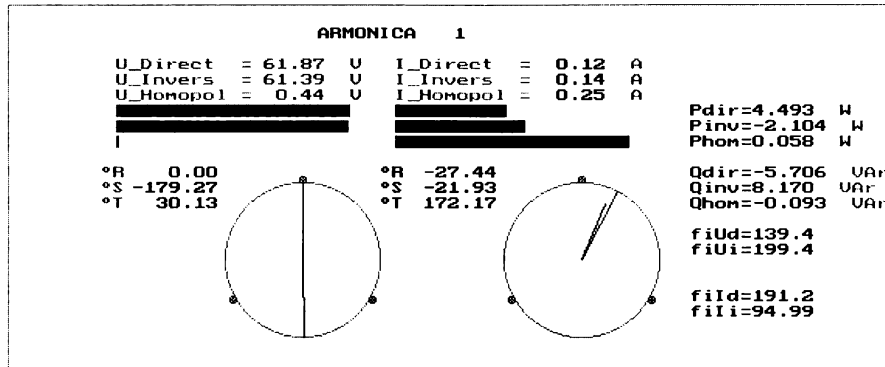
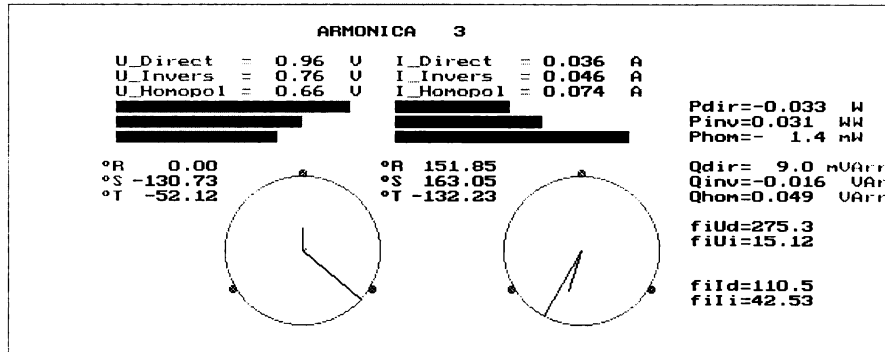


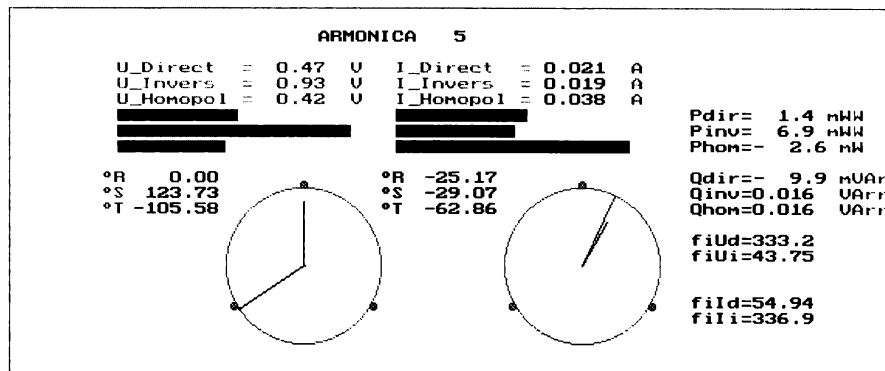
Fig.6.9.4. Spectrul armonicilor de curent pe faza S



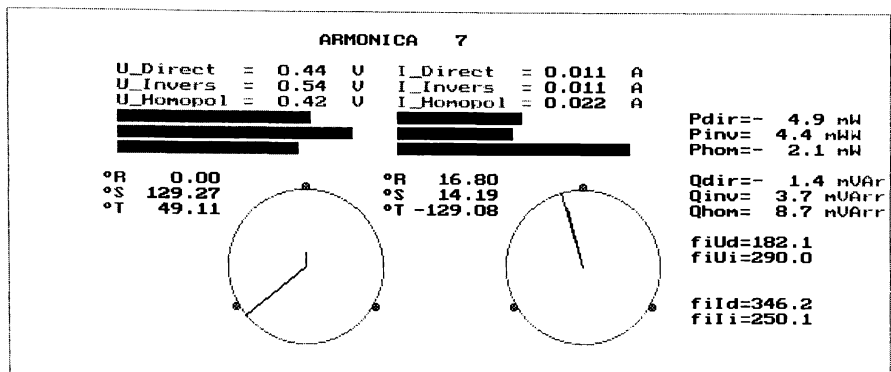
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.99	kns2(I)= 1.171
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 7.1 m	kns0(I)= 2.124
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.00	kns(I) = 3.294
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.85 m	rns(I) = 0.17 m
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U) =1.997	knsd(I) = 1.999



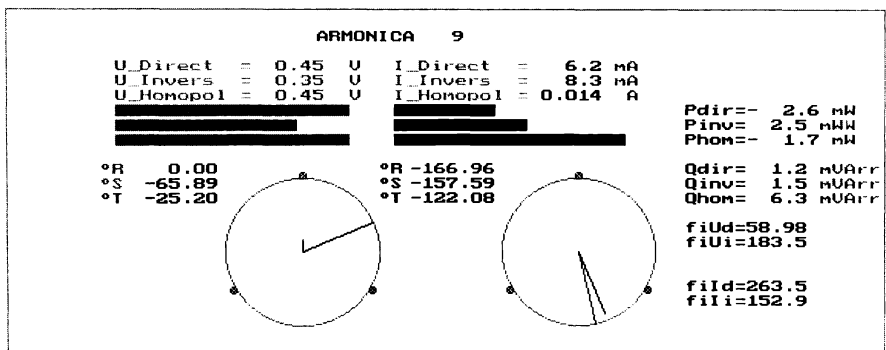
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.79	kns2(I)= 1.291
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 0.69	kns0(I)= 2.064
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.478	kns(I) = 3.355
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.046	rns(I) = 0.70 m
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U) =1.824	knsd(I) = 1.997



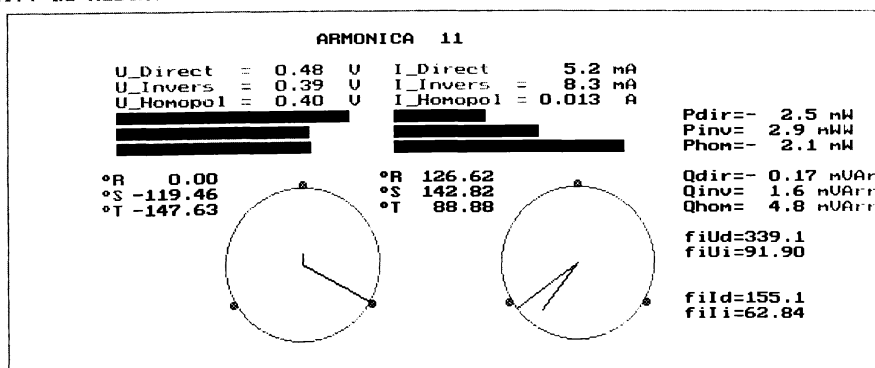
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.953	kns2(I)= 0.91
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 0.89	kns0(I)= 1.784
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.845	kns(I) = 2.692
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.030	rns(I) = 1.3 m
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U) =1.884	knsd(I) = 1.995



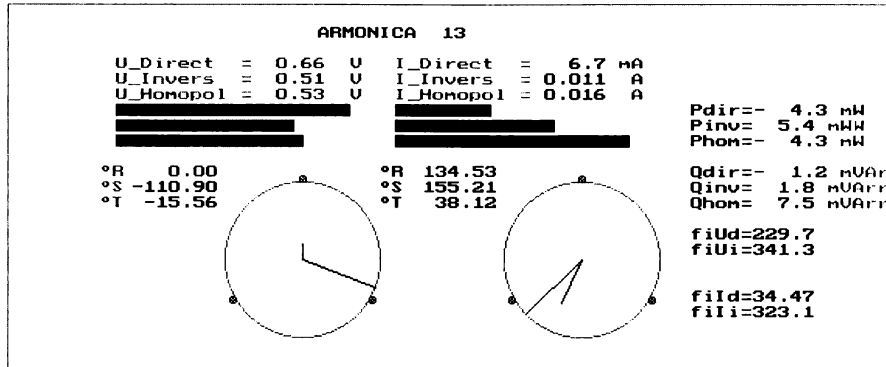
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.222	kns2(I)= 0.93
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.94	kns0(I)= 1.884
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.158	kns(I) = 2.812
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.011	rns(I) = 1.2 m
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.956	knsd(I) = 1.995



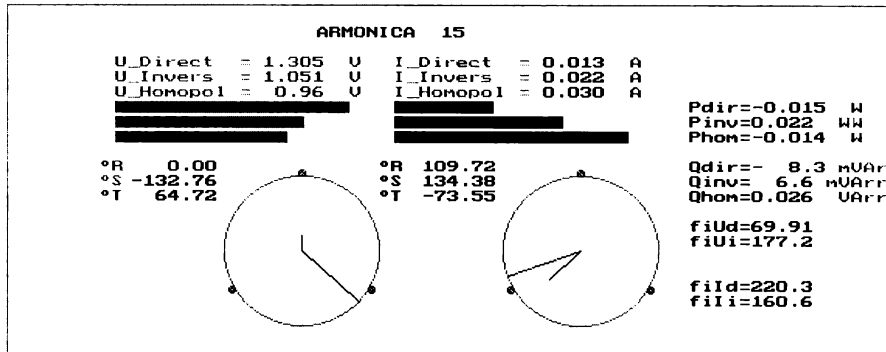
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.78	kns2(I)= 1.328
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.00	kns0(I)= 2.325
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.776	kns(I) = 3.653
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.014	rns(I) = 1.9 m
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.945	knsd(I) = 1.992



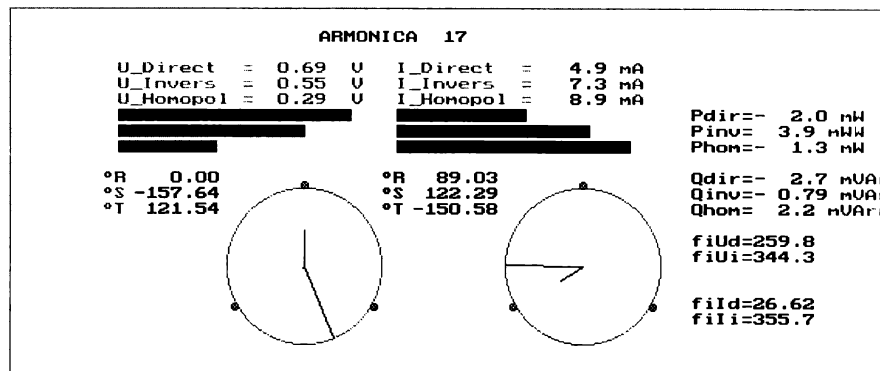
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.83	kns2(I)= 1.598
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.84	kns0(I)= 2.537
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.663	kns(I) = 4.135
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 3.4 m	rns(I) = 3.4 m
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.986	knsd(I) = 1.986



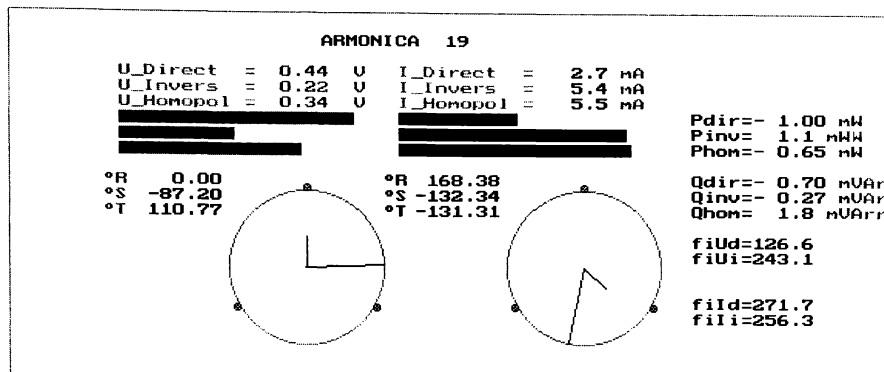
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.76	kns2(I)= 1.672
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.80	kns0(I)= 2.448
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.563	kns(I) = 4.120
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.019	rns(I) = 2.0 m
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.926	knsd(I) = 1.992



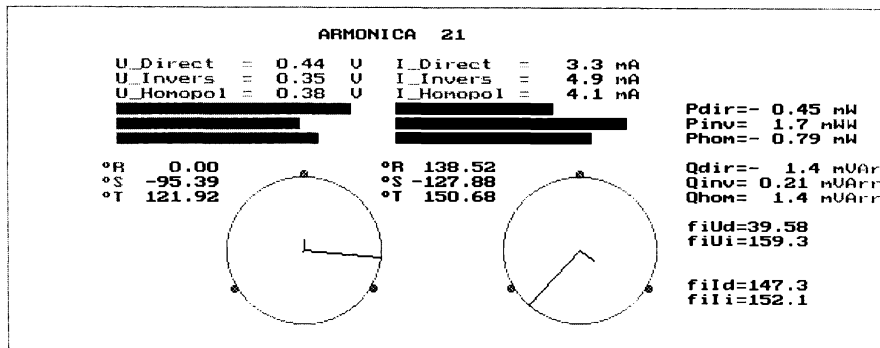
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.81	kns2(I)= 1.717
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.73	kns0(I)= 2.377
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.540	kns(I) = 4.094
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 4.9 m	rns(I) = 0.15 m
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.980	knsd(I) = 1.999



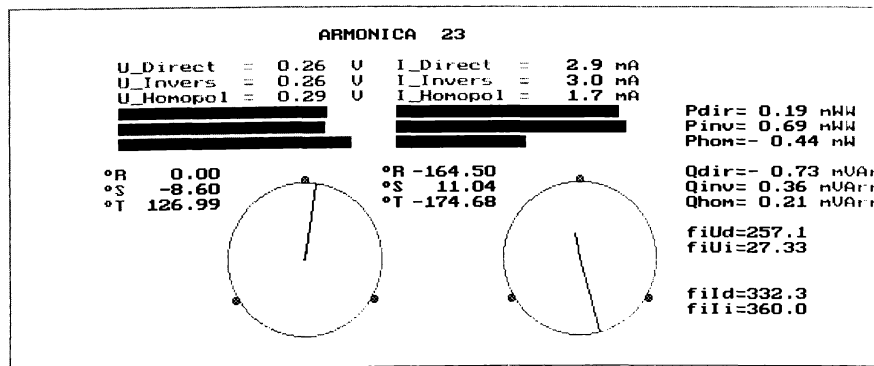
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.80	kns2(I)= 1.497
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.42	kns0(I)= 1.807
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.219	kns(I) = 3.304
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.027	rns(I) = 3.8 m
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.897	knsd(I) = 1.985



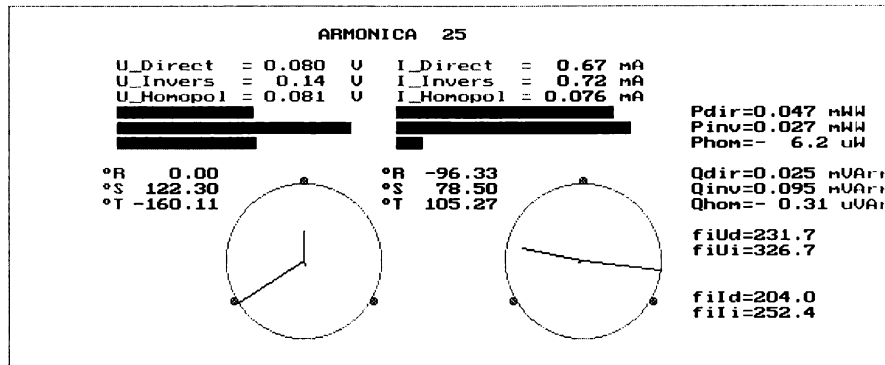
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.49	kns2(I)= 1.949
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.78	kns0(I)= 1.985
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.264	kns(I) = 3.934
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.027	rns(I) = 9.3 m
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.893	knsd(I) = 1.963



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.78	kns2(I)= 1.464
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.86	kns0(I)= 1.244
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.640	kns(I) = 2.707
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.022	rns(I) = 8.6 m
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.913	knsd(I) = 1.966



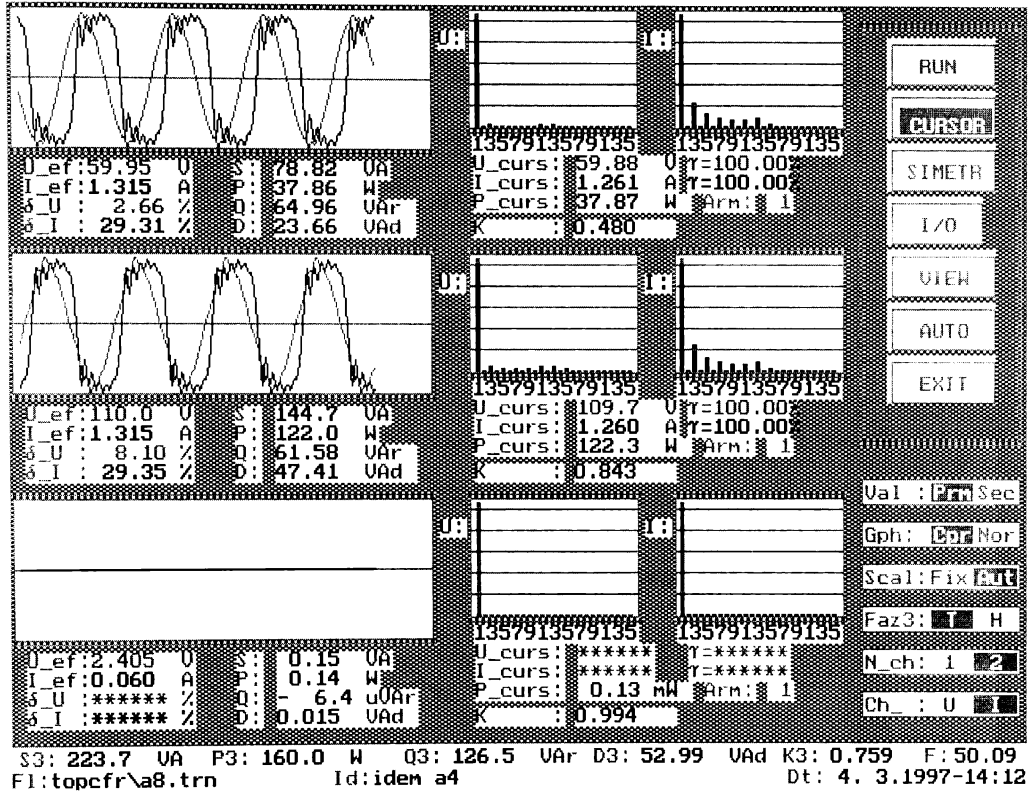
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.99	kns2(I)= 1.033
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.116	kns0(I)= 0.58
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.106	kns(I) = 1.612
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.013	rns(I) = 5.2 m
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.947	knsd(I) = 1.979



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.716	kns2(I)= 1.083
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.023	kns0(I)= 0.11
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.739	kns(I) = 1.197
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.058	rns(I) = 0.056
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.782	knsd(I) = 1.790

6.10. Stația 110/27 kV TOPLEȚ-CFR.

Vizualizarea mărimilor achiziționate.



Valorile efective ale tensiunilor și curenților pentru fiecare armonică.

Arm	U _{rn}	U _{sn}	I _r	I _s
1	59.88	109.66	1.2605	1.2602
3	0.63	4.1	0.2894	0.2901
5	0.43	2.63	0.1481	0.1486
7	0.28	2.22	0.0937	0.0934
9	0.47	2.92	0.0736	0.0734
11	0.68	3.73	0.079	0.0783
13	0.76	5	0.0989	0.0988
15	0.53	1.33	0.0201	0.02
17	0.52	0.8	0.0098	0.0097
19	0.2	0.44	0.0076	0.0078
21	0.09	0.23	0.0045	0.0044
23	0.03	0.2	0.0015	0.0016
25	0.01	0.19	0.0015	0.001

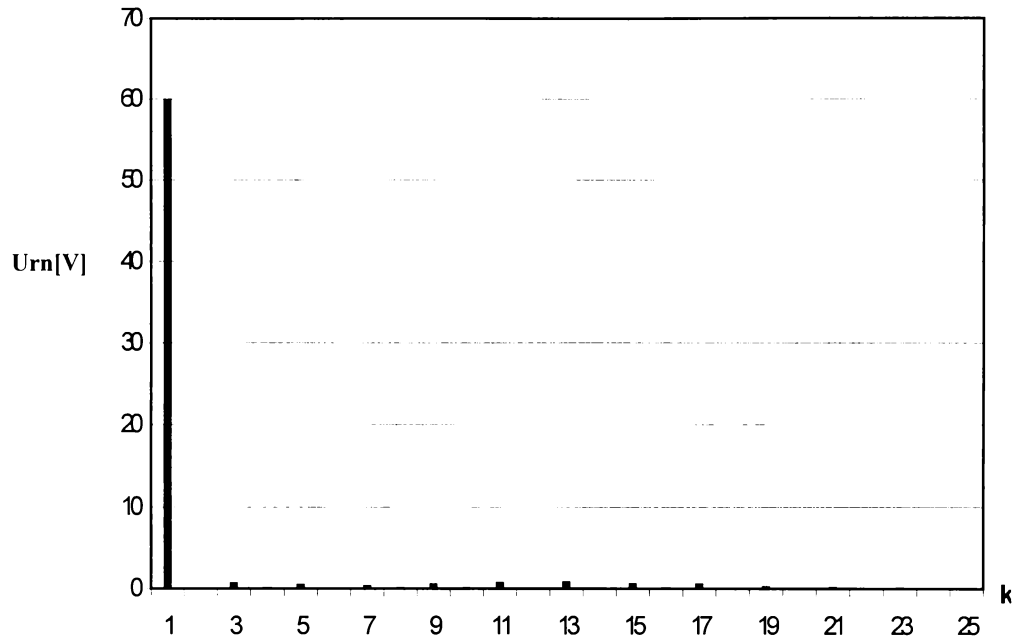


Fig.6.10.1. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza R

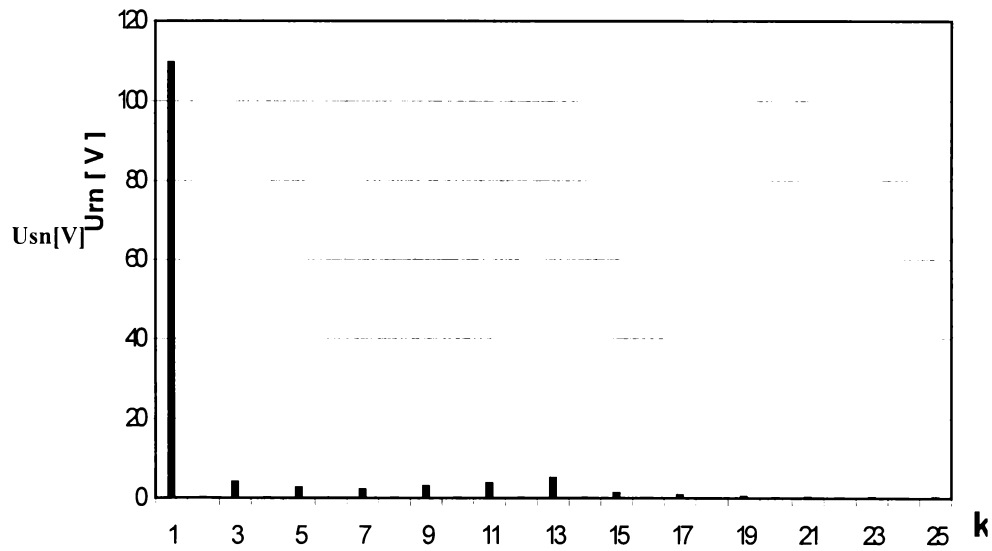


Fig.6.10.2. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza S

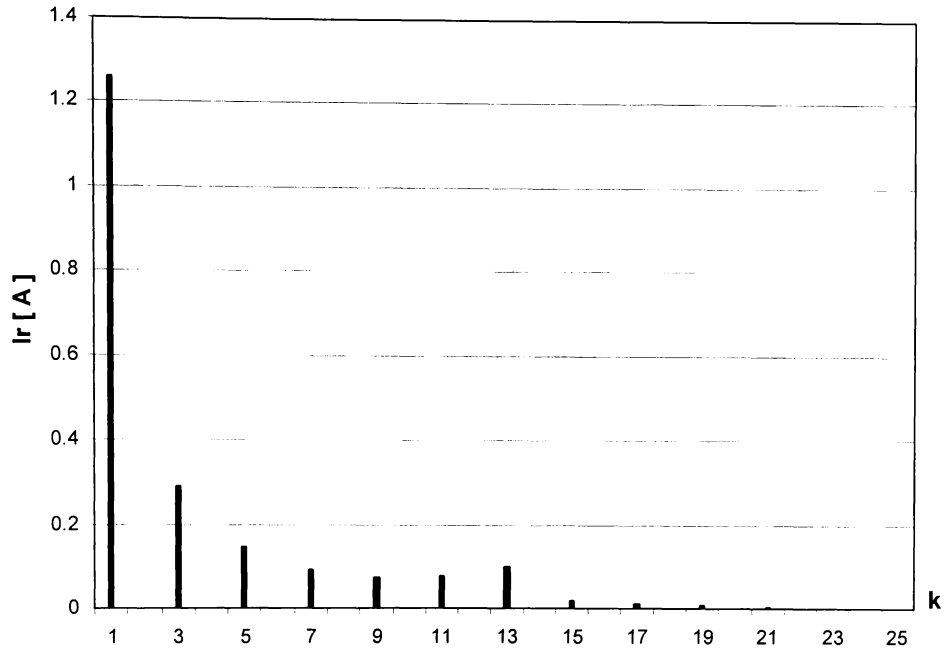


Fig.6.10.3. Spectrul armonicilor de curent pe faza R

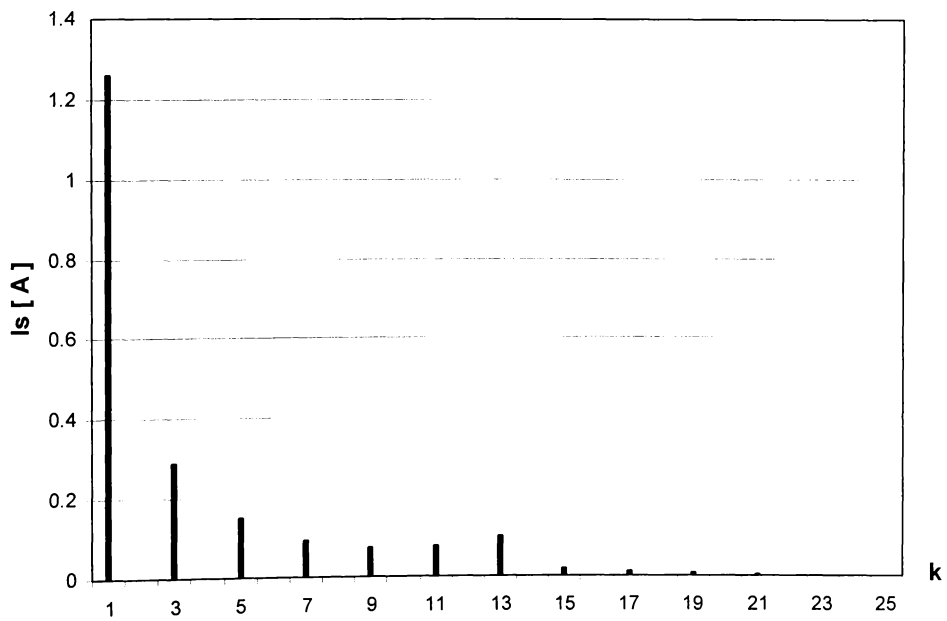
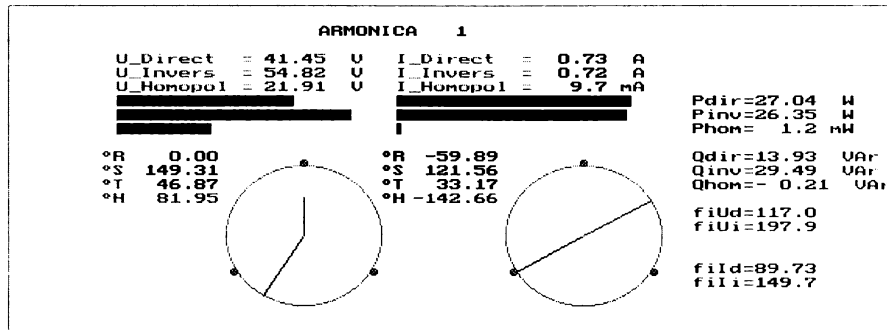
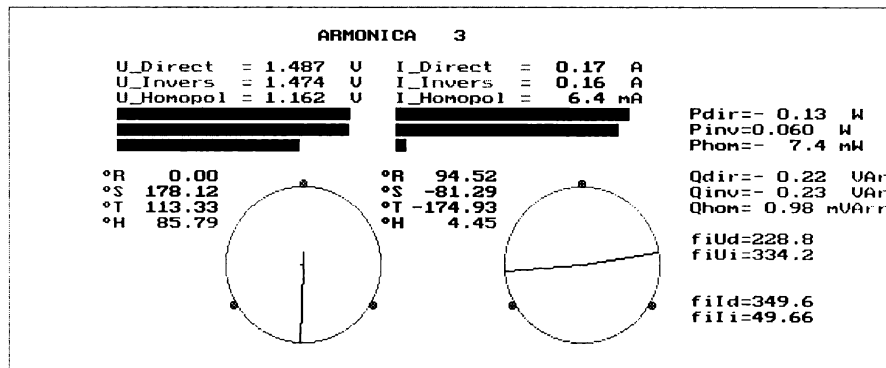


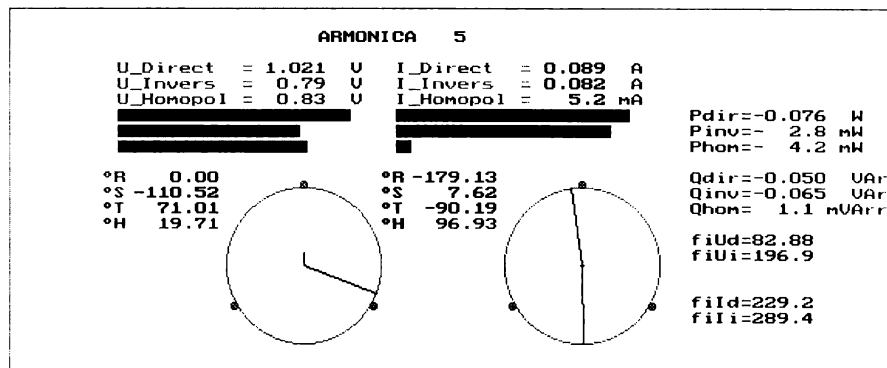
Fig.6.10.4. Spectrul armonicilor de curent pe faza S



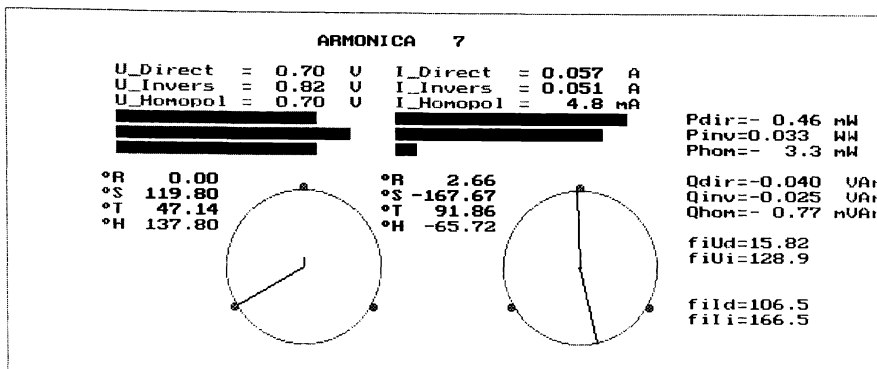
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.323	kns2(I)= 0.98
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.53	kns0(I)= 0.013
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.851	kns(I) = 1.00
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.43 m	rns(I) = 2.3 m
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =-1.998	knsd(I) = 1.991



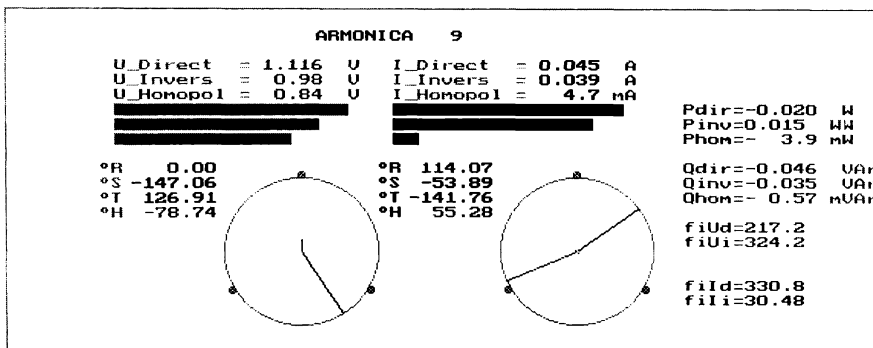
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.99	kns2(I)= 0.95
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.78	kns0(I)= 0.037
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.772	kns(I) = 0.99
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.011	rns(I) = 6.8 m
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =-1.958	knsd(I) = 1.973



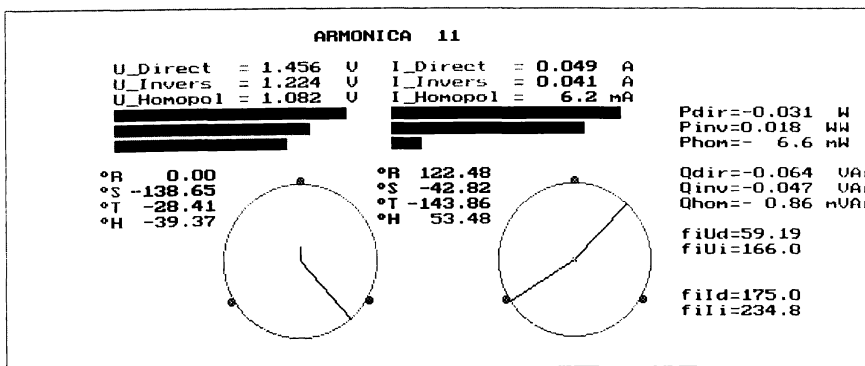
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.78	kns2(I)= 0.92
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.81	kns0(I)= 0.058
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.591	kns(I) = 0.98
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 7.0 m	rns(I) = 0.013
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =-1.972	knsd(I) = 1.948



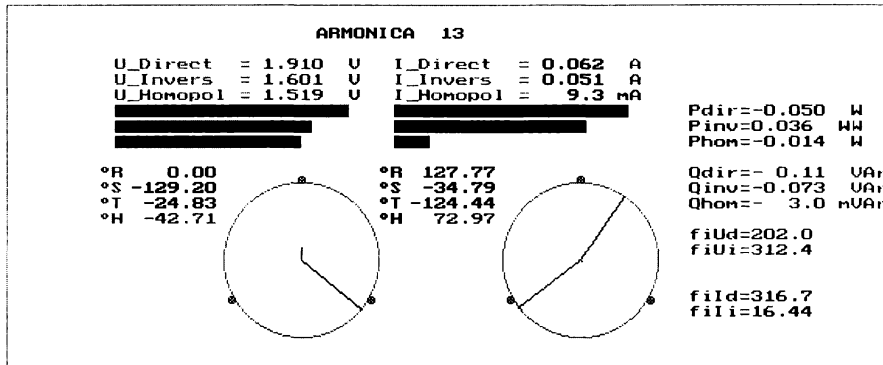
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.172	kns2(I)= 0.89
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.00	kns0(I)= 0.084
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.169	kns(I) = 0.97
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.011	rns(I) = 0.016
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.958	knsd(I) = 1.939



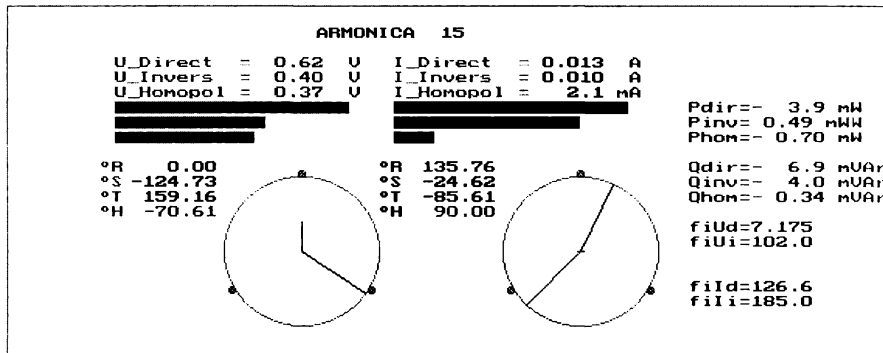
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.87	kns2(I)= 0.87
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.76	kns0(I)= 0.10
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.630	kns(I) = 0.97
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 1.5 m	rns(I) = 0.018
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.994	knsd(I) = 1.930



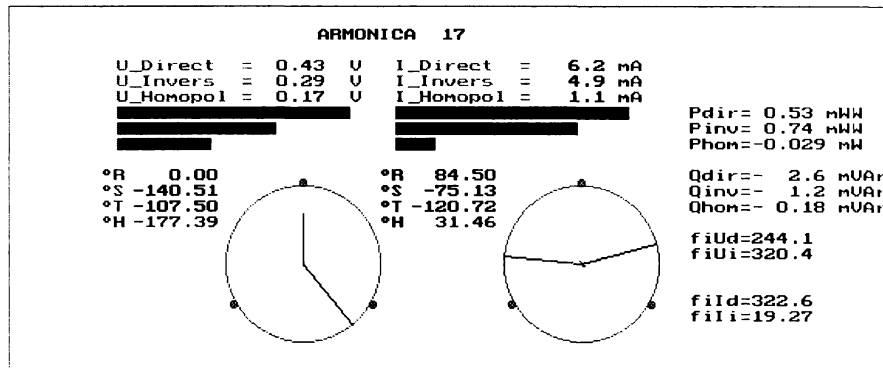
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.84	kns2(I)= 0.84
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.74	kns0(I)= 0.13
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.583	kns(I) = 0.97
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 4.0 m	rns(I) = 0.020
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.984	knsd(I) = 1.921



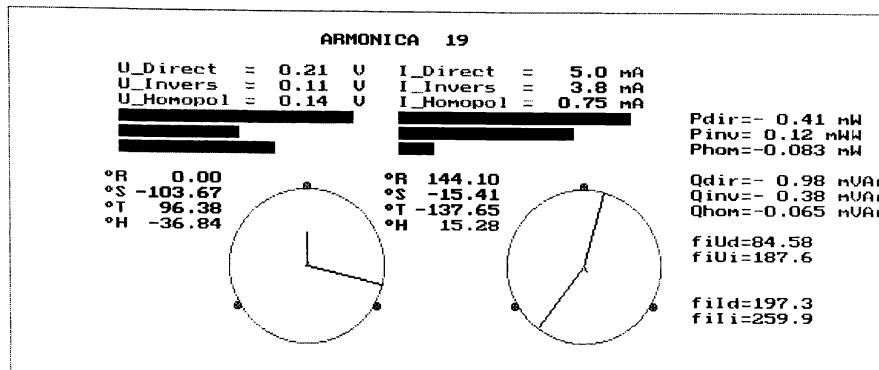
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.84	kns2(I)= 0.82
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 0.79	kns0(I)= 0.15
Coef. total de nesim.:	kns(U) = 1.633	kns(I) = 0.97
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 4.0 m	rns(I) = 0.021
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U) =1.984	knsd(I) = 1.917



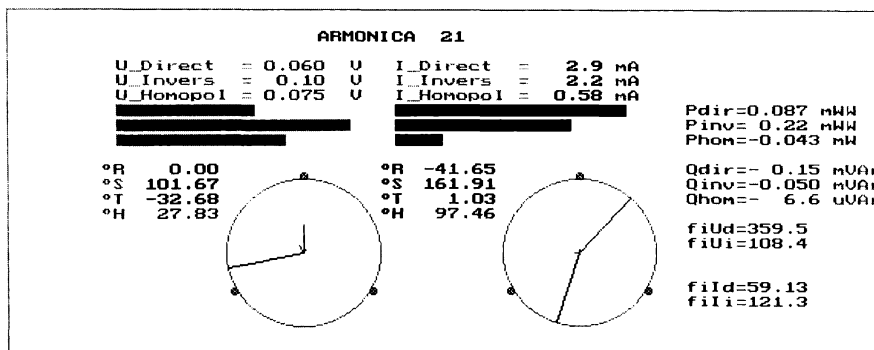
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.64	kns2(I)= 0.79
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 0.60	kns0(I)= 0.16
Coef. total de nesim.:	kns(U) = 1.235	kns(I) = 0.96
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 7.9 m	rns(I) = 0.036
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U) =1.969	knsd(I) = 1.860



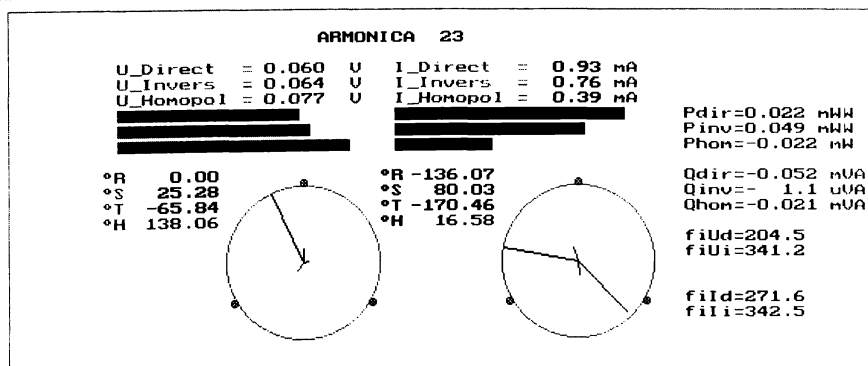
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.68	kns2(I)= 0.78
Coef. nesim. homop.:	kns0(U)= 0.40	kns0(I)= 0.17
Coef. total de nesim.:	kns(U) = 1.079	kns(I) = 0.95
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 1.8 m	rns(I) = 0.055
Rap. dif. de nesim.:	knsd(U) =1.993	knsd(I) = 1.791



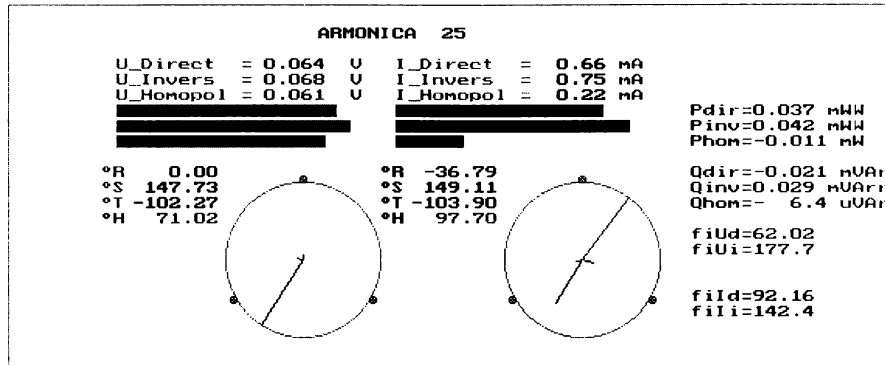
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.50	kns2(I)= 0.75
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.66	kns0(I)= 0.15
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.166	kns(I) = 0.90
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.028	rns(I) = 0.068
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.892	knsd(I) = 1.745



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.713	kns2(I)= 0.76
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.236	kns0(I)= 0.20
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.949	kns(I) = 0.96
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.041	rns(I) = 0.047
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.843	knsd(I) = 1.822



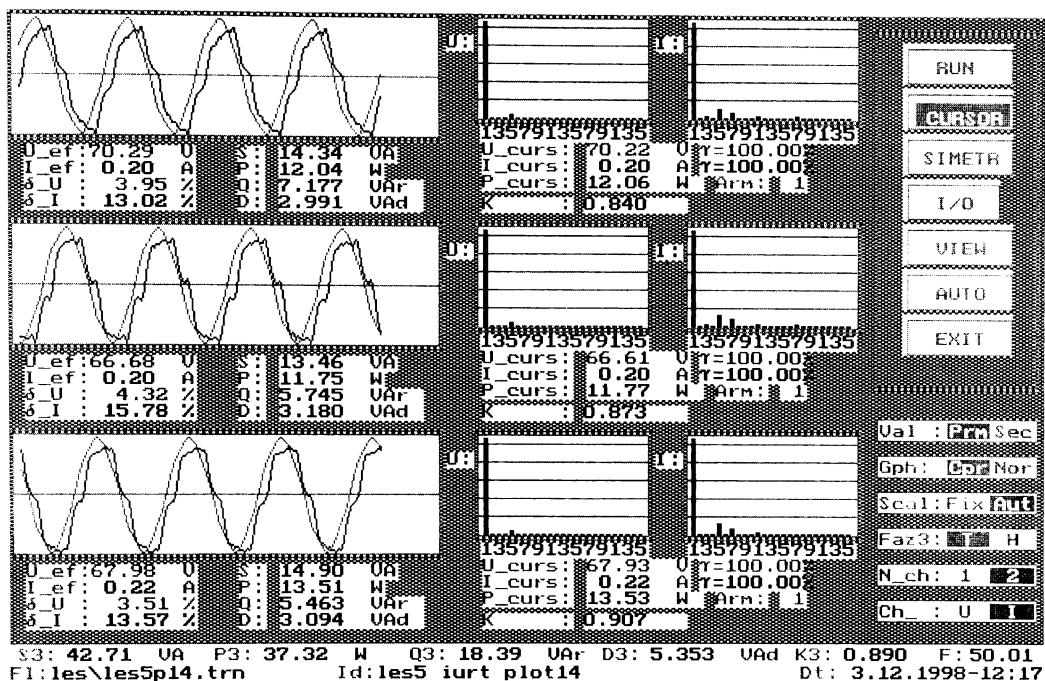
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.056	kns2(I)= 0.82
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.280	kns0(I)= 0.42
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.337	kns(I) = 1.247
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.055	rns(I) = 0.18
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.790	knsd(I) = 1.396



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.068	kns2(I)= 1.128
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.96	kns0(I)= 0.33
Coef. total de nesim:	kns(U) = 2.024	kns(I) = 1.453
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 9.6 m	rns(I) = 0.14
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =-1.962	knsd(I) = 1.519

6.11. Stația 110 kV IURT (achiziția 3).

Vizualizarea mărimilor achiziționate.



Valorile efective ale tensiunilor și curenților pentru fiecare armonică.

Arm	U _m	U _{sn}	U _{tn}	I _r	I _s	I _t
1	68.26	68.46	67.93	0.211	0.195	0.1352
3	0.23	0.17	0.15	0.0039	0.0057	0.003
5	2.62	2.88	2.29	0.0223	0.0249	0.0082
7	0.49	0.61	0.58	0.0135	0.0162	0.0099
9	0.08	0.06	0.09	0.0002	0.0005	0.0002
11	0.26	0.18	0.25	0.0062	0.0045	0.0024
13	0.02	0.08	0.08	0.0017	0.0019	0.0011
15	0.07	0.06	0.02	0.0016	0.0011	0.0009
17	0.11	0.04	0.05	0.0032	0.002	0.0014
19	0.07	0.05	0.05	0.0014	0.0014	0.0008
21	0.03	0.02	0.01	0.0006	0.0004	0.0003
23	0	0.03	0.01	0.0006	0.0001	0.0001
25	0.02	0.01	0.01	0.0001	0.0003	0.0001

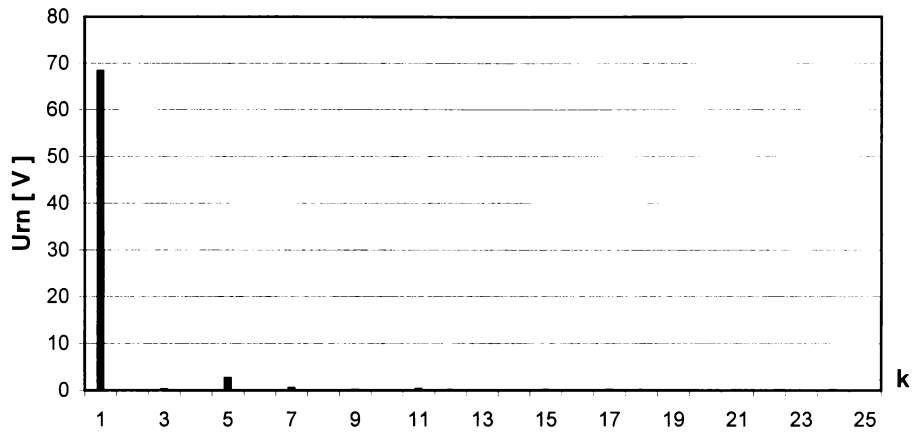


Fig.6.11.1. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza R

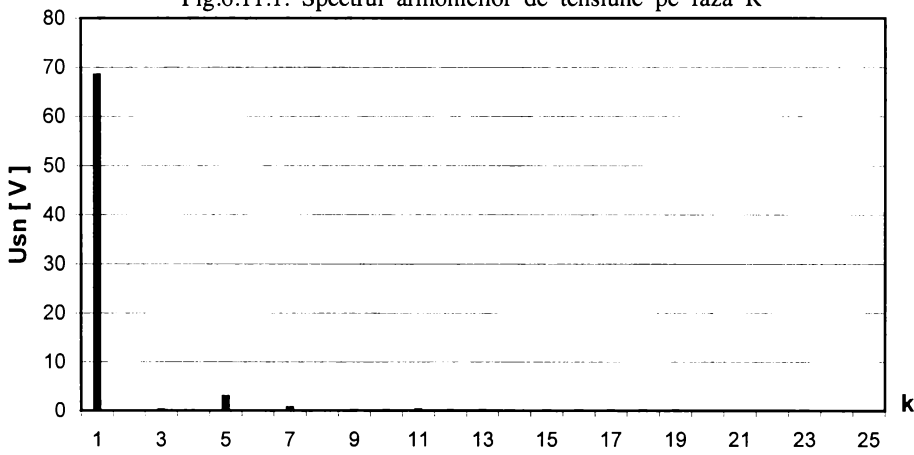


Fig.6.11.2. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza S

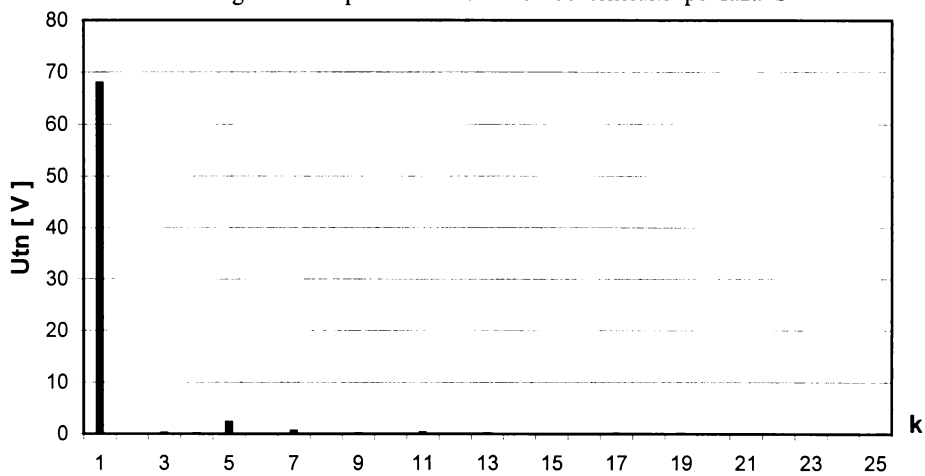


Fig.6.11.3. Spectrul armonicilor de tensiune pe faza T

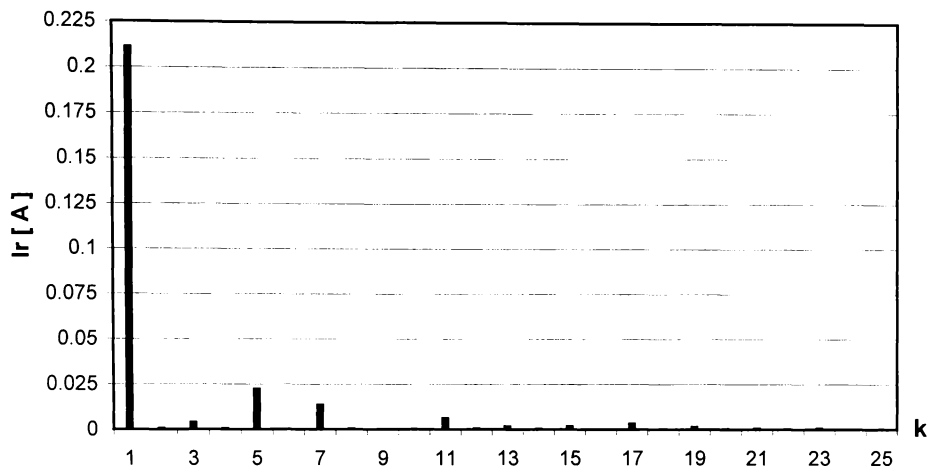


Fig.6.11.4. Spectrul armonicilor de curent pe faza R

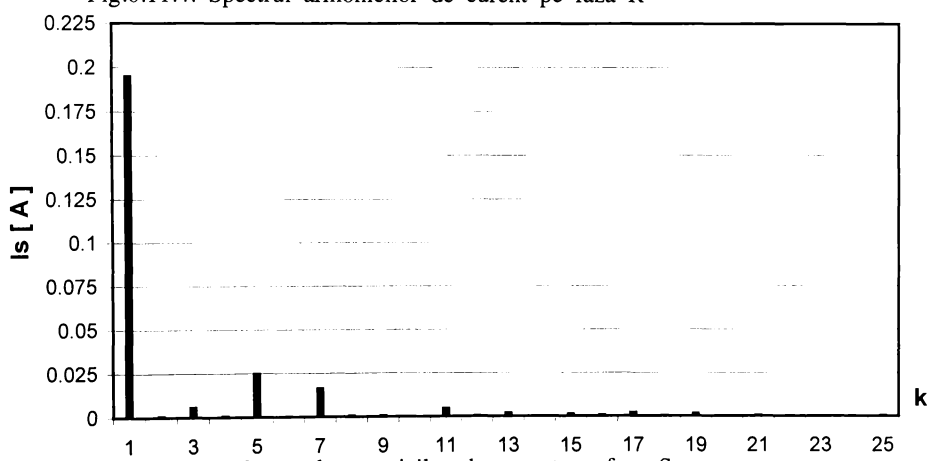


Fig.6.11.5. Spectrul armonicilor de curent pe faza S

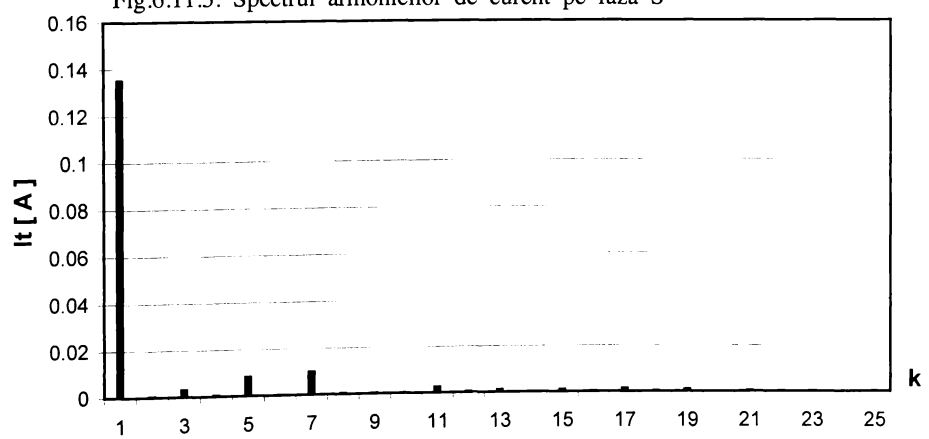
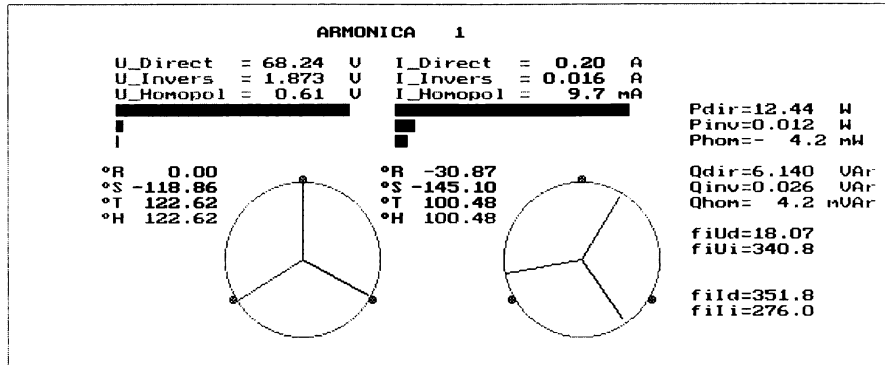
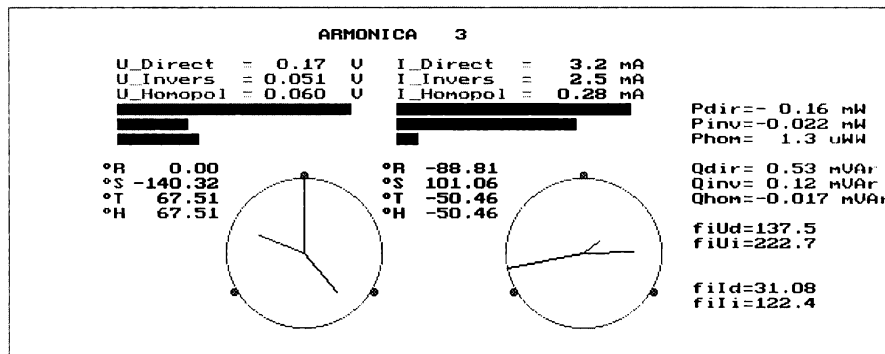


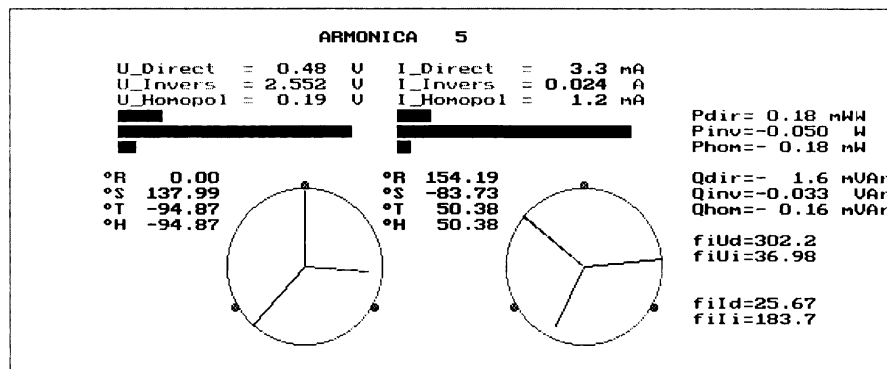
Fig.6.11.6. Spectrul armonicilor de curent pe faza T



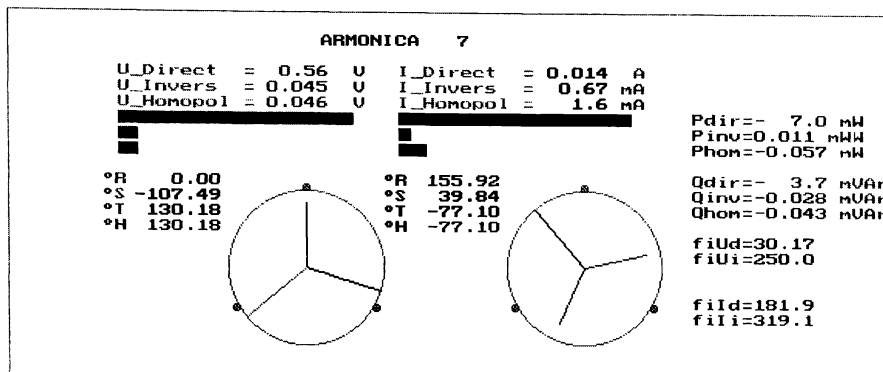
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.027	kns2(I)= 0.077
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 8.9 m	kns0(I)= 0.048
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.036	kns(I) = 0.12
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.95	rns(I) = 0.92
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =0.053	knsd(I) = 0.088



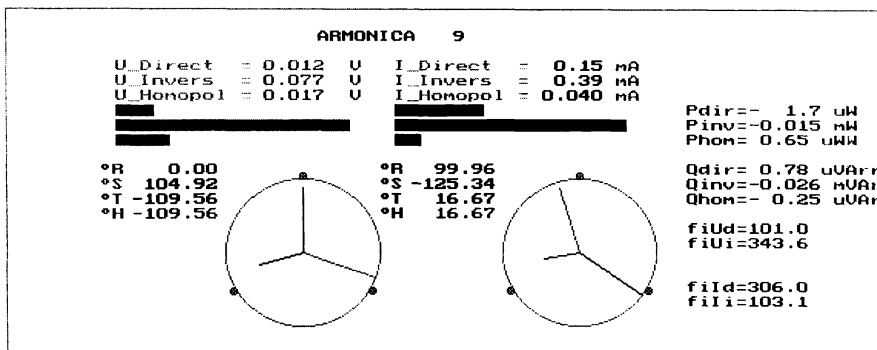
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.30	kns2(I)= 0.77
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.35	kns0(I)= 0.088
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.64	kns(I) = 0.86
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.63	rns(I) = 0.25
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.46	knsd(I) = 1.199



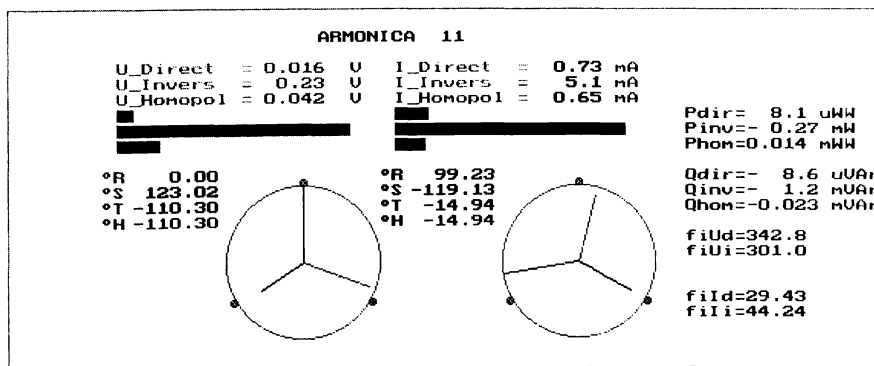
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 5.280	kns2(I)= 7.107
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.40	kns0(I)= 0.37
Coef. total de nesim:	kns(U) = 5.682	kns(I) = 7.475
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.82	rns(I) = 0.84
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.20	knsd(I) = 0.17



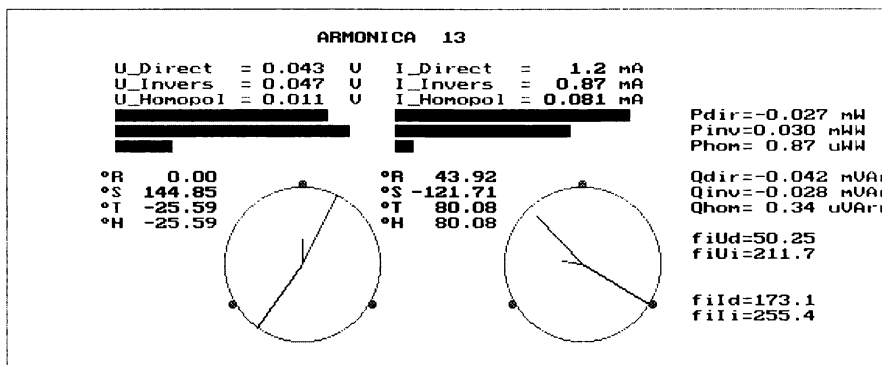
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.081	kns2(I)= 0.047
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.082	kns0(I)= 0.11
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.16	kns(I) = 0.16
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.85	rns(I) = 0.78
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.16	knsd(I) = 0.24



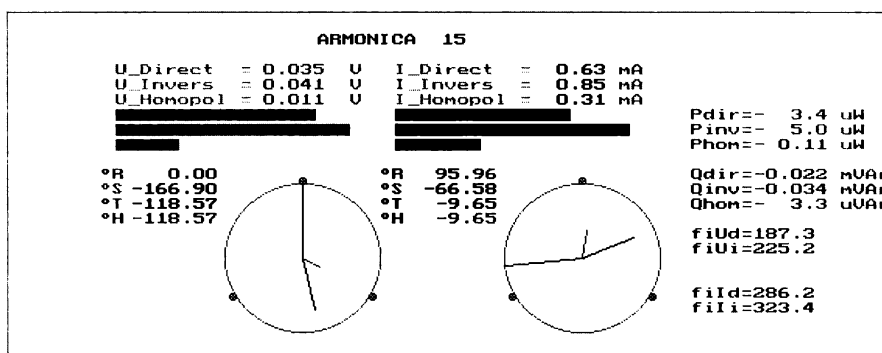
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 6.165	kns2(I)= 2.630
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 1.381	kns0(I)= 0.27
Coef. total de nesim:	kns(U) = 7.546	kns(I) = 2.901
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.59	rns(I) = 0.47
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.52	knsd(I) = 0.73



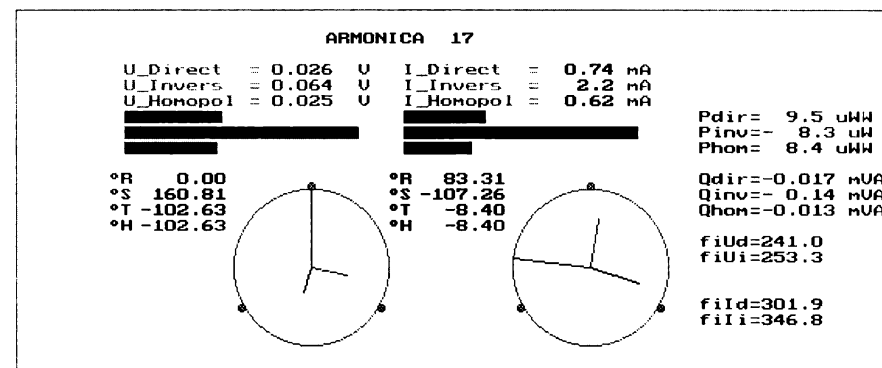
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 14.39	kns2(I)= 7.006
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 2.578	kns0(I)= 0.89
Coef. total de nesim:	kns(U) = 16.96	kns(I) = 7.893
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.65	rns(I) = 0.77
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.43	knsd(I) = 0.26



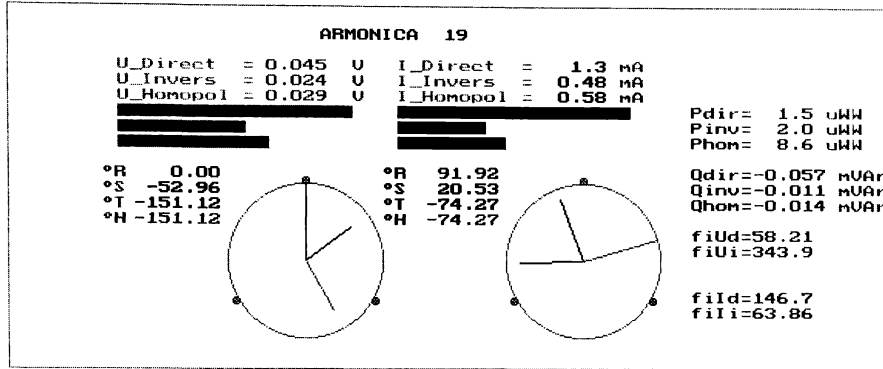
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.099	kns2(I)= 0.75
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.27	kns0(I)= 0.070
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.366	kns(I) = 0.82
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.33	rns(I) = 0.26
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.010	knsd(I) = 1.173



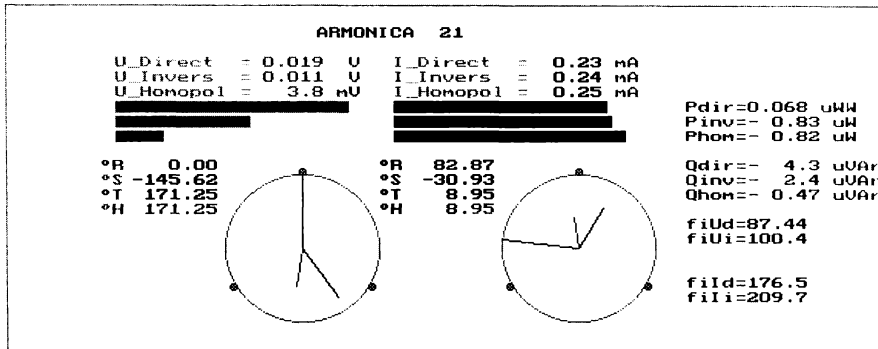
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 1.170	kns2(I)= 1.343
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.31	kns0(I)= 0.48
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.479	kns(I) = 1.827
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.26	rns(I) = 0.38
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =1.173	knsd(I) = 0.90



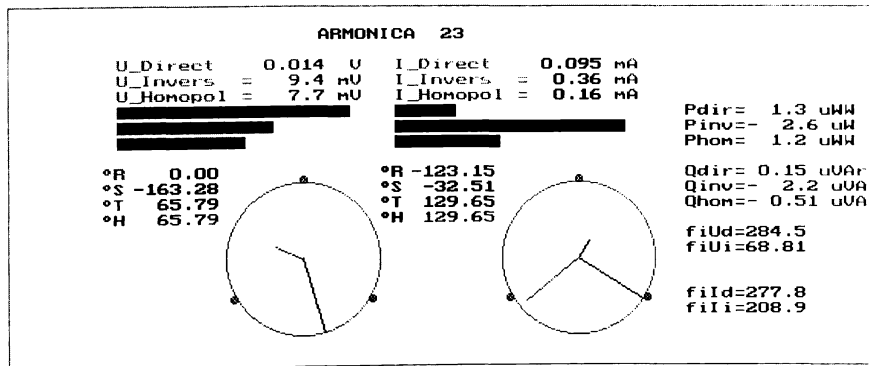
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 2.416	kns2(I)= 2.910
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.95	kns0(I)= 0.83
Coef. total de nesim:	kns(U) = 3.367	kns(I) = 3.742
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.33	rns(I) = 0.64
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) =-1.009	knsd(I) = 0.45



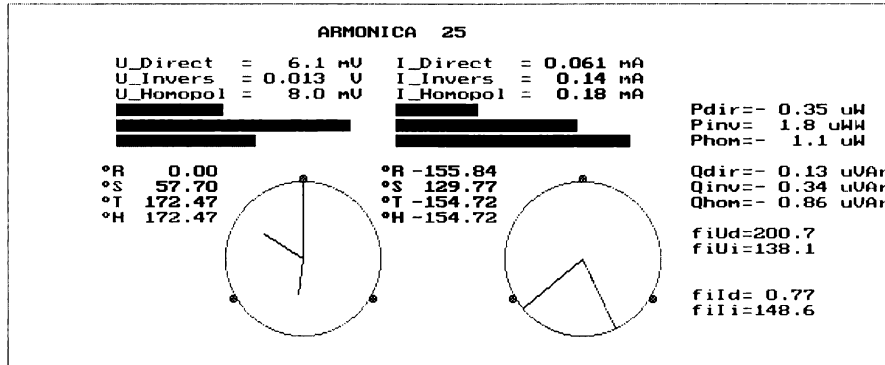
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.54	kns2(I)= 0.38
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.64	kns0(I)= 0.46
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.179	kns(I) = 0.83
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.72	rns(I) = 0.83
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.33	knsd(I) = 0.19



Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.57	kns2(I)= 1.021
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.20	kns0(I)= 1.085
Coef. total de nesim:	kns(U) = 0.77	kns(I) = 2.106
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.53	rns(I) = 0.43
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.61	knsd(I) = 0.79



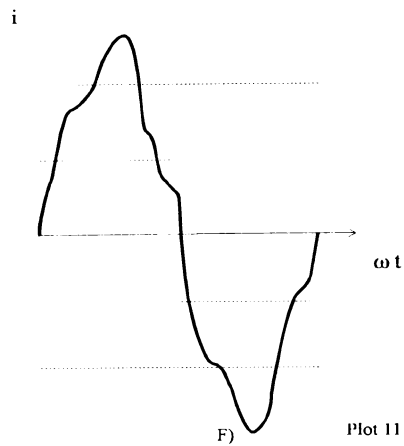
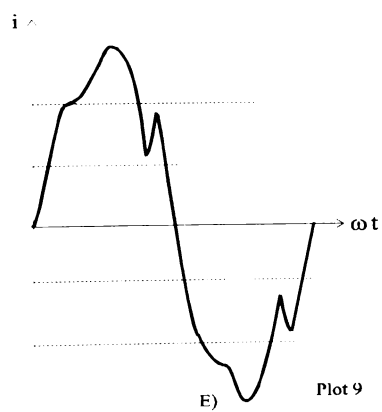
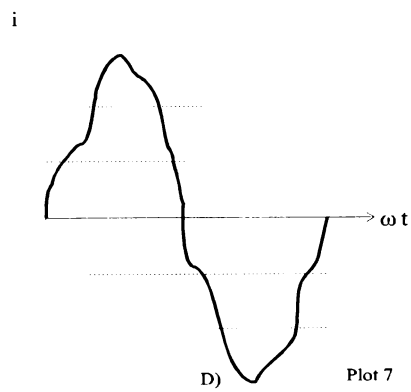
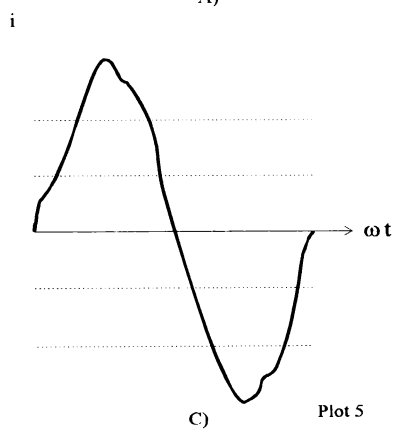
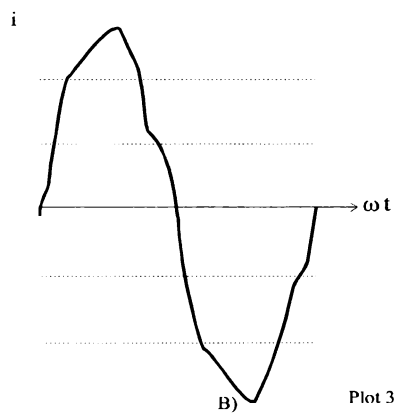
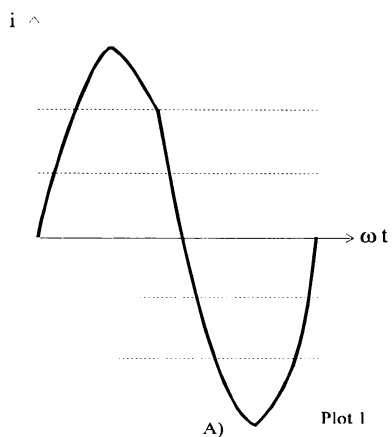
Coef. nesim. inversa:	kns2(U)= 0.67	kns2(I)= 3.823
Coef. nesim. homop. :	kns0(U)= 0.55	kns0(I)= 1.723
Coef. total de nesim:	kns(U) = 1.219	kns(I) = 5.547
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.024	rns(I) = 0.26
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = -1.906	knsd(I) = 1.180



Coef. nesim. inversa:	kns2(U) = 2.201	kns2(I) = 2.247
Coef. nesim. homop. :	kns0(U) = 1.307	kns0(I) = 2.896
Coef. total de nesim:	kns(U) = 3.508	kns(I) = 5.143
Raport de nesimetrie:	rns(U) = 0.46	rns(I) = 0.44
Rap. dif. de nesim. :	knsd(U) = 0.74	knsd(I) = 0.77

ANEXA 7

Măsurători efectuate în stația 110/20 kV SATCHINEZ



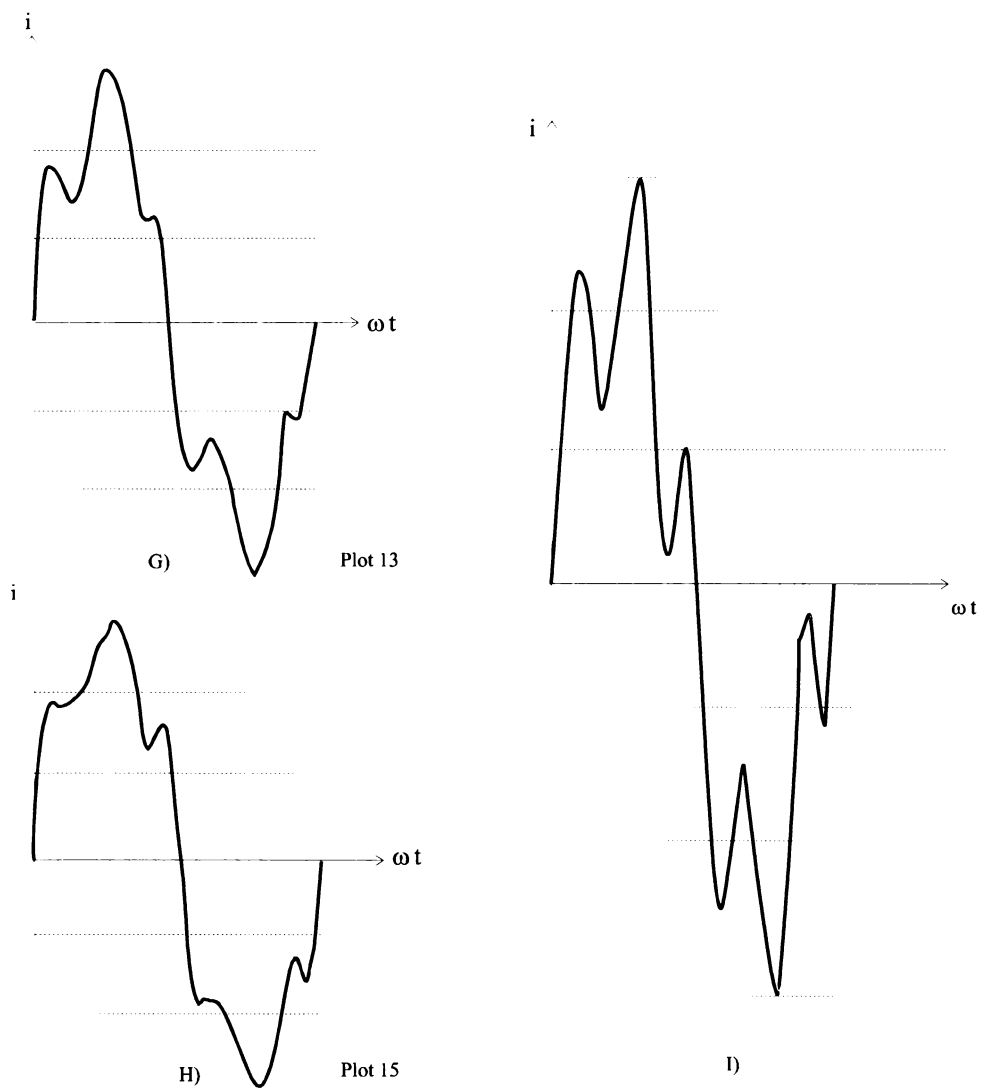


Fig1.Curentul pe faza R în condiții de tensiuni diferite pe bara de 20 kV și frecvența 47Hz.

- a)- $U=18.53$ kV (plot 1), $I=24$ A
- b)- $U=19.05$ kV (plot 3), $I=24$ A
- c)- $U=19.71$ kV (plot 5), $I=24$ A
- d)- $U=20.26$ kV (plot 7), $I=29.6$ A
- e)- $U=21.04$ kV (plot 9), $I=29.2$ A
- f)- $U=21.65$ kV (plot 11), $I=29.2$ A
- g)- $U=22.34$ kV (plot 13), $I=27.2$ A
- h)- $U=22.99$ kV (plot 15), $I=32.8$ A
- i)- $U=22,4$ kV (plot18), $I=41,6$ A

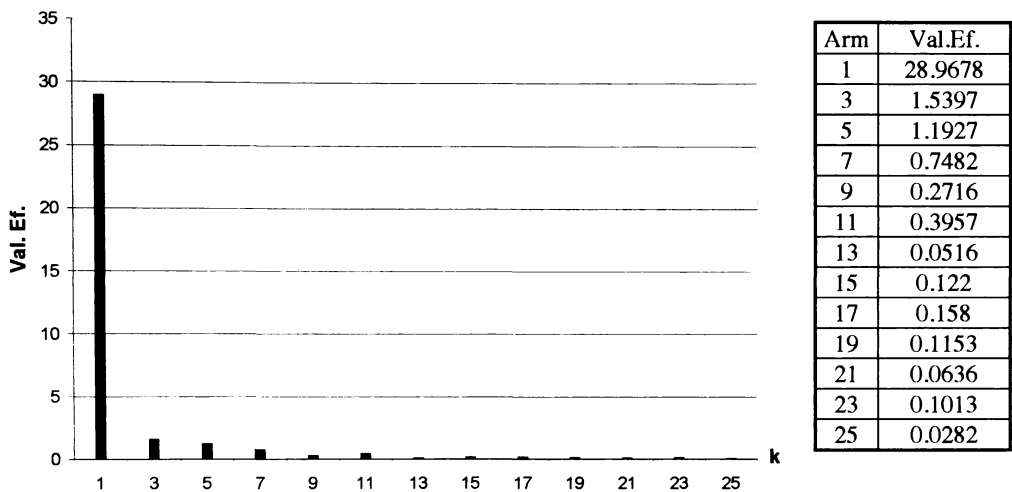


Fig.2.Valoarea efectivă și spectrul armoniilor de curent pentru achiziția a).

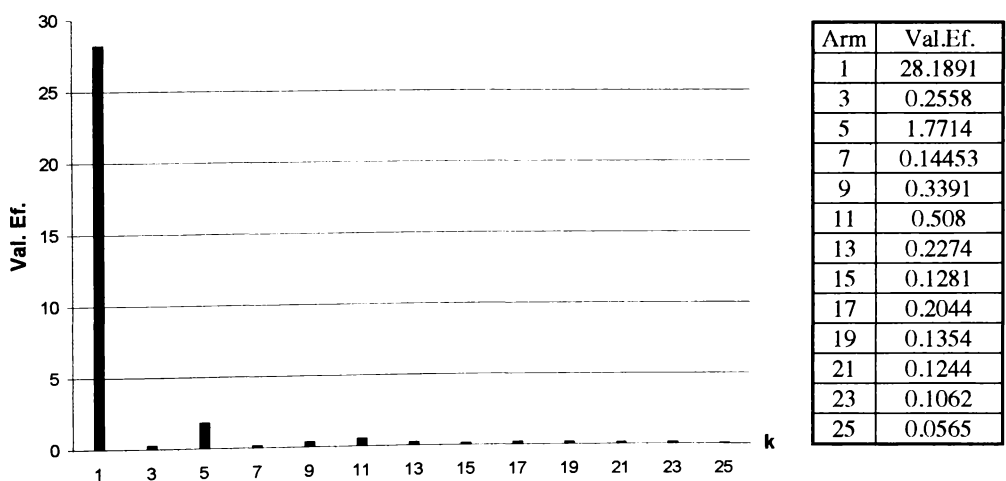


Fig.3.Valoarea efectivă și spectrul armoniilor de curent pentru achiziția b).

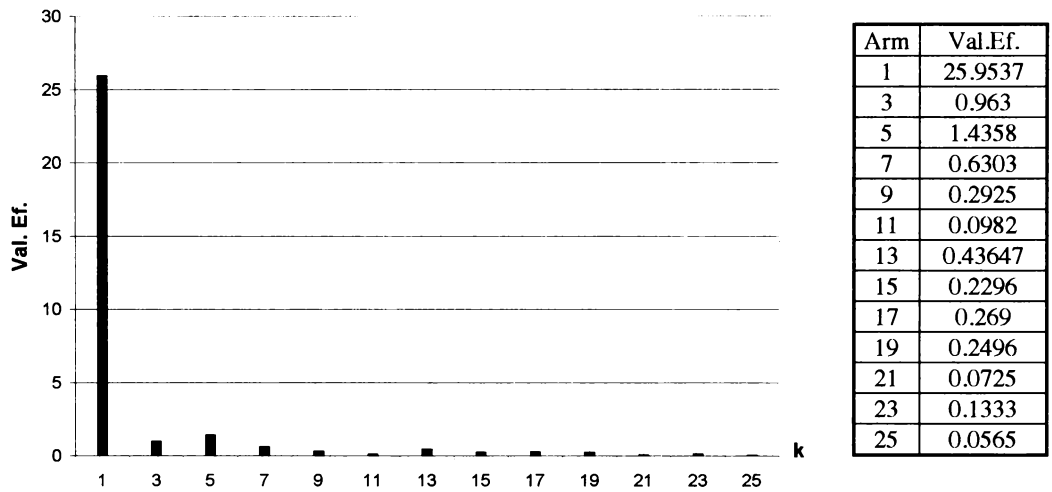


Fig.4.Valoarea efectivă și spectrul armonicilor de curent pentru achiziția c).

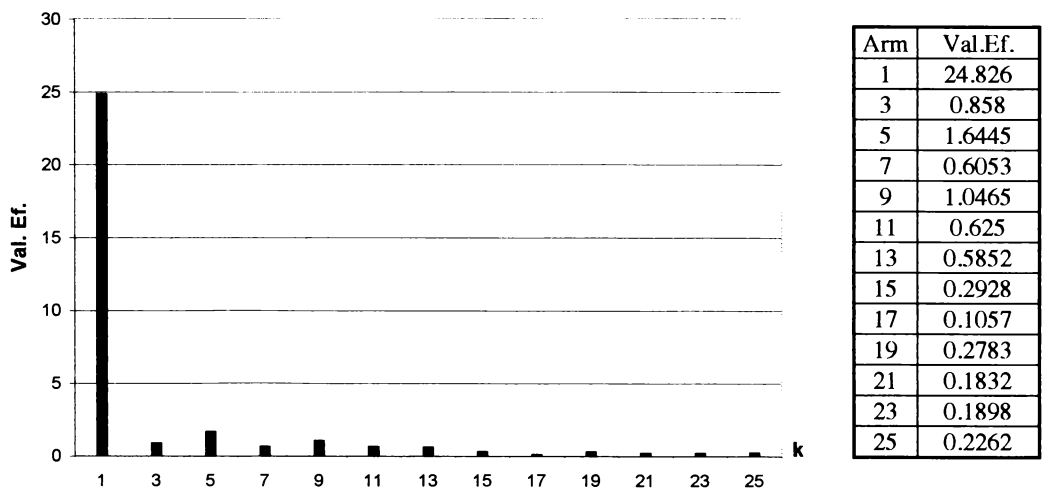


Fig.5.Valoarea efectivă și spectrul armonicilor de curent pentru achiziția d).

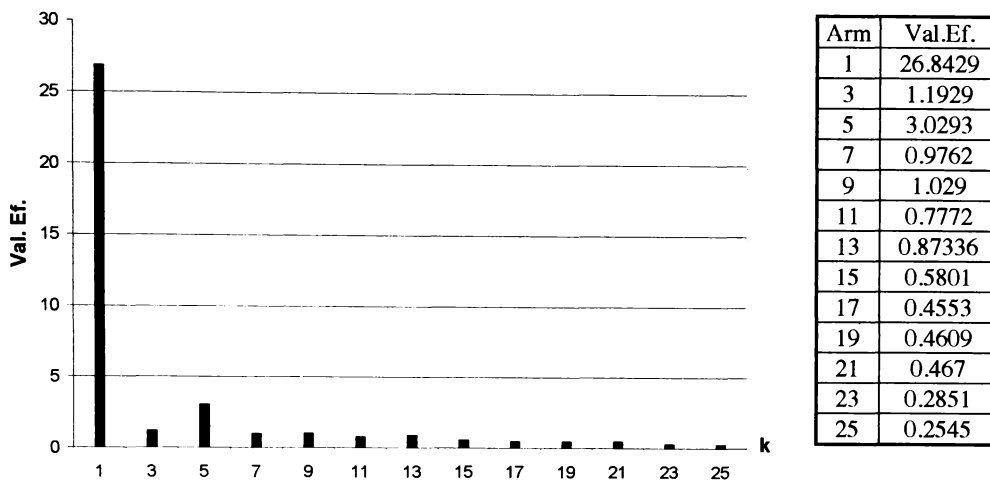


Fig.6.Valoarea efectivă și spectrul armonicilor de curent pentru achiziția e).

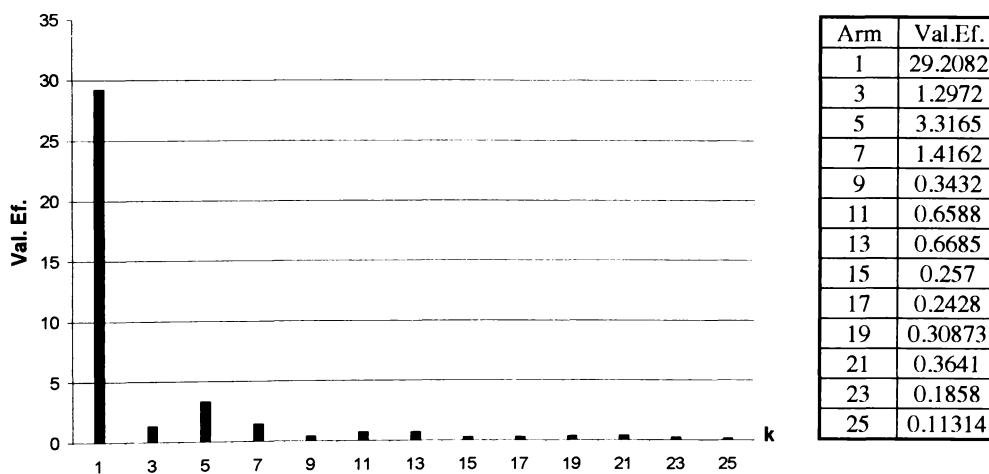


Fig.7.Valoarea efectivă și spectrul armonicilor de curent pentru achiziția f).

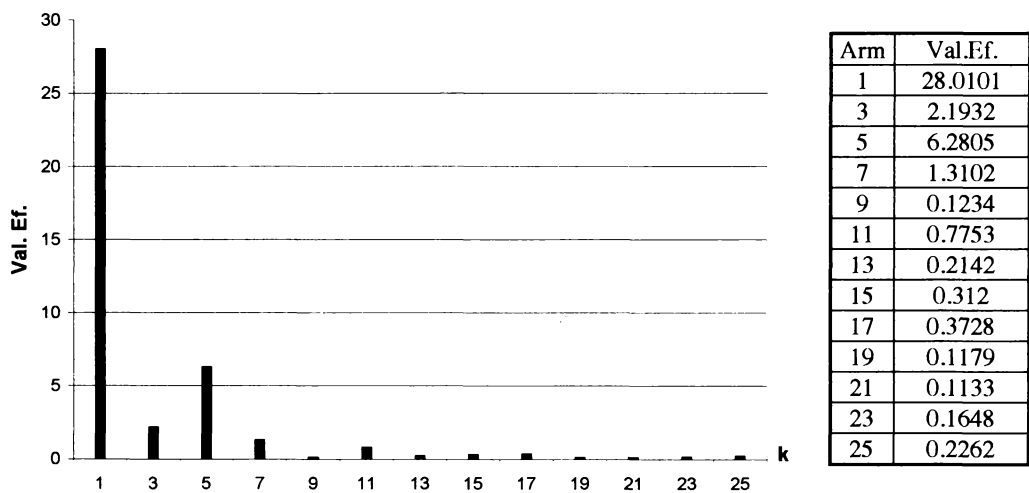


Fig.8.Valoarea efectivă și spectrul armonicilor de curent pentru achiziția g).

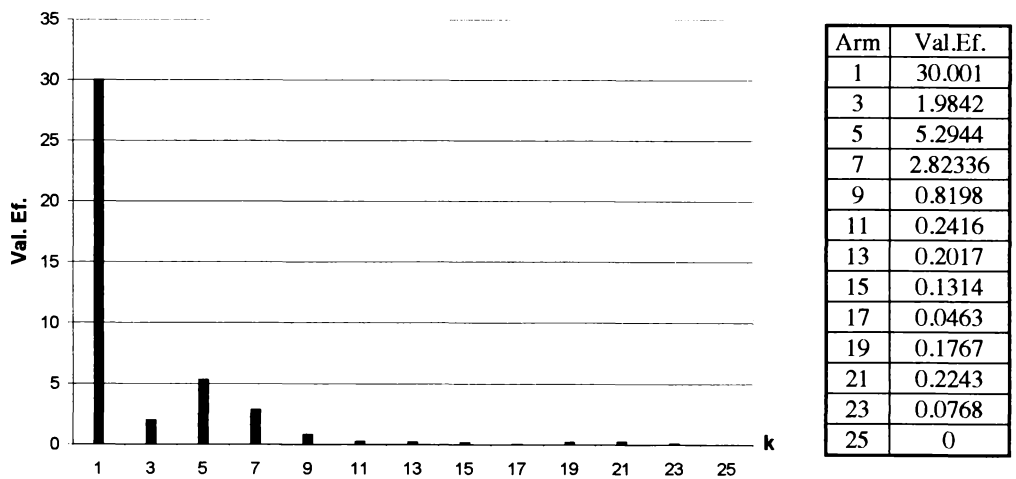


Fig.9.Valoarea efectivă și spectrul armonicilor de curent pentru achiziția h).

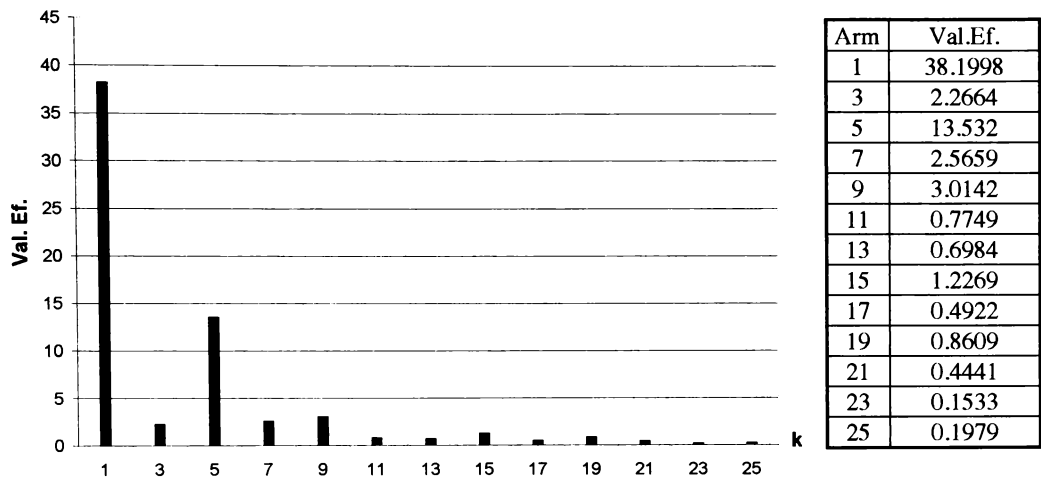


Fig.10.Valoarea efectivă și spectrul armonicilor de curent pentru achiziția i).

ANEXA 8

8.1. Determinarea experimentală a erorilor transformatoarelor de măsură

În prima parte a acestei lucrări s-a evidențiat pe baza unui studiu teoretic existența unor erori majorate a transformatoarelor de măsură în regim nesinusoidal, erori datorate comportării neliniare a acestor transformatoare. Această comportare se datorează prezenței miezului de fier din circuitul magnetic, miez care asigură o dependență neliniară între tensiunea și curentul înfășurării primare a transformatorului de măsură.

În partea a doua a lucrării s-au efectuat determinări experimentale între identificarea și analiza erorilor de măsură ale transformatoarelor de curent și tensiune utilizate în rețelele de medie și înaltă tensiune.

Pentru efectuarea măsurătorilor s-a avut în vedere posibilitățile tehnice de măsură ale laboratoarelor facultății de Electrotehnică Timișoara, în primul rând existența unui sistem de achiziție și prelucrare a regimului deformant SAD, precum și posibilitatea de a împrumuta de la FRET D Timișoara o instalație specializată în acest sens TRINET realizat e firma TELECOM SRL din București.

La desfășurarea măsurătorilor s-au avut în vedere următoarele considerente și anume:

- produse de măsurare, adică transformatoarele de măsură ce au fost supuse testelor să fie alese la întâmplare dintr-un lot aparținând FRET D Timișoara, fără a se apela la exemplare defecte, retrase din exploatare sau asupra cărora săse fi intervenit prin operații de reparații sau solicitări mecanice și electrice deosebite; în general toate transformatoarele folosite au fost noi având foarte puține ore de exploatare și nefiind afectate de fenomenul de îmbătrânire atât a căilor de curent, circuitului electric cât și izolației;

- regimurile le care au fost supuse transformatoarele de măsură au fost nesinusoidale, mai pronunțate pentru transformatoarele de curent și mai reduse pentru cele de tensiune. La această situație s-a convenit avându-se în vedere pe de-o parte regimul real de funcționare și pe de altă parte posibilitățile ce au stat la dispoziție în cadrul laboratoarelor de Rețele electrice și Tehnica tensiunilor înalte.

Drept elemente caracteristice ale regimului nesinusoidal s-au avut în vedere coeficientul de distorsiune a curbei curentului și tensiunii δ_i respectiv δ_U și nivelul primelor trei sau patru armonici impare, adică γ_3 , γ_5 , γ_7 și γ_9 .

În unele situații s-a considerat util și raportul dintre nivelul armonicele impare consecutive; Nu s-a avut în vedere un anumit tip de curbă distorsionată pentru curent ci s-a căutat ca, cu ajutorul unui circuit neliniar de tip LC și cu ajutorul unui tiristor comandat să se provoace în curba curentului (sau tensiunii) deformări mai mult sau mai puțin pronunțate. S-a obținut considerarea unei varietăți cât mai mari de valori ale regimului deformant în sensul unor situații cât mai apropiate de practică, care nu seamănă exact niciodată una cu alta și în care practic niciuna din mărimi nu este constantă.

În unele situații însă s-au păstrat cât mai constante mărimile caracteristice regimului nesinusoidal pentru a putea constata o stabilitate a erorilor sau o corelație a acestora cu natura regimului, altele s-au considerat regimuri deformante cât mai diferite, scopul fiind de a acoperi o plajă cât mai largă de situații. Totuși este bine de precizat că deformarea curbelor de tensiune și curent în principal pe seama armonicilor 3, 5 și 7, armonici care participă în principal la deformarea curbelor de tensiune în cazul tracțiunii feroviare. O situație sintetică pentru modul în care s-a realizat regimul nesinusoidal și valorile mărimilor caracteristice lui sunt prezentate pentru transformatoarele de curent în tabelul 1 sau sinteza probelor "i" și "u";

- sarcina transformatorului de măsură a fost variată; astfel pentru transformatoarele de curent acestea s-au modificat de la 3÷100%, iar ca și caracter a fost predominant inductivă

corespunzător unui factor de putere mediu de $0,75 \pm 0,8\%$. Pentru transformatoarele de tensiune s-a considerat o situație cât mai reală, în secundarul acestora aflându-se doar instrumentul de măsură. Lungimea firelor de legătură s-a adoptat cât mai scurtă pentru a reduce pe cât posibil zgomotul și influența parazită a impedențelor acestor fire.

- toate instrumentele de măsură utilizate au fost verificate metodologic și ele au prezentat clasă de precizie de 0,1-0,2 iar pentru sistemul de achiziție și prelucrare s-a renunțat la sistemul de interfațare: palcă-proces de achiziție folosindu-se direct placa de achiziție; aceasta fiind pe 12 biți prezintă o precizie de 0,05. Programul de eșantionare și prelucrare folosește TFD (transformata Fourier directă) și un număr de 120 puncte pe perioadă, fapt ce asigură o eroare suficient de mică ($<1\%$) pentru determinarea amplitudinii undelor componente.

S-a constatat că precizia sistemului de măsură nu este corespondență în ceea ce privește determinarea erorilor de fază deoarece $360^\circ/120 = 3^\circ$, în acest sens mijloacele care au stat la dispoziție fiind necorespondențe. Oricum s-a apreciat că performanțele plăcii de achiziție nu permit corect aprecierea erorilor de fază, ca urmare toate măsurătorile au vizat determinarea erorilor de amplitudine;

- s-au efectuat un număr cât mai mare de măsurători chiar dacă acestea au vizat aceeași valoare efectivă și același transformator de măsură; în general s-a considerat ca oportună ca la măsură să se considere patru perioade consecutive iar pentru procesul de măsurare să se considere minimum două situații pentru aceeași valoare efectivă, una la creșterea mărimii și alta la descreșterea acesteia.

Numărul minim de determinări în cazul unui experiment a fost de 15, dar de mai multe ori s-au efectuat și 25. Pentru prelucrări s-au considerat așa cum rezultă din prezentarea experimentului valorile medii statistice, considerându-se că acestea sunt cele mai probabile valori. Ulterior aceste rezultate au fost prelucrate în vederea obținerii unor corelații semnificative. Pentru acestea s-a utilizat analiza de regresie calculându-se fiecare situație raportul de corelație și abaterea medie pătratică;

- La efectuarea determinărilor experimentale s-a încercat și s-a asigurat participarea întregii echipe alcătuite din autorii acestei lucrări precum și a unor specialiști FRET D Timișoara (ing. Liviu Milea, ing. Nicola Chiosa).

Desigur fără a face observații firmelor constructoare de transformatoare de măsură trebuie arătat că în anumite situații particulare, sarcină redusă și regim nesinusoidal pronunțat erorile de măsură pot ieși din clasa de precizie garantată. Cu toate acestea sunt și situații de felul celor de mai sus prezentate când erorile sunt zero, desigur percepute cu instrumente de măsură de precizia menționată. În sprijinul acestor observații oarecum generale, dar care au la bază materialul ce urmează în figura 1, se prezintă variația raportului I_p/I_s în funcție de ordinul armonicii și mărimea sarcinii ($\cos\varphi \approx 0,75$) pentru transformatorul de curent CESU 110kV 2x100/5/5/5A. Înfășurarea secundară luată în considerare este aceea de măsură.

Din analiza celor prezentate în fig.1 se constată comportarea neliniară a transformatorului de măsură. La sarcină foarte redusă se manifestă erori de neglijat la armonici mici, chiar pe fundamentală care cresc cu ordinul armonicii. Cu creșterea sarcinii eroarea pe fundamentală scade prin acest exemplu să arătăm încă odată utilitatea acestei cercetări.

În ceea ce privește programul de măsurători acesta a fost organizat în două etape: una s-a referit la transformatoarele de curent și alta la acela de tensiune. La rândul ei etapa "transformatoare de curent" s-a efectuat utilizând pe de altă parte place de achiziție, pe de altă parte dispozitivul TRINET.

În ceea ce privește etapa transformatoare de tensiune, acesta s-a efectuat folosind TRINET-ul.

8.2. ETAPA - transformatoare de curent - placa de achiziție

În cazul acestei etape s-au efectuat 10 experimente, în cadrul fiecăruia cu 25 de măsurători, deci 250 de măsurători, cele mai revelante fiind prezentate în cadrul materialului prezent.

Experimentele pot fi pe următoarele transformatoare de măsură:

CIRS 10 kV 2x75/5/5/A experimentul: a), z)

CIRS 10 kV 30/5/5 A experimentul: b), k), ka₂), rev), sin)

CIRS 20 kV 2x75/5/5 A experimentul: c)

CESU 110 kV 2x100/5/5/5 A experimentul: e), f)

În cadrul fiecărui experiment s-au prezentat următoarele:

- transformatorul de măsură utilizat
- scopul experimentului și condițiile efective de realizare ale acestuia
- sarcina transformatorului în procente din sarcina nominală
- regimul de funcționare al transformatorului, caracterizat prin indicatori normați ai regimului nesinusoidal:
- coeficientul de distorsiune al curbei curentului $\delta_1\%$,
 - nivelul armonicilor 3, 5, 7 și (sau) 9, adică: $\gamma_3, \gamma_5, \gamma_7, (\gamma_9) \%$
- constatări cu:
 - situația medie a regimului deformant în înfășurătoarea secundară, situație apreciată prin valoarea coeficientului de distorsiune,
 - eroarea de măsurare a valorii efective,
 - erorile de măsurare a valorilor efective (amplitudini) ale armonicilor superioare
- stabilirea pe cale analitică a unor corelații între:
 - mărimea sarcinii și eroare,
 - ordinul armonicii,
 - ordinul armonicii, sarcină și eroare,
 - estimarea intensității acestei corelații prin: raportul de corelație și abaterea medie pătratică,
- observații privind expresiile analitice ale unor corelații eroare - ordin armonică
 - sarcină precum și aprecierea în ansamblu a comportării transformatorului de măsură în regimul respectiv.

Sintetic caracteristicile acestei etape de măsurători sunt prezentate în Tabelul 1.

8.3. ETAPA - transformatoare de curent - TRINET

Măsurătorile au fost reunite în proba "i" și ele s-au referit la aceeași transformatoare de curent ca și etapa 8.2. și anume CIRS 10 kV, CIRS 20 kV și CESU 110 kV.

În cadrul acestei probe s-a prezentat o sinteză în care s-au făcut următoarele precizări:

- tipul transformatorului de curent și varianta, în cazul că au fost mai multe transformatoare de același tip,
- sarcina transformatorului,
- regimul de curent al transformatorului, caracterizat prin:
 - coeficientul de distorsiune al curbei curentului δ_1 ,
 - nivelul armonicilor 3, 5, 7 și (sau) 9, adică: $\gamma_3, \gamma_5, \gamma_7, (\gamma_9) \%$

- eroarea de măsurare a valorii efective a mărimii,
- erorile de măsurare a valorilor efective ale armonicilor,
- observații și aprecieri asupra funcționării transformatoarelor.

8.4. ETAPA - transformatoare de tensiune - TRINET

Măsurătorile au fost reunite în proba “u” și ele s-au referit la următoarele transformatoare de măsură: TEMU 110kV, TECU 110kV, TIRMO 20kV și TIRMO 10kV. Fiecăruia dintre aceste transformatoare i s-au aplicat câte trei valori pentru tensiunea de alimentare, la fiecare dintre valori efectuându-se minimum 5 achiziții. Condițiile de regim și cele de măsurare sunt prezentate în cadrul probei “u” și ele s-au referit la:

- tipul transformatorului de tensiune măsurat și eventual variante,
- tensiunea de alimentare a transformatorului de tensiune,
- caracteristicile regimului deformat, în primul rând coeficientul de distorsiune δ_u ,
- eroarea pe fundamentală,
- propagarea armonicilor prin transformatorul de tensiune.

Determinările experimentale au evidențiat pentru transformatoarele de tensiune o serie întreagă de elemente comune în comportare fapt ce a permis deducerea concluziei că acestea au fost proiectate și realizate pe aceleași principii și executate din materiale cu proprietăți fizico-chimice asemănătoare. Din acest motiv s-a considerat un transformator de curent asupra căruia s-au efectuat mai multe probe de măsurători, rezultatele și concluziile deduse putând fi extrapolate și la celelalte transformatoare. Astfel, drept transformator de referință s-a considerat CIRS 10 kV 30/5/5 A asupra căruia s-au realizat următoarele probe:

- proba b) a avut scopul de a urmări comportarea transformatorului de curent în regim nesinusoidal pronunțat și sarcină relativ ridicată $5 \div 100\%$,
- proba k) regim nesinusoidal pronunțat dar constant și sarcină relativ redusă, sub 30% ,
- proba ka₂) regim nesinusoidal pronunțat se referă la comportarea înfășurării de protecție a transformatorului,
- proba rev) se referă la analiza comportării transformatorului de măsură, înfășurarea de măsură după o durată de funcționare cca 200 ore, sarcina fiind de 40% din aceea nominală,
- proba sin) se referă la analiza comportării transformatorului de măsură la un semnal de curent practic sinusoidal.

Desigur cel mai semnificativ regim s-a considerat a fi k). În cadrul acestuia regimul nesinusoidal (deformat) s-a menținut constant ($\delta_1 \cong 25 \div 26\%$; $\delta_3 \cong 12 \div 14\%$; $\delta_5 \cong 15 \div 20\%$; $\delta_7 \cong 9,75 \div 11,6\%$; $\delta_9 \cong 2,5 \div 4\%$), iar măsurătorile au fost grupate în patru categorii; dependent de sarcina transformatorului caracterizată prin coeficientul de sarcină K_s . Astfel a) $K_s < 10\%$; b) $K_s \in [10, 20\%]$; c) $K_s \in [20, 30\%]$; d) $K_s \in (30, 30\%]$.

În continuare se vor prezenta principalele concluzii care s-au desprins din analiza rezultatelor obținute în cadrul fiecărei etape de măsurare.

8.5. Analiza rezultatelor

Etapa 1: În cadrul acestei etape s-a folosit direct placa de achiziție fără interfață în primele măsurători chiar și fără filtru de zgomot ca apoi să se introducă și acestea. Scopul a fost de a asigura o sensibilitate cât mai sporită a sistemului de măsură. Drept transformator de bază așa cum s-a mai menționat a fost ales CIRS 10 kV 30/5/5 A iar

regim semnificativ acela k). Analiza acestui regim considerat esențial pentru datele problemei propuse a evidențiat următoarele:

- regimul deformant din curentul primar este ușor atenuat în acela secundar,
- pentru o mai bună corelare a mărimii erorilor pe fundamentală cu ordinul armonicii, este bine a grupa măsurătorile pe categorii de sarcină astfel:
 - a) $K_s < 10\%$; b) $K_s \in [10,20\%]$; c) $K_s \in [20,30\%]$; d) $K_s \in (0,30\%]$;
- eroarea valorii efective a mărimii este impusă de eroarea pe fundamentală;
- eroarea pe fundamentală este foarte bună, în general aceasta nu a depășit 0,22% în condițiile în care "zgomotele" au fost eliminate;
- pentru armonicile impare mai mici ca 13, erorile valorilor efective pot fi calculate cu relațiile:

$$\Delta K_{a)} = 0,13 + 0,0587 \cdot K^2 \quad [\%]$$

$$\Delta K_{b)} = 0,15 + 0,0475 \cdot K^2 \quad [\%]$$

$$\Delta K_{c)} = 0,18 + 0,0362 \cdot K^2 \quad [\%]$$

$$\Delta K_{d)} = 0,1778 + 0,0422 \cdot K^2 \quad [\%]$$

aceste relații exprimă eroarea în valoare absolută, semnul acestei erori neputând fi controlat:

- sensibilitatea erorii cu ordinul armonicii nu este constant ci depinde de sarcină; cu cât sarcina este mai redusă cu atât sensibilitatea este mai pronunțată.

La sarcini mari 15÷100% (adică regimul b) și regimul deformant mult mai pronunțat $\delta = 28\div55\%$, erorile cresc în regim general remarcându-se următoarele aspecte:

- eroarea pentru valoarea efectivă este cuprinsă între 0,2÷0,4%,
- pe fundamentală eroarea este în general pozitivă și nu depășește 0,45%,
- pe armonicile superioare crește în general cu ordinul armonicii neexistând aici însă o corelație stânsă; cu anumite aproximații se poate estima că eroarea armonică în valoare absolută poate fi calculată cu relația:

$$|\Delta K| = 0,449 + 0,2204 \cdot K + 0,000693 \cdot K^2,$$

- regimul deformant secundar este în ansamblu atenuat față de acela primar; cu toate acestea unele armonici din curentul primar sunt atenuate, altele amplificate; în general armonicile 3 și 5 prezintă abateri (erori de semne contrare, fără a putea preciza semnul acestora cu certitudine).

În ceea ce privește comportarea înfășurării de protecție (proba K_{a2}) care s-a urmărit în condițiile unui regim deformant asemănător cu acela de al proba K) se pot stabili următoarele concluzii:

- erorile pe fundamentală și pe armonici sunt mai mici în general decât erorile corespunzătoare aferente înfășurării de măsură,
- pe fundamentală erorile de măsurare ale valorii efective sunt cuprinse în intervalul 0,5÷0,7%;
- din punct de vedere al corelării cu ordinul armonicii și mărimea sarcinii rezultatele pot fi grupate în patru categorii: a) $K_s = 10\div20\%$; b) $K_s \in (20,30\%]$; c) $K_s \in (30,50\%]$; d) $K_s \in [10,50\%]$.

Corespunzător pentru erorile de măsurare ale valorilor efective ale armonicilor se pot stabili următoarele relații:

$$\Delta K_{a)} = 0,6 + 0,075 \cdot K^2 \quad [\%]$$

$$\Delta K_{b)} = 0,55 + 0,058 \cdot K^2 \quad [\%]$$

$$\Delta K_{c)} = 0,729 + 0,048 \cdot K^2 \quad [\%]$$

$$\Delta K_{d)} = 0,639 + 0,058 \cdot K^2 \quad [\%]$$

- se constată o insensibilitate accentuată a semnelor erorilor pe armonicile 3 și 5, dar când $\Delta k_3 > 0$, $\Delta k_5 < 0$ și invers,

- regimul secundar în curent este ușor atenuat față de acela primar.

În regim sinusoidal, făcând o comparație a comportării transformatorului de curent față de comportarea acestuia în regim nesinusoidal se constată următoarele:

- erorile corespunzătoare valorii efective sunt practic identice cu acelea corespunzătoare fundamentalei,

- erorile pe fundamentală sunt cuprinse în medie între 0 și 0,2% fiind foarte sensibile cu sarcina; pentru sarcini foarte reduse aceste erori pot atinge valoarea de 0,5%.

Proba rev) efectuată pentru a urmări comportarea transformatorului după un anumit număr de ore de funcționare, nu a fost relevantă neobținându-se diferențe față de probele precedente. Și în acest caz pe fundamentală chiar și la sarcini foarte mici erorile nu au depășit valoarea 1%.

Și probele efectuate asupra transformatorului de curent CIRS 10 kV 2x75/5/5 și CIRS 20 kV 2x75/5/5 A au evidențiat practic aceleași aspecte ca și cele prezentate anterior.

Astfel:

- regimul deformant secundar este ușor atenuat față de acela primar,

- erorile pentru valoarea efectivă sunt în medie de cca 0,3÷0,5% dependent de mărimea sarcinii; la sarcini mici, inferioare 5% eroarea este de 0,8÷1%, iar la sarcini mai mari ca 15÷20% pot ajunge la 0,1÷0,2%, deci o comportare relativ bună.

- orientativ eroarea armonică în valoare absolută poate fi determinată cu o eroare dată de relația:

$$\Delta K = 0,1125 + 0,1865 \cdot K + 0,0016 \cdot K^2$$

- nu se poate controla semnul erorilor pe armonicile superioare.

Pentru transformatorul CESU 110kV 2x100/5/5/5 A s-au efectuat două probe: e) $\delta_1 = 57,35\%$, deci pronunțat deformant și f) $\delta_1 = 16,48\%$ mai puțin deformant constatându-se:

- erorile maxime pe fundamentală sunt de cca 0,976% în regimul e) și 0,959% în regimul f),

- erorile pe armonici în valoare absolută se pot calcula cu relațiile:

$$\Delta K_{e)} = 0,634 + 0,34 \cdot K + 0,0267 \cdot K^2$$

$$\Delta K_{f)} = 0,3385 + 0,6088 \cdot K + 0,052 \cdot K^2$$

Etapa 2: Folosirea TRINETULUI în cadrul programului "I" a condus la micșorarea erorilor maxime și oarecum la uniformizarea erorilor (datorită particularităților constructive ale acestora); totuși erorile medii sunt mai ridicate decât cele obținute cu ajutorul plăcii de achiziție. Astfel:

- pentru CESU 110kV erorile sunt cuprinse între 2÷0,4%, fiind mari în cazul unor distorsiuni pronunțate $\delta_1 > 30\%$ și sarcini mai mici ca 5%;

- pentru CIRS 20kV eroarea pentru valoarea efectivă este de 2,6÷0,9% în condițiile în care regimul nesinusoidal este foarte pronunțat ($\delta_1 = 59\pm 30\%$), iar pentru fundamentală 1,3÷0,85%;

- pentru CIRS 10kV erorile pentru valoarea efectivă și fundamentală sunt mai uniforme $0,7\pm 0,8\%$ în medie, fiind ceva mai mici decât în cazul CIRS 20kV;
- pe armonicile superioare există o dispersie relativ mare a mărimii și semnului erorilor; se constată că în general erorile pe armonicile pare cresc cu creșterea ordinului armonicii; este firesc acest lucru dacă se are în vedere valoarea foarte redusă a acestor armonici.

Etapa 3: Măsurarea transformatoarelor de tensiune s-a efectuat cu ajutorul dispozitivului TRINET dat fiind imposibilitatea adaptării directe a plăcii de achiziție la semnale ce puteau fi obținute de la aceste transformatoare. Descrierea măsurătorilor s-a efectuat în cadrul probei “u” și din analiza rezultatelor obținute se desprind următoarele observații:

- erorile de măsurare a valorilor efective a semnalelor nesinusoidale, ușor distorsionate (cu excepția TIRMO 10kV, unde $\delta_U = 26\pm 28\%$) au fost cuprinse între $0,2\pm 2\%$, erorile cele mai mici s-au înregistrat la TECU 110kV, unde pe fundamentală nu s-a depășit $0,1\pm 0,2\%$, iar cele mai mari la TEMU (1,5%) și TIRMO 10, 20kV ($1,7\pm 2\pm 2,5$),
- în general regimul deformant în secundar este sensibil atenuat $10\pm 20\%$ sau chiar și mai mult, dar la unul din transformatoarele TIRMO 20kV distorsiunea a fost amplificată. Acest lucru nu poate fi pus în concordanță decât cu anumite particularități constructive ale circuitului magnetic sau fenomene de rezonanță armonică survenite între înfășurările acestuia și divizorul capacitiv folosit pentru măsură;
- propagarea armonicilor prezintă o distorsiune pronunțată, în general armonica a 3-a este atenuată, altele în plus, 5, 7 iar restul amplificate;
- în apropierea tensiunii nominale, erorile sunt minime.

8.6. Concluzii generale

Măsurătorile efectuate în laborator au evidențiat caracterul nelinier al transformatoarelor de măsură, faptul că comportarea acestora în regim nesinusoidal conduce la erori mai mari decât în regim sinusoidal, erori dependente de mărimea sarcinii, gradul de deformare și ordinul armonicii. Cu cât sarcina este mai redusă, gradul de deformare mai pronunțat, iar ordinul armonicii mai mare, este de așteptat ca aceste erori să fie mai mari.

Pentru transformatoarele de curent analizate eroarea în amplitudine (sau valoare efectivă) este determinată în principal de eroarea pe fundamentală. Aceasta este în general pozitivă, adică în secundar se obține o amplitudine ușor diminuată cu o eroare de $0,2\pm 1\%$.

Valorile mai mici sunt obținute în condițiile unor regimuri ușor distorsionate ($\delta_1 < 15\%$) sau sinusoidale și la sarcini mai mari decât 10% , iar valorile mai mari se obțin pentru regimuri distorsionate ($\delta_1 > 20\%$) și sarcini reduse $< 5\%$. Pentru anumite regimuri nesinusoidale, caracterizate prin anumite valori ale mărimilor caracteristice regimului deformant s-au stabilit pe intervale de sarcină și pentru armonici impare dependența erorilor pe armonici cu ordinul armonicii. Deși corelațiile stabilite sunt destul de “slabe” acestea permit într-o primă aproximare estimarea ordinului de mărime al erorilor armonicilor adecvate undelor de curent și realizarea unui procedeu pentru tipuri de transformatoare de măsură în a căror înfășurări sunt dispuse contoare digitale care calculează din armonici puterile și respectiv energiile consumate.

Pentru transformatoarele de tensiune încercările s-au desfășurat destul de greu iar rezultatele obținute nu au putut fi comparate prin utilizarea a două mijloace de măsură distincte. Deși condesatoarele utilizate au prezentat clasă ridicată s-au constatat totuși erori sensibile în procesul de măsurare. Acestea au fost foarte mici în cazul transformatorului TECU 110kV ($0,1-0,2$) și mari în cazul transformatoarelor TEMU 110kV. În cazul trafo

TIRMO 20kV la distorsiuni de $\delta_U = 36-38\%$ s-au înregistrat erori de până la $1,7 \pm 2,5\%$. Oricum erorile de măsură sunt comparabile cu nivelul admis al coeficientului de distorsiune al tensiunii sau cu nivelul admis al unor armonici superioare.

Ca urmare se propune în principal acordarea unei atenții mai mari măsurătorii curentului și tensiunii în regimuri pronunțat deformate și cu sarcină redusă. În primul rând trebuie adus regimul la unul cât mai aproape de cel sinusoidal. Pentru aceasta este necesar ca locomotivele electrice să dispună de filtre corespunzătoare.

În al doilea rând transformatoarele de curent utilizate în nodurile cu regimuri deformante pronunțate trebuie adoptate transformatoarele ce prezintă caracteristica magnetică cât mai liniară, în situații limită apelându-se la transformatoare speciale cu dispozitive de compensare sau fără miez de fier. Dacă aceste soluții nu pot fi aplicate se poate apela și la corecții digitale, dar aceasta numai după ce s-au efectuat un număr de măsurători corespunzător. Oricum luarea în considerare pe fundamentală a unor erori de $0,2 \pm 0,5\%$ numai, nu este de un fapt de neglijat la consumul de energie pe care-l realizează tracțiunea feroviară.

În ceea ce privește transformatoarele de tensiune, aici lucrurile apar mai simple, s-ar părea că folosirea unor sisteme capacitive asigură erori foarte bune. În acest sens rezultatele obținute pe transformatorul TECU 110kV sunt edificatoare, erorile nedepășind $0,1 \pm 0,2\%$. În schimb transformatoarele inductive s-au dovedit a fi și aici neadecvate.

În încheiere, dorim să relevăm faptul că această lucrare deși nu aduce nimic spectaculos scoate în evidență erorile de măsurare pe care le induc sistemele clasice de măsură, în particular transformatoarele de măsură în regimuri nesinusoidale, reclamând mai multă atenție în alegerea mijloacelor de măsurare în aceste regimuri și adaptarea unor noi mijloace adecvate. Lucrarea a reclamat realizarea a peste 400 de măsurători și determinări eșalonate pe parcursul unei durate de mai multe luni.

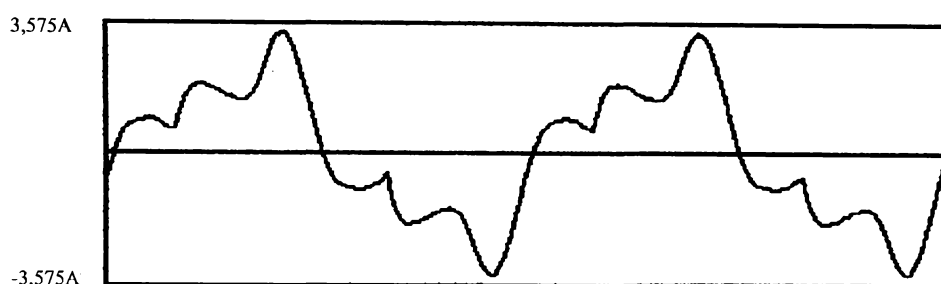
Experi ment	Trafo de măsură	Sarci nă	Regim				în secundar regimul deforman t este atenuat	Eroarea de măsură a valoni efective [%]	Eroarea de măsură pe armonici în valoare absolută [%]	Corelația sarcină armonică	Observații
			δ_1 [%]	δ_2 [%]	δ_3 [%]	δ_4 [%]					
a)	CIRS 10kV 2x75/5/5 A	20+80	34,82÷ 44,3	27,19÷ 33,9	14,37÷ 28,9	2,17÷1 5,52	0,58 în medie	-nu se poate preciza	-slabă $\rho=0,6\pm 0,7$	$ \Delta K = 0,255 + 0,275 \cdot K +$ $+ 0,00054 \cdot K^2$	
z)	CIRS 10kV 2x75/5/5 A	3+30	17÷ 23,23	15,27÷ 21,7	3÷7	0,8÷3	-pt. $k_s < 5\%$ $\Delta k \geq 2\%$ -pt. $k_s \geq 15\%$ $\Delta k \leq 0,5\%$	-nu se poate stabili cu precizie	-slabă $\rho \approx 0,5$	-pt. armonici $k \geq 9$ erorile pt. $k_s < 5\%$ pot atinge și 10%	
b)	CIRS 10kV 30/5/5 A	15+100	28+60	21+55	11+26	5+16	$\leq 0,5$ în medie	-erorile cresc cu scăderea sarcinii și creșterea rang. armonică	-slabă $\rho \approx 0,69$	$ \Delta K = 0,449 + 0,2204 \cdot K +$ $+ 0,000693 \cdot K^2$ $K_s \leq 10\%$ $\Delta K_a) = 0,13 + 0,0587 \cdot K^2$ $K_s \in (10,20\%]$ $\Delta K_b) = 0,15 + 0,0475 \cdot K^2$ $K_s \in (20,30\%]$ $\Delta K_c) = 0,18 + 0,0362 \cdot K^2$ $K_s \in (30,40\%]$ $\Delta K_d) = 0,1778 + 0,0422 \cdot K^2$	
k)	CIRS 10kV 30/5/5 A	5+30	12+14	15+20	15+20	9,7÷ 11,6	$\leq 0,25$	-nu s-au putut stabili concluzii certe decât pentru fundamentală -semnal erorilor pe armonici nu este stabil, neputându-se afirma cu certitudine care este: +rev	-slabă $\tau = 2,53$ $\rho = 0,5 \pm 0,7$	$K_s \leq 20\%$ $\Delta K_a) = 0,6 + 0,075 \cdot K^2$ $K_s \in (20,30\%]$ $\Delta K_b) = 0,55 + 0,058 \cdot K^2$ $K_s \in (30,50\%]$ $\Delta K_c) = 0,729 + 0,048 \cdot K^2$ $K_s \in (10,50\%]$ $\Delta K_d) = 0,639 + 0,058 \cdot K^2$	
Ka ₂)	CIRS 10kV 30/5/5 A înășurare protecție	10+5	21÷ 23,5	19+20	8+11	6÷7	$\leq 0,8$ mai mare decât la măsură	-erorile pe armonici au semne diferite -armonicile 3 și 5 prezintă erori de semne contrare	-slabă $\rho = 0,5 \pm 0,6$		

Expe ri ment	Trafo de Măsură	Sarci nă	Regim				În secundar regimul deformant este atenuat	Eroarea de măsură a valorii efective [%]	Eroarea de măsură pe armonici în valoare absolută [%]	Corelația sarcină armonică	Observații
			δ_1 [%]	δ_2 [%]	δ_3 [%]	δ_4 [%]					
rev)	CIRS 10kV 30/5/5 A după 200 ore de funcționare la Ks=50%	3+25	18+21	16+19	6+8	3+5	≤1% chiar și la sarcini foarte mici	-nu apar diferențe față de regimurile autentice ,de exemplu k	-slabă	proba nu este relevantă	
sin)	CIRS 10kV 30/50/5 A regim practic nesinusoidal	4+30	2,8+ 3,6	2,47+3,4	0,7+1,6	<1	în medie ≤0,2	-sensibilitatea pronunțată a erorii cu mărirea sarcinii	—	$ \Delta K = 0,64 - 0,11\sqrt{Ks}$	
c)	CIRS 20kV 2x75/5/5 A	5+40	30+60	20+55	12+26	5+16	în medie 0,3 -la Ks=5% Δk=0,8% -la Ks>10% Δk=0,1+0,2%	-nu s-au putut stabili corelații certe -pe armonici erorile cresc; pentru K<15 erorile cel puțin se dublează	-slabă ρ≈0,69	$ \Delta K = 0,1125 + 0,1865 \cdot K +$ $+ 0,016 \cdot K^2$	
e)	CESU 110kV 2X100/5/5/5 A	8+30	~57	~51	2,44	7,28	≤0,9	-nu s-au putut stabili corelații certe	ρ=0,7	$ \Delta K = 0,634 + 0,34 \cdot K +$ $+ 0,026 \cdot K^2$ -deși erorile sunt mai mari, totuși ele nu depășesc 1%	
f)	CESU 110kV 2x100/5/5/5 A	8+30	16,48	11,3	5,4	3,2	≤1,3	-nu s-au putut stabili corelațiile certe -erorile sunt mai mari (~duble) față de e)	ρ=0,68	$ \Delta K = 0,3389 + 0,6088 \cdot K +$ $+ 0,0527 \cdot K^2$	

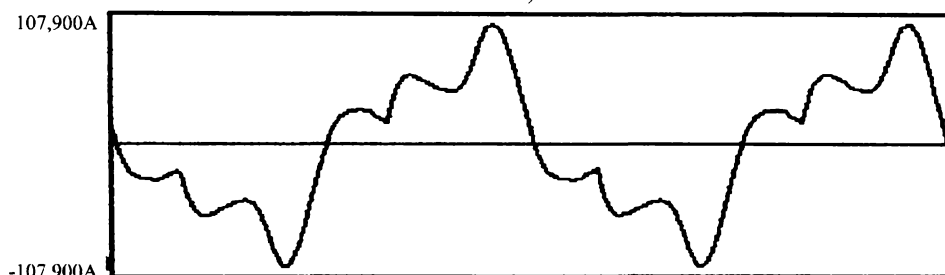
8.7. Probe și măsurători

8.7.1. CIRS 10kV 2x75/5/5 A - Proba1

- a) Curba curentului primar
- b) Curba curentului secundar
- c) Rezultatele analizei armonice



a)



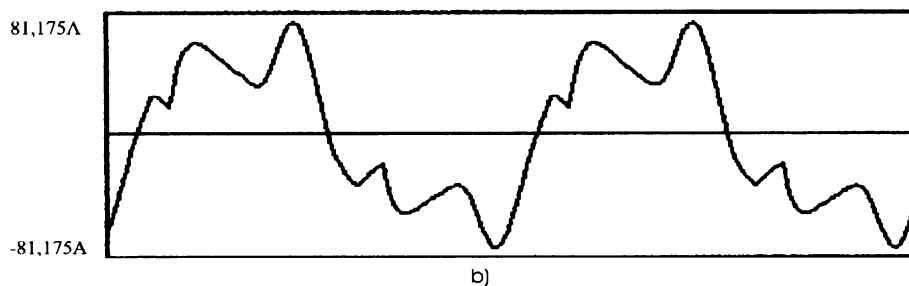
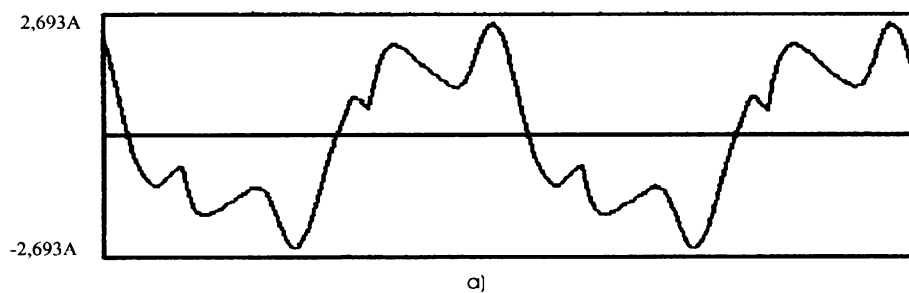
b)

Arm	Nivel		VefArm		KArm
	I_p	I_s	I_p	I_s	
1	1,0000	1,0000	52,9386	1,7526	30,2058
3	0,3303	0,3309	17,4844	0,5800	30,1454
5	0,2891	0,2907	15,3045	0,5095	30,0359
7	0,0217	0,0221	1,1514	0,0388	29,6631
9	0,0379	0,0389	2,0057	0,0683	29,3863
11	0,0343	0,0364	1,8169	0,0638	28,4769
13	0,0159	0,0166	0,8416	0,0290	29,0144
15	0,0140	0,0149	0,7398	0,0261	28,3766
17	0,0091	0,0109	0,4823	0,0190	25,3518
19	0,0077	0,0083	0,4092	0,0145	28,1428
21	0,0056	0,0083	0,2982	0,0146	20,4024
23	0,0049	0,0065	0,2573	0,0114	22,5414
25	0,0039	0,0059	0,2043	0,0103	19,8999

c)

8.7.2. CIRS 10kV 2x75/5/5 A - Proba2

- a) Curba curentului primar
- b) Curba curentului secundar
- c) Rezultatele analizei armonice

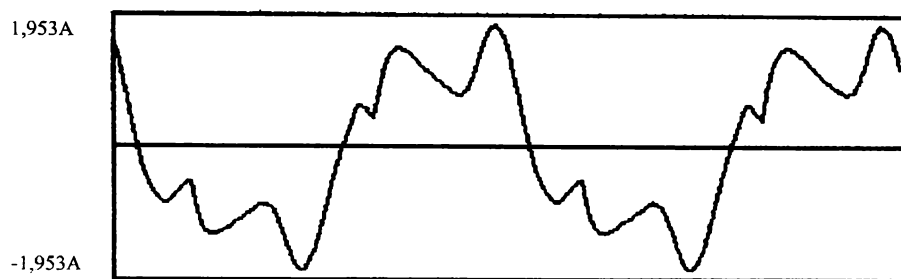


Arm	Nivel		VefArm		KArm
	I_p	I_s	I_p	I_s	
1	1,0000	1,0000	44,8195	1,4843	30,1965
3	0,3339	0,3329	14,9653	0,4941	30,2868
5	0,2382	0,2393	10,6751	0,3553	30,0496
7	0,0616	0,0629	2,7622	0,0934	29,5816
9	0,0471	0,0488	2,1097	0,0725	29,1196
11	0,0145	0,0167	0,6486	0,0249	26,0894
13	0,0128	0,0130	0,5752	0,0193	29,8255
15	0,0044	0,0034	0,1978	0,0050	39,3896
17	0,0057	0,0051	0,2564	0,0076	33,6972
19	0,0079	0,0072	0,3548	0,0107	33,1906
21	0,0070	0,0064	0,3139	0,0095	32,8763
23	0,0045	0,0041	0,2002	0,0061	32,5970
25	0,0055	0,0051	0,2468	0,0075	32,7443

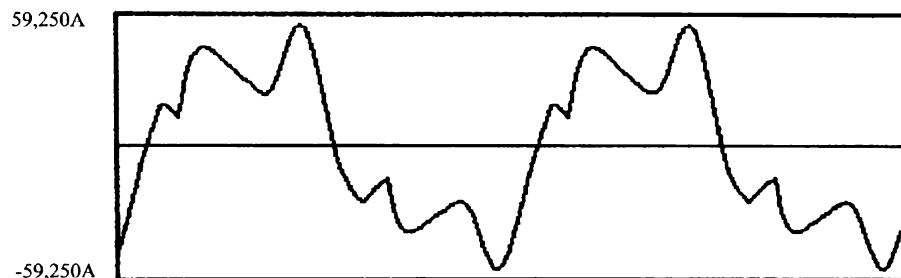
c)

8.7.3. CIRS 10kV 2x75/5/5 A - Proba3

- a) Curba curentului primar
- b) Curba curentului secundar
- c) Rezultatele analizei armonice



a)



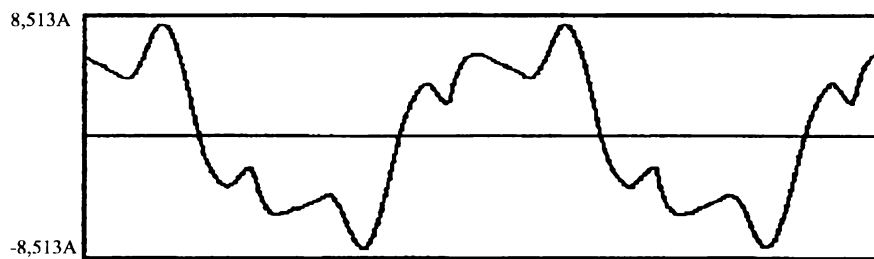
b)

Arm	Nivel		VefArm		KArm
	I_p	I_s	I_p	I_s	
1	1,0000	1,0000	37,4586	1,2436	30,1203
3	0,3392	0,3420	12,7050	0,4254	29,8693
5	0,1692	0,1651	6,3380	0,2053	30,8768
7	0,0959	0,0861	3,5921	0,1071	33,5470
9	0,0546	0,0618	2,0456	0,0769	26,6152
11	0,0449	0,0438	1,6803	0,0545	30,8137
13	0,0350	0,0318	1,3101	0,0395	33,1781
15	0,0,0224	0,0252	0,8374	0,0313	26,7333
17	0,0130	0,0144	0,4880	0,0179	27,3180
19	0,0122	0,0092	0,4552	0,0114	39,8068
21	0,0104	0,0114	0,3812	0,0142	27,5266
23	0,0073	0,0087	0,2717	0,0108	25,2549
25	0,0071	0,0057	0,2658	0,0071	37,5885

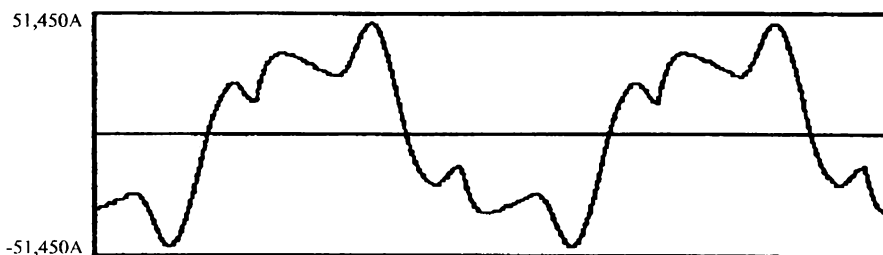
c)

8.7.4. CIRS 10kV 30/5/5 A - Proba4

- a) Curba curentului primar
- b) Curba curentului secundar
- c) Rezultatele analizei armonice



a)



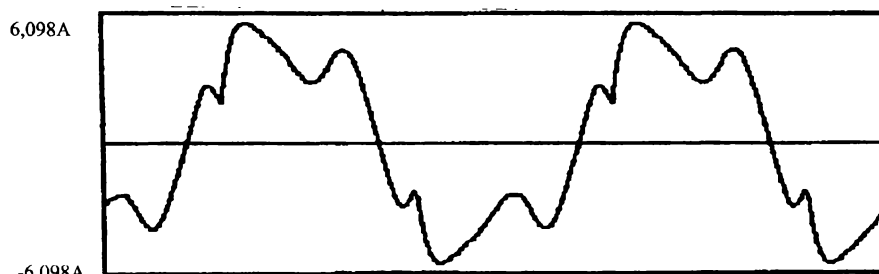
b)

Arm	Nivel		VefArm		KArm
	I _p	I _s	I _p	I _s	
1	1,0000	1,0000	29,0781	4,8258	6,0255
3	0,2911	0,2898	8,4644	1,3984	6,0530
5	0,2605	0,2593	7,5751	1,2515	6,0526
7	0,0448	0,0502	1,3017	0,2422	5,3745
9	0,0488	0,0475	1,4196	0,2290	6,1982
11	0,0179	0,0174	0,5196	0,0842	6,1733
13	0,0195	0,0209	0,5672	0,1009	5,6229
15	0,0098	0,0090	0,2860	0,0435	6,5818
17	0,0044	0,0031	0,1276	0,0148	8,6252
19	0,0035	0,0021	0,1010	0,0103	9,8299
21	0,0025	0,0023	0,0724	0,0110	6,5697
23	0,0025	0,0026	0,0723	0,0127	5,6772
25	0,0030	0,0030	0,0874	0,0143	6,0995

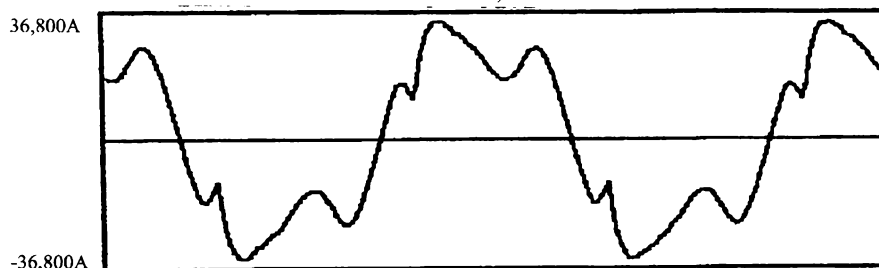
c)

8.7.5. CIRS 10kV 30/5/5 A - Proba5

- a) Curba curentului primar
- b) Curba curentului secundar
- c) Rezultatele analizei armonice



a)



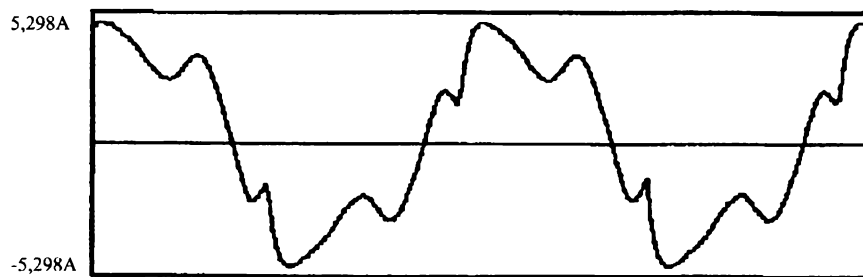
b)

Arm	Nivel		VefArm		KArm
	I _p	I _s	I _p	I _s	
1	1,0000	1,0000	22,9647	3,8049	6,0356
3	0,2789	0,2775	6,4038	1,0558	6,0655
5	0,1259	0,1260	2,8921	0,4796	6,0305
7	0,0799	0,0815	1,8352	0,3101	5,9185
9	0,0478	0,0483	1,0977	0,1838	5,9715
11	0,0446	0,0448	1,0238	0,1706	6,0025
13	0,0271	0,0294	0,6234	0,1117	5,5809
15	0,0213	0,0221	0,4882	0,0841	5,8039
17	0,0151	0,0146	0,3475	0,0554	6,2764
19	0,0116	0,0119	0,2669	0,0451	5,9168
21	0,0107	0,0104	0,2455	0,0394	6,2285
23	0,0069	0,0079	0,1586	0,0302	5,2520
25	0,0055	0,0051	0,1263	0,0193	6,5293

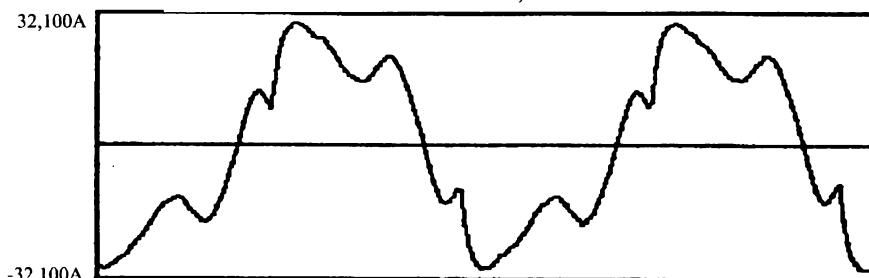
c)

8.7.6. CIRS 10kV 30/5/5 A - Proba6

- a) Curba curentului primar
- b) Curba curentului secundar
- c) Rezultatele analizei armonice



a)



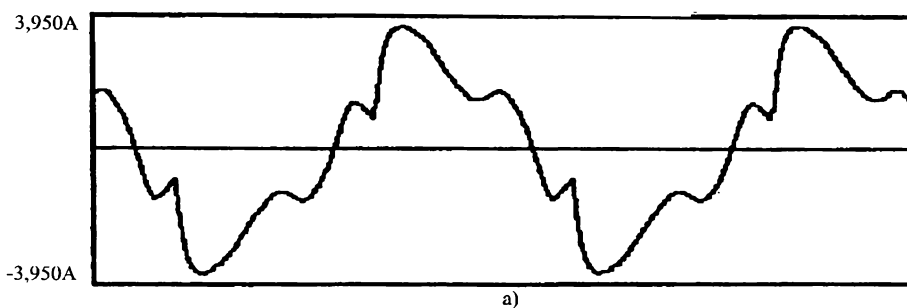
b)

Arm	Nivel		VefArm		KArm
	I_p	I_s	I_p	I_s	
1	1,0000	1,0000	19,6833	3,2600	6,0378
3	0,2519	0,2499	4,9577	0,8147	6,0850
5	0,1177	0,1129	2,3164	0,3682	6,2918
7	0,0788	0,0801	1,5520	0,2611	5,9433
9	0,0564	0,0550	1,1093	0,1793	6,1874
11	0,0510	0,0492	1,0047	0,1605	6,2581
13	0,0299	0,0295	0,5890	0,0962	6,1226
15	0,0227	0,0224	0,4466	0,0731	6,1130
17	0,0149	0,0146	0,2881	0,0476	6,0470
19	0,0119	0,0107	0,2345	0,0349	6,7245
21	0,0086	0,0075	0,1687	0,0244	6,9169
23	0,0069	0,0051	0,1353	0,0165	8,2051
25	0,0056	0,0028	0,1100	0,0091	12,0516

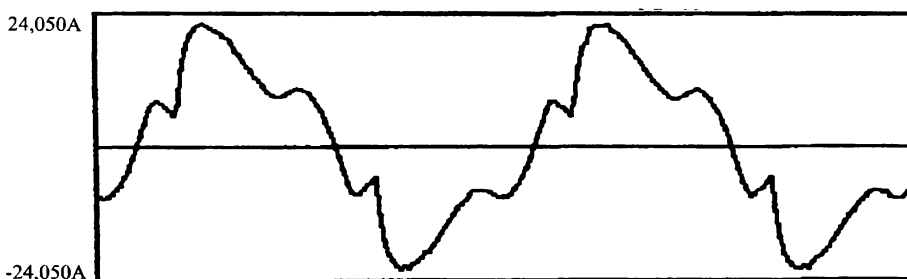
c)

8.7.7. CIRS 10kV 30/5/5 A - Proba7

- a) Curba curentului primar
- b) Curba curentului secundar
- c) Rezultatele analizei armonice



a)



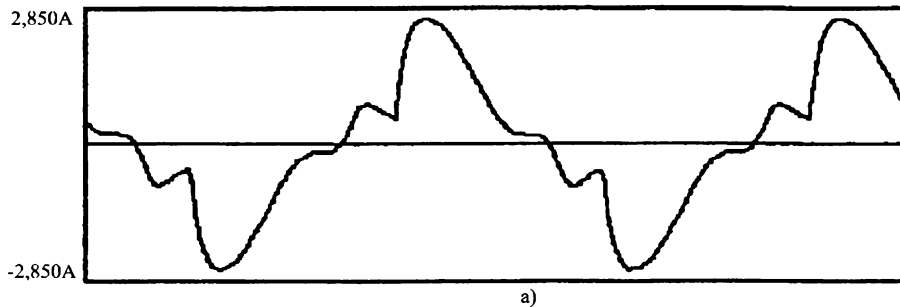
b)

Arm	Nivel		VefArm		KArm
	I _p	I _s	I _p	I _s	
1	1,0000	1,0000	13,7519	2,2706	6,0565
3	0,2138	0,2232	2,9401	0,5069	5,8000
5	0,1092	0,1077	1,5014	0,2446	6,1375
7	0,1015	0,1022	1,3962	0,2321	6,0154
9	0,0638	0,0653	0,8779	0,1483	5,9195
11	0,0520	0,0536	0,7151	0,1216	5,8791
13	0,0261	0,0274	0,3593	0,0622	5,7732
15	0,0215	0,0207	0,2963	0,0470	6,3012
17	0,0144	0,0173	0,1985	0,0393	5,0453
19	0,0108	0,0121	0,1480	0,0275	5,3790
21	0,0115	0,0103	0,1588	0,0233	6,8097
23	0,0114	0,0083	0,1565	0,0188	8,3248
25	0,0118	0,0095	0,1617	0,0215	7,5241

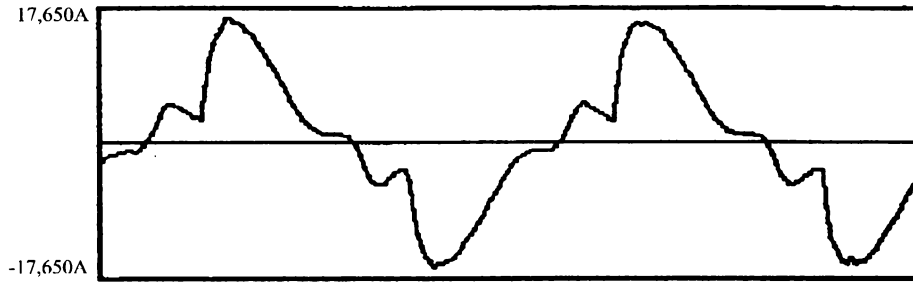
c)

8.7.8. CIRS 10kV 30/5/5 A - Proba8

- a) Curba curentului primar
- b) Curba curentului secundar
- c) Rezultatele analizei armonice



a)



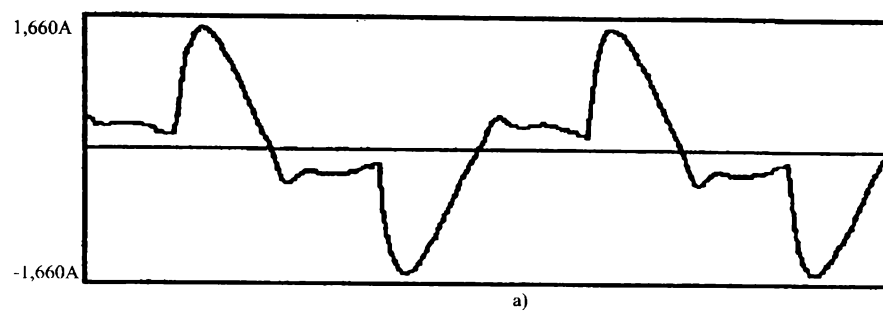
b)

Arm	Nivel		VefArm		KArm
	I_p	I_s	I_p	I_s	
1	1,0000	1,0000	8,8714	1,4682	6,0424
3	0,2845	0,2856	2,5235	0,4193	6,0177
5	0,1211	0,1193	1,0740	0,1752	6,1308
7	0,1280	0,1264	1,1355	0,1855	6,1199
9	0,0685	0,0680	0,6079	0,0998	6,0935
11	0,0330	0,0352	0,2923	0,0517	5,6585
13	0,0226	0,0242	0,2005	0,0356	5,6376
15	0,0190	0,0212	0,1687	0,0312	5,4145
17	0,0164	0,0190	0,1453	0,0279	5,2043
19	0,0166	0,0166	0,1471	0,0244	6,0311
21	0,0122	0,0114	0,1081	0,0167	6,4597
23	0,0198	0,0097	0,0870	0,0142	6,1138
25	0,0123	0,0083	0,1091	0,0121	9,0070

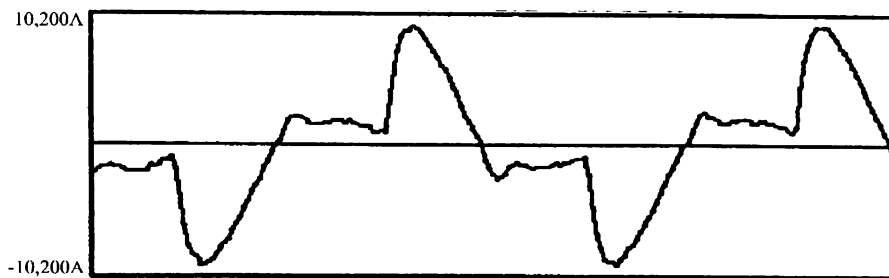
c)

8.7.9. CIRS 10kV 30/5/5 A - Proba9

- a) Curba curentului primar
- b) Curba curentului secundar
- c) Rezultatele analizei armonice



a)



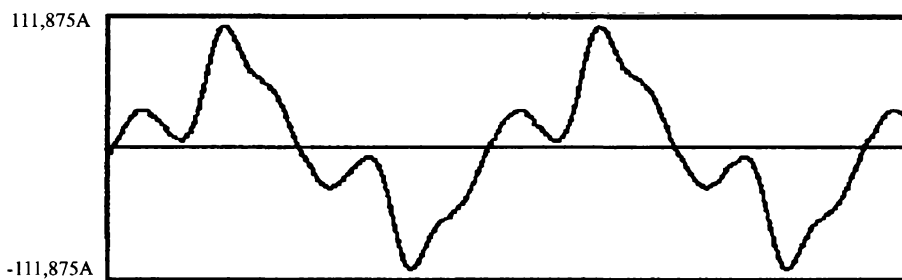
b)

Arm	Nivel		VefArm		KArm
	I_p	I_s	I_p	I_s	
1	1,0000	1,0000	4,2588	0,7047	6,0434
3	0,5488	0,5490	2,3372	0,3869	6,0415
5	0,1426	0,1468	0,6071	0,1034	5,8687
7	0,1590	0,1518	0,6771	0,1070	6,3295
9	0,0553	0,0542	0,2355	0,0382	6,1610
11	0,0622	0,0669	0,2650	0,0471	5,6247
13	0,0282	0,0327	0,1202	0,0230	5,2171
15	0,0298	0,0308	0,1271	0,0217	5,8632
17	0,0204	0,0246	0,0870	0,0173	5,0265
19	0,0172	0,0203	0,0733	0,0143	5,1274
21	0,0133	0,0172	0,0568	0,0121	4,6877
23	0,0092	0,0139	0,0392	0,0098	3,9972
25	0,0018	0,0133	0,0076	0,0094	0,8141

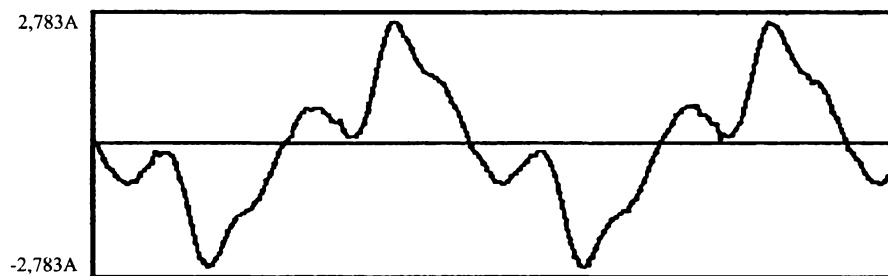
c)

8.7.10. CESU 110kV 2x100/5/5 A - Proba10

- a) Curba curentului primar
- b) Curba curentului secundar
- c) Rezultatele analizei armonice



a)



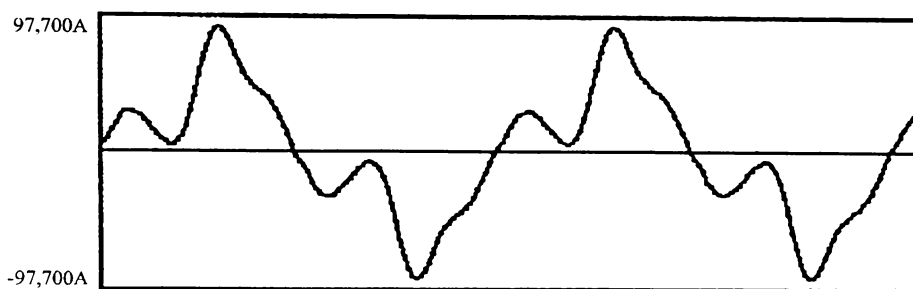
b)

Arm	Nivel		VefArm		KArm
	I_p	I_s	I_p	I_s	
1	1,0000	1,0000	50,1923	1,2468	40,2573
3	0,4185	0,4167	21,0057	0,5195	40,4355
5	0,2359	0,2355	11,8407	0,2936	40,3286
7	0,0978	0,1001	4,9101	0,1248	39,3577
9	0,0298	0,0274	1,4945	0,0342	43,7172
11	0,0092	0,0047	0,4619	0,0059	78,7173
13	0,0038	0,0046	0,1928	0,0057	33,8109
15	0,0045	0,0025	0,2264	0,0032	71,8355
17	0,0016	0,0039	0,0784	0,0049	15,9789
19	0,0013	0,0028	0,0671	0,0035	19,3496
21	0,0025	0,0087	0,1247	0,0108	11,5314
23	0,0024	0,0017	0,1189	0,0021	57,5387
25	0,0016	0,0066	0,0796	0,0082	9,7301

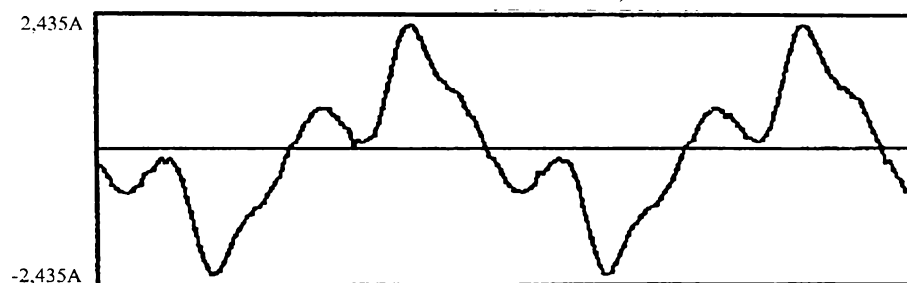
c)

8.7.11. CESU 110kV 2x100/5/5 A - Proba11

- a) Curba curentului primar
- b) Curba curentului secundar
- c) Rezultatele analizei armonice



a)



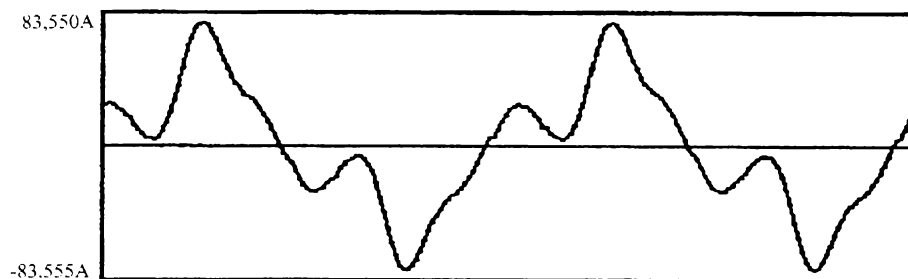
b)

Arm	Nivel		VefArm		KArm
	I_p	I_s	I_p	I_s	
1	1,0000	1,0000	42,7888	1,0616	40,3074
3	0,4383	0,4464	18,7529	0,4739	39,5694
5	0,2485	0,2504	10,6310	0,2659	39,9866
7	0,0912	0,0827	3,9042	0,0878	44,4619
9	0,0302	0,0243	1,2917	0,0258	50,0831
11	0,0103	0,0087	0,4428	0,0092	48,1388
13	0,0053	0,0025	0,2247	0,0026	85,9437
15	0,0043	0,0043	0,1833	0,0045	40,5677
17	0,0035	0,0104	0,1490	0,0110	13,5401
19	0,0049	0,0037	0,2105	0,0039	53,6368
21	0,0036	0,0134	0,1520	0,0143	10,6656
23	0,0037	0,0024	0,1562	0,0025	61,5814
25	0,0023	0,0053	0,0980	0,0057	17,2821

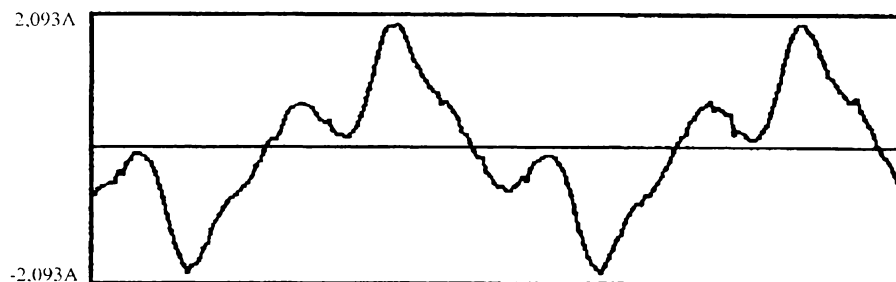
c)

8.7.12. CESU 110kV 2x100/5/5 A - Proba12

- a) Curba curentului primar
 b) Curba curentului secundar
 c) Rezultatele analizei armonice



a)



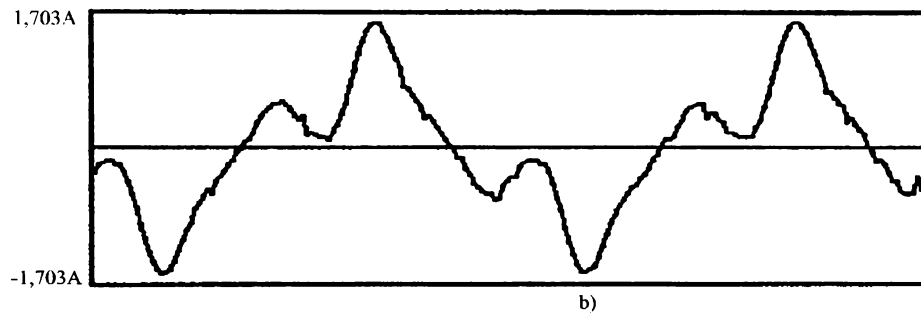
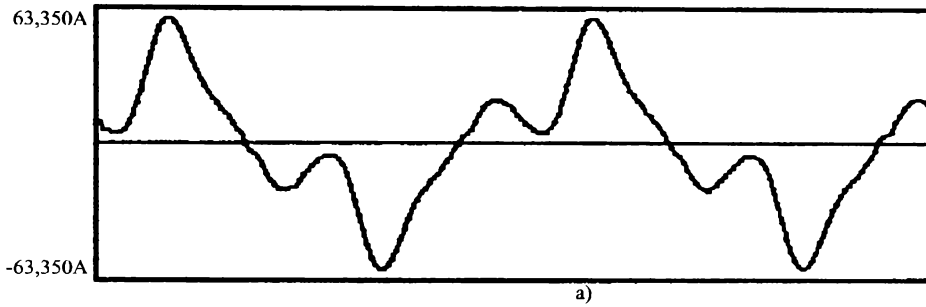
b)

Arm	Nivel		VefArm		KArm
	I_p	I_s	I_p	I_s	
1	1,0000	1,0000	35,9550	0,8868	40,5429
3	0,4528	0,4582	16,2810	0,4064	40,0644
5	0,2597	0,2639	9,3380	0,2341	39,8931
7	0,0656	0,0696	2,3591	0,0617	38,2429
9	0,0270	0,0280	0,9724	0,0249	39,1244
11	0,0117	0,0154	0,4221	0,0137	30,8641
13	0,0090	0,0149	0,3246	0,0132	24,5883
15	0,0094	0,0096	0,3395	0,0085	39,9668
17	0,0067	0,0028	0,2412	0,0024	98,5205
19	0,0046	0,0021	0,1652	0,0019	87,4618
21	0,0025	0,0067	0,0909	0,0059	15,3688
23	0,0023	0,0022	0,0827	0,0020	42,3397
25	0,0019	0,0023	0,0678	0,0020	33,6375

c)

8.7.13. CESU 110kV 2x100/5/5 A - Proba13

- a) Curba curentului primar
- b) Curba curentului secundar
- c) Rezultatele analizei armonice



Arm	Nivel		VefArm		KArm
	I_p	I_s	I_p	I_s	
1	1,0000	1,0000	28,4546	0,7138	39,8619
3	0,4936	0,4773	14,0466	0,3407	41,2301
5	0,2657	0,2719	7,5611	0,1941	38,9563
7	0,0569	0,0496	1,6192	0,0354	45,7602
9	0,0276	0,0282	0,7840	0,0201	38,9436
11	0,0090	0,0064	0,2574	0,0046	56,3029
13	0,0053	0,0059	0,1513	0,0042	36,1177
15	0,0072	0,0053	0,2038	0,0038	53,5475
17	0,0073	0,0045	0,2068	0,0032	63,7060
19	0,0058	0,0091	0,1642	0,0065	25,2201
21	0,0043	0,0080	0,1237	0,0057	21,7080
23	0,0026	0,0097	0,0745	0,0069	10,7464
25	0,0021	0,0080	0,0589	0,0057	10,2925

c)

BIBLIOGRAFIE

- [1] ARIE A., NEGUȘ G., GOLOVANOV C., GOLOVANOV N., Poluarea cu armonici a sistemelor electroenergetice funcționând în regim permanent simetric, Editura Academiei Române, București 1994,
- [2] PUȘCAȘU S., MARCOVICI I., Mărimi și regimuri electrice nesinusoidale, Editura "Scrisul Românesc", Craiova, 1974,
- [3] CHIUȚA I., CONECINI I., Compensarea regimului energetic deformant, Editura Tehnică, București 1989,
- [4] GIRGIS, ADLY, A, CLAPP MICHAEL C, MAKRAM B., E., QIU JUN, DALTON G., I., CATOE C. R., Measurement and characterization of harmonic and high frequency distortion for a large industrial load, IEEE Transactions on Power Delivery, vol.8, No.2 April 1993, pp 427-434,
- [5] ARRILLAGA J, BRADLEY, D., A, BODGER P, S, Power System Harmonics, John Wiley&Sons, New York, 1985,
- [6] POEATA A., ARIE A., CRISAN O., EREMIĂ M., ALEXANDRESCU A., BUTA A., Transportul și distribuția energiei electrice, Editura Didactică și Pedagogică, București 1981,
- [7] CRISAN O, Sisteme electroenergetice, Editura Didactică și Pedagogică, București 1979,
- [8] BUTA A., Transportul și distribuția energiei electrice, Universitatea Tehnică Timișoara, 1991,
- [9] ROBERT A., DEFLANDRE T, Groupe de Travail CCO2, Guide pour l'évaluation de l'impédance harmonique du réseau, ELECTRA No.167, Août 1996, pp 96-135,
- [10] ROBERT A., Groupe d'Action Communium 01 des Groupes de Travail 14.03 et CCO2, Raccordement aux réseaux à haute tension des installations produisant des harmoniques avec référence particulière aux liaisons à courant continu, Guide pour la limitation des effets des tensions harmoniques, ELECTRA no.149, Août 1993, pp72-86,
- [11] KIMBARK, E, W, Direct current transmission, volume I, Wiley - Interscience, New York, 1971,
- [12] ȘORA C., Bazele Electrotehnicii, Editura Didactică și Pedagogică, București 1976,
- [13] TIMOTIN A, HOTOPAN V., IFRIM A., PREDĂ M., Lecții de bazele Electrotehnicii, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1970,
- [14] NEMEȘ M., Sisteme electrice de putere, Editura "Politehnică", Timișoara, 1998,
- [15] MARCHAL G. H., PONCELET R., Transport et distribution de l'énergie électrique, Presses universitaires de Bruxelles, 1972,
- [16] ARRILLAGA J., ARNOLD C.P., Computer analysis of power systems, John Wiley, New York, 1990,
- [17] GÖNEN T., Electric Power transmission system analysis and design, A. Wiley - Interscience Publication, John Wiley&Sons, New York 1988,

- [18] NEVES L. A. W., DOMMEL H. W., WILSON, XU, Practical distribution transformer models for harmonic studies, IEEE Transactions on Power Delivery vol.10, No2, 1995, pp 906÷912,
- [19] ARRILAGA J., ARNOLD C. P., HARKER R. J., Computer modelling of electrical power systems, A. Wiley Interscience Publication New York 1983,
- [20] DOMINGUEZ M., COOPE I. D., ARRILAGA J., WATSON N. R., An adaptive scheme for the derivation of harmonic impedance contours, IEEE Transactions on Power Delivery, vol.9, No 2, April 1994, pp 879÷886,
- [21] VASILIU Z. M., Contribuții privind metode și sisteme de evaluare a gradului de poluare cu armonici a rețelelor electrice, Teza de doctorat, Galați 1996,
- [22] MARTINON, FAUQUEMBERGUE P., LACHAUME J., MEUNIER M., A new statistical approach of harmonic propagation in transmission systems, IEEE Transactions on Power Delivery, vol.11, No 2, April 1996, pp 1032÷1038,
- [23] AKRAM M. F., ORTMEYER T. M., SVOBODA J. A., An improved harmonic modelling technique for transmission network, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 9, No 3, July 1994, pp 1510÷1516,
- [24] MEYNUAD P. BERGEAL Y., HEIKKILA H., KENDLL P., PILEGAARD M., ROBERT A., WALDMANN E., Harmoniques, paramètres caractéristiques, méthodes d'étude estimation de valeurs existantes en réseau, ELECTRA, No 77, Juillet, pp 35÷54,
- [25] WILLIAMSON J., Effets des harmoniques du réseau sur les machines, Conférence Internationale sur les harmoniques dans les Réseaux Electriques, UMIS Manchester Angleterre, 1-2 Septembrie 1998, pp 85÷101,
- [26] ***, Power Systems Harmonics: An Overview, IEEE Working Group on Power System Harmonics, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol PAS-102, No 8, Aug. 1983, pp 2455÷2460,
- [27] FUCHS E., F., ROESLER D. J., ALASHHAB F. S., Sensivity of electrical appliances to harmonics and fractional harmonics of the power system's voltage, Part I: Transformers and induction machines IEEE Transactions on Power Delivery, vol. PWRD-2, No 2, April 1987, pp 437÷443,
- [28] XIA D., HEYDT G. T., Harmonic Power flow studies Part I – formulation and solution, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-101, june 1982, pp 1257÷1270,
- [29] BEJOT I. P., Comportament d'un transformateur MT/BT en présence d'harmoniques de courant, RGE nr.7, 1992, pp 31÷35,
- [30] KEYHANI, A, CHUA, S, W, SEBO, S, A, Maximum likelihood estimation of transformer high frequency parameters from test data, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 6, No 2, april 1991, pp 858÷865,
- [31] DUGAN, R, C, SMITHS, D, Low-voltage-side current surge phenomene in single-phase distribution transformer systems, IEEE Transactions on Power Delivery, vol3, No 2, apr. 1988, pp 637÷647,
- [32] VAESSEN, P, T, M, Transformer model for high frequencies IEEE Transactions on Power Delivery, vol 3, No 4, october 1988, pp 1761÷1768,
- [33] MORCHED, A, MARTI, L, OTTEVANGERS, J, A high frequency transformer model for the EMTP, IEEE Transactions on Power Delivery, vol 8, No 3, July 1993, pp 1615÷1626,
- [34] BERGEN, A, R, Power systems analysis, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1986,
- [35] DORDEA T, Mașini electrice, Editura Didactică și Pedagogică, București 1970,

- [36] STEVENSON A., Elements of Power Systems Analysis, Mc Graw Hill, New York, 1963,
- [37] GHEORGHIU I, S, Masini Electrice, Editura Tehnică, Bucuresti, 1997,
- [38] RĂDULEȚ R, Bazele Electrotehnicii, Probleme, Editura Didactică și Pedagogică, București 1979,
- [39] EDITH CLARKE, Analiza circuitelor sistemelor electroenergetice, traducere selectivă din limba engleză, Editura Tehnică, București 1973,
- [40] BUTA A., PANĂ A., Transportul și distribuția energiei electrice, Îndrumar de proiectare, Centrul de multiplicare, Universitatea "Politehnica" Timișoara, 1997,
- [41] ARRILAGA J, JUHLINL, LAMTINEN M, RIBEIRO P, SARAVEDRA A, R, Modelisation de reseaux ca pour la conception des filtres ca-vue d'ensemble sur le modelisation des impedances, GAC 36.05.02/14.03.03, CIGRE ELECTRA, No 164, 1996, pp 132÷152,
- [42] ALLAN GREENWOOD, Electrical transients in Power Systems, John Wiley&Sons Inc, New York, 1991,
- [43] CIGRE, Working Group 02 of Study Commiteee 13, Interruption of small inductive currents, Chapter 5 – Part I, ELECTRA No 133, pp 79÷96,
- [44] POTOLEA E, Calculul regimurilor de funcționare ale sistemelor electroenergetice, Editura Tehnică București, 1977,
- [45] DRAGAN G, ș.a., Supratensiuni interne în sistemele electroenergetice, Editura Tehnică București, 1979,
- [46] MATSCH, L.W., LEWIS, W. A., The magnetic proprieties of ACSR corewire, AIEE Transaction, vol 77, pt III, 1958, pp 1178÷1189,
- [47] MORGAN T. V., Electrical characteristics of steel-core aluminium conductors, Proceedings IEE, vol 112, No 2, 1965, pp 325÷334,
- [48] MORGAN, T.V., PRICE, C. F., Magnetic proprieties in axial 50Hz field of steel core for overhead-line conductors, Proceedings, IEE, vol 112, No 10, 1969, pp 1681÷1694,
- [49] MORGAN, T.V., FINDLAY, R. D., The effect of frequency of the resistance and internal inductance of bare ACSR conductors, IEEE Transactions on Power Delivery, vol 6, No 3, 1991, pp 1319÷1326,
- [50] BUTA A., PANĂ A., Considerarea pierderilor în miezul de oțel al conductoarelor LEA la calculul electric, SNRE, Ediția a VII-a, Suceava, 1994, vol 3, pp 296÷306,
- [51] BUTA A., PANĂ A., GHINGHELI A., IȘTOAN D., Asupra comportării conductoarelor aluminiu-oțel în regimuri reale de funcționare, Conferința de Electroenergetică, Timișoara, 1994, pp 489÷497,
- [52] BERCOVICI M., ARIE A., POEATĂ A. , Rețele electrice, Calculul electric, Editura Tehnică, București, 1963,
- [53] PAYS M., Perspectives d'évolution tehniue des câbles et leur méthode de pose, RGE No 4, 1994, pp 27÷33.
- [54] ARGAUT, P, DEJEAN P, M, DORISON E, SIMEON E, Câbles isolés moyenne, haute et très haute tension. RGE No 11, 1992, pp 88÷99,
- [55] FAVRIE, E, MIDOZ, J, PARASIE Y, PAYS, M, Les câbles isolés pour le transport et la distribution de l'énergie en France. REE. No 1, 1995, pp 81÷90,
- [56] RUCĂREANU C, MILITARU, P, HOTOBOC, V, CHIRECESCU V, PRIOTEASA, V, Linii electrice aeriene și subterane, Îndreptar, Editura Tehnică București, 1989,
- [57] BONNER A. at all, Task Force on Harmonics Modeling an Simulation, Modeling and simulation of the propagation of harmonics in electric power networks, Part I: Concepts models and simulation techniques. IEEE Transactions on Power Delivery, vol 11, No 1, January 1996. pp 452÷465.

- [58] CAPASSO A., LAMEDICA R., PRUDENZI A., TIRONI E., ZANINELLI D., Rotating load modeling for steady-state harmonic analysis, Proceedings of the 7th International Conference on harmonics and Quality of Power, Las Vegas, Nevada, 1996, pp 400÷405.
- [59] LAMEDICA R., PRUDENZI A., TIRONI E., ZANINELLI D., A model of large load areas for harmonic studies in distribution networks, IEEE Transaction on Power Delivery, vol 12, No 1, January 1997, pp 418÷423,
- [60] MILEA L., TICULA E., BUTA A., PANĂ A., The experimental determination of static characteristics at deforming consumers, Buletinul Științific al Universității Politehnica din Timișoara, seria Electrotehnică, Tom 42(56) /Fasc 2, 1996 pp 148÷159,
- [61] MOGA M., BUTA A., IVAȘCU C., MILEA L., Determinarea experimentală a caracteristicilor statice de putere funcție de tensiune ale consumatorilor complecși, Energetica, vol 36, nr.2, febr. 1988, pp 56÷61,
- [62] BUTA A. IVAȘCU C., MILEA L., Analiza comportării consumatorilor de tip extracție petrol în condiții de alimentare cu tensiune variabilă, Energetica, vol. 38, nr. 6-7, 1990, pp 248÷252,
- [63] IVAȘCU C., BUTA A., MILEA L., Analiza comportării consumatorilor casnici în condiții de alimentare cu tensiune și frecvență variabile, Energetica, vol. 40, nr.1, seria B, Ianuarie 1992, pp 7÷11,
- [64] IVAȘCU C., BUTA A., MILEA L., Identificarea pe cale experimentală a regimului deformant în câteva stații de transformare ale FRE Timișoara, CNEE, București, 1986, nr.8, pp 146÷157,
- [65] PILLEGGI I. D., Prediction of harmonics voltage in distribution systems, IEEE Transactions Power Apparatus and Systems, vol PAS-100, No 3, March, 1981, pp 1307÷1315,
- [66] BUTA A. și alții, Propagation du régime non sinusoidale dans les réseaux d'haute tension, Buletinul Institutului Politehnic din Iași, seria Electrotehnică, energetică, electronică Tom XLI, Fasc5, 1995, pp 499÷505,
- [67] VENICOV V. A., Transient processes in electrical power systems, Mir Publishers, Moscow, 1977,
- [68] BERG G. I., Power system load representation, Proceedings, IEE, vol120, nr.3, 1973, pp 344÷348,
- [69] IVAȘCU C., MOGA M., MILEA L., Identificarea caracteristicilor statice de putere funcție de tensiune ale unor consumatori complecși din sistemul electroenergetic, Sesiunea jubiliară, I. P. Iași, 1986, vol 13, pp 249÷255,
- [70] VASILIU Z. M., DUGAN V., DURAN I., Algoritm și program de analiză a circulației curenților armonici în sistemele electroenergetice, SNRE, Cluj Napoca, octombrie 1996, pp 23÷28,
- [71] IORDĂNESCU I., Compensarea factorului de putere și atenuarea regimului deformant, acțiuni interdependente în sistemele energetice moderne, Energetica, vol 28, 1980, nr.8, pp 327÷331,
- [72] MOGA I. M., Identificarea și estimarea caracteristicilor statice și dinamice ale marilor consumatori complecși din sistemul energetic, teză de doctorat, Institutul Politehnic "Traian Vuia" Timișoara, 1989,
- [73] EREMIĂ M., CRIȘCIU H., UNGUREANU B., BULAC C., Analiza asistată de calculator a regimurilor electroenergetice, Editura Tehnică București, 1989,
- [74] MILEA L., Sursele regimului deformant și analiza armonică, Referat doctorat, Universitatea "Politehnică", Timișoara, 1993.

- [75] BUTA A., IVAȘCU C., **MILEA L.**, Efectele regimului deformant asupra instalațiilor și aparatelor electrice din stațiile de m.t./î.t. ale Sistemului Energetic Național, *Energetica*, vol 36, septembrie 1988, Nr.8, pp 400÷404,
- [76] BUTA A., IVAȘCU C., **MILEA L.**, Aspecte particulare ale regimului deformant al stațiilor de medie tensiune, *Lucrările celei de a VII-a sesiuni de comunicări tehnico-științifice*, IRE Suceava, 1987,
- [77] ARIE A., GOLOVANOV N., DUMITRU C., Propagarea armonicilor de curent produse de căile ferate electrificate în sistemul electroenergetic, *Energetica*, 39, nr.2, seria B, martie-aprilie 1991, pp 77÷90,
- [78] POPESCU I., BĂRBULESCU D., ZAHARIA I., SUFLEȚEL N., Determinarea impedanței și circulației curenților armonici într-o rețea funcționând în regim deformant, *Energetica*, vol 38, 1990, Nr.2, pp 67÷72,
- [79] IORDĂNESCU I., Fenomenul de rezonanță datorită regimului deformant și măsuri pentru evitarea sa, *Conferință Națională de Energetică*, București 1983, vol 53, pp 134÷140,
- [80] IORDĂNESCU I., Adaptarea măsurilor de compensare a factorului de putere la condițiile create de existența regimului deformant, *Energetica*, vol 43, 1995, vol 5B, pp 236÷240,
- [81] BUTA A. , IVAȘCU C., **MILEA L.**, Stabilirea regimurilor optime de funcționare ale stațiilor de transformare în condițiile de alimentare cu energie electrică, *Contract de cercetare*, Timișoara, 1989,
- [82] IVAȘCU C., BUTA A., **MILEA L.**, Influența compensării puterii reactive asupra contorizării energiilor activă și reactivă din stațiile de transformare ale IEIRIEDEET Timișoara, *Contract de cercetare* 1986,
- [83] IORDĂNESCU I., Regimul deformant în noduri fără consumatori deformanți, Condiții de evitare a efectelor asupra instalațiilor, *Lucrările sesiunii științifice Iași*, 1986, Optimizarea dezvoltării și exploatării rețelelor electrice de distribuție, pp 29÷40,
- [84] POPESCU I., ZAHARIA I., PETRESCU C., Optimizarea factorului de putere al receptoarelor liniare în regim nesinusoidal, *SNRE*, Suceava, 1994, volumul III, pp 270÷278,
- [85] CREȚU GH., BOGDAN M., VOICU M., Măsurători efectuate în stațiile electrice de 110kV (Chitila, Ploiești Nord și Valea Largă) ce alimentează calea ferată electrificată în vederea evidențierii influenței regimului deformant și nesimetric, *Energetica*, vol 36, iunie 1988, nr.6, pp 279÷279,
- [86] POPESCU I., BĂRBULESCU D., SUFLEȚEL N., ZAHARIA I., Asupra determinării puterii și energiei active disipată în rețelele electrice neramificate care alimentează receptoare neliniare, *Energetica*, vol 36, Nr.2, februarie 1988, pp 81÷84.
- [87] ARIE A., GOLOVANOV N., DUMITRIU C., Propagarea armonicilor de curent produse de căile ferate electrificate în sistemul electroenergetic, *Energetica*, vol.39, 1991, Nr 2-B, pp 77÷90,
- [88] BERCOVICI M., ARIE A., Aplicarea unor operatori de ortogonalitate pentru determinarea defectelor nete nesimetrice multiple, *Studii și cercetari de energetică și electrotehnică* nr.2, 1968, pp 403÷421,
- [89] DOMMEL, M.W, Digital computer solution of electromagnetic transients in single and multiphaze networks, *IEEE Transactions on Power App. And Systems*, vol.88, No.4, apr.1969, pp 388÷399,
- [90] XIA, D, HEYDT, G.T, Harmonic power flow studies, Part II- Implementation and practical application, *IEEE Trans. On Power App and Systems*, vol PAS-101, june 1982, pp 1257÷1270,

- [91] TAMBY J. P., JOHN V. L. , QHARM – A Harmonic power flow program for small power systems, IEEE Transactions on Power Systems, vol.3, august 1988, pp 949-955,
- [92] HONG, YINE-YI, Optimal harmonic power flow, IEEE Transactions on Power Delivery, vol.12, No 3, july 1997, pp 1267-1274,
- [93] XU W., JOSE J. R., DOMMEL H. V., A multiphase harmonics load flow solution technique, IEEE Transactions on Power Systems, vol. PWSR-6, 1991, pp 174-182,
- [94] MELIHOPOULUS A. P. S., ZHANG F., ZELINGHER S., Power system harmonic state estimation, IEEE Transactions on power Delivery, vol.9, No 3, july 1994, pp 1701-1709,
- [95] ARIE A., GOLOVANOV N., DUMITRIU C., Calculul regimului nesimetric și nesinusoidal produs în sistemul electroenergetic de căile ferate electrificate, Energetica, vol.34, Nr 11, 1986 pp 510-518
- [96] MANCINI R., ZABAR Z., BIRENBAUM L., LEVI E., MAJAC-OS I., KALINOWSKY S., An area substation load model in the presence of harmonics, IEEE Transactions on Power delivery, vol.11, No 4, october 1996, pp 2013-2019,
- [97] CARBONE R., FANTAUZZI M., GALIARDI F., TESTA A., Some considerations on the iterative harmonic analysis convergence, IEEE Transactions on Power, vol.8, No 2, april 1993, pp 487-493,
- [98] ARRILAGA J., WATSON N. R., CALLAGMAN C. d., Three phase delivery AC-DC load and harmonic flows, IEEE Transactions on Power Delivery, vol.6, No 1, 1991, pp 238-244,
- [99] WATSON N. R., ARRILAGA J., Frequency dependent a.c. system equivalents for harmonic studies and transient convertor simulation, IEEE Transactions on Power delivery, Volume 3, No 3, July 1998, pp 1196-1203,
- [100] STRAT FORD R. P., Rectifier harmonics in power systems, IEEE Transactions on industry applications, vol IA-16, No 2, 1980, pp 271-276.
- [101] BUTA A., VASILIEVICI AL., MILEA L., Transportul energiei electrice în curent continuu, Aplicație a electronicii de putere, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 1998,
- [102] DEFLANDRE T., RIOUAL P., MARTINON J., ARSON S., Modeling distribution of harmonics on HV systems, Proceedings of quality of power, October 16-18, 1996, Las Vegas, Nevada, 1996,
- [103] VELICESCU C., OPREA L., Modelarea și simularea regimurilor tranzitorii ale sistemelor electroenergetice, Editura Tehnică, 1998,
- [104] PENESCU C., IONESCU G., TERTIȘCO M., CEANGA E., Identificarea experimentală a proceselor automatizate, Editura tehnică, București 1971,
- [105] GÂRLAȘU ST., Prelucrarea în timp real a semnalelor fizice, Scrisul românesc, Craiova, 1978,
- [106] PENESCU C., Automatica și telemecanica sistemelor energetice, Editura Academiei, București, 1961,
- [107] ROBERT A. et al, Connection of harmonic producing installations in AC high-voltage networks with particular reference to HVDC, Guide for limiting harmonic voltage effects, WG CIGRE 14.03 and CCO2, ELECTRA, No.149, August 1993, 96-117,
- [108] DEIDES M. H, HEYDT G. T, Dinamic state estimation of power system harmonics using Kalman filter methodology, IEEE Transactions on Power Delivery, vol.6, No.4, october 1991, pp 1663-1669,
- [109] OLIVEIRA J. C., RESENDE J.W., MISKULIN M. S., A practical approaches for AC system harmonic impedance measurment, IEEE Transactions on Power delivery, vol.6, No.4, october 1991, pp 1721-1726,

- [110] TICULA E., PANA A., BUTA A., Evaluarea impedanțelor armonice în rețeaua de distribuție a FTDE Reșița, SNRE Pitești 1998, pp 334÷343,
- [111] BUTA A., MILEA L., Observații asupra definirii și identificării impedanțelor armonice ale rețelelor electrice, Energetica, lucrare transmisă spre publicare,
- [112] MILEA L., Efectele și implicațiile energetice ale regimului deformant - Referat doctorat - Universitatea "Politehnica" Timișoara, 1993,
- [113] ***, Normativ privind limitarea regimului nesimetric și deformant în rețelele electrice, ICEMENERG, București, 1994,
- [114] ADAMUȚ A., Analiza propagării undelor pe linii în regim tranzitoriu, Editura Academiei, București 1972,
- [115] EACHERN A. MC., GRADY W. M., MONCRIEF W. A., HEYDT G. T., GRAIGHMAN M. MC., Revenue and harmonics: An evoluțion of some note structures, IEEE Transaction on Power Delivery, vol.10, No.1, 1995, pp 474÷482,
- [116] EMANUEL A. E., On the assesement of harmonic pollution IEEE Transaction on Power Delivery, vol.10, No.3, 1995, pp 1693÷1698,
- [117] ***, Commission Eléctrotéchnique Internationale (IEC), Comité d'Etudé No.77, Section 2: Niveaux de compatibilité pour les perturbation conduités à la basse frequence, publications 1000-2-2, partie 2: environnement section 2, 1990,
- [118] MILEA L., BUTA A., Utilizarea mărimilor capacitive în analiza regimului nesinusoidal din rețelele electrice, Masa rotundă Bacău: Regimul deformant și nesimetric al rețelelor electrice, 1997,
- [119] MILEA L., BUTA A., Metodă pentru măsurarea armonicilor undei de tensiune, Cerere de brevet de invenție nr. C/1212 din 1.07.97 – OSIM,
- [120] BUTA A., IVAȘCU C., MILEA L., PANA A., L'analyse de sensibilité du régime déformé des réseaux de distribution d'énergie électrique un moyen de l'identification des régimes défavorables, Sesiunea științifică jubiliară, Institutul Politehnic Iași, oct. 1992, Proceedings, pp 63÷68,
- [121] FROW D. R. I., PODMORE R., WALDROM M., Synthesis of dynamic load models fos stability studies, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS 101, nr.1, 1982, pp 127÷136,
- [122] KOCĚK J., DYĀRAK M., Transformatoarele de măsură, Traducere din limba cehă, Editura Tehnică, București 1970,
- [123] MELIOPOULUS, P.S, ZELINGHER, S, COLKINDES, G, J, COFFEEN, L, Transmission level instrument transformer and transient event records characterisation for harmonic measurments, IEEE Transactions on Power Delivery, vol.8, No.3, july 1993, pp 1507÷1517,
- [124] ROBJAK, M, KOLIBAŠ, N, Computation of curent transformer transient performance, IEEE Transaction on Power Delivery, vol.3, No.4, 1995, pp 1816÷1822,
- [125] BECOUD, C, YANG, X, Les ereurs de mesure de la prissance électrique dues au transformateurs de courant, Note de l'Électricité de France, No. He-13, 1994 /C4.2, EdF 1994,
- [126] YANG X, BECOUD, C, Mesure sur sité de l'énergie électrique: les érreures de mesures dues au transformateur de courant, RGE, nr.5, mai 1995, pp 45÷54,
- [127] YAMAGATA, Y, OSHI, T, KATSUKAWA M, KATO, S, SAKURAI, Y, Development of optical current transformers and application to feult location systems for substention, IEEE Transaction on Power Delivery, vol.8, No.3, pp 866÷873,
- [128] GOLOVANOV C., Aparate electrocasnice. Probleme de compatibilitate electromagnetică. Editura ICPE București 1997,
- [129] BUTA A., IVAȘCU C., PANA A., MILEA L., CHIOȘA N., BUTANESCU G., A new remarks regarding current transformers functioning in nonsinusoidal operation,

- Buletinul Științific și Tehnic al Universității „Politehnica” Timișoara, seria Electrotehnică, Tom 42(56), fasc 2, 1997, vol. II, pp 82÷92.
- [130] IVAȘCU C., BUTA A., PANA A., MILEA L., CHIOȘA N., BUTANESCU C., Observații asupra funcționării transformatoarelor de tensiune în regim nesinusoidal, SNRE'98, Pitești 1998, vol.II, pp 645÷652,
- [131] IVAȘCU C., BUTA A., PANA A., MILEA L., CHIOȘA N., BUTĂNESCU G., Studiu privind comportarea transformatoarelor de măsură în regim nesinusoidal, Contract de cercetare U. P. Timișoara, Facultatea de Electrotehnică, beneficiar FRE Constanța 1996,
- [132] IONESCU T.G., POP O., Ingineria sistemelor de distribuție a energiei electrice, Editura Tehnică, București 1998.
- [133] BARKER P. P., BURKE SHORT A. T, BURNS W. C, SIEWIERSKI J, J, Power quality monitoring of distribution system, IEEE Transactions on Power Delivery, vol.9, No.2, April 1994, pp 1136÷1142,
- [134] GUNTHER E., W, MEHTA H, A survey of distribution system power quality preliminary results, IEEE Transaction on Power Delivery, vol.10, No.1, january 1995, pp 322÷328,
- [135] ***, Comission Electrotechnique Internationale CEI (IEC), Comité d'Études No.77 „Perturbations produites dans les réseaux d'alimentation par le appareils électrodomestiques et les équipements analogues”, CEI 555, Deuxième partie: Harmoniques.
- [136] ***, Comission Electrotechnique Internationale CEI (IEC), Comité d'Études No.77, Section 2; Niveaux de compatibilité pour les perturbations conduites à la basse frequence, Publications de la CEI 1000-2-2, Partie 2, 1990,
- [137] KEI S. T, SHENGLAI I, Comparison of standard and power supply design options for limiting harmonic distorsion in power systems, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.29, No.4, iulie-august, 1993, pag.688÷696
- [138] MILEA L., BUTA A., TICULA E., BUTANESCU GH., Transformatorul electric-filtru pentru armonicile de tensiune, provocate de receptori de tip tracțiune electrică, masa rotundă BACAU, Regimul deformant și nesimetric, 1997,
- [139] CRUDEN A., RICHARDSON Z, J, DONALD, J, R.MC, ANDRONOVIC, I, Optical crystal based devices for current and voltage measurement, IEEE Transaction on Power Delivery, vol.10, No.3, 1995, pp 1217÷1223;