

CONTRIBUȚII PRIVIND CALCULUL ȘI AMPLASAREA OPTIMĂ A SURSELOR DE PUTERE REACTIVĂ ȘI A INSTALAȚIILOR DE REDUCERE A POLUĂRII ARMONICE DIN REȚELELE ELECTRICE

Teză destinată obținerii
titlului științific de doctor inginer
la
Universitatea "Politehnica" din Timișoara
în domeniul Energetică
de către

Ing. Alexandru BĂLOI

Conducători științifici:

Prof.univ.dr.ing. Adrian BUTA

Prof.univ.dr.ing. Corneliu VELICESCU

Referenți științifici:

Prof.univ.dr.ing. Cornel TOADER

Prof.univ.dr.ing. Ion MIRCEA

Conf.univ.dr.ing. Adrian PANĂ

Data susținerii tezei: 28.IX.2009

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

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

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

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2009

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

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

PREFAȚĂ

Prezenta teză de doctorat este rezultatul activității de mai mulți ani în cadrul catedrei de Electroenergetică a Facultății de Electrotehnică și Electroenergetică, sub îndrumarea inițială a regretatului Prof.dr.ing. Adrian BUTA. Sunt deosebit de onorat de faptul că am putut beneficia de această colaborare, care din păcate s-a sfârșit prematur, iar existența lucrării reprezintă, în primul rând, rezultatul unuia dintre multele proiecte rămase începute și nefinalizate la momentul dispariției distinsului om și profesor Adrian BUTA.

După dispariția prematură a acestuia, în martie 2006, am continuat lucrul la teză sub conducerea Prof.dr.ing. Corneliu VELICESCU, beneficiind de asemenea de încurajările și sprijinul tuturor cadrelor didactice ale catedrei și al Decanului Facultății de la acea vreme Prof.dr.ing. Dumitru TOADER. Alături de Prof.dr.ing. Corneliu VELICESCU, la conturarea formei finale a tezei și-au adus aportul: Prof.dr.ing. Petru GHEJU, Prof.dr.ing. Ștefan KILYENI și Conf.dr.ing. Adrian PANĂ, cărora le adresez alege mulțumiri. Am ținut cont de asemenea de sugestiile, criticile și aprecierile formulate cu diverse ocazii de Prof.dr.ing. Flavius Dan ȘURIANU, Prof.dr.ing. Bucur LUȘTREA, Conf.dr.ing. Gheorghe VUC, Sl.dr.ing. Ilona BUCATARIU și Șl.dr.ing. Ioan BORLEA. Mulțumesc pe această cale și colegilor mei dr.ing. Constantin BĂRBULESCU, drd.ing. Florin MOLNAR-MATEI și drd.ing. Dan JIGORIA-OPREA pentru sprijinul acordat.

Actualitatea temei abordate în lucrare a fost apreciată și de foști studenți ai facultății noastre, care s-au confruntat, în exploatare, cu defecțiuni ale bateriilor de condensatoare ce funcționează în regim deformant. Apreciez în mod deosebit încrederea pe care aceștia mi-au acordat-o și disponibilitatea lor de a îmi permite accesul în instalațiile pe care le gestionează în vederea efectuării măsurărilor necesare studiului. Remarc pe această cale pe ing. Radu CONSTANTINESCU – Electrica Transilvania Sud și ing. Simona BONCE – Continental Automotive Products, cărora le mulțumesc. Alături de cei doi colegi și-au mai adus contribuția pe alte direcții și ing. Denes LAZAR, respectiv ing. Adrian NEGREA.

Recunoștința mea se îndreaptă și spre dr. ing. Nicolae CHIOSA, director al Sucursalei de Transport Timișoara din cadrul C.N.T.E.E. Transelectrica S.A., pe de o parte pentru sprijinul moral acordat de-a lungul timpului, iar pe de altă parte pentru deosebita disponibilitate și suportul tehnic acordat la efectuarea măsurărilor.

Mulțumesc în mod deosebit, și pe această cale, membrilor comisiei de analiză a tezei de doctorat, Prof.dr.ing. Cornel TOADER (Universitatea POLITEHNICA din București), Prof.dr.ing. Ion MIRCEA (Universitatea din Craiova) și Conf.dr.ing. Adrian PANĂ (Universitatea „Politehnica” din Timișoara), pentru atenția cu care au parcurs lucrarea, pentru criticile și aprecierile formulate, pentru sfaturile primite.

Un gând de mulțumire îl adresez familiei, pentru răbdarea de care a dat dovadă și sprijinul moral și material pe care mi l-au acordat.

Timișoara, septembrie 2009

Alexandru Băloi

Motto: „Teoria fără practică e stearpă,
iar practica fără teorie e oarbă.”
Kant - „Critica rațiunii pure”

Băloi, Alexandru

Contribuții privind calculul și amplasarea optimă a surselor de putere reactivă și a instalațiilor de reducere a poluării armonice din rețelele electrice

Teze de doctorat ale UPT, Seria 3, Nr. 6, Editura Politehnica, 2009, 232 pagini, 78 figuri, 29 tabele.

ISSN: 2066-5156

ISBN: 978-973-625-953-1

Cuvinte cheie: regim nesinusoidal, compensarea puterii reactive, rețea electrică de distribuție, impedanță armonică, filtre de armonici, baterii de condensatoare.

Rezumat:

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

În condițiile când standardele impuse calității energiei electrice furnizate au impus legic nivele de calitate ridicate la consumatori se impune găsirea de modele și sisteme de apreciere a nivelului de poluare în nodurile rețelei cât și recomandarea de măsuri eficiente pentru menținerea unui nivel acceptabil al acestor armonici.

Cum cauzele producerii armonicilor sunt diverse determinând și frecvențe specifice se impune estimarea anterioară a urmărilor asupra nivelului de poluare armonică la conectarea unei impedanțe în nodurile rețelei electrice. Este aici și cazul compensării puterii reactive din noduri, dimensionarea clasică a acestei compensări putând influența negativ asupra nivelului regimului deformant rezultat după compensare și chiar și deteriorarea unităților de compensare. Teza abordează cazuri concrete ale unor configurații reale ale unor rețele de medie și joasă tensiune unde se oferă soluții concrete, proprii, de apreciere a modificării regimului deformant după compensarea puterii reactive pe baza unor criterii clar desemnate ca modalitate de calcul și de aplicare în rețea. Criteriile introduse sunt comparate și validate atât prin simulare software cât și prin măsurători în rețeaua reală.

CUPRINS

Lista de figuri	9
Lista de tabele.....	13
1. INTRODUCERE	15
1.1. Actualitatea temei	15
1.2. Metodologia de abordare a temei și obiectivele urmărite	16
1.3. Structura lucrării	18
2. PROBLEME GENERALE PRIVIND REGIMUL NESINUSOIDAL	21
2.1. Cauzele regimului nesinusoidal.....	21
2.2. Indicatorii regimului nesinusoidal, puteri și factorul de putere în regim nesinusoidal.....	22
2.2.1. Caracteristicile mărimilor periodice nesinusoidale	22
2.2.2. Indicatorii regimului nesinusoidal	23
2.2.3. Puterile în regim nesinusoidal	24
2.3. Efectele regimului deformant	27
2.3.1. Creșterea pierderilor de putere activă în elementele rețelei poluate armonic.....	27
2.3.2. Supratensiuni de rezonanță armonică	28
2.3.3. Creșterea potențialului punctului neutru pentru conexiuni Y0 ale transformatoarelor sau receptoarelor	29
2.3.4. Supracurenți de rezonanță armonică	30
2.3.5. Suprasolicitarea de durată a bateriilor de condensatoare	31
2.4. Limitarea regimului nesinusoidal. Filtre de armonici.....	31
2.4.1. Metode și mijloace de limitare a regimului deformant.....	31
2.4.2. Filtre de armonici.....	32
2.4.2.1. Filtre pasive.....	33
2.4.2.2. Filtre active	37
2.4.2.3. Filtre mixte.....	38
2.5. Normative privind limitarea regimului deformant.....	38
2.5.1. Mod de abordare	39
2.5.2. Responsabilități	41

2.5.3. Măsurarea armonicelor	41
2.6. Aplicarea tehnicii fuzzy la studiul regimului deformant	44
2.6.1. Teoria mulțimilor fuzzy	44
2.6.1.1. Introducere	44
2.6.1.2. Mulțimi fuzzy	45
2.6.2. Logica fuzzy.....	48
2.6.2.1. Noțiuni generale.....	48
2.6.2.2. Implicații monotone (proporționale) în spații fuzzy	49
2.6.2.3. Implicații fuzzy	49
2.6.3. Aplicație.....	50
2.7. Concluzii și contribuții	53
3. IMPEDANȚA ARMONICĂ A REȚELOR ELECTRICE	55
3.1. Considerații generale	55
3.2. Metoda componentelor de secvență	55
3.2.1. Element trifazat fără conductor neutru	56
3.2.2. Element trifazat cu conductor neutru	58
3.2.3. Element trifazat cu conductor de protecție legat la pământ	61
3.3. Definirea impedanței armonice a rețelei.....	63
3.4. Determinarea impedanței armonice a rețelei	65
3.4.1. Clasificarea metodelor analitice de estimare a impedanțelor armonice	65
3.4.2. Etapele determinării impedanțelor armonice	66
3.4.3. Observații asupra determinării impedanțelor elementelor de rețea.	68
3.4.3.1. Element cu simetrie totală.	68
3.4.3.2. Element cu simetrie ciclică.	69
3.5. Utilizarea simulatoarelor soft pentru determinarea impedanței armonice. Studiu de caz.....	71
3.6. Concluzii și contribuții	73
4. DETERMINAREA EXPERIMENTALĂ A IMPEDANȚEI ARMONICE	75
4.1. Principii de măsurare a impedanței armonice.....	75
4.1.1. Injecția dezechilibrată bifazată	75
4.1.2 Injecția dezechilibrată trifazată.....	77
4.2. Metode de măsurare a impedanței armonice	77
4.2.1. Sarcini neliniare folosite ca surse unice de curenți armonici.....	79
4.2.2. Conectarea bateriilor de condensatoare	81
4.2.3. Variațiile naturale ale regimului.....	82

4.3. Precizia metodelor de măsurare.....	85
4.4. Studiu de caz privind determinarea impedanței armonice.....	88
4.4.1. Prezentarea instalației în care au fost făcute măsurătorile.....	88
4.4.2. Schema echivalentă armonică a consumatorului complex	91
4.4.3. Prezentarea instrumentului cu care au fost făcute măsurătorile	94
4.4.4. Rezultatele măsurătorilor. Comparație cu rezultatele obținute prin modelare MatLab	97
4.5. Concluzii și contribuții	101
5. ANTICIPAREA EFECTELOR MODIFICĂRII STRUCTURII UNEI REȚELE POLUATE ARMONIC.....	103
5.1. Compensarea puterii reactive în prezența regimului deformant	103
5.1.1 Modelul matematic al nodului de compensare	104
5.1.2. Dimensionarea bateriilor de condensatoare	108
5.1.3. Validarea modelului matematic	115
5.2. Metodă de anticipare a efectelor instalării unei impedanțe transversale într- un nod al unei rețele electrice poluate armonic	118
5.2.1. Cazul I: Nod fără impedanță transversală.....	119
5.2.2. Cazul II: Nod cu impedanță transversală (caz particular al cazului I).....	121
5.2.3. Verificarea modelului matematic	123
5.3. Studiu de caz	125
5.4. Concluzii și contribuții	127
6. METODOLOGIE DE AMPLASARE OPTIMĂ A INSTALAȚIILOR DE FILTRARE-COMPENSARE ÎNTR-O REȚEA ELECTRICĂ DE DISTRIBUȚIE POLUATĂ ARMONIC	129
6.1. Compensarea optimă a rețelelor de distribuție abordată ca problemă de programare liniară	129
6.1.1. Calculul variabilelor de stare.....	129
6.1.1.1. Introducere	129
6.1.1.2. Calculul circulației de puteri în rețeaua de distribuție	135
6.1.1.3. Program de calcul.....	135
6.1.1.4. Aplicație.....	135
6.1.2. Soluționarea problemei de optimizare.....	138
6.1.2.1. Formularea problemei de optimizare	138
6.1.2.2. Soluționarea problemei de optimizare.....	140
6.1.2.3. Program de calcul.....	142
6.1.2.4. Aplicație.....	143
6.1.3. Verificarea condițiilor de amplificare a regimului deformant.....	148

8 Cuprins

6.2. Algoritm de alegere și amplasare a surselor de putere reactivă	148
6.2.1. Aplicație.....	152
6.3. Concluzii și contribuții	161
7. CONCLUZII FINALE ȘI CONTRIBUȚII	163
Anexa I – Interfețele grafice ale tool box-ului Fuzzy Logic din cadrul MatLab.....	167
Anexa II. Parametrii schemelor de modelare ale consumatorului armonic complex	170
Anexa III. Curenții și tensiunile armonice măsurate în cele două momente, 1 – înainte de deconectare și 2 – după deconectare.....	171
Anexa IV. Tensiunile și curenții armonici mășurați pentru cele 4 regimuri	173
Anexa V. Calculul impedanței armonice	177
Anexa VI. Impedanța armonică în MatLab.....	188
Anexa VII. Calcule aferente aplicației concepute	196
Anexa VIII. Curenții armonici înregistrați de echipamentul de măsură.....	206
Anexa IX. Calculul valorilor efective ale curenților armonici mășurați	207
Anexa X. Calculul anticipativ al curentului prin filtru	211
Anexa XI. Fotografii realizate în instalațiile în care au fost efectuate măsurătorile.....	219
Bibliografie	221
Sinteza privind lucrările proprii	229

LISTA DE FIGURI

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
1.	Fig.1.1.	Etapele metodologiei de analiză a efectului compensării puterii reactive într-o rețea poluată armonic.
2.	Fig.2.1.	Sistem electric: G-generator, R-rețea electrică, CN-consumator neliniar, CL-consumator liniar.
3.	Fig.2.2.	Circulația puterilor armonice în sistemul din Fig.2.1.
4.	Fig.2.3.	Latură de rețea cu elemente R, L, C.
5.	Fig.2.4.	Montaj în stea cu conductor neutru legat la pământ.
6.	Fig.2.5.	Rețea electrică ce alimentează un consumator liniar și altul neliniar.
7.	Fig.2.6.	Schema electrică echivalentă a rețelei din Fig.2.5.
8.	Fig.2.7.	Metode și mijloace pentru limitarea efectelor regimului deformant – prezentare sintetică.
9.	Fig.2.8.	Disponerea filtrului refulant: a) schema principală; b) schema electrică echivalentă.
10.	Fig.2.9.	Filtru absorbant pentru armonicile de curent de rang 5 și 7.
11.	Fig.2.10.	Filtre absorbante de ordinul: a) 2 și b) 3.
12.	Fig.2.11.	Filtru activ paralel: a) schema monofilară, b) principiul de funcționare.
13.	Fig.2.12.	Integrarea filtrelor active tip serie (FAS) și paralel (FAP).
14.	Fig.2.13.	Utilizarea simultană a unui filtru activ serie (FAS) și a unui filtru pasiv paralel (FP).
15.	Fig.2.14.	Algoritmul de evaluare a emisiilor poluante.
16.	Fig.2.15.	Determinarea aportului I_h al consumatorului.
17.	Fig.2.16.	Exprimarea tensiunii pe o bară de 110 kV cu ajutorul mulțimilor fuzzy.
18.	Fig.2.17.	Elemente caracteristice mulțimilor fuzzy.
19.	Fig.2.18.	Funcții fuzzy de apartenență.
20.	Fig.2.19.	Funcțiile de apartenență pentru armonicile 3, 7 și 5.
21.	Fig.2.20.	Funcția de apartenență pentru THD.
22.	Fig.3.1.	Element de sistem trifazat longitudinal fără conductor neutru.
23.	Fig.3.2.	Element de sistem trifazat, cu conductor neutru.

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
24.	Fig.3.3.	Element de sistem trifazat cu conductor de protecție legat la pământ.
25.	Fig.3.4.	Clasificarea metodelor de calcul analitice a impedanțelor de secvență, după diferite criterii.
26.	Fig.3.5.	Ordinograma principală a determinării impedanțelor armonice în cazul modelării monofazate.
27.	Fig.3.6.	Ordinograma principală a determinării impedanțelor armonice în cazul modelării trifazate.
28.	Fig.3.7.	Element de rețea cu simetrie totală fără neutru accesibil.
29.	Fig.3.8.	Element de rețea cu simetrie ciclică fără neutru accesibil.
30.	Fig.3.9.	Element de rețea. Experiment pentru determinarea impedanței $\underline{Z} - \underline{Z}'$
31.	Fig.3.10.	Rețeaua electrică de distribuție utilizată pentru verificarea modelului matematic.
32.	Fig.3.11.	Determinarea impedanței armonice cu ajutorul simulatorului.
33.	Fig.4.1.	Injecția dezechilibrată bifazată de curenți armonici într-o rețea electrică.
34.	Fig.4.2.	Injecția dezechilibrată bifazată: fazele R-T.
35.	Fig.4.3.	Injecția dezechilibrată bifazată: fazele S-T.
36.	Fig.4.4.	Injecția dezechilibrată trifazată.
37.	Fig.4.5.	Sursele regimului deformant.
38.	Fig.4.6.	Spectre tipice de curenți armonici la: a) redresor cu șase pulsuri, b) acționare variabilă cu invertor comandat în curent, c) acționare variabilă cu invertor comandat în tensiune.
39.	Fig.4.7.	Regimul tranzitoriu al conectării unei baterii de condensatoare – transformata Fourier a: a) curentului, b) tensiunii, c) funcția de transfer – impedanța armonică. Durata regimului urmărit 400ms.
40.	Fig.4.8.	Circuitul echivalent al unui feeder și restul rețelei.
41.	Fig.4.9.	Schemă echivalentă folosită pentru estimarea impedanțelor armonice, ce utilizează echivalenți Norton.
42.	Fig.4.10.	Schemă echivalentă pentru estimarea impedanței armonice prin metoda dublei regresii.
43.	Fig.4.11.	Eșantionarea și memorarea semnalelor: a) metoda prin mediere, b) metoda prin blocare, c) circuit de eşantionare-memorare.
44.	Fig.4.12.	Cauzele erorilor de identificare a impedanței armonice a rețelelor electrice.
45.	Fig.4.13.	Rețeaua de distribuție în care s-au efectuat măsurătorile.

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
46.	Fig.4.14.	Rețeaua de distribuție în care s-au efectuat măsurătorile.
47.	Fig.4.15.	Schema bloc a echipamentului de achiziție Fluke1760.
48.	Fig.4.16.	Comparație între diferite modele ale consumatorului.
49.	Fig.4.17.	Comparație între impedanța armonică determinată prin simulare, respectiv prin calcul în urma măsurătorilor.
50.	Fig.4.18.	Modulul impedanței armonice, pentru armonica de rang 5, corespunzătoare regimului 1 de funcționare.
51.	Fig.4.19.	Faza impedanței armonice, pentru armonica de rang 5, corespunzătoare regimului 1 de funcționare.
52.	Fig.5.1.	Circuitul electric asociat nodului de compensare și schema echivalentă acestuia.
53.	Fig.5.2.	Modulul impedanței armonice văzute în nod. 1 – în absența bateriei de condensatoare; 2 – în prezența bateriei de condensatoare.
54.	Fig.5.3.	Variațiile cu frecvența ale factorilor de amplificare pentru elementele transversale de tip R, L, C.
55.	Fig.5.4.	Scăderea factorului de amplificare prin creșterea frecvenței de rezonanță.
56.	Fig.5.5.	Schema electrică a unei rețele cu compensare la joasă tensiune.
57.	Fig.5.6.	Obținerea unei frecvențe de rezonanță unice prin gruparea bateriilor de condensatoare pe bara de medie tensiune.
58.	Fig.5.7.	Instalarea bobinelor antirezonante.
59.	Fig.5.8.	Impedanța armonică în cazul folosirii bobinei antirezonante.
60.	Fig.5.9.	Schema electrică monofilară a rețelei studiate.
61.	Fig.5.10.	Impedanța armonică la regimul cu sarcină ridicată "văzută" în nodul: a):1, b):2, c):3.
62.	Fig.5.11.	Impedanța armonică la regimul cu sarcină scăzută "văzută" în nodul: a):1, b):2, c):3
63.	Fig.5.12.	Schemele echivalente pentru armonica de rang k (cazul I): a) înainte de instalarea impedanței transversale; b) după instalarea impedanței transversale.
64.	Fig.5.13.	Schemele echivalente pentru armonica de rang k (cazul II) a) înainte de instalarea impedanței transversale; b) după instalarea impedanței transversale.
65.	Fig.5.14.	Rețeaua electrică de distribuție utilizată pentru verificarea modelului matematic.
66.	Fig.5.15.	Comparație între valorile efective ale curenților armonici

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
		determinate prin măsurători, respectiv prin calcul.
67.	Fig.6.1.	Rețea de distribuție radială neramificată.
68.	Fig.6.2.	Schema echivalentă a tronsonului i al rețelei radiale.
69.	Fig.6.3.	Reprezentarea simplificată a rețelei de distribuție cu 3 noduri.
70.	Fig.6.4.	Rețea de distribuție radială neramificată.
71.	Fig.6.5.	Reprezentarea simplificată a rețelei de distribuție cu 3 noduri.
72.	Fig.6.6.	Schema logică aferentă aplicației concepute.
73.	Fig.6.7.	Algoritmul de alegere și amplasare a surselor de putere reactivă.
74.	Fig.6.8.	Schema rețelei electrice utilizate în aplicație.
75.	Fig.6.9.	Date generale, respectiv mărimi armonice specifice fiecărui nod.
76.	Fig.6.10.	Lista mărimilor caracteristice fiecărui nod.
77.	Fig.6.11.	Lista nodurilor sortate după coeficientul de sensibilitate.
78.	Fig.6.12.	Lista nodurilor sortate în funcție de coeficientul de sensibilitate după instalarea filtrelor în nodurile 2 și 3.

LISTA DE TABELE

Nr. crt.	Numărul tabelului	Titlul tabelului
1.	Tabelul 2.1.	Surse de armonici în sistemul electromagnetic.
2.	Tabelul 2.2.	Niveluri de compatibilitate ale tensiunilor armonice (% din tensiunea nominală) pentru rețelele JT și MT
3.	Tabelul 2.3.	Tabelul de decizie (FAM) pentru estimarea THD.
4.	Tabelul 3.1.	Modulul și faza impedanței armonice văzute în nodurile 3 și 4.
5.	Tabelul 4.1.	Metode experimentale de evaluare a impedanțelor armonice.
6.	Tabelul 4.2.	Schemele echivalente armonice ale consumatorului complex-sinteză bibliografică.
7.	Tabelul 4.3.	Valorile impedanței armonice pentru diferite modele ale consumatorului.
8.	Tabelul 4.4.	Regimurile de funcționare pentru care s-a calculat impedanța armonică.
9.	Tabelul 4.5.	Valorile modulului impedanței armonice pentru regimurile analizate - $Z_k[\Omega]$.
10.	Tabelul 4.6.	Valorile fazei impedanței armonice complexe - $\varphi_k [^\circ]$.
11.	Tabelul 5.1.	Factorii de amplificare și valorile THD la regimul cu sarcină ridicată.
12.	Tabelul 5.2.	Valorile curenților în cele trei noduri la regimul cu sarcină ridicată.
13.	Tabelul 5.3.	Factorii de amplificare și valorile THD la regimul cu sarcină scăzută.
14.	Tabelul 5.4.	Valorile curenților în cele trei noduri la regimul cu sarcină ridicată.
15.	Tabelul 5.5.	Mărimile din regimul anterior instalării bateriei de condensatoare.
16.	Tabelul 5.6.	Mărimile obținute, prin calcul, după instalarea bateriei de condensatoare.
17.	Tabelul 5.7.	Mărimile obținute, prin simulare MatLab, după instalarea bateriei de condensatoare.
18.	Tabelul 5.8.	Valorile efective ale curentului prin filtru pentru regimurile

Nr. crt.	Numărul tabelului	Titlul tabelului
		analizate – $I_k[A]$.
19.	Tabelul 6.1.	Parametrii rețelei.
20.	Tabelul 6.2.	Regimul de funcționare.
21.	Tabelul 6.3.	Parametrii rețelei.
22.	Tabelul 6.4.	Regimul de funcționare.
23.	Tabelul 6.5.	Restricții impuse.
24.	Tabelul 6.6.	Rezultate obținute.
25.	Tabelul 6.7.	Tensiunile armonice înainte de conectarea bateriilor de condensatoare.
26.	Tabelul 6.8.	Tensiunile armonice după conectarea bateriilor de condensatoare.
27.	Tabelul 6.9.	Regimul de funcționare al rețelei în cele 10 noduri.
28.	Tabelul 6.10.	Tensiunea armonică în nodurile consumatoare înainte de instalarea bateriilor de condensatoare.
29.	Tabelul 6.11.	Impedanța armonică văzută în noduri înainte de instalarea bateriilor de condensatoare.

1. INTRODUCERE

1.1. Actualitatea temei

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

Regimul de funcționare al sistemului electroenergetic în care una dintre mărimi, tensiune sau curent este deformată se numește regim nesinusoidal sau deformant [4], [5], [38], [52], iar cauzele apariției lui derivă din prezența elementelor neliniare în procesele de transport și distribuție a energiei electrice, precum și de transformarea energiei electromagnetice în altă formă de energie [4], [97]. La început prezența regimului deformant a fost pusă mai ales pe seama receptoarelor deformante particulare, de mare putere, instalații de sudare, cuptoare cu arc, tracțiunea feroviară, 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 kW), dar a căror putere însumează valori comparabile cu acelea ale marilor consumatori: mașini de spălat, congelatoare, frigider, 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).

Domeniul de frecvență corespunzător acestor armonici este în general cuprins între 100Hz și 2000Hz, adică armonici de rang $k \in [2;40]$, dar între acestea pot apărea și interarmonici iar limita superioară poate atinge și 10kHz [4]. Oricum spectrul de armonici depinde de natura receptoarelor racordate la rețea, de nivelul de tensiune al acestora și de particularitățile funcționale ale elementelor de rețea (gradul de încărcare al transformatoarelor, prezența bateriilor de condensatoare, etc.) [97].

În rețelele electrice de distribuție principala cauză a frecvențelor armonice o reprezintă sistemele electronice de putere cu surse în comutație.

În general sursele de armonici din cadrul sistemului electroenergetic pot fi [4]:

- 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 supratensionate prin efectul corona, etc.);
- aparate electrice și electronice pentru utilizări casnice și analoage (calculatoare personale, imprimante, etc.);
- aparate de înaltă frecvență și ultrafrecvență (cupatoare cu microunde, etc.).

Prezența armonicilor în sistemul electroenergetic conduce la efecte negative în ceea ce privește unele componente ale acestui sistem. Astfel, transformatoarele

de putere prezintă pierderi suplimentare. La compensarea puterii reactive prin baterii de condensatoare, poate să apară fenomenul de rezonanță, pentru un anumit rang al armonicilor de tensiune și curent, perturbație ce poate provoca avariarea echipamentului, distrugerea alimentării cu energie și incendii necontrolate.

Prin poluarea electromagnetică a liniilor de telecomunicații și automatizări și a circuitelor secundare din sistemul electroenergetic, poate fi afectată calitatea informației care se transmite sau se procesează în aceste circuite, disponibilitatea de transmitere a informației (linii de telecomunicații) respectiv, siguranța de timp a elementelor de circuite secundare.

Supratensiunile datorate regimului deformant afectează izolațiile, ceea ce determină reducerea timpului mediu de bună funcționare și a duratei de viață a echipamentelor (transformatoare, bobine, condensatoare).

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

1.2. Metodologia de abordare a temei și obiectivele urmărite

Lucrarea are ca și obiect studiul efectelor conectării surselor de putere reactivă (baterii de condensatoare, filtre de armonici), în scopul corecției factorului de putere, asupra regimului deformant. Această preocupare este pe deplin justificată și de certă actualitate din următoarele considerente:

- Instalarea bateriilor de condensatoare pentru compensarea energiei reactive permite reducerea notei de plată la energie electrică prin menținerea consumului de putere reactivă sub o anumită valoare, agreată prin contractul cu furnizorul de energie;
- Conectarea bateriilor de condensatoare poate conduce la amplificarea regimului deformant;
- Regimul deformant afectează în mod deosebit bateriile de condensatoare;
- Până în prezent nu există studii detaliate care să trateze efectele instalării bateriilor de condensatoare asupra regimului deformant.

Metodologia ale cărei etape sunt sintetizate în Fig.1.1, vizează, pe de-o parte, evaluarea riscului creșterii peste valorile permise ale coeficientului total de distorsiune (Total Harmonic Distorsion – THD) pentru tensiunea în nodul respectiv, iar pe de altă parte, a valorii efective a curentului prin bateria de condensatoare; valori ce se vor obține după instalarea acesteia.

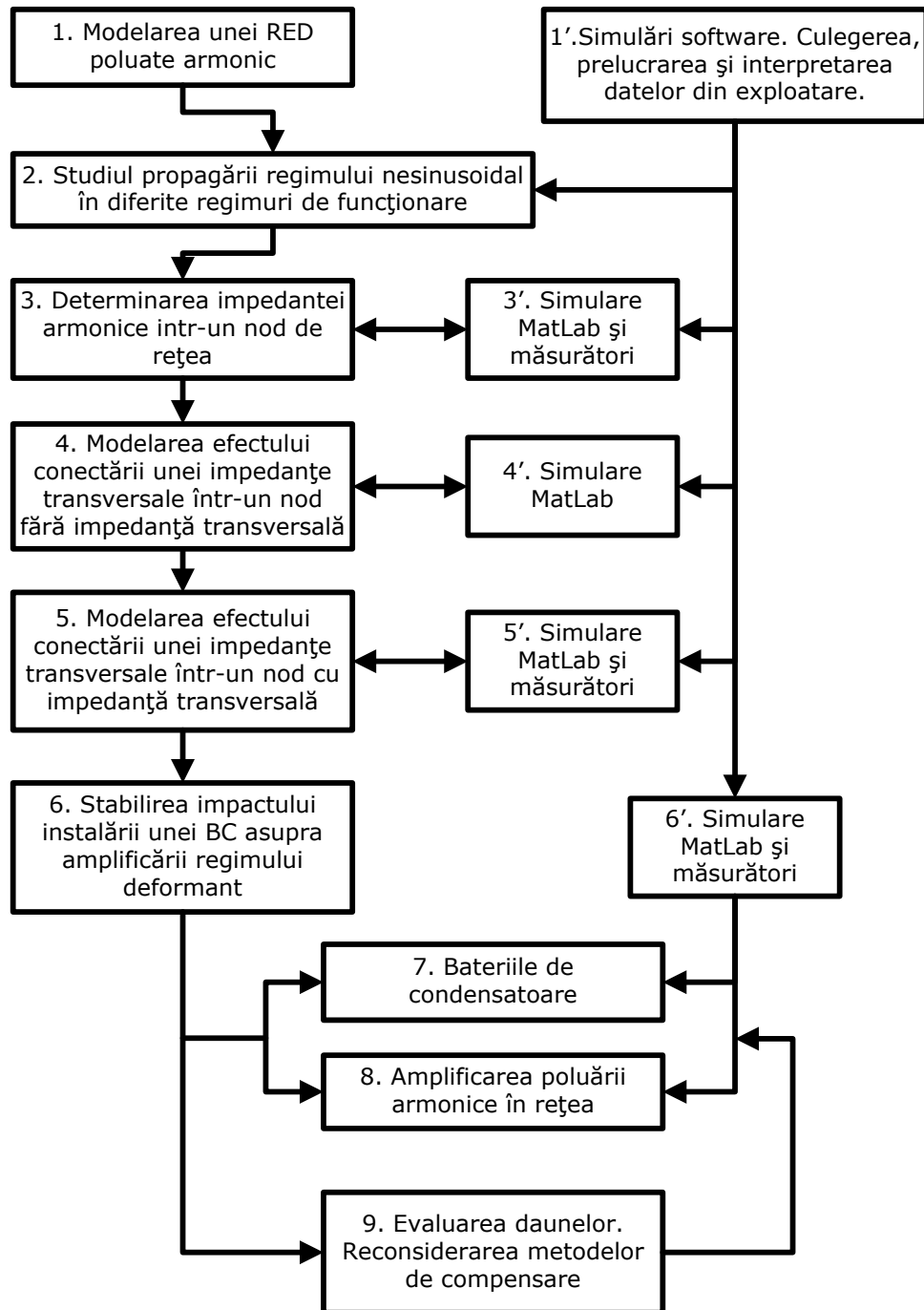


Fig.1.1. Etapele metodologiei de analiză a efectului compensării puterii reactive într-o rețea poluată armonic.

Se are în vedere evaluarea consecințelor instalării unei baterii de condensatoare pentru compensarea puterii reactive, asupra amplificării regimului deformant, în două modalități:

- prin modelare analitică și confirmare prin simulare soft;
- prin testare experimentală.

În Fig.1.1 se prezintă sintetic metodologia de analiză propusă, urmând ca detalierea aspectelor privind modelarea matematică, simularea experimentală și confruntarea rezultatelor astfel obținute cu cele determinate în urma măsurărilor, să se facă în capitolele 2, 3, 4, 5 și 6.

1.3. Structura lucrării

Teza de doctorat, extinsă pe 230 pagini, este structurată pe 7 capitole, o prefață, 11 anexe și o listă bibliografică, conținând 78 figuri și 29 tabele. Lista bibliografică reunește 124 titluri de articole și cărți reprezentative publicate în țară sau străinătate. Se menționează și cele 12 lucrări proprii ale autorului elaborate în calitate de autor sau coautor.

Capitolul 1 are un caracter introductiv. El cuprinde actualitatea și justificarea tematicii care constituie obiectul tezei de doctorat, în contextul preocupărilor existente pe plan mondial și național, o descriere schematică a metodologiei de abordare a temei, și prezentarea pe scurt a conținutului fiecărui capitol. În încheiere se evidențiază atât modul de valorificare a rezultatelor cercetărilor efectuate în cadrul tezei de doctorat, cât și perspectivele și direcțiile ulterioare de continuare a cercetării.

Capitolul 2 conține o sinteză selectivă asupra preocupărilor existente în direcția identificării și evaluării efectelor regimului deformant. După definirea mărimilor caracteristice ale regimului deformant și a valorilor normate pentru aceste mărimi, se trece la prezentarea efectelor negative ale regimului deformant asupra elementelor de rețea. În cadrul unui subcapitol distinct se fac referiri la măsurile și mijloacele tehnice de atenuare a efectelor regimului deformant. De asemenea sunt prezentate și elemente privind normativele naționale și internaționale în vigoare pentru limitarea regimului deformant. Capitolul se încheie cu aplicarea logicii fuzzy în limitarea regimului deformant.

Capitolul 3 prezintă aspecte teoretice privind definirea și determinarea impedanței armonice a rețelelor electrice. Sunt abordate metode de calcul, respectiv metode de determinare experimentală prezente în literatura de specialitate. De asemenea, folosind mediul de simulare MatLab Simulink, este modelată o rețea electrică de distribuție și sunt prezentate rezultatele în ceea ce privește determinarea impedanței armonice. În încheiere sunt descrise câteva posibilități de prezentare a rezultatelor oferite de acest simulator.

Capitolul 4 prezintă o rețea electrică de distribuție reală care alimentează un mare consumator industrial. În rețeaua descrisă, având în vedere și prezența unui pronunțat regim deformant, au fost făcute măsurători în scopul determinării experimentale a impedanței armonice și a efectului bateriilor de condensatoare instalate într-un nod al acesteia. De asemenea rețeaua reală a fost modelată în

MatLab Simulink, iar rezultatele obținute pentru valoarea impedanței armonice, prin simulare, pentru mai multe regimuri de funcționare, sunt prezentate comparativ cu rezultatele obținute prin măsurători la fața locului.

Capitolul 5 prezintă o metodă anticipativă pentru estimarea modificării regimului deformant într-un nod al unei rețele unde urmează să se instaleze o impedanță transversală. Metoda utilizează mărimile cunoscute pentru regimul de funcționare permanent anterior instalării impedanței transversale, dintre care cea mai importantă este impedanța armonică. Relațiile de calcul sunt deduse pentru două cazuri particulare, în care poate fi încadrat un nod oarecare al unei rețele electrice de distribuție: în absența, respectiv în prezența unei impedanțe transversale (sarcini) conectate anterior. În modelul matematic impedanța transversală are un caracter oarecare. Impactul cel mai mare îl are însă instalarea unei impedanțe transversale capacitive, situație des întâlnită în practică în cazul compensării puterii reactive. Verificarea modelului matematic se face prin simulare MatLab. Tot în acest capitol sunt prezentate și rezultate ale măsurătorilor din instalațiile reale descrise în lucrare.

Capitolul 6 este dedicat unei metode de programare neliniară de amplasare optimă, din punct de vedere al pierderilor de putere activă, a bateriilor de condensatoare într-o rețea electrică de distribuție. Metoda propusă este completată de un exemplu numeric și urmată de un algoritm de verificare a amplificării regimului deformant ca urmare a instalării bateriilor de condensatoare. În încheierea capitolului este prezentat un soft pentru dimensionare surselor de putere reactivă ce urmează a fi instalate în nodurile unei rețele electrice de distribuție, și, în funcție de condițiile armonice existente în fiecare nod, stabilirea tipului acestor surse (baterii de condensatoare sau filtre). De asemenea, prin softul conceput se face o clasificare a nodurilor în funcție de coeficientul de sensibilitate armonică. Acest coeficient este de fapt o măsură a creșterii coeficientului total de distorsiune a tensiunii într-un anumit nod, ca urmare a conectării unei baterii de condensatoare în respectivul nod.

Capitolul 7 cuprinde concluziile generale ale tezei și prezentarea sistematizată a contribuțiilor originale ale autorului, precum și relieful direcțiilor și perspectivelor oferite de lucrarea de față pentru continuarea cercetărilor și aplicarea rezultatelor și a experienței obținute.

Rezultatele cercetării au fost valorificate în cadrul unor contracte de cercetare științifică încheiate între Universitatea „Politehnica” din Timișoara și S.C. Electrica Banat S.A. sau în cadrul unor programe naționale de cercetare derulate de Ministerul Educației și Cercetării: MENER, CEEX, RELANSIN. Până în prezent s-au derulat 5 astfel de contracte [120]-[124], dintre care unul [122], a obținut în anul 2007 premiul III al Autorității Naționale pentru Cercetare Științifică.

De asemenea, cea mai mare parte a rezultatelor obținute în cadrul tezei au fost publicate și sunt în curs de publicare. Se menționează faptul că din totalul de 12 lucrări proprii, 5 au fost publicate și prezentate în volumele unor manifestări științifice de prestigiu din străinătate [90], [91], [94], [95], [107].

În contextul progresului tehnicii de calcul și a IT-ului, studiul teoretic și practic realizat în cadrul tezei de doctorat conduce la o recomandare privind dezvoltarea unui soft care să fie implementat la automatele de reglare a puterii reactive. Astfel, pe lângă o conectare în circuit a unui anumit număr de trepte ale

bateriilor de condensatoare, în funcție de factorul de putere al sarcinii, să se țină cont și de regimul armonic pe care trebuie să îl suporte aceste baterii de condensatoare. În acest sens se impune o achiziție on-line de valori corespunzătoare curenților și tensiunilor armonice prezente în rețea, care să fie utilizate de către echipamentele automate la determinarea impedanței armonice „văzute” în secțiunea respectivă, iar apoi, la luarea de decizii în ceea ce privește conectarea sau nu în rețea a bateriilor de condensatoare cu o putere reactivă instalată de o valoare dată.

2. PROBLEME GENERALE PRIVIND REGIMUL NESINUSOIDAL

Regimul periodic de funcționare al sistemului electroenergetic în care cel puțin una dintre mărimi, tensiune sau curent este deformată se numește regim nesinusoidal sau deformant [18], [52] iar cauzele apariției lui derivă din prezența elementelor neliniare în procesele de transport și distribuție a energiei electrice dar mai ales în acela de utilizare a energiei electrice.

2.1. Cauzele regimului nesinusoidal

Elementele ce alcătuiesc sistemul electroenergetic sunt concepute și realizate să funcționeze în regim permanent, regim armonic sinusoidal de frecvență fundamentală nominală stabilită prin reglementările tehnice ale țării respective. În realitate, o parte dintre acestea prin modul în care funcționează sau sunt construite, constituie surse de armonici de tensiune și/sau de curent în domeniul frecvențelor de câțiva herți până la 10kHz. Cel mai frecvent interval însă este cuprins între 100Hz și 2kHz [18]. Oricum spectrul de armonici depinde de natura receptorilor racordați la rețea, de nivelul de tensiune al acestora și de particularitățile funcționale ale elementelor de rețea (gradul de încărcare al transformatoarelor, prezența bateriilor de condensatoare etc.).

În general însă sursele de armonici în cadrul sistemului electroenergetic pot fi:

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

Tabelul 2.1. Surse de armonici în sistemul electromagnetic.

Sursa poluantă	Rangul armonicilor și amplitudinea lor
Redresoare monofazate comandate sau semicomandate, dublă alternanță cu sarcină rezistivă sau curent practic continuu la ieșirea din redresor precum și în cazul montajelor cu tiristoare în antiparalel cu sarcină rezistivă.	- armonici de rang impar; - amplitudinea armonicilor scade odată cu creșterea rangului armonicii; - pentru anumite valori ale unghiului de întârziere la comanda tiristoarelor în cazul redresoarelor comandate sau semicomandate, unele armonici impare dispar.
Redresoare monofazate, simplă alternanță, cu sarcină rezistivă sau curent practic continuu la ieșire.	- armonici de rang par și impar; - amplitudinea armonicilor scade odată cu creșterea rangului lor.

Redresoare hexafazate, dodecafazate cu p faze.	<ul style="list-style-type: none"> - armonici de rang $n = k \cdot p \pm 1$ ($k=1,2,3,\dots$); - amplitudinea armonicilor scade cu rangul armonici după relația aproximativă $I_n = I_1 / n^{1,2}$.
Motoare electrice universale saturate sau tuburi fluorescente.	<ul style="list-style-type: none"> - armonici de rang impar; - amplitudinea armoniceii 3 sub 15 % din amplitudinea fundamentalei; - descreșterea rapidă a amplitudinii armonicelor cu creșterea rangului.
Televizoare	<ul style="list-style-type: none"> - armonici impare; - armonica a treia $I_3 \approx 0,8 \cdot I_1$; - amplitudinea armonicilor scade cu creșterea rangului acestora.
Cuptoare cu arc electric pe durata topirii	<ul style="list-style-type: none"> - armonici de rang par și impar; - $I_2 \approx 0,05 \cdot I_1$; - amplitudinea armonicilor scade cu creșterea rangului acestora.
Locomotive electrice monofazate cu redresoare	<ul style="list-style-type: none"> - armonici impare; - $I_3 \leq 0,2 \cdot I_1$ - amplitudinea armonicilor scade cu creșterea rangului acestora după legea aproximativă $I_n \approx I_1/n$;

2.2. Indicatorii regimului nesinusoidal, puteri și factorul de putere în regim nesinusoidal

Indicatorii regimului nesinusoidal sunt legați de caracteristicile mărimilor periodice nesinusoidale.

2.2.1. Caracteristicile mărimilor periodice nesinusoidale

Dacă se consideră un semnal periodic nesinusoidal de tensiune sau curent exprimat prin funcția:

$$f(t) = f(t \pm n \cdot T) \quad (2.1)$$

unde $n=1,2,3,\dots$, $T=2\pi/\omega$ perioada funcției iar ω este pulsația armonicii fundamentale, și dacă sunt îndeplinite condițiile lui Dirichlet (funcția este mărginită și punctele sale de discontinuitate și de extrem sunt limitate ca număr) pe intervalul unei perioade, curba nesinusoidală poate fi exprimată prin serii Fourier astfel:

- forma dezvoltată:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cdot \cos k\omega t + b_k \cdot \sin k\omega t) \quad (2.2)$$

- forma restrânsă:

$$f(t) = C_0 + \sum_{k=1}^{\infty} C_k \cdot \sin(k\omega t + a_k) \quad (2.3)$$

– cu termeni complecși:

$$f(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} G_k \cdot e^{jk\omega t} \quad (2.4)$$

unde G_k este modulul mărimii periodice.
sau dacă

$$\underline{F}_k = 2jG_k \quad (2.5)$$

expresia (2.4) devine:

$$f(t) = \frac{1}{2j} \sum_{-\infty}^{\infty} \underline{F}_k \cdot e^{jk\omega t} = \frac{F_0}{2j} + \sum_{-\infty}^{\infty} \underline{F}_k \cdot \sin(k\omega t + a_k) \quad (2.6)$$

În relațiile de mai sus mărimile care intervin au semnificația:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos k\omega t \cdot dt, \quad b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin k\omega t \cdot dt \quad (2.7)$$

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot dt, \quad c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, \quad c_0 = \frac{a_0}{2}, \quad a_k = \arctg \frac{a_k}{b_k} \quad (2.8)$$

C_k – amplitudinea armonicii de rang k ,

a_k – defazajul armonicii de rang k în planul $k\omega t$, față de originea aleasă inițial. În planul fundamentalei (ωt) defazajul a_k rezultă ca fiind:

$$a_k^* = \frac{a_k}{k} \quad (2.9)$$

\underline{F}_k – valoarea în complex a armonicii de rang k ; ea poate fi exprimată ca fiind

$$\underline{F}_k = a_k + jb_k, \quad F_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (2.10)$$

În continuare pentru a nu încărca notațiile prin F_k (U_k , I_k) se va nota valoarea amplitudinii sau valoarea efectivă a armonicii de rang k specificându-se în fiecare caz în parte semnificația notației.

2.2.2. Indicatorii regimului nesinusoidal

Cu notațiile de mai sus se pot defini următorii indicatori caracteristici ai regimului nesinusoidal periodic:

– nivelul armonicii de rang k , γ_k se definește ca fiind raportul dintre valoarea efectivă a armonicii de rang k , F_k și a fundamentalei F_1 , adică:

$$\gamma_k = \frac{F_k}{F_1} \cdot 100[\%] \quad (2.11)$$

– reziduul deformant

$$F_d = \left[F_0^2 + \sum_{k=2}^{\infty} F_k^2 \right]^{1/2} \quad (2.12)$$

– coeficientul de distorsiune δ_f al mărimii $f(t)$, (numit mai ales în literatura internațională și Coeficientul Total de Distorsiune: THD – *Total Harmonic Distortion*):

$$\delta_f = \frac{F_d}{F_1} \cdot 100 = \frac{\left[\sum_{k=2}^{\infty} F_k^2 \right]^{1/2}}{F_1} \cdot 100 \quad [\%] \quad (2.13)$$

– coeficientul ponderat de distorsiune, δ_{pf} :

$$\delta_{pf} = \frac{\left[\sum_{k=2}^{\infty} k^2 \cdot F_k^2 \right]^{1/2}}{F_1} \cdot 100 \quad [\%] \quad (2.14)$$

– coeficientul de deviație, K_{dev} :

$$K_{dev} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} F_k}{F} \quad (2.15)$$

– coeficientul de formă K_f :

$$K_f = \frac{F}{F_m} = \frac{\left[\sum_{k=1}^{\infty} F_k^2 \right]^{1/2}}{F_m} \quad (2.16)$$

F_k fiind valoarea efectivă armonicii de rang k , iar F_m valoarea medie a funcției $f(t)$ pe o jumătate de perioadă;

– coeficientul de vârf, K_V :

$$K_V = \frac{F_{max}}{F} \quad (2.17)$$

ca și în relația (2.16), $F = \left[\sum_{k=1}^{\infty} F_k^2 \right]^{1/2}$, iar F_{max} fiind valoarea maximă a funcției $f(t)$;

– coeficientul de influență telefonică, TIF :

$$TIF = \frac{\left[\sum_{k=2}^{\infty} (U_k \cdot K_{pk} \cdot K_{ck})^2 \right]^{1/2}}{\sqrt{2} \cdot U} \quad (2.18)$$

unde K_{pk} este un factor de ponderare cu valoarea 1 la 1000Hz și <1 pentru alte frecvențe, K_{ck} reprezintă coeficientul de cuplaj are valoarea 5k.

2.2.3. Puterile în regim nesinusoidal

În legătură de caracterizarea regimului deformat sub aspect energetic se introduce și noțiunea de putere deformată, definită cu relația:

$$D^2 = S^2 - (P^2 + Q^2) \quad (2.19)$$

sau dacă se are în vedere că puterea activă are expresia:

$$P = U_0 I_0 + \sum_{k=1} U_k \cdot I_k \cos \varphi_k \quad (2.20)$$

puterea reactivă:

$$Q = \sum_{k=1} U_k \cdot I_k \sin \varphi_k \quad (2.21)$$

iar cea aparentă:

$$S = \left[\sum U_k^2 \cdot \sum I_k^2 \right]^{1/2} \quad (2.22)$$

Rezultă:

$$D^2 = \sum_{k>j} \sum_{j=1}^{\infty} \left[U_k^2 \cdot I_j^2 + U_j^2 \cdot I_k^2 - 2U_k \cdot U_j \cdot I_k \cdot I_j \cos(\varphi_k - \varphi_j) \right] \quad (2.23)$$

Pentru $D = 0$, rezultă $U_k \cdot I_j - U_j \cdot I_k = 0$ și $\varphi_k = \varphi_j$ sau $\frac{U_k}{I_k} = \frac{U_j}{I_j}$. Adică armonicile de tensiune și de curent de același ordin sunt proporționale iar fazele lor egale.

În cea ce privește factorul de putere, K_p acesta se poate defini plecând de la gradul de utilizare a puterii active maxime, P_{\max} :

$$K_p = \frac{P}{P_{\max}} = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (2.24)$$

Dacă se definește factorul reactiv al regimului:

$$\rho = \frac{Q}{P} \quad (2.25)$$

și factorul deformant $\sigma = \frac{D}{\sqrt{P^2 + Q^2}}$ și notând $\operatorname{tg} \varphi = \rho = \frac{Q}{P}$ iar $\operatorname{tg} \xi = \sigma = \frac{D}{\sqrt{P^2 + Q^2}}$

se obține:

$$\begin{aligned} \cos \varphi &= \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \rho^2}} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \\ \cos \xi &= \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \xi}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \sigma^2}} = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \end{aligned} \quad (2.26)$$

iar

$$K_p = \cos \varphi \cdot \cos \xi \quad (2.27)$$

În cea ce privește conservarea puterilor, este de remarcă că în regimul deformant (nesinusoidal) se conservă puterile momentană, activă și reactivă și nu se conservă puterea deformată și aparentă. Această problemă poate fi abordată și din *considerente energetice*.

Astfel, apelând la un subsistem alcătuit dintr-un generator ce alimentează printr-o rețea liniară un consumator liniar și altul neliniar (Fig.2.1) se va arăta că, consumatorul neliniar este sursa de armonici.

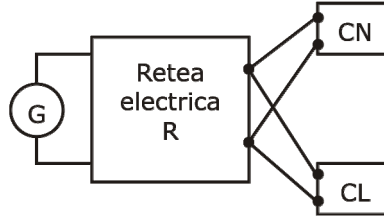


Fig.2.1. Sistem electric: G-generator, R-rețea electrică, CN-consumator neliniar, CL-consumator liniar.

Deoarece după descompunerea în serie Fourier a tensiunii și curentului debitat de generator, rețeaua devine liniară, aplicând teorema superpoziției se poate efectua calculul puterilor pe fiecare armonică în parte, iar apoi prin însumare se obțin puterile totale. Astfel:

$$\sum_{k=1}^{\infty} P_{gk} = \sum_{k=1}^{\infty} P_{Rk} + \sum_{k=1}^{\infty} P_{Nk} + \sum_{k=1}^{\infty} P_{Lk} \quad (2.28)$$

$$\sum_{k=1}^{\infty} Q_{gk} = \sum_{k=1}^{\infty} Q_{Rk} + \sum_{k=1}^{\infty} Q_{Nk} + \sum_{k=1}^{\infty} Q_{Lk}$$

Relațiile (2.28) corespund conservării puterilor active și reactive. Dar tensiunea generatorului este o mărime sinusoidală, ca urmare puterile P_k , Q_k furnizate de acestea nu au componente decât pe fundamentală. Ca urmare relațiile (2.28) devin:

$$\begin{aligned} P_{g1} = P_{R1} + P_{N1} + P_{L1} = P_g \quad Q_{g1} = Q_{R1} + Q_{N1} + Q_{L1} \quad (\text{pentru } k=1) \\ 0 = P_{Rk} + P_{Nk} + P_{Lk} \quad 0 = Q_{Rk} + Q_{Nk} + Q_{Lk} \quad (k \neq 1) \end{aligned} \quad (2.29)$$

Consumatorul liniar CL și rețeaua R sunt liniare, ele absorb putere, deci P_{Lk} , $P_{Rk} > 0$, la fel și Q_{Lk} , $Q_{Rk} > 0$, rezultă că pentru armonicile superioare P_{Nk} , $Q_{Nk} < 0$.

Comparând relațiile (2.28) cu (2.29) rezultă [14], [15]:

$$P_R = P_{R1} + \sum_{k=2}^{\infty} P_{Rk} > 0; \quad \sum_{k=2}^{\infty} P_{Nk} < 0; \quad \sum_{k=2}^{\infty} P_{Lk} > 0$$

$$P_N = P_{N1} + \sum_{k=2}^{\infty} P_{Nk} < P_{N1}; \quad P_L = P_{L1} + \sum_{k=2}^{\infty} P_{Lk} > P_{L1}$$

$$P_R = P_{R1} + \sum_{k=2}^{\infty} P_{Rk} > P_{R1}$$

Relațiile exprimă faptul că, un consumator neliniar primește de la generator putere activă corespunzătoare fundamentalei, P_{N1} , din care consumă numai o parte,

restul $\sum_{k=2}^{\infty} P_{Nk}$ o debitează în rețea și consumatorului liniar pe armonicile superioare

(Fig.2.2).

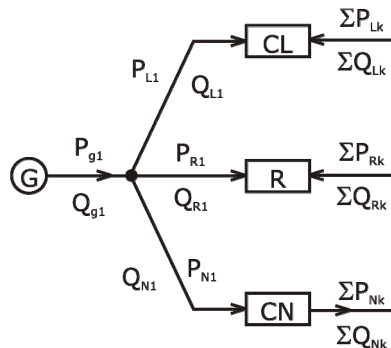


Fig.2.2. Circulația puterilor armonice în sistemul din Fig.2.1.

Consumatorul liniar absoarbe numai o parte din putere de la generator, restul o ia de la consumatorul neliniar. Rețeaua deși liniară absoarbe puterea $P_R > P_{R1}$, deci prezintă *pierderi suplimentare* datorită prezenței consumatorului neliniar.

2.3. Efectele regimului deformant

Intensificarea regimurilor deformate în sistemele electroenergetice afectează parametrii regimului de funcționare ai echipamentelor electrice destinate a lucra în regim permanent sinusoidal de frecvență constantă. Unele echipamente sunt sensibile la deformarea curbei de tensiune sau de curent iar altele la prezența uneia sau a mai multor armonici particulare [18].

Principalele efecte negative produse de regimul nesinusoidal în sistemele electroenergetice sunt următoarele:

- creșterea pierderilor de putere activă în materialele conductoare, magnetice și dielectrice;
- supratensiuni de rezonanță armonică în rețelele electrice;
- apariția de supracurenți de rezonanță armonică;
- suprasolicitarea de durată a bateriilor de condensatoare;
- pierderi suplimentare, cupluri parazite și scăderea randamentului la mașinile rotative sincrone și asincrone;
- pierderi suplimentare și accentuarea fenomenului de saturare la transformatoare;
- perturbații funcționale la calculatoare, punți de redresare, convertoare;
- declanșarea intempestivă a circuitelor de protecție;
- sensibilitatea mai redusă și degradarea clasei de precizie la contoarele de inducție etc.

În continuare vor fi prezentate mai detaliat câteva din efectele mai sus enumerate.

2.3.1. Creșterea pierderilor de putere activă în elementele rețelei poluate armonic

Astfel dacă în regim sinusoidal pierderile în conductoare sunt:

$$P_{Cu} = 3 \cdot R \cdot I_1^2 \quad (2.30)$$

în regim nesinusoidal ele devin:

$$P_{Cud} = 3 \cdot R \cdot I^2 = 3 \cdot R \cdot I_1^2 \cdot (1 + \delta_I^2) > P_{Cu} \quad (2.31)$$

unde evident $1 + \delta_I^2 > 1$, deci $P_{Cud}/P_{Cu} > 1$.

Pierderile magnetice din miezul transformatoarelor sunt determinate de fenomenul de histerezis P_H și de curenții turbionari P_T . Pentru armonica de rang k acestea au expresia:

$$P_{Hk} = a_H \cdot f_k \cdot B_k^p, \quad P_{Tk} = a_T \cdot f_k^2 \cdot B_k^2 \quad (2.32)$$

unde $f_k = k \cdot f$, f fiind frecvența fundamentalei iar a_H , a_T constantele de material; p – exponent a cărei valoare depinde de natura materialului și are valori cuprinse între 1,5 și 2,5; B_k – valoarea maximă a inducției pentru armonica de rang k .

Dacă caracteristica magnetică a echipamentului se liniarizează, pierderile rezultă prin însumarea pierderilor pe fiecare armonică, adică;

$$P_{Fed} = \sum_{k=1}^{\infty} P_{Hk} + \sum_{k=1}^{\infty} P_{Tk} = a_H \sum_{k=1}^{\infty} f_k \cdot B_k^p + a_T \sum_{k=1}^{\infty} f_k^2 \cdot B_k^2 \quad (2.33)$$

Dacă se are în vedere că $B_k = cU_k/k$, unde U_k este amplitudinea tensiunii de rangul k iar c un coeficient de expresie $c = 1/2\pi N \cdot S \cdot f$, S fiind secțiunea transversală a miezului magnetic, N numărul de spire iar f frecvența, relația (2.33) devine:

$$P_{Fed} = a_H c^p \cdot f \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{U_k^p}{k^{p-1}} + a_T \cdot c^2 \cdot f^2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} U_k^2 > P_{Fe} \quad (2.34)$$

Pierderile în materiale dielectrice sunt localizate în principal în dielectricul condensatoarelor și în izolația cablurilor și liniilor electrice.

În cazul condensatoarelor pierderile dielectrice în regim deformant sunt de forma:

$$P_{cd} = \frac{\omega c}{2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} k \cdot U_k^2 \cdot \text{tg} \delta_k > P_c \quad (2.35)$$

iar în cazul liniilor electrice, în absența efectului Corona

$$P_{ld} = \frac{\omega l}{2} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} k \cdot C_k \cdot U_k^2 \cdot \text{tg} \delta_k > P_l \quad (2.36)$$

În relația (2.36) C_k este capacitatea de serviciu a liniei corespunzătoare armonicii de rang k . În anumite situații ($k \leq 40$), ($C_k \approx C_1 = C$).

2.3.2. Supratensiuni de rezonanță armonică

Dacă într-o rețea electrică apare o latură formată din elemente liniare R, L, C invariabile cu frecvența (Fig.2.3) iar tensiunea față de pământ al nodului M este nesinusoidală, adică $U_M = \sum U_k \sin(k\omega t + a_k)$, curentul electric de armonică k ce străbate această latură este determinat de relația:

$$\underline{I}_k = \frac{U_k}{Z_k} = \frac{U_k e^{j\omega k t}}{R + j \left(k\omega l - \frac{1}{k\omega C} \right)} \quad (2.37)$$

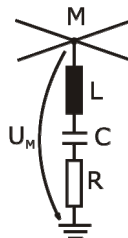


Fig.2.3. Latură de rețea cu elemente R, L, C.

Dacă în această latură este îndeplinită condiția de rezonanță armonică, adică $k\omega L = 1/k\omega C$, curentul armonic devine:

$$I_k = \frac{U_k e^{j a_k}}{R} \quad (2.38)$$

La bornele bobinei și ale condensatorului din latură apar supratensiuni de expresie:

$$\underline{U}_{Lk} = -\underline{U}_{Ck} = \frac{k\omega L}{R} \cdot U_k e^{-j(a_k + \frac{\pi}{2})} \quad (2.39)$$

supratensiuni ce pot periclita izolația bobinei și compromite dielectricul condensatorului.

2.3.3. Creșterea potențialului punctului neutru pentru conexiuni Y_0 ale transformatoarelor sau receptoarelor

Dacă rețeaua electrică prezintă regim nesinusoidal, la bornele înfășurării transformatorului având conexiunea Y_0 , sau receptorului în cauză (Fig.2.4) se aplică tensiuni armonice de rang multiplu de trei ($k=3p$) care sunt sinfazice. Pentru aceste armonici, neutrul rețelei (punctul comun al celor 3 înfășurări) apare cu un potențial față de pământ a cărui valoare depinde de raportul dintre impedanțele armonice ale laturii conexiunii Y_0 (Z_{3p}) și impedanța circuitului de nul (Z_{3p}^0).

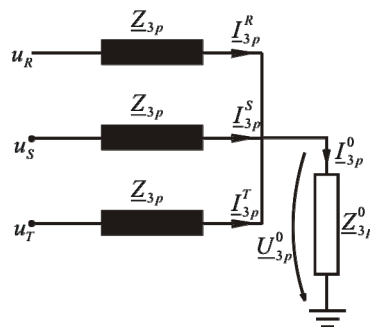


Fig.2.4. Montaj în stea cu conductor neutru legat la pământ.

Astfel dacă se consideră ca fază de referință faza R, se poate scrie:

$$\underline{U}_{3p} = \underline{I}_{3p} \cdot (Z_{3p} + 3Z_{3p}^0), \quad \underline{U}_{3p}^0 = 3\underline{I}_{3p} \cdot Z_{3p}^0$$

de unde rezultă:

$$\underline{I}_{3p} = \frac{\underline{U}_{3p}}{\underline{Z}_{3p} + 3\underline{Z}_{3p}^0}, \quad \underline{U}_{3p}^0 = \frac{\underline{U}_{3p}}{1 + \frac{\underline{Z}_{3p}}{3\underline{Z}_{3p}^0}} \quad (2.40)$$

Este posibil ca potențialul neutrului să devină aproape egal cu acela al fazei.

2.3.4. Supracurenți de rezonanță armonică

Supracurenții de rezonanță armonică pot apare în circuitele consumatorilor sau pe laturile longitudinale ale rețelelor. Prima situație apare atunci când pe barele de alimentare ale unui consumator industrial (Fig.2.5) sunt racordați consumatori neliniari (surse de armonici), consumatori liniari și baterii de condensatoare. Pentru armonice de rang k schema echivalentă armonică a rețelei se prezintă ca în Fig.2.6.

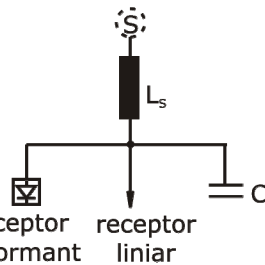


Fig.2.5. Rețea electrică ce alimentează un consumator liniar și altul neliniar.

Curentul armonic \underline{I}_{ck} ce străbate circuitul bateriei de condensatoare are expresia:

$$\underline{I}_{ck} = \frac{\underline{I}_k}{\frac{k^2 \cdot \omega_1^2 \cdot C \cdot \lambda - 1}{k^2 \cdot \omega_1^2 \cdot C \cdot \lambda} - \frac{j}{R \cdot k \cdot \omega_1^2 \cdot C}} \quad (2.41)$$

unde $\lambda = \frac{L \cdot L_s}{L + L_s}$.

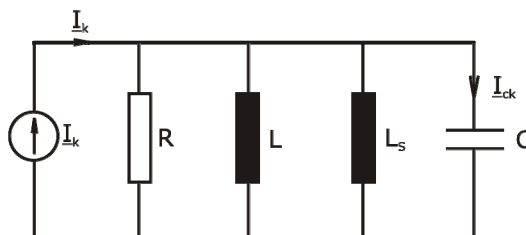


Fig.2.6. Schema electrică echivalentă a rețelei din Fig.2.5.

Dacă armonica k satisface condiția $k^2 \cdot \omega_1^2 \cdot C \cdot \lambda = 1$, adică aceea de rezonanță armonică, intensitatea curentului electric prin bateria de condensatoare are expresia:

$$I_{Ck} = j \cdot I_k \cdot R \cdot C \cdot k \cdot \omega_1 = j \cdot I_k \cdot R \cdot C \cdot \omega_1 \cdot \sqrt{\frac{S_{sc}}{Q} \cdot \frac{L + L_s}{L}} \quad (2.42)$$

În relația (2.42), S_{sc} este puterea de scurtcircuit, pe frecvența fundamentală, pe barele consumatorului, Q – puterea reactivă, pe frecvența fundamentală, a bateriei de condensatoare conectată la aceleași bare, R – rezistența, L – inductivitatea consumatorului, L_s – inductivitatea sistemului.

Este evident că $I_{Ck} > I_k$, putând distruge bateria de condensatoare.

2.3.5. Suprasolicitarea de durată a bateriilor de condensatoare

Dacă curbele tensiunilor de alimentare dispun de armonica de rang k , notată U_k , atunci curenții de rang k ce parcurg condensatoarele laturilor bateriei au valorile efective:

$$I_k = U_k \cdot C \cdot \omega \cdot k / \sqrt{2} \text{ în cazul conectării în stea a bateriei și}$$

$$I_k = \sqrt{3} \cdot U_k \cdot C \cdot \omega \cdot k / \sqrt{2} \text{ în cazul conectării în triunghi.}$$

Din analiza relațiilor scrise se constată că dacă γ_k este nivelul armonicii de tensiune U_k , nivelul armonicii de curent I_k este $k \cdot \gamma_k$ în cazul conexiunii în stea și $\sqrt{3} \cdot k \cdot \gamma_k$ în cazul celei în triunghi.

Prin urmare condensatorul amplifică regimul nesinusoidal din curba tensiunii de alimentare în curba de curent absorbit. Este posibil ca valoarea curentului prin baterie să depășească valoarea admisibilă iar bateria să se deterioreze.

2.4. Limitarea regimului nesinusoidal. Filtre de armonici

Dacă în urma analizei experimentale a regimului nesinusoidal dintr-un nod al rețelei (sau sistemului electroenergetic) se constată depășirea valorilor admise ale distorsiunilor este necesar a se lua măsuri pentru reducerea nivelului armoniilor. Aceste măsuri vizează:

- reducerea curenților armonici produși de consumatorii neliniari;
- modificarea răspunsului în frecvență a sistemului în acel nod prin adoptarea unor scheme de alimentare și instalații cu parametri corespunzători;
- utilizarea unor instalații specializate de limitare a circulației curenților armonici.

2.4.1. Metode și mijloace de limitare a regimului deformant

Înainte de a trece la prezentarea filtrelor de armonici în Fig.2.7 se face o prezentare sintetică a metodelor și mijloacelor de limitare a regimului deformant. De menționat că prin modificarea răspunsului în frecvență al rețelei în nodul de interes se urmărește de fapt deplasarea frecvenței de rezonanță a ansamblului rețea – baterie de condensatoare, față de frecvența curenților armonici.

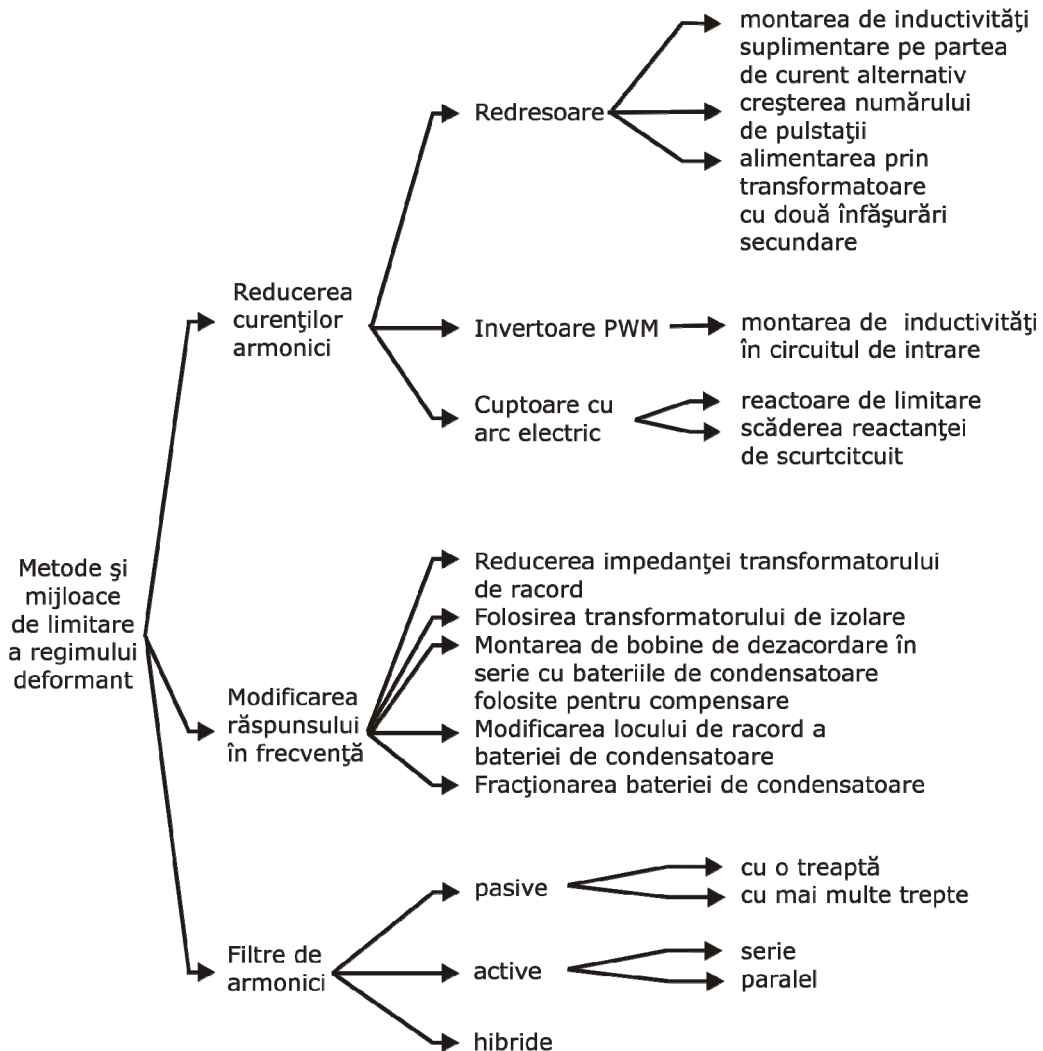


Fig.2.7. Metode și mijloace pentru limitarea efectelor regimului deformant – prezentare sintetică.

Deoarece rolul cel mai important în limitarea circulației de curenți armonici îl au filtrele, în continuare se va face o descriere detaliată a acestora.

2.4.2. Filtre de armonici

Filtrele de armonici pot fi *pasive*, *active* sau *hibride*.

2.4.2.1. Filtre pasive

Prezintă circuite cuadripolare pasive a căror constantă de atenuare este mică în anumite intervale de frecvență, numite intervale sau benzi de trecere; în celelalte intervale de frecvență, numite de eliminare sau benzi de oprire, constanta de atenuare este foarte mare. Ele pot fi formate din una sau mai multe secțiuni de filtrare legate în lanț. Există mai multe criterii de clasificare a filtrelor pasive. Unul ține cont de principiul de funcționare, din acest punct de vedere existând filtre cu *refulare* (refulante) sau cu *absorbție* (absorbante). Alt criteriu ține cont de poziția ocupată de benzile de trecere sau de oprire în spectrul de frecvență. Din acest punct de vedere se deosebesc filtre trece-jos, trece-sus, trece-bandă, oprește-bandă și filtre pieptene.

a) *Filtre refulante*. Se prevăd pentru protejarea unui anumit element față de curenții armonici, el prezentând o impedanță ridicată pentru o anumită frecvență, deci curenții armonici de frecvența respectivă nu pot străbate filtrul. Ele se realizează practic cu circuite LC serie sau paralele.

În acest caz, în serie cu bateria de condensatoare se leagă o bobină de reactanță X_b . Valoarea acestei reactanțe se alege astfel încât circuitul rezultat să aibă caracter capacitiv pentru frecvențe mai mici decât frecvența de rezonanță, inclusiv fundamentală, iar la frecvențe superioare să prezinte caracter inductiv (Fig.2.8).

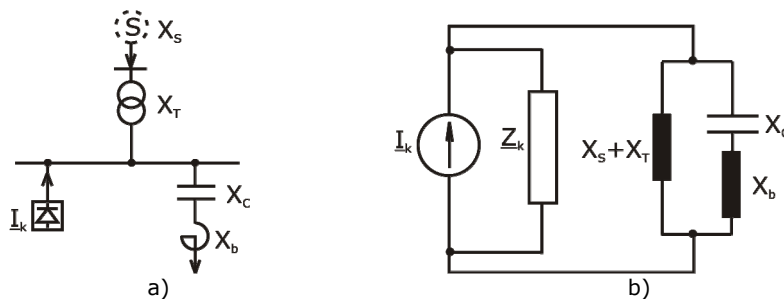


Fig.2.8. Dispunerea filtrului refulant: a) schema principală; b) schema electrică echivalentă.

Aceste condiții sunt îndeplinite dacă:

$$k_m \cdot X_b - \frac{X_C}{k_m} \geq \frac{X_C}{k_m} \text{ sau } X_b \geq \frac{2X_C}{k_m^2} \quad (2.43)$$

unde X_b , X_C corespund fundamentalei iar k_m este rangul minim al armonicilor superioare nedorite.

În ipoteza simplificatoare că filtrul corespunzător armonicii de rang k absoarbe numai fundamentală curentului și armonică I_k , se pot defini caracteristicile principale ale filtrului (pe fază). Astfel:

– reactanța bobinei la rezonanță:

$$X_b = \frac{X_C}{k^2} \quad (2.44)$$

unde $X_b = \omega_1 \cdot L_B$ iar $X_C = 1/\omega_1 \cdot C$ sunt reactanțele corespunzătoare fundamentalei;

– curentul absorbit este dat de relația:

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_k^2} \quad (2.45)$$

având curentul pe fundamentală:

$$I_1 = U_1 \cdot \frac{a}{X_{filtru}} \quad (2.46)$$

unde X_{filtru} este reactanța filtrului pe fundamentală, iar a este coeficientul de supratensionare, definit de relația:

$$a = \frac{k^2}{k^2 - 1} \quad (2.47)$$

Acest coeficient exprimă creșterea tensiunii pe fundamentală la bornele condensatorului din componența filtrului, față de tensiunea nodului în care acesta este instalat.

- tensiunea la bornele condensatorului:

$$U_C = \sqrt{U_{C1}^2 + U_{Ck}^2} \quad (2.48)$$

unde $U_{C1} = a \cdot U_1$ iar $U_{Ck} = I_k/k \cdot X_C$;

- puterea condensatoarelor: $Q_C = Q_{C1} + Q_{Ck} = U_1^2 \cdot a^2 / X_C$ și $Q_{Ck} = I_k^2 \cdot k \cdot X_C$

- puterea disponibilă la bornele filtrului pentru compensarea factorului de putere:

$$Q_1 = U_1 \cdot I_1 = U_1^2 \cdot \frac{a^2}{X_C} \quad (2.49)$$

- caracteristica de frecvență a filtrului reprezintă variația admitanței acestuia în funcție de frecvență, conform relației:

$$Y = \frac{1}{\frac{1}{\omega C} - \omega L_b} \quad (2.50)$$

b) *Filtre de absorbție*. Prezintă o impedanță aproape nulă față de una sau mai multe frecvențe, astfel încât armonicile respective sunt practic scurtcircuitate și deci circulația curenților armonici în elementele rețelei este redusă. Aceste filtre sunt utilizate atunci când curenții armonici sunt cunoscuți cu suficientă precizie.

Cel mai simplu filtru realizat în practică este filtrul *trece-bandă de ordinul 1* care constă din condensatoare conectate în serie cu bobine de reactanțe (Fig.2.9). Elementele filtrului sunt astfel calculate încât să prezinte rezonanță serie pentru armonicile superioare prezente pe barele consumatorului.

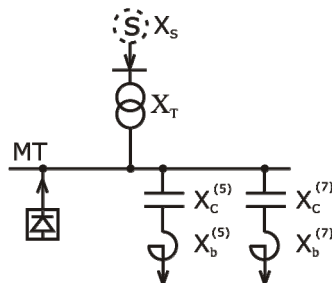


Fig.2.9. Filtru absorbant pentru armonicile de curent de rang 5 și 7.

Filtrele de absorbție se dimensionează începând cu armonica de rangul cel mai mic (obișnuit rangul 5). De exemplu, în cazul stațiilor de redresare de mare putere poate rezulta ca necesară instalarea a câte unui filtru absorbant pentru armonicile 5, 7, 11 și 13. Mai întâi se va instala filtrul pentru armonica 5, se va urmări spectrul armonicilor și apoi se va instala filtrul pentru armonica următoare, 7 ș.a.m.d.

Filtrarea simultană a două sau trei armonici se realizează cu filtre FTB de ordinul 2 sau 3 (Fig.2.10).

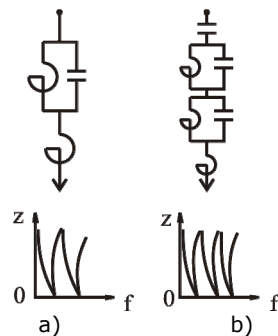


Fig.2.10. Filtre absorbante de ordinul: a) 2 și b) 3.

La stabilirea valorilor parametrilor electrici ai elementelor filtrelor absorbante trebuie avută în vedere analiza armonică a undelor de tensiune și curent în nodul de racord al consumatorului, precum și situația compensării puterii reactive. Cele două aspecte - diminuarea regimului deformant și compensarea puterii reactive nu pot fi privite separat, ci într-o strânsă interdependență. Odată stabilită puterea reactivă de compensare Q_C necesară a fi instalată în bateriile de condensatoare, aceasta se poate împărți în două: o parte în filtre, cealaltă în bateria de compensare propriu-zisă.

Este posibilă și o a doua variantă și anume repartizarea întregii puteri reactive în filtre. Există mai multe metode de repartizare a puterilor pe filtre, dintre care se menționează [38], [64]: metoda cheltuielilor minime și metoda puterii minime instalate a bateriilor de condensatoare.

La dimensionarea propriu-zisă a principalelor elemente ale unui filtru absorbant se parcurg următoarele etape:

- stabilirea valorilor capacităților elementelor de filtrare, circuite rezonante serie;
- calcularea inductivităților, folosind condiția de rezonanță pentru fiecare circuit în parte;
- verificarea formării circuitelor rezonante derivație între filtrul absorbant și rețea,
- calculul coeficientului de distorsiune a undei de curent (sau de tensiune) pe bara de racord, corespunzător funcționării cu filtrul instalat;
- calculul solicitării elementului filtrului la supratensiuni și la suprasarcini.

Astfel, dacă se consideră cel mai simplu filtru absorbant, FTB de ordinul 1, valoarea capacității C a filtrului poate fi determinată astfel:

- pentru situația în care circuitul filtrului are ca principal rol acela de filtrare, capacitatea se determină din condiția ca puterea reactivă a condensatorului, Q_C să fie minimă. Astfel:

$$Q_C = \omega_1 \cdot C \cdot U_{C1}^2 + \frac{I_k^2}{\omega_1 k C} \quad (2.51)$$

Efectuând derivata $\partial Q_C / \partial C$, egalând-o cu zero și înlocuind pe U_{C1} cu $U_1 \cdot k^2 \cdot (k^2 - 1)$, se obține:

$$C_{min} = \sqrt{\frac{1}{k}} \cdot \frac{k^2 \cdot I_k}{(k^2 - 1) \cdot U_1 \cdot \omega_1} \quad (2.52)$$

Dacă puterile reactive debitate de condensator pe fundamentală, respectiv pe armonica de ordinul k se află în raportul $k_1 = \frac{Q_{C1}}{Q_{Ck}} > 1$ capacitatea bateriei se calculează cu relația [3]:

$$C_{min} = \sqrt{\frac{k_1}{k}} \cdot \frac{k^2 \cdot I_k}{(k^2 - 1) \cdot U_1 \cdot \omega_1} \quad (2.53)$$

Această relație este cunoscută sub denumirea de formula lui Hoffman;
– pentru cazul în care filtrul este utilizat și la compensarea puterii reactive se impune ca pe frecvența fundamentală a curentului, Q_{C1} să fie menținută la valoarea nominală Q_{Cn} , adică:

$$Q_{Cn} = \frac{U_1^2}{X_{C1} - X_{L1}} = \frac{U_1^2 \cdot \omega_1 \cdot C}{1 - \omega_1^2 \cdot L \cdot C} = \frac{k^2 \cdot U_1^2 \cdot \omega_1 \cdot C}{k^2 - 1} \quad (2.54)$$

de unde rezultă capacitatea C a filtrului.

Cunoscându-se capacitatea filtrului, se trece la calculul inductivității L a acestuia din condiția de rezonanță pe armonica k , adică:

$$L = \frac{1}{C \cdot k^2 \cdot \omega_1^2} \quad (2.55)$$

În cazul când se folosește un filtru absorbant cu mai multe trepte de filtrare ($k=5,7,11,\dots,m$), determinarea capacităților $C^{(k)}$ se efectuează din condiția ca puterea reactivă totală a condensatoarelor să fie minimă, iar aceea produsă pe fundamentală de întreg filtrul să fie constantă (impusă) Q_{Cn} , adică:

$$Q_C = \sum_{k=5,7}^m \left[U_{C1}^2 \cdot \omega_1 \cdot C^{(k)} + \frac{I_k^2}{k \cdot \omega_1 \cdot C^{(k)}} \right] = \min \quad (2.56)$$

$$Q_{Cn} = \sum_{k=5,7}^m \frac{U_1^2}{X_{C1}^{(k)} - X_{L1}^{(k)}} = \sum_k \frac{k^2}{k^2 - 1} U_1^2 \omega_1 C^{(k)}$$

Pentru rezolvarea sistemului (2.56) se utilizează metoda multiplicatorului lui Lagrange. În acest scop se formează suma: $\sigma = Q_C + \lambda Q_{Cn}$, se efectuează derivatele parțiale $\partial \sigma / \partial C^{(k)}$ egalându-le cu zero. Se obțin astfel ecuațiile:

$$a^2 \cdot U_1^2 \cdot \omega_1 - \frac{I_k^2}{k \cdot \omega_1 C^{(k)2}} + \lambda \cdot \frac{k^2}{k^2 - 1} \cdot U_1^2 \cdot \omega_1 = 0 \quad (k = 5, 7, 11, \dots) \quad (2.57)$$

de unde rezultă:

$$C^{(k)} = \frac{I_k}{\omega_1 \cdot U_1} \sqrt{\frac{1}{k \cdot a \cdot (a + \lambda)}} \quad (2.58)$$

unde λ se determină înlocuindu-l pe $C^{(k)}$ în relația lui Q_{Cn} (2.56).

2.4.2.2. Filtre active

Sunt cunoscute sub denumirea de APLC – *Active Power Line Conditioners* sau AHC – *Active Harmonic Conditioners* [65].

Principiul de funcționare al acestor filtre diferă de cel al filtrelor pasive, soluționarea problemei realizându-se în timp și nu în frecvență. Ca urmare ele injectează în sistem unde armonice (de tensiune sau de curent) de valoare egală, dar de semn contrar cu cele existente. Principial filtrele active sunt alcătuite dintr-un element de înmagazinare a energiei (condensator sau bobină), un convertor static de frecvență (PWM) și un filtru necesar pentru adaptarea la regimul de funcționare. Ele pot fi amplasate lângă consumatorii neliniari sau la furnizorul de energie, în serie sau în paralel cu sursa de perturbații armonice. Realizarea filtrelor active a fost posibilă datorită progreselor obținute în tehnologia componentelor electronice de putere, în special a tiristoarelor GTO [16] și a tranzistorelor cu poartă izolată IGBT. Acestea permit comutația forțată a curentului și furnizează forme de undă corespunzătoare deformării semnalelor din sistem.

În Fig.2.11 se indică schema monofilară și principiul de funcționare a unui filtru activ de tip paralel. Se poate constata că filtrul furnizează diferența dintre curentul absorbit de sarcina neliniară și curentul sinusoidal de alimentare.

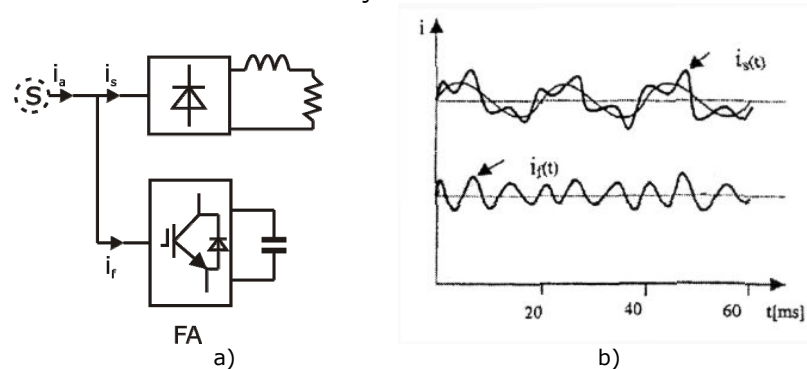


Fig.2.11. Filtru activ paralel: a) schema monofilară, b) principiul de funcționare.

Similar cu filtrele active paralel se pot realiza și filtre active serie, care urmăresc eliminarea armonicilor de rang superior ale tensiunii: practic aceste filtre măresc impedanța văzută de curenții armonici injectați de sistem prin controlul tensiunii sale de ieșire.

Pentru a mări eficiența filtrelor active se propune utilizarea simultană a celor două tipuri: serie și paralel (Fig.2.12).

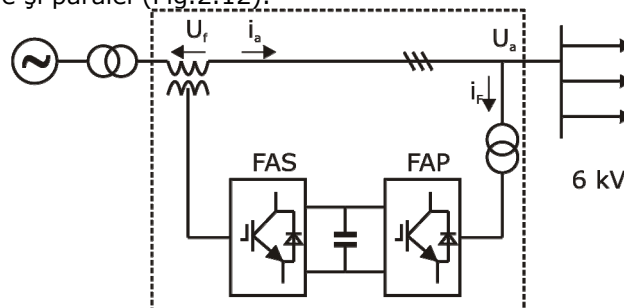


Fig.2.12. Integrarea filtrelor active tip serie (FAS) și paralel (FAP).

2.4.2.3. Filtre mixte

Foarte utile, filtrele active sunt încă actualmente destul de costisitoare, motiv pentru care pătrunderea lor în sistemele electroenergetice este destul de restrânsă. O soluție economică de realizare a filtrelor de armonici o reprezintă filtrele mixte care reunesc la un loc filtrele pasive și pe cele active. În acest sens în Fig.2.13 se prezintă schema principală a unui filtru mixt alcătuit dintr-un filtru activ serie și trei filtre pasive paralel (două acordate pe armonicile 5 și 7, al treilea filtru trece-sus).

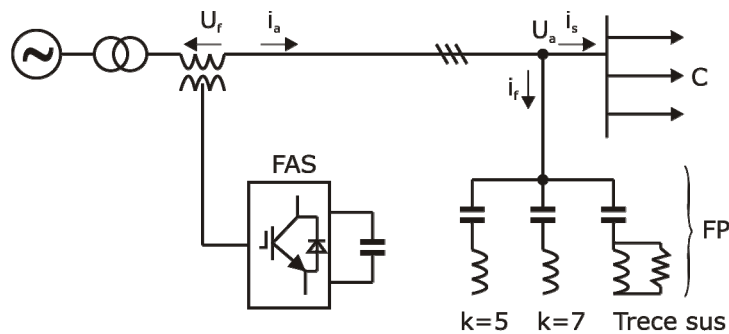


Fig.2.13. Utilizarea simultană a unui filtru activ serie (FAS) și a unui filtru pasiv paralel (FP).

Avantajul esențial al acestui filtru constă în aceea că puterea filtrului activ este mică, deci și costul va fi relativ scăzut.

2.5. Normative privind limitarea regimului deformant

Normativul ce privește limitarea regimului deformant valabil în țara noastră este PE 143/2001. Prevederile sale sunt în mare măsură corelate cu prevederile standardului european EN 50160. În continuare se prezintă atât limitele nivelurilor de compatibilitate impuse de PE 143 cât și metodele prevăzute de acesta pentru determinarea armonicilor [119].

Tabelul 2.2. Niveluri de compatibilitate ale tensiunilor armonice (% din tensiunea nominală) pentru rețelele JT și MT (conform CEI 1000-3-6)

Rang impar nu multiplu de 3		Rang impar multiplu de 3		Rang par	
Rang h	Tensiunea armonică %	Rang h	Tensiunea armonică %	Rang h	Tensiunea armonică %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	>21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
>25	$0,2+1,3*25/h$				

Notă: Factorul de distorsiune armonică totală: 8%.

Nivelurile de compatibilitate sunt valori de referință care permit coordonarea emisie și imunitatea echipamentelor făcând parte, sau fiind alimentate de o aceeași rețea, astfel încât să se asigure compatibilitatea electromagnetică (CEM) în ansamblul sistemului, rețeaua propriu zisă și consumatori. Furnizorul nu poate garanta nivelurile în toate punctele rețelei și în orice moment. De aceea este dorit ca nivelurile de compatibilitate să fie evaluate pe ansamblul rețelei; nu există o metodă de evaluare într-un punct specific.

Nivelurile de compatibilitate ale tensiunilor armonice, pentru rețelele JT și MT sunt prezentate în Tabelul 2.2.

2.5.1. Mod de abordare

Modul de abordare propus pentru a evalua dacă o sarcină deformantă este acceptabilă depinde de *puterea contractată de consumator, puterea instalațiilor care produc armonici și caracteristicile rețelei*. Obiectivul este de a limita injecția, datorită sarcinii totale a utilizatorilor individuali, la niveluri care să nu conducă la o deformare a curbei tensiunii peste nivelurile de planificare. În cadrul normativului [98] sunt definite *trei stadii de evaluare* (Fig.2.14) care se pot realiza secvențial și independent. În Fig.2.14 sunt indicate relațiile din care se determină mărimile indicate.

În Fig.2.14 au fost utilizate următoarele notații:

S_i - puterea contractată a utilizatorului i ;
 S_{scc} - valoarea convențională a puterii de scurtcircuit în punctul de racordare;
 S_{DWi} - puterea deformantă estimată a utilizatorului i ;
 I_{hi} - valoarea efectivă a curentului de armonică h al utilizatorului i ;
 I_i - valoarea efectivă a curentului de armonică fundamentală a utilizatorului i ;
 i_h - valoarea limită admisă pentru stadiul 1 pentru armonică de rang h ;
 L_{Uh} - nivelul planificat al perturbației pe curba de tensiune, pentru armonică de rang h , în punctul de racordare (limita planificată);
 G_{Uh} - nivelul admis al contribuției totale (globale) a utilizatorilor conectați în rețeaua analizată, pentru armonică de rang h , pe curba de tensiune, valoare ce poate fi împărțită;
 E_{Uhi} - cota din nivelul G_{Uh} care este alocată utilizatorului i , pentru armonică de rang h , pe curba de tensiune (emisie alocată);
 E_{Ihi} - cota de emisie, pe curba de curent electric, care este alocată utilizatorului i , pentru armonică de rang h ;
 Z_h - impedanța armonică pentru armonică de rang h ;
 U_h - nivelul real al perturbației armonice de rang h în punctul de racord, pe curba de tensiune.

Stadiul 1: evaluarea simplificată a emisie perturbatoare

În general se admite de către furnizor ca utilizatorii să instaleze aparate mici fără evaluarea specifică a emisie armonice. Limitarea emisiilor cade în sarcina constructorilor de aparate.

Astfel, CEI 1000-3-2, indică limitele de emisie pentru o familie de produse racordate la rețelele de JT. *Nu există* în prezent normă CEI de emisie pentru *echipamentele racordate direct la MT*.

Dacă sarcina deformantă totală (sau puterea contractată a utilizatorului) este mică în raport cu puterea de scurtcircuit în punctul comun de cuplare (PCC), nu ar mai fi necesară o procedură de evaluare mai detaliată.

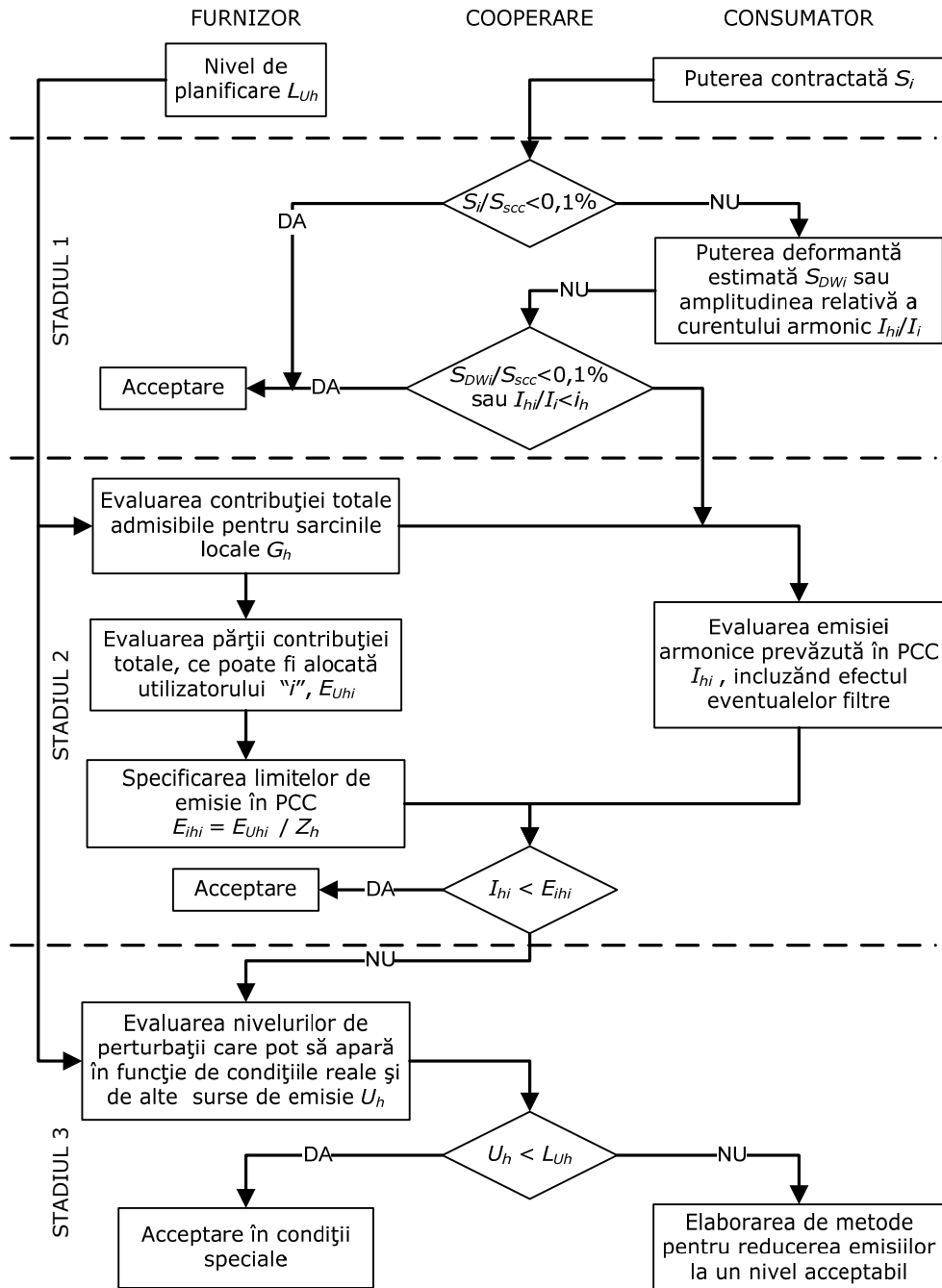


Fig.2.14. Algoritm de evaluare a emisiilor poluante.

Stadiul 2: limitele de emisie în funcție de caracteristicile efective ale rețelei

Dacă o sarcină nu satisface criteriile stadiului 1, se convine evaluarea caracteristicilor specifice ale echipamentelor producătoare de armonici în același timp cu capacitatea de absorbție a rețelei. Nivelul perturbator alocabil se deduce din nivelurile de planificare și este împărțit între utilizatori în funcție de puterea lor contractată (individuală) raportată la puterea totală disponibilă a rețelei. La atribuirea nivelurilor de planificare utilizatorilor industriali individuali în MT este de dorit să se țină seama și de nivelul de perturbație rezultat de la rețelele de tensiune mai ridicată.

În principiu, într-o astfel de abordare, dacă rețeaua este la plină sarcină și dacă toți utilizatorii injectează la limita lor individuală, nivelul total al perturbațiilor este egal cu nivelul de planificare.

Stadiul 3: acceptarea unor niveluri de emisie mai ridicate cu titlu excepțional și temporar

În unele cazuri particulare, un utilizator poate emite perturbații care depășesc limitele de bază aprobate în stadiul 2. Utilizatorul și furnizorul pot atunci să se pună de acord asupra unor condiții speciale care să facă posibilă racordarea, fără a depăși însă nivelul planificat în rețeaua de alimentare. Pentru determinarea acestor condiții particulare este necesară efectuarea unor studii aprofundate ale caracteristicilor efective actuale și viitoare ale rețelei.

2.5.2. Responsabilități

Utilizatorul este responsabil de menținerea emisiilor pe care le produce în PCC sub limitele stabilite de furnizor. De asemenea, utilizatorul trebuie să țină seama - la montarea de filtre și condensatoare - de armonicile preexistente în rețeaua de alimentare și să asigure posibilitatea de absorbție a acestora.

Furnizorul este responsabil de controlul global al nivelurilor de perturbație în condiții normale de exploatare, în conformitate cu reglementările naționale. El trebuie să furnizeze caracteristicile rețelei care permit evaluările necesare. Procedura de evaluare este concepută astfel încât emisiile armonice provenind de la utilizator să nu provoace depășirea nivelurilor de planificare și, eventual, a celor de compatibilitate a tensiunilor armonice pe ansamblul rețelei. Totuși, nu se garantează că abordarea recomandată va evita în toate cazurile depășirea acestor niveluri. În sfârșit, *furnizorul și utilizatorul* vor colabora (coopera), dacă este necesar să fie identificată o metodă optimă de reducere a emisiilor. Studiul și alegerea legate de metodă rămân în responsabilitatea *furnizorului*.

2.5.3. Măsurarea armonicilor

Măsurarea armonicilor de tensiune și curent se va face conform recomandării CEI 1000-4-7 și în conformitate cu SR CEI 61000-4-7 care impune anumite condiții pentru modul de măsurare a armonicilor ca și pentru aparatele de măsurare, în cazul rețelelor de alimentare și pentru echipamentul conectat la acestea.

Principalele reglementări ale acestora sunt:

- Clasă de exactitate A, pentru a permite măsurarea emisie, conform IEC 555-2

Erorile maxime admisibile la măsurare:

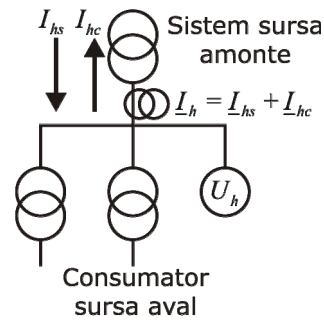
Tensiune	$U_m \geq 0,01 \cdot U_N$	$0,05 \cdot U_m$
	$U_m < 0,01 \cdot U_N$	$0,0005 \cdot U_N$

Curent electric	$I_m \geq 0,03 \cdot I_N$	$0,05 \cdot I_m$
	$I_m < 0,03 \cdot I_N$	$0,0015 \cdot I_N$

unde indicele "m" se referă la valori măsurate, iar indicele "N" la valori nominale.

- Tensiunile nominale de intrare ale echipamentului cu care se măsoară vor fi 230, 400, 100, $100/\sqrt{3}$ V;
- Circuitul de intrare de curent electric pentru măsurători directe adaptat la 0,1; 0,2; 0,5; 1; 2; 5; 10; 16 A. Aparatul trebuie să suporte permanent $1,2 \cdot I_N$ și $10 \cdot I_N$ timp de o secundă, fără să apară deteriorări;
- Circuitul de intrare de curent electric pentru măsurători indirecte adaptat la cleștii de măsurare. Exactitatea măsurătorii trebuie asigurată pentru o valoare a curentului cuprinsă între 0,1% și 110% din curentul nominal al cleștelui;
- Eșantionarea în fereastra temporală se consideră indicată a fi 256 ... 1024 linii spectrale; pentru prelucrarea cu FFT numărul minim de eșantionare este 128;
- Aparatul trebuie să permită mai multe moduri de operare:
 - comandat (FFT este realizat pe baza eșantioanelor dintr-o singură fereastră; rezultatele sunt memorate intern);
 - funcționare continuă (de ex. interval de măsurare 1 minut, memoria internă permite o memorare internă a rezultatelor, de ex. 5000 ferestre);
 - funcționare continuă și memorare la depășire.
- Aparatele trebuie să asigure afișare numerică și grafică, pe imprimantă, o interfață paralel și/sau serie pentru conectarea la calculator, o unitate floppy-disk sau la un echipament de înregistrare;
- Ferestrele de timp trebuie să fie $T_N = (0,1 \dots 0,5)$ s, între ferestre putând fi pauze;
- Intervalul de măsurare: interval foarte scurt $T_{vs} = 3$ s;
- Intervalele de urmărire asigurate trebuie să fie:
 - interval foarte scurt $T_{vs} = 3$ s;
 - interval scurt $T_{sh} = 10$ min;
 - interval lung $T_l = 1$ h;
 - interval zilnic $T_d = 24$ h;
 - interval săptămânal $T_{wk} = 7$ zile;
- Aparatul trebuie să aibă asigurată corelarea permanentă cu frecvența rețelei, sincronizarea fiecărei ferestre de măsurare la trecerea prin zero a tensiunii pe faza A;
- Prin software de firmă trebuie să determine atât valoarea maximă a THD și a nivelului de armonici, cât și valorile cu probabilitate de realizare 95% și 99%;
- Este important să existe posibilitatea de limitare a analizei armonice la valori ale curentului de sarcină sub o anumită valoare (de ex. sub $0,3 \cdot I_{contractat}$) sau să facă o ponderare cu raportul dintre curentul consumat și cel contractat;

- Pentru a permite o analiză completă aparatul trebuie să înregistreze – pentru fiecare armonică și fiecare mărime achiziționată – valoarea efectivă, defazajul acesteia în raport cu o origine definită, puteri active pe armonici (la cerere);
- Să asigure filtrarea armonicilor peste rangul 50.

Fig.2.15. Determinarea aportului I_h al consumatorului.

Este absolut necesară verificarea indicațiilor aparatului de analiză pe mai multe căi.

Aparatul de măsurare va trebui să indice valoarea absolută a curenților armonici la ferestre alăturate de măsurare.

Perioada de referință este o săptămână în timpul căreia se măsoară curenți armonici în perioade consecutive de 10 min. Aceste valori de 10min, notate I_{10min} sunt calculate ca media pătratică a valorilor de 3 secunde (I_{3s}) care sunt la rândul lor medii pătratice ale rezultatelor FFT, efectuate pe ferestre de calcul de (100.....500)ms.

Calculul lui $I_{h99\%}$ se face pe baza valorilor I_{10min} .

Această măsurătoare trebuie să se facă sezonier. Se poate astfel determina perioada de emisii maxime.

Puterea de referință rămâne însă permanent aceeași.

Curentul armonic se măsoară pe toate cele trei faze. Dacă rețeaua este dezechilibrată se reține valoarea maximă la 99%.

Pentru tensiunile armonice măsurarea se face pentru tensiunea de linie (între faze), iar dacă rețeaua este dezechilibrată se ia tensiunea maximă.

În cazul în care livrarea energiei electrice la un consumator se face în mai multe puncte, măsurarea curenților armonici emiși de instalații se face pentru fiecare PCC în care este racordat consumatorul. Separarea curentului armonic injectat la consumator, din curentul sumă fazorială a curentului armonic datorat sistemului I_{hs} și cel al consumatorului I_{hc} , deoarece încă nu există un aparat care să facă acest lucru automat, se va realiza prin una din următoarele metode de măsurare:

– metoda puterilor active.

Se verifică faptul că:

- inductivitatea de scăpări a transformatorului coborâtor nu este în rezonanță cu capacitatea tuturor condensatoarelor și a cablurilor instalate în aval (controlul se face prin calcularea impedanței);
- nivelul de tensiune armonică din amonte este destul de redus;
- curentul armonic măsurat circulă dinspre aval spre amonte (sursă predominantă în aval).

Se va verifica atent sensul de tranzit al puterii.

Pentru identificarea sensului de propagare a puterii armonice se utilizează semnul puterii active armonice. Un semn negativ indică o emisie în aval de punctul de măsurare. Metoda este exactă dar nu este larg aplicabilă întotdeauna deoarece, dacă puterea este mică, pot apare erori de măsurare.

– *metoda puterilor armonice activă și reactivă.*

Se va aplica pentru armonici de rang mic. Sunt necesare două măsurători ale puterii, în amonte și în aval de transformator.

Dacă puterile activă și reactivă, măsurate în amonte și aval de transformator sunt negative și dacă defazajul între tensiunea și curentul armonic este practic același, curentul armonic este sigur emis din aval de transformator, consumatorul fiind practic sursa de armonici, deci circulația de curenți armonici se face dinspre consumator spre rețea.

– *metoda dublei regresii*, utilizând variațiile simultane, în modul și fază, ale tensiunii armonice și ale curentului armonic. Evident în acest caz măsurătorile trebuie efectuate de personal specializat.

2.6. Aplicarea tehnicii fuzzy la studiul regimului deformant

Pe lângă normativele menționate anterior, există numeroase reglementări elaborate de diverse organizații ce fac referire la indicatorii regimului deformant. Astfel, EURELECTRIC a emis în Februarie 2002 documentul *Power Quality In European Electricity Supply Networks* în care, pe lângă alte elemente prezentate, se face referire și la influența regimului deformant asupra echipamentelor consumatorilor și a elementelor de rețea în funcție de valorile coeficientului total de distorsiune THD. Coroborând prevederile acestui normativ, cu cele ale PE 143/2001, se poate face o abordare fuzzy a regimului nesinusoidal.

Logica fuzzy constituie o formă de reprezentare și operare cu seturi de cunoștințe vagi. Ea face parte din domeniul inteligenței artificiale și a fost dezvoltată ca o extensie a logicii bivalente. Propozițiile și raționamentele în logica fuzzy nu sunt considerate ca fiind în totalitate adevărate sau false.

2.6.1. Teoria mulțimilor fuzzy

2.6.1.1. Introducere

Teoria mulțimilor fuzzy (vagi) a fost propusă în anul 1965 de Lotfy Zadeh, profesor la University of California – Berkley, ca o încercare de generalizare a teoriei mulțimilor clasice. După cum explica chiar autorul „Tehnica fuzzy este un mijloc de calcul care folosește cuvinte, noțiuni semantice – *mai mare, mai mic, mai înalt sau mai scund*. De exemplu, *mic* poate fi înmulțit cu *puțin* și adunat la *mare* sau *rece* poate fi adunat la *mai cald* pentru a obține ceva intermediar”. La început teoria a fost privită cu neîncredere și chiar cu ostilitate și au fost necesari aproape 20 de ani până să se impună. În prezent această teorie este aplicată în extrem de diverse domenii științifice și tehnologice. Ea a devenit un instrument util în modelarea raționamentelor umane, respectiv a incertitudinilor care caracterizează procesul de gândire umană [50].

Raționamentele (inferențele) clasice operează cu mărimi bine determinate (cu numere) și cu proprietăți ale căror valori de adevăr pot fi doar „fals” (notat adesea cu 0) și „adevărat” (notat cu 1). Cu alte cuvinte logica clasică este o logică în care sunt admise doar două valori de adevăr (logică binară sau bivalentă).

Modul de gândire uman este nuanțat, utilizând reprezentări calitative și termeni lingvistici și mai puțin simboluri discrete și numere, făcând posibilă inferența pe baza unor mărimi cunoscute doar aproximativ, sau pe baza unor mărimi cu sens vag imprecis. În descrierea curentă a unor procese se folosesc propoziții ca „tensiunea este înaltă”, „presiunea este mică” etc. Deși aceste enunțuri sunt vagi, pentru că nu precizează valori exacte ale tensiunii sau presiunii (ca de exemplu 108 kV sau 2 Pa), ele reprezintă totuși informații utile. În procesul gândirii noțiunile (elemente, obiecte), conțin o anumită nedeterminare iar propozițiile și raționamentele constituite pe baza acestor noțiuni au un grad de imprecizie, putând fi nici perfect adevărate, nici cu totul false. Pentru cuantificarea lor, în 1975, Lotfy Zadeh a propus conceptul de variabilă lingvistică sau fuzzy. În viziunea lui acestea erau mai degrabă noțiuni semantice (cuvinte) decât numere. Dacă, în exemplu prezentat, mărimi ca „tensiunea” sau „presiunea” sunt substantive care definesc domeniul (mărimea) despre care se discută, variabilele fuzzy sunt adjective care caracterizează și diferențiază elementele din domeniu (variabilele). Valorile – etichetele, gradele, atributele – lingvistice pe care le pot lua variabilele pot fi de exemplu: „foarte mare”, „mare”, „mică”, „foarte mică”. Ele determină global o mulțime – uzual un interval – de valori în care se situează mărimea respectivă. Mulțimile fuzzy pot fi o bază de reprezentare a variabilelor lingvistice.

2.6.1.2. Mulțimi fuzzy

Definiții

În teoriile clasice, o mulțime este o colecție de obiecte (elemente) bine definită. Dacă x este un element al mulțimii A acesta se scrie ca fiind $x \in A$, iar dacă x nu aparține mulțimii A , atunci $x \notin A$. Mulțimile pot fi finite (spre exemplu mulțimea de forma $\{0, 1, 2, 3\}$) sau infinite (exemplu $R = \{x | x \text{ este real}\}$).

În logica fuzzy descrierea analitică a mulțimilor se face printr-o funcție caracteristică. Astfel, funcția caracteristică f a unei mulțimi fuzzy A este definită de:

$$f_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{daca } x \in A \\ 0 & \text{daca } x \notin A \end{cases} \quad (2.59)$$

Mulțimile fuzzy sunt definite pentru a modela incertitudinea și noțiunea de posibilitate, respectiv posibilitățile individuale a unor obiecte de a fi încadrate într-un concept semantic. Din aceste motive structura mulțimilor fuzzy este mai complexă, ele fiind definite prin patru elemente componente și anume:

- un domeniu monoton crescător, ce reprezintă populația mulțimii fuzzy;
- reprezentările semantice asociate populației fuzzy;
- scară a gradului de adecvare la semantica specifică a mulțimii;
- funcție de implicații care cuantifică gradul de apartenență al unui element la mulțimea respectivă.

Astfel, dacă X este o mulțime de obiecte și A este un domeniu de proprietăți, mulțimea fuzzy A este formată din perechile:

$$A = \{x, \mu_A(x) | x \in X\} \quad (2.60)$$

unde $\mu_A(x)$ este numită funcția de apartenență. Valoarea acesteia indică gradul de apartenență al elementului x la A , sau gradul de încredere că elementul x are proprietatea asociată semantic mulțimii. Astfel, valoarea $\mu_A(x) = 0$ semnifică faptul că x nu are proprietatea semantică caracteristică mulțimii A și deci nu aparține acestei mulțimi, iar valoarea $\mu_A(x) = 1$, înseamnă că x aparține mulțimii A și gradul de încredere că acest element conform cu proprietatea semantică caracteristică acestei mulțimi este maxim. Dacă $0 < \mu_A(x) < 1$ atunci elementul x este numai parțial conform cu proprietatea caracteristică mulțimii A ; valoarea lui $\mu_A(x)$ între 0 și 1 realizează tranziția între situațiile extreme ($\mu_A(x) = 1$ și $\mu_A(x) = 0$).

În Fig.2.16 se prezintă modul de definire a mulțimilor fuzzy care caracterizează valoarea tensiunii pe o bară de 110 kV. Evaluarea tensiunii este făcută în termeni lingvistici – semantici ca fiind: *foarte scăzută*, *scăzută*, *normală*, *înaltă*, *foarte înaltă*.

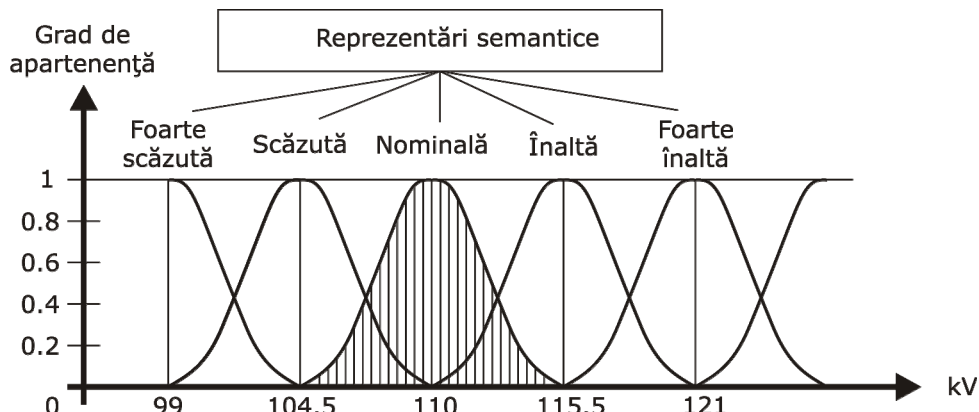


Fig.2.16. Exprimarea tensiunii pe o bară de 110 kV cu ajutorul mulțimilor fuzzy.

Pentru o mulțime fuzzy sunt definite următoarele noțiuni (Fig.2.17):

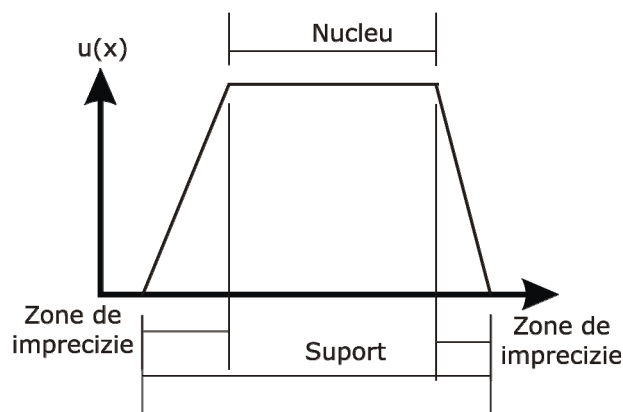


Fig.2.17. Elemente caracteristice mulțimilor fuzzy.

- Setul de elemente ce compun o mulțime fuzzy sau suportul funcției de apartenență pentru o mulțime fuzzy A , se definește ca fiind regiunea din domeniul de definiție pentru care funcția de apartenență aferentă lui A este strict pozitivă, adică $\mu_A(x) > 0$;

- Mulțimea elementelor care aparțin cel puțin în măsura a mulțimii fuzzy A este numită setul de nivel a al mulțimii fuzzy A :

$$A_a = \{x \in X \mid \mu_A(x) \geq a\} \quad (2.61)$$

- Nucleul unei funcții de apartenență, pentru o mulțime fuzzy A se caracterizează prin mulțimea elementelor x care aparțin complet mulțimii A astfel încât $\mu_A(x) = 1$;

- Dacă o mulțime fuzzy A posedă un element x_0 cu proprietatea $\mu_A(x) = 1$, acesta se numește element tipic al mulțimii A .

Funcții de apartenență

Funcțiile de apartenență se definesc astfel încât sistemul fuzzy să modeleze cât mai corect posibil procesul studiat. În Fig.2.18 se prezintă funcțiile de apartenență utilizate cel mai des [35], [50].

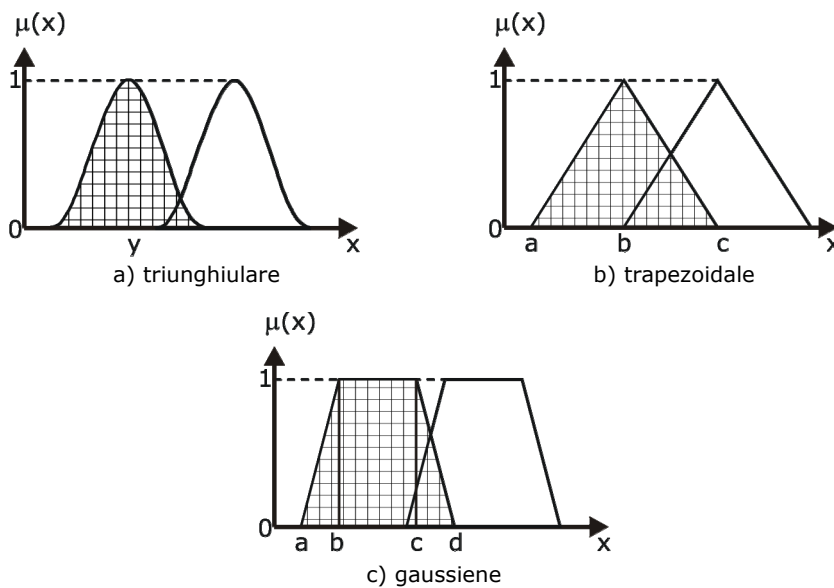


Fig.2.18. Funcții fuzzy de apartenență.

Funcția de apartenență triunghiulară

A este o mulțime fuzzy cu funcția de apartenență triunghiulară dacă (Fig.2.18.a):

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0, & x < a \\ \frac{x-a}{b-a'}, & a \leq x \leq b \\ 1 - \frac{x-b}{c-b'}, & b \leq x \leq c \\ 0, & c < x \end{cases} \quad (2.62)$$

Funcția de apartenență trapezoidală

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a'}, & a < x < b \\ 1, & b \leq x \leq c \\ 1 - \frac{x-c}{d-c'}, & c < x < d \\ 0, & d \leq x \end{cases} \quad (2.63)$$

Reprezentarea grafică a unei astfel de funcții fuzzy este dată de Fig.2.18.b.
Funcții de apartenență gaussiene sunt descrise de ecuații de forma:

$$\mu_A(x) = e^{-k(y-x)^2} \quad (2.64)$$

Reprezentarea grafică a acestor funcții este prezentată în Fig.2.18.c.

2.6.2. Logica fuzzy

2.6.2.1. Noțiuni generale

Logica formală sau logica matematică a fost una dintre primele instrumente de analiză folosite în cadrul inteligenței artificiale. Ea este structurată pe următoarele domenii principale:

- Calculul propozițiilor – care studiază legăturile între propoziții fără a ține seama de structura internă a acestora. O *propoziție* este o afirmație care ia una dintre valorile adevărat = 1 sau fals = 0. Operațiile cu propoziții sunt realizate prin intermediul unor operatori logici: negația \neg , conjuncția \wedge , disjuncția \vee , disjuncția exclusivă \vee , implicația \rightarrow , echivalența \leftrightarrow ;
- Calculul predicatelor – care studiază legăturile între afirmațiile relative la una sau mai multe variabile dintr-un domeniu de definiție. *Afirmațiile relative* la una sau mai multe variabile, care au proprietatea că pentru valori specificate ale variabilelor sunt adevărate sau false, se numesc predicate. Pentru un predicat trebuie precizat domeniul de definiție și cuantificată valoarea de adevăr (în ce măsură este satisfăcută condiția cerută de predicat) a elementelor din domeniul de definiție. Pe baza unui predicat pot fi construite mai multe propoziții asociind proprietatea specifică predicatului fiecăruia dintre valorile domeniului de definiție. Pe baza unui predicat pot fi construite mai multe propoziții asociind proprietatea specifică predicatului fiecăruia dintre valorile domeniului de definiție. Această operație poartă numele de particularizarea predicatului.

Pentru o variabilă fuzzy sunt specifice o conotație lingvistică, semantică și o funcție de apartenență care cuantifică gradul de conformitate al variabilei cu domeniul semantic. Conotația semantică oferă o caracterizare calitativă și

aproximativă eventual introducând grade lingvistice (foarte mic, mic, mediu, mare, foarte mare), dar semnificativă operatorilor umani. Funcțiile de apartenență care au valori numerice, conferă variabilelor fuzzy rigoare și precizie introducând un sistem de măsură numeric precis pentru conotațiile lingvistice. Ca exemplu, tensiunea unui nod de rețea definită ca variabile fuzzy se poate afla într-una din stările definite lingvistic „mică”, „normală”, „mare”. Pentru aceste stări este definit și un domeniu numeric respectiv $[0; 0,95U_n]$, $[0,95U_n; 1,05U_n]$, $[1,05U_n; 1,5U_n]$.

Propozițiile fuzzy stabilesc relațiile dintre conotația lingvistică, semantică și domeniul numeric de definiție. Acestea sunt de forma **x este Y**, unde x este o valoare scalară din domeniul numeric, iar Y este conotația lingvistică. Evaluarea măsurii în care propoziția este adevărată se realizează cu ajutorul funcției de apartenență, $\mu_A(x \in Y)$.

Raționamentul fuzzy implică totalitatea legilor și procedurilor care permit determinarea gradului de adevăr al unor inferențe (proces care desemnează formele elementare de trecere de la premise la concluzie, de exemplu din premisa „A și B” rezultă concluzia „C”) ce au avut ca obiect mulțimi fuzzy. Baza raționamentului fuzzy o constituie implicația fuzzy. Din acest motiv problema centrală în dezvoltarea logicii fuzzy o constituie evaluarea gradului de adevăr al implicațiilor fuzzy. Pot fi identificate trei nivele de complexitate în definirea acestora:

- implicații monotone (proporționale) în spații fuzzy;
- implicații fuzzy;
- legi compoziționale de inferență fuzzy.

2.6.2.2. Implicații monotone (proporționale) în spații fuzzy

Implicațiile monotone (proporționale) modelează în spațiul fuzzy propozițiile condiționale din logica matematică. Forma generală a acestor propoziții este:

DACĂ <premisă> ATUNCI <concluzie>.

Atunci când premisa și concluzia sunt propoziții fuzzy, expresia propozițiilor condiționale este:

DACĂ <x este X> ATUNCI <a este A>.

formularea echivalentă fiind „a este membru al mulțimii fuzzy A în aceeași măsură în care x aparține mulțimii fuzzy X”.

Implicațiile monotone prezintă două limitări importante și anume:

- funcția de implicație este exprimată ca o corelare proporțională a topologiei suprafețelor propozițiilor premisă și concluzie;
- acceptă doar propoziții premisă cu o singură variabilă.

2.6.2.3. Implicații fuzzy

Definirea implicației fuzzy se face cu ajutorul operatorilor logici de tip negație, conjuncție și disjuncție care au în spațiul mulțimilor fuzzy expresii specifice. În continuare se prezintă cele mai cunoscute definiții:

Implicația de tip Mamdani, este cea mai cunoscută și mai des utilizată dintre implicații și este definită pe baza de operații de intersecție $p \rightarrow q = p \wedge q$. Relația aplicată la mulțimi fuzzy se traduce prin minimul, în domeniul de definiție luat în calculul, dintre valorile funcțiilor de apartenență ale mulțimilor fuzzy premisă și concluzie:

$$\mu_{A \rightarrow B}(x_1, x_2) = \min\{\mu_A(x_1), \mu_B(x_2)\} \quad (2.65)$$

Implicația de tip produs mărginit, reprezintă o altă formă a implicației Mamdani, în care intersecția este definită prin produs:

$$\mu_{A \rightarrow B}(x_1, x_2) = \max\{0, \mu_A(x_1) + \mu_B(x_2) - 1\} \quad (2.66)$$

Implicația Larsen, reprezintă o altă formă de implicație Mamdani, în care intersecția este definită prin produs algebric:

$$\mu_{A \rightarrow B}(x_1, x_2) = \mu_A(x_1) \cdot \mu_B(x_2) \quad (2.67)$$

Implicația Kleene-Dienes, a fost definită prin analogie cu logica binară în care adevărul inferenței $p \rightarrow q$ este evaluat cu relația $p \rightarrow q = \neg p \vee q$. Reuniunea este echivalentă cu maximumul dintre valori:

$$\mu_{A \rightarrow B}(x_1, x_2) = \max\{1 - \mu_A(x_1), \mu_B(x_2)\} \quad (2.68)$$

Implicația Zadeh-Lukasiewicz, a fost definită pornind de la aceleași premise ca și implicația Kleene-Dienes, dar în acest caz disjuncția a fost echivalată cu suma mărginită:

$$\mu_{A \rightarrow B}(x_1, x_2) = \min\{1, 1 - \mu_A(x_1) + \mu_B(x_2)\} \quad (2.69)$$

Implicația stocastică, pornește de la aceleași premise ca implicația Kleene-Dienes și consideră disjuncția echivalată prin suma algebrică. Denumirea provine de la analogia cu teoria probabilităților, în care probabilitatea apariției simple a evenimentelor este definită prin relația $P(A|B) = 1 - P(A) + P(A) \cdot P(B)$:

$$\mu_{A \rightarrow B}(x_1, x_2) = 1 - \mu_A(x_1) + \mu_A(x_1) \cdot \mu_B(x_2) \quad (2.70)$$

Implicația Zadeh. Prin analogie cu relația $p \rightarrow q = (p \wedge q) \vee (\neg p)$ se definește implicația fuzzy cu expresia:

$$\mu_{A \rightarrow B}(x_1, x_2) = \max\{\min[\mu_A(x_1), \mu_B(x_2)], 1 - \mu_A(x_1)\} \quad (2.71)$$

conjuncția logică fiind reprezentată prin operatorul **min**, iar disjuncția logică prin operatorul **max**.

2.6.3. Aplicație

Ideea de bază a studiului este tocmai modul de interpretare a limitelor admise de normativul PE 143/2001 atât pentru fiecare armonică în parte cât și pentru coeficientul total de distorsiune (THD).

Astfel, dacă presupunem situația în care armonicile de rangul 3, 5, respectiv 7 ating valorile limită admisibile, adică 5%, 6%, respectiv 5%, avem o valoare a

factorului (coeficientului) total de distorsiune de 9,27% $\left(THD = \left[\sum_{h=1}^{40} \left(\frac{U_h}{U_1} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \right)$.

Așadar, cu toate că am considerat un spectru de armonici restrâns, care conține doar armonicile de rang 3, 5 și 7, iar acestea în limitele admisibile, coeficientul total de distorsiune depășește valoarea limită impusă de Normativ. De asemenea, încadrarea coeficientului total de distorsiune în limita prevăzută nu implică încadrarea tuturor armonicilor în limitele impuse de normativ. Ca rezultat, există un oarecare grad de incertitudine asupra îndeplinirii simultane a condițiilor prevăzute.

Efectele incertitudinii respectării normativului se vor propaga în procesul de limitare a regimului deformant.

Întrucât problema fuzificării nivelului armonicelor este o chestiune foarte importantă, se prezintă în continuare o metodă de fuzificare care dă rezultate bune în analiza regimurilor nesinusoidale.

Trebuie subliniat că, deși alegerea funcțiilor de apartenență este subiectivă, datorită aplicării unor reguli fuzzy, alese cu grijă, rezultatele obținute pot fi destul de bune.

Pe baza unor reguli fuzzy s-a construit un tabel de decizie numit Fuzzy Associate Memory (FAM), cu ajutorul căruia pot fi estimate cu o precizie mai bună valorile THD în funcție de variabilele fuzzy de intrare (valorile armonicelor de rang 3, 5 și 7).

Dacă definim pentru fiecare armonică următoarele 4 categorii lingvistice: **Mic (Mi), Mediu (Me), Mare (Ma), Foarte Mare (FM)** – (Fig.2.19), categorii lingvistice corespunzătoare valorilor numerice a 25%, 50%, 75%, respectiv 100% din valoarea impusă de normativ, coeficientul total de distorsiune va fi caracterizat de câte o categorie lingvistică ce corespunde celor trei armonice componente. Aceste categorii lingvistice sunt prezentate în Tabelul 2.3.

Tabelul 2.3. Tabelul de decizie (FAM) pentru estimarea THD.

		U3															
		25%				50%				75%				100%			
U7	25%	Mi	Mi	Mi	Me	Mi	Mi	Me	Me	Mi	Mi	Me	Ma	Me	Me	Me	Ma
	50%	Mi	Mi	Me	Me	Mi	Mi	Me	Me	Mi	Me	Me	Ma	Me	Me	Ma	FM
	75%	Mi	Mi	Me	Ma	Mi	Me	Me	Ma	Me	Me	Me	FM	Me	Me	Ma	FM
	100%	Me	Me	Me	Ma	Me	Me	Ma	FM	Me	Me	Ma	FM	Ma	Ma	FM	FM
		25%	50%	75%	100%	25%	50%	75%	100%	25%	50%	75%	100%	25%	50%	75%	100%
		U5															

În cele ce urmează suportul determinării THD îl constituie logica fuzzy, care include folosirea funcțiilor de apartenență, stabilirea și folosirea unor reguli fuzzy, precum și operațiile de fuzificare/defuzificare. Pe baza unui set de 64 de reguli fuzzy de tipul:

If U_3 is *Mi* and U_5 is *Me* and U_7 is *FM* **Then** THD is *Me*

s-a construit un tabel de decizie numit Fuzzy Associate Memory (FAM), cu ajutorul căruia pot fi estimate cu o precizie mai bună valorile THD. Mărimile de intrare sunt armonicile U_3 , U_5 și U_7 , iar mărimea de ieșire este coeficientul total de distorsiune (THD). Analizând rezultatele obținute se observă că pot exista situații puțin probabile în practică, sau nesemnificative din punctul de vedere al studiului efectuat. În astfel de cazuri, Tabelul 2.3 poate fi incomplet.

Ținând cont pe de o parte de prevederile Normativului PE 143/2001, iar pe de altă parte de prevederile documentului elaborat de EURELECTRIC în Februarie 2002 în ceea ce privește efectul armonicelor în rețelele electrice, pentru THD s-a avut în vedere o reprezentare prin 4 categorii lingvistice [115], [116], [119], Fig.2.20.

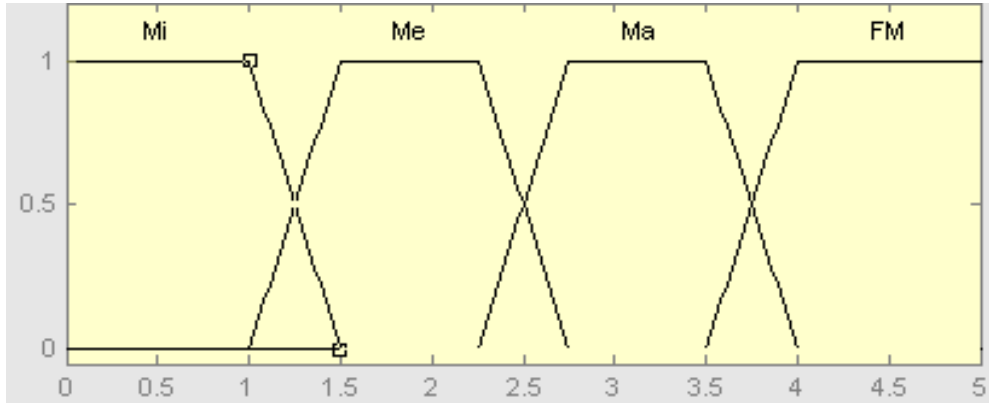


Fig.2.19.a) Funcțiile de apartenență pentru armonicile 3 și 7.

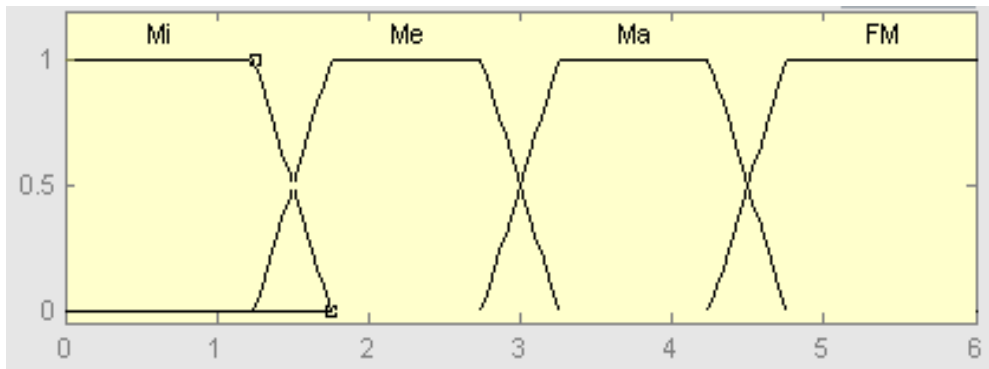


Fig.2.19.b) Funcția de apartenență pentru armonica 5.

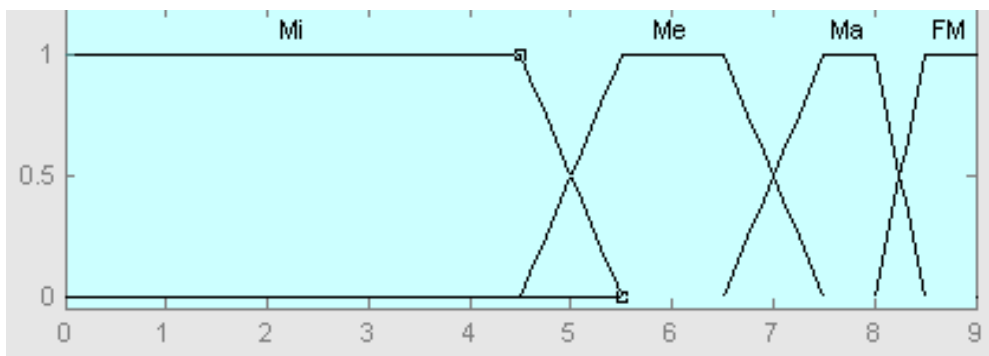


Fig.2.20. Funcția de apartenență pentru THD.

Astfel, documentul menționat mai sus indică cum cresc problemele de funcționare ale echipamentelor consumatorilor sau ale componentelor rețelelor odată cu creșterea Coeficientului Total de distorsiune, THD:

THD sub 5%probleme mici și rar întâlnite
 THD între 5% și 7%.....problemele încep să devină mai comune
 THD între 7% și 10%.....probabilitate crescută de a avea probleme
 THD > 10%nivel ridicat al probabilității de a avea probleme.

Funcțiile de apartenență prezentate mai sus și regulile aplicate au fost realizate în Matlab cu ajutorul toolbox-ului *Fuzzy Logic*. În *ANEXA I* se prezintă cele 5 interfețe grafice cu utilizatorul ale acestui tool-box.

2.7. Concluzii și contribuții

Scopul acestui capitol a fost acela de a prezenta câteva aspecte generale referitor la regimul nesinusoidal: cauzele acestuia, efecte, indicatori de evaluare a nivelului acestuia, măsuri de atenuare, normative naționale și internaționale existente în domeniu.

Având în vedere importanța identificării și evaluării efectelor negative ale influenței regimului deformant asupra echipamentelor electrice și consumatorilor, actualmente există preocupări intense ale specialiștilor în direcția cercetării acestui regim poluant.

Conform normativelor naționale, mărimile caracteristice ale regimului deformant sunt: coeficientul de formă, coeficientul de vârf, coeficientul total de distorsiune, nivelul armonicilor, indicatorii de influență telefonică.

În țara noastră, valorile normate pentru mărimile caracteristice ale regimului deformant sunt fixate prin PE 143/2001 și ele sunt compatibile cu cele conținute în normativul internațional.

În literatura de specialitate sunt precizate efectele regimului deformant însă evaluările cantitative ale supracurenților și supratensiunilor nu sunt suficient detaliate.

Literatura de profil conține numeroase recomandări privind mijloacele de atenuare ale regimului deformant și compensării puterii reactive, dar trebuie să existe preocupări legate și de modernizarea și instalarea acestor echipamente din considerente economice.

În cadrul capitolului sunt prezentate elemente de bază ale teoriei fuzzy. În cadrul acestei teorii modul de gândire uman este nuanțat, utilizând elemente calitative și termeni lingvistici și mai puțin simboluri discrete și numere. Sunt prezentate elemente de mulțimi fuzzy care sunt definite pentru a modela incertitudinea și noțiunea de posibilitate. Mulțimilor fuzzy li se atașează funcții de apartenență: triunghiulară, trapezoidală sau gaussiene.

În încheierea capitolului se propune o aplicație legată de aplicarea logicii fuzzy în analiza regimului nesinusoidal. Se justifică mai întâi cauzele care conduc la elemente de incertitudine privind respectarea Normativului 143/2001, iar apoi se prezintă exprimarea lingvistică (utilizată în cadrul documentului *Power Quality in European Electricity Supply Networks* elaborat de EURELECTRIC în februarie 2002) în ceea ce privește frecvența de apariție și intensitatea problemelor care apar în funcție de mărimea coeficientului total de distorsiune al tensiunii, THD. În încheierea capitolului se prezintă facilitățile oferite de mediul Matlab Simulink pentru aplicații fuzzy

Contribuțiile aduse de autor în cadrul acestui capitol sunt următoarele:

- 1) sistematizarea materialului bibliografic existent în literatura de specialitate și prezentarea sa într-o formă adaptată pentru obiectul tezei;
- 2) identificarea direcțiilor de cercetare care trebuie abordate în cadrul tezei prin sesizarea aspectelor mai puțin tratate în literatura de specialitate privind fenomenul regimului deformant;
- 3) utilizarea logicii fuzzy la studiul determinării cantitative a nivelului de poluare armonică în rețelele electrice.

3. IMPEDANȚA ARMONICĂ A REȚELELOR ELECTRICE

3.1. Considerații generale

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 [4], [38], exceptând anumite situații particulare [52]. Ca urmare în planul fiecărei armonici k rețeaua reală se poate descompune în trei rețele de secvență: pozitivă (+) sau directă (d), negativă (-) sau inversă (i) și zero (0) sau homopolară (h).

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

- de cele mai multe ori perturbația nesimetrică intervine într-o singură secțiune (nod), restul rețelei păstrându-și în continuare simetria de care dispune;
- elementele de rețea (sau de sistem) sunt construcții trifazate, ca urmare nu se cunoaște în general valoarea impedanței (și/sau a admitanței) pe fază la un regim oarecare, ci numai în cazul unui regim de funcționare simetric, caracterizat printr-un sistem simetric de tensiuni și curenți;
- configurația geometrică a elementelor de rețea (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.

3.2. Metoda componentelor 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 (Fig.3.1) 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 liniare 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.

3.2.1. Element trifazat fără conductor neutru

Pentru elementul trifazat de sistem din Fig.3.1 se pot scrie următoarele relații între tensiuni și curenți (de armonică k) [97]:

$$\begin{aligned}\Delta U_1 &= Z_{11} \cdot I_1 + Z_{12} \cdot I_2 + Z_{13} \cdot I_3 \\ \Delta U_2 &= Z_{21} \cdot I_1 + Z_{22} \cdot I_2 + Z_{23} \cdot I_3 \\ \Delta U_3 &= Z_{31} \cdot I_1 + Z_{32} \cdot I_2 + Z_{33} \cdot I_3\end{aligned}\quad (3.1)$$

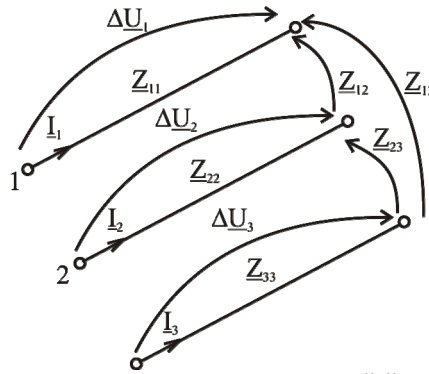


Fig.3.1. Element de sistem trifazat longitudinal fără conductor neutru.

Dacă căderile de tensiuni se vor considera ca și tensiuni aplicate longitudinal fazelor elementului considerat, relațiile (3.1.) devin:

$$[\underline{U}]_f = [\underline{Z}]_f \cdot [\underline{I}]_f \quad (3.2)$$

unde:

$$[\underline{U}]_f = \begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \\ \underline{U}_3 \end{bmatrix}, \quad [\underline{I}]_f = \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \end{bmatrix}, \quad [\underline{Z}]_f = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

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

$$[\underline{U}]_S = [\underline{T}]_U \cdot [\underline{U}]_f, \quad [\underline{I}]_S = [\underline{T}]_I \cdot [\underline{I}]_f \quad (3.4)$$

unde:

$$[\underline{T}]_U = [\underline{T}]_I = [\underline{T}] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

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

Pentru mărimile de secvență se poate scrie o relație similară cu (3.2), adică:

$$[U]_S = [Z]_S \cdot [I]_S \quad (3.6)$$

unde $[Z]_S$ este matricea impedanțelor de secvență.

În general aceasta are forma:

$$[Z]_S = \begin{bmatrix} Z_{hh} & Z_{hd} & Z_{hi} \\ Z_{dh} & Z_{dd} & Z_{di} \\ Z_{ih} & Z_{id} & Z_{ii} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

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

Dacă se au în vedere relațiile (3.2), (3.4), (3.6) pentru matricea impedanțelor de secvență rezultă expresia:

$$[Z]_S = [T]_U \cdot [Z]_f \cdot [T]_f^{-1} \quad (3.8)$$

sau dacă se ține cont de relația (3.5) aceasta devine:

$$[Z]_S = [T] \cdot [Z]_f \cdot [T]^{-1} \quad (3.9)$$

Matricea $[Z]_S$ primește forme particulare dacă elementele de rețea, respectiv de sistem dispun de o anumită simetrie. Astfel dacă se admite o simetrie totală (valabilă uneori pentru elementele de rețea), ce se caracterizează prin egalitatea tuturor impedanțelor proprii $Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z$ și a tuturor impedanțelor mutuale indiferent de sensul de parcurgere al fazelor, adică [97]:

$$Z_{12} = Z_{23} = Z_{31} = Z_{21} = Z_{32} = Z_{13} = Z' \quad (3.10)$$

Cu acestea matricea impedanțelor de secvență devine:

$$[Z]_S = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z & Z' & Z' \\ Z' & Z & Z' \\ Z' & Z' & Z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{hh} & 0 & 0 \\ 0 & Z_{dd} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{ii} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Unde:

$$Z_{hh} = Z_h = Z^0 = Z + 2 \cdot Z', \quad Z_{dd} = Z_{ii} = Z^+ = Z - Z' \quad (3.12)$$

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 impedanțelor proprii $Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z$ a impedanțelor mutuale luate în sens direct $Z_{12} = Z_{23} = Z_{31} = Z'$ și a impedanțelor mutuale luate în sens contrar, $Z_{21} = Z_{32} = Z_{13} = Z''$, [18], [97], matricea impedanțelor de fază are forma:

$$[Z]_f = \begin{bmatrix} Z & Z' & Z'' \\ Z'' & Z & Z' \\ Z' & Z'' & Z \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

iar a impedanțelor de secvență:

$$[\underline{Z}]_S = \begin{bmatrix} \underline{Z} + \underline{Z}' + \underline{Z}'' & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z} + a^2 \cdot \underline{Z}' + a \cdot \underline{Z}'' & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z} + a \cdot \underline{Z}' + a^2 \cdot \underline{Z}'' \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Deci impedanțele de secvență au expresiile:

$$\underline{Z}^0 = \underline{Z} + \underline{Z}' + \underline{Z}'' , \quad \underline{Z}^+ = \underline{Z} + a^2 \cdot \underline{Z}' + a \cdot \underline{Z}'' , \quad \underline{Z}^- = \underline{Z} + a \cdot \underline{Z}' + a^2 \cdot \underline{Z}'' \quad (3.15)$$

De remarcat faptul că impedanțele mutuale dintre faze sunt nule, adică rețelele (schemele) de secvență sunt independente între ele, tensiunile de secvență depinzând numai de curentul de secvență corespunzător, adică:

$$\underline{U}^+ = \underline{U}_E^+ - \underline{Z}^+ \cdot \underline{I}^+ , \quad \underline{U}^- = \underline{Z}^- \cdot \underline{I}^- , \quad \underline{U}^0 = \underline{Z}^0 \cdot \underline{I}^0 \quad (3.16)$$

\underline{U}_E^+ fiind tensiunea electromotoare a sursei.

3.2.2. Element trifazat cu conductor neutru

Pentru elementul trifazat cu conductor neutru din Fig.3.2 se pot scrie următoarele relații între căderile de tensiune și curenții de armonică k:

$$\begin{bmatrix} \Delta \underline{U}_f \\ \Delta \underline{U}_n \end{bmatrix} = [\underline{Z}]_f \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_f \\ \underline{I}_n \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

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}_{ij} (i=1,2,3) sunt impedanțele proprii ale fazei "i",

\underline{Z}_{nn} - impedanța proprie a conductorului neutru,

\underline{Z}_{ij} (i≠j) - impedanța mutuală dintre conductoarele fazelor i și j,

\underline{Z}_{in} - impedanța mutuală dintre conductorul de fază "i" și conductorul neutru "n".

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 (3.17) din primele trei și considerând elementul scurtcircuitat la sfârșit și legat la neutru, adică $\underline{I}_n = -(\underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3)$, se obține sistemul:

$$[\underline{U}]_f = [\underline{Z}]_f \cdot [\underline{I}]_f \quad (3.18)$$

în care:

$$[\underline{U}]_f = \begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \\ \underline{U}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta \underline{U}_1 - \Delta \underline{U}_n \\ \Delta \underline{U}_2 - \Delta \underline{U}_n \\ \Delta \underline{U}_3 - \Delta \underline{U}_n \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$[\underline{Z}]_f = [\underline{Z}_{f1} \quad \underline{Z}_{f2} \quad \underline{Z}_{f3}] \quad (3.20)$$

unde:

$$\underline{Z}_{f1} = \begin{bmatrix} (\underline{Z}_{11} - \underline{Z}_{1n}) - (\underline{Z}_{1n} - \underline{Z}_{nn}) \\ (\underline{Z}_{12} - \underline{Z}_{2n}) - (\underline{Z}_{1n} - \underline{Z}_{nn}) \\ (\underline{Z}_{13} - \underline{Z}_{3n}) - (\underline{Z}_{1n} - \underline{Z}_{nn}) \end{bmatrix}$$

$$\underline{Z}_{f2} = \begin{bmatrix} (\underline{Z}_{12} - \underline{Z}_{1n}) - (\underline{Z}_{2n} - \underline{Z}_{nn}) \\ (\underline{Z}_{22} - \underline{Z}_{2n}) - (\underline{Z}_{2n} - \underline{Z}_{nn}) \\ (\underline{Z}_{23} - \underline{Z}_{3n}) - (\underline{Z}_{2n} - \underline{Z}_{nn}) \end{bmatrix}$$

$$\underline{Z}_{f3} = \begin{bmatrix} (\underline{Z}_{13} - \underline{Z}_{1n}) - (\underline{Z}_{3n} - \underline{Z}_{nn}) \\ (\underline{Z}_{23} - \underline{Z}_{1n}) - (\underline{Z}_{3n} - \underline{Z}_{nn}) \\ (\underline{Z}_{33} - \underline{Z}_{1n}) - (\underline{Z}_{3n} - \underline{Z}_{nn}) \end{bmatrix}$$

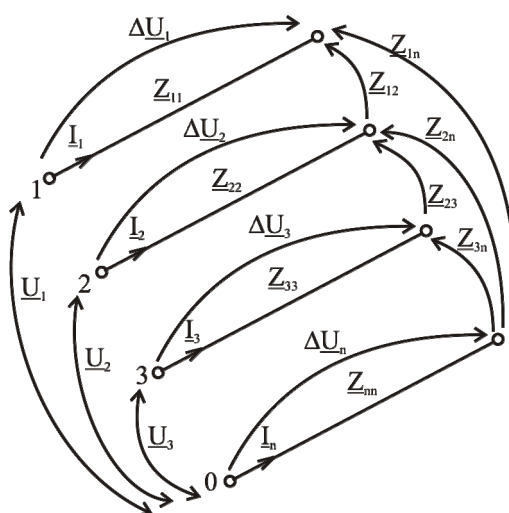


Fig.3.2. Element de sistem trifazat, cu conductor neutru.

Aplicând relația (3.9), adică trecând de la impedanțe de fază la impedanțe de secvență, se obține o matrice de forma (3.7) a cărei elemente au semnificația următoare:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{dh} &= \underline{Z}_{ph} - \underline{Z}_{mh} \\ \underline{Z}_{dd} &= \underline{Z}_{pd} + 2\underline{Z}_{md} \\ \underline{Z}_{di} &= \underline{Z}_{pi} - \underline{Z}_{mi} - 3\underline{Z}_{mni} \\ \underline{Z}_{ji} &= \underline{Z}_{pi} + 2 \cdot \underline{Z}_{mi} \\ \underline{Z}_{ih} &= \underline{Z}_{ph} - \underline{Z}_{mh} \\ \underline{Z}_{id} &= \underline{Z}_{pd} - \underline{Z}_{md} - 3\underline{Z}_{mnd} \\ \underline{Z}_{hd} &= \underline{Z}_{pd} - \underline{Z}_{md} - 3\underline{Z}_{mnd} \\ \underline{Z}_{hi} &= \underline{Z}_{pi} - \underline{Z}_{mi} - 3\underline{Z}_{mni} \\ \underline{Z}_{hh} &= \underline{Z}_{ph} + 2(\underline{Z}_{mh} - 3\underline{Z}_{mnh}) + 3\underline{Z}_{nn} \end{aligned} \quad (3.21)$$

$\underline{Z}_{ph}, \underline{Z}_{pd}, \underline{Z}_{pi}$ sunt "componentele simetrice" ale impedanțelor proprii, adică:

$$\begin{bmatrix} \underline{Z}_{ph} \\ \underline{Z}_{pd} \\ \underline{Z}_{pi} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (\underline{Z}_{11} - \underline{Z}_{1n}) - (\underline{Z}_{1n} - \underline{Z}_{nn}) \\ (\underline{Z}_{22} - \underline{Z}_{2n}) - (\underline{Z}_{2n} - \underline{Z}_{nn}) \\ (\underline{Z}_{33} - \underline{Z}_{3n}) - (\underline{Z}_{3n} - \underline{Z}_{nn}) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

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

$$\begin{bmatrix} \underline{Z}_{mh} \\ \underline{Z}_{md} \\ \underline{Z}_{mi} \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} (\underline{Z}_{23} - \underline{Z}_{2n}) - (\underline{Z}_{3n} - \underline{Z}_{nn}) \\ (\underline{Z}_{13} - \underline{Z}_{3n}) - (\underline{Z}_{1n} - \underline{Z}_{nn}) \\ (\underline{Z}_{12} - \underline{Z}_{1n}) - (\underline{Z}_{2n} - \underline{Z}_{nn}) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

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

$$\begin{bmatrix} \underline{Z}_{mnh} \\ \underline{Z}_{mnd} \\ \underline{Z}_{mni} \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} \underline{Z}_{1n} \\ \underline{Z}_{2n} \\ \underline{Z}_{3n} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Analizând relațiile (3.21) se constată că impedanțele ce au aceeași indici, dar plasați în locuri diferite nu sunt egale, adică:

$$\underline{Z}_{hd} \neq \underline{Z}_{dh}, \quad \underline{Z}_{di} \neq \underline{Z}_{id}, \quad \underline{Z}_{hi} \neq \underline{Z}_{ih} \quad (3.25)$$

În schimb se constată următoarele egalități:

$$\underline{Z}_{hi} = \underline{Z}_{di}, \quad \underline{Z}_{hd} = \underline{Z}_{id}, \quad \underline{Z}_{dh} = \underline{Z}_{ih} \quad (3.26)$$

Dacă elementul de rețea 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:

$$[\underline{Z}]_S = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{ph} + 2(\underline{Z}_{mh} - 3\underline{Z}_{mnh}) + 3\underline{Z}_{nn} & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z}_{ph} - \underline{Z}_{mh} & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z}_{ph} - \underline{Z}_{mh} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

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.3.1, dar de simetrie ciclică, ecuația (3.16) devine:

$$\begin{bmatrix} \Delta U_1 \\ \Delta U_2 \\ \Delta U_3 \\ \Delta U_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z} & \underline{Z}' & \underline{Z}'' & \underline{Z}'_n \\ \underline{Z}'' & \underline{Z} & \underline{Z}' & \underline{Z}'_n \\ \underline{Z}' & \underline{Z}'' & \underline{Z} & \underline{Z}'_n \\ \underline{Z}' & \underline{Z}' & \underline{Z}' & \underline{Z} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_n \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Renunțând la ultima linie și scăzând-o din celelalte trei, după ce în prealabil se are în vedere relația (3.18) se obține:

$$[\underline{U}]_f = [\underline{Z}]_f \cdot [\underline{I}]_f \quad (3.29)$$

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

$$[\underline{Z}]_f = \begin{bmatrix} \underline{Z} - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}_n & \underline{Z}' - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}_n & \underline{Z}'' - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}_n \\ \underline{Z}'' - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}_n & \underline{Z} - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}_n & \underline{Z}' - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}_n \\ \underline{Z}' - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}_n & \underline{Z}'' - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}_n & \underline{Z} - 2\underline{Z}'_n + \underline{Z}_n \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

În relațiile (3.28) și (3.30), \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 (3.8) matricei (3.30) se obține matricea impedanțelor de secvență de forma următoare:

$$[\underline{Z}]_S = \begin{bmatrix} \underline{Z} + \underline{Z}' + \underline{Z}'' - 3(2\underline{Z}'_n - \underline{Z}_n) & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z} + a^2 \underline{Z}' + a \underline{Z}'' & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z} + a \underline{Z}' + a^2 \underline{Z}'' \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

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.

3.2.3. Element trifazat cu conductor de protecție legat la pământ

Pentru elementul trifazat cu conductor suplimentar legat la pământ, prezentat în Fig.3.3, se pot scrie următoarele relații între tensiuni și curenți (de armonică k):

$$\begin{bmatrix} \underline{\Delta U}_f \\ \underline{\Delta U}_C \end{bmatrix} = [\underline{Z}]_f \cdot \begin{bmatrix} [\underline{I}]_f \\ \underline{I}_C \end{bmatrix} \quad \text{sau} \quad \begin{bmatrix} [\underline{U}]_f \\ \underline{U}_C \end{bmatrix} = [\underline{Z}]_f \cdot \begin{bmatrix} [\underline{I}]_f \\ \underline{I}_C \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

unde matricea de fază $[\underline{Z}]_f$ are forma:

$$[\underline{Z}]_f = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{11} & \underline{Z}_{12} & \underline{Z}_{13} & \underline{Z}_{1c} \\ \underline{Z}_{21} & \underline{Z}_{22} & \underline{Z}_{23} & \underline{Z}_{2c} \\ \underline{Z}_{31} & \underline{Z}_{32} & \underline{Z}_{33} & \underline{Z}_{3c} \\ \underline{Z}_{c1} & \underline{Z}_{c2} & \underline{Z}_{c3} & \underline{Z}_{cc} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

unde: \underline{Z}_{cc} este impedanța proprie de fază a conductorului de protecție,

\underline{Z}_{ci} ($i=1,2,3$) impedanțe 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 matricea (3.33) primește forma:

$$[\underline{Z}]_f = \begin{bmatrix} \underline{Z} & \underline{Z}' & \underline{Z}'' & \underline{Z}'_c \\ \underline{Z}'' & \underline{Z} & \underline{Z}' & \underline{Z}'_c \\ \underline{Z}' & \underline{Z}'' & \underline{Z} & \underline{Z}'_c \\ \underline{Z}'_c & \underline{Z}'_c & \underline{Z}'_c & \underline{Z}_c \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Dacă se are în vedere că tensiunea conductorului de protecție este nulă, din ultima ecuație a sistemului (3.32) se deduce expresia curentului prin conductorul de protecție. Astfel:

$$I_c = -\frac{\underline{Z}'_c}{\underline{Z}_c} \cdot (I_1 + I_2 + I_3) \quad (3.35)$$

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

$$[\underline{Z}]_f = \begin{bmatrix} \underline{Z} & \underline{Z}' & \underline{Z}'' \\ \underline{Z}'' & \underline{Z} & \underline{Z}' \\ \underline{Z}' & \underline{Z}'' & \underline{Z} \end{bmatrix} - \frac{\underline{Z}'_c{}^2}{\underline{Z}_c} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

iar în componente de secvență:

$$[\underline{Z}]_S = \begin{bmatrix} \underline{Z} + \underline{Z}' + \underline{Z}'' - 3\underline{Z}'_c{}^2 / \underline{Z}_c & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z} + a^2 \underline{Z}' + a \underline{Z}'' & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z} + a \underline{Z}' + a^2 \underline{Z}'' \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

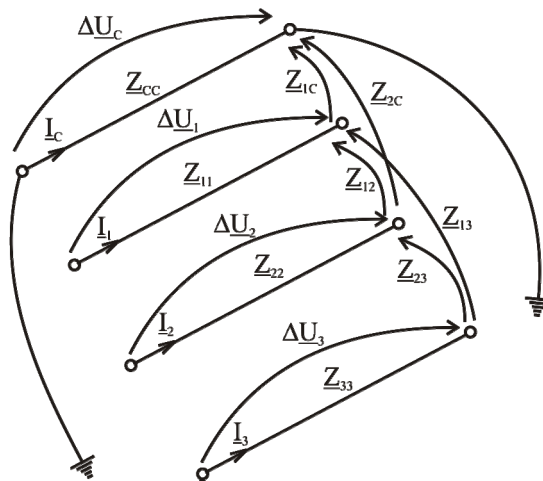


Fig.3.3. Element de sistem trifazat cu conductor de protecție legat la pământ.

Se constată și de această dată că prezența unui conductor de gardă legat la pământ nu modifică forma impedanțelor de secvență directă (pozitivă) și inversă (negativă), ci numai pe aceea de secvență homopolară (zero).

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.

3.3. Definirea impedanței armonice a rețelei

Grupul de lucru al CIGRE, GTCCO2 definește impedanța armonică a unei rețele într-un nod ca fiind impedanța echivalentă de secvență directă (pozitivă) a rețelei văzută în acel nod în funcție de frecvență (sau de rangul armonicii) [100], [102]. În aceste condiții $k \neq 3p$. 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 [3], [5], [38], [100].

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 [105]. 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.

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 armonică 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 sursele de tensiuni armonice [4]. 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 armonică 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 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 armonică 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 armonică, 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 pot reflecta aspectul energetic al procesului de transport și distribuție al energiei electrice. Deci randamentul acestor procese este sensibil cu mărirea impedanțelor rețelei.

g) Schemele echivalente monofilare ale elementelor de rețea sunt cuadripolare. În studiul și calculul acestora un rol important îl prezintă impedanța.

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 se efectuează prin intermediul impedanțelor armonice [102].

i) Instalațiile de filtrare instalate în nodurile poluate armonic ale rețelelor electrice trebuie verificate, pentru a evita apariția unor fenomene de rezonanță armonică [4], [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 [87]. Desigur trebuie exceptate armonicile homopolare iar pentru cele inverse se acceptă cu o anumită precizie egalitatea $Z_i = Z_d$, ($Z^- = Z^+$).

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 schimburile 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.

3.4. Determinarea impedanței armonice a rețelei

Impedanțele armonice ale rețelei pot fi determinate experimental sau prin calcule [100]. 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 se are 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 (3.1), care în planul armonicii k exprimă dependența dintre tensiunile și curenții de fază. Astfel [5], [18], [88]:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{11} = \underline{Z} &= \left(\frac{U_1}{I_1} \right)_{I_2=I_3=0} \\ \underline{Z}_{31} = \underline{Z}' &= \left(\frac{U_3}{I_1} \right)_{I_2=I_3=0} \\ \underline{Z}_{21} = \underline{Z}'' &= \left(\frac{U_2}{I_1} \right)_{I_2=I_3=0} \end{aligned} \quad (3.38)$$

iar

$$\underline{Z}_d(\underline{Z}^+) = \underline{Z} - \underline{Z}' \quad \text{sau} \quad \underline{Z}_d(\underline{Z}^+) = \underline{Z} + a^2 \cdot \underline{Z}' + a \cdot \underline{Z}'' \quad (3.39)$$

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 [88], 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.

3.4.1. Clasificarea metodelor analitice de estimare a impedanțelor armonice

O clasificare a metodelor de calcul a impedanțelor armonice după diferite criterii [5], [88], se prezintă în Fig.3.4.

Desigur așa cum se prezintă în Fig.3.4 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. Tratarea în domeniul timp rămâne avantajoasă fiindcă este apropiată de situația reală, de modul în care se desfășoară fenomenele.

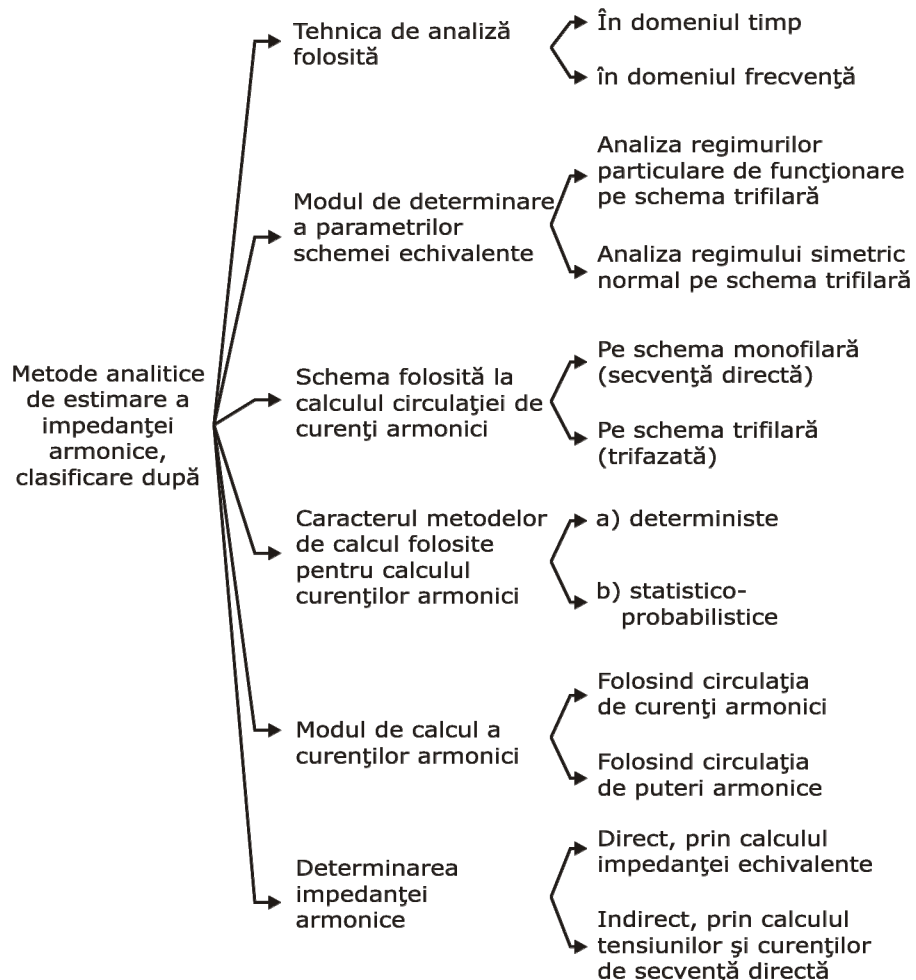


Fig.3.4. Clasificarea metodelor de calcul analitice a impedanțelor de secvență, după diferite criterii.

3.4.2. Etapele determinării impedanțelor armonice

Determinarea impedanței armonice presupune trei etape importante:

- modelarea armonică a elementelor de sistem,
- calculul circulației de curenți și al tensiunilor 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 înlănțuie după cum se prezintă în Fig.3.5 pentru modelarea monofazată și Fig.3.6 pentru modelarea trifazată [6].

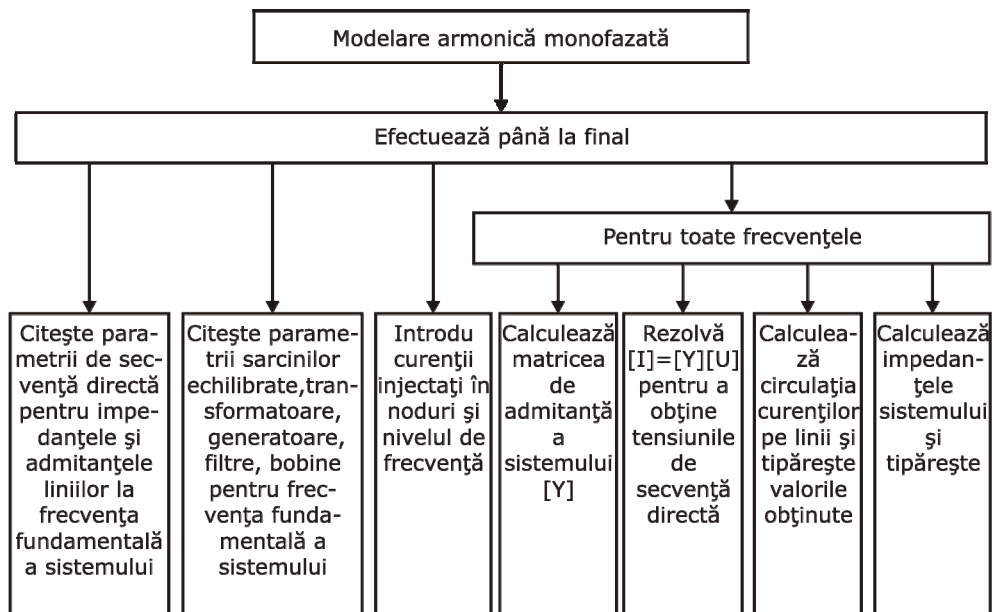


Fig.3.5. Ordinograma principală a determinării impedanțelor armonice în cazul modelării monofazate.

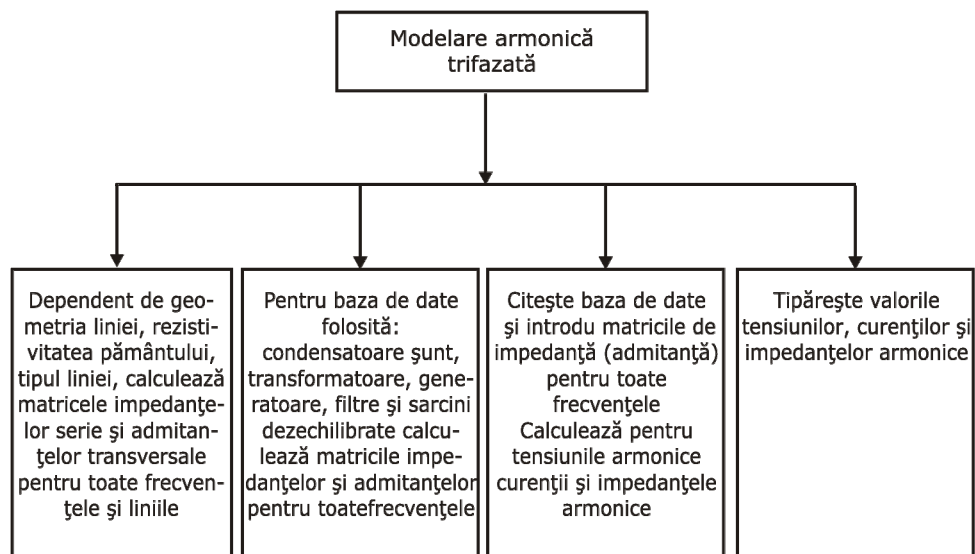


Fig.3.6. Ordinograma principală a determinării impedanțelor armonice în cazul modelării trifazate.

3.4.3. Observații asupra determinării impedanțelor elementelor de rețea.

Așa cum s-a menționat în paragraful 3.2 la baza determinării parametrilor de secvență, în particular a celor de secvență directă ai elementelor de sistem stă cunoașterea matricei impedanțelor de fază $[\underline{Z}]_f$ relația (3.13).

Pentru determinarea elementelor acestei matrice fie prin calcul, fie experimental se pot aplica relațiile (3.38), relații ce au la bază realizarea unor încercări de scurtcircuit (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 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.

3.4.3.1. Element cu simetrie totală.

Fie elementul de sistem din Fig.3.7 având accesibile bornele de fază 1, 2, 3 și respectiv 1', 2', 3'.

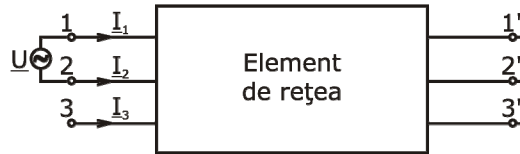


Fig.3.7. Element de rețea cu simetrie totală fără neutru accesibil.

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 (3.1) devin:

$$\underline{U}_1 = \underline{Z} \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z}' \cdot \underline{I}_2 \quad (3.40)$$

$$\underline{U}_2 = \underline{Z}' \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z} \cdot \underline{I}_2$$

sau dacă se are în vedere că $\underline{I}_2 = -\underline{I}_1$

$$\underline{U}_1 = \underline{Z} \cdot \underline{I}_1 - \underline{Z}' \cdot \underline{I}_1 \quad (3.41)$$

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

Dacă se exprimă tensiunea

$$\underline{U}_{12} = \underline{U}_1 - \underline{U}_2 \quad (3.42)$$

se obține

$$\underline{U}_{12} = 2 \cdot \underline{I}_1 \cdot (\underline{Z} - \underline{Z}') = 2 \cdot \underline{I}_1 \cdot \underline{Z}_d \quad (3.43)$$

sau

$$\underline{Z}_d = \underline{Z}_i = \frac{U_{12}}{2I_1} \quad (3.44)$$

3.4.3.2. Element cu simetrie ciclică.

Dacă se consideră un element cu simetrie ciclică și se repetă experimentul prezentat în Fig.3.7, relațiile (3.1) devin:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z} \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z}' \cdot \underline{I}_2 = \underline{Z} \cdot \underline{I}_1 - \underline{Z}' \cdot \underline{I}_1 \\ \underline{U}_2 &= \underline{Z}'' \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z} \cdot \underline{I}_2 = \underline{Z}'' \cdot \underline{I}_1 - \underline{Z} \cdot \underline{I}_1 \\ \underline{U}_3 &= \underline{Z}' \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z}'' \cdot \underline{I}_2 = \underline{Z}' \cdot \underline{I}_1 - \underline{Z}'' \cdot \underline{I}_1 \end{aligned} \quad (3.45)$$

Expresiile tensiunilor dintre faze sunt:

$$\begin{aligned} \underline{U}_{12} &= 2 \cdot \underline{Z} \cdot \underline{I}_1 - \underline{Z}' \cdot \underline{I}_1 - \underline{Z}'' \cdot \underline{I}_1 \\ \underline{U}_{23} &= -\underline{Z} \cdot \underline{I}_1 + 2 \cdot \underline{Z}' \cdot \underline{I}_1 - \underline{Z}'' \cdot \underline{I}_1 \\ \underline{U}_{31} &= -\underline{Z} \cdot \underline{I}_1 - \underline{Z}' \cdot \underline{I}_1 + 2 \cdot \underline{Z}'' \cdot \underline{I}_1 \end{aligned} \quad (3.46)$$

Dacă sistemul (3.46) ar permite determinarea impedanțelor $\underline{Z}, \underline{Z}', \underline{Z}''$ problema ar fi rezolvată. Dacă se calculează determinantul principal al sistemului se obține:

$$\Delta = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

adică sistemul nu este compatibil unic determinat.

În această situație se imaginează și un alt experiment (Fig.3.8); sursa se montează între borna1 și puntea făcută între bornele 2 și 3, bornele de sfârșit fiind în scurtcircuit.

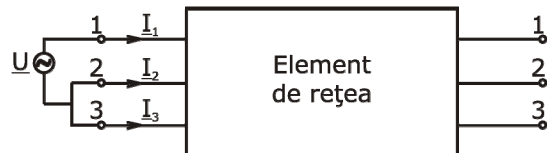


Fig.3.8. Element de rețea cu simetrie ciclică fără neutru accesibil.

Pentru situația prezentată în Fig.3.8 se pot scrie relațiile:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z} \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z}' \cdot \underline{I}_2 + \underline{Z}'' \cdot \underline{I}_3 \\ \underline{U}_2 &= \underline{Z}'' \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z} \cdot \underline{I}_2 + \underline{Z}' \cdot \underline{I}_3 \end{aligned} \quad (3.48)$$

sau dacă se are în vedere că

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_3 = -\frac{\underline{I}_1}{2} \quad (3.49)$$

$$\begin{aligned} U_1 &= \underline{Z} \cdot I_1 - \underline{Z}' \cdot \frac{I_1}{2} - \underline{Z}'' \cdot \frac{I_1}{2} \\ U_2 &= \underline{Z}'' \cdot I_1 - \underline{Z} \cdot \frac{I_1}{2} - \underline{Z}' \cdot \frac{I_1}{2} \end{aligned} \quad (3.50)$$

de unde:

$$U_{12} = \frac{3}{2} (\underline{Z} - \underline{Z}'') \cdot I_1 \quad (3.51)$$

adică

$$\underline{Z} - \underline{Z}'' = \frac{2}{3} \cdot \frac{U_{12}}{I_1} \quad (3.52)$$

Se repetă experimentul legând împreună pe 1 cu 3 și făcând alimentarea între borna 2 și puntea comună 1-3 (Fig.3.9).

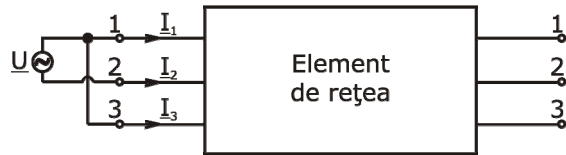


Fig.3.9. Element de rețea. Experiment pentru determinarea impedenței $\underline{Z} - \underline{Z}'$.

$$\begin{aligned} U_1 &= -\underline{Z} \cdot \frac{I_2}{2} + \underline{Z}' \cdot I_2 - \underline{Z}'' \cdot \frac{I_2}{2} \\ U_2 &= \underline{Z}'' \cdot \frac{I_2}{2} + \underline{Z} \cdot I_2 - \underline{Z}' \cdot \frac{I_2}{2} \end{aligned} \quad (3.53)$$

sau

$$U_{21} = \frac{3}{2} (\underline{Z} - \underline{Z}') \cdot I_2 \quad (3.54)$$

adică:

$$\underline{Z} - \underline{Z}' = \frac{2}{3} \cdot \frac{U_{21}}{I_2} \quad (3.55)$$

Înmulțind apoi pe $\underline{Z} - \underline{Z}''$ din relația (3.52) cu $-a$ și pe $\underline{Z} - \underline{Z}'$ din relația (3.55) cu $-a^2$ și însumându-le se obține tocmai impedanța de secvență directă, adică:

$$\underline{Z}_d = -a(\underline{Z} - \underline{Z}'') - a^2(\underline{Z} - \underline{Z}') = \left(\frac{2}{3}\right) \begin{pmatrix} -a \frac{U_{12}}{I_1} - a^2 \frac{U_{21}}{I_2} \end{pmatrix} \quad (3.56)$$

În legătură cu exactitatea 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 \underline{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:

$$\varphi_{12} = \cos^{-1} \left(\frac{P_{12}}{U_{12} \cdot I_1} \right) \quad (3.57)$$

iar

$$\underline{Z}_d = Z_d e^{j\varphi_{12}} \quad (3.58)$$

- la mersul în gol față de bornele 1', 2', 3', montajul din Fig.3.7 alimentat cu o tensiune U_{12} cât mai apropiată de tensiunea nominală permite determinarea impedanței transversale mutuale, în particular a capacității C' dintre faze, dacă este vorba de o linie sau a impedanței de magnetizare mutuale Z'_m [97], în cazul unui transformator;

- în cazul simetriei ciclice, s-a presupus că cei doi curenți care străbat fazele legate împreună sunt egali (relația (3.50)) cea ce nu este tocmai corect, întrucât există și o diferență între impedanțele celor două faze, cauzată de faptul că impedanțele mutuale din ele și cea de a treia fază nu sunt identice, adică $\underline{Z}_{21} \neq \underline{Z}_{31}$.

3.5. Utilizarea simulatoarelor soft pentru determinarea impedanței armonice. Studiu de caz

În ultimii ani, un rol important în studiul fenomenelor ce au loc în sistemele electroenergetice și al optimizării funcționării acestora îl au simulatoarele soft. Pentru exemplificarea utilității acestora în ceea ce privește determinarea impedanței armonice a rețelelor, s-a utilizat programul MatLab Simulink, care conține în biblioteca sa, un instrument virtual destinat calculului impedanței armonice complexe a rețelei văzute în secțiunea în care acesta se instalează. Acesta are două borne care, în funcție de rangul armonicii pentru care vrem să determinăm impedanța armonică, se conectează la rețeaua trifazată în felul următor:

- pentru armonicile care formează sisteme homopolare, adică de rang multiplu de 3, la o bornă a instrumentului de măsură se conectează toate cele trei faze, iar cealaltă se leagă la pământ;
- pentru armonicile care formează sisteme directe sau inverse, adică de ranguri ce nu sunt multiplu de 3, instrumentul de măsură se conectează între două faze.

Rețeaua aleasă pentru analiză cuprinde 4 niveluri de tensiune: 110 kV, 20 kV, 6 kV, respectiv 0,4 kV și funcționează într-un regim nesinusoidal pronunțat, Fig.3.10.

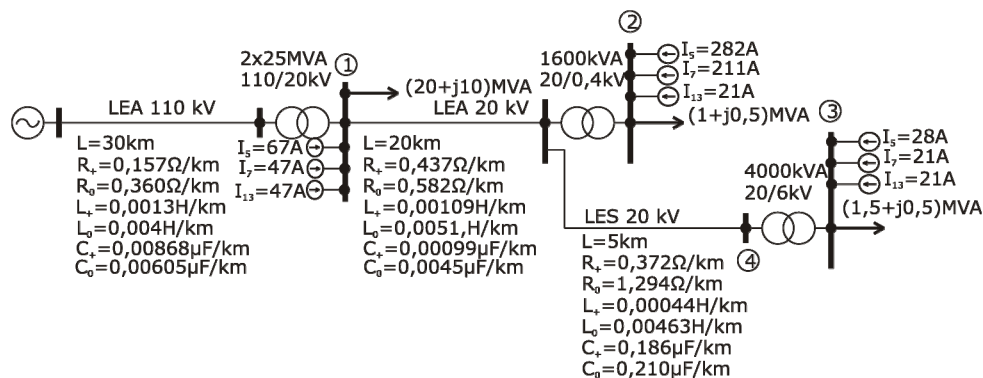


Fig.3.10. Rețeaua electrică de distribuție utilizată pentru verificarea modelului matematic.

Prezența regimului deformant a fost obținută prin instalarea unor surse de curenți armonici, pentru armonicile 5, 7 și 13, în trei dintre nodurile rețelei (numerate 1, 2, 3) – nodurile consumatoare. Aceste surse de curenți armonici modelează componentele neliniare ale sarcinilor.

Pentru determinarea impedanței armonice au fost alese nodurile 3 respectiv 4, primarul respectiv secundarul transformatorului de 20/6 kV. Valorile pentru modulul și faza impedanței armonice văzute în cele două noduri sunt prezentate în Tabelul 3.1. Se constată o diferență semnificativă pentru valorile impedanței armonice în funcție de nivelul de tensiune la care aceasta este determinată.

Tabelul 3.1. Modulul și faza impedanței armonice văzute în nodurile 3 și 4.

NOD	k	\underline{Z}_k	
		$ \underline{Z}_k $ [Ω]	faza [deg]
3 (6 kV)	1	1.633	51.06
	5	6.376	62.21
	7	8.542	57.2
	13	13.58	39.74
4 (20 kV)	1	12.99	37.59
	5	41.69	60.73
	7	56.67	58.72
	13	102.2	47.62

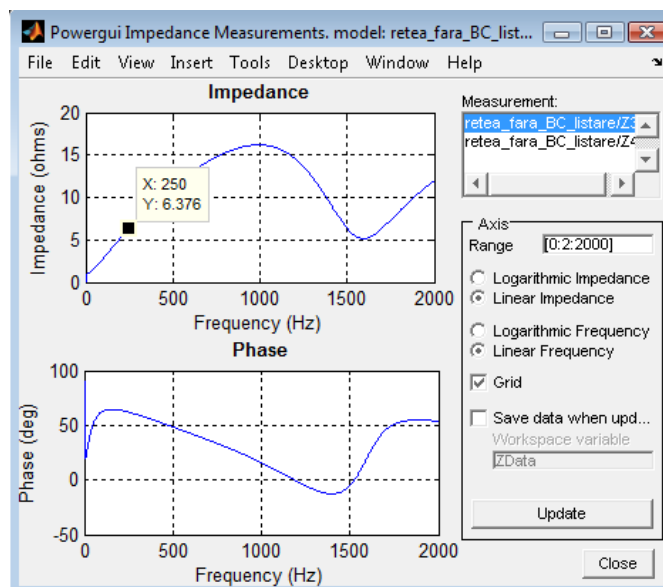


Fig.3.11. Determinarea impedanței armonice cu ajutorul simulatorului.

Simulatorul MatLab oferă posibilitatea determinării modului și fazei impedanței armonice complexe nu doar pentru rangul curenților armonici prezenți în rețea, ci pentru toate frecvențele până la un anumit rang, stabilit de utilizator. De asemenea, oferă o interfață prietenoasă de prezentare a rezultatelor, utilizatorul

având posibilitatea de a vedea chiar comparativ, pe același grafic evoluția impedanței armonice în funcție de frecvență în secțiuni diferite ale rețelei, sau în aceeași secțiune, dar în regimuri diferite. Valorile modulului sau fazei corespunzătoare unei anumite frecvențe pot fi identificate cu ajutorul unei opțiuni de afișare, Fig.3.11.

3.6. Concluzii și contribuții

Scopul acestui capitol a fost acela de a defini impedanța 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 impedanța 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 impedanța căii de întoarcere prin pământ sau a conductoarelor de gardă. În schimb impedanța 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 impedanța armonică într-un nod de rețea este impedanța 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 schimbările energetice ce decurg pe armonicile 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.

Prin simulare MatLab se poate determina cu precizie atât modulul impedanței armonice cât și faza acesteia pentru orice frecvență, iar pe curba de variație a impedanței cu frecvența se poate determina rapid frecvența de rezonanță.

Contribuțiile aduse de autor în cadrul acestui capitol sunt următoarele:

- 1) sistematizarea bibliografiei existente în literatura de specialitate în ceea ce privește definirea impedanței armonice a rețelelor electrice și metodele de determinare a acesteia;
- 2) modelarea unei rețele electrice de distribuție pentru determinarea impedanței armonice complexe;
- 3) utilizarea și evidențierea facilităților oferite de mediul de simulare MatLab în ceea ce privește determinarea modulului și unghiului impedanței armonice;
- 4) s-a pus în evidență, prin aplicația efectuată, variația impedanței armonice într-o secțiune în funcție de rangul armonice, respectiv valorile acesteia la diferite niveluri de tensiune.

4. DETERMINAREA EXPERIMENTALĂ A IMPEDANȚEI ARMONICE

Măsurarea impedanței armonice a rețelelor electrice se realizează în concordanță cu particularitățile constructive și funcționale ale rețelei în regimul armonic [89], [100], [102].

4.1. Principii de măsurare a impedanței armonice

Principiul de bază constă în utilizarea curenților armonici \underline{I}_k injectați în rețea în nodul, cu tensiunea armonică \underline{U}_k , în care trebuie măsurată impedanța armonică \underline{Z}_k și determinarea acesteia prin simpla aplicare a legii lui Ohm, adică:

$$\underline{Z}_k = \frac{\underline{U}_k}{\underline{I}_k} \quad (4.1)$$

Relația (4.1) 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:

$$\underline{Z}_k = \frac{\Delta \underline{U}_k}{\Delta \underline{I}_k} = \frac{\underline{U}_{k2} - \underline{U}_{k1}}{\underline{I}_{k2} - \underline{I}_{k1}} \quad (4.2)$$

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.

4.1.1. Injecția dezechilibrată bifazată

Se consideră rețeaua liniară din Fig.4.1, sursa armonică de tensiune \underline{U}_k injectând în secțiunea de interes curentul \underline{I}_k .

Dacă rețeaua prezintă o simetrie totală, pentru impedanța estimată prin măsurarea lui \underline{I}_k și \underline{U}_{kR} , se poate scrie:

$$\underline{Z}_k = \frac{\underline{U}_{kR}}{\underline{I}_k} = \frac{\underline{I}_k \cdot \underline{Z} - \underline{I}_k \cdot \underline{Z}'}{\underline{I}_k} = \underline{Z} - \underline{Z}' = \underline{Z}_d \quad (4.3)$$

adică tocmai impedanța de secvență directă.

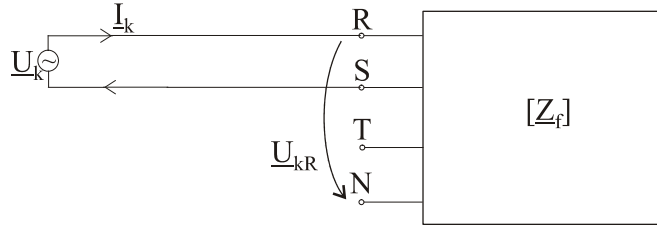


Fig.4.1. Injecția dezechilibrată bifazată de curenți armonici într-o rețea electrică.

Dacă rețeaua prezintă o simetrie ciclică, se măsoară în plus și \underline{U}_{kS} , obținându-se relațiile:

$$\begin{aligned} \underline{Z}_{kR} &= \frac{\underline{U}_{kR}}{\underline{I}_k} = \underline{Z} - \underline{Z}' \\ \underline{Z}_{kS} &= \frac{\underline{U}_{kS}}{-\underline{I}_k} = \underline{Z} - \underline{Z}'' \end{aligned} \quad (4.4)$$

Înmulțind cele două impedanțe cu $-a^2$ și respectiv cu $-a$, și însumându-le se obține tocmai impedanța de secvență directă, adică:

$$\underline{Z}_d = -a^2 \underline{Z}_{kR} - a \underline{Z}_{kS} = -a^2 (\underline{Z} - \underline{Z}') - a (\underline{Z} - \underline{Z}'') = \underline{Z} + a^2 \underline{Z}' + a \underline{Z}'' \quad (4.5)$$

Dacă sursa de curent armonic este dispusă între fazele R și T (Fig.4.2) impedanța de secvență directă se calculează cu relația:

$$\underline{Z}_d = -a \underline{Z}_{kR} + a^2 \underline{Z}_{kT} = -a (\underline{Z} - \underline{Z}'') + a^2 (\underline{Z}' - \underline{Z}) = \underline{Z} + a^2 \underline{Z}' + a \underline{Z}'' \quad (4.6)$$

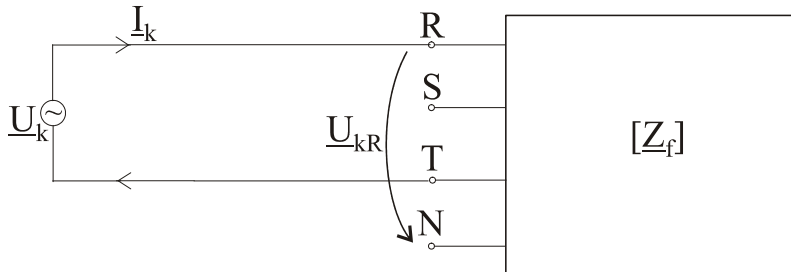


Fig.4.2. Injecția dezechilibrată bifazată: fazele R-T.

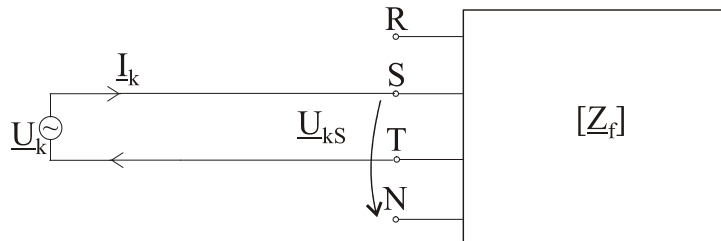


Fig.4.3. Injecția dezechilibrată bifazată: fazele S-T.

Sau, în fine, dacă sursa de curent armonic este dispusă între fazele S și T (Fig.4.3), impedanța de secvență directă se calculează cu relația:

$$\underline{Z}_d = -a^2 \underline{Z}_{kS} + a \underline{Z}_{kT} = -a^2 (\underline{Z} - \underline{Z}') + a (\underline{Z}' - \underline{Z}) = \underline{Z} + a^2 \underline{Z}' + a \underline{Z}'' \quad (4.7)$$

4.1.2 Injecția dezechilibrată trifazată

Rețeaua este alimentată de o sursă monofazată prin intermediul unui transformator trifazat cu conexiunea Δ/Y (Fig.4.4).

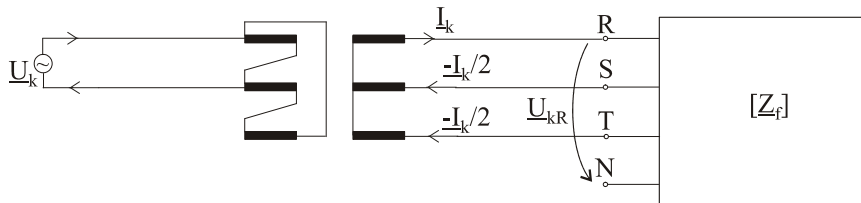


Fig.4.4. Injecția dezechilibrată trifazată.

Curenții injectați în rețea pe cele trei faze sunt:

$$\underline{I}_R = \underline{I}_k; \quad \underline{I}_S = -\frac{\underline{I}_k}{2}; \quad \underline{I}_T = -\frac{\underline{I}_k}{2} \quad (4.8)$$

De aici rezultă că:

$$\underline{Z}_{kR} = \frac{U_{kR}}{\underline{I}_k} = \frac{\underline{Z} \cdot \underline{I}_k - \underline{Z}' \cdot \frac{\underline{I}_k}{2} - \underline{Z}' \cdot \frac{\underline{I}_k}{2}}{\underline{I}_k} = \underline{Z} - \underline{Z}' = \underline{Z}_d \quad (4.9)$$

adică măsurând tensiunea și curentul fazei R, există posibilitatea estimării impedanței armonice.

Desigur relațiile (4.8) referitoare la expresiile lui \underline{I}_S și \underline{I}_T sunt aproximative, mai corect ar fi:

$$\underline{I}_R = \underline{I}_k; \quad \underline{I}_S = -\frac{\underline{I}_k}{a_1}; \quad \underline{I}_T = -\frac{\underline{I}_k}{a_2}; \quad \frac{1}{a_1} + \frac{1}{a_2} = 1 \quad (4.10)$$

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

4.2. Metode de măsurare a impedanței armonice

Dependent de modul în care se obțin curenții armonici \underline{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 4.1.

Tabelul 4.1. Metode experimentale de evaluare a impedanțelor armonice.

Metoda 1)	Mijlocul folosit 2)	Avantaje 3)	Dezavantaje 4)
Curenți armonici injectați de instalațiile existente	- redresoare mutatoare cu arc cupatoare cu inducție	- nu reclamă surse suplimentare; - nu perturbă funcționarea rețelei; - corespunde regimu-lui real de funcționare - poate asigura curenți armonici însemnați.	- domeniul de frecvență este relativ limitat; - pot apare inter-armonici.
Regimul tranzitoriu provocat de conectarea sau deconectarea unor elemente de rețea	- baterii de condensatoare	- prezintă spectrul de armonici foarte bogat; - sunt operatii uzuale, ce nu ridică probleme pentru efectuare,	- durata regimului armonic este foarte scurtă; - prezența bateriilor de condensatoare este utilă în rețea pentru compensarea puterii reactive.
	- transforma-toare cu miezul magnetic saturat.	- asigură nivel de curenți armonici relativ ridicat față de situația existentă în mod normal, - apar armonici în domeniul 700÷1000Hz	- curenții sunt foarte dezechilibrați, - valoarea curenților armonici depinde de momentul la care s-a efectuat manevra.
Injecția 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.
Injecția directă de curenți armonici (continuare)	- transforma-toare 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 transforma-toare pentru acest scop (grup transfor-matoric, 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 transforma-toare de racord cu reactanță mică, - curenții injectați nu sunt simetrici.

În continuare se vor prezenta câteva probleme specifice metodelor enumerate în Tabelul 4.1.

4.2.1. 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.

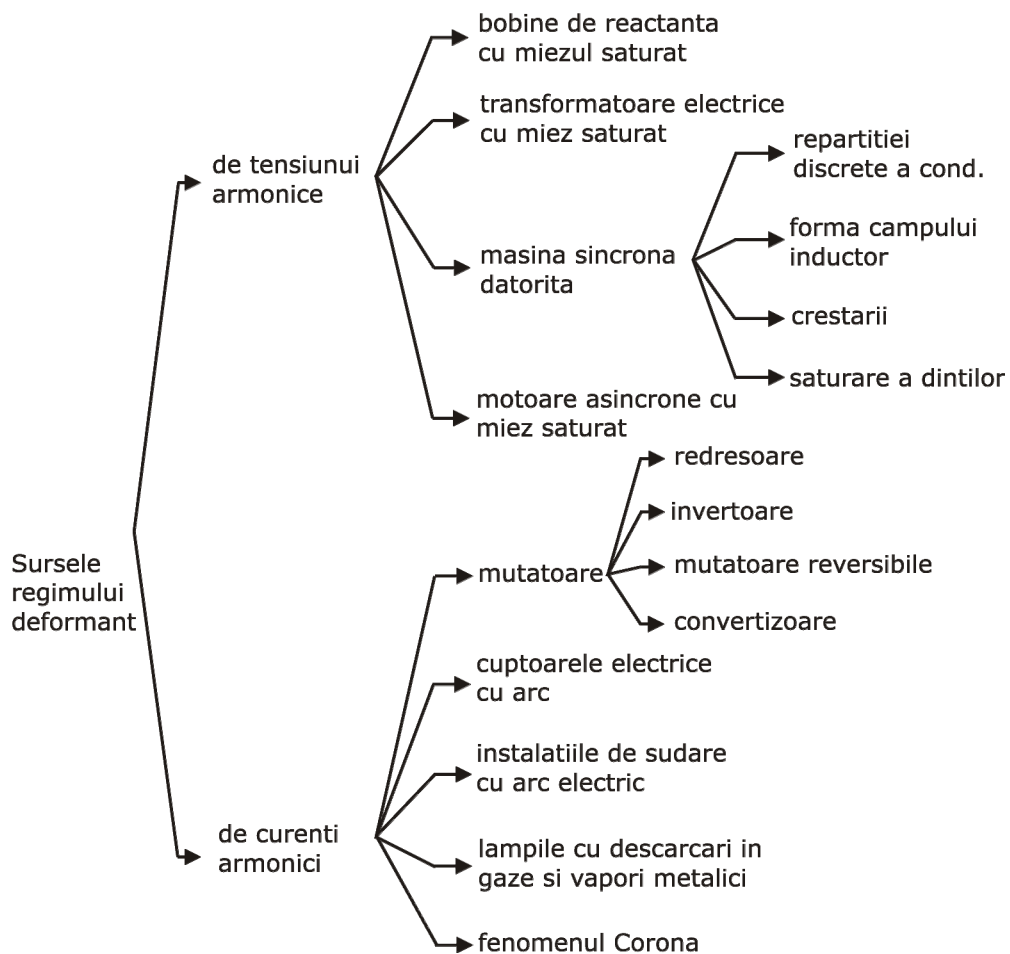


Fig.4.5. Sursele regimului deformant.

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 redată în Fig.4.5.

Dintre aceste surse rețin atenția în mod deosebit mutatoarele [4], [38]. Acestea se caracterizează sub aspectul regimului deformant prin:

- ordinul armonicilor de curent (și tensiune), care este dat de relația: $k = np \pm 1$, unde $n=1, 2, 3, \dots$ pentru scheme cu $p \geq 2$, $p = \text{pulsuri}$
 $n=1, 3, 5, 7, \dots$ 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;

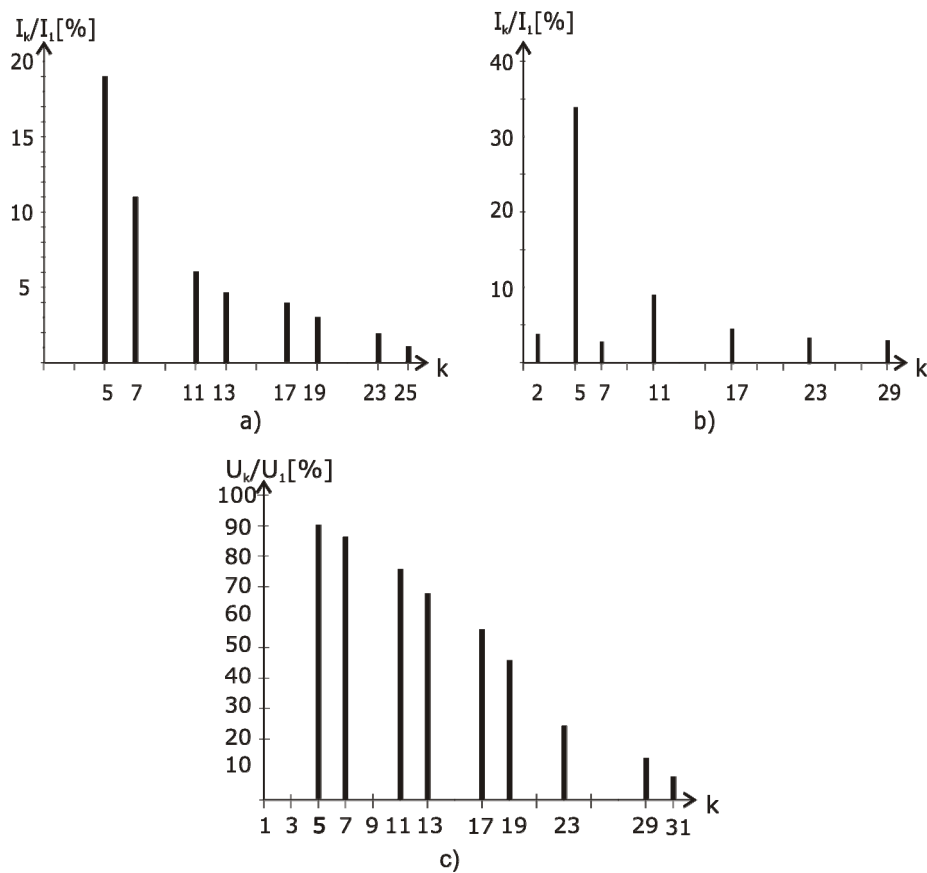


Fig.4.6. Spectre tipice de curenți armonici la: a) redresor cu șase pulsuri, b) acționare variabilă cu inverter comandat în curent, c) acționare variabilă cu inverter comandat în tensiune.

- dacă se neglijează fenomenul de comutație, amplitudinile armonicilor de curent se pot calcula cu relația:

$$I_k = \frac{I_1}{k} \quad (4.11)$$

sau dacă se ia în considerare fenomenul de comutație:

$$I_k = \frac{I_1}{\left(k - \frac{5}{k}\right) \cdot 1,2} \quad (4.12)$$

- 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 deformată 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.4.6 [45], [101] 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.

4.2.2. 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.4.7).

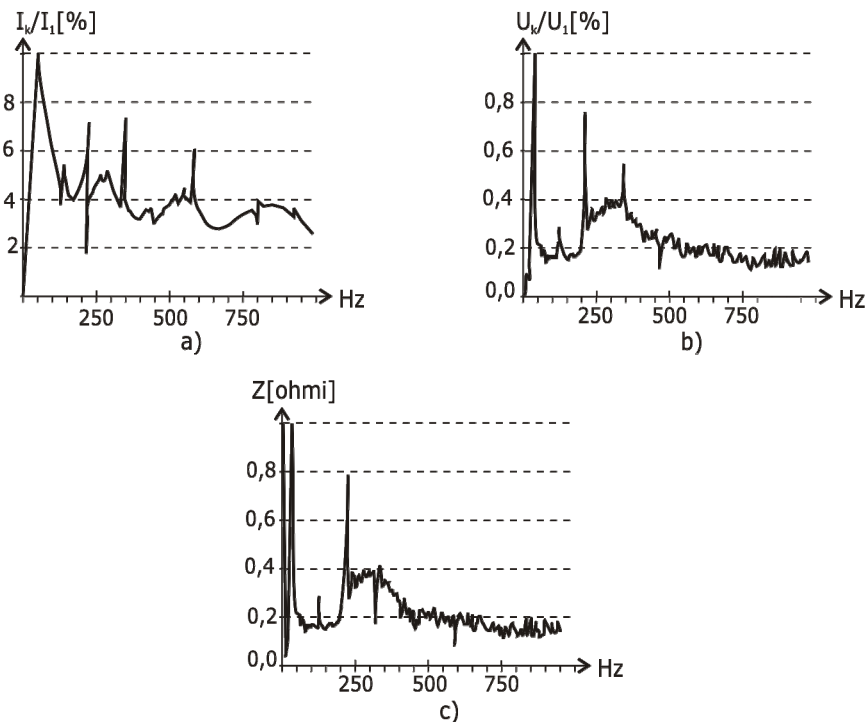


Fig.4.7. Regimul tranzitoriu al conectării unei baterii de condensatoare – transformata Fourier
a) curentului, b) tensiunii, c) funcția de transfer – impedanța armonică. Durata regimului urmărit 400ms.

Înregistrările tensiunilor și curenților într-o fereastră temporală pe durata procesului tranzitoriu poate permite evaluarea impedanței armonice a rețelei văzute în punctul de racord al bateriei de condensatoare.

În acest sens în Fig.4.7 se prezintă [102] un exemplu de spectre de curent (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 (4.16).

4.2.3. Variațiile 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.4.8.

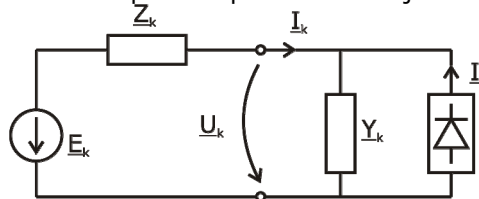


Fig.4.8. Circuitul echivalent al unui feeder și restul rețelei.

Un feeder este caracterizat prin admitanța Y_k și sursa de curent armonic I_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 $I_k(t)$ [102]. În aceste condiții impedanța armonică a rețelei în funcție de timp, $Z_k(t)$ este obținută prin transformata Fourier inversă [111], plecând de la relația:

$$\underline{Z}_k(\omega) = |\underline{Z}_k(\omega)| e^{j\varphi(\omega)} = \frac{G_{kiu}(\omega)}{G_{kij}(\omega)} \quad (4.13)$$

unde:

$G_{kiu}(\omega)$ – spectrul funcției complexe de autocorelare a mărimii de intrare $I_k(t)$,

$G_{kij}(\omega)$ – spectrul funcției complexe de intercorelare între mărimea de intrare $I_k(t)$ și cea de ieșire $U_k(t)$.

Funcția de autocorelare:

$$g_{kii}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T I_k(t) I_k(t + \tau) dt \quad (4.14)$$

poate fi aproximată, de exemplu, printr-o sumă de $N=60$ valori discrete, cu o cadență de $1/\Delta t = 1/\text{min}$, pe o perioadă de o oră [102].

Calculul numeric al sumei se poate efectua cu o relație de forma:

$$g_{kii}(\tau) = g_{kii}(\mu\Delta t) = \frac{1}{N} \sum_{v=-N/2}^{N/2} I_k(v\Delta t) \cdot I_k[(v + \mu)\Delta t] = \frac{1}{N} \sum_{v=1}^{N-\mu} I_k(v\Delta t) \cdot I_k[(v + \mu)\Delta t] \quad (4.15)$$

Pentru a obține funcția de intercorelație, în relația (4.10) se înlocuiește $I_k[(v + \mu)\Delta t]$ prin $U_k[(v + \mu)\Delta t]$, adică:

$$g_{kii}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{v=-N/2}^{N/2} I_k(v\Delta t) \cdot U_k[(v + \mu)\Delta t] = \frac{1}{N} \sum_{v=1}^{N-\mu} I_k(v\Delta t) \cdot U_k[(v + \mu)\Delta t] \quad (4.16)$$

Pentru a obține densitățile spectrale $G_{kii}(\omega)$ și $G_{kii}(\omega)$ necesare în ecuația (4.13) se poate aplica transformata Fourier discretă sumei din ecuațiile (4.15), (4.16).

Trebuie remarcat că pentru fiecare armonică k se poate obține o funcție de corelație și respectiv de intercorelație, astfel încât $Z_k(\omega)$ nu este impedanța rețelei în funcție de frecvență (ordinul armonicii), ci variația în decurs de un anumit interval de timp a impedanței Z_k . Transformata inversă a lui $Z_k(\omega)$ ne oferă imaginea în domeniul timp a lui Z_k , adică $Z_k(\omega)$.

În Franța [2] se folosește o metodă a „variațiilor” plecând de la o schemă echivalentă mai completă decât aceea prezentată în Fig.4.8 și care utilizează echivalenți Norton atât pentru sursă cât și pentru consumatorul deformant (Fig.4.9).

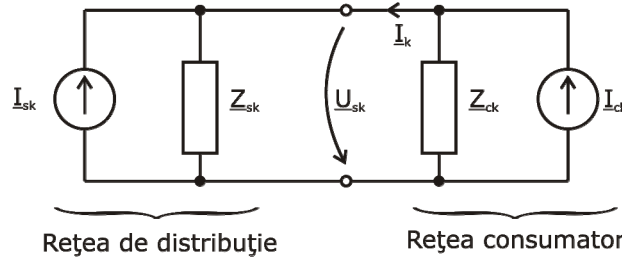


Fig.4.9. Schemă echivalentă folosită pentru estimarea impedanțelor armonice, ce utilizează echivalenți Norton.

Monitorizând curentul armonic I_k în nodul de racord al consumatorului la rețea pe o durată suficient de mare este posibil determinarea impedanțelor Z_{sk} și Z_{ck} pentru armonică k .

Pentru tensiunea U_k , analizând schema din Fig.4.9 se pot scrie relațiile:

$$\begin{aligned}\underline{U}_k &= \underline{Z}_{sk} \cdot (\underline{I}_k + \underline{I}_{sk}) \\ \underline{U}_k &= \underline{Z}_{ck} \cdot (\underline{I}_{ck} - \underline{I}_k)\end{aligned}\quad (4.17)$$

unde \underline{I}_{ck} este curentul armonic atașat consumatorului, iar \underline{I}_{sk} cel corespunzător sistemului.

La apariția unei variații a curentului \underline{I}_k determinată de o variație $\Delta \underline{I}_{sk}$ a curentului \underline{I}_{sk} , rezultă o variație de tensiune $\Delta \underline{U}_k$ de expresie:

$$\Delta \underline{U}_k = -\underline{Z}_{ck} \cdot \Delta \underline{I}_{sk} \quad (4.18)$$

Dacă apare o variație a curentului \underline{I}_k determinată de o variație $\Delta \underline{I}_{ck}$ a curentului armonic \underline{I}_{ck} al consumatorului, rezultă variația de tensiune $\Delta \underline{U}_k$:

$$\Delta \underline{U}_k = \underline{Z}_{sk} \cdot \Delta \underline{I}_{ck} \quad (4.19)$$

Definind impedanța de calcul (fictivă) armonică $\underline{Z}_{fk} = \Delta \underline{U}_k / \Delta \underline{I}_k$ din relațiile de mai sus se deduce:

- dacă $\underline{Z}_{fk} \leq 0$, rezultă că a avut loc o variație a curentului armonic al rețelei de distribuție, iar \underline{Z}_{fk} poate fi considerat ca un estimator al impedanței \underline{Z}_{ck} ;
- dacă $\underline{Z}_{fk} \geq 0$, rezultă că a avut loc o variație a curentului armonic al consumatorului, iar \underline{Z}_{fk} poate fi considerat ca un estimator pentru impedanța \underline{Z}_{sk} .

Cunoscând estimările \underline{Z}_{ck} și \underline{Z}_{sk} , se poate calcula tensiunea armonică \underline{U}_k cu relația:

$$\underline{U}_k = \underline{U}_{ck} + \underline{U}_{sk} \quad (4.20)$$

unde \underline{U}_{ck} este tensiunea armonică determinată de consumator, în lipsa sursei determinată de sistem, iar \underline{U}_{sk} este tensiunea armonică determinată de sursa din sistem în lipsa sursei datorate consumatorului. Cu acestea pentru cele două componente ale lui \underline{U}_k se pot scrie relațiile:

$$\begin{aligned}\underline{U}_{ck} &= \frac{\underline{Z}_{sk} \cdot \underline{Z}_{ck}}{\underline{Z}_{sk} + \underline{Z}_{ck}} \cdot \underline{I}_{ck} \\ \underline{U}_{sk} &= \frac{\underline{Z}_{sk} \cdot \underline{Z}_{ck}}{\underline{Z}_{sk} + \underline{Z}_{ck}} \cdot \underline{I}_{sk}\end{aligned}\quad (4.21)$$

Prin urmare, folosind această metodă se pot obține un număr mare de estimatori atât pentru \underline{Z}_{sk} cât și pentru \underline{Z}_{ck} . Estimatorii finali se determină ca media acestor valori. Variații mici ale tensiunii sau curentului armonic conduc obișnuit la estimări neprecise. De aceea se elimină variațiile nesemnificative din medierea finală.

O problemă sensibilă la aplicarea acestei metode rezidă din precizia aparatelor de măsurare, întrucât variațiile tensiunii armonice sunt adesea foarte mici, datorită impedanței armonice reduse a rețelei.

O altă metodă utilizată este aceea a dublei regresii liniare și ea se bazează pe corelarea dintre curentul armonic \underline{I}_k și tensiunea armonică \underline{U}_k .

Sistemul este modelat printr-o sursă de tensiune armonică conectată în serie cu impedanța \underline{Z}_{sk} (Fig.4.10), iar sarcina consumatorului printr-o sursă de curent \underline{I}_{ck} conectată în paralel cu impedanța \underline{Z}_{ck} .

Pentru schema din Fig.4.10 se poate scrie relația:

$$\underline{U}_k = \underline{U}_{sk} + \underline{Z}_{sk} \cdot \underline{I}_k = \operatorname{Re} al(\underline{U}_k) + j \operatorname{Im} ag(\underline{U}_k) \quad (4.22)$$

sau

$$\underline{U}_k = \operatorname{Re} al(\underline{U}_{sk}) + j \operatorname{Im} ag(\underline{U}_{sk}) + (R_{sk} + jX_{sk}) \cdot [\operatorname{Re} al(\underline{I}_k) + j \operatorname{Im} ag(\underline{I}_k)]$$

Separând părțile reale și cele imaginare, relațiile (4.22) conduc la:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} al(\underline{U}_k) &= \operatorname{Re} al(\underline{U}_{sk}) + R_{sk} \cdot \operatorname{Re} al(\underline{I}_k) - X_{sk} \cdot \operatorname{Im} ag(\underline{I}_k) \\ \operatorname{Im} ag(\underline{U}_k) &= \operatorname{Im} ag(\underline{U}_{sk}) + R_{sk} \cdot \operatorname{Im} ag(\underline{I}_k) + X_{sk} \cdot \operatorname{Re} al(\underline{I}_k) \end{aligned} \quad (4.23)$$

Relațiile (4.23) pot primi o formă mai simplă dacă se are în vedere că rezistența sistemului este practic nulă, astfel:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} al(\underline{U}_k) &= \operatorname{Re} al(\underline{U}_{sk}) - X_{sk} \cdot \operatorname{Im} ag(\underline{I}_k) \\ \operatorname{Im} ag(\underline{U}_k) &= \operatorname{Im} ag(\underline{U}_{sk}) + X_{sk} \cdot \operatorname{Re} al(\underline{I}_k) \end{aligned} \quad (4.24)$$

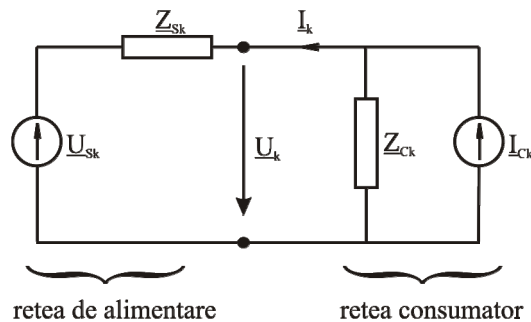


Fig.4.10. Schemă echivalentă pentru estimarea impedanței armonice prin metoda dublei regresii.

Monitorizând tensiunile \underline{U}_k și curenții \underline{I}_k se obțin șiruri de valori $\operatorname{Re} al(\underline{U}_k) = f[\operatorname{Im} ag(\underline{I}_k)]$ și $\operatorname{Im} ag(\underline{U}_k) = f[\operatorname{Re} al(\underline{I}_k)]$.

Coefficienții $\operatorname{Re} al(\underline{U}_{sk})$, $\operatorname{Im} ag(\underline{U}_{sk})$, X_{sk} se determină printr-o metodă de regresie.

Dacă relațiile (4.24) conduc la valori identice pentru X_{sk} atunci valorile inițiale ale lui \underline{U}_{sk} și \underline{Z}_{sk} sunt corecte și pot fi calculate mărimile \underline{U}_{sk} și $\underline{Z}_{sk} = j X_{sk}$ la orice moment t .

Dacă relațiile (4.24) conduc la valori apropiate pentru X_{sk} atunci media lor aritmetică este o bună estimare pentru reactanța sistemului iar cu ajutorul ei se poate calcula \underline{U}_{sk} și \underline{Z}_{sk} .

Dacă cele două valori a lui X_{sk} deduse din (4.24) sunt mult diferite valorile inițiale ale lui \underline{U}_{sk} și \underline{Z}_{sk} nu sunt corecte și nu se poate trage nici o concluzie.

4.3. Precizia metodelor de măsurare

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 [4], [101], [102].

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 tranzație 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.4.11.a) sau blocare (Fig.4.11.b) iar varianta de circuit corespunzătoare aceea inversoare cu condensator de memorare în bucla de reacție (Fig.4.11.c).

Un exemplu reprezentativ de circuit de eșantionare-memorare îl oferă integratul HS11 ce prezintă timpul de eșantionare-memorare maxim $5\mu\text{s}$, viteză mică de cădere a semnalului memorat $50\mu\text{V/ms}$ și liniaritate bună.

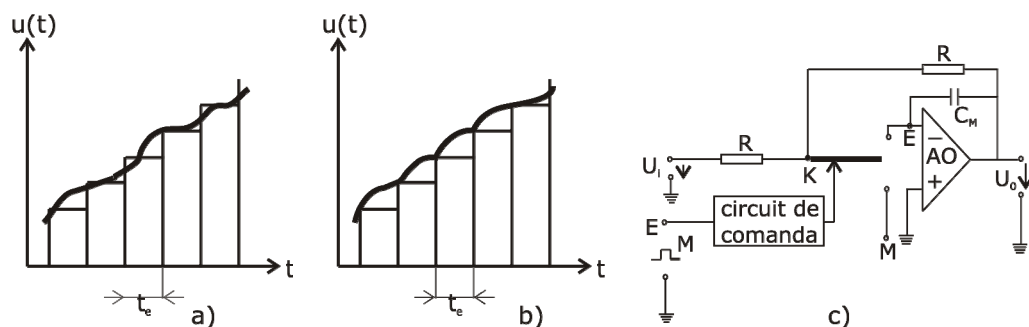


Fig.4.11. Eșantionarea și memorarea semnalelor: a) metoda prin mediere, b) metoda prin blocare, c) circuit de eșantionare-memorare.

În ceea ce privește convertorul analog-numeric (CAN), acesta trebuie să îndeplinească următoarele caracteristici principale:

- să asigure dependență liniară a mărimii 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:

$$Eroarea\ raportata = \frac{1 / 2\ latimea\ cuantei}{interval\ variatie\ intrare} = \frac{1 \cdot 20}{2 \cdot 28} \cdot 100 = 0,2\%$$

- 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.

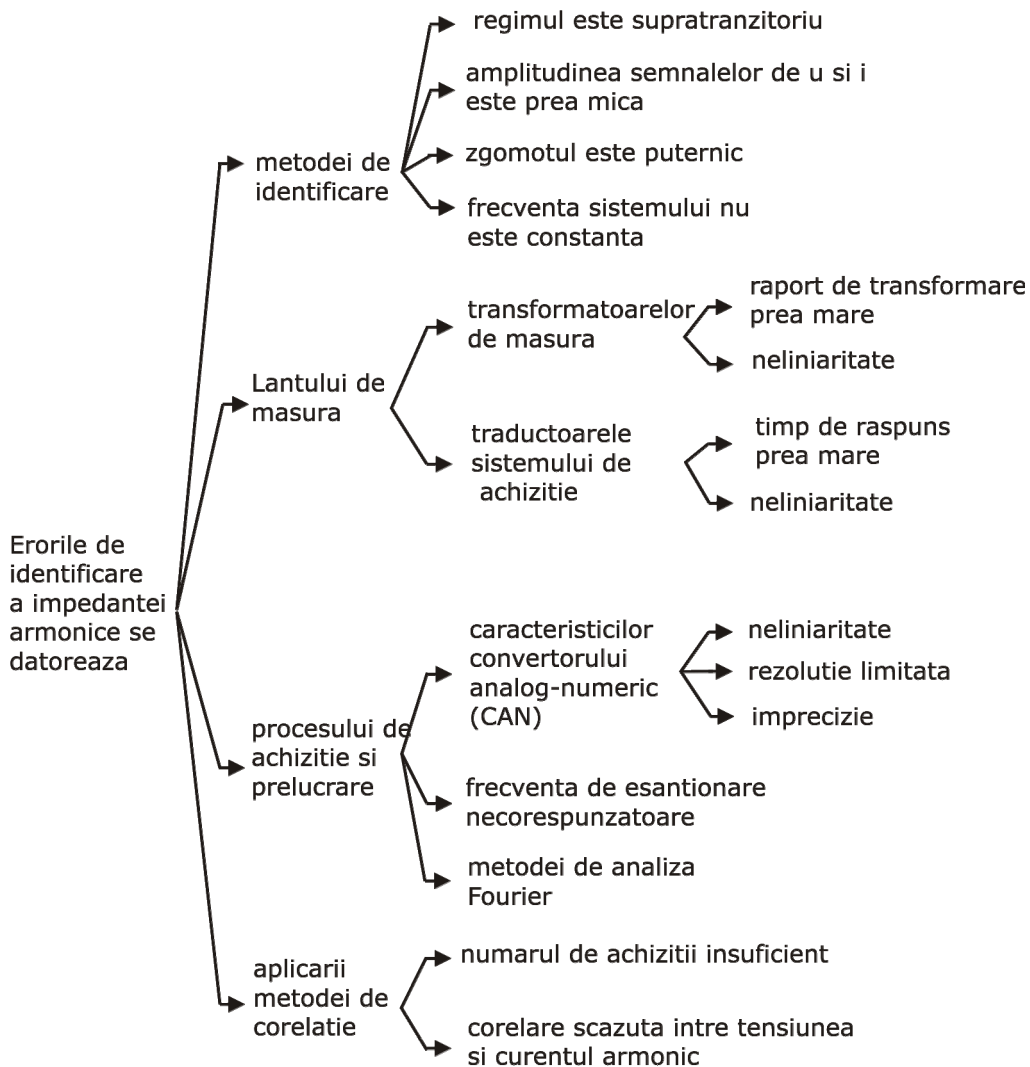


Fig.4.12. Cauzele erorilor de identificare a impedanței armonice a rețelelor electrice.

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 este 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 impedanța rețelei pentru fiecare armonică, funcția de coerență a acesteia fiind tocmai impedanța armonică a rețelei, adică:

$$Z_k = \frac{S_{U^* k U_k}}{S_{U^* k I_k}} \quad (4.25)$$

O analiză amănunțită a cauzelor erorilor care survin în procesul de identificare a impedanței armonice permit întocmirea schemei din Fig.4.12.

4.4. Studiu de caz privind determinarea impedanței armonice

Cea mai simplă metodă de determinare a impedanței armonice prin măsurători presupune conectarea sau deconectarea unei componente a rețelei electrice în nodul în care se dorește măsurarea impedanței rețelei. Cele mai frecvente conectări sau deconectări întâlnite în practică sunt cele ale bateriilor de condensatoare destinate compensării puterii reactive, sau trepte ale acestora, respectiv conectări sau deconectări ale sarcinilor datorate regimurilor de funcționare ale consumatorilor în funcție de curbele de sarcină ale acestora.

4.4.1. Prezentarea instalației în care au fost făcute măsurătorile

În lucrarea de față se prezintă determinarea impedanței armonice într-un nod al rețelei electrice de joasă tensiune ce alimentează un mare consumator industrial deformant (Fig.4.13), iar deconectările utilizate pentru măsurători au fost deconectări ale anumitor sarcini.

Consumatorul în cauză este alimentat printr-un cablu subteran de 110kV, iar rețeaua de distribuție este una extinsă, cu mai multe noduri și mai multe posturi de transformare de 10/6kV, respectiv 10/0,4kV. În secundarele transformatoarelor de 10/0,4kV sunt instalate baterii de condensatoare fixe având o putere reactivă de 100kVAr, iar pe barele ce alimentează consumatorii sunt instalate filtre refulante reglabile în trepte de 20x50kVAr.

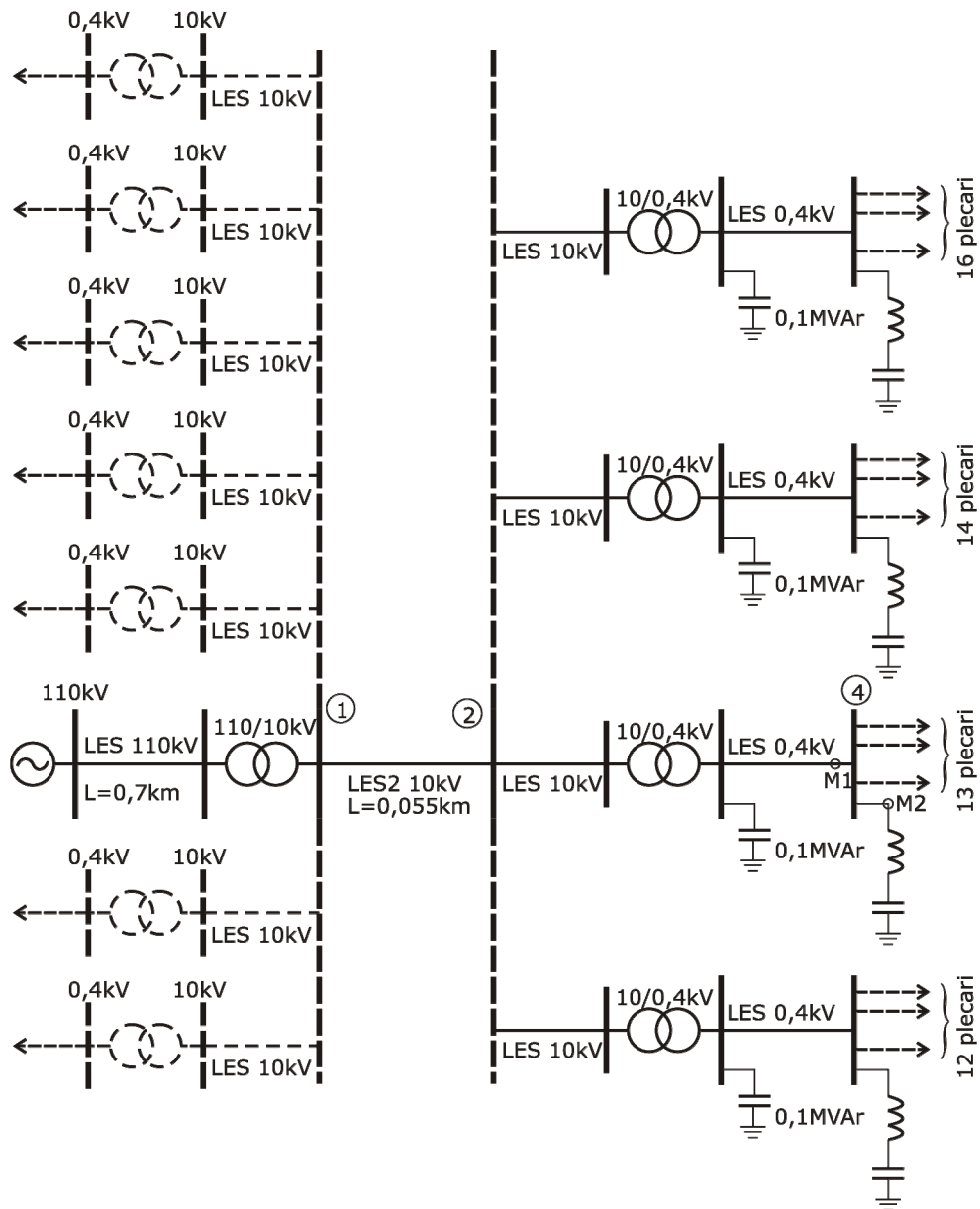


Fig.4.13. Rețeaua de distribuție în care s-au efectuat măsurătorile.

Cu ajutorul echipamentului FLUKE 1760, de monitorizare a calității energiei electrice, s-au făcut înregistrări ale tensiunilor și curenților pe fiecare armonică înainte și după deconectarea unei plecări de pe bara de joasă tensiune a unui post de transformare de 10/0,4 kV. Impedanța armonică a rețelei văzută în nodul respectiv poate fi determinată cu relația următoare [114]:

$$Z_k = \frac{U_k \text{ înainte} - U_k \text{ după}}{I_k \text{ înainte} - I_k \text{ după}} \quad (4.26)$$

unde:

\underline{U}_k înainte, \underline{I}_k înainte – reprezintă tensiunea armonică a nodului, respectiv curentul armonic înainte de deconectare;

\underline{U}_k după, \underline{I}_k după – reprezintă tensiunea armonică a nodului, respectiv curentul armonic după deconectare;

Impedanța \underline{Z}_k nu include și sarcina care se deconectează.

Deoarece impedanța armonică văzută în nod și determinată cu relația (4.26) este o impedanță *paralel*, pentru determinarea fazei acesteia, trebuie transformată schema electrică paralel a impedanței în schemă electrică serie. În continuare se va utiliza notația Z_{kp} pentru impedanța armonică paralel, respectiv Z_{ks} pentru impedanța armonică serie, cele două impedanțe având evident aceeași valoare.

Impedanța *serie* se determină din relația:

$$\underline{Z}_{kS} = R_S + j \cdot X_{kS} \quad (4.27)$$

Impedanța *paralel* se determină din relația:

$$\frac{1}{\underline{Z}_{kp}} = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{jX_{kp}} \quad (4.28)$$

$$\underline{Z}_{kp} = \frac{1}{\frac{jX_{kp} \cdot R_p}{jX_{kp} \cdot R_p} + \frac{R_p - jX_{kp}}{R_p - jX_{kp}}} = j \cdot \frac{R_p^2 \cdot X_{kp}}{R_p^2 + X_{kp}^2} + \frac{R_p \cdot X_{kp}^2}{R_p^2 + X_{kp}^2} \quad (4.29)$$

Știind că:

$$\underline{Z}_{kp} = \underline{Z}_{kS} = R_S + j \cdot X_{kS}, \quad (4.30)$$

Rezultă:

$$R_S = \frac{R_p \cdot X_{kp}^2}{R_p^2 + X_{kp}^2} \quad (4.31)$$

$$X_{kS} = \frac{R_p^2 \cdot X_{kp}}{R_p^2 + X_{kp}^2}$$

Exprimăm în continuare acești parametri ai impedanței serie în funcție de modulul impedanței armonice, care se determină practic prin relația (4.26).

$$Z_{kp}^2 = Z_{kS}^2 = R_S^2 + X_{kS}^2 = \frac{R_p^2 \cdot X_{kp}^2}{R_p^2 + X_{kp}^2} \quad (4.32)$$

Din relațiile (4.31) și (4.32), se poate exprima rezistența serie astfel:

$$R_S = \frac{R_p \cdot X_{kp}^2}{R_p^2 + X_{kp}^2} \cdot \frac{R_p}{R_p} = \frac{Z_{kp}^2}{R_p} \quad (4.33)$$

Valoarea rezistenței paralel, R_p , din relația (4.33) poate fi de asemenea determinată practic, ea fiind de fapt, valoarea impedanței armonice pentru frecvența de rezonanță. Folosind relația (4.32), se poate determina acum și valoarea reactanței serie, X_{kS} :

$$X_{kS} = \sqrt{Z_{kS}^2 - R_S^2} \quad (4.34)$$

Cunoscând valorile parametrilor serie ai impedanței armonice putem determina acum faza impedanței armonice văzută în nod:

$$\varphi_k = \arctg\left(\frac{X_{kS}}{R_S}\right) \quad (4.35)$$

Această transformare a schemei electrice paralel a impedanței armonice în schemă electrică serie va fi utilizată și în capitolul 5 pentru anticiparea distribuției curentului armonic prin filtrul ce urmează a fi conectat.

Pentru validarea metodei de determinare a impedanței armonice prin măsurători, rețeaua electrică a fost modelată cu ajutorul MatLab Simulink, simulator care oferă posibilitatea determinării impedanței armonice într-un nod al unei rețele cu ajutorul unui instrument virtual de măsură. Având în vedere numărul mare de simulări ce trebuie efectuate pentru a modela cât mai corect consumatorul armonic, schema de mai sus a fost modelată prin echivalarea zonelor punctate din Fig.4.13 prin consumatori echivalenți racordați la aceeași bară (Fig.4.14), în nodurile 1, 2 și 4.

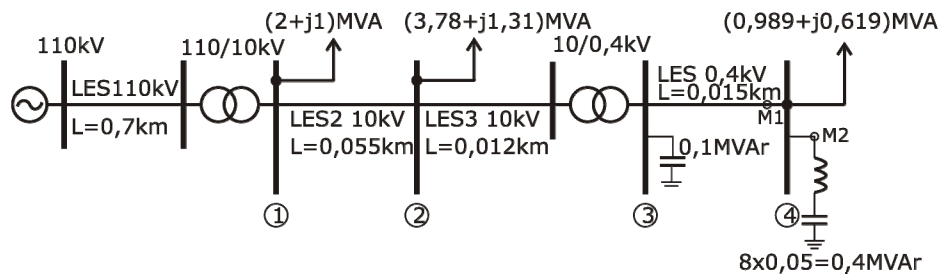


Fig.4.14. Rețeaua de distribuție în care s-au efectuat măsurătorile.

Trebuie precizat faptul că bateriile de condensatoare aflate la același nivel de tensiune cu nodul în care se face monitorizarea trebuie reprezentate în model pentru a putea surprinde fenomenele de rezonanță ce pot să apară, și evident pentru o corectă simulare a impedanței armonice.

4.4.2. Schema echivalentă armonică a consumatorului complex

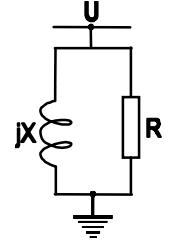
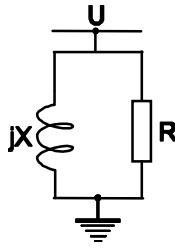
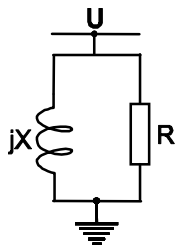
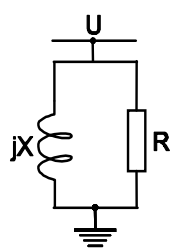
Realizarea unui model general care să cuprindă consumatorul complex nu a fost însă posibilă. În literatură se conturează două direcții: una analitică care sintetizează două modele principale, unul corespunzător sarcinilor statice și altul celor rotative, le ponderează cu cota parte din puterea activă 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:

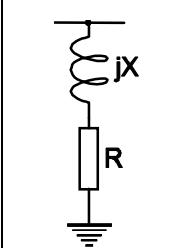
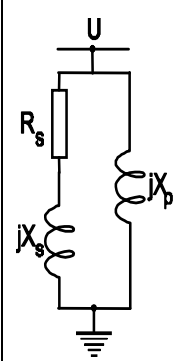
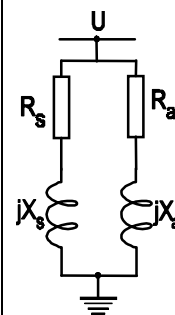
- puterile activă și reactivă absorbite în condiții nominale de funcționare (tensiune nominală și de frecvență fundamentală),
- ponderea puterii motoarelor asincrone în puterea totală absorbită de consumator,
- nivelul de tensiune la care se consideră consumatorul,
- domeniul frecvențelor de interes,

- valorile medii ale parametrilor motoarelor asincrone.

În acest sens în Tabelul 4.2 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.

Tabelul 4.2. Schemele echivalente armonice ale consumatorului complex-sinteză bibliografică.

Nr. crt.	Schema echivalentă	Sursa bibl.	Relații de calcul a parametrilor	Observații
1.		[5] [6] [13] [110]	$R = \frac{U_1^2}{P_1}$ $X = \frac{U_1^2}{Q_1}$	U_1, P_1, Q_1 - corespund fundamentalei - $k \in [5, 40]$ - medie și înaltă tensiune
2.		[5] [6] [7] [22] [60] [96] [102]	$R = \frac{U_1^2}{P_1}$ $X = k \cdot \frac{U_1^2}{Q_1}$	U_1, P_1, Q_1 - corespund fundamentalei - medie tensiune - $k \in [5, 20]$
3.		[6] [13] [21]	$R = \frac{U_1^2}{p \cdot P_1}$ $X = \frac{U_1^2}{p \cdot Q_1}$ $p = 0, 1k + 0, 9$	U_1, P_1, Q_1 - corespund fundamentalei - medie tensiune - $k \in [5, 30]$
4.		[83]	$R = k_R \cdot \frac{U_1^2}{P_1}$ $X = X_{echi} \cdot k$	U_1, P_1, Q_1 - corespund fundamentalei X_{echi} - reactanța echivalentă de secvență inversă a motoarelor asincrone - joasă și medie tensiune

Nr. crt.	Schema echivalentă	Sursa bibl.	Relații de calcul a parametrilor	Observații
5.		[100] [102]	$X = k \cdot X_1$ $X_1 = \frac{U_1^2}{S_p}$ $R = \sqrt{k} \cdot R_1$ $R_1 = X_1 / 3$	Este denumit modelul MOTOR S_p - puterea aparentă la pornire cu rotorul blocat - este considerat efectul pelicular - corespunde la $\cos \phi_p = 0,32$
6.		[6] [13] [26] [83] [102]	$R_s = \frac{U_1^2}{P_1}$ $X_s = 0,073k \cdot R_s$ $X_p = \frac{k \cdot R_s}{6,7 \frac{Q_1}{P_1} - 0,74}$	- 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
7.		[26] [76]	$R_s = \frac{U_1^2}{P_1(1-r)}$ $X_s = a \cdot k \cdot R_s$ $R_a = R_m [1 + \gamma(kf_1)^{0,5}]$ $X_a = \frac{U^2}{P_1 \cdot r} X_r \cdot k [2(kf_1)^\beta]$	- r ponderea motoarelor asincrone - $a = Q_1 / P_1$ - 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 - $\beta = -0,2 \div -0,1$

Din analiza schemelor prezentate în Tabelul 4.2 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 se consideră parametrii ce depind de parametrii efectivi ai motoarelor asincrone existente.

Arrillaga arată în [5] și [6] 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 [60] se arată printr-o schemă echivalentă paralel a consumatorului R, X , modul 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 5 (motor), 6, 7 (modelul italian). Acestea din urmă pot surprinde cu multă precizie frecvențele de rezonanță armonică [26].

4.4.3. Prezentarea instrumentului cu care au fost făcute măsurătorile

La monitorizarea mărimilor electrice s-a folosit echipamentul Fluke 1760. Schema bloc a echipamentului este redată în Fig.4.15.

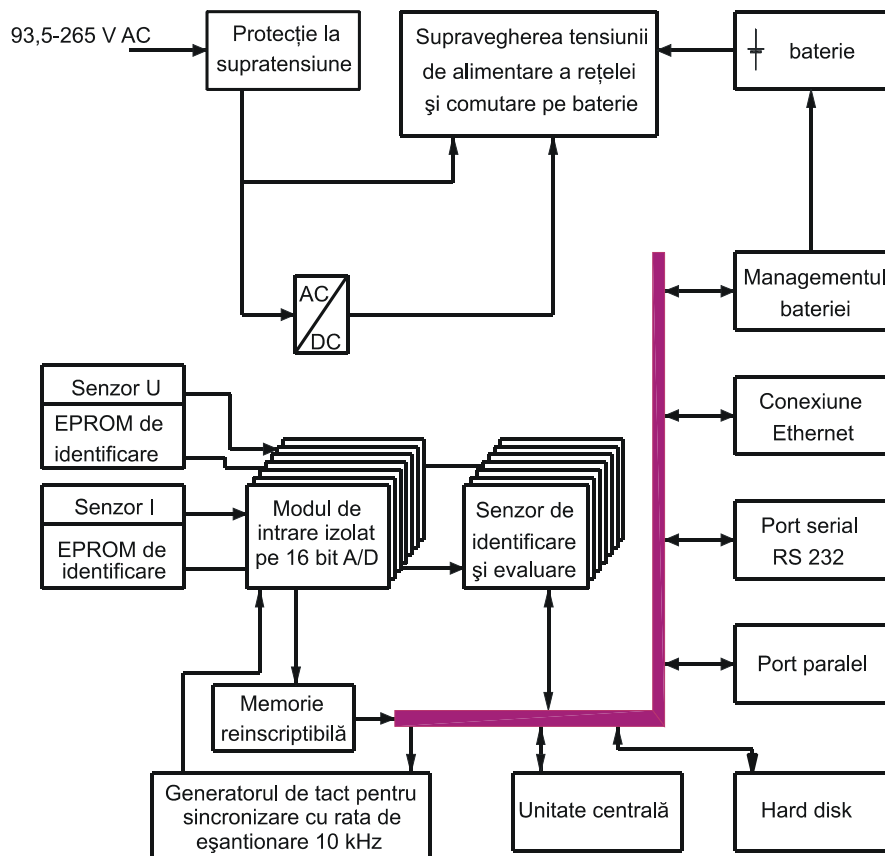


Fig.4.15. Schema bloc a echipamentului de achiziție Fluke1760.

Unitatea de bază are 8 intrări analogice izolate care pot fi utilizate pentru orice tip de măsurători de curent și tensiune.

Fiecare canal este echipat cu un filtru pasiv trece jos pentru protecție împotriva tensiunilor tranzitorii și pentru limitarea ratelor de creștere, un filtru anti-aliasing, ca și un convertor analog-digital de 16 bit. Eșantionarea tuturor canalelor este sincronă baza pe baza unui semnal comun de ceas cu quartz.

Structura filtrului intrărilor analogice reduce conținutul de frecvențe și în particular conținutul de zgomot de tensiune pentru semnul de jumătate din rata de eșantionare a convertorului analog-digital cu 80 dB, asigurând erori mici pentru măsurători într-un domeniu neobișnuit de mare de amplitudini. Eroarea mică de măsurare nu este depășită niciodată, chiar și în condiții extreme de operare, de exemplu cu tensiuni tranzitorii depășite la ieșirile convertoarelor.

Eroarea totală de măsurare incluzând senzorul de curent sau tensiune este clar sub eroarea prevăzută la Clasa A a standardului EN 61000-4-7.

Tensiune de zgomot cu intrare scurtcircuitată este $< 20 \mu\text{V}$ și concentrare de tensiune de zgomot spectral $0,4\text{-}20 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$

Rata de eșantionare este sincronizată cu frecvența de linie și este tipic 6400 Hz la o linie de 50 Hz. Sincronizarea este posibilă în domeniul 45-65 Hz cu o deviere mai mică de 10 ppm. Eroarea absolută limită pentru măsurători de frecvență este de 200 ppm. Alternativ, operarea cu o rată de eșantionare specifică între 5000 Hz și 10000 Hz este posibilă.

Echipamentul de măsurare este echipat cu memorie de masă de 420 MB (hard disk) și este accesat folosind un PC compatibil MS Windows (Windows 98, W2000, XP, Windows NT) și software de rețea inclus în aceste sisteme de operare – preferabil via Ethernet. Echipamentul poate fi integrat în orice mediu Ethernet (cu 10 Base 2 – twisted pair). Alternativ, comunicația cu echipamentul este posibilă printr-un port serial (RS 232) și via un modem serial.

În cazul unei căderi a tensiunii de alimentare, o baterie nichel-metal hidrură asigură alimentarea echipamentului de măsurare până la 5 minute. În situația în care bateria este descărcată instrumentul se deconectează, iar în momentul în care alimentarea se restabilește, va reporni de la setările care erau valide la oprire.

Înregistrările și determinările efectuate cu echipamentul de monitorizare pot fi grupate și în funcție de aspectul de calitate pe care-l vizează. Astfel:

a) Variații de tensiune:

- valorile efective a tensiunilor pe cele trei faze și între faze;
- domeniul de variație a valorilor efective a tensiunilor de fază pentru 95% și respectiv 100% din cazuri;
- încadrarea variațiilor rapide de tensiune în limitele admisibile ($218,5 \div 241,5$ V) conform LEM GMBH 1998-2003;
- existența variațiilor de tensiune: supratensiuni, goluri, întreruperi de scurtă durată, întreruperi de lungă durată;
- încadrarea valorii efective minime a tensiunii de fază ca durată în domeniul admisibil (RMS Lower Limit U_a, U_b, U_c [%]);
- încadrarea vitezei de variație a valorii efective a tensiunii de fază ($dU_{RMSa,b,c} / dt$ [%]);
- încadrarea amplitudinilor variațiilor de tensiune;
- gradul de încadrare în limitele admise a indicatorului de severitate al flickerului pe termen lung cu o probabilitate de 95%;
- valorile limitelor inferioară și superioară a tensiunilor de fază, pentru o probabilitate de 95%, cu evidențierea valorilor depășite.

- b) Variații de frecvență:
 - valorile medii ale frecvenței pe un interval de 15 minute pe parcursul celor șapte zile de monitorizare;
 - domeniul de variație al frecvenței pentru 95% din cazuri și respectiv 100% din cazuri și încadrarea în domeniu admis.
- c) Forma curbelor de tensiune:
 - curba tensiunilor de fază, pentru un interval de 40 ms;
 - spectrul armonicilor tensiunilor de fază și procentul de încadrare în norma LEM GMBH 1998-2003;
 - valorile limitelor inferioară și superioară a coeficientului de distorsiune a tensiunilor de fază pentru o probabilitate de 95%.
- d) Nesimetria sistemului de tensiuni de alimentare:
 - valorile coeficientului de disimetrie al tensiunii u (unbalance);
 - gradul de încadrare a valorilor coeficientului de disimetrie a tensiunii în domeniul admis și valoarea limită a acestuia pentru încadrarea în 95% din cazuri;
 - valorile componentelor de secvență ale tensiunilor U^+, U^-, U^0 .
- e) Calitatea curentului (sarcinii):
 - valorile efective ale curenților pe cele trei faze și pe conductorul de nul;
 - valorile efective ale curenților pe fundamentală pentru cele trei faze;
 - probabilitatea de apariție a unei anumite valori efective a curentului absorbit pe fundamentală, pentru fiecare din valorile celor trei curenți de fază;
 - valorile reziduuului deformant al curenților pentru fiecare din faze;
 - valorile medii (componenta continuă) a curenților pe fiecare din faze;
 - valorile efective a curenților pe fundamentală pentru cele trei faze;
 - probabilitatea de apariție a unei anumite valori efective a fundamentalei curentului pe fazele rețelei de alimentare;
 - probabilitatea de apariție a unei anumite valori a componentei continue a curentului pentru fiecare fază;
 - valorile coeficientului de distorsiune al curenților pe cele trei faze;
 - valorile reziduuului deformant al curentului pe fiecare din cele trei faze;
 - probabilitatea de apariție a unei anumite valori a reziduuului deformat al curentului fiecărei faze;
 - probabilitatea de apariție a unei anumite valori a coeficientului de distorsiune pentru curentul fiecărei faze;
 - curbele de variație a curenților pe cele trei faze pentru un interval de 40 ms;
 - încadrarea vitezei de variație a valorii efective a curentului în domeniul admisibil;
 - încadrarea amplitudinilor variațiilor de curent;
 - diagrama fazorială a tensiunilor și curenților în planul fundamentalei;
 - valorile puterilor activă și reactivă, absorbite în secundarul transformatorului de servicii proprii;
 - valorile factorului de putere pe fiecare fază și per total rețeaua.

În continuare vor fi analizate concret pe baza înregistrărilor efectuate câteva aspecte privind determinarea impedanței armonice văzută într-un nod al unei rețele electrice.

4.4.4. Rezultatele măsurătorilor. Comparație cu rezultatele obținute prin modelare MatLab

S-a considerat un regim de funcționare corespunzător unei puteri active măsurate $P=987,11\text{kW}$ și reactive $Q=706,46\text{kVAr}$ ale consumatorului complex, iar acesta a fost modelat pe rând cu fiecare dintre cele 7 modele prezentate anterior. Valorile corespunzătoare parametrilor schemelor utilizate se prezintă în ANEXA II.

În Tabelul 4.3 se prezintă comparativ rezultatele obținute prin calcul pentru impedanța armonică, utilizând tensiunile și curenții armonici mășurați, respectiv valorile impedanțelor armonice obținute la simulările cu diferitele modele ale consumatorului.

Tabelul 4.3. Valorile impedanței armonice pentru diferite modele ale consumatorului.

k	Model							Zk calculat
	1	2	3	4	5	6	7	
1	0.00825	0.00728	0.00728	0.00419	0.00034	0.00422	0.00834	5.58E-03
3	0.03106	0.02591	0.01710	0.02194	0.00276	0.01891	0.03288	0.037
5	0.02550	0.02334	0.01420	0.02263	0.00641	0.02019	0.02612	0.033
7	0.04437	0.03583	0.01668	0.03909	0.01229	0.03630	0.04689	4.50E-02
9	0.09321	0.05070	0.01514	0.07410	0.02214	0.07004	0.11920	0.035
11	0.08691	0.04966	0.01656	0.07474	0.02985	0.08407	0.10720	0.109
13	0.11460	0.05335	0.01591	0.09718	0.04349	0.13190	0.17390	0.116
15	0.16440	0.05731	0.01552	0.11260	0.06878	0.13240	0.75930	0.25
17	0.15700	0.05588	0.01449	0.13890	0.10050	0.86860	1.60600	1.045
19	0.14430	0.05503	0.01382	0.13670	0.19170	0.47760	0.34320	0.151

Analizând Fig.4.16 se poate trage concluzia că modelul propus de CIGRE (modelul 6) este cel mai avantajos pentru reprezentarea consumatorului armonic, deoarece surprinde cu precizie frecvența de rezonanță, dar, pentru frecvențe mai mici decât 13 inclusiv, modelul 1 este cel care oferă cele mai bune rezultate (Tabelul 4.3). Astfel, pentru aceste modele se prezintă comparativ rezultatele obținute la determinarea impedanței armonice pentru diferite regimuri de funcționare.

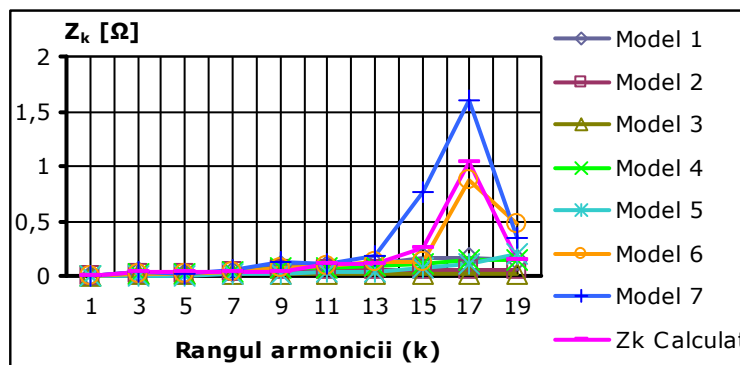


Fig.4.16. Comparatie între diferite modele ale consumatorului.

Consumatorul a fost monitorizat pe durata a 6 zile în secundarul transformatorului T4, punctul M1 pe Fig.4.13 cu un instrument de măsură Fluke

1760, descris anterior, respectiv în punctul M2, pe filtrul refulant, cu un instrument Fluke 1735. Deoarece acest instrument nu poate oferi decât valoarea efectivă a curentului și tensiunii pe armonici, nu și fazele acestora, rolul său, în capitolul de față, este pe de o parte de a monitoriza numărul de trepte ale filtrului conectate la un moment dat, pentru o corectă modelare a rețelei, iar pe de altă parte de a înregistra valorile curentului pe armonici, informație ce va fi utilizată în capitolul 5. Câteva fotografii de la fața locului, se prezintă în ANEXA XI. După prelucrarea mai multor regimuri de funcționare ale consumatorului, diferite valori ale puterilor activă și reactivă, un număr mai mare sau mai mic de trepte ale filtrului refulant aflate în funcționare, au fost alese 4 regimuri de funcționare pentru a fi prezentate în lucrarea de față. Cele 4 regimuri, prezentate în Tabelul 4.4, au fost modelate în MatLab Simulink.

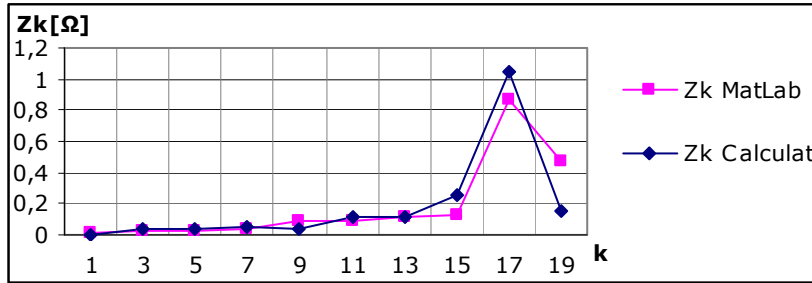
Tabelul 4.4. Regimurile de funcționare pentru care s-a calculat impedanța armonică.

Regim	P1[kW]	P2[kW]	Q1[kVAr]	Q2[kVAr]	Q1 _{filtru} [kVAr]	Q2 _{filtru} [kVAr]
1	1129	987.11	784.02	706.46	400	400
2	794.27	756.05	525.05	523.02	400	400
3	1096.4	963.02	701.34	455.23	400	400
4	1100.6	997.17	751.37	492.5	400	400

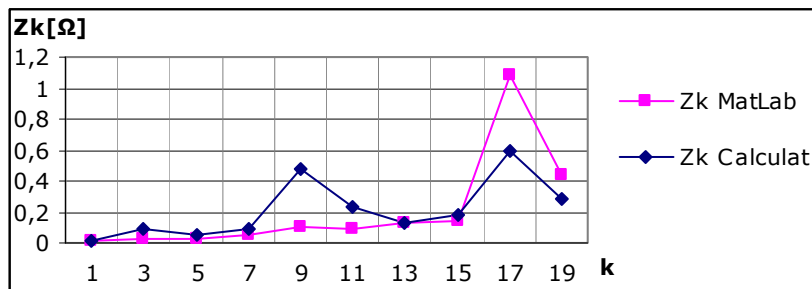
Condițiile armonice corespunzătoare celor 4 regimuri în cele două momente, înainte și după deconectare, se prezintă în ANEXA III. De asemenea în ANEXA IV. sunt redată capturile de ecran cu aceste valori oferite de softul cu care este prevăzut instrumentul de măsură. Calculul impedanței armonice este prezentat în ANEXA V. În Fig.4.18 se prezintă modulul impedanței armonice, pentru armonică de rang 5, corespunzătoare regimului 1 de funcționare, iar în ANEXA VI se prezintă rezultatele complete obținute prin simulare MatLab. Trebuie menționat aici faptul că, deoarece la modelul 6 parametrii schemei echivalente depind de rangul armonice, modelarea consumatorului a fost făcută pentru fiecare armonică, iar de pe curba de dependență impedanță-frecvență trebuie reținută doar valoarea corespunzătoare armonicii în cauză. Se observă o valoare minimă a impedanței corespunzător frecvenței de 189 Hz, care este frecvența de acord a filtrului refulant, respectiv o rezonanță paralel, un maxim al impedanței, în jurul armonicii a 17-a, cauza acestei rezonanțe fiind bateria de condensatoare fixă instalată în secundarul transformatorului de 10/0,4 kV. De asemenea se remarcă faptul că pentru armonicile multiplu de 3 (3, 9, 15) care sunt de succesiune homopolară, conexiunea delta a filtrului reprezintă practic un scurtcircuit, iar impedanța armonică văzută în nod are un caracter crescător cu frecvența, pur inductiv.

Pentru fiecare regim s-a aplicat relația (4.26), iar valorile impedanței armonice rezultată din calcule se prezintă în Tabelul 4.5 alături de valorile obținute de pe modelul MatLab. Fig.4.17 prezintă o comparație grafică a acestor rezultate.

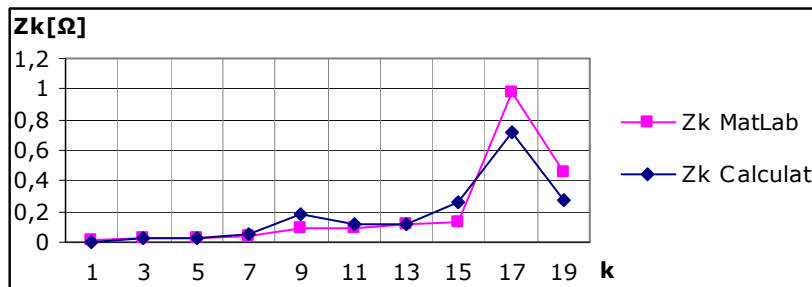
Se constată valori relativ apropiate în cele două situații, cu excepția regimului 2 în care sarcina deconectată are valoare redusă. De asemenea, la regimul 1, nu avem o diferență semnificativă a tensiunii pe frecvența 9 între cele două momente. Pentru armonicile 15, 17 și 19, diferențele dintre cele două valori (calculată și măsurată) ale impedanței armonice se datorează tocmai apariției rezonanței paralel care apare pe armonică 17. Dar ceea ce este important de remarcat, e faptul că această rezonanță apare pe aceeași frecvență atât pentru impedanța obținută în urma măsurărilor, cât și pentru cea obținută prin simulare.



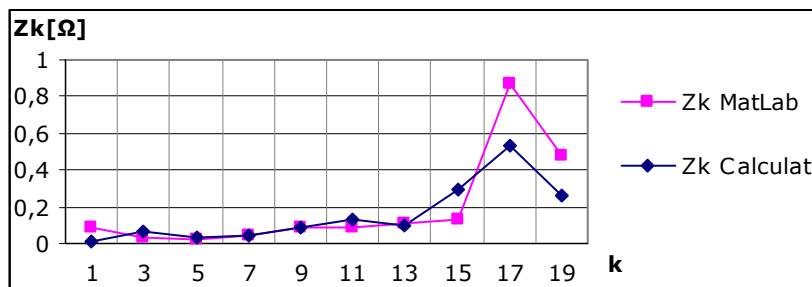
a) Regim 1



b) Regim 2



c) Regim 3



d) Regim 4

Fig.4.17. Comparație între impedanța armonică determinată prin simulare, respectiv prin calcul în urma măsurătorilor.

Tabelul 4.5. Valorile modului impedanței armonice pentru regimurile analizate - $Z_k[\Omega]$.

k	Regim 1		Regim 2		Regim 3		Regim 4	
	Calculat	MatLab	Calculat	MatLab	Calculat	MatLab	Calculat	MatLab
1	0.0056	0.00825	0.012	0.00835	0.0062	0.00836	0.0059	0.08312
3	0.037	0.03106	0.085	0.03203	0.02	0.0316	0.062	0.03119
5	0.033	0.0255	0.053	0.02586	0.028	0.02573	0.033	0.02557
7	0.045	0.04437	0.088	0.04554	0.048	0.0449	0.046	0.04438
9	0.035	0.09321	0.474	0.1022	0.189	0.09528	0.85	0.9162
11	0.109	0.08691	0.235	0.09394	0.112	0.08849	0.128	0.08557
13	0.116	0.1146	0.126	0.1312	0.121	0.1172	0.099	0.111
15	0.25	0.1324	0.185	0.1389	0.261	0.1359	0.292	0.1323
17	1.045	0.8686	0.599	1.08	0.715	0.9762	0.536	0.8655
19	0.151	0.4776	0.288	0.4342	0.277	0.4522	0.262	0.4779

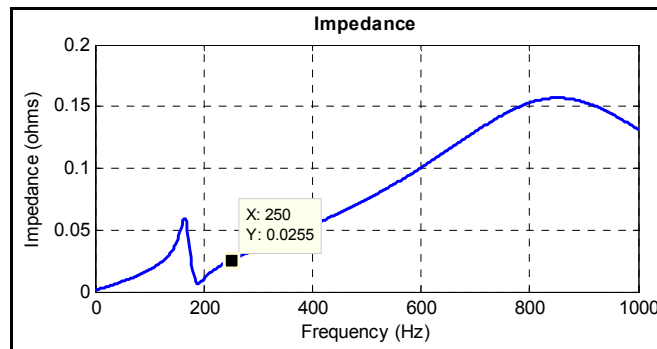


Fig.4.18. Modulul impedanței armonice, pentru armonică de rang 5, corespunzătoare regimului 1 de funcționare.

În ceea ce privește faza impedanței armonice complexe, pentru a confirma corectitudinea determinării acesteia, valorile rezultate prin calcul, ANEXA V, sunt confruntate cu valorile obținute prin simulare MatLab, Tabelul 4.6. În Fig.4.19 se prezintă modulul impedanței armonice, pentru armonică de rang 5, corespunzătoare regimului 1 de funcționare, iar în ANEXA VI se prezintă rezultatele complete obținute prin simulare MatLab.

Tabelul 4.6. Valorile fazei impedanței armonice complexe - $\varphi_k [^\circ]$.

k	Regim 1		Regim 2		Regim 3		Regim 4	
	Calculat	Simulat	Calculat	Simulat	Calculat	Simulat	Calculat	Simulat
3	89.957	67.25	89.73	68.73	89.984	65.94	89.811	65.35
5	89.966	80.84	89.894	81.92	89.97	80.67	89.947	80.16
7	89.936	84.09	89.709	84.56	89.908	83.98	89.894	83.76
9	89.961	84.02	81.521	84.11	88.575	83.87	89.639	83.84
11	89.633	84.55	87.928	84.5	89.499	84.37	89.19	84.41
13	89.58	82.09	89.401	81.62	89.417	81.7	89.513	81.97
15	88.06	86.74	88.719	86.71	87.286	86.68	85.769	86.7
17	-53.782	-61.14	-76.423	-66.6	-69.118	-64.3	-75.624	-60.94
19	-89.297	-80.51	-86.889	-81.11	-86.935	-80.82	-86.59	-80.47

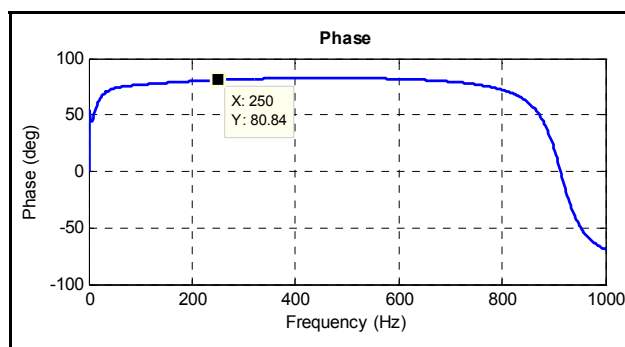


Fig.4.19. Faza impedanței armonice, pentru armonica de rang 5, corespunzătoare regimului 1 de funcționare.

Analizând valorile fazelor impedanțelor armonice complexe constatăm faptul că metoda de determinare a fazei impedanței armonice ca urmare a determinării parametrilor serie ai acesteia, R_s , respectiv X_{ks} se dovedește a fi eficientă atât din punct de vedere al valorii sale cât mai ales a caracterului inductiv sau capacitiv corespunzător fiecărei frecvențe. Excepție face armonica 3, de altfel autorii modelului armonic CIGRE al consumatorului precizează faptul că rezultate bune se obțin pentru armonicile de rang 5-20.

4.5. Concluzii și contribuții

Scopul acestui capitol a fost, pe de o parte, modelarea armonică a consumatorului complex, iar pe de altă parte acela de a aborda problemele care apar la determinarea experimentală a impedanței armonice și de a prezenta modul de efectuare a măsurărilor, datele achiziționate și rezultatele obținute prin prelucrarea acestora.

Realizarea unui model general care să cuprindă consumatorul complex nu a fost încă posibilă. În literatură se conturează două direcții: una analitică, ce 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 R, L 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.

Din analiza schemelor prezentate în Tabelul 4.1 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.

La nivelul de joasă tensiune sunt foarte utile modelele 6 și 7 deoarece surprind cu multă precizie frecvențele de rezonanță armonică [26].

Determinările experimentale ale impedanței armonice s-au efectuat în rețeaua unui mare consumator industrial care are în componența sa o pondere importantă de surse de curenți armonici: redresoare, invertoare, convertizoare. S-au evidențiat următoarele aspecte:

- sursa de curenți armonici asigură un spectru suficient de bogat și semnificativ până la frecvența de 1000 Hz;
- măsurătorile se pot efectua comod și nu perturbă procesul de funcționare a sistemului de alimentare cu energie electrică a receptorului;
- dacă între cele două valori succesive ale tensiunilor și curenților armonici este o diferență neglijabilă apar erori la determinarea impedanței armonice pe frecvențele respective;
- toate bateriile de condensatoare prezente la nivelul de tensiune la care se face determinarea impedanței armonice influențează puternic rezultatele.

Măsurătorile efectuate în instalația reală confirmă odată în plus corectitudinea modelului matematic propus, iar metoda de determinare a fazei impedanței armonice ca urmare a determinării parametrilor serie ai acesteia, R_s , respectiv X_{ks} se dovedește a fi eficientă atât din punct de vedere al valorii sale cât mai ales a caracterului inductiv sau capacitiv corespunzător fiecărei frecvențe.

Contribuțiile aduse de autor în cadrul acestui capitol sunt următoarele:

- 1) sistematizarea bibliografiei existente în literatura de specialitate în ceea ce privește atât modelarea armonică a consumatorului complex, cât și determinarea experimentală a impedanței armonice a rețelelor electrice;
- 2) prezentarea comparativă a rezultatelor obținute pentru impedanța armonică utilizând diferite modele pentru consumatorul armonic complex la un regim real de funcționare al acestuia;
- 3) determinarea impedanței armonice prin măsurători efectuate într-o rețea de distribuție reală, în diferite regimuri de funcționare a consumatorului armonic;
- 4) modelarea unei rețele electrice de distribuție reale și prezentarea comparativă a rezultatelor obținute pentru impedanța armonică văzută într-un nod al rețelei cu rezultatele obținute în urma măsurătorilor efectuate pe teren.
- 5) determinarea fazei impedanței armonice complexe.

5. ANTICIPAREA EFECTELOR MODIFICĂRII STRUCTURII UNEI REȚELE POLUATE ARMONIC

Studiul impedanțelor armonice în diverse secțiuni ale unei rețele electrice poate fi determinant în ceea ce privește corectitudinea deciziilor referitoare la adoptarea de măsuri destinate creșterii performanțelor rețelei.

Pentru optimizarea regimurilor de funcționare ale rețelelor electrice de distribuție, se utilizează numeroase metode, dar importanța cea mai mare, datorită impactului pe care îl produce, o are *controlul circulației de putere reactivă*. Permițând deopotrivă reglajul indirect al valorii tensiunii și micșorarea dezechilibrelor acesteia (prin simetrizarea sarcinilor echivalente trifazate) dar și micșorarea pierderilor de putere activă longitudinale, această metodă are la bază *compensarea transversală a puterii reactive*.

5.1. Compensarea puterii reactive în prezența regimului deformant

În majoritatea cazurilor, compensarea puterii reactive se aplică sub forma *compensării capacitive transversale*, atât în instalațiile furnizorului cât și în cele ale utilizatorilor, caz în care se urmărește de obicei *îmbunătățirea factorului de putere* cu scopul evitării penalizărilor aferente consumului de energie reactivă. Dacă regimul de funcționare al rețelei este unul deformant, aplicarea unei soluții de compensare capacitivă transversală, presupune însă rezolvarea mai întâi a unei serii de probleme suplimentare. Instalarea unei baterii de condensatoare pentru compensarea transversală a puterii reactive într-o rețea electrică de distribuție, nu mai poate fi permisă în prezent fără a fi precedată de o operație de verificare a dimensionării din condiția evitării apariției rezonanței LC paralel între bateria de condensatoare și rețea, în prezența poluării armonice tot mai pronunțate a rețelelor electrice de distribuție [4], [5].

Dacă frecvența pe care se produce rezonanța LC paralel se află în apropierea frecvențelor unor curenți armonici existenți în rețea, aceștia vor întâlni după montarea bateriilor de condensatoare, căi de închidere de impedanțe mai mari decât anterior instalării acestora, fapt ce va conduce la producerea unor căderi de tensiuni armonice mărite și deci amplificarea regimului deformant în tensiuni.

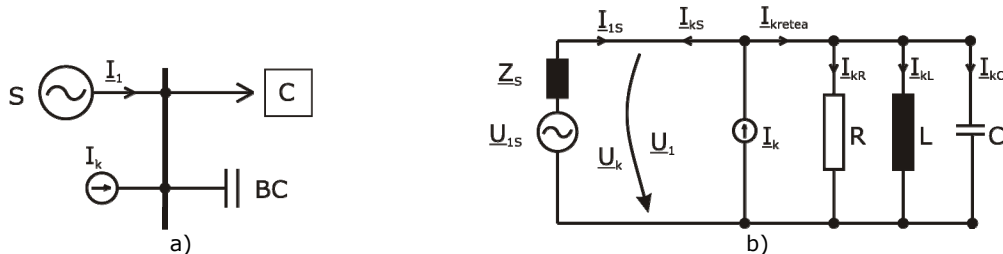
Practic, toate elementele transversale ale rețelei vor fi parcurse de curenți armonici de valori efective mai mari decât ale celor anteriori conectării bateriei de condensatoare. Dacă elementele de rețea celor cărora le corespund în schema echivalentă parametrii transversali de tip R sau L pot prelua ușor supracurenții ce se pot forma, nu același lucru este valabil pentru bateria de condensatoare, la care valoarea efectivă maximă a curentului suportat este în general doar cu 30% mai mare decât a curentului nominal, ceea ce înseamnă că se poate ajunge ușor la situația imposibilității menținerii condensatoarelor în circuit.

Acestatea sunt motivele pentru care se impune cunoașterea și estimarea cantitativă cu anticipație a acestor efecte secundare ale instalării bateriilor de condensatoare, bineînțeles urmate de considerarea lor în calculele de dimensionare,

cu atât mai mult cu cât, la ora actuală regimul deformant este prezent în cvasitotalitatea nodurilor rețelelor electrice de distribuție.

5.1.1 Modelul matematic al nodului de compensare

Pentru fiecare nod al rețelei electrice de distribuție în care se instalează o baterie de condensatoare, se poate construi o schemă echivalentă care să cuprindă sursa echivalentă de putere (S) ce alimentează nodul respectiv, consumatorul echivalent liniar alimentat din nodul respectiv (cu componentele sale rezistivă și inductivă) respectiv bateria de condensatoare (BC) (Fig.5.1.a). De asemenea oricărui nod i se va asocia o sursă echivalentă de curenți armonici.



Mărimile caracteristice și parametrii echivalenței ai acestor elemente echivalente de circuit, prin care de altfel se poate reprezenta orice nod al rețelei electrice de distribuție, se stabilesc după cum urmează [24]:

1. Sursa echivalentă de putere se stabilește în mod similar cu sistemul electroenergetic echivalent văzut într-un nod și anume ca o sursă ideală de tensiune, de impedanță interioară nulă, așezată în spatele unei reactanțe echivalente, X_S , corespunzătoare puterii de scurtcircuit, S_{sc} , din nodul respectiv.

$$Z_S \approx X_S = \frac{U_1^2}{S_{sc}} \quad (5.1)$$

unde U_1 este tensiunea pe fundamentală în nod.

Sursa echivalentă de putere determină componenta fundamentală a tensiunii în nod și furnizează curentul total consumat pe fundamentală de elementele racordate în nod .

2. Consumatorul echivalent liniar, reprezentat prin parametrii transversali: rezistența R și inductivitatea L , care se determină din puterile activă și reactivă inductive totale ce ies din nodul respectiv, pe fundamentală. Elementele de circuit echivalente R și L vor fi parcurse și de curenții armonici.

$$R = \frac{U_1^2}{P_{total}} \quad (5.2)$$

$$L = \frac{X_L}{\omega_1} = \frac{U_1^2}{Q_{total} \cdot \omega_1}$$

unde $X_L = \omega_1 \cdot L$ este reactanța consumatorului, iar ω_1 este pulsația pe fundamentală.

3. Capacitatea electrică echivalentă, C , prin care se introduce în circuit bateria de condensatoare va corespunde puterii reactive nominale și tensiunii nominale pe fundamentală a bateriei:

$$X_C = \frac{U_n^2}{Q_n} = \frac{1}{C \cdot \omega_1} \Rightarrow C = \frac{Q_n}{\omega_1 \cdot U_n^2} \quad (5.3)$$

4. Sursa de curenți armonici asociată consumatorilor deformanți din rețea va fi o sursă ideală de curent, de impedanță interioară infinită. Amplitudinile și fazele fiecărui curent armonic debitat de aceste surse, vor fi identice cu cele stabilite prin măsurători în rețeaua reală.

Observație – Evident se pleacă de la premisa unei simetrii totale pe cele trei faze.

Impedanța echivalentă a circuitului (impedanță armonică), corespunzătoare armonicii de rang k se obține prin punerea în paralel a celor trei impedanțe:

$$\frac{1}{Z_k} = \frac{1}{R} + \frac{1}{j \cdot X_{Lech k}} - \frac{1}{j \cdot X_{Ck}} = \frac{1}{R} - j \cdot \left(\frac{1}{k \cdot X_{L1}} - \frac{k}{X_{C1}} \right) \quad (5.4)$$

în care $X_{Lech k} = X_{Sk} \parallel X_{Lk}$ reprezintă reactanța inductivă echivalentă văzută în nod, rezultată prin punerea în paralel a reactanței sistemului cu reactanța consumatorului, respectiv $X_{Ck} = 1/k\omega_1 C$ este reactanța capacitivă a bateriei de condensatoare.

Circuitul echivalent asociat nodului de interes (Fig.5.1.b) poate fi studiat prin suprapunerea efectelor circulației de puteri pe frecvența fundamentală, respectiv pe frecvența armonicii de rang k .

Variația modulului impedanței văzute în nod în funcție de frecvență, ($Z_k(f)$), fără instalarea bateriei de condensatoare (curba 1), respectiv în prezența acesteia (curba 2) sunt reprezentate în Fig.5.2.

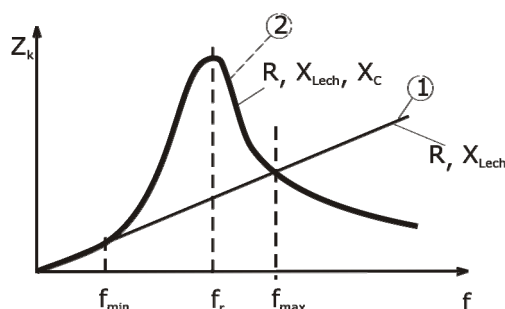


Fig.5.2. Modulul impedanței armonice văzute în nod. 1 – în absența bateriei de condensatoare; 2 – în prezența bateriei de condensatoare.

Pentru frecvența de rezonanță $Z_k=R$. Din Fig.5.2, se poate observa o amplificare a impedanței armonice pentru frecvențe cuprinse între f_{min} și f_{max} (corespunzătoare punctelor de intersecție ale celor două curbe) ceea ce va conduce la o amplificare a tensiunilor armonice corespunzătoare după instalarea bateriei de

condensatoare. În planul fiecărei armonici, tensiunea nodului poate fi determinată cu relația simplificată cunoscută [24]:

$$U_k = I_k \cdot Z_k \quad (5.5)$$

Această tensiune va fi aplicată tuturor elementelor echivalente transversale, astfel că se poate scrie:

$$U_k = I_{kR} \cdot R = I_{kL} \cdot X_{kL} = I_{kC} \cdot X_{kC} \quad (5.6)$$

Asociind relațiile (5.5) și (5.6) se pot determina curenții prin ramurile circuitului:

$$\begin{aligned} I_{kR} &= I_k \cdot \frac{Z_k}{R} \\ I_{kL} &= I_k \cdot \frac{Z_k}{X_{kL}} \\ I_{kC} &= I_k \cdot \frac{Z_k}{X_{kC}} \end{aligned} \quad (5.7)$$

În concluzie, curentul armonic I_k debitat de sursă, se distribuie pe fiecare element de circuit, proporțional cu raportul dintre valoarea modulului impedanței armonice văzute în nod și modulul impedanței elementului, ambele determinate pe frecvența k . Aceste rapoarte pot fi denumite „factori de amplificare pe armonică de rang k ”, deși nu pe toate frecvențele și nu pe toate elementele transversale va rezulta un curent mai mare decât cel debitat de sursă. Se vor face notațiile:

$$\begin{aligned} F_{Rk} &= \frac{Z_k}{R} \\ F_{Lk} &= \frac{Z_k}{k\omega_1 L} = \frac{1}{k} \frac{Z_k}{X_{L1}} \\ F_{Ck} &= Z_k k\omega_1 C = k \frac{Z_k}{X_{C1}} \end{aligned} \quad (5.8)$$

unde Z_k este impedanța armonică văzută în nod în prezența bateriei de condensatoare.

Pe baza valorii modulului impedanței armonice Z_k și a parametrilor echivalenți ai elementelor componente ale schemei din Fig.5.1, cu ajutorul relațiilor (5.8) se pot stabili valorile factorilor de amplificare pentru fiecare frecvență, și apoi curenții pe fiecare armonică, pentru fiecare ramură a circuitului:

$$\begin{aligned} I_{kR} &= F_{Rk} \cdot I_{kretea} \\ I_{kL} &= F_{Lk} \cdot I_{kretea} \\ I_{kC} &= F_{Ck} \cdot I_{kretea} \end{aligned} \quad (5.9)$$

unde I_{kretea} este curentul armonic echivalent ce intră în nod după instalarea bateriei de condensatoare.

Variațiile cu frecvența ale factorilor de amplificare au formele din Fig.5.3.

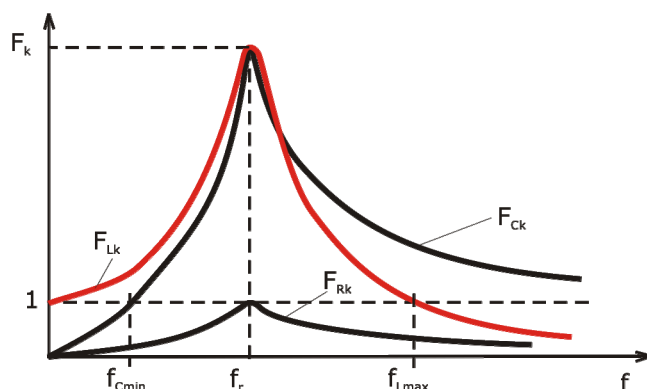


Fig.5.3. Variațiile cu frecvența ale factorilor de amplificare pentru elementele transversale de tip R, L, C.

Pentru frecvența de rezonanță (f_r), $Z_k = R$, deci, $F_{Rk} = 1$ și $X_{Ck} = X_{Lk}$, deci $F_{Ck} = F_{Lk} = \frac{R}{2\pi f_r L}$.

În Fig.5.3, f_{Cmin} și f_{Lmax} reprezintă frecvența minimă la care are loc o amplificare a curentului capacitiv ($F_{Ck} = 1$), respectiv frecvența maximă la care are loc o amplificare a curentului inductiv ($F_{Lk} = 1$).

Pentru $f = \infty$, $Z_k = X_{Ck} = 0$, deci, $F_{Ck} = 1$, $F_{Rk} = 0$, $F_{Lk} = 0$.

Pentru $f = 0$, $Z_k = X_{Lk} = 0$, deci, $F_{Lk} = 1$, $F_{Rk} = 0$, $F_{Ck} = 0$.

Se poate acum calcula valoarea efectivă a curentului prin bateria de condensatoare, determinat de componenta fundamentală și de toate armonicile. Efectul cel mai important este dat de curenții având frecvența $f_k > f_{Cmin}$ (Fig.5.3, $F_{Ck} \geq 1$):

$$I_C = \sqrt{I_{C1}^2 + \sum_{k=2}^{\infty} I_{Ck}^2} = I_{C1} \sqrt{1 + (THD_{I_C})^2} \quad (5.10)$$

Exprimând curenții armonici prin bateria de condensatoare cu ajutorul factorilor de amplificare și al curenților armonici debitați de surse se obține:

$$I_C = \sqrt{I_{C1}^2 + \sum_{k=2}^{\infty} (F_{Ck} \cdot I_k)^2} \quad (5.11)$$

și apoi folosind nivelul curenților armonici în raport cu fundamentală sursei de putere, $Y_k = \frac{I_k}{I_{IS}}$, curentul prin bateria de condensatoare poate fi scris astfel:

$$I_C = \sqrt{I_{C1}^2 + I_{IS}^2 \sum_{k=2}^{\infty} (F_{Ck} \cdot Y_k)^2} \quad (5.12)$$

sau:

$$I_C = I_{C1} \sqrt{1 + \left(\frac{I_{S1}}{I_{C1}}\right)^2 \sum_{k=2}^{\infty} (F_{Ck} \cdot Y_k)^2} \quad (5.13)$$

Egalând acum expresiile I_C din relațiile (5.10) și (5.13) rezultă că se poate determina distorsiunea totală a curentului prin bateria de condensatoare:

$$THD_{I_C} = \frac{I_{S1}}{I_{C1}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (F_{Ck} \cdot Y_k)^2} \quad (5.14)$$

Punând acum condiția de limitare a valorii efective a curentului prin bateria de condensatoare [24]:

$$I_{max BC} = I_C \max < 1,3 \cdot I_{nBC} \quad (5.15)$$

și considerând $I_{nBC} = I_{C1}$, rezultă condiția [8]:

$$I_{C1} \sqrt{1 + \left(\frac{I_{S1}}{I_{C1}}\right)^2 \sum_{k=2}^{\infty} (F_{Ck} \cdot Y_k)^2} < 1,3 \cdot I_{C1} \quad (5.16)$$

mai precis:

$$\left(\frac{I_{S1}}{I_{C1}}\right)^2 \sum_{k=2}^{\infty} (F_{Ck} \cdot Y_k)^2 = (THD_{I_C})^2 < 0,69 \quad (5.17)$$

Din (5.14) și (5.17) rezultă o condiție practică importantă de care trebuie să se țină cont la dimensionarea condensatoarelor pentru verificarea rapidă a efectelor amplificării regimului deformant într-o rețea electrică de distribuție, ca urmare a instalării bateriilor de condensatoare, cunoscând starea rețelei și caracteristicile elementelor componente existente anterior, și anume:

$$THD_{I_C} < 0,83 \quad (5.18)$$

Acest model matematic simplu, asociat circuitului echivalent prin care întreaga rețea poate fi redusă în oricare nod al său, alcătuiesc o metodă rapidă de selecție și verificare a soluțiilor problemei de optimizare a dimensionării și distribuției compensatoarelor capacitive într-o rețea electrică de distribuție.

Relațiile (5.10)–(5.14) se pot aplica de fapt pentru orice element transversal din schema echivalentă. În cazul inductivităților valoarea efectivă a curentului în prezența bateriei de condensatoare este mai mare decât în absența acesteia, iar în general efectul cel mai important este dat de curenții având frecvența $f_k < f_{Lmax}$ (Fig.5.3, $F_L > 1$).

În ceea ce privește elementele rezistive transversale, în general $F_R < 1$ (doar pe frecvența de rezonanță $F_R = 1$), ceea ce are ca efect o creștere nesemnificativă a curentului prin acestea, ca urmare a instalării bateriei de condensatoare.

5.1.2. Dimensionarea bateriilor de condensatoare

Dimensionarea corectă a bateriilor de condensatoare folosite la compensarea transversală a puterii reactive în rețelele electrice funcționând în regim deformant, presupune evitarea fenomenului de amplificare a acestuia, ca urmare a creșterii impedanței armonice echivalente a rețelei în prezența condensatoarelor, pentru frecvențe situate în apropierea celor ale principalilor curenți armonici injectați de către consumatorii deformanți.

O primă etapă a dimensionării este cea "clasică", ce constă în stabilirea, prin aplicarea unui criteriu de optimizare tehnico-economică, a puterii reactive totale necesare în rețea, urmată de optimizarea repartiției acesteia.

Cea de-a doua etapă este impusă de prezența în rețea a surselor de curenți armonici și constă în efectuarea unui studiu pentru verificarea soluțiilor problemei compensării din punctul de vedere al amplificării regimului deformant și dacă este cazul, a corectării acestor soluții.

Pentru efectuarea acestui studiu este necesară cunoașterea prealabilă a următoarelor date:

- curenții armonici injectați de către receptorul deformant; se dau de către fabricant sau se determină prin calcul sau prin măsurători;
- puterea aparentă de scurtcircuit pe barele comune receptorului deformant și bateriei de condensatoare; se dă de către furnizor;
- puterea activă totală absorbită de receptoarele liniare ale consumatorului deformant;

În funcție de puterea bateriei de condensatoare ce urmează să se racordeze și de amplitudinile tensiunilor armonice existente pe barele receptorului deformant înainte de montarea compensatorului, se diferențiază trei cazuri:

cazul 1. *Nivelul tensiunilor armonice înainte de racordarea condensatoarelor este ridicat*

În acest caz curenții injectați de către receptorul deformant sunt relativ mari și de asemenea puterea acestuia este mare în raport cu puterea de scurtcircuit de pe bare. Dacă valorile nivelurilor tensiunilor armonice, determinate prin măsurători, depășesc limitele de compatibilitate stabilite în normative, pentru că racordarea condensatoarelor nu poate decât să amplifice tensiunile armonice, acest lucru nu se va face decât împreună cu instalații de filtrare a curenților armonici.

cazul 2. *Înainte de racordul condensatoarelor nivelul tensiunilor armonice este egal cu cel admisibil și puterea bateriei de condensatoare ce urmează a se instala este relativ scăzută*

După montarea condensatoarelor, armonicile de tensiune ce au frecvența apropiată de cea de rezonanță, vor fi amplificate. Cu toate acestea, dacă puterea condensatoarelor este suficient de scăzută, frecvența de rezonanță va fi suficient de ridicată pentru a se obține un factor de amplificare apropiat de unitate (deci practic nu există amplificare). În Fig.5.4 se poate observa scăderea factorului de amplificare atunci când frecvența de rezonanță crește. Pentru o reactanță echivalentă dată a sistemului, frecvența de rezonanță a circuitului paralel pe care aceasta îl formează cu capacitatea bateriei de condensatoare, crește ca urmare a scăderii puterii reactive instalate în baterie.

Se estimează astfel că o frecvență de rezonanță situată dincolo de cea a armonicii a 15-a nu prezintă riscuri majore deoarece amplificarea impedanței armonice este foarte redusă.

Spre exemplu, pentru a obține o frecvență de rezonanță peste cea a armonicii a 15-a în cazul compensării pe barele de joasă tensiune ale unui transformator având $S_n = 630$ kVA și puterea aparentă de scurtcircuit pe barele de medie tensiune de 30 MVA, este necesară satisfacerea următoarei condiții

[24]: $Q/S_n \leq 0,07$, unde Q este puterea reactivă instalată în bateriile de condensatoare în MVar și S_n puterea aparentă nominală a transformatorului în MVA.

Pentru transformatoare de puteri mai mari condiția este și mai severă și dimpotrivă, mai puțin severă în cazul unei rețele de medie tensiune având o putere de scurtcircuit de valoare superioară celei precizate anterior.

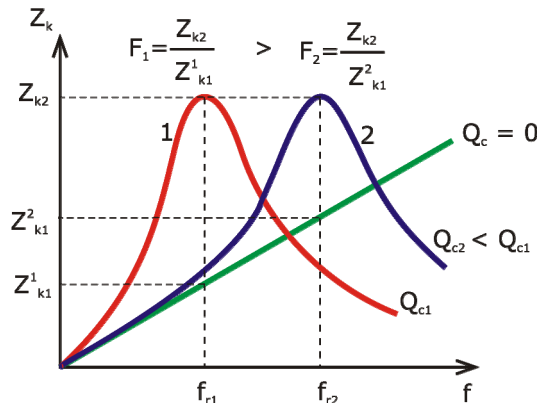


Fig.5.4. Scăderea factorului de amplificare prin creșterea frecvenței de rezonanță.

Se poate deci considera că dacă este verificată condiția de mai sus, racordul condensatoarelor în secundarul transformatorului se poate face fără riscuri. În plus, dacă în rețeaua consumatorului există mai multe transformatoare, puterea reactivă necesară se va repartiza într-un număr de trepte egal cu numărul de transformatoare, astfel încât să fie verificată relația de mai sus pentru fiecare dintre acestea.

Atunci când nu este posibilă respectarea condiției amintite datorită faptului că este necesară instalarea unei puteri reactive relativ mari, se impune efectuarea unui studiu detaliat al regimului deformat al rețelei.

cazul 3. Înainte de racordul condensatoarelor nivelul tensiunilor armonice este egal cu cel admisibil și puterea bateriei de condensatoare ce urmează a se instala este relativ mare

Montarea bateriilor de condensatoare va fi precedată de o analiză atentă a regimului deformat introdus de către consumatorul neliniar și apoi, pe baza unei modelări cât mai corecte a rețelei ce include și bateria de condensatoare, se va determina impedanța armonică în nodul în care interesează nivelul tensiunilor armonice după compensare (la bornele sarcinii). Acestea pot fi anticipate prin calcul, pe baza curenților armonici (măsurați) și a impedanțelor armonice (calculate pe model).

Evitarea depășirii nivelurilor admisibile ale tensiunilor armonice se face pe de o parte prin atenuarea regimului deformat anterior compensării (limitarea circulației de curenți armonici) și pe de altă parte prin limitarea amplificării acestuia ca urmare a instalării de condensatoare (dimensionarea corespunzătoare a bateriei de condensatoare).

Etapele procedurii aplicabile în cazul 3 și care are de fapt caracter de generalitate sunt următoarele:

A. Calculul impedanțelor armonice, al frecvenței de rezonanță și al tensiunilor armonice

Pentru configurații complexe ale rețelelor electrice ale consumatorilor, la calculul impedanțelor armonice este necesară folosirea unor programe de calcul specializate.

În cazul însă al unei configurații simple, ca cea din Fig.5.5, calculul impedanței armonice după racordarea bateriei de condensatoare se poate face cu o bună aproximație prin aplicarea relației [24]:

$$Z_k = \frac{k \cdot U^2}{\sqrt{(S_{sc} - k^2 \cdot Q)^2 + k^2 \cdot P^2}} \quad (5.19)$$

unde:

k – rangul armonicii;

U – tensiunea nominală;

S_{sc} – puterea aparentă de scurtcircuit la joasă tensiune;

Q – puterea bateriei de condensatoare;

P – puterea activă totală a receptorilor liniari.

Frecvența de rezonanță (corespunzătoare valorii maxime a impedanței armonice), se poate calcula cu relația [52]:

$$f_r = 50 \cdot \sqrt{\frac{S_{sc}}{Q}} \quad (5.20)$$

Cunoscând curenții armonici injectați pe bare, tensiunile armonice rezultă imediat prin aplicarea relației:

$$U_k = Z_k \cdot I_k \quad (5.21)$$

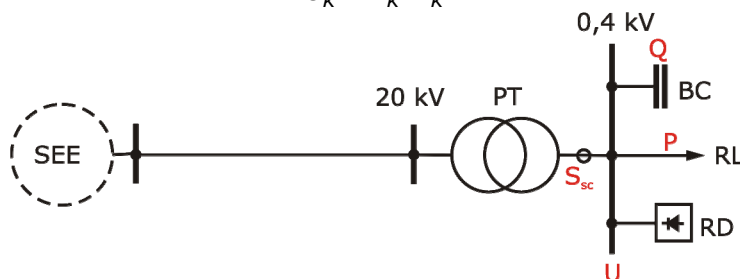


Fig.5.5. Schema electrică a unei rețele cu compensare la joasă tensiune.

B. Atenuarea regimului deformant prin limitarea „naturală” a curenților armonici injectați de către consumatorul deformant în rețeaua furnizorului.

Fără a ne propune aici o tratare detaliată a metodelor și mijloacelor de limitare a nivelului curenților armonici injectați în rețele de către instalațiile de utilizare, vom evidenția totuși câteva aspecte.

Așa de pildă, la capitolul diminuării nivelului de poluare produse prin utilizarea electronicii de putere, se impune instalarea unor convertoare statice cu indice de pulsație ridicat (care injectează curenți armonici dar de frecvențe mult mai ridicate și amplitudini mult mai scăzute), sau a unor convertoare alimentate prin transformatoare a căror conexiune secundară este Δ sau Y (care scurtcircuitează respectiv întrerup curenții armonici de rang trei sau multiplu de trei, homopolari).

Una dintre soluțiile foarte eficiente, adoptate în cazul existenței a două punți redresoare hexafazate alimentate fiecare printr-un transformator, constă în conectarea în Δ respectiv în Y a celor două secundare. În acest mod sunt defazați curenții injectați de către cele două redresoare, mai ales pe armonicile 5 și 7, obținându-se o reducere a amplitudinii acestora în rețea de până la 85÷90%.

Nu este recomandată utilizarea redresoarelor semicomandate sau se limitează puterea acestora deoarece ele injectează în rețea curenți armonici de frecvență joasă și mai ales de rang par. Se va evita de asemenea utilizarea redresoarelor monofazate datorită nivelului foarte ridicat al armonicii de rang trei.

C. Limitarea amplificării regimului deformant prin dimensionarea adecvată a bateriei de condensatoare

Dacă frecvența de rezonanță a rețelei în prezența bateriei de condensatoare coincide sau este în apropierea frecvenței uneia dintre armonicile importante de curent, o soluție imediată pentru evitarea acestui lucru constă în dimensionarea bateriei de condensatoare din condiția deplasării frecvenței de rezonanță fie spre valori mai mici fie spre valori mai mari decât ale celor corespunzătoare armonicilor de curent importante.

C1. Obținerea frecvențelor de rezonanță ridicate

În general este de dorit ca deplasarea frecvenței de rezonanță să se producă spre valori mai ridicate deoarece pe de o parte la aceste frecvențe curenții armonici injectați au amplitudinile cele mai scăzute, iar pe de altă parte factorii de amplificare descresc cu frecvența. Acest lucru se obține însă prin limitarea valorii puterii reactive de compensare la valori mici relativ la valoarea puterii de scurtcircuit a rețelei. De obicei, pentru limitarea amplificării regimului deformant se impune condiția [24]: $Q/S_{sc} < 0,07$.

Ne aflăm de fapt într-o situație similară cu cea expusă mai sus.

C2. Obținerea frecvențelor de rezonanță joase

Soluția deplasării frecvenței de rezonanță spre valori inferioare se aplică doar când ea este inevitabilă. Acest lucru se va face însă cu grijă, prin evitarea frecvențelor critice (ale armonicilor de curent de rang inferior). Este de asemenea importantă considerarea creșterii factorului de amplificare pentru frecvențe joase.

Pentru că această soluție conduce de obicei la puteri reactive importante pentru bateriile de condensatoare, se impune micșorarea sau deconectarea acestora în perioadele de gol de sarcină.

De asemenea, se va evita instalarea compensatorului în apropierea surselor perturbatoare (generatoare de armonici) în absența amortizării, mai precis a sarcinii active liniare.

C3. Obținerea unei frecvențe de rezonanță unice

O altă soluție pentru evitarea amplificării regimului deformant constă în gruparea condensatoarelor, atunci când este posibil, în același nod (pe aceleași bare). Exemplul cel mai potrivit este cel conform căruia bateria de condensatoare se instalează pe bara stației de conexiuni (SC), din rețeaua de medie tensiune ce alimentează mai multe posturi de transformare ale consumatorului (Fig.5.6). În

acest mod se obține pe lângă o frecvență de rezonanță unică, o valoare mai ridicată a acesteia și o amortizare mai importantă a impedanței armonice (dată de sarcina activă totală).

Ca și în cazul anterior se impune deconectarea bateriei de condensatoare în perioadele golurilor de sarcină.

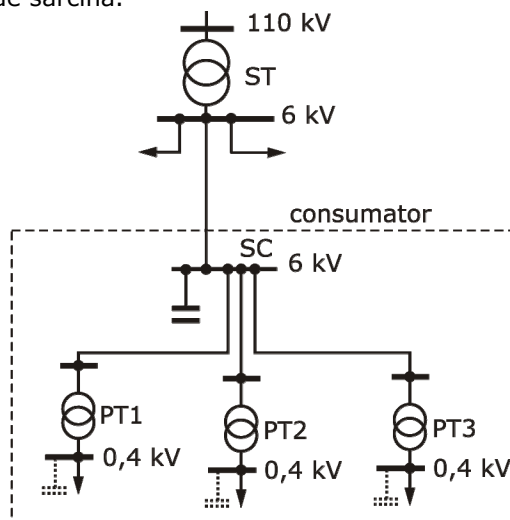


Fig.5.6. Obținerea unei frecvențe de rezonanță unice prin gruparea bateriilor de condensatoare pe bara de medie tensiune.

Atunci când nu este posibilă atenuarea impedanței armonice pentru frecvențele aflate în apropierea frecvențelor critice prin metodele descrise anterior, se va recurge la metode mai complexe, care se referă de obicei la utilizarea filtrelor.

Aceste filtre sunt de fapt circuite rezonante serie, de tip LC, amplasate transversal (între fază și pământ sau neutru). Montarea lor vizează fie creșterea impedanței pe laturile rețelei cu elemente ce se doresc protejate de acțiunea curenților armonici (cazul filtrelor refulante, „dop”), fie scăderea impedanței simultan cu micșorarea semnificativă a curenților armonici transmiși în rețea (cazul filtrelor absorbante).

D. Limitarea amplificării regimului deformant prin instalarea bobinelor antirezonante (formarea filtrelor refulante).

În general este nepractic să se dimensioneze bateriile de condensatoare din condiția deplasării frecvenței de rezonanță în exteriorul domeniului de frecvențe al principalelor armonici de curent prezente în rețea. Această deplasare poate fi făcută însă, oricare ar fi valoarea capacității instalate, prin adăugarea unor bobine în serie cu condensatoarele. Acestea vor fi dimensionate din condiția obținerii rezonanței (acordării) circuitului serie monofazat LC pentru o frecvență având valoarea mai mică decât cea a armonicii de curent de rangul cel mai mic (Fig.5.7). Astfel, pentru frecvențele armonicilor de curent prezente în rețea, impedanța circuitului serie LC are caracter inductiv, eliminându-se astfel riscul apariției rezonanței între bateria de condensatoare și rețea și deci al amplificării tensiunilor armonice. Totodată valorile acestei impedanțe devin relativ mari, ceea ce va conduce la o micșorare a curenților armonici ce traversează compensatorul și la o refulare a acestora înspre rețea. Acest

circuit formează astfel un *filtru refulant*, bobinele fiind denumite *antirezonaante* (BA - sau antiarmonici, de dezacordare).

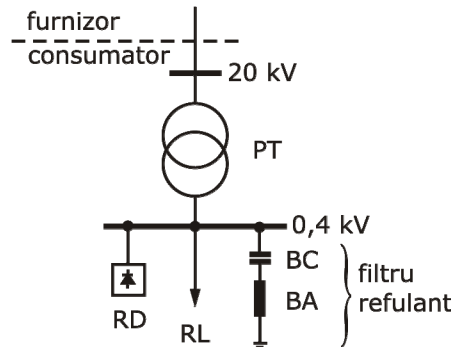


Fig.5.7. Instalarea bobinelor antirezonaante.

Valorile impedanței armonice pe barele receptorului deformant după montarea bobinelor antirezonaante (Z_{k2}), pentru valori ale frecvenței egale cu cele ale armonicilor de curent prezente în rețea, sunt mult mai mici decât în cazul absenței bobinei (Z_{k3}) și chiar mai mici decât în cazul rețelei fără condensatoare (Z_{k1}). Valoarea maximă a impedanței armonice se obține pentru o frecvență (f_1') apropiată de frecvența de rezonanță a filtrului refulant (f_r), ceva mai mică decât aceasta, deci în afara zonei critice [24] (Fig.5.8).

Armonica de curent având rangul cel mai mic este în general armonica de rang cinci, iar frecvența de acord a filtrului refulant este de obicei de 215 Hz. Această valoare s-a stabilit astfel încât să fie suficient de aproape de frecvența armonicii de rang cinci și deci impedanța armonică să aibă o valoare cât mai mică pentru frecvența acesteia și în același timp suficient de departe ca un eventual dezacord al filtrului refulant să nu conducă la rezonanță chiar pentru frecvența armonicii de rang cinci și deci la un efect contrar celui scontat.

Este evident faptul că nu se va face acordul bobinei pentru frecvența de 215 Hz dacă în rețea există injecții de curenți armonici de rang mai mic decât cinci sau dacă amortizarea rețelei pe această frecvență este scăzută.

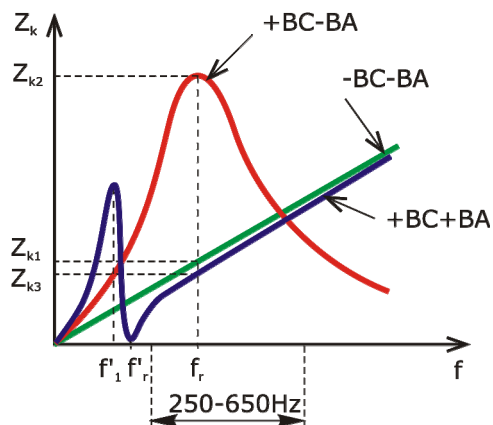


Fig.5.8. Impedanța armonică în cazul folosirii bobinei antirezonaante.

De asemenea, trebuie precizat că soluția folosirii bobinelor antirezonante nu este aplicabilă decât dacă în nodurile rețelei situate în amonte de cel în care se produce compensarea, nivelul de poluare armonică se situează între limitele acceptabile.

Pe lângă reducerea tensiunilor armonice la bornele condensatoarelor, bobinele antirezonante micșorează solicitările la suprasarcină ale condensatoarelor prin refularea curenților armonici.

În schimb, va crește valoarea tensiunii pe frecvența fundamentală la bornele condensatoarelor, ceea ce va impune o dimensionare corespunzătoare a acestora. Cu cât frecvența de acord a filtrului refulant este mai scăzută, cu atât suprasarcinile și supratensiunile armonice sunt mai reduse și cu atât este mai accentuată supratensiunea pe frecvența fundamentală.

Un alt dezavantaj important al soluției constă în aceea că nu este aplicabilă decât în cazul compensării cu o treaptă unică de compensare. Instalarea mai multor trepte de compensare, acordate pe aceeași frecvență, poate deveni inefficientă.

5.1.3. Validarea modelului matematic

Pentru validarea modelului matematic al condiției de limitare a curentului printr-o baterie de condensatoare montată într-o rețea ce funcționează în regim nesinusoidal, s-a utilizat programul MatLab, care deține în biblioteca de instrumente virtuale atât unul destinat calculului impedanței armonice în secțiunea rețelei în care se instalează, cât și unul destinat măsurării directe a THD. Rețeaua aleasă pentru analiză este prezentată în Fig.5.9.

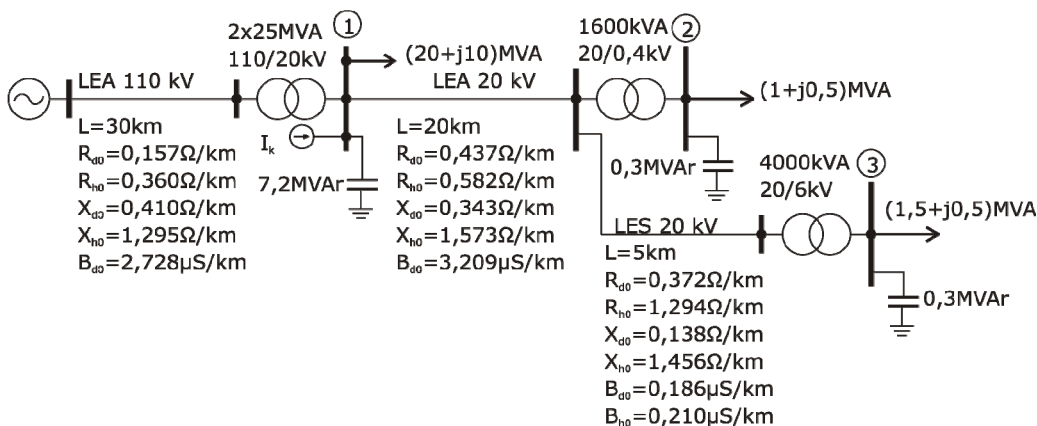


Fig.5.9. Schema electrică monofilară a rețelei studiate.

Este vorba despre o zonă dintr-o rețea de 20 kV alimentând de pe barele stației de transformare la care este conectată, două posturi de transformare de 20/0,4 kV, respectiv 20/6 kV.

Mărimile caracteristice ale elementelor de rețea, ale consumatorilor liniari și deformanți respectiv ale bateriilor de condensatoare sunt de asemenea prezentate în Fig.5.9.

Pentru analiză se consideră două situații: una cu sarcină activă ridicată (valorile sarcinii fiind prezentate în Fig.5.9), respectiv cu sarcină activă scăzută

($P_1=20\text{MW}$, $P_2=0,5\text{MW}$, $P_3=0,5\text{MW}$). În nodurile 1, 2 și 3 sunt racordați consumatori ce conțin echipamente cu comutație statică ce sunt introduși în schema echivalentă prin surse ideale de curent ce conțin pentru simplificare doar armonicile 5 și 7, ale căror caracteristici sunt prezentate în Tabelul 5.2, respectiv Tabelul 5.4.

Analiza dorește să determine efectele instalării de baterii de condensatoare pentru reglajul tensiunii respectiv îmbunătățirea factorului de putere al consumatorilor, în nodurile: 1 – bara de 20 kV a stației, 2 – bara de 0,4 kV a PT 1 respectiv nodul 3 – bara de 6 kV a PT 2.

Pentru început s-au determinat impedanțele armonice „văzute” în nodurile 1, 2, 3 în prezența simultană a celor trei baterii de condensatoare din nodurile de interes. Reprezentarea grafică a acestora se poate vedea în Fig.5.10 și Fig.5.11 – curba 2.

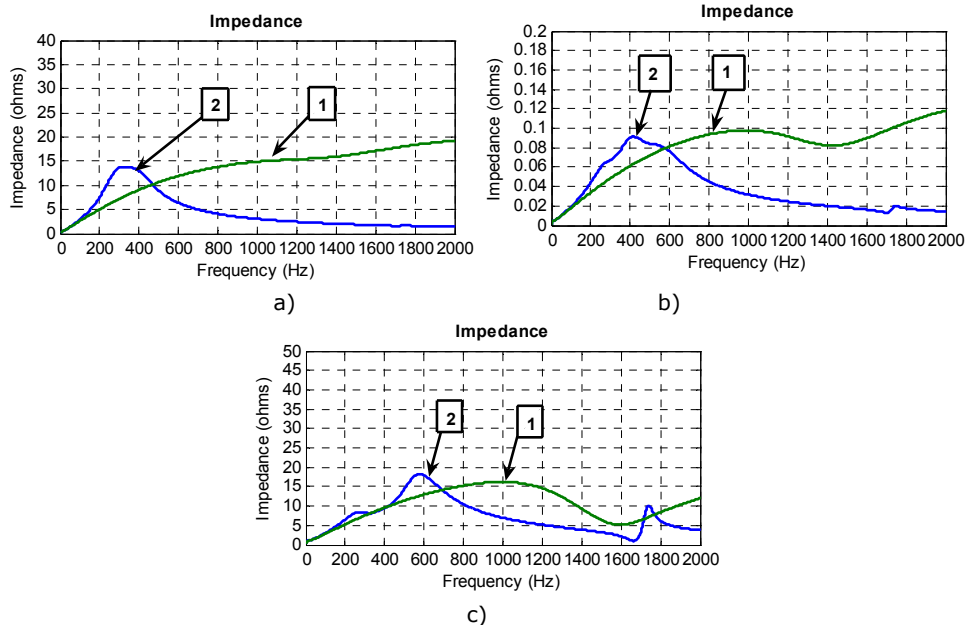


Fig.5.10. Impedanța armonică la regimul cu sarcină ridicată „văzută” în nodul: a):1, b):2, c):3.

Pe aceleași grafice sunt reprezentate impedanțele armonice în absența bateriilor de condensatoare – curba 1. Se pot determina astfel imediat domeniile de frecvență pentru care există riscul producerii amplificării regimului deformant. Se constată că aceste domenii se află în zona armonicilor celor mai frecvente ce apar în rețelele electrice de distribuție, de frecvențe mici și amplitudini mari ($k=5\div 15$).

Pentru fiecare nod, în ambele situații se constată creșterea impedanțelor după instalarea bateriilor de condensatoare în zonele de frecvență periculoase.

Pentru cazul particular considerat, se calculează factorii de amplificare pentru curenții armonici prin bateria de condensatoare. Rezultatele sunt prezentate în Tabelul 5.1, respectiv Tabelul 5.3. În aceleași tabele sunt scrise valorile THD_{IC} , determinate prin calcul (*ANEXA VII*), respectiv măsurate cu instrumentație MatLab.

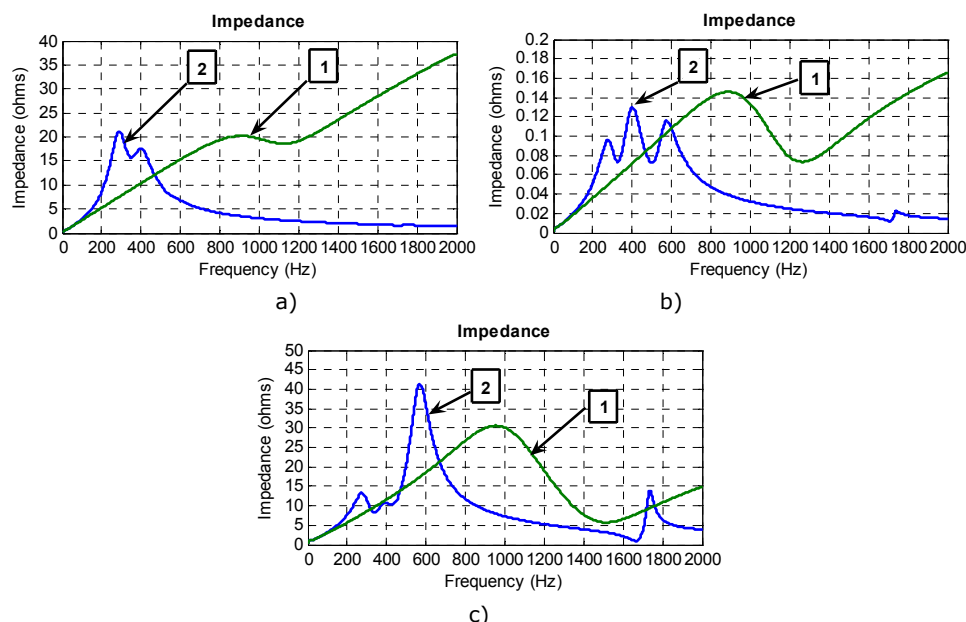


Fig.5.11. Impedanța armonică la regimul cu sarcină scăzută "văzută" în nodul: a):1, b):2, c):3

Valorile efective ale curenților sarcinilor echivalente din fiecare nod, ale curenților injectați de surse și ale curenților capacitivi totali, dar și pe componentele fundamentală și pe armonici, sunt date în Tabelul 5.2 și Tabelul 5.4.

Tabelul 5.1. Factorii de amplificare și valorile THD la regimul cu sarcină ridicată.

Nod	k	Z_k [Ω]	F_{Ck}	THD _{ic} calculat	THD _{ic} măsurat
1	5	11,19	1,007	0,4936	0,4936
	7	13,76	1,233		
2	5	0,05956	0,958	0,6396	0,6396
	7	0,07684	1,009		
3	5	8,166	0,240	0,5025	0,5025
	7	8,314	0,285		

Tabelul 5.2. Valorile curenților în cele trei noduri la regimul cu sarcină ridicată.

Nod	$I_{sarcin\grave{a}}$ [A]	k	$I_{armonic}$ [A]	I_C [A]	I_{Ctotal} [A]	$I_{Cmax}=1,3I_n$ [A]
1	681,1	1	-	213,67	238,3	270,19
		5	66,876	67,319		
		7	46,813	81,151		
2	1479	1	-	413,53	490,9	562,91
		5	281,14	156,99		
		7	210,855	212,65		
3	143,7	1	-	27,56	30,85	37,51
		5	27,804	9,459		
		7	20,853	10,113		

Factorii de amplificare ai curenților armonici capacitivi calculați cu relațiile (5.8), au în multe situații valori sub unitare, datorită faptului că pe frecvențele

respective nu se produce o creștere a impedanței armonice după instalarea bateriilor de condensatoare.

Astfel, în regimul de sarcină mare (atenuare mare), se constată o amplificare doar a curentului armonic capacitiv de rang 7, pentru bateria de condensatoare instalată în nodul 1 (20 kV). În regimul de sarcină redusă, amplificarea curenților capacitivi armonici se produce pe armonica 5 și 7 în nodul 1, respectiv armonica 7 în nodul 2 (0,4 kV). Pentru cazul considerat, creșterea curentului prin bateriile de condensatoare ca urmare a prezenței surselor de curenți armonici nu conduce la depășirea valorii maxime admisibile. Pentru a se produce o astfel de situație ar trebui ca valoarea THD_{I_C} să fie mai mare decât $\sqrt{0,69} = 0,83$, conform (5.18), situație care ar impune compensarea puterii reactive cu ajutorul unor filtre pasive (absorbante), acordate pe frecvențele armonicilor 5 și 7.

Tabelul 5.3. Factorii de amplificare și valorile THD la regimul cu sarcină scăzută.

Nod	k	Z_k [Ω]	F_{C_k}	THD _{Ic} calculat	THD _{Ic} măsurat
1	5	15,65	1,408	0,3126	0,3125
	7	15,67	1,574		
2	5	0,08261	0,675	0,4101	0,4099
	7	0,08512	1,117		
3	5	11,77	0,490	0,2216	0,2214
	7	8,549	0,498		

Tabelul 5.4. Valorile curenților în cele trei noduri la regimul cu sarcină ridicată.

Nod	$I_{sarcin\grave{a}}$ [A]	k	$I_{armonic}$ [A]	I_C [A]	I_{Ctotal} [A]	$I_{Cmax}=1,3I_n$ [A]
1	352,2	1	-	215,42	225,7	270,19
		5	34,111	48,042		
		7	23,877	47,146		
2	833	1	-	431,98	466,9	562,91
		5	155,088	120,11		
		7	116,316	129,95		
3	54,45	1	-	28,895	29,6	37,51
		5	10,373	5,085		
		7	7,78	3,879		

Ceea ce este însă important de remarcat este faptul că valorile THD pentru curenții pe ramurile capacitive, calculați cu ajutorul factorilor de amplificare și deci a impedanței armonice, conform relațiilor (5.7), sunt practic identice cu cele obținute prin măsurare cu instrumentele virtuale specifice, în rețeaua modelată în MatLab, acest lucru fiind dovada elocventă a corectitudinii modelului matematic prezentat.

5.2. Metodă de anticipare a efectelor instalării unei impedanțe transversale într-un nod al unei rețele electrice poluate armonic

Se tratează mai întâi cazul general în care în nodul rețelei unde urmează a fi instalată impedanța transversală nu există conectată o altă impedanță echivalentă transversală și apoi cazul în care în nod există deja o astfel de impedanță.

5.2.1. Cazul I: Nod fără impedanță transversală

Schemele echivalente pentru armonica de rang k , pentru situațiile dinainte respectiv de după instalarea impedanței transversale într-un nod oarecare m sunt prezentate în Fig.5.12.

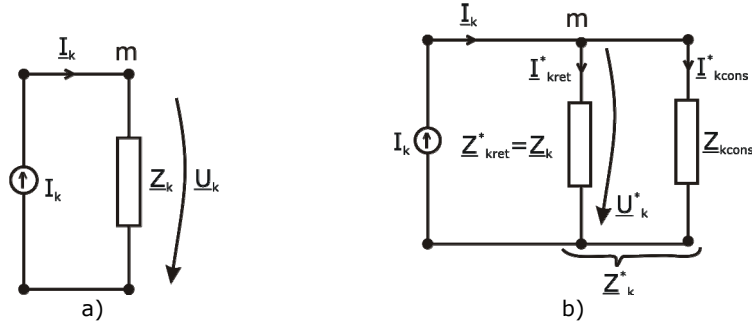


Fig.5.12. Schemele echivalente pentru armonica de rang k (cazul I): a) înainte de instalarea impedanței transversale; b) după instalarea impedanței transversale.

Semnificațiile notațiilor folosite sunt următoarele:

I_k – curentul injectat de o sursă echivalentă fictivă, corespunzătoare tuturor surselor de curent pe armonica de rang k , existente în rețea și care produce pe impedanța armonică echivalentă „văzută” în nodul m , Z_k (definită conform [102]), căderea de tensiune armonică U_k . După instalarea în nod a unei impedanțe transversale (de exemplu pentru o sarcină) Z_{kcons} , curentul echivalent I_k practic nu se modifică. El va avea însă două componente:

I_{kcons}^* – curentul ce se închide prin impedanța transversală instalată Z_{kcons}

I_{kret}^* – curentul ce se închide prin restul rețelei, având aceeași impedanță echivalentă $Z_{kret}^* = Z_k$;

$$I_k = I_{kret}^* + I_{kcons}^*$$

Tensiunea armonică în nodul m este de data aceasta U_k^* , putând fi exprimată ca o cădere de tensiune, produsă de același curent I_k , pe impedanța Z_k^* :

$$U_k^* = I_k \cdot Z_k^* \quad (5.22)$$

unde Z_k^* este impedanța armonică văzută în nodul m , după instalarea impedanței transversale:

$$Z_k^* = Z_k \parallel Z_{kcons} = \frac{Z_k \cdot Z_{kcons}}{Z_k + Z_{kcons}} \quad (5.23)$$

Scriind acum U_k^* sub forma:

$$\underline{U}_k^* = \underline{I}_{kcons}^* \cdot \underline{Z}_{kcons} \quad (5.24)$$

și egalând expresiile (5.22) și (5.24), se obține:

$$\underline{I}_{kcons}^* \cdot \underline{Z}_{kcons} = \underline{I}_k \cdot \underline{Z}_k^* \quad (5.25)$$

de unde rezultă:

$$\underline{I}_{kcons}^* = \underline{I}_k \cdot \frac{\underline{Z}_k^*}{\underline{Z}_{kcons}} \quad (5.26)$$

în care, folosind pentru \underline{Z}_k^* expresia (5.23) se obține:

$$\underline{I}_{kcons}^* = \underline{d}_{cons} \cdot \underline{I}_k \quad (5.27)$$

Factorul \underline{d}_{cons} reprezintă o măsură a distribuției curentului \underline{I}_k prin impedanța \underline{Z}_{kcons} [94]:

$$\underline{d}_{cons} = \frac{\underline{Z}_k}{\underline{Z}_k + \underline{Z}_{kcons}} \Rightarrow \underline{I}_{kcons}^* = \underline{I}_k \cdot \frac{\underline{Z}_k}{\underline{Z}_k + \underline{Z}_{kcons}} \quad (5.28)$$

Cunoscând deci impedanța armonică a rețelei, văzută în nodul m înainte de conectarea impedanței transversale și valoarea acesteia din urmă, se poate determina curentul armonic ce urmează să o parcurgă.

Se poate de asemenea determina tensiunea armonică în nodul m după instalarea impedanței transversale:

$$\underline{U}_k^* = \underline{I}_k \cdot \underline{Z}_k^* = \underline{I}_k \cdot \frac{\underline{Z}_k \cdot \underline{Z}_{kcons}}{\underline{Z}_k + \underline{Z}_{kcons}} = \underline{U}_k \cdot \frac{\underline{Z}_{kcons}}{\underline{Z}_k + \underline{Z}_{kcons}} \quad (5.29)$$

Factorul de amplificare al tensiunii ca urmare a instalării \underline{Z}_{kcons} , se poate calcula cu relația:

$$F_{U_k} = \frac{|\underline{U}_k^*|}{|\underline{U}_k|} = \frac{|\underline{Z}_k^*|}{|\underline{Z}_k|} = \frac{|\underline{Z}_{kcons}|}{|\underline{Z}_k + \underline{Z}_{kcons}|} \quad (5.30)$$

Va rezulta o amplificare ($F_{U_k} > 1$) sau o atenuare a tensiunii ($F_{U_k} < 1$), în funcție de mărimea și caracterul \underline{Z}_{kcons} .

Se poate acum verifica dacă distorsiunea armonică totală a tensiunii în nodul m , după instalarea \underline{Z}_{kcons} nu depășește valoarea maximă admisă:

$$THD_{U^*} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n U_k^{*2}}}{U_1} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n (F_{U_k} \cdot U_k)^2}}{U_1} \leq THD_{U \max} \quad (5.31)$$

Și dacă curentul prin \underline{Z}_{kcons} nu este mai mare decât valoarea maximă admisă:

$$I_{cons} = \sqrt{\sum_{k=1}^n (I_{kcons}^*)^2} \leq I_{cons \max} \quad (5.32)$$

5.2.2. Cazul II: Nod cu impedanță transversală (caz particular al cazului I)

Pentru cazul în care, anterior instalării impedanței, în nodul oarecare m există deja o impedanță echivalentă transversală, schemele echivalente pentru armonica de rang k sunt prezentate în Fig.5.13.

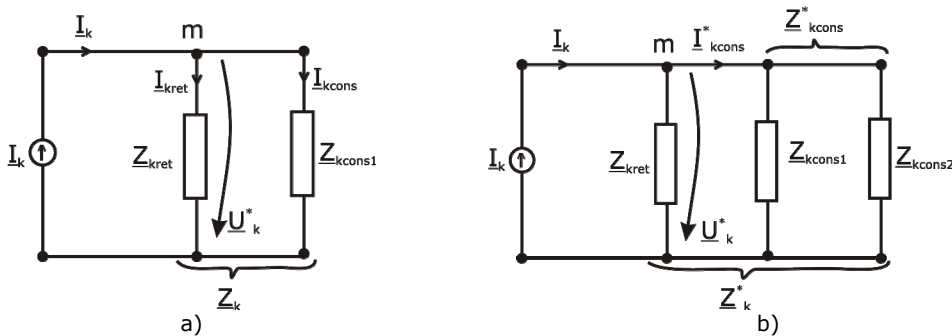


Fig.5.13. Schemele echivalente pentru armonica de rang k (cazul II) a) înainte de instalarea impedanței transversale; b) după instalarea impedanței transversale.

Ca și în cazul anterior, sursa echivalentă a curenților armonici de rang k (\underline{I}_k), nu își modifică valoarea după instalarea impedanței \underline{Z}_{kcons2} .

Pentru deducerea relațiilor de calcul, impedanța armonică văzută în nodul m înainte de instalarea \underline{Z}_{kcons2} , se descompune în două componente:

\underline{Z}_{kcons1} – impedanța transversală existentă anterior (de exemplu o sarcină);

\underline{Z}_{kret} – impedanța echivalentă a restului rețelei.

Tensiunea armonică de rang k din nodul m este:

$$\underline{U}_k = \underline{I}_k \cdot \underline{Z}_k = \underline{I}_{kcons} \cdot \underline{Z}_{kcons1} \quad (5.33)$$

în care: $\underline{Z}_k = \underline{Z}_{kret} \parallel \underline{Z}_{kcons1} = \frac{\underline{Z}_{kret} \cdot \underline{Z}_{kcons1}}{\underline{Z}_{kret} + \underline{Z}_{kcons1}}$

Rezultă componenta curentului armonic distribuită prin \underline{Z}_{kcons1} :

$$\underline{I}_{kcons} = \underline{d}_{kcons} \cdot \underline{I}_k, \quad (5.34)$$

unde:

$$\underline{d}_{kcons} = \frac{\underline{Z}_k}{\underline{Z}_{kcons1}} \quad (5.35)$$

Se mai poate exprima:

$$\underline{I}_k = \underline{I}_{kcons} \cdot \frac{\underline{Z}_{kcons1}}{\underline{Z}_k} \quad (5.36)$$

După instalarea impedanței transversale \underline{Z}_{kcons2} , presupunând că sursele de curenți armonici nu se modifică, se poate scrie:

$$\underline{U}_k^* = \underline{I}_k \cdot \underline{Z}_k^* = \underline{I}_{kcons}^* \cdot \underline{Z}_{kcons}^* \quad (5.37)$$

Ținând cont de relațiile pentru impedanța armonică văzută în nodul m după instalarea \underline{Z}_{kcons2} , aceasta devine:

$$\underline{Z}_k^* = \underline{Z}_k \parallel \underline{Z}_{kcons2} = \frac{\underline{Z}_k \cdot \underline{Z}_{kcons2}}{\underline{Z}_k + \underline{Z}_{kcons2}} \quad (5.38)$$

respectiv impedanța de sarcină totală se poate scrie:

$$\underline{Z}_{kcons}^* = \underline{Z}_{kcons1} \parallel \underline{Z}_{kcons2} = \frac{\underline{Z}_{kcons1} \cdot \underline{Z}_{kcons2}}{\underline{Z}_{kcons1} + \underline{Z}_{kcons2}} \quad (5.39)$$

Din relația (5.37) rezultă:

$$\underline{I}_{kcons}^* = \underline{I}_k \cdot \frac{\underline{Z}_k^*}{\underline{Z}_{kcons}^*} \quad (5.40)$$

Folosind expresia lui \underline{I}_k pentru regimul de dinainte de instalarea impedanței \underline{Z}_{kcons2} (expresia (5.36)):

$$\underline{I}_{kcons}^* = \underline{I}_{kcons} \cdot \frac{\underline{Z}_{kcons1}}{\underline{Z}_k} \cdot \frac{\underline{Z}_k^*}{\underline{Z}_{kcons}^*} \quad (5.41)$$

sau

$$\underline{I}_{kcons}^* = \underline{F}_{I_{kcons}} \cdot \underline{I}_{kcons} \quad (5.42)$$

unde cu $\underline{F}_{I_{kcons}}$ s-a notat factorul de amplificarea al curentului de sarcină, ca urmare a instalării impedanței \underline{Z}_{kcons2} :

$$\underline{F}_{I_{kcons}} = \frac{\underline{Z}_{kcons1}}{\underline{Z}_k} \cdot \frac{\underline{Z}_k^*}{\underline{Z}_{kcons}^*} \quad (5.43)$$

Folosind acum expresiile (5.38) și (5.39) în (5.43), se obține[94]:

$$\underline{F}_{I_{kcons}} = \frac{\underline{Z}_{kcons1} + \underline{Z}_{kcons2}}{\underline{Z}_k + \underline{Z}_{kcons2}} \quad (5.44)$$

Deci cunoscând impedanțele \underline{Z}_k și \underline{Z}_{kcons1} din regimul inițial, curentul armonic de sarcină inițial (\underline{I}_{kcons}), se poate găsi curentul de sarcină final \underline{I}_{kcons}^* și deci tensiunea armonică în nodul m după instalarea impedanței \underline{Z}_{kcons2} :

$$\underline{U}_k^* = \underline{I}_{kcons}^* \cdot \underline{Z}_{kcons}^* \quad (5.45)$$

Deci factorul de amplificarea al tensiunii armonice în nodul m , este:

$$\underline{F}_{U_k} = \frac{\underline{U}_k^*}{\underline{U}_k} = \frac{\underline{Z}_k^*}{\underline{Z}_k} = \frac{\underline{Z}_k \cdot \underline{Z}_{kcons2}}{\underline{Z}_k + \underline{Z}_{kcons2}} = \frac{\underline{Z}_{kcons2}}{\underline{Z}_k + \underline{Z}_{kcons2}} \quad (5.46)$$

și

$$F_{U_k} = \frac{|\underline{U}_k^*|}{|\underline{U}_k|} = \frac{|\underline{Z}_{kcons2}|}{|\underline{Z}_k + \underline{Z}_{kcons2}|} \quad (5.47)$$

Se observă că relația (5.47) este practic identică cu relația (5.30). Se pot acum face verificările restricțiilor (5.31) și (5.32) și pentru acest caz.

5.2.3. Verificarea modelului matematic

Fiecare nod al unei rețele poate fi încadrat în unul dintre cele două cazuri descrise anterior.

Estimarea modificării regimului deformant într-un nod al unei rețele electrice, ca urmare a instalării unei impedențe transversale, constă de fapt în determinarea noilor tensiuni armonice și a noilor curenți armonici, utilizând starea anterioară a rețelei.

Verificarea modelului matematic s-a făcut pe o rețea electrică de distribuție cuprinzând 3 nivele de tensiune: 20kV, 6kV, respectiv 0,4kV, identică cu cea prezentată anterior, dar funcționând într-un regim nesinusoidal mult mai pronunțat. Configurația acesteia și caracteristicile principale ale elementelor componente se prezintă în Fig.5.14.

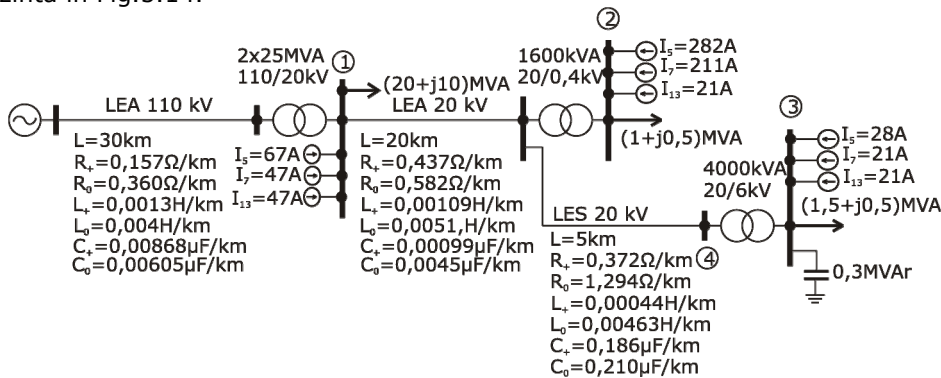


Fig.5.14. Rețeaua electrică de distribuție utilizată pentru verificarea modelului matematic.

Simularea regimului permanent normal de funcționare a fost făcută cu programul MatLab.

Prezența regimului deformant a fost obținută prin instalarea unor surse de curenți armonici, pentru armonicile 5, 7 și 13, în trei dintre nodurile rețelei (numerotate 1, 2, 3) – nodurile consumatoare. Aceste surse de curenți armonici modelează componentele neliniare ale sarcinilor.

Pentru verificarea modelului matematic au fost alese nodurile 3 respectiv 4, primarul respectiv secundarul transformatorului de 20/6 kV.

Componentele liniare ale sarcinii au fost modelate folosind scheme echivalente serie pentru calcule [6], [13], [83]. Nodurile 3 respectiv 4 se vor încadra la cazurile 2 respectiv 1 prezentate anterior.

Impedanța transversală ce va fi instalată succesiv în cele două noduri, este cu caracter capacitiv și va corespunde unei puteri reactive pe fundamentală de 0,3 MVar. Instalarea unei baterii de condensatoare pentru corecția factorului de putere sau pentru reglajul tensiunii este o operație cu un mare impact, atât din punct de vedere al rețelei cât și al condensatoarelor din componența bateriei de condensatoare. Dacă în rețea este prezent un regim deformant, instalarea unei baterii de condensatoare va avea ca efect amplificarea regimului deformant și apariția riscului de suprasolicitare termică a condensatoarelor.

Amploarea ambelor efecte, se poate anticipa, utilizând mărimile de stare ale rețelei, anterioare instalării, așa cum s-a arătat mai sus.

Mărimile obținute, prin simulare MatLab, pentru regimul anterior instalării bateriei de condensatoare se prezintă în Tabelul 5.5.

Tabelul 5.5. Mărimile din regimul anterior instalării bateriei de condensatoare.

Nod	k	Z_k		$Z_{k\text{ cons}}$		U_k [V]	THD_U	$I_{k\text{ cons}}$ [A]	$THD_{I_{\text{cons}}}$
		$ Z_k $ [Ω]	faza [deg]	$ Z_{k\text{ cons}} $ [Ω]	faza [deg]				
3	1	1.633	51.06	22.76	18.43	3182	0.2	15.75	0.19
	5	6.376	62.21	23.946	86.18	430.3		13.92	
	7	8.542	57.2	23.972	87.27	524.0		14.00	
	13	13.58	39.74	23.992	88.53	376.0		17.75	
4	1	12.99	37.59	--	--	10140	0.16	--	--
	5	41.69	60.73	--	--	897.5		--	
	7	56.67	58.72	--	--	889.3		--	
	13	102.2	47.62	--	--	1129.		--	

4

Cu $Z_{k\text{ cons}}$ s-a notat impedența echivalentă componentei liniare a sarcinii.

Prin instalarea succesivă a unei baterii de condensatoare având puterea capacitivă de 0,3MVar, mărimile obținute prin aplicarea metodei de estimare prezentată în acest capitol (ANEXA VII), respectiv prin simulare MatLab, sunt prezentate în Tabelul 5.6 și Tabelul 5.7.

Tabelul 5.6. Mărimile obținute, prin calcul, după instalarea bateriei de condensatoare.

Nod	k	F_{U_k}	U_k^* [V]	THD_{U^*}	$F_{kI_{\text{cons}}}$	$I_{k\text{ cons}}^*$ [A]	$THD_{I_{\text{cons}}^*}$	$I_{k\text{ CAP}}^*$ [A]	$THD_{I_{\text{CAP}}}$
3	1	1.01	3215.	0.2411	0.967	135.18	0.4574	26.799	2.0151
	5	1.29	430.2		1.76	24.525		17.928	
	7	1.56	524.0		2.622	36.729		30.571	
	13	0.88	376.1		2.43	43.278		40.754	
4	1	1.01	10604	0.211	--	--	--	8.105	2.191
	5	1.15	1035.		--	--		3.9	
	7	1.31	1167.		--	--		6.13	
	13	1.38	1661.		--	--		16.2	

8

Pentru ambele noduri s-a notat cu $I_{k\text{ CAP}}^*$ curentul prin impedența transversală care urmează să se instaleze.

Tabelul 5.7. Mărimile obținute, prin simulare MatLab, după instalarea bateriei de condensatoare.

Nod	k	U_k^* [V]	THD_{U^*}	$I_{k\text{ cons}}^*$ [A]	$THD_{I_{\text{cons}}^*}$	$I_{k\text{ CAP}}^*$ [A]	$THD_{I_{\text{CAP}}}$
3	1	3216.	0.2411	135.18	0.4573	26.8	2.015
	5	430.3		24.526		17.93	
	7	524.0		36.728		30.57	
	13	376.0		43.268		40.73	
4	1	10604	0.211	--	--	8.1029	2.192
	5	1035.		--		3.88	
	7	1167.		--		6.13	
	13	1662.		--		16.2	

3

Din Tabelul 5.5 se observă un regim deformant foarte pronunțat. Simularea a fost în mod voit condusă în acest sens. A rezultat $THD_U = 20\%$ pentru nodul 3 respectiv $THD_U = 16\%$ pentru nodul 4, înainte de instalarea bateriei de condensatoare. În cazul nodului 3, unde este racordată și o sarcină, pentru curentul absorbit de acesta, $THD_I = 19\%$. Se precizează că este vorba doar de componenta liniară a sarcinii racordate în nodul 3.

Din Tabelul 5.6 se observă că prin instalarea succesivă a unei baterii de condensatoare având aceeași putere reactivă (pe fundamentală), distorsiunea armonică a tensiunii în nodul 3 urmează să crească la 24,11 %, iar în nodul 4 la 21,1 %. Acest lucru se datorează distorsiunii foarte pronunțate a curentului prin impedența capacitivă, ce urmează să se producă după montarea acesteia. În cazul montării în nodul 3, ar rezulta $THD_{I_{CAP}} = 201,5\%$, iar în cazul montării în nodul 4, ar rezulta $THD_{I_{CAP}} = 219,1\%$.

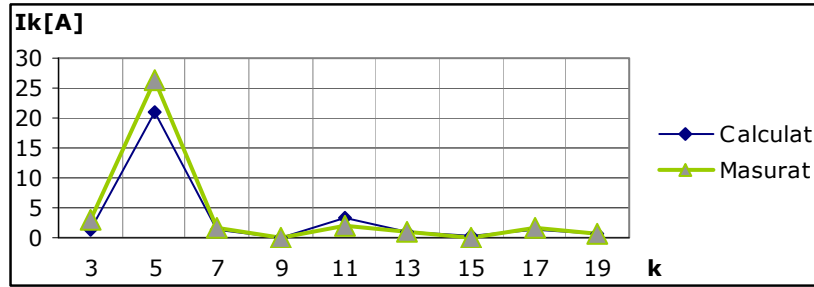
Distorsiunea mare a curentului prin bateria de condensatoare va avea ca efect și o distorsiune mare a curentului total prin sarcina liniară racordată la nodul 3: $THD_{I_{cons}}^* = 45,74\%$.

Similitudinea dintre valorile obținute prin calcul (Tabelul 5.6) și cele măsurate în MatLab (Tabelul 5.7) confirmă veridicitatea modelului matematic, prezentat în acest paragraf, dedicat anticipării cantitative a modificării condițiilor armonice dintr-un nod ca urmare a instalării unei impedențe transversale. Practic se poate determina, cu anticipație, prin calcul, tensiunea armonică în nod și curentul prin impedența ce urmează a fi instalată, în funcție de condițiile armonice existente în nod înaintea instalării acesteia și de valoarea ei.

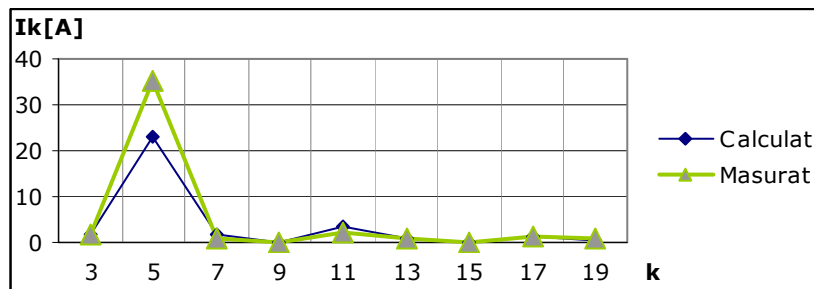
5.3. Studiu de caz

În cadrul acestui paragraf se va face o validare practică a metodei de anticipare prezentate în paragraful anterior.

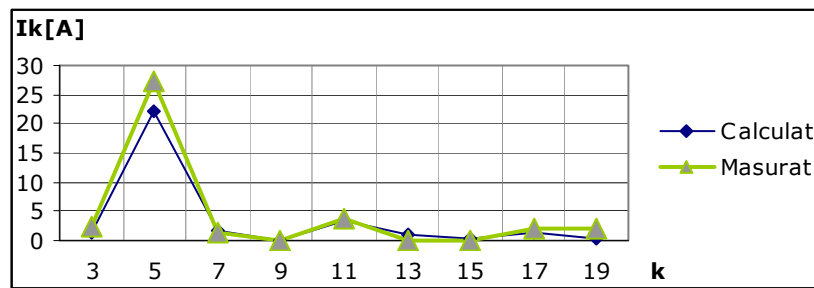
Așa cum s-a arătat în capitolul 4, în punctul de măsură M2 (Fig.4.14), pe cablurile de racord ale filtrelor refulante, a fost instalat un instrument Fluke 1735, prevăzut cu cordoane Rogovski pentru măsurarea curenților. Din valorile procentuale ale curenților armonici oferite de aparatul de măsură, *ANEXA VIII*, și valoarea efectivă a curentului total, au fost calculate valorile efective ale curentului pe fundamentală, respectiv pe fiecare armonică, *ANEXA IX*. În continuare, în Tabelul 5.8, se prezintă comparativ valorile efective ale curenților armonici măsurați și cele determinate utilizând metoda anticipativă expusă în cadrul acestui capitol. În cadrul *ANEXEI X* se prezintă calculul detaliat al acestor valori. De asemenea, în Fig.5.15 se prezintă o comparație grafică a acestor valori.



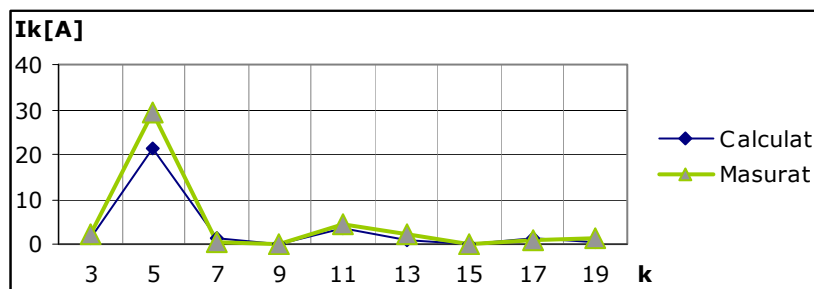
a) Regim 1



b) Regim 2



c) Regim 3



d) Regim 4

Fig.5.15. Comparație între valorile efective ale curenților armonici determinate prin măsurători, respectiv prin calcul.

Tabelul 5.8. Valorile efective ale curentului prin filtru pentru regimurile analizate – $I_k[A]$.

k	Regim 1		Regim 2		Regim 3		Regim 4	
	Calculat	Măsura	Calculat	Măsura	Calculat	Măsura	Calculat	Măsura
3	1.384	3.015	1.537	1.829	1.504	2.232	1.414	2.409
5	21.102	26.351	23.069	35.269	22.274	27.407	21.178	29.413
7	1.496	1.508	1.621	1.045	1.565	1.527	1.496	0.634
9	0.112	0	0.12	0	0.116	0	0.112	0
11	3.367	2.098	3.65	2.038	3.518	3.641	3.364	4.628
13	0.924	0.918	1.022	0.914	0.976	0	0.923	2.219
15	0.173	0	0.182	0	0.178	0	0.173	0
17	1.332	1.639	1.18	1.228	1.242	1.919	1.33	0.823
19	0.504	0.787	0.478	0.705	0.489	2.114	0.504	1.521

Având în vedere faptul că măsurătorile curenților au fost efectuate direct în circuitul primar, utilizând corderoane Rogovski cu domeniul de măsură de 1000A, ne așteptăm încă de la început la erori în ceea ce privește curenții armonici de valori mici, de ordinul A sau chiar mA. După cum se poate remarca din Tabelul 5.8, pentru armonicile de ordin 9 și 15, în toate cele 4 regimuri valorile măsurate sunt chiar nule, dar și cele calculate au valori foarte mici.

5.4. Concluzii și contribuții

Scopul acestui capitol constă în evidențierea, pe baza unei analize calitative și cantitative, a rolului determinant al studiului impedanței armonice în acea secțiune a unei rețele electrice de distribuție, în care urmează să se instaleze o impedanță transversală echivalentă, și în mod special a unei baterii de condensatoare, dacă în rețea este prezent regimul deformant.

Montarea condensatoarelor are ca efect secundar o creștere accentuată a valorii impedanței armonice echivalente a rețelei, pentru frecvențe având valori situate în jurul valorii frecvenței de rezonanță. Dacă în rețea există curenți armonici cu aceste frecvențe, se va produce o amplificare a regimului deformant atât în tensiuni cât și în curenți.

Depășirea nivelurilor admisibile ale armonicilor de tensiune va afecta majoritatea receptoarelor, inclusiv bateriile de condensatoare. La bornele acestora se va produce o creștere a valorii efective a tensiunii și deci suprasolicitarea lor din punct de vedere electric.

Amplificarea curenților armonici prin elementele de rețea din amonte, va determina creșterea căderilor de tensiune armonice și deci propagarea amplificării regimului deformant. Curenții armonici prin condensatoare vor avea valori mai mari decât ale celor injectați de sarcina neliniară, ceea ce va produce creșterea valorii efective a curentului total și deci suprasolicitarea termică.

Se demonstrează că impedanța armonică văzută într-un nod al rețelelor electrice de distribuție devine un instrument eficient pentru estimarea riscului apariției suprasolicitărilor bateriilor de condensatoare, în strânsă legătură cu nivelul de poluare armonică a rețelei, mai precis nivelul armonicilor de curent debitați de sursele de curent asociate consumatorilor deformanți. Indicatorul care trebuie urmărit în acest sens fiind de fapt un indicator consacrat ce caracterizează regimul

deformant, și anume factorul total de distorsiune al curentului prin bateria de condensatoare (THD_{I_C}).

Aplicația MatLab prezentată, confirmă de asemenea modelul matematic asociat unui nod al rețelei electrice de distribuție, funcționând în regim permanent nesinusoidal. Rețeaua poate fi redusă în fiecare nod al său prin sursa de putere echivalentă ce debitează în nodul respectiv, sursa de curenți armonici corespunzătoare tuturor curenților deformanți din rețea și consumatorul echivalent alimentat în nodul respectiv, separând în același timp elementul transversal pentru care interesează circulația de curenți.

În cadrul capitolului se propune o metodă pentru calculul tensiunilor armonice în nodul de compensare, respectiv a curenților armonici prin bateria de condensatoare după instalarea acesteia, folosind informațiile privind starea rețelei anterioară instalării. Metoda se bazează pe impedanța armonică „văzută” în nodul în care se instalează bateria de condensatoare și este valabilă pentru orice tip de impedanță echivalentă transversală.

Și de această dată, aplicația MatLab dezvoltată confirmă valabilitatea modelului matematic prezentat.

Contribuțiile aduse de autor în cadrul acestui capitol sunt următoarele:

- 1) prezentarea variației cu frecvența a factorilor de amplificare a impedanței armonice la instalarea unei baterii de condensatoare pentru elementele transversale de tip R, L, C;
- 2) considerarea coeficientului total de distorsiune al curentului prin bateria de condensatoare, THD_{I_C} , drept un indicator al estimării riscului apariției suprasolicității termice a acesteia;
- 3) modelarea unei rețele cu ajutorul MatLab Simulink în scopul confirmării teoriei expuse referitor la amplificarea regimului armonic datorită instalării unei baterii de condensatoare, respectiv la coeficientul de distorsiune al curentului prin această baterie. Verificările au fost făcute în mai multe noduri ale rețelei și pentru diferite regimuri de funcționare;
- 4) prezentarea unui model matematic în scopul anticipării, pe de o parte a valorii curentului printr-o impedanță ce urmează a fi instalată într-un nod de rețea în care este prezent regimul deformant, iar pe de altă parte a valorii tensiunii armonice în nod;
- 5) modelarea unei rețele cu ajutorul MatLab Simulink în scopul confirmării teoriei expuse referitor la evaluarea modificării regimului deformant într-un nod al unei rețele ca urmare a instalării unei impedanțe transversale;
- 6) utilizarea transformării schemei paralel a impedanței armonice în schemă serie în scopul determinării distribuției curentului armonic printr-o impedanță ce urmează a fi instalată.

6. METODOLOGIE DE AMPLASARE OPTIMĂ A INSATAȚIILOR DE FILTRARE-COMPENSARE ÎNTR-O REȚEA ELECTRICĂ DE DISTRIBUȚIE POLUATĂ ARMONIC

În primul paragraf se tratează compensarea optimă a rețelelor de distribuție ca problemă de programare neliniară, metodă deosebit de utilă, din punct de vedere tehnico-economic, în faza de proiectare a rețelelor electrice. Paragraful 2 propune un algoritm de conectare a bateriilor de condensatoare, respectiv de înlocuire a acestora cu filtre în funcție de condițiile armonice existente în nodurile rețelei. De asemenea se stabilește o clasificare a nodurilor în funcție de sensibilitatea armonică pentru o eventuală extindere a rețelei atât din punct de vedere a instalării unor noi baterii de condensatoare ca urmare a modificării sarcinii cât și a conectării unor noi consumatori deformanți.

6.1. Compensarea optimă a rețelelor de distribuție abordată ca problemă de programare liniară

6.1.1. Calculul variabilelor de stare

6.1.1.1. Introducere

Problema reglării tensiunii, cea a circulației de putere reactivă și cea a factorului de putere prezintă o deosebită importanță practică în cazul rețelelor de distribuție de medie tensiune. Una dintre cele mai eficiente metode utilizate pentru soluționarea aspectelor menționate o constituie compensarea capacitivă transversală, bateriile de condensatoare fiind amplasate în posturile de transformare.

Se menționează o serie de preocupări privind determinarea locului de amplasare și a valorii capacității bateriilor de condensatoare, care, în ultimă instanță, constituie o problemă de optimizare [12], [31], [47], [55], [56], [69], [77], [98]. Se utilizează diverse criterii de optimizare și o gamă largă de maniere de abordare și soluționare a problemei de optimizare.

În acest capitol se abordează problema de optimizare discutată sub forma unei probleme de programare neliniară cu restricții, pe care o soluționează cu metoda gradientilor conjugați (algoritmul Fletcher-Reeves), corelată cu metoda funcțiilor de penalizare (pentru considerarea restricțiilor de tip inegalitate) și cu metoda multiplicatorilor Lagrange (pentru considerarea restricțiilor de tip egalitate) [73], [75].

6.1.1.2. Calculul circulației de puteri în rețeaua de distribuție

Considerăm o rețea de distribuție radială neramificată cu n noduri (posturi de transformare), alimentată din nodul 0 (stația de transformare) (Fig.6.1). Adoptarea unei asemenea scheme este justificată de faptul că la medie tensiune rețelele funcționează în general în schemă radială, iar rețeaua radială ramificată se poate reduce în primă instanță la o rețea fără ramificații, problema fiecărei ramificații fiind soluționată ulterior (cu metode similare celor utilizate pentru feederul principal). În Fig.6.2 s-a reprezentat schema echivalentă a tronsonului i al rețelei radiale.

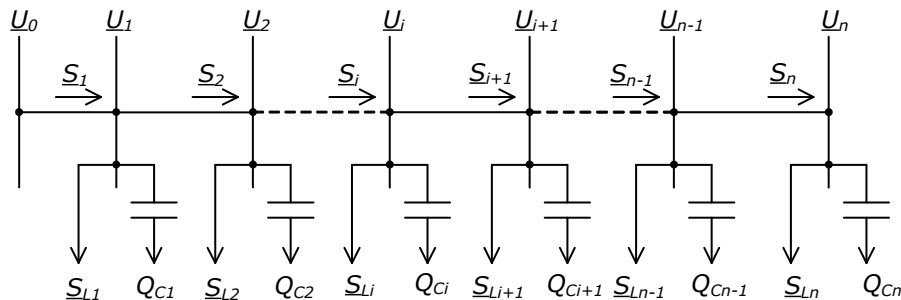


Fig.6.1. Rețea de distribuție radială neramificată.

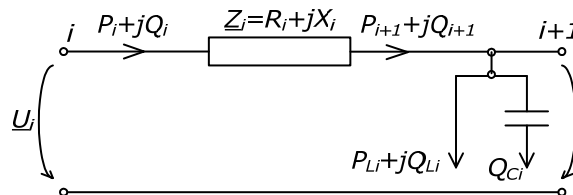


Fig.6.2. Schema echivalentă a tronsonului i al rețelei radiale.

În Fig.6.1 și Fig.6.2 s-au utilizat următoarele notații:

\underline{U}_0 - tensiunea în nodul 0 (pe bara stației de transformare);

\underline{U}_i , $i = \overline{1, n}$ - tensiunea în nodul i al rețelei;

$\underline{S}_i = P_i + j \cdot Q_i$, $i = \overline{1, n}$ - puterea care circulă pe tronsonul i al rețelei;

$\underline{S}_{Li} = P_{Li} + j \cdot Q_{Li}$, $i = \overline{1, n}$ - puterea consumată în nodul i al rețelei;

$\underline{Z}_i = R_i + j \cdot X_i$, $i = \overline{1, n}$ - impedanța tronsonului i al rețelei (fiind vorba de medie tensiune, parametrii transversali s-au neglijat);

Q_{Ci} , $i = \overline{1, n}$ - puterea reactivă capacitivă a bateriei de compensare în nodul i .

Se consideră cunoscute următoarele mărimi:

- numărul de posturi de transformare: n .
- caracteristicile tronsoanelor rețelei:
 - rezistențele tronsoanelor: R_i , $i = \overline{1, n}$, $[\Omega]$;
 - reactanțele tronsoanelor: X_i , $i = \overline{1, n}$, $[\Omega]$.
- puterile consumate sau generate în noduri:
 - puterea activă consumată în nod: P_{Li} , $i = \overline{1, n}$, $[\text{MW}]$;

- puterea reactivă consumată în nod: Q_{Li} , $i = \overline{1, n}$, [Mvar];
 - puterea reactivă generată în nod: Q_{Ci} , $i = \overline{1, n}$, [Mvar].
- d) tensiunea pe barele stației: U_0 , în [kV];
 Se **cere** determinarea mărimilor:
- a) puterea activă pe laturi: P_i , $i = \overline{1, n}$, [MW];
 - b) puterea reactivă pe laturi: Q_i , $i = \overline{1, n}$, [MVAR];
 - c) valoarea tensiunii nodurilor: U_i , $i = \overline{1, n}$, [kV].

Dacă se consideră cunoscute mărimile de la sfârșitul unui tronson, adică P_{i+1} , Q_{i+1} și U_{i+1} , atunci se pot scrie relațiile (Fig.6.2):

$$P_i = P_{i+1} + \frac{P_{i+1}^2 + Q_{i+1}^2}{U_{i+1}^2} \cdot R_i \quad (6.1)$$

$$Q_i = Q_{i+1} + \frac{P_{i+1}^2 + Q_{i+1}^2}{U_{i+1}^2} \cdot X_i - Q_{Ci} \quad (6.2)$$

$$U_i^2 = \left(U_{i+1} + \frac{P_{i+1} \cdot R_i + Q_{i+1} \cdot X_i}{U_{i+1}} \right)^2 + \left(\frac{P_{i+1} \cdot X_i - Q_{i+1} \cdot R_i}{U_{i+1}} \right)^2 \quad (6.3)$$

Prelucrând relația tensiunilor și modificând corespunzător indicii se ajunge la forma:

$$U_{i-1}^2 = U_i^2 + 2 \cdot (P_i \cdot R_{i-1} + Q_i \cdot X_{i-1}) + \frac{(R_{i-1}^2 + X_{i-1}^2) \cdot (P_i^2 + Q_i^2)}{U_i^2} \quad (6.4)$$

Ținând cont de forma particulară a relațiilor pentru puteri pentru ultimul tronson, pentru întreaga rețea relațiile se pot scrie sub forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{Ui} = U_i^2 - U_{i-1}^2 + 2 \cdot P_i \cdot R_{i-1} + Q_i \cdot X_{i-1} + \\ \quad + \frac{(R_{i-1}^2 + X_{i-1}^2) \cdot (P_i^2 + Q_i^2)}{U_i^2} = 0 \quad , \quad i = \overline{1, n} \\ F_{Pi} = P_{i+1} - P_i + \frac{P_{i+1}^2 + Q_{i+1}^2}{U_{i+1}^2} \cdot R_i = 0 \quad , \quad i = \overline{1, n-1} \\ F_{Pn} = -P_n + P_{Ln} = 0 \\ F_{Qi} = Q_{i+1} - Q_i + \frac{P_{i+1}^2 + Q_{i+1}^2}{U_{i+1}^2} \cdot X_i - Q_{Ci} = 0 \quad , \quad i = \overline{1, n-1} \\ F_{Qn} = -Q_n + Q_{Ln} - Q_{Cn} = 0 \end{array} \right. \quad (6.5)$$

Relațiile (6.5) definesc sistemul de ecuații neliniare de ordinul $3n$ care descrie circulația de puteri în rețeaua radială din Fig.6.1. Pentru o scriere mai simplă a relațiilor de soluționare, sistemul 6.5 se poate pune sub forma:

$$\begin{cases} F_{U1}(X) = 0 \\ F_{P1}(X) = 0 \\ F_{Q1}(X) = 0 \\ \vdots \\ F_{Un}(X) = 0 \\ F_{Pn}(X) = 0 \\ F_{Qn}(X) = 0 \end{cases} ; \quad X = \begin{bmatrix} U_1 \\ P_1 \\ Q_1 \\ \vdots \\ U_n \\ P_n \\ Q_n \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

unde prin X s-a notat vectorul variabilelor de stare.

Soluționarea sistemului neliniar (6.6) se face cu versiunea clasică a metodei Newton [75], sistemul liniar de ecuații în corecții fiind de forma (6.7):

$$J \cdot h = -f \quad (6.7)$$

în care: J - matricea Jacobiană a sistemului neliniar; h - vectorul corecțiilor; f - vectorul termenilor liberi.

Scris în detaliu, sistemul liniar în corecții (6.7) devine:

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial F_{U1}}{\partial U_1} & \frac{\partial F_{U1}}{\partial P_1} & \frac{\partial F_{U1}}{\partial Q_1} & \dots & \frac{\partial F_{U1}}{\partial U_n} & \frac{\partial F_{U1}}{\partial P_n} & \frac{\partial F_{U1}}{\partial Q_n} \\ \frac{\partial F_{P1}}{\partial U_1} & \frac{\partial F_{P1}}{\partial P_1} & \frac{\partial F_{P1}}{\partial Q_1} & \dots & \frac{\partial F_{P1}}{\partial U_n} & \frac{\partial F_{P1}}{\partial P_n} & \frac{\partial F_{P1}}{\partial Q_n} \\ \frac{\partial F_{Q1}}{\partial U_1} & \frac{\partial F_{Q1}}{\partial P_1} & \frac{\partial F_{Q1}}{\partial Q_1} & \dots & \frac{\partial F_{Q1}}{\partial U_n} & \frac{\partial F_{Q1}}{\partial P_n} & \frac{\partial F_{Q1}}{\partial Q_n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\partial F_{Un}}{\partial U_1} & \frac{\partial F_{Un}}{\partial P_1} & \frac{\partial F_{Un}}{\partial Q_1} & \dots & \frac{\partial F_{Un}}{\partial U_n} & \frac{\partial F_{Un}}{\partial P_n} & \frac{\partial F_{Un}}{\partial Q_n} \\ \frac{\partial F_{Pn}}{\partial U_1} & \frac{\partial F_{Pn}}{\partial P_1} & \frac{\partial F_{Pn}}{\partial Q_1} & \dots & \frac{\partial F_{Pn}}{\partial U_n} & \frac{\partial F_{Pn}}{\partial P_n} & \frac{\partial F_{Pn}}{\partial Q_n} \\ \frac{\partial F_{Qn}}{\partial U_1} & \frac{\partial F_{Qn}}{\partial P_1} & \frac{\partial F_{Qn}}{\partial Q_1} & \dots & \frac{\partial F_{Qn}}{\partial U_n} & \frac{\partial F_{Qn}}{\partial P_n} & \frac{\partial F_{Qn}}{\partial Q_n} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_{U1} \\ h_{P1} \\ h_{Q1} \\ \dots \\ h_{Un} \\ h_{Pn} \\ h_{Qn} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} F_{U1} \\ F_{P1} \\ F_{Q1} \\ \dots \\ F_{Un} \\ F_{Pn} \\ F_{Qn} \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

Soluționarea sistemului neliniar (6.6) cu versiunea clasică a metodei Newton se efectuează după cum urmează:

a) se inițializează soluția:

puterea activă pe laturi (se neglijează pentru inițializare pierderile de putere activă):

$$P_i = \sum_{j=i}^n P_{Lj} , \quad i = \overline{1, n} \quad (6.9)$$

puterea reactivă pe laturi (se neglijează pentru inițializare pierderile de putere reactivă):

$$Q_i = \sum_{j=i}^n (Q_{Lj} - Q_{Cj}) , \quad i = \overline{1, n} \quad (6.10)$$

valoarea tensiunii nodurilor (se consideră pentru inițializare egală cu cea a tensiunii de pe barele stației de transformare):

$$U_i = U_0 , \quad i = \overline{1, n} \quad (6.11)$$

- b) la un pas oarecare k al procesului iterativ de soluționare se calculează elementele matricei jacobiene \mathbf{J} , partiționată în maniera prezentată în relația (6.12), care ține cont de faptul că ecuațiile aferente unui nod (tronson) nu conțin decât variabilele aferente nodului (tronsonului) respectiv și pe cele ale nodurilor (tronsoanelor) vecine (cu $\mathbf{0}$ s-a notat matricea pătrată de ordinul 3 având toate elementele nule):

$$\mathbf{J} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & \dots & n-3 & n-2 & n-1 & n \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ \vdots \\ n-3 \\ n-2 \\ n-1 \\ n \end{matrix} & \left[\begin{array}{cccccccccc} J_{11} & J_{12} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ J_{21} & J_{22} & J_{23} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & J_{32} & J_{33} & J_{34} & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & J_{43} & J_{44} & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & J_{n-3,n-3} & J_{n-3,n-2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & J_{n-2,n-3} & J_{n-2,n-2} & J_{n-2,n-1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & J_{n-1,n-2} & J_{n-1,n-1} & J_{n-1,n} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & J_{n,n-1} & J_{n,n} \end{array} \right] \end{matrix} \quad (6.12)$$

Submatricele semnificative sunt pătrate și de ordinul 3, elementele lor calculându-se cu relațiile:

$$J_{ii} = \begin{bmatrix} J_{U_i U_i} & J_{U_i P_i} & J_{U_i Q_i} \\ 0 & J_{P_i P_i} & 0 \\ 0 & 0 & J_{Q_i Q_i} \end{bmatrix}, \quad i = \overline{1, n} \quad (6.13)$$

$$J_{U_i U_i} = 2 \cdot U_i - 2 \cdot \frac{(R_i^2 + X_i^2) \cdot (P_i^2 + Q_i^2)}{U_i^3}, \quad i = \overline{1, n} \quad (6.14)$$

$$J_{U_i P_i} = 2 \cdot R_i - 2 \cdot \frac{(R_i^2 + X_i^2)}{U_i^2} \cdot P_i, \quad i = \overline{1, n} \quad (6.15)$$

$$J_{U_i Q_i} = 2 \cdot X_i - 2 \cdot \frac{(R_i^2 + X_i^2)}{U_i^2} \cdot Q_i, \quad i = \overline{1, n} \quad (6.16)$$

$$J_{P_i P_i} = -1, \quad i = \overline{1, n} \quad (6.17)$$

$$J_{Q_i Q_i} = -1, \quad i = \overline{1, n} \quad (6.18)$$

$$J_{ij} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ J_{P_i U_j} & J_{P_i P_j} & J_{P_i Q_j} \\ J_{Q_i U_j} & J_{Q_i P_j} & J_{Q_i Q_j} \end{bmatrix}, \quad i = \overline{1, n-1}, j = i+1 \quad (6.19)$$

$$J_{P_i U_j} = -2 \cdot \frac{(P_j^2 + Q_j^2)}{U_j^3} \cdot R_j, \quad i = \overline{1, n-1}, j = i+1 \quad (6.20)$$

$$J_{P_i P_j} = 1 + 2 \cdot \frac{R_j}{U_j^2} \cdot P_j, \quad i = \overline{1, n-1}, j = i+1 \quad (6.21)$$

$$J_{P_i Q_j} = 2 \cdot \frac{R_j}{U_j^2} \cdot Q_j, \quad i = \overline{1, n-1}, j = i+1 \quad (6.22)$$

$$J_{Q_i U_j} = -2 \cdot \frac{(P_j^2 + Q_j^2)}{U_j^3} \cdot X_j, \quad i = \overline{1, n-1}, j = i+1 \quad (6.23)$$

$$J_{Q_i P_j} = 2 \cdot \frac{X_j}{U_j^2} \cdot P_j, \quad i = \overline{1, n-1}, j = i+1 \quad (6.24)$$

$$J_{Q_i Q_j} = 1 + 2 \cdot \frac{X_j}{U_j^2} \cdot Q_j, \quad i = \overline{1, n-1}, j = i+1 \quad (6.25)$$

$$J_{ij} = \begin{bmatrix} J_{U_i U_j} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad i = \overline{2, n}, j = i-1 \quad (6.26)$$

$$J_{U_i U_j} = -2 \cdot U_j, \quad i = \overline{2, n}, j = i-1 \quad (6.27)$$

Se menționează că pentru toate variabilele de stare s-au considerat valorile curente (cele de la iterația $k-1$), pentru simplitate indicele de iterație fiind omis la scrierea relațiilor anterioare.

- c) la același pas k al se calculează valorile funcțiilor $F_{U_1}, F_{P_1}, F_{Q_1}, i = \overline{1, n}$ cu relațiile (6.5), folosind valorile curente ale variabilelor de stare;
- d) la același pas k se soluționează sistemul linear în corecții (6.8) cu o metodă directă de rezolvare a sistemelor de ecuații liniare [75], rezultând valorile corecțiilor $h_{U_i}^{k-1}, h_{P_i}^{k-1}, h_{Q_i}^{k-1}, i = \overline{1, n}$; noile valori ale variabilelor de stare se determină cu relațiile de mai jos, unde indicele superior se referă la numărul iterației:

$$\begin{cases} U_i^k = U_i^{k-1} + h_{U_i}^{k-1} \\ P_i^k = P_i^{k-1} + h_{P_i}^{k-1} \\ Q_i^k = Q_i^{k-1} + h_{Q_i}^{k-1} \end{cases}, \quad i = \overline{1, n} \quad (6.28)$$

- e) condițiile de terminare a procesului iterativ de soluționare a sistemului nelinier de ecuații:

$$\left\{ \begin{array}{l} |U_i^k - U_i^{k-1}| < \varepsilon_U \\ |P_i^k - P_i^{k-1}| < \varepsilon_P, \quad i = \overline{1, n} \text{ și/sau} \\ |U_i^k - U_i^{k-1}| < \varepsilon_Q \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} |F_{U_i}| < \varepsilon_U \\ |F_{P_i}| < \varepsilon_P, \quad i = \overline{1, n} \\ |F_{Q_i}| < \varepsilon_Q \end{array} \right. \quad (6.29)$$

Dacă aceste condiții sunt îndeplinite, calculul este terminat, ultimul set de valori ale variabilelor de stare fiind soluția sistemului. În caz contrar se sare la punctul b) al algoritmului și se continuă procesul de soluționare.

6.1.1.3. Program de calcul

Metoda prezentată în secțiunea 6.1.1.2 a fost transpusă într-un program de calcul realizat în cadrul catedrei care soluționează ansamblul problemei de optimizare.

Datele inițiale utilizate sunt următoarele: numărul n de posturi de transformare, caracteristicile tronsoanelor rețelei de distribuție (impedanța longitudinală $\underline{Z}_i = R_i + jX_i, i = \overline{1, n}$), puterile consumate ($\underline{S}_{Li} = P_{Li} + jQ_{Li}, i = \overline{1, n}$), tensiunea pe barele stației (U_0), limitele superioare și inferioare ale tensiunilor în nodurile rețelei ($U_i^{min}, U_i^{max}, i = \overline{1, n}$), limitele superioare și inferioare ale puterii reactive compensate în nodurile rețelei ($Q_{Ci}^{min}, Q_{Ci}^{max}, i = \overline{1, n}$), unde reprezintă costul specific al pierderilor de putere activă (C_p), costul specific unitar al bateriilor de condensatoare ($C_i, i = \overline{1, n}$) și coeficienții de ponderare privind penalizarea încălcării relațiilor de restricție referitoare la valorile tensiunilor nodale ($p_{Uj}, i = \overline{1, n}$).

Rezultatele oferite de program sunt conform opțiunii utilizatorului: de la rezultatele finale (puterile reactive date de bateriile de compensare, $Q_{Ci}, i = \overline{1, n}$, și valorile variabilelor de stare pentru regimul optim de funcționare – tensiunile nodale, $U_i, i = \overline{1, n}$, puterile active și reactive care circulă pe cele n tronsoane, $P_i, i = \overline{1, n}, Q_i, i = \overline{1, n}$) până la cele mai fine detalii ale proceselor iterative de calcul.

6.1.1.4. Aplicație

Pentru exemplificare se consideră rețeaua de distribuție de 20 kV din Fig.6.3, având $n=3$ tronsoane. Parametrii celor trei tronsoane sunt dați în Tabelul 6.1, puterile consumate în Tabelul 6.2, iar tensiunea pe barele stației de transformare are valoarea de $U_0=22$ kV. Se cere să se determine circulațiile de puteri pe cele trei tronsoane ale rețelei de distribuție și valorile tensiunilor în cele trei noduri în condițiile unei compensări nule ($Q_{C1} = Q_{C2} = Q_{C3} = 0$), erorile maxime admise fiind $\varepsilon_U = 0,005$ kV, $\varepsilon_P = \varepsilon_Q = 0,0001$ MVA.

Tabelul 6.1. Parametrii rețelei.

Tronson	1	2	3
R [Ω]	2,568	3,21	1,926
X [Ω]	2,672	3.34	2,004

Tabelul 6.2. Regimul de funcționare.

Putere \ Nod	1	2	3
P [MW]	4,00	2,50	1,50
Q [MVAR]	2,00	1,50	2,00

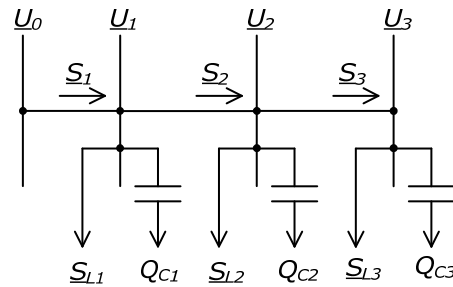


Fig.6.3. Reprezentarea simplificată a rețelei de distribuție cu 3 noduri.

Inițializarea soluției:

$$U_1 = U_2 = U_3 = U_0 = 22 \text{ kV}$$

$$\begin{cases} P_1 = P_{L1} + P_{L2} + P_{L3} = 8 \text{ MW} \\ P_2 = P_{L2} + P_{L3} = 4 \text{ MW} \\ P_3 = P_{L3} = 1,5 \text{ MW} \end{cases}$$

$$\begin{cases} Q_1 = Q_{L1} + Q_{L2} + Q_{L3} = 5,5 \text{ MVAR} \\ Q_2 = Q_{L2} + Q_{L3} = 3,5 \text{ MVAR} \\ Q_3 = Q_{L3} = 2 \text{ MVAR} \end{cases}$$

Iterația 1:

- calculul valorilor funcțiilor cu relațiile (6.5), rezultând:

$$\begin{cases} F_{U1} = 73,1545 ; F_{P1} = 0,1874 ; F_{Q1} = 0,1949 \\ F_{U2} = 50,3126 ; F_{P2} = 0,0249 ; F_{Q2} = 0,0259 \\ F_{U3} = 13,8938 ; F_{P3} = 0,0000 ; F_{Q3} = 0,0000 \end{cases}$$

- calculul elementelor matricei jacobiene cu relațiile (6.13) - (6.27), rezultând:

$$J = \begin{matrix} & U_1 & P_1 & Q_1 & U_2 & P_2 & Q_2 & U_3 & P_3 & Q_3 \\ \begin{matrix} U_1 \\ P_1 \\ Q_1 \\ U_2 \\ P_2 \\ Q_2 \\ U_3 \\ P_3 \\ Q_3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 43,76 & 5,59 & 5,656 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1,0 & 0 & -0,017 & 1,053 & 0,046 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1,00 & -0,018 & 0,055 & 1,048 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -44,0 & 0 & 0 & 43,886 & 6,775 & 6,990 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1,00 & 0 & -0,0023 & 1,001 & 0,016 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1,00 & -0,0024 & 0,012 & 1,017 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -44,00 & 0 & 0 & 43,991 & 3,899 & 4,072 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1,00 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1,00 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

- calculul corecțiilor prin soluționarea sistemului liniar (6.8), și al noilor valori ale variabilelor cu relațiile (6.28) rezultând:

$$\begin{cases} h_{U1} = -1.7432 ; h_{P1} = 0.2722 ; h_{Q1} = 0.2833 \\ h_{U2} = -2.9045 ; h_{P2} = 0.0322 ; h_{Q2} = 0.0335 \\ h_{U3} = -3.2209 ; h_{P3} = 0,000 ; h_{Q3} = 0,000 \\ U_1 = 20.2568 ; P_1 = 8.2722 ; Q_1 = 5.7833 \\ U_2 = 19.0955 ; P_2 = 4.0322 ; Q_2 = 3.5335 \\ U_3 = 18.7791 ; P_3 = 1.5 ; Q_3 = 2,000 \end{cases}$$

- se observă că toate valorile corecțiilor depășesc erorile maxime admise, deci calculul trebuie continuat.

Iterația 2:

- calculul valorilor funcțiilor cu relațiile (6.5), rezultând:

$$\begin{cases} F_{U1} = 3.1384 ; F_{P1} = 0.0129 ; F_{Q1} = 0.0135 \\ F_{U2} = 5.4837 ; F_{P2} = 0.002 ; F_{Q2} = 0.0021 \\ F_{U3} = 1.9462 ; F_{P3} = 0,0000 ; F_{Q3} = 0,0000 \end{cases}$$

- calculul elementelor matricei jacobiene cu relațiile (6.13) - (6.27), rezultând:

$$J = \begin{matrix} & U_1 & P_1 & Q_1 & U_2 & P_2 & Q_2 & U_3 & P_3 & Q_3 \\ \begin{matrix} U_1 \\ P_1 \\ Q_1 \\ U_2 \\ P_2 \\ Q_2 \\ U_3 \\ P_3 \\ Q_3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 40.18 & 5.689 & 5.731 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1,00 & 0 & -0.027 & 1.071 & 0.062 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1,00 & -0.027 & 0.074 & 1.065 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -40.51 & 0 & 0 & 38.014 & 6.895 & 7.096 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1,00 & 0 & -0.0036 & 1.001 & 0.0218 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1,00 & -0.0038 & 0.017 & 1.0227 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -38.19 & 0 & 0 & 37.5436 & 3.918 & 4.0956 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1,00 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1,000 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

- calculul corecțiilor prin soluționarea sistemului liniar (6.8), și al noilor valori ale variabilelor cu relațiile (6.28) rezultând:

$$\begin{cases} h_{U1} = -0.0847 ; h_{P1} = 0.0226 ; h_{Q1} = 0.0236 \\ h_{U2} = -0.2356 ; h_{P2} = 0,00304 ; h_{Q2} = 0,00316 \\ h_{U3} = -0.2916 ; h_{P3} = 0,000 ; h_{Q3} = 0,000 \\ U_1 = 20.1721 ; P_1 = 8.2949 ; Q_1 = 5.8068 \\ U_2 = 18.8599 ; P_2 = 4.0352 ; Q_2 = 3.5366 \\ U_3 = 18.4875 ; P_3 = 1.5 ; Q_3 = 2 \end{cases}$$

- se observă că toate valorile corecțiilor depășesc erorile maxime admise, deci calculul trebuie continuat.

Iterația 3:

- calculul valorilor funcțiilor cu relațiile (6.5), rezultând:

$$\begin{cases} F_{U1} = 0.0076 ; F_{P1} = 0.00012809 ; F_{Q1} = 0.00013327 \\ F_{U2} = 0.04921513 ; F_{P2} = 0.000025 ; F_{Q2} = 0.000026 \\ F_{U3} = 0.029573 ; F_{P3} = 0,0000000 ; F_{Q3} = 0,0000000 \end{cases}$$

- calculul elementelor matricei jacobiene cu relațiile (6.13) - (6.27), rezultând:

$$J = \begin{matrix} & U_1 & P_1 & Q_1 & U_2 & P_2 & Q_2 & U_3 & P_3 & Q_3 \\ \begin{matrix} U_1 \\ P_1 \\ Q_1 \\ U_2 \\ P_2 \\ Q_2 \\ U_3 \\ P_3 \\ Q_3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 40.001 & 5.696 & 5.736 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1,00 & 0 & -0.0276 & 1.0728 & 0.064 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1,00 & -0.0287 & 0.0758 & 1.066 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -40.344 & 0 & 0 & 37.536 & 6.9069 & 7.107 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1,000 & 0 & -0,0028 & 1,0107 & 0,0214 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1,00 & -0.004 & 0.0176 & 1.0235 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -37.719 & 0 & 0 & 36.9598 & 3.9198 & 4.0984 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1,000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1,000 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

- calculul corecțiilor prin soluționarea sistemului liniar (6.8), și al noilor valori ale variabilelor cu relațiile (6.28) rezultând:

$$\begin{cases} h_{U1} = -0,00025 ; h_{P1} = 0,00021 ; h_{Q1} = 0,00021 \\ h_{U2} = -0,0016 ; h_{P2} = 0,000034 ; h_{Q2} = 0,000035 \\ h_{U3} = -0,0024 ; h_{P3} = 0,000000 ; h_{Q3} = 0,000000 \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_1 = 20.1718 ; P_1 = 4.0352 ; Q_1 = 5.8071 \\ U_2 = 18.8583 ; P_2 = 4.0352 ; Q_2 = 3.5367 \\ U_3 = 18.4851 ; P_3 = 1.5 ; Q_3 = 2,0000 \end{cases}$$

- se observă că toate valorile corecțiilor sunt sub erorile maxime admise, deci calculul este terminat, ultimele valori ale variabilelor de stare reprezentând soluția problemei discutate.

6.1.2. Soluționarea problemei de optimizare

6.1.2.1. Formularea problemei de optimizare

Se consideră rețeaua de distribuție radială din Fig.6.4. Cunoscând numărul n de posturi de transformare, caracteristicile tronsoanelor rețelei (impedanța longitudinală $\underline{Z}_i = R_i + jX_i$, $i = \overline{1, n}$), puterile consumate ($\underline{S}_{Li} = P_{Li} + jQ_{Li}$, $i = \overline{1, n}$) și tensiunea pe barele stației (U_0), se cere să se determine puterile reactive inductive generate de bateriile de condensatoare (locul și puterea instalată a bateriilor surselor de compensare capacitivă transversală), astfel încât cheltuielile legate de regimul de funcționare considerat să fie minime, în condițiile satisfacerii unor restricții de natură tehnică și economică.

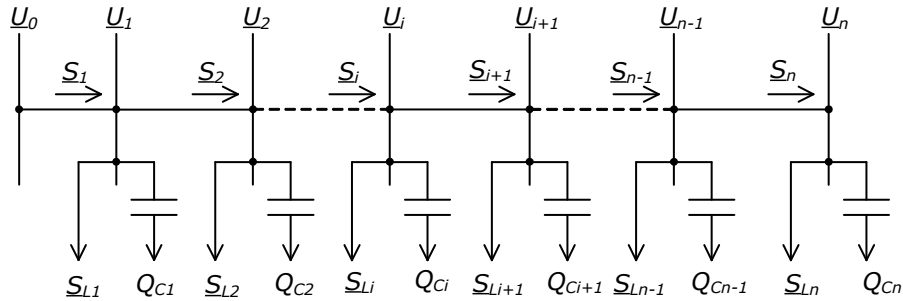


Fig.6.4. Rețea de distribuție radială neramificată.

Problema enunțată mai sus este o problemă de optimizare de forma următoare:

a) variabilele problemei de optimizare:

- variabile de stare (3n): tensiunile nodurilor, $U_i, i = \overline{1, n}$, puterile active și reactive care circulă pe cele n tronsoane, $P_i, i = \overline{1, n}, Q_i, i = \overline{1, n}$;
- variabile de control (n): puterea reactivă generată în nod, $Q_{Ci}, i = \overline{1, n}$.

b) relații de restricție:

- de egalitate (3n) – relațiile (6.5) care descriu regimul de funcționare al rețelei de distribuție:

$$\begin{cases} F_{U_i} = U_i^2 - U_{i-1}^2 + 2 \cdot P_i \cdot R_i + Q_i \cdot X_i + \frac{(R_i^2 + X_i^2) \cdot (P_i^2 + Q_i^2)}{U_i^2} = 0, & i = \overline{1, n} \\ F_{P_i} = P_{i+1} - P_i + \frac{P_{i+1}^2 + Q_{i+1}^2}{U_{i+1}^2} \cdot R_{i+1} + P_{Li} = 0 & , i = \overline{1, n-1} \\ F_{P_n} = -P_n + P_{Ln} = 0 & (6.30) \\ F_{Q_i} = Q_{i+1} - Q_i + \frac{P_{i+1}^2 + Q_{i+1}^2}{U_{i+1}^2} \cdot X_{i+1} + Q_{Li} - Q_{Ci} = 0 & , i = \overline{1, n-1} \\ F_{Q_n} = -Q_n + Q_{Ln} - Q_{Cn} = 0 \end{cases}$$

- de inegalitate (4n) – relațiile care limitează inferior și superior valorile tensiunilor în noduri, respectiv ale puterilor reactive generate de bateriile de condensatoare:

$$\begin{cases} U_i^{min} \leq U_i \leq U_i^{max} & , i = \overline{1, n} \\ Q_{Ci}^{min} \leq Q_{Ci} \leq Q_{Ci}^{max} & , i = \overline{1, n} \end{cases} \quad (6.31)$$

unde U_i^{min} (U_i^{max}) este limita minimă (maximă) a tensiunii în nodul i , Q_{Ci}^{min} (Q_{Ci}^{max}) este limita minimă (maximă) a puterii reactive a bateriei de condensatoare din nodul i .

c) funcția obiectiv – valoarea cheltuielilor totale (suma dintre costul pierderilor de putere activă și costul bateriilor de condensatoare):

$$FOB = C_p \cdot \sum_{i=1}^n \frac{P_i^2 + Q_i^2}{U_i^2} \cdot R_i + \sum_{i=1}^n C_{ci} \cdot Q_{ci} \quad (6.32)$$

unde C_p reprezintă costul specific (unitar) al pierderilor de putere activă, iar C_{ci} , $i = \overline{1, n}$ costul specific (unitar) unitar al bateriilor de condensatoare din nodul i .

A rezultat o problemă de programare neliniară cu restricții atât de egalitate cât și de inegalitate. Soluționarea acestei probleme se efectuează cu metoda funcțiilor de penalizare care transformă problema de optimizare neliniară cu restricții într-una fără restricții (restricțiile de egalitate se introduc în funcția auxiliară prin intermediul multiplicatorilor Lagrange, iar cele de inegalitate prin funcții de penalizare). Problema de optimizare fără restricții se soluționează cu metode de gradientului conjugat (algoritmul Fletcher – Reeves) [74], [75]

6.1.2.2. Soluționarea problemei de optimizare

Pentru soluționarea problemei de optimizare se definește funcția auxiliară Φ de forma:

$$\Phi = FOB + \sum_{i=1}^n \lambda_{U_i} \cdot F_{U_i} + \sum_{i=1}^n \lambda_{P_i} \cdot F_{P_i} + \sum_{i=1}^n \lambda_{Q_i} \cdot F_{Q_i} + r \cdot \sum_{i=1}^n p_{U_i} \cdot (U_i - U_i^*)^2 = \text{Min} \quad (6.33)$$

în care $\lambda_{U_1}, \lambda_{U_2}, \dots, \lambda_{U_n}; \lambda_{P_1}, \lambda_{P_2}, \dots, \lambda_{P_n}; \lambda_{Q_1}, \lambda_{Q_2}, \dots, \lambda_{Q_n}$ sunt multiplicatorii lui Lagrange, cu notația $\Lambda = [\lambda_{U_1} \lambda_{P_1} \lambda_{Q_1} \lambda_{U_2} \lambda_{P_2} \lambda_{Q_2} \dots \lambda_{U_n} \lambda_{P_n} \lambda_{Q_n}]^t$, r este coeficientul de penalizare, p_{U_i} , $i = \overline{1, n}$ sunt coeficienții de ponderare, iar U_i^* , $i = \overline{1, n}$ are următoarea semnificație:

$$U_i^* = \begin{cases} U_i^{\min} & \text{pentru } U_i < U_i^{\min} \\ U_i^{\max} & \text{pentru } U_i > U_i^{\max} \\ U_i & \text{pentru } U_i \in [U_i^{\min}; U_i^{\max}] \end{cases}, \quad i = \overline{1, n} \quad (6.34)$$

Condiția de anulare a derivatelor parțiale ale funcției Φ în raport cu multiplicatorii Lagrange conduce la sistemul neliniar (6.30), prin soluționarea căruia rezultă valorile variabilelor de stare.

Condiția de anulare a derivatelor parțiale în raport cu variabilele de stare conduce la un sistem liniar de ordinul $3n$, prin soluționarea căruia rezultă valorile multiplicatorilor Lagrange:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial U_1} = c_p \cdot \left(-2 \frac{P_1^2 + Q_1^2}{U_1^3} \cdot R_1 \right) + \lambda_{U_1} \cdot J_{U_1} U_1 + \lambda_{U_2} \cdot J_{U_2} U_1 + 2r \cdot p_{U_1} \cdot (U_1 - U_1^*) = 0 \quad (0.1)$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial U_i} = c_p \cdot \left(-2 \cdot \frac{P_i^2 + Q_i^2}{U_i^3} \cdot R_i \right) + \lambda_{U_i} \cdot J_{U_i} U_i + \lambda_{U_{i+1}} \cdot J_{U_{i+1}} U_i + \lambda_{P_{i-1}} \cdot J_{P_{i-1}} U_i + \lambda_{Q_{i-1}} \cdot J_{Q_{i-1}} U_i + 2 \cdot r \cdot p_{U_i} \cdot (U_i - U_i^*) = 0, \quad i = \overline{2, n-1} \quad (6.36)$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial U_n} = c_p \cdot \left(-2 \cdot \frac{P_n^2 + Q_n^2}{U_n^3} \cdot R_n \right) + \lambda_{U_n} \cdot J_{U_n U_n} + \lambda_{P_{n-1}} \cdot J_{P_{n-1} U_n} + \lambda_{Q_{n-1}} \cdot J_{Q_{n-1} U_n} + 2 \cdot r \cdot p_{U_n} \cdot (U_n - U_n^*) = 0 \quad (6.37)$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial P_1} = c_p \cdot \left(2 \cdot \frac{R_1}{U_1^2} \cdot P_1 \right) + \lambda_{U_1} \cdot J_{U_1 P_1} + \lambda_{P_1} \cdot J_{P_1 P_1} = 0 \quad (6.38)$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial P_i} = c_p \cdot \left(2 \cdot \frac{R_i}{U_i^2} \cdot P_i \right) + \lambda_{U_i} \cdot J_{U_i P_i} + \lambda_{P_{i-1}} \cdot J_{P_{i-1} P_i} + \lambda_{P_i} \cdot J_{P_i P_i} + \lambda_{Q_{i-1}} \cdot J_{Q_{i-1} P_i} = 0, \quad i = \overline{2, n} \quad (6.39)$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial Q_1} = c_p \cdot \left(2 \cdot \frac{R_1}{U_1^2} \cdot Q_1 \right) + \lambda_{U_1} \cdot J_{U_1 Q_1} + \lambda_{Q_1} \cdot J_{Q_1 Q_1} = 0 \quad (6.40)$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial Q_i} = c_p \cdot \left(2 \cdot \frac{R_i}{U_i^2} \cdot Q_i \right) + \lambda_{U_i} \cdot J_{U_i Q_i} + \lambda_{P_{i-1}} \cdot J_{P_{i-1} Q_i} + \lambda_{Q_{i-1}} \cdot J_{Q_{i-1} Q_i} + \lambda_{Q_i} \cdot J_{Q_i Q_i} = 0, \quad i = \overline{2, n} \quad (6.41)$$

Acest sistem de ecuații se poate scrie sub formă matriceală în felul următor:

$$\mathbf{A} \cdot \boldsymbol{\Lambda} = \mathbf{b} \quad (6.42)$$

în care: \mathbf{b} - vectorul termenilor liberi, \mathbf{A} - matricea coeficienților, $\boldsymbol{\Lambda}$ - vectorul multiplicatorilor Lagrange. O analiză atentă conduce la concluzia că matricea coeficienților este chiar transpusa matricei jacobiene de la determinarea stării sistemului:

$$\mathbf{A} = \mathbf{J}^t \quad (6.43)$$

Vectorul termenilor liberi este de forma:

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} c_p \cdot 2 \cdot \frac{P_1^2 + Q_1^2}{U_1^3} \cdot R_1 & -c_p \cdot 2 \cdot \frac{P_1}{U_1^2} \cdot R_1 & -c_p \cdot 2 \cdot \frac{Q_1}{U_1^2} \cdot R_1 & \dots \\ c_p \cdot 2 \cdot \frac{P_n^2 + Q_n^2}{U_n^3} \cdot R_n & -c_p \cdot 2 \cdot \frac{P_n}{U_n^2} \cdot R_n & -c_p \cdot 2 \cdot \frac{Q_n}{U_n^2} \cdot R_n & \dots \end{bmatrix}^t \quad (6.44)$$

Se observă că dacă se cunosc valorile variabilelor de stare, atunci se pot calcula elementele matricei \mathbf{A} și cei ai vectorului \mathbf{b} .

Prin derivarea funcției Φ în raport cu variabilele de optimizare, Q_{ci} , $i = \overline{1, n}$, se determină componentele gradientului $G = [G_1 \ G_2 \ G_3 \ \dots \ G_n]^t$ al acestei funcții. Aceste derivate sunt de forma:

$$\frac{\partial \Phi}{\partial Q_{ci}} = G_i = C_i - \lambda_{Q_i}, \quad i = \overline{1, n} \quad (6.45)$$

În conformitate cu cele prezentate, algoritmul de optimizare cuprinde următoarele etape principale:

- se stabilesc valorile inițiale pentru variabilele de optimizare Q_{ci} , $i = \overline{1, n}$, (cel mai simplu este să le considerăm nule);

- b) la o anumită iterație de optimizare o se soluționează în mod clasic, conform celor prezentate în paragraful 6.1.1, circulația de puteri, de unde rezultă valorile variabilelor de stare;
- c) la aceeași iterație o se determină valoarea multiplicatorilor Lagrange prin soluționarea sistemului liniar de ecuații (6.42);
- d) se calculează valoarea funcției obiectiv FOB și a funcției auxiliare ϕ ;
- e) se determină componentele gradientului funcției Φ , \mathbf{G}^{o-1} , după care se calculează noua direcție de deplasare \mathbf{D}^o cu relațiile specifice algoritmului Fletcher – Reeves:

$$\mathbf{D}^{o-1} = -\mathbf{G}^{o-1} + \beta \cdot \mathbf{D}^{o-2} \quad (6.46)$$

unde valoarea coeficientului de ponderare β se determină cu relația:

$$\beta = \frac{(G_1^{o-1})^2 + (G_2^{o-1})^2 + \dots + (G_n^{o-1})^2}{(G_1^{o-2})^2 + (G_2^{o-2})^2 + \dots + (G_n^{o-2})^2} \quad (6.47)$$

cu observația că la prima iterație respectiv la iterațiile la care o variabilă de control intră în limitare sau iese din limitare se consideră $\beta = 0$ (evident, la calculul sumelor se exclud termenii corespunzători variabilelor de control aflate în limitare superioară sau inferioară).

- f) se determină valoarea scalarului α , care indică mărimea deplasării după direcția găsită, folosind o metodă de interpolare parabolică cu pas constant [75];
- g) se calculează noile valori ale variabilelor de control Q_{ci} , $i = \overline{1, n}$ cu relațiile:

$$Q_{ci}^o = Q_{ci}^{o-1} + \alpha \cdot D_{ci}^{o-1}, \quad i = \overline{1, n} \quad (6.48)$$

verificându-se concomitent satisfacerea relațiilor de restricție (6.31) referitoare la Q_{ci} , $i = \overline{1, n}$ în maniera:

$$Q_{ci} = \begin{cases} Q_{ci}^{min} & \text{pentru } Q_{ci} < Q_{ci}^{min} \\ Q_{ci}^{max} & \text{pentru } Q_{ci} > Q_{ci}^{max} \\ Q_{ci} & \text{pentru } Q_{ci} \in [Q_{ci}^{min}; Q_{ci}^{max}] \end{cases}, \quad i = \overline{1, n} \quad (6.49)$$

- h) se verifică satisfacerea condiției de terminare a calculelor:

$$\left| Q_{ci}^k - Q_{ci}^{k-1} \right| < \varepsilon, \quad i = \overline{1, n} \quad (6.50)$$

Dacă condiția este îndeplinită calculul este terminat și ultimul set de valori Q_{ci} , $i = \overline{1, n}$ reprezintă soluția problemei de optimizare, în caz contrar se sare la pasul b) și se efectuează o nouă iterație de optimizare.

6.1.2.3. Program de calcul

Metodele prezentate au fost transpuse într-un program de calcul pentru soluționarea problemei de optimizare. Datele inițiale utilizate sunt următoarele: numărul n de posturi de transformare, caracteristicile tronsoanelor rețelei de distribuție (impedanța longitudinală $\underline{Z}_i = R_i + jX_i$, $i = \overline{1, n}$), puterile consumate

($\underline{S}_{Li} = P_{Li} + jQ_{Li}$, $i = \overline{1, n}$), tensiunea pe barele stației (U_0), limitele superioare și inferioare ale tensiunilor în nodurile rețelei (U_i^{min}, U_i^{max} , $i = \overline{1, n}$), limitele superioare și inferioare ale puterii reactive compensate în nodurile rețelei ($Q_{Ci}^{min}, Q_{Ci}^{max}$, $i = \overline{1, n}$), unde reprezintă costul specific al pierderilor de putere activă (C_p), costul specific unitar al bateriilor de condensatoare (C_i , $i = \overline{1, n}$) și coeficienții de ponderare privind penalizarea încălcării relațiilor de restricție referitoare la valorile tensiunilor nodale (p_{Uj} , $i = \overline{1, n}$).

Rezultatele oferite de program sunt conform opțiunii utilizatorului: de la rezultatele finale (puterile reactive date de bateriile de compensare, Q_{Ci} , $i = \overline{1, n}$, și valorile variabilelor de stare pentru regimul optim de funcționare – tensiunile nodale, U_j , $i = \overline{1, n}$, puterile active și reactive care circulă pe cele n tronsoane, P_i , $i = \overline{1, n}$, Q_i , $i = \overline{1, n}$) până la cele mai fine detalii ale proceselor iterative de calcul.

6.1.2.4. Aplicație

Pentru exemplificare se consideră rețeaua de distribuție de 20 kV din Fig.6.5, având $n = 3$ tronsoane. Parametrii celor trei tronsoane sunt dați în Tabelul 6.3, puterile consumate în Tabelul 6.4, iar tensiunea pe barele stației de transformare are valoarea de $U_0 = 22$ kV. Limitele minime și maxime ale tensiunilor în nodurile rețelei, respectiv cele ale puterilor reactive generate de bateriile de condensatoare sunt date în Tabelul 6.5. Costul specific al pierderilor de putere activă $C_p = 3$ u.b./MW, iar costurile specifice ale bateriilor de condensatoare au valorile $C_1 = C_2 = C_3 = 1$ u.b./MVAR. Se cere să se determine puterile reactive inductive generate de bateriile de condensatoare, astfel încât cheltuielile legate de regimul de funcționare considerat să fie minime, în condițiile satisfacerii restricțiilor privind tensiunile nodurilor și puterea de compensare. Erorile maxime admise pentru circulația de puteri sunt $\varepsilon_U = 0,005$ kV, $\varepsilon_P = \varepsilon_Q = 0,0001$ MVA, iar cea pentru procesul de optimizare are valoarea $\varepsilon = 0,1$ MVAR.

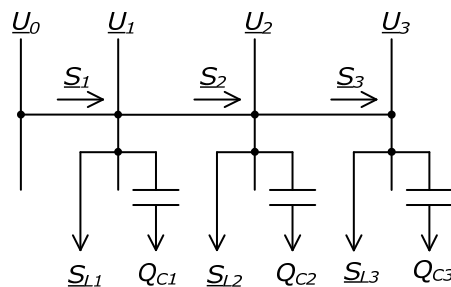


Fig.6.5. Reprezentarea simplificată a rețelei de distribuție cu 3 noduri.

Tabelul 6.3. Parametrii rețelei.

Tronson	1	2	3
Parametru			
R [Ω]	2,568	2,247	1,926
X [Ω]	2,672	2,338	2,004

Tabelul 6.4. Regimul de funcționare.

Nod	1	2	3
Putere			
P [MW]	4,00	2,50	1,50
Q [MVAR]	2,00	1,50	2,00

Tabelul 6.5. Restricții impuse.

Nod	1	2	3
Mărimă			
U^{min} [kV]	20	20	20
U^{max} [kV]	22	22	22
Q_c^{min} [MVAR]	0	0	0
Q_c^{max} [MVAR]	6	6	6

Inițializarea soluției se face în maniera uzuală:

$$Q_{c1} = Q_{c2} = Q_{c3} = 0$$

Se prezintă în detaliu calculele pentru prima iterație de optimizare:

- soluționarea clasică a circulației de puteri în condițiile date este prezentată în paragraful 6.1 conducând la următoarele valori ale mărimilor de stare:

$$\begin{cases} U_1 = 20.1718 ; P_1 = 4.0352 ; Q_1 = 5.8071 \\ U_2 = 18.8583 ; P_2 = 4.0352 ; Q_2 = 3.5367 \\ U_3 = 18.4851 ; P_3 = 1.5 ; Q_3 = 2,0000 \end{cases}$$

- se calculează elementele matricei coeficienților și cei ai vectorului termenilor liberi pentru sistemul liniar de ecuații (6.42), apoi se determină valoarea multiplicatorilor Lagrange prin soluționarea acestui sistem cu o metodă directă [72], coeficienții de ponderare având valorile $p_{U1} = p_{U2} = p_{U3} = 1$, iar coeficientul de penalizare valoarea $r = 2$:

$$A = \begin{matrix} & U_1 & P_1 & Q_1 & U_2 & P_2 & Q_2 & U_3 & P_3 & Q_3 \\ \begin{matrix} U_1 \\ P_1 \\ Q_1 \\ U_2 \\ P_2 \\ Q_2 \\ U_3 \\ P_3 \\ Q_3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 40.001 & 0 & 0 & -40.3437 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 5.696 & -1,000 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 5.736 & 0 & -1,000 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.028 & -0.0287 & 37.5323 & 0 & 0 & -37.72 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.0728 & 0.0758 & 6.907 & -1,000 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0638 & 1.0664 & 7.1068 & 0 & -1,000 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0.0038 & -0.004 & 36.955 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.0009 & 0.0176 & 3.9198 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0225 & 1.0235 & 4.0984 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

$$b = \begin{bmatrix} -0.1925 \\ 0.3141 \\ 0.2199 \\ -4.6496 \\ 0.2185 \\ 0.1915 \\ -6.071 \\ 0.0507 \\ 0.0676 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0.300 & 2.024 & 1.942 & 0.293 & 4.56 & 4.473 & 0.165 & 5.342 & 5.426 \end{bmatrix}^t$$

se calculează valoarea funcției obiectiv FOB și a funcției auxiliare ϕ cu relațiile (6.32) și (6.33) rezultând:

$$FOB = 2.8265; \quad \phi = 10.0234$$

Diferența de valoare dintre cele două funcții se datorează încălcării unor relații de restricție privind valorile tensiunilor în noduri (se observă că U_2 și U_3 sunt mai mici decât limita inferioară admisă).

- se determină componentele gradientului \mathbf{G} , cu relația (6.45), și cele ale direcției de deplasare \mathbf{D} , cu relația (6.46), rezultând:

$$\begin{cases} G_1 = -1.842 ; & D_1 = 1.842 \\ G_2 = -4.3733 ; & D_2 = 4.3733 \\ G_3 = -5.3259 ; & D_3 = 5.3259 \end{cases}$$

Evident, fiind vorba despre prima iterație, $\beta = 0$, deci componentele direcției sunt egale în valoare absolută cu cele ale gradientului. Valorile pozitive ale componentelor direcției de deplasare indică necesitatea creșterii gradului de compensare pentru fiecare nod al rețelei.

- se determină valoarea scalarului α , care indică mărimea deplasării după direcția găsită, folosind o metodă de interpolare parabolică cu pasul $h = 1$ (evident, pentru fiecare set nou de valori ale variabilelor de control se recalculază circulația de puteri, fiind indicate doar rezultatele):

$$a_0 = 0 \Rightarrow \begin{cases} Q_{c1} = 0 \\ Q_{c2} = 0 \\ Q_{c3} = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U_1 = 20.172; P_1 = 4.0352; Q_1 = 5.8071 \\ U_2 = 8.858; P_2 = 4.0352; Q_2 = 3.5367 \\ U_3 = 18.485; P_3 = 1.5 ; Q_3 = 2,0000 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} FOB_0 = 2.827 \\ \phi_0 = 10.0234 \end{cases}$$

$$a_1 = h = 1 \Rightarrow \begin{cases} Q_{c1} = 0 + 1 \cdot 1.842 = 1.842 \\ Q_{c2} = 0 + 1 \cdot 4.3733 = 4.3733 \\ Q_{c3} = 0 + 1 \cdot 5.3259 = 5.3259 \end{cases} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \begin{cases} U_1 = 21.6277 ; P_1 = 8.4146 ; Q_1 = -5.6097 \\ U_2 = 21.9172 ; P_2 = 4.0526 ; Q_2 = -6.1445 \\ U_3 = 22.0841 ; P_3 = 1.5 ; Q_3 = -3.3259 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} FOB_1 = 4.0824 \\ \phi_1 = 4.0824 \end{cases}$$

$$a_3 = 2 \cdot h = 2 \Rightarrow \begin{cases} Q_{c1} = 0 + 2 \cdot 1.842 = 3.684 \\ Q_{c2} = 0 + 2 \cdot 4.3733 = 8.7466 \\ Q_{c3} = 0 + 2 \cdot 5.3259 = 10.6518 \end{cases} \Rightarrow$$

$$\begin{cases} U_1 = 22.5683 ; P_1 = 9.7077 ; Q_1 = -15.8054 \\ U_2 = 24.0165 ; P_2 = 4.2456 ; Q_2 = -15.6428 \\ U_3 = 24.5907 ; P_3 = 1.5 ; Q_3 = -8.6517 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} FOB_3 = 12.6353 \\ \phi_3 = 34.1912 \end{cases}$$

$$a_{optim} = \frac{h \cdot (3 \cdot \phi_0 - 4 \cdot \phi_1 + \phi_2)}{2 \cdot (\phi_0 - 2 \cdot \phi_1 + \phi_2)} = 0.6648$$

- se calculează noile valori ale variabilelor de control Q_{ci} , $i = \overline{1, n}$ cu relațiile (6.48) rezultând

$$\begin{cases} Q_{c1} = 0 + 0.6648 \cdot 1.842 = 1.224534 \\ Q_{c2} = 0 + 0.6648 \cdot 4.3733 = 2.90736 \\ Q_{c3} = 0 + 0.6648 \cdot 5.3259 = 3.540642 \end{cases}$$

Se observă că nu se încalcă limitele impuse asupra puterilor de compensare, deci valorile calculate sunt corespunzătoare.

Sinteza rezultatelor pentru următoarele iterații este prezentată în continuare:

Iterația 2:

- circulația de puteri pentru ultimul set de valori ale variabilelor de optimizare:

$$\begin{cases} U_1 = 21.2184 ; P_1 = 8.1994 ; Q_1 = -1.9651 \\ U_2 = 21.042 ; P_2 = 4.0201 ; Q_2 = -2.9271 \\ U_3 = 21.0495 ; P_3 = 1.5 ; Q_3 = -1.5406 \end{cases}$$

- valorile multiplicatorilor Lagrange:

$$\Lambda = [0.0042 \quad 0.3043 \quad -0.0453 \quad 0.0015 \quad 0.5041 \quad -0.1741 \quad 0 \quad 0.5418 \quad -0.2181]^t$$

- funcția obiectiv FOB și funcția auxiliare ϕ :

$$FOB = 2.5819; \quad \phi = 2.5819$$

- gradientul \mathbf{G} , scalarul β și direcția de deplasare \mathbf{D} :

$$\begin{cases} G_1 = 0.145332 ; & D_1 = -0.138185 \\ G_2 = 0.274144 ; & \beta = 0.0039; & D_2 = -0.257175 \\ G_3 = 0.318055 ; & D_3 = -0.29739 \end{cases}$$

- scalarul α :

$$a_{optim} = 3.3735$$

- variabilelor de control Q_{ci} , $i = \overline{1, n}$:

$$\begin{cases} Q_{c1} = 0.758365 \\ Q_{c2} = 2.039776 \\ Q_{c3} = 2.537394 \end{cases}$$

Iterația 3:

- circulația de puteri pentru ultimul set de valori ale variabilelor de optimizare:

$$\begin{cases} U_1 = 20.9383 ; P_1 = 8.1438 ; Q_1 = 0.3141 \\ U_2 = 20.4668 ; P_2 = 4.0118 ; Q_2 = -1.0649 \\ U_3 = 20.3769 ; P_3 = 1.5 ; Q_3 = -0.5374 \end{cases}$$

- valorile multiplicatorilor Lagrange:

$$\Lambda = [0.0038 \quad 0.3079 \quad 0.0316 \quad 0.0012 \quad 0.5212 \quad -0.0153 \quad 0 \quad 0.5634 \quad -0.0324]^t$$

- funcția obiectiv FOB și funcția auxiliare Φ :

$$FOB = 2.1321; \quad \Phi = 2.1321$$

- gradientul \mathbf{G} , scalarul β și direcția de deplasare \mathbf{D} :

$$\begin{cases} G_1 = 0.0684 ; & D_1 = -0.0932 \\ G_2 = 0.1153 ; & \beta = 0.1799; & D_2 = -0.1616 \\ G_3 = 0.1324 ; & D_3 = -0.1859 \end{cases}$$

- scalarul α :

$$a_{optim} = 1.6151$$

- variabilelor de control Q_{ci} , $i = \overline{1, n}$:

$$\begin{cases} Q_{c1} = 0.607768 \\ Q_{c2} = 1.778807 \\ Q_{c3} = 2.23716 \end{cases}$$

Se observă că este îndeplinită condiția de oprire, deci calculul este terminat și ultimul set de valori Q_{ci} , $i = \overline{1, n}$ reprezintă soluția problemei.

Dacă se continuau calculele, pentru următoarele iterații se obțineau soluțiile din Tabelul 6.6, fără o îmbunătățite sensibilă a valorii funcției obiectiv și fără o scădere semnificativă a valorii absolute a componentelor gradientului,

Tabelul 6.6. Rezultate obținute.

Nr. iterație	Q_{c1}	Q_{c2}	Q_{c3}	FOB	Φ
1	0	0	0	2.8265	10.0234
2	1.224534	2.90736	3.540642	2.5819	2.5819
3	0.758365	2.039776	2.537394	2.1321	2.1321
4	0.607768	1.778807	2.23716	2.0702	2.0702
5	0.489423	1.594552	2.027953	2.049	2.049
6	0.393129	1.487147	1.912739	2.0453	2.0453
7	0.079091	1.566507	2.090248	2.0429	2.0429
8	0	1.538679	2.085366	2.0421	2.0421

Rezultatele obținute pentru această aplicație evidențiază câteva concluzii valabile și pentru rețele de distribuție mai extinse:

- convergența procesului de optimizare este foarte bună, soluția fiind obținută în 3-4 iterații;
- valoarea funcției obiectiv se reduce semnificativ doar la primele 2-3 iterații, următoarele iterații nefiind necesare practic (condiția de terminare a procesului de calcul a fost bine aleasă);
- optimul nu este pronunțat ci este foarte plat;

d) nu există practic o singură soluție optimă (un singur set de valori ale variabilelor de control), ci o zonă de optim, care pentru problema discutată se prezintă în modul următor:

$$Q_{C1} \in [0,76; 0,00]; \quad Q_{C2} \in [2,04; 1,54]; \quad Q_{C3} \in [2,54; 2,09].$$

6.1.3. Verificarea condițiilor de amplificare a regimului deformant

O amplasare optimă a bateriilor de condensatoare într-o rețea electrică de distribuție poluată trebuie completată cu o verificare a condițiilor de amplificare a tensiunilor armonice în nodurile de compensare. În acest sens, rețeaua electrică de la aplicația de mai sus a fost simulată cu Matlab Simulink și a fost considerat un regim deformant corespunzător armonicilor de rang 3, respectiv 13. În Tabelul 6.7 se prezintă valorile tensiunilor armonice în nodurile 2 și 3 înainte de conectarea bateriilor de condensatoare. După conectarea bateriilor de condensatoare, noile valori ale tensiunilor armonice în noduri sunt cele din Tabelul 6.8.

Tabelul 6.7. Tensiunile armonice înainte de conectarea bateriilor de condensatoare.

Nod	U1		U3		U13		THDU
	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]	
2	11397.98	-4.6	494.4	39.5	148.14	-87.24	0.03547
3	11144.31	-4.15	408.08	48.88	56.94	-20.13	0.04562

Tabelul 6.8. Tensiunile armonice după conectarea bateriilor de condensatoare.

Nod	U1		U3		U13		THDU
	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]	
2	11656.68	-5.90	503.55	22.98	46.98	-83.37	0.0435
3	11586.39	-6.39	581.32	23.38	112.47	-84.05	0.05121

Se constată o ușoară amplificare a tensiunilor armonice, însă nesemnificativă, având în vedere faptul ca normativul Pe 143/2001 acceptă o valoare de 0.08 pentru coeficientul total de distorsiune al tensiunii. Totuși, în condițiile unui regim deformant mai pronunțat pot apărea probleme în ceea ce privește amplificarea regimului deformant ca urmare a instalării bateriilor de condensatoare.

În condițiile în care de multe ori în practică bateriile de condensatoare sunt plasate în rețelele electrice existente, în funcție de particularitățile arhitecturii rețelei, a entităților care le gestionează și a nevoilor consumatorilor, se impune un algoritm de conducere eficientă a procesului de compensare a puterii reactive, bazat pe monitorizarea on-line a regimului deformant din nodul unde urmează să se instaleze baterii de condensatoare.

6.2. Algoritm de alegere și amplasare a surselor de putere reactivă

După cum s-a arătat în capitolul 5 al lucrării, montarea bateriilor de condensatoare pentru compensarea puterii reactive în rețelele electrice ridică probleme suplimentare dacă în rețea este prezent regimul deformant, datorate în

principal producerii fenomenului de amplificare a regimului deformant. Poate rezulta astfel, pe de o parte o creștere a valorilor nivelurilor armonice de tensiune peste valorile admisibile, atât la consumator cât și în rețeaua furnizorului sau a consumatorilor apropiați și deci devine imperativă adoptarea unor măsuri de limitare a acestora, iar pe de altă parte amplificarea regimului deformant în curenți, efecte ce pot conduce la suprasolicitarea electrică și termică a condensatoarelor.

Acestea sunt motivele pentru care se impune cunoașterea și estimarea cantitativă cu anticipație a acestor efecte secundare ale instalării bateriilor de condensatoare, bineînțeles urmate de considerarea lor în calculele de dimensionare, cu atât mai mult cu cât, la ora actuală regimul deformant este prezent în foarte multe noduri ale rețelelor electrice de distribuție.

Astfel, după stabilirea nodurilor în care vor fi instalate baterii de condensatoare, precum și valoarea puterii reactive a acestora, pe baza impedanței armonice a rețelei văzute în fiecare nod, se vor verifica cele două condiții descrise în capitolul 5. Dacă cel puțin una din cele două condiții nu este îndeplinită, atunci în nodul respectiv se va instala un filtru în locul bateriei de condensatoare, iar nodurile în care se instalează baterii de condensatoare vor fi ordonate în funcție de coeficientul de sensibilitate definit de expresia:

$$S_i = \frac{THD_{U_i^*} - THD_{U_i}}{Q_i} \quad (6.51)$$

unde:

$THD_{U_i^*}$ – coeficientul total de distorsiune al tensiunii în nodul i , după conectarea bateriei de condensatoare;

THD_{U_i} – coeficientul total de distorsiune al tensiunii în nodul i , înainte de conectarea bateriei de condensatoare;

Q_i – puterea reactivă de compensare a bateriei de condensatoare din nodul i .

Acest coeficient surprinde cu cât se modifică tensiunea armonică în nod la instalarea bateriei de condensatoare, iar valoarea sa evident trebuie să fie cât mai mică. Utilitatea coeficientului de sensibilitate definit de (6.51) este aceea că el ne dă informații despre riscul la care sunt expuse bateriile de condensatoare instalate în noduri și eventual stabilirea unor priorități în ceea ce privește instalarea de noi baterii în rețea sau alimentarea unor noi consumatori deformanți. Astfel, instalarea unor noi baterii de condensatoare sau conectarea unor noi consumatori deformanți se va face în nodurile cu un coeficient de sensibilitate redus, deoarece aici avem o rezervă de amplificare a regimului deformant.

În continuare se prezintă aplicația soft aferentă alegerii și amplasării surselor de putere reactivă în rețeaua poluată armonic. Valorile admisibile ale coeficienților de distorsiune ai tensiunii în nod, respectiv curentului prin bateria de condensatoare au fost stabilite astfel:

1. $THDU_{adm} = 0.08$ – valoare impusă de normativul PE 143/2001;

2. $THDI_{bcadm} = 0.83$ – valoare rezultată ca urmare a respectării condiției $I_{bc} < 1,3 I_n$ și demonstrată în paragraful 5.1.1.

În Fig.6.6 se prezintă, descriptiv, schema logică a instrumentului soft conceput, iar în Fig.6.7 schema logică explicită care prezintă algoritmul pe care se bazează conceperea aplicației soft de alegere și amplasare a surselor de putere reactivă.

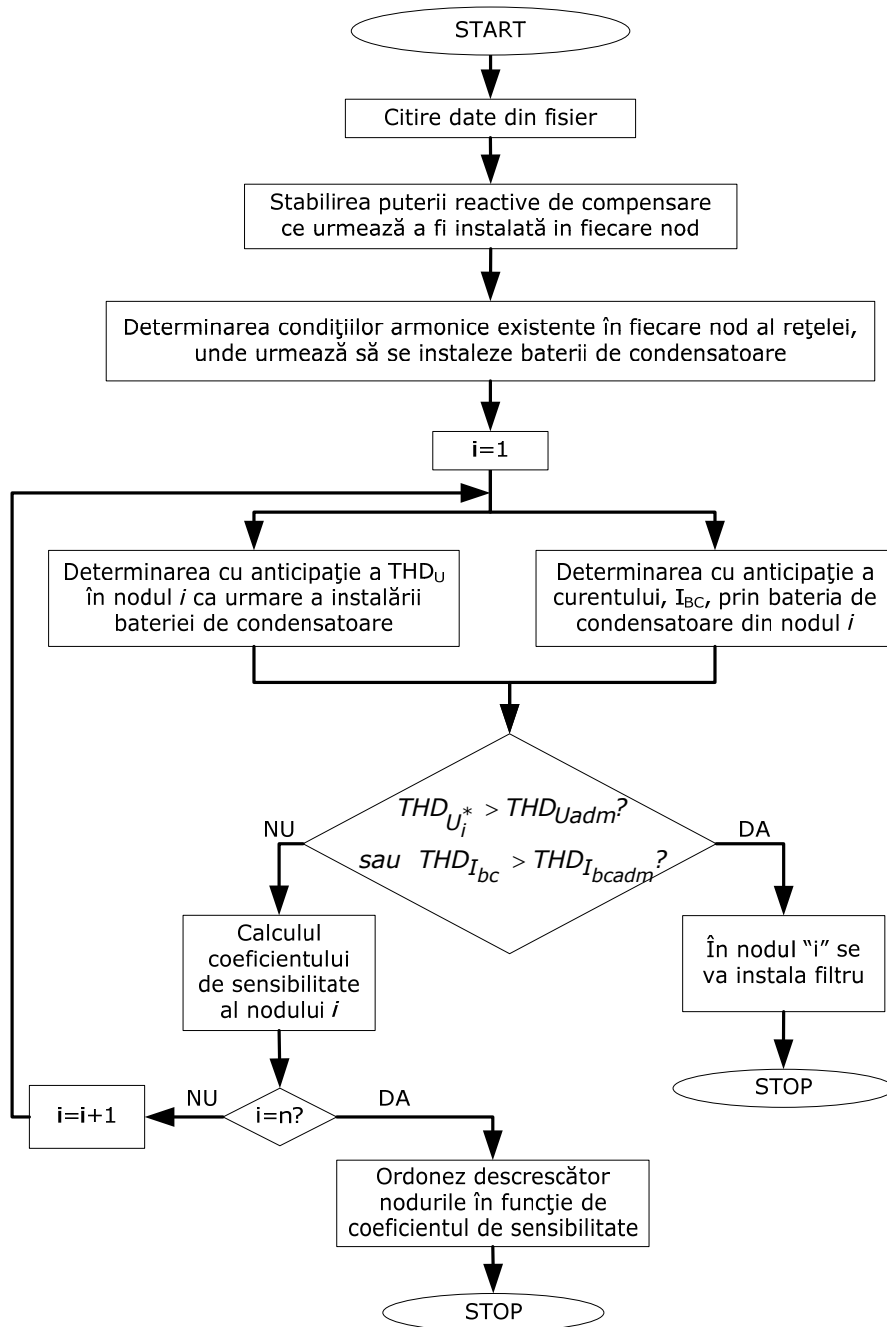


Fig.6.6. Schema logică aferentă aplicației concepute.

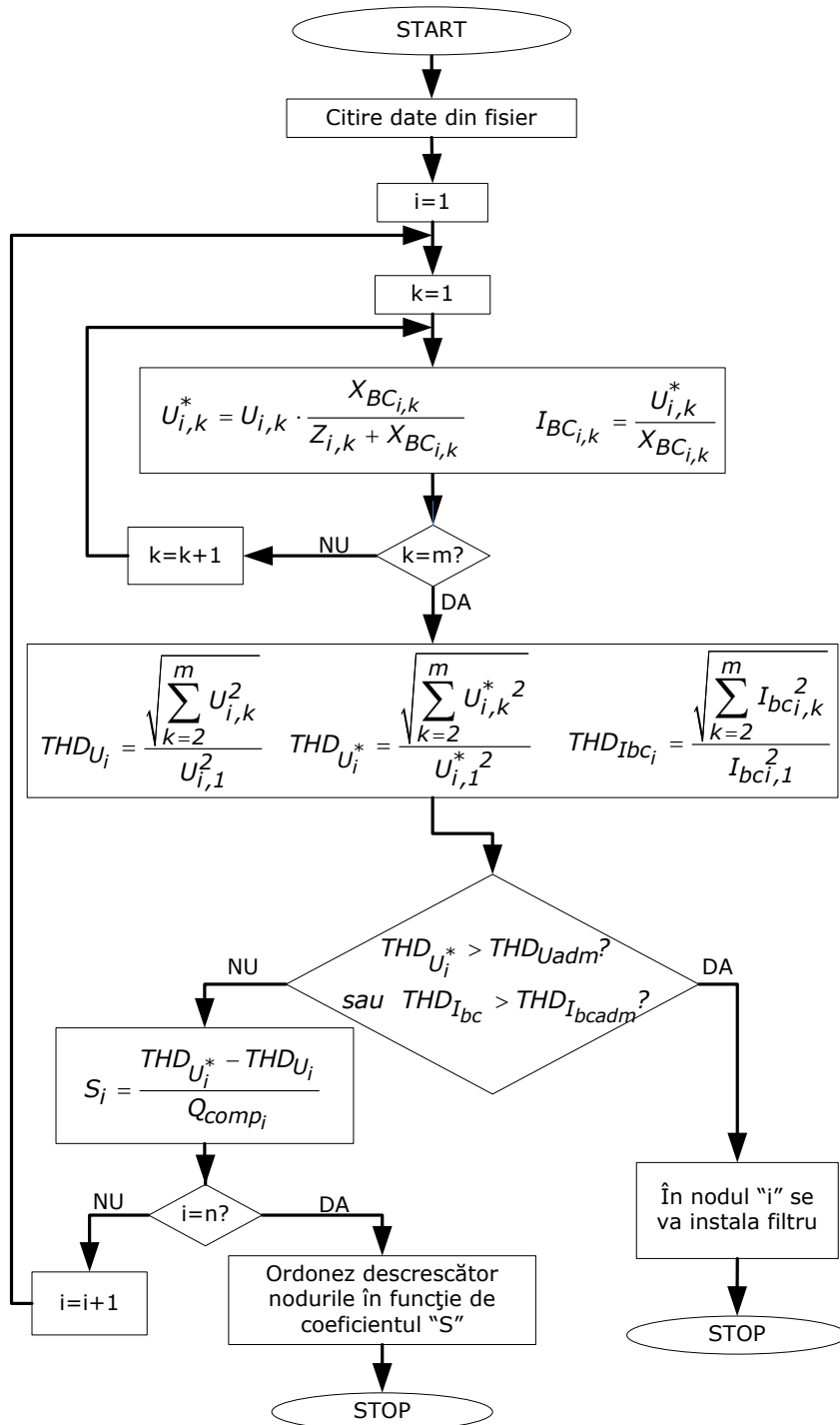


Fig.6.7. Algoritmul de alegere și amplasare a surselor de putere reactivă.

Fișierul din care se citesc datele conține atât date generale:

n - numărul de noduri;

m - rangul celei mai mari armonice considerate;

$THDU_{adm}$ - coeficientul total de distorsiune admisibil al tensiunii;

$THDI_{bcadm}$ - coeficientul total de distorsiune admisibil al curentului prin bateria de condensatoare;

cât și mărimi armonice specifice fiecărui nod:

$X_{BC\ i,k}$ - reactanța armonică a bateriei de condensatoare ce urmează să se instaleze în nodul i ;

$U_{i,k}$ - tensiunea armonică în nodul i , înainte de instalarea bateriei de condensatoare;

$Z_{i,k}$ - impedanța armonică văzută în nodul i , de instalarea bateriei de condensatoare;

Softul elaborat citește dintr-un fișier de tip text datele inițiale necesare găsirii soluției de alegere și amplasare a surselor de putere reactivă: numărul de noduri, numărul de armonici considerate, tensiunea armonică în fiecare nod, impedanța armonică văzută în fiecare nod, reactanța bateriilor de condensatoare ce urmează a fi instalate, coeficienții de distorsiune admisibili ai tensiunii, respectiv curentului prin bateria de condensatoare. În Fig.6.9 se prezintă fereastra ce conține aceste date. Trebuie menționat faptul că în matricele corespunzătoare tensiunii armonice în nod, impedanței armonice văzute în noduri și reactanței armonice a bateriilor de condensatoare, elementele sunt numere complexe, prima dintre valorile fiecărei coloane reprezentând partea reală, iar cea de-a doua partea imaginară. Aceste matrice pot avea diferite dimensiuni ale laturilor sau coloanelor, în funcție de numărul de noduri, respectiv de numărul de armonici considerate în studiu. Fig.6.10 prezintă date caracteristice fiecărui nod: tensiune, coeficienții de distorsiune ai tensiunii și curentului prin bateria de condensatoare, valoarea efectivă a curentului prin bateria de condensatoare, coeficient de sensibilitate.

6.2.1. Aplicație.

Pentru exemplificare se consideră rețeaua de distribuție din Fig.6.8 având 10 noduri consumatoare în care se vor instalează baterii de condensatoare la nivelul de 0,4 kV. Regimul de funcționare, atât din punct de vedere al puterilor activă și reactivă consumate cât și al puterii reactive instalate în bateriile de condensatoare și al amplitudinilor curenților armonici injectați în noduri se prezintă în Tabelul 6.9. Acest regim pronunțat deformant în nodurile 2 și 3 a fost ales intenționat ales astfel încât, pentru doar 3 armonici superioare (7, 9, 11), să fie necesară instalarea unui filtru.

Tabelul 6.9. Regimul de funcționare al rețelei în cele 10 noduri.

Nod	P[kW]	Q[kVAr]	Qbc[kVAr]	I9 [A]	I7 [A]	I11 [A]
0	800	910	400	95	80	95
1	900	700	350	80	80	80
2	200	700	450	150	250	150
3	800	750	450	150	80	150
4	850	700	400	50	70	60
5	700	600	200	20	40	30
6	750	700	200	20	20	20
7	750	700	50	20	20	20
8	450	300	100	20	40	30
9	400	200	50	20	20	20

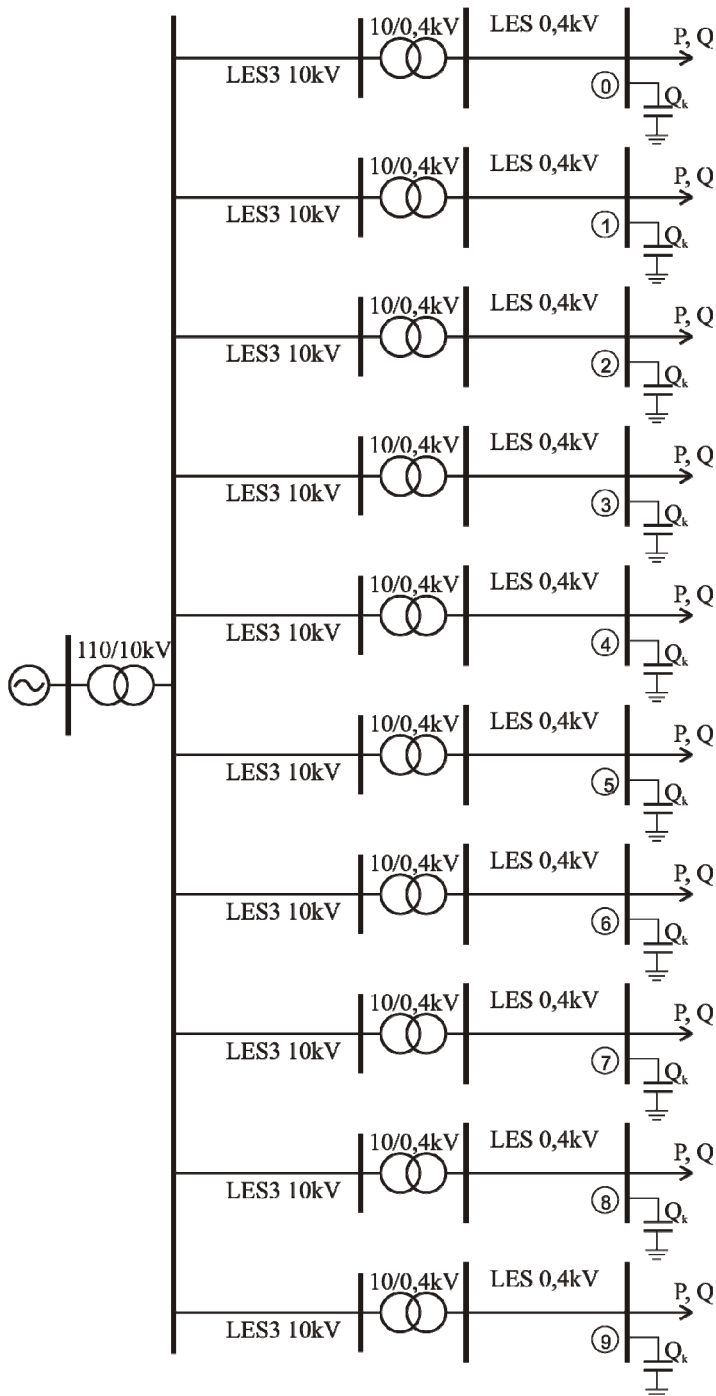


Fig.6.8. Schema rețelei electrice utilizate în aplicație.

Tensiunile armonice din noduri înainte de instalarea bateriilor de condensatoare prezentate în Tabelul 6.10 au fost preluate din mediul de simulare. De asemenea în Tabelul 6.11 se prezintă impedanțele armonice văzute în noduri înainte de instalarea bateriilor de condensatoare.

Tabelul 6.10. Tensiunea armonică în nodurile consumatoare înainte de instalarea bateriilor de condensatoare.

Nod	U1		U7		U9		U11	
	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]
0	222.96	-3.83	6	-29.77	1.17	48.46	2.68	63.77
1	218.53	-3.81	5.44	-32.63	0.63	26.93	2	61.78
2	219.31	-2.47	6.19	43.87	3.41	67.61	5.24	77.84
3	218.17	-3.6	6.33	-29.04	3.17	63.88	4.98	66.41
4	218.53	-3.71	5.91	-33.58	0.93	-68.55	1.07	56.41
5	219.74	-3.47	5.57	-42.42	1.71	-85.03	0.34	-60.06
6	218.94	-3.53	5.87	-47.53	1.7	-85.87	0.71	-82.51
7	218.94	-3.53	5.87	-47.53	1.7	-85.87	0.71	-82.51
8	222.44	-3.1	5.53	-40.43	1.75	-82.7	0.33	-60.76
9	223.33	-3.04	5.83	-44.79	1.76	-82.37	0.71	-81.98

Tabelul 6.11. Impedanța armonică văzută în noduri înainte de instalarea bateriilor de condensatoare.

Nod	Z1		Z7		Z9		Z11	
	Modul [Ω]	Faza [°]	Modul [Ω]	Faza [°]	Modul [Ω]	Faza [°]	Modul [Ω]	Faza [°]
0	0.006537	79.42	0.03543	69.63	0.04897	72.63	0.05936	69.53
1	0.006385	79.44	0.03451	69.52	0.04763	71.6	0.05763	67.94
2	0.006414	80.99	0.0374	79.43	0.04957	77.55	0.06139	82.93
3	0.006376	79.68	0.03469	69.36	0.04782	72.96	0.05814	70
4	0.006387	79.55	0.03465	69.59	0.04784	72.2	0.05791	68.95
5	0.006419	79.84	0.03513	72.6	0.04841	75.02	0.05948	72.46
6	0.006392	79.77	0.0349	72.06	0.04806	74.23	0.05894	71.49
7	0.006392	79.77	0.0349	72.06	0.04806	74.23	0.05894	71.49
8	0.006506	80.28	0.03598	75.78	0.04968	79.13	0.0612	77.42
9	0.006534	80.35	0.03616	76.45	0.04998	79.95	0.06163	78.39

După cum se poate constata din Fig.6.10, în nodul 2 ambii coeficienți de distorsiune ($THD_U=0.11824$, $THD_I=0.86633$) depășesc valorile impuse de algoritm, iar în nodul 3 coeficientul total de distorsiune al tensiunii ($THD_U=0.0806$) depășește valoarea admisibilă, deci bateriile de condensatoare vor trebui înlocuite cu filtre. Softul a fost conceput astfel încât dacă se impune instalarea de filtre într-un nod sa nu se mai afișeze coeficientul de sensibilitate corespunzător nodului respectiv. De asemenea, în Fig.6.11 se prezintă nodurile sortate în funcție de coeficientul de sensibilitate. Prin instalarea de filtre refulante va scădea impedanța armonică văzută în nod și deci implicit tensiunea armonică în nod. În continuare se vor dimensiona filtre refulante ce vor fi instalate în aceste noduri.

Armonica de curent având rangul cel mai mic este în general armonica de rang cinci, iar frecvența de acord a filtrului refulant este de obicei de 215 Hz. Această valoare s-a stabilit astfel încât să fie suficient de aproape de frecvența armonicii de rang cinci și deci impedanța armonică să aibă o valoare cât mai mică pentru frecvența acesteia și în același timp suficient de departe ca un eventual

dezacord al filtrului refulant să nu conducă la rezonanță chiar pentru frecvența armonicilor de rang cinci și deci la un efect contrar celui scontat.

Este evident faptul că nu se va face acordul bobinei pentru frecvența de 215 Hz dacă în rețea există injecții de curenți armonici de rang mai mic decât cinci sau dacă amortizarea rețelei pe această frecvență este scăzută.

La dimensionarea filtrelor se va folosi un singur circuit rezonant format din capacitatea C_k și inductivitatea L_k ce va produce totodată compensarea până la nivelul dorit a puterii reactive pe fundamentală.

Notând cu Q_1 puterea reactivă necesară pentru compensare pe fundamentală, care este de fapt puterea reactivă a bateriei de condensatoare ce urmează a fi înlocuită cu filtru, se poate determina capacitatea C_1 corespunzătoare reactanței capacitive echivalente pe fundamentală X_{C1} .

$$Q_1 = \frac{U_1^2}{X_{C1}} = \omega_1 \cdot C_1 \cdot U_1^2 \quad (6.52)$$

unde U_1 este tensiunea de linie a rețelei, iar ω_1 pulsația pe fundamentală. Rezultă:

$$C_1 = \frac{Q_1}{\omega_1 \cdot U_1^2} \quad (6.53)$$

Se egalează cele două expresii valabile pentru reactanța capacitivă echivalentă pe fundamentală:

$$X_{C1} = \frac{1}{\omega_1 \cdot C_1} = \frac{1}{\omega_1 \cdot C_k} - \omega_1 \cdot L_k \quad (6.54)$$

de unde rezultă:

$$C_1 = C_k \cdot \frac{1}{1 - \omega_1^2 \cdot L_k \cdot C_k} \quad (6.55)$$

Folosind condiția de rezonanță $L_k \cdot C_k = \frac{1}{\omega_k^2}$, se obține: $C_1 = \frac{C_k}{1 - \frac{\omega_1^2}{\omega_k^2}}$.

Raportul pulsațiilor fiind egal cu raportul rangurilor armonicilor, rezultă:

$$C_1 = C_k \cdot \frac{k^2}{k^2 - 1}, \text{ respectiv } C_k = C_1 \cdot \frac{k^2 - 1}{k^2}.$$

Înlocuind acum capacitatea C_1 cu expresia (6.53) se obține:

$$C_k = \frac{Q_1}{\omega_1 \cdot U_1^2} \cdot \frac{k^2 - 1}{k^2} \quad (6.56)$$

și apoi, din condiția de rezonanță, inductivitatea filtrului:

$$L_k = \frac{1}{\omega_k^2 \cdot C_k} \quad (6.57)$$

Revenind acum la aplicația prezentată, în nodurile 2 și 3 se vor instala filtre având capacitatea:

$$C_{215} = \frac{450 \cdot 10^3}{100 \cdot \pi \cdot 400^2} \cdot \frac{4.3^2 - 1}{4.3^2} = 8468.28 \mu F$$

și inductivitatea:

$$L_{215} = \frac{10^6}{(215 \cdot 2 \cdot \pi)^2 \cdot 8468.28} = 0.647 \mu H$$

După instalarea filtrelor în nodurile 2 și 3 se face o nouă sortare a nodurilor în funcție de coeficientul de sensibilitate, Fig.6.12. Se constată faptul că în cele două noduri coeficientul de sensibilitate are o valoare negativă, -2.541, respectiv -2.365 lucru explicabil prin faptul că instalarea unui filtru refulant conduce la o micșorare a impedanței armonice văzute în nod, și deci implicit a tensiunii armonice. Așadar coeficientul total de distorsiune al tensiunii va fi mai mic după instalarea filtrului, $THD_{U_i^*} < THD_{U_i}$.

Algorithm													
Date Principale													
Numarul de noduri				10				Numarul de armonici considerate				4	
Coeficientul total admis de distorsiune al tensiunii				0.08				Coeficientul total admis de distorsiune al curentului				0.83	
Tensiunea armonica in noduri													
222.46	-14.894	218.04	-14.522	219.10	-9.4527	217.73	-13.700	218.07	-14.142	219.33	-13.301	218.52	-13.482
5.2080	-2.9795	4.5812	-2.9337	4.4620	4.2903	5.5340	-3.0731	4.9235	-3.2692	4.1115	-3.7577	3.9630	-4.3303
0.7758	0.8758	0.5617	0.2854	1.2984	3.1531	1.3952	2.8465	0.3400	-0.8656	0.1478	-1.7036	0.1221	-1.6956
1.1841	2.4042	0.9455	1.7624	1.1029	5.1226	1.9323	4.5641	0.5919	0.8914	0.1697	-0.2946	0.0924	-0.7040
Impedanta armonica vazuta in noduri													
0.0012	0.0064	0.0012	0.0063	0.0010	0.0063	0.0011	0.0063	0.0012	0.0063	0.0011	0.0063	0.0011	0.0063
0.0123	0.0332	0.0121	0.0323	0.0069	0.0368	0.0122	0.0325	0.0121	0.0325	0.0105	0.0335	0.0107	0.0332
0.0146	0.0467	0.0150	0.0452	0.0107	0.0484	0.0140	0.0457	0.0146	0.0456	0.0125	0.0468	0.0131	0.0463
0.0208	0.0556	0.0216	0.0534	0.0075	0.0609	0.0199	0.0546	0.0208	0.0540	0.0179	0.0567	0.0187	0.0559
Reactanta armonica a bateriilor de condensatoare ce urmeaza a fi instalata													
0.0000	-0.3728	0.0000	-0.4093	0.0000	-0.3206	0.0000	-0.3173	0.0000	-0.3582	0.0000	-0.7243	0.0000	-0.7190
0.0000	-0.0533	0.0000	-0.0585	0.0000	-0.0458	0.0000	-0.0453	0.0000	-0.0512	0.0000	-0.1035	0.0000	-0.1027
0.0000	-0.0414	0.0000	-0.0455	0.0000	-0.0356	0.0000	-0.0353	0.0000	-0.0398	0.0000	-0.0805	0.0000	-0.0799
0.0000	-0.0339	0.0000	-0.0372	0.0000	-0.0291	0.0000	-0.0288	0.0000	-0.0326	0.0000	-0.0658	0.0000	-0.0654

Fig.6.9. Date generale, respectiv mărimi armonice specifice fiecărui nod.

Lista Nodurilor

Nodul 0

THDU	<input type="text" value="0.06284"/>	Valoarea efectiva a curentului prin BC	<input type="text" value="670.00"/>
THDIbc	<input type="text" value="0.46082"/>	Coeficientul de sensibilitate	<input type="text" value="8.227"/>

Nodul 1

THDU	<input type="text" value="0.05201"/>	Valoarea efectiva a curentului prin BC	<input type="text" value="580.41"/>
THDIbc	<input type="text" value="0.38210"/>	Coeficientul de sensibilitate	<input type="text" value="7.238"/>

Nodul 2

THDU	<input type="text" value="0.11824"/>	Valoarea efectiva a curentului prin BC	<input type="text" value="923.17"/>
THDIbc	<input type="text" value="0.86633"/>		

INSTALEAZA FILTRU

Nodul 3

THDU	<input type="text" value="0.08060"/>	Valoarea efectiva a curentului prin BC	<input type="text" value="821.86"/>
THDIbc	<input type="text" value="0.61072"/>		

INSTALEAZA FILTRU

Nodul 4

THDU	<input type="text" value="0.06222"/>	Valoarea efectiva a curentului prin BC	<input type="text" value="678.96"/>
THDIbc	<input type="text" value="0.44192"/>	Coeficientul de sensibilitate	<input type="text" value="8.603"/>

Fig.6.10.a) Lista mărimilor caracteristice fiecărui nod.

Lista Nodurilor			
Nodul 5			
THDU	0.04092	Valoarea efectiva a curentului prin BC	320.03
THDlbc	0.30563	Coeficientul de sensibilitate	7.180
Nodul 6			
THDU	0.04356	Valoarea efectiva a curentului prin BC	323.56
THDlbc	0.33089	Coeficientul de sensibilitate	7.728
Nodul 7			
THDU	0.03074	Valoarea efectiva a curentului prin BC	78.18
THDlbc	0.22391	Coeficientul de sensibilitate	1.321
Nodul 8			
THDU	0.03171	Valoarea efectiva a curentului prin BC	154.49
THDlbc	0.23170	Coeficientul de sensibilitate	5.588
Nodul 9			
THDU	0.03011	Valoarea efectiva a curentului prin BC	76.58
THDlbc	0.21989	Coeficientul de sensibilitate	5.322

Fig.6.10.b) Lista mărimilor caracteristice fiecărui nod. (Continuare)

Lista Nodurilor sortate după coeficientul de sensibilitate

Nodul 2

THDU Valoarea efectivă a curentului prin BC
 THDlbc

INSTALEAZĂ FILTRU

Nodul 3

THDU Valoarea efectivă a curentului prin BC
 THDlbc

INSTALEAZĂ FILTRU

Nodul 7

THDU Valoarea efectivă a curentului prin BC
 THDlbc Coeficientul de sensibilitate

Nodul 9

THDU Valoarea efectivă a curentului prin BC
 THDlbc Coeficientul de sensibilitate

Nodul 8

THDU Valoarea efectivă a curentului prin BC
 THDlbc Coeficientul de sensibilitate

Fig.6.11.a) Lista nodurilor sortate după coeficientul de sensibilitate.

Lista Nodurilor sortate după coeficientul de sensibilitate			
Nodul 5			
THDU	0.04092	Valoarea efectivă a curentului prin BC	320.03
THDIbc	0.30563	Coeficientul de sensibilitate	7.180
Nodul 1			
THDU	0.05201	Valoarea efectivă a curentului prin BC	580.41
THDIbc	0.38210	Coeficientul de sensibilitate	7.238
Nodul 6			
THDU	0.04356	Valoarea efectivă a curentului prin BC	323.56
THDIbc	0.33089	Coeficientul de sensibilitate	7.728
Nodul 0			
THDU	0.06284	Valoarea efectivă a curentului prin BC	670.00
THDIbc	0.46082	Coeficientul de sensibilitate	8.227
Nodul 4			
THDU	0.06222	Valoarea efectivă a curentului prin BC	678.96
THDIbc	0.44192	Coeficientul de sensibilitate	8.603

Fig.6.11.b) Lista nodurilor sortate după coeficientul de sensibilitate. (Continuare)

Lista Nodurilor sortate dupa coeficientul de sensibilitate			
Nodul 2			
THDU	0.02868	Valoarea efectiva a curentului prin BC	635.72
THDIbc	0.08970	Coeficientul de sensibilitate	-2.541
Nodul 3			
THDU	0.02903	Valoarea efectiva a curentului prin BC	632.50
THDIbc	0.09317	Coeficientul de sensibilitate	-2.365
Nodul 7			
THDU	0.03074	Valoarea efectiva a curentului prin BC	78.18
THDIbc	0.22391	Coeficientul de sensibilitate	1.321
Nodul 9			
THDU	0.03011	Valoarea efectiva a curentului prin BC	76.58
THDIbc	0.21989	Coeficientul de sensibilitate	5.322
Nodul 8			
THDU	0.03171	Valoarea efectiva a curentului prin BC	154.49
THDIbc	0.23170	Coeficientul de sensibilitate	5.588

Fig.6.12. Lista nodurilor sortate în funcție de coeficientul de sensibilitate după instalarea filtrelor în nodurile 2 și 3.

6.3. Concluzii și contribuții

Prima parte a capitolului prezintă o metodă eficientă, foarte rapidă, de determinare a circulației de puteri în rețelele de distribuție radiale. Metoda prezentată a fost implementată apoi într-un cadru mai general al unei metode de optimizare a compensării rețelelor de distribuție radiale, abordată ca problemă de programare neliniară. Pentru soluționarea problemei de programare neliniară s-a utilizat metoda gradientilor conjugați (algoritmul Fletcher-Reeves), corelată cu metoda funcțiilor de penalizare (pentru considerarea restricțiilor de tip inegalitate) și

cu metoda multiplicatorilor Lagrange (pentru considerarea restricțiilor de tip egalitate).

Metodele și algoritmele prezentate au fost transpuse într-un program de calcul. În cadrul capitolului se prezintă o aplicație numerică ilustrativă care evidențiază mecanismele și calitățile metodelor propuse.

În partea a doua a capitolului este prezentat un soft ce are la bază un algoritm de stabilire a tipului de surse de putere reactivă, baterii de condensatoare sau filtre, în funcție de condițiile armonice existente în nod și puterea reactivă a surselor ce urmează a fi conectate. Pentru exemplificare a fost conceput un soft care permite citirea datelor dintr-un fișier de tip text, însă algoritmul prezentat este deosebit de util din punct de vedere practic deoarece se bazează pe o achiziție de date permanentă din rețea, lucru absolut necesar în condițiile dinamicii consumatorilor și a surselor regimului deformant.

Contribuțiile aduse de autor în cadrul acestui capitol sunt următoarele:

1) definirea unui coeficient de sensibilitate din punct de vedere al riscului creșterii tensiunii armonice într-un nod al unei rețele electrice de distribuție;

2) realizarea unui algoritm de selecție a surselor de putere reactivă și amplasare optimă a acestora în nodurile unei rețele electrice de distribuție;

3) clasificarea nodurilor unei rețele electrice poluate armonic în funcție de coeficientul de sensibilitate definit în vederea instalării unor noi baterii de condensatoare, respectiv a conectării unor noi consumatori deformanți;

4) stabilirea nodurilor în care bateriile de condensatoare trebuie înlocuite cu filtre;

5) elaborarea unui soft în vederea aplicării facile a algoritmului descris pentru orice rețea electrică.

7. CONCLUZII FINALE ȘI CONTRIBUȚII

Cercetarea bibliografică, cercetările proprii și rezultatele obținute de autor, referitor la compensarea puterii reactive a rețelelor electrice de distribuție care funcționează în regim deformant, permit formularea următoarelor concluzii:

1. Efectele nocive, care apar la funcționarea bateriilor de condensatoare în regim deformant, conduc actualmente la un interes sporit din partea specialiștilor în direcția identificării, cuantificării și limitării acestui regim, concomitent cu necesitatea compensării puterii reactive.

În cadrul tezei de doctorat se clarifică, prin intermediul impedanței armonice, o serie de aspecte privind anticiparea efectelor negative ale regimului deformant asupra bateriilor de condensatoare.

2. Studiul efectuat în vederea realizării tezei de doctorat reflectă următoarele aspecte cu caracter general:

- normativele în vigoare definesc următoarele mărimi caracteristice ale regimului deformant sunt: reziduul deformant, coeficientul de formă, coeficientul de distorsiune, nivelul armonicilor, indicatorul de influență telefonică;
- valorile mărimilor caracteristice ale regimului deformant stabilite prin normativul românesc PE 143/2001 sunt compatibile cu cele din normativele europene;
- în literatura de specialitate sunt precizate efectele regimului deformant însă evaluările cantitative ale supracurenților și supratensiunilor nu sunt suficient detaliate;
- literatura de profil conține numeroase recomandări privind mijloacele de atenuare ale regimului deformant și compensării puterii reactive, dar trebuie să existe preocupări legate și de modernizarea și amplasarea strategică a acestor echipamente din considerente tehnico-economice.

3. Pentru a putea anticipa efectele regimului deformant asupra bateriilor de condensatoare care urmează a fi instalate într-un nod al unei rețele electrice, este necesar studiul prealabil al impedanței armonice văzute în nodul respectiv. Analiza completă a definiției impedanței armonice 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 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.

4. Simulatorul MatLab este un instrument util pentru studiul impedanței armonice complexe văzute într-un nod al unei rețele electrice atât din punct de vedere al valorii modulului, cât și al caracterului inductiv sau capacitiv al acesteia.

5. În ceea ce privește modelarea armonică rețelelor electrice, realizarea unui model general care să cuprindă consumatorul complex nu a fost încă posibilă. În literatură se conturează două direcții: una analitică, ce 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 R, L 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.

6. Montarea condensatoarelor are ca efect secundar o creștere accentuată a valorii impedanței armonice echivalente a rețelei, pentru frecvențe având valori situate în jurul valorii frecvenței de rezonanță. Dacă în rețea există curenți armonici cu aceste frecvențe, se va produce o amplificare a regimului deformant atât în tensiuni cât și în curenți.

Pentru evitarea sau limitarea amplificării regimului deformant ca urmare a instalării bateriilor de condensatoare, se pot aplica două categorii de metode, ce urmăresc:

- deplasarea frecvenței de rezonanță a rețelei prin:
 - dimensionarea adecvată a bateriei de condensatoare;
 - instalarea bobinelor antirezonante (formarea filtrelor refulante);
- limitarea circulației curenților armonici prin:
 - folosirea unor instalații de utilizare cu nivel redus de poluarea armonică;
 - filtrarea curenților armonici.

7. Se demonstrează că impedanța armonică văzută într-un nod al rețelelor electrice de distribuție devine un instrument eficient pentru estimarea riscului apariției suprasolicităților bateriilor de condensatoare, în strânsă legătură cu nivelul de poluare armonică a rețelei, mai precis nivelul armonicilor de curent debitați de sursele de curent asociate consumatorilor deformanți. Indicatorul care trebuie urmărit în acest sens fiind de fapt un indicator consacrat ce caracterizează regimul deformant, și anume factorul total de distorsiune al curentului prin bateria de condensatoare (THD_{I_C}).

8. În cadrul tezei de doctorat se propune o metodă anticipativă pentru calculul tensiunilor armonice în nodul de compensare, respectiv a curenților armonici prin bateria de condensatoare după instalarea acesteia, folosind informațiile privind starea rețelei anterioară instalării. Metoda se bazează pe impedanța armonică „văzută” în nodul în care se instalează bateria de condensatoare și este valabilă pentru orice tip de impedanță echivalentă transversală.

9. Se prezintă o metodă eficientă, foarte rapidă, de determinare a circulației de puteri în rețelele de distribuție radiale. Metoda prezentată a fost implementată apoi într-un cadru mai general al unei metode de optimizare a compensării rețelelor de distribuție radiale, abordată ca problemă de programare neliniară.

10. În lucrare se descrie o metodologie de amplasare optimă a surselor de putere reactivă, și de stabilire a tipului acestora (filtre sau baterii de condensatoare) în funcție de condițiile armonice din fiecare nod. De asemenea se face o clasificare a acestora în funcție de coeficientul de sensibilitate definit.

Principalele contribuții aduse de autor în cadrul tezei de doctorat, sistematizate pe fiecare capitol sunt următoarele:

Capitolul 2:

- sistematizarea materialului bibliografic existent în literatura de specialitate, prezentarea într-o formă adaptată pentru obiectul tezei;
- identificarea direcțiilor de cercetare ce trebuie abordate în cadrul tezei prin sesizarea aspectelor mai puțin tratate în literatura de specialitate privind fenomenul regimului deformant;
- utilizarea logicii fuzzy la studiul determinării cantitative a nivelului de poluare armonică în rețelele electrice.

Capitolul 3:

- sistematizarea bibliografiei existente în literatura de specialitate în ceea ce privește definirea impedanței armonice a rețelelor electrice și metodele de determinare a acesteia;
- modelarea unei rețele electrice de distribuție pentru determinarea impedanței armonice complexe;
- utilizarea și evidențierea facilităților oferite de mediul de simulare MatLab în ceea ce privește determinarea modulului și unghiului impedanței armonice;
- s-a pus în evidență, prin aplicația efectuată, variația impedanței armonice într-o secțiune în funcție de rangul armonice, respectiv valorile acesteia la diferite niveluri de tensiune.

Capitolul 4:

- sistematizarea bibliografiei existente în literatura de specialitate în ceea ce privește atât modelarea armonică a consumatorului complex, cât și determinarea experimentală a impedanței armonice a rețelelor electrice;
- prezentarea comparativă a rezultatelor obținute pentru impedanța armonică utilizând diferite modele pentru consumatorul armonic complex la un regim real de funcționare al acestuia;
- determinarea impedanței armonice prin măsurători efectuate într-o rețea de distribuție reală, în diferite regimuri de funcționare a consumatorului armonic;
- modelarea unei rețele electrice de distribuție reale și prezentarea comparativă a rezultatelor obținute pentru impedanța armonică văzută într-un nod al rețelei cu rezultatele obținute în urma măsurătorilor efectuate pe teren;
- determinarea fazei impedanței armonice complexe.

Capitolul 5:

- prezentarea variației cu frecvența a factorilor de amplificare a impedanței armonice la instalarea unei baterii de condensatoare pentru elementele transversale de tip R, L, C;
- considerarea coeficientului total de distorsiune al curentului prin bateria de condensatoare, THD_{I_c} , drept un indicator al estimării riscului apariției suprasolicitării termice a acesteia;

- modelarea unei rețele cu ajutorul MatLab Simulink în scopul confirmării teoriei expuse referitor la amplificarea regimului armonic datorită instalării unei baterii de condensatoare, respectiv la coeficientul de distorsiune al curentului prin această baterie. Verificările au fost făcute în mai multe noduri ale rețelei și pentru diferite regimuri de funcționare;
- prezentarea unui model matematic în scopul anticipării, pe de o parte a valorii curentului printr-o impedanță ce urmează a fi instalată într-un nod de rețea în care este prezent regimul deformant, iar pe de altă parte a valorii tensiunii armonice în nod;
- modelarea unei rețele cu ajutorul MatLab Simulink în scopul confirmării teoriei expuse referitor la evaluarea modificării regimului deformant într-un nod al unei rețele ca urmare a instalării unei impedanțe transversale.

Capitolul 6:

- definirea unui coeficient de sensibilitate din punct de vedere al riscului creșterii tensiunii armonice într-un nod al unei rețele electrice de distribuție;
- realizarea unui algoritm de selecție a surselor de putere reactivă și amplasare optimă a acestora în nodurile unei rețele electrice de distribuție;
- clasificarea nodurilor unei rețele electrice poluate armonic în funcție de coeficientul de sensibilitate definit în vederea instalării unor noi baterii de condensatoare, respectiv a conectării unor noi consumatori deformanți;
- stabilirea nodurilor în care bateriile de condensatoare trebuie înlocuite cu filtre;
- elaborarea unui soft în vederea aplicării facile a algoritmului descris pentru orice rețea electrică.

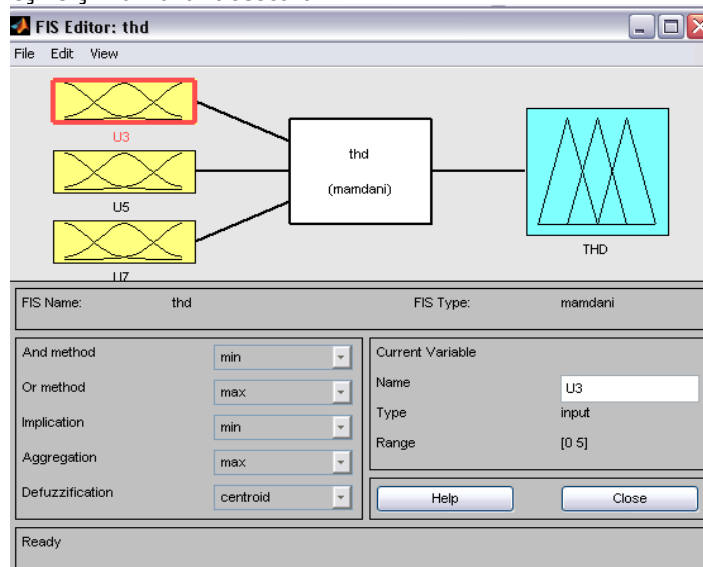
Rezultatele cercetării au fost valorificate în cadrul unor contracte de cercetare științifică încheiate între Universitatea „Politehnica” din Timișoara și S.C. Electrica Banat S.A. sau în cadrul unor programe naționale de cercetare derulate de Ministerul Educației și Cercetării: MENER, CEEX, RELANSIN. Până în prezent s-au derulat 5 astfel de contracte [120]-[124], dintre care unul [122], a obținut în anul 2007 premiul III al Autorității Naționale pentru Cercetare Științifică.

De asemenea, cea mai mare parte a rezultatelor obținute în cadrul tezei au fost publicate și sunt în curs de publicare. Se menționează faptul că din totalul de 12 lucrări proprii, 5 au fost publicate și prezentate în volumele unor manifestări științifice de prestigiu din străinătate [90], [91], [94], [95], [107].

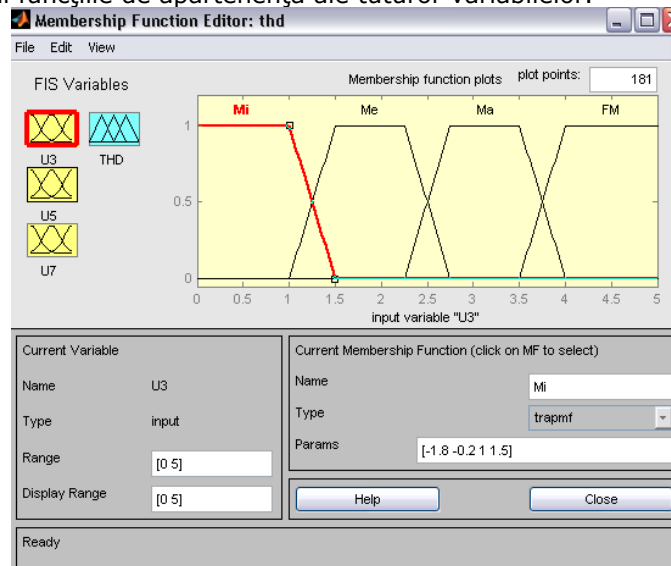
În contextul progresului tehnicii de calcul și a IT-ului, studiul teoretic și practic realizat în cadrul tezei de doctorat conduce la o recomandare privind dezvoltarea unui soft care să fie implementat la automatele de reglare a puterii reactive. Astfel, pe lângă o conectare în circuit a unui anumit număr de trepte ale bateriilor de condensatoare, în funcție de factorul de putere al sarcinii, să se țină cont și de regimul armonic pe care trebuie să îl suporte aceste baterii de condensatoare. În acest sens se impune o achiziție on-line de valori corespunzătoare curenților și tensiunilor armonice prezente în rețea, care să fie utilizate de către echipamentele automate la determinarea impedanței armonice „văzute” în secțiunea respectivă, iar apoi, la luarea de decizii în ceea ce privește conectarea sau nu în rețea a bateriilor de condensatoare cu o putere reactivă instalată de o valoare dată.

Anexa I – Interfețele grafice ale tool box-ului Fuzzy Logic din cadrul MatLab.

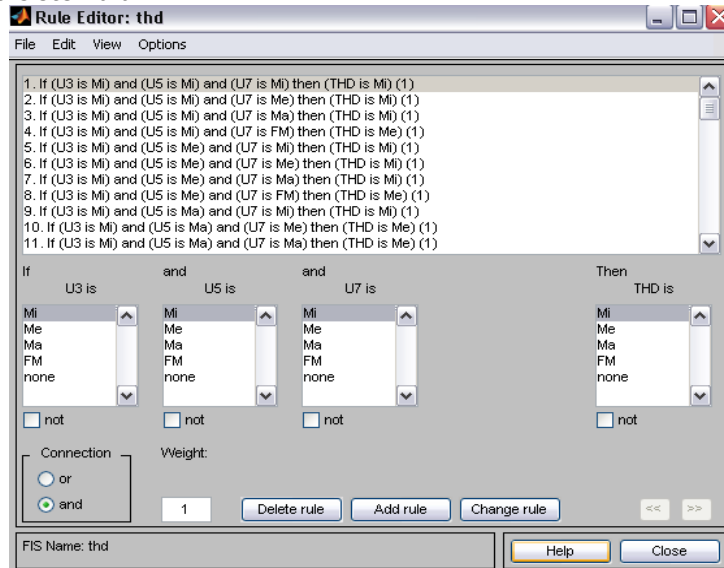
1. Sistemul Fuzzy de Inferență (FIS Editor) conține numele variabilelor de intrare și respectiv de ieșire și numărul acestora.



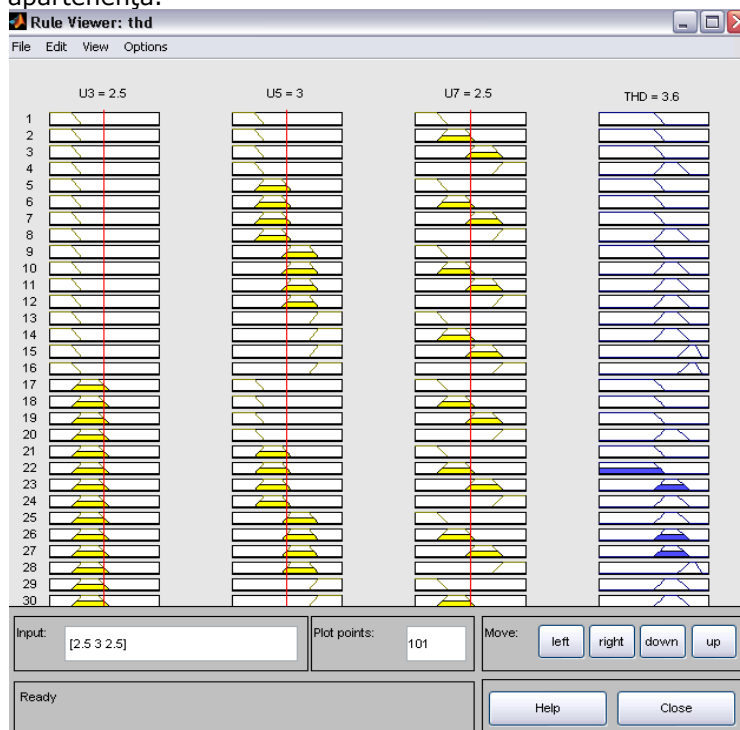
2. Editorul funcțiilor de apartenență (Membership Functions Editor) se folosește pentru a defini funcțiile de apartenență ale tuturor variabilelor.



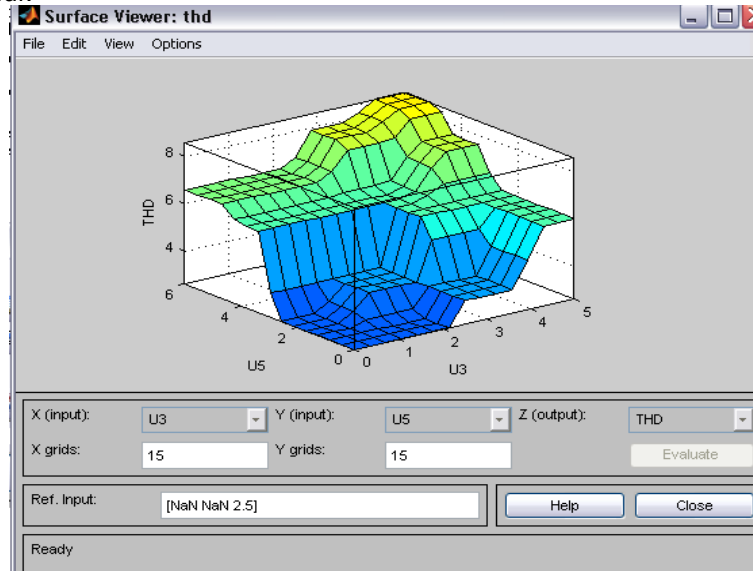
3. Editorul de reguli (Rule Editor) permite editarea listei de reguli care descriu funcționarea sistemului.



4. Prin intermediul interfeței de vizualizare a regulilor (Rule Viewer) se poate vedea sistemul fuzzy de inferență. Ea poate să prezinte utilizatorului care sunt regulile active sau cum este influențat rezultatul final de către formele curbelor ce compun funcțiile de apartenență.



5. Interfața de vizualizare a dependenței dintre una din variabilele de ieșire și una sau două dintre variabilele de intrare (Surface Viewer) oferă un grafic tridimensional al sistemului.



Anexa II. Parametrii schemelor de modelare ale consumatorului armonic complex.

k	MODELUL 1		MODELUL 2		MODELUL 3		MODELUL 4	
	R [Ω]	X [Ω]	R [Ω]	X [Ω]	R [Ω]	X [Ω]	R [Ω]	X [Ω]
1	0.0578	0.04989	0.0578	0.0499	0.0578	0.04989	0.0701	0.00801
3	0.0578	0.04989	0.0578	0.1497	0.0482	0.04157	0.0803	0.02404
5	0.0578	0.04989	0.0578	0.2494	0.0413	0.03563	0.0904	0.04007
7	0.0578	0.04989	0.0578	0.3492	0.0361	0.03118	0.1006	0.05609
9	0.0578	0.04989	0.0578	0.4490	0.0321	0.02772	0.1108	0.07212
11	0.0578	0.04989	0.0578	0.5488	0.029	0.02494	0.1209	0.08814
13	0.0578	0.04989	0.0578	0.6485	0.0263	0.02268	0.1311	0.10417
15	0.0578	0.04989	0.0578	0.7483	0.0241	0.02079	0.1412	0.12019
17	0.0578	0.04989	0.0578	0.8481	0.0222	0.01919	0.1514	0.13622
19	0.0578	0.04989	0.0578	0.9479	0.0206	0.01782	0.1616	0.15225

k	MODELUL 5		MODELUL 6			MODELUL 7			
	R [Ω]	X [Ω]	Rs [Ω]	Xs [Ω]	Xp [Ω]	Rs [Ω]	Xs [Ω]	Ra [Ω]	Xa [Ω]
1	0.00011	0.0003	0.0578	0.0042	0.0082	0.1156	0.1339	0.2521	0.0313
3	0.00019	0.0010	0.0578	0.0127	0.0247	0.1156	0.4018	0.4074	0.0841
5	0.00025	0.0017	0.0578	0.0211	0.0412	0.1156	0.6697	0.5143	0.1331
7	0.00029	0.0023	0.0578	0.0295	0.0576	0.1156	0.9376	0.6012	0.1802
9	0.00033	0.0030	0.0578	0.0380	0.0741	0.1156	1.2054	0.6764	0.2259
11	0.00037	0.0036	0.0578	0.0464	0.0905	0.1156	1.4733	0.7436	0.2706
13	0.00040	0.0043	0.0578	0.0549	0.1070	0.1156	1.7412	0.8049	0.3145
15	0.00043	0.0050	0.0578	0.0633	0.1235	0.1156	2.0091	0.8616	0.3578
17	0.00045	0.0057	0.0578	0.0717	0.1399	0.1156	2.2769	0.9146	0.4004
19	0.00048	0.0063	0.0578	0.0801	0.1564	0.1156	2.5448	0.9647	0.4426

**Anexa III. Curenții și tensiunile armonice
măsurate în cele două momente, 1 – înainte de
deconectare și 2 – după deconectare.**

Regimul 1.

k	U _{1k}		I _{1k}		U _{2k}		I _{2k}	
	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]
1	229.72	0	1894.3	35.1	231.11	0	1646.8	35.97
3	0.68179	55.83	5.4926	22.87	0.48459	61.14	4.8956	86.02
5	4.9756	221.45	122.8	106.71	5.4812	245.11	118.36	138.84
7	0.83092	322.59	7.095	297.81	0.74094	325.86	4.885	297.62
9	9.25E-02	196.13	2.5744	152.14	0.104	175.74	2.2026	175.49
11	4.0847	214.2	14.782	141.55	2.8693	182.55	7.3331	8.82
13	1.1711	281.47	13.583	248.49	0.85991	220.18	8.8738	206.41
15	0.41584	42.78	0.52472	214.95	0.29749	25.21	0.77674	160.17
17	4.6017	95.33	10.668	222.62	3.4246	82.92	9.4094	219.19
19	2.0286	216.53	5.0629	322.74	2.0896	226.61	5.2944	349.84

Regimul 2.

k	U _{1k}		I _{1k}		U _{2k}		I _{2k}	
	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]
1	229.83	0	1258.9	34.19	230.48	0	1213.2	35.38
3	0.51311	8.24	2.2923	295.68	0.7951	333.55	7.5521	269.71
5	5.5385	250.05	108.83	160.17	5.6046	252.97	111.72	157.74
7	0.86609	83.3	9.8017	329.39	1.0345	82.96	8.1001	335.03
9	0.15691	173.73	0.63539	22.39	0.15248	159.18	0.70064	17.97
11	2.694	207.33	13.07	177.43	2.0758	203.4	12.986	165.45
13	0.85302	59.32	6.5128	257.54	0.70697	51.4	5.5645	267.79
15	0.12486	24.23	0.71484	359.74	0.1781	100.64	0.54438	110.28
17	5.517	129.65	6.4988	269.28	5.2759	138.81	7.5216	278.22
19	3.4214	294.16	15.323	46.04	3.4776	305.93	16.154	54.5

Regimul 3.

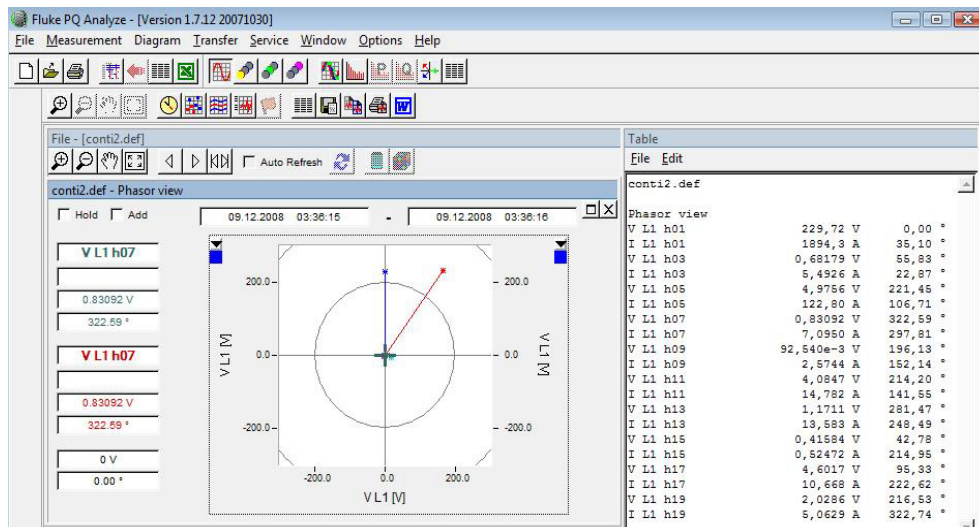
k	U _{1k}		I _{1k}		U _{2k}		I _{2k}	
	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]
1	230.81	0	1763.8	32.7	233.4	0	1412.6	24.43
3	0.8347	355.56	8.7008	276.4	0.8024	350.9	8.2035	251.07
5	6.2989	224.24	112.51	111.6	5.3185	218.48	86.202	92.93
7	0.67449	356.29	8.0749	286.9	0.84831	356.22	9.1606	263.69
9	0.12612	121.44	0.48778	107.37	0.15759	145.07	0.79969	121.58
11	1.117	97.61	21.247	332.45	1.9933	113.29	27.671	346.09
13	2.7855	216.96	2.0631	123.48	2.8198	224.48	5.0212	137.08
15	0.23552	171.63	0.74442	86.47	0.21213	207.59	1.1685	106.81
17	2.6012	194.35	6.9661	319.73	1.277	305.56	2.4381	330.67
19	0.33456	107.99	3.4466	118.68	1.7265	171.12	2.5635	267.14

Regimul 4.

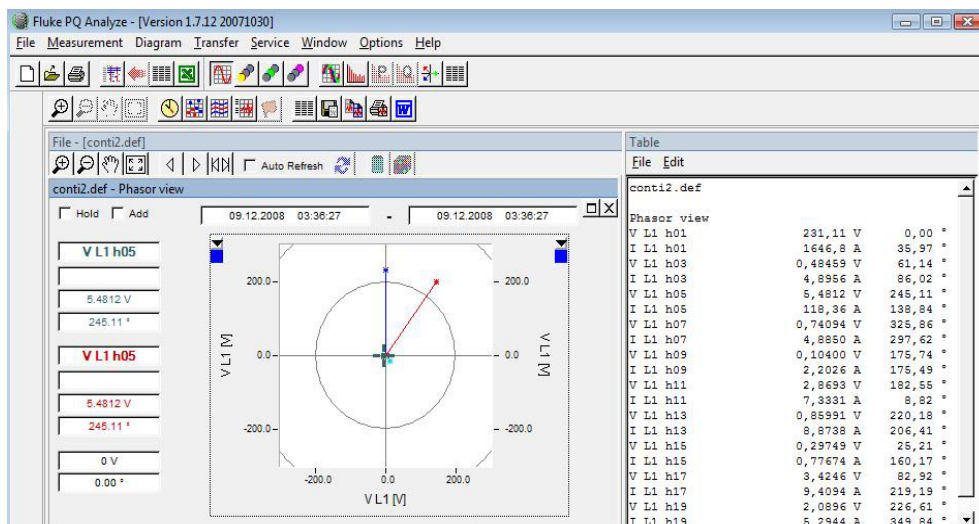
k	U _{1k}		I _{1k}		U _{2k}		I _{2k}	
	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]	Modul [V]	Faza [°]
1	226.82	0	1857.9	34.54	229.37	0	1513.6	25.8
3	0.51113	41.46	4.1969	0.9	0.45326	50.26	3.2535	19.41
5	4.9634	238.43	78.478	141.68	3.4	217.76	38.546	85.47
7	0.47503	72.49	15.09	5.1	0.28673	103.07	9.2482	5.38
9	5.93E-02	140.18	1.2015	139.22	0.10605	164.91	0.63257	115
11	6.7329	168.92	39.75	66.03	5.726	175.55	31.134	73.18
13	2.7129	272.03	17.348	182.14	2.5158	275.33	15.184	186.56
15	0.36896	287.37	2.0533	135.9	0.46539	311.58	2.5461	147.71
17	3.4626	20.01	3.6399	154.84	4.4506	21.4	5.4807	152.3
19	1.3682	263.26	7.9513	50.98	0.65929	236.13	4.7618	50.18

Anexa IV. Tensiunile și curenții armonici măsurați pentru cele 4 regimuri

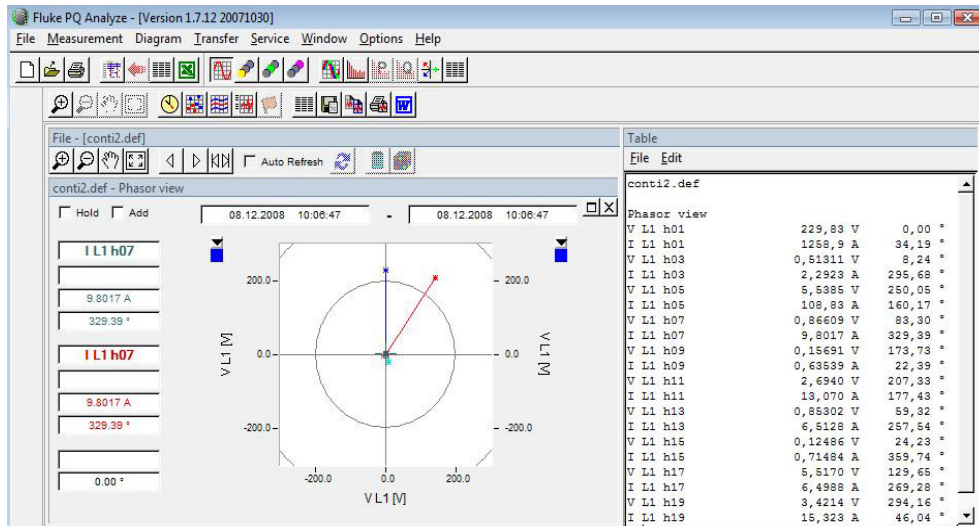
Regimul 1 – înainte de deconectare



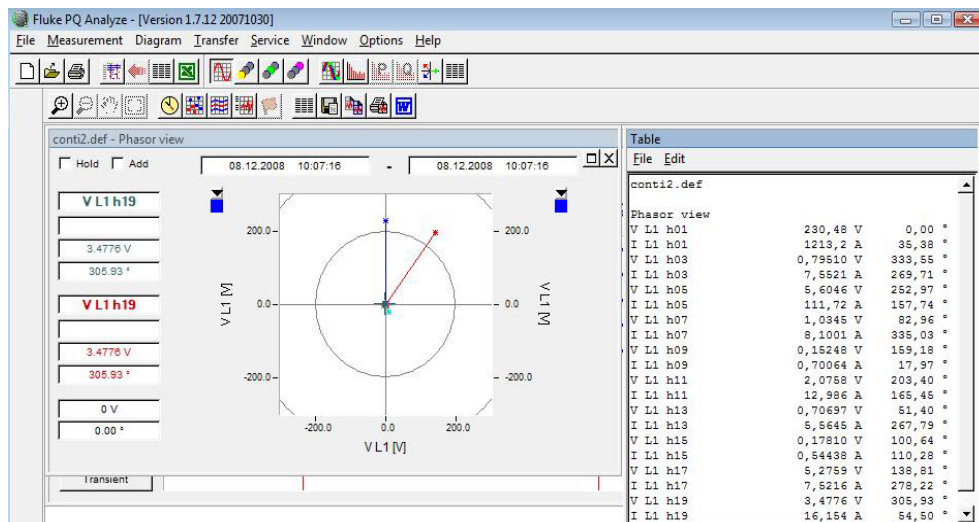
Regimul 1 – după deconectare



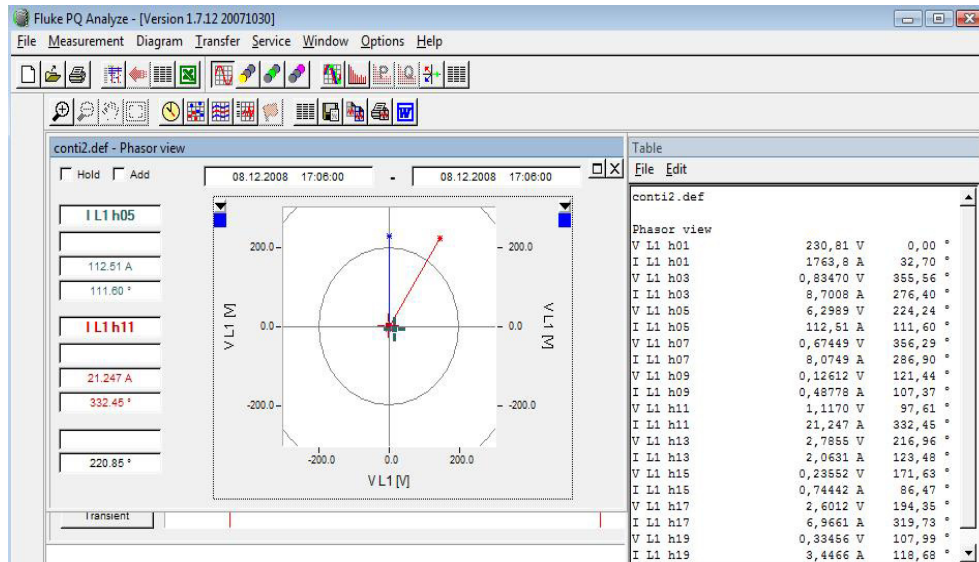
Regimul 2 – înainte de deconectare



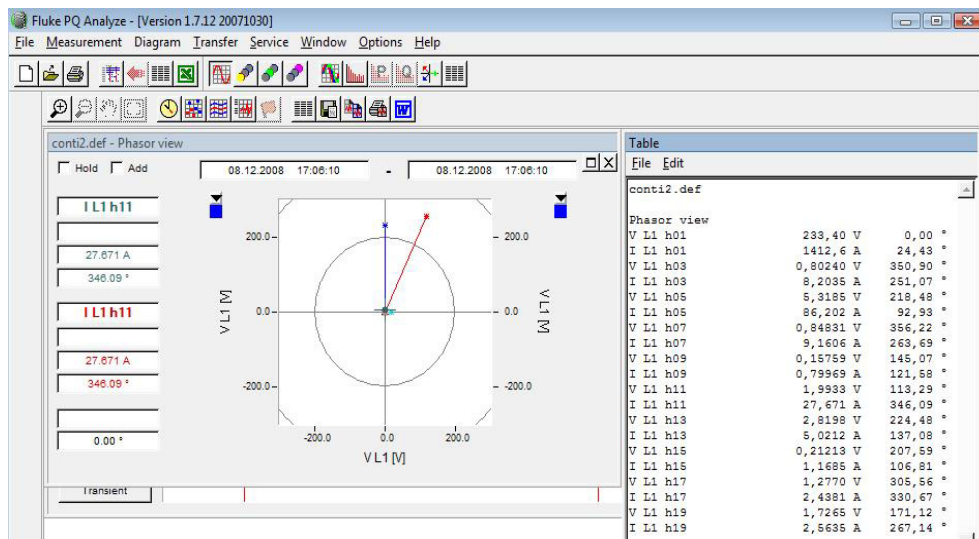
Regimul 2 – după deconectare



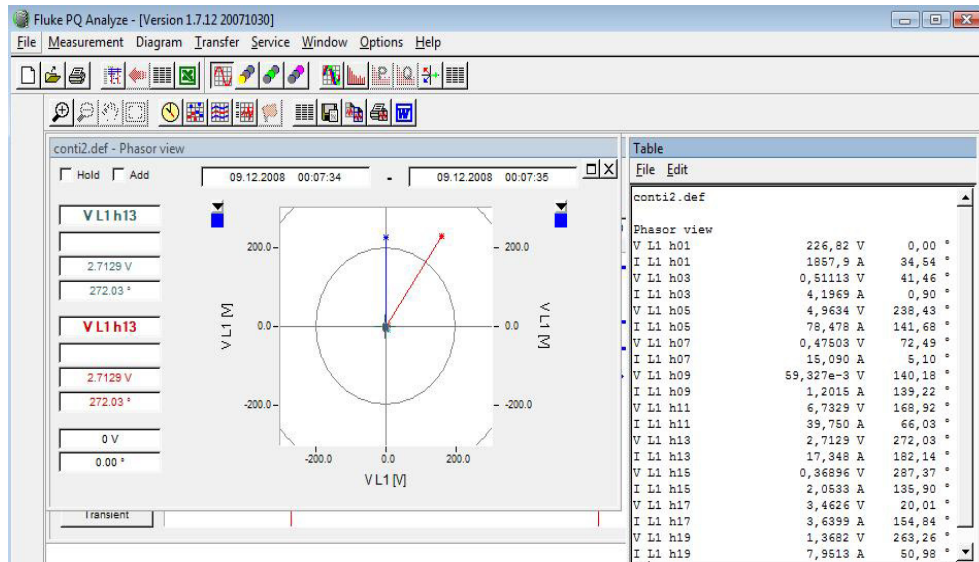
Regimul 3 – înainte de deconectare



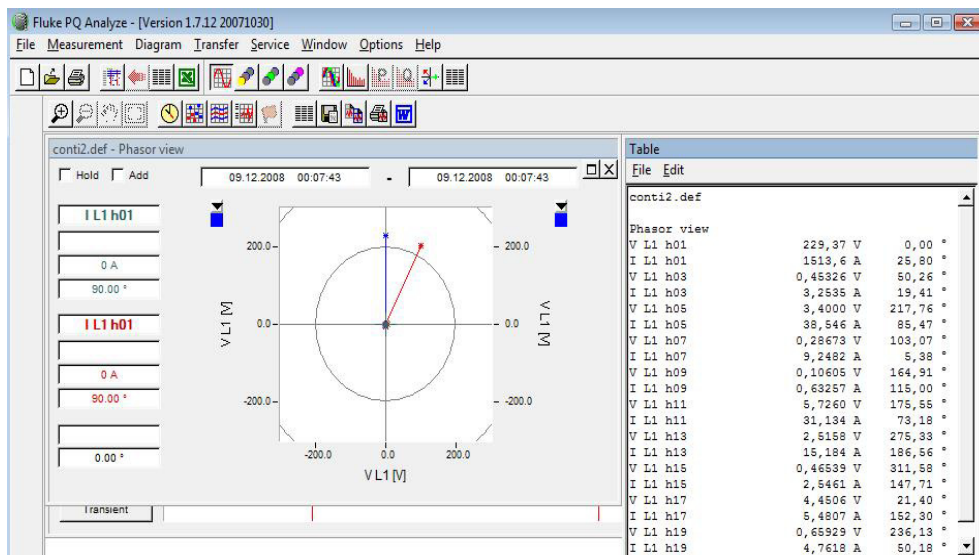
Regimul 3 – după deconectare



Regimul 4 – înainte de deconectare



Regimul 4 – după deconectare



Anexa V. Calculul impedanței armonice

Regimul 1

Inainte de deconectare

Tensiunea 1

$i := 0..9$

$$U_{ka} := \begin{pmatrix} 229.72 \\ 0.68179 \\ 4.9756 \\ 0.83092 \\ 0.0925 \\ 4.0847 \\ 1.1711 \\ 0.41584 \\ 4.6017 \\ 2.0286 \end{pmatrix}$$

$$fazaU_a := \begin{pmatrix} 0 \\ 55.83 \\ 221.45 \\ 322.59 \\ 196.13 \\ 214.2 \\ 281.47 \\ 42.78 \\ 95.33 \\ 216.53 \end{pmatrix}$$

$$faza1U_i := fazaU_{a_i} \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$U_{k1_i} := U_{ka_i} \cdot e^{j \cdot faza1U_i}$$

	0
0	229.72
1	0.383+0.564i
2	-3.729-3.294i
3	0.66-0.505i
4	-0.089-0.026i
5	-3.378-2.296i
6	0.233-1.148i
7	0.305+0.282i
8	-0.427+4.582i
9	-1.63-1.208i

	0
0	0
1	0.974
2	3.865
3	5.63
4	3.423
5	3.738
6	4.913
7	0.747
8	1.664
9	3.779

Curentul 1:

$i := 0..9$

$$I_{ka} := \begin{pmatrix} 1894.3 \\ 5.4926 \\ 122.8 \\ 7.095 \\ 2.5744 \\ 14.782 \\ 13.583 \\ 0.52472 \\ 10.668 \\ 5.0629 \end{pmatrix}$$

$$fazaI_a := \begin{pmatrix} 35.1 \\ 22.87 \\ 106.71 \\ 297.81 \\ 152.14 \\ 141.55 \\ 248.49 \\ 214.95 \\ 222.62 \\ 322.74 \end{pmatrix}$$

$$faza1I_i := fazaI_{a_i} \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$Ik1_i := Ika_i \cdot e^{j \cdot \text{faza1I}_i}$$

$$Ik1 =$$

	0
0	1.55·10 ³ +1.089i·10 ³
1	5.061+2.135i
2	-35.308+117.614i
3	3.31-6.276i
4	-2.276+1.203i
5	-11.577+9.192i
6	-4.98-12.637i
7	-0.43-0.301i
8	-7.85-7.224i
9	4.03-3.065i

$$\text{faza1I} =$$

	0
0	0.613
1	0.399
2	1.862
3	5.198
4	2.655
5	2.471
6	4.337
7	3.752
8	3.885
9	5.633

Dupa deconectare

Tensiunea 2

$$i := 0..9$$

$$Ukb :=$$

231.11
0.48459
5.4812
0.74094
0.104
2.8693
0.85991
0.29749
3.4246
2.0896

$$\text{fazaUb} :=$$

	0
61.14	
245.11	
325.86	
175.74	
182.55	
220.18	
25.21	
82.92	
226.61	

$$\text{faza2U}_i := \text{fazaUb}_i \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$Uk2_i := Ukb_i \cdot e^{j \cdot \text{faza2U}_i}$$

$$Uk2 =$$

	0
0	231.11
1	0.234+0.424i
2	-2.307-4.972i
3	0.613-0.416i
4	-0.104+7.725i·10 ⁻³
5	-2.866-0.128i
6	-0.657-0.555i
7	0.269+0.127i
8	0.422+3.398i
9	-1.435-1.519i

$$\text{faza2U} =$$

	0
0	0
1	1.067
2	4.278
3	5.687
4	3.067
5	3.186
6	3.843
7	0.44
8	1.447
9	3.955

Curentul 2:

$$i := 0..9$$

$$Ikb :=$$

1646.8
4.8956
118.36
4.885
2.2026
7.3331
8.8738
0.77674
9.4094
5.2944

$$\text{fazaIb} :=$$

	0
35.97	
86.02	
138.84	
297.62	
175.49	
8.82	
206.41	
160.17	
219.19	
349.84	

$$\text{faza2I}_i := \text{fazaIb}_i \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$Ik2_1 := Ik1 \cdot e^{j \cdot faza2I_1}$$

$$Ik2 =$$

	0
0	1.333·10 ³ +967.267i
1	0.34+4.884i
2	-89.11+77.9i
3	2.265-4.328i
4	-2.196+0.173i
5	7.246+1.124i
6	-7.948-3.947i
7	-0.731+0.263i
8	-7.293-5.946i
9	5.211-0.934i

$$faza2I =$$

	0
0	0.628
1	1.501
2	2.423
3	5.194
4	3.063
5	0.154
6	3.603
7	2.795
8	3.826
9	6.106

Impedanta armonica a retelei:

Modulul impedantei

$$Zkcalc := \frac{Uk1 - Uk2}{Ik1 - Ik2}$$

$$faza_1 := \frac{180}{\pi} \cdot \text{atan} \left(\frac{\text{Re}(Zkcalc_i)}{\text{Im}(Zkcalc_i)} \right)$$

$$Zkcalc =$$

	0
0	-4.867·10 ⁻³ +2.735i·10 ⁻³
1	0.011+0.036i
2	-2.208·10 ⁻³ +0.033i
3	0.045-4.027i·10 ⁻⁴
4	-0.033-0.012i
5	-0.019+0.107i
6	0.092+0.071i
7	-0.188+0.164i
8	-0.534-0.898i
9	-0.073-0.132i

$$faza =$$

	0
0	-60.665
1	16.64
2	-3.848
3	-89.493
4	70.493
5	-9.916
6	52.528
7	-48.91
8	30.759
9	28.955

Faza impedantei

$$\text{krezonanta} := 16 \quad Rp := 1.681 \quad Rs_1 := \frac{(|Zkcalc_i|)^2}{Rp}$$

$$Xs := \sqrt{(|Zkcalc|)^2 - Rs^2}$$

```

Vector(n) := for i ∈ 0..n
    x ← Xs_i
    m(x) ← y ← x if k_i < krezonanta
           y ← -x if k_i > krezonanta
    t_i ← m(x)
return t
    
```

$$Xs := \text{Vector}(9) \quad fazaZ := \frac{180}{\pi} \cdot \text{atan} \left(\frac{Xs}{Rs} \right)$$

$$k :=$$

1
3
5
7
9
11
13
15
17
19

$$|Zkcalc_i| =$$

5.583·10 ⁻³
0.037
0.033
0.045
0.035
0.109
0.116
0.25
1.045
0.151

$$fazaZ =$$

	0
0	89.999
1	89.957
2	89.966
3	89.936
4	89.961
5	89.633
6	89.58
7	88.06
8	-53.782
9	-89.297

Regimul 2

Inainte de deconectare

Tensiunea 1

$$i := 0..9 \quad U_{ka} := \begin{pmatrix} 229.83 \\ 0.51311 \\ 5.5385 \\ 0.86609 \\ 0.15691 \\ 2.694 \\ 0.85302 \\ 0.12486 \\ 5.517 \\ 3.4214 \end{pmatrix} \quad \text{faza}U_a := \begin{pmatrix} 0 \\ 8.24 \\ 250.05 \\ 83.3 \\ 173.73 \\ 207.33 \\ 59.32 \\ 24.23 \\ 129.65 \\ 294.16 \end{pmatrix} \quad \text{faza}1U_i := \text{faza}U_a \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$U_{k1}_i := U_{ka}_i \cdot e^{j \cdot \text{faza}1U_i}$$

	0
0	229.83
1	0.508+0.074i
2	-1.895-2.206i
3	0.101+0.86i
4	-0.156+0.017i
5	-2.393-1.237i
6	0.435+0.734i
7	0.114+0.051i
8	-3.52+4.248i
9	1.4-3.122i

	0
0	0
1	0.144
2	4.364
3	1.454
4	3.032
5	3.619
6	1.035
7	0.423
8	2.263
9	5.134

Curentul 1:

$$i := 0..9 \quad I_{ka} := \begin{pmatrix} 1258.9 \\ 2.2923 \\ 108.83 \\ 9.8017 \\ 0.63539 \\ 13.07 \\ 6.5128 \\ 0.71484 \\ 6.4988 \\ 15.323 \end{pmatrix} \quad \text{faza}I_a := \begin{pmatrix} 34.19 \\ 295.68 \\ 160.17 \\ 329.39 \\ 22.39 \\ 177.43 \\ 257.54 \\ 359.74 \\ 269.28 \\ 46.04 \end{pmatrix} \quad \text{faza}1I_i := \text{faza}I_a \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$faza2I_i := faza1b_i \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$Ik2_i := Ik1_i \cdot e^{j \cdot faza2I_i}$$

	0
0	989.158+702.439i
1	-0.038-7.552i
2	-103.394+42.321i
3	7.343-3.419i
4	0.666+0.216i
5	-12.57+3.262i
6	-0.215-5.56i
7	-0.189+0.511i
8	1.075-7.444i
9	9.381+13.151i

	0
0	0.617
1	4.707
2	2.753
3	5.847
4	0.314
5	2.888
6	4.674
7	1.925
8	4.856
9	0.951

Impedanta armonica a retelei:

Modulul impedantei

$$Zkcalc := \frac{Uk1 - Uk2}{Ik1 - Ik2}$$

$$faza_i := \frac{180}{\pi} \cdot \text{atan} \left(\frac{\text{Re}(Zkcalc_i)}{\text{Im}(Zkcalc_i)} \right)$$

	0
0	-0.012+1.18i·10 ⁻³
1	0.069+0.05i
2	-0.036-0.039i
3	0.064-0.061i
4	0.015+0.474i
5	0.181-0.149i
6	-0.067-0.107i
7	0.182-0.034i
8	0.094-0.591i
9	-0.026-0.287i

	0
0	-84.541
1	53.844
2	42.256
3	-46.396
4	1.81
5	-50.512
6	32.027
7	-79.478
8	-9.082
9	5.1

Faza impedantei

krezonanta := 16

Rp := 1.718

$$Rs_i := \frac{(|Zkcalc_i|)^2}{Rp}$$

$$Xs := \sqrt{(|Zkcalc_i|)^2 - Rs^2}$$

k :=

```

Vector(n) :=
  for i ∈ 0..n
  | x ← Xs_i
  | m(x) ←
  |   y ← x if k_i < krezonanta
  |   y ← -x if k_i > krezonanta
  | t_i ← m(x)
  return t
  
```

Xs := Vector(9)

$$fazaZ := \frac{180}{\pi} \cdot \text{atan} \left(\frac{Xs}{Rs} \right)$$

fazaZ =

1	Zkcalc_i =
3	0.012
5	0.085
7	0.053
9	0.088
11	0.474
13	0.235
15	0.126
17	0.185
19	0.599
	0.288

	0
0	89.994
1	89.73
2	89.894
3	89.709
4	81.521
5	87.928
6	89.401
7	88.719
8	-76.423
9	-86.889

Regimul 3

Inainte de deconectare
Tensiunea 1

$i := 0..9$

$$U_{ka} := \begin{pmatrix} 230.81 \\ 0.8347 \\ 6.2989 \\ 0.67449 \\ 0.12612 \\ 1.117 \\ 2.7855 \\ 0.23552 \\ 2.6012 \\ 0.33456 \end{pmatrix}$$

$$\text{faza}U_a := \begin{pmatrix} 0 \\ 355.56 \\ 224.24 \\ 356.29 \\ 121.44 \\ 97.61 \\ 216.96 \\ 171.63 \\ 194.35 \\ 107.99 \end{pmatrix}$$

$$\text{faza}1U_i := \text{faza}U_a \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$U_{k1}_i := U_{ka}_i \cdot e^{j \cdot \text{faza}1U_i}$$

Curentul 1: $i := 0..9$

$$I_{ka} := \begin{pmatrix} 1763.8 \\ 8.7008 \\ 112.51 \\ 8.0749 \\ 0.48778 \\ 21.247 \\ 2.0631 \\ 0.74442 \\ 6.9661 \\ 3.4466 \end{pmatrix}$$

$$\text{faza}a := \begin{pmatrix} 32.7 \\ 276.4 \\ 111.6 \\ 286.9 \\ 107.37 \\ 332.45 \\ 123.48 \\ 86.47 \\ 319.73 \\ 118.68 \end{pmatrix}$$

$$\text{faza}1I_i := \text{faza}a \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$I_{k1}_i := I_{ka}_i \cdot e^{j \cdot \text{faza}1I_i}$$

$I_{k1} =$

	0
0	1.484-103+952.876i
1	0.97-8.647i
2	-41.418+104.609i
3	2.347-7.726i
4	-0.146+0.466i
5	18.838-9.827i
6	-1.138+1.721i
7	0.046+0.743i
8	5.315-4.503i
9	-1.654+3.024i

$\text{faza}1I =$

	0
0	0.571
1	4.824
2	1.948
3	5.007
4	1.874
5	5.802
6	2.155
7	1.509
8	5.58
9	2.071

$$U_{k1} =$$

	0
0	230.81
1	0.832-0.065i
2	-4.513-4.395i
3	0.673-0.044i
4	-0.066+0.108i
5	-0.148+1.107i
6	-2.226-1.675i
7	-0.233+0.034i
8	-2.52-0.645i
9	-0.103+0.318i

$$\text{faza}1U =$$

	0
0	0
1	6.206
2	3.914
3	6.218
4	2.12
5	1.704
6	3.787
7	2.996
8	3.392
9	1.885

Dupa deconectare

Tensiunea 2

$i := 0..9$

$$U_{kb} := \begin{pmatrix} 233.4 \\ 0.8024 \\ 5.3185 \\ 0.84831 \\ 0.15759 \\ 1.9933 \\ 2.8198 \\ 0.21213 \\ 1.277 \\ 1.7265 \end{pmatrix} \quad fazaUb := \begin{pmatrix} 0 \\ 350.9 \\ 218.48 \\ 356.22 \\ 145.07 \\ 113.28 \\ 224.48 \\ 207.59 \\ 305.56 \\ 171.12 \end{pmatrix}$$

$$faza2U_i := fazaUb_i \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$U_{k2}_i := U_{kb}_i \cdot e^{j \cdot faza2U_i}$$

	0
0	233.4
1	0.7920-1.27i
2	-4.163-3.309i
3	0.846-0.056i
4	-0.129+0.09i
5	-0.788+1.831i
6	-2.012-1.976i
7	-0.188-0.098i
8	0.743-1.039i
9	-1.706+0.267i

	0
0	0
1	6.124
2	3.813
3	6.217
4	2.532
5	1.977
6	3.918
7	3.623
8	5.333
9	2.987

Curentul 2:

$i := 0..9$

$$I_{kb} := \begin{pmatrix} 1412.6 \\ 8.2035 \\ 86.202 \\ 9.1606 \\ 0.79969 \\ 27.671 \\ 5.0212 \\ 1.1685 \\ 2.4381 \\ 2.5635 \end{pmatrix} \quad fazaIb := \begin{pmatrix} 24.43 \\ 251.07 \\ 92.93 \\ 263.69 \\ 121.58 \\ 346.09 \\ 137.08 \\ 106.81 \\ 330.67 \\ 267.14 \end{pmatrix}$$

$$faza2I_i := fazaIb_i \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$I_{k2}_i := I_{kb}_i \cdot e^{j \cdot faza2I_i}$$

	0
0	1.286-103+584.225i
1	-2.661-7.76i
2	-4.406+86.089i
3	-1.007-9.105i
4	-0.419+0.681i
5	26.86-6.652i
6	-3.677+3.419i
7	-0.338+1.119i
8	2.126-1.194i
9	-0.128-2.56i

	0
0	0.426
1	4.382
2	1.622
3	4.602
4	2.122
5	6.04
6	2.392
7	1.864
8	5.771
9	4.662

Impedanta armonica a retelei:

Modulul impedantei

$$Zkcalc := \frac{Uk1 - Uk2}{Ik1 - Ik2}$$

$$faza_i := \frac{180}{\pi} \cdot \text{atan} \left(\frac{\text{Re}(Zkcalc_i)}{\text{Im}(Zkcalc_i)} \right)$$

$$|Zkcalc_i| =$$

6.188·10 ⁻³
0.02
0.028
0.048
0.189
0.112
0.121
0.261
0.715
0.277

	0
0	-2.93·10 ⁻³ +5.451i·10 ⁻³
1	6.415·10 ⁻³ +0.019i
2	-4.187·10 ⁻³ +0.027i
3	-0.043+0.021i
4	0.112+0.152i
5	-0.038+0.105i
6	-0.113+0.043i
7	-0.233+0.118i
8	-0.554+0.452i
9	-0.064+0.269i

Zkcalc =

	0
0	-28.256
1	18.916
2	-8.743
3	-63.601
4	36.381
5	-19.882
6	-69.183
7	-63.137
8	50.84
9	13.439

faza =

krezonanta := 16

$$Rs_i := \frac{(|Zkcalc_i|)^2}{Rp}$$

Rp := 1.688

$$Xs := \sqrt{(|Zkcalc|)^2 - Rs^2}$$

k :=

1
3
5
7
9
11
13
15
17
19

```

Vector(n) := for i ∈ 0..n
    x ← Xsi
    m(x) ← y ← x if ki < krezonanta
           y ← -x if ki > krezonanta
    ti ← m(x)
return t
    
```

Xs := Vector(9)

$$fazaZ := \frac{180}{\pi} \cdot \text{atan} \left(\frac{Xs}{Rs} \right)$$

fazaZ =

	0
0	89.998
1	89.984
2	89.97
3	89.908
4	88.575
5	89.499
6	89.417
7	87.286
8	-69.118
9	-86.935

Dupa deconectare

Tensiunea 2

$i := 0..9$

$$U_{kb} := \begin{pmatrix} 229.37 \\ 0.45326 \\ 3.4 \\ 0.28673 \\ 0.10605 \\ 5.726 \\ 2.5158 \\ 0.46593 \\ 4.4506 \\ 0.65929 \end{pmatrix}$$

$$fazaU_b := \begin{pmatrix} 0 \\ 50.26 \\ 217.76 \\ 103.07 \\ 164.91 \\ 175.55 \\ 275.33 \\ 311.58 \\ 21.4 \\ 236.13 \end{pmatrix}$$

$$faza2U_i := fazaU_{b_i} \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$U_{k2}_i := U_{k_b_i} \cdot e^{j \cdot faza2U_i}$$

	0
0	229.37
1	0.29+0.349i
2	-2.688-2.082i
3	-0.065+0.279i
4	-0.102+0.028i
5	-5.709+0.444i
6	0.234-2.505i
7	0.309-0.349i
8	4.144+1.624i
9	-0.367-0.547i

	0
0	0
1	0.877
2	3.801
3	1.799
4	2.878
5	3.064
6	4.805
7	5.438
8	0.374
9	4.121

Curentul 2:

$i := 0..9$

$$I_{kb} := \begin{pmatrix} 1513.6 \\ 3.2535 \\ 38.546 \\ 9.2482 \\ 0.63257 \\ 31.134 \\ 15.184 \\ 2.5461 \\ 5.4807 \\ 4.7618 \end{pmatrix}$$

$$fazaI_b := \begin{pmatrix} 25.8 \\ 19.41 \\ 85.47 \\ 5.38 \\ 115 \\ 73.18 \\ 186.56 \\ 147.71 \\ 152.3 \\ 50.18 \end{pmatrix}$$

$$faza2I_i := fazaI_{b_i} \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$I_{k2}_i := I_{k_b_i} \cdot e^{j \cdot faza2I_i}$$

$$I_{k2} = \begin{pmatrix} 1.363 \cdot 103 + 658.766i \\ 3.069 + 1.081i \\ 3.044 + 38.426i \\ 9.207 + 0.867i \\ -0.267 + 0.573i \\ 9.009 + 29.802i \\ -15.085 - 1.735i \\ -2.152 + 1.36i \\ -4.853 + 2.548i \\ 3.049 + 3.657i \end{pmatrix}$$

	0
0	0.45
1	0.339
2	1.492
3	0.094
4	2.007
5	1.277
6	3.256
7	2.578
8	2.658
9	0.876

Impedanta armonica a retelei:

Modulul impedantei

$$Z_{kcalc} := \frac{U_{k1} - U_{k2}}{I_{k1} - I_{k2}}$$

$$faza_i := \frac{180}{\pi} \cdot \text{atan} \left(\frac{\text{Re}(Z_{kcalc}_i)}{\text{Im}(Z_{kcalc}_i)} \right)$$

$$|Z_{kcalc}_i| =$$

5.947·10 ⁻³
0.062
0.033
0.046
0.085
0.128
0.099
0.292
0.536
0.262

	0
0	-2.326·10 ⁻³ +5.473i·10 ⁻³
1	0.05+0.036i
2	-6.484·10 ⁻³ +0.032i
3	0.038+0.027i
4	-0.075-0.041i
5	-9.376·10 ⁻³ +0.128i
6	0.014+0.098i
7	-0.291+0.024i
8	-0.277-0.459i
9	-0.161-0.207i

Z_{kcalc} =

faza =

	0
0	-23.022
1	54.196
2	-11.387
3	54.757
4	61.447
5	-4.204
6	7.936
7	-85.243
8	31.047
9	37.871

Faza impedantei

krezonanta := 16

$$R_{s_i} := \frac{(|Z_{kcalc}_i|)^2}{R_p}$$

R_p := 1.667

$$X_{s_i} := \sqrt{(|Z_{kcalc}_i|)^2 - R_{s_i}^2}$$

k :=

1
3
5
7
9
11
13
15
17
19

```

Vector(n) :=
for i ∈ 0..n
  x ← Xsi
  m(x) ←
  | y ← x if ki < krezonanta
  | y ← -x if ki > krezonanta
  ti ← m(x)
return t
    
```

X_s := Vector(9)

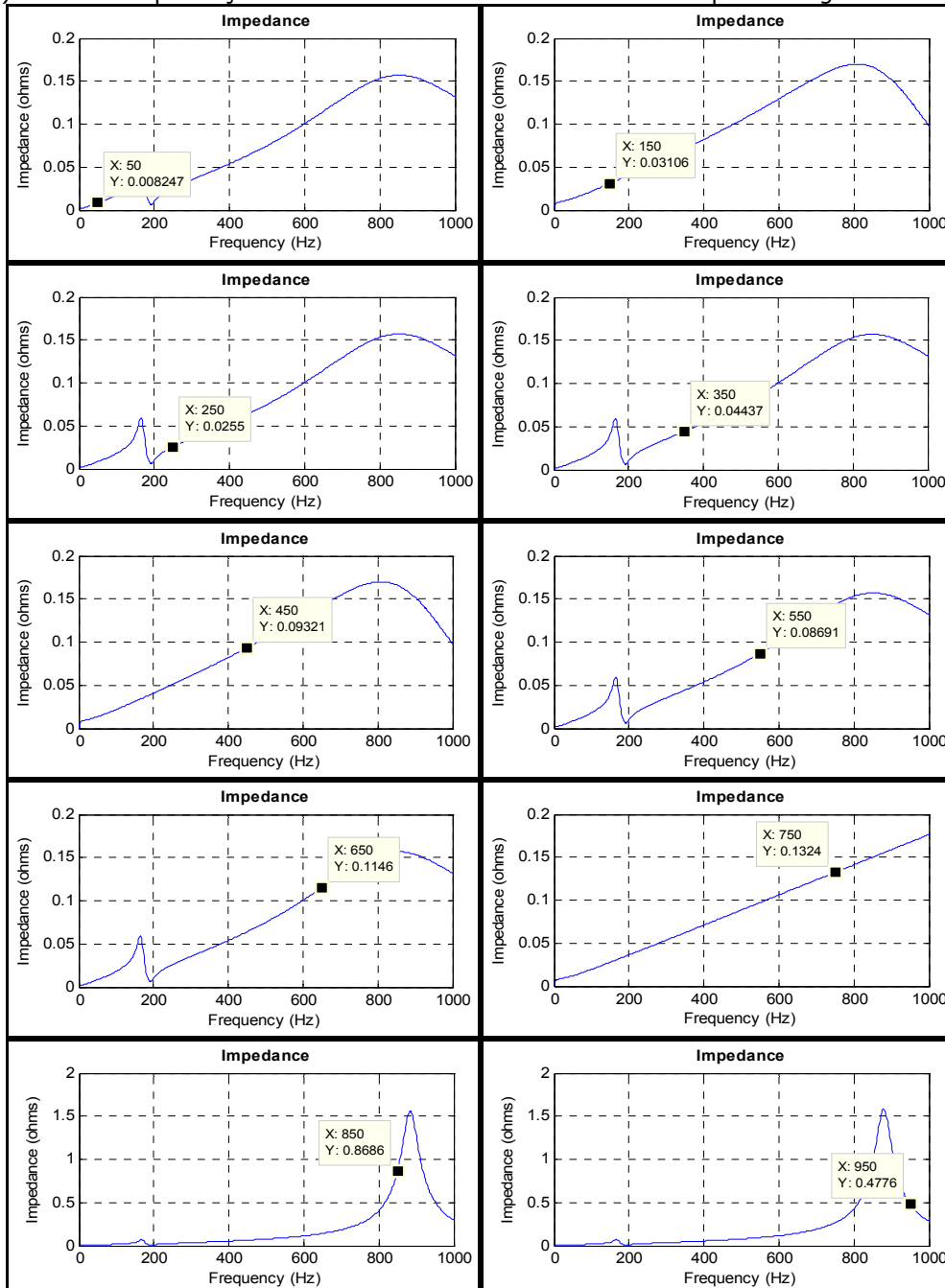
$$fazaZ := \frac{180}{\pi} \cdot \text{atan} \left(\frac{X_s}{R_s} \right)$$

fazaZ =

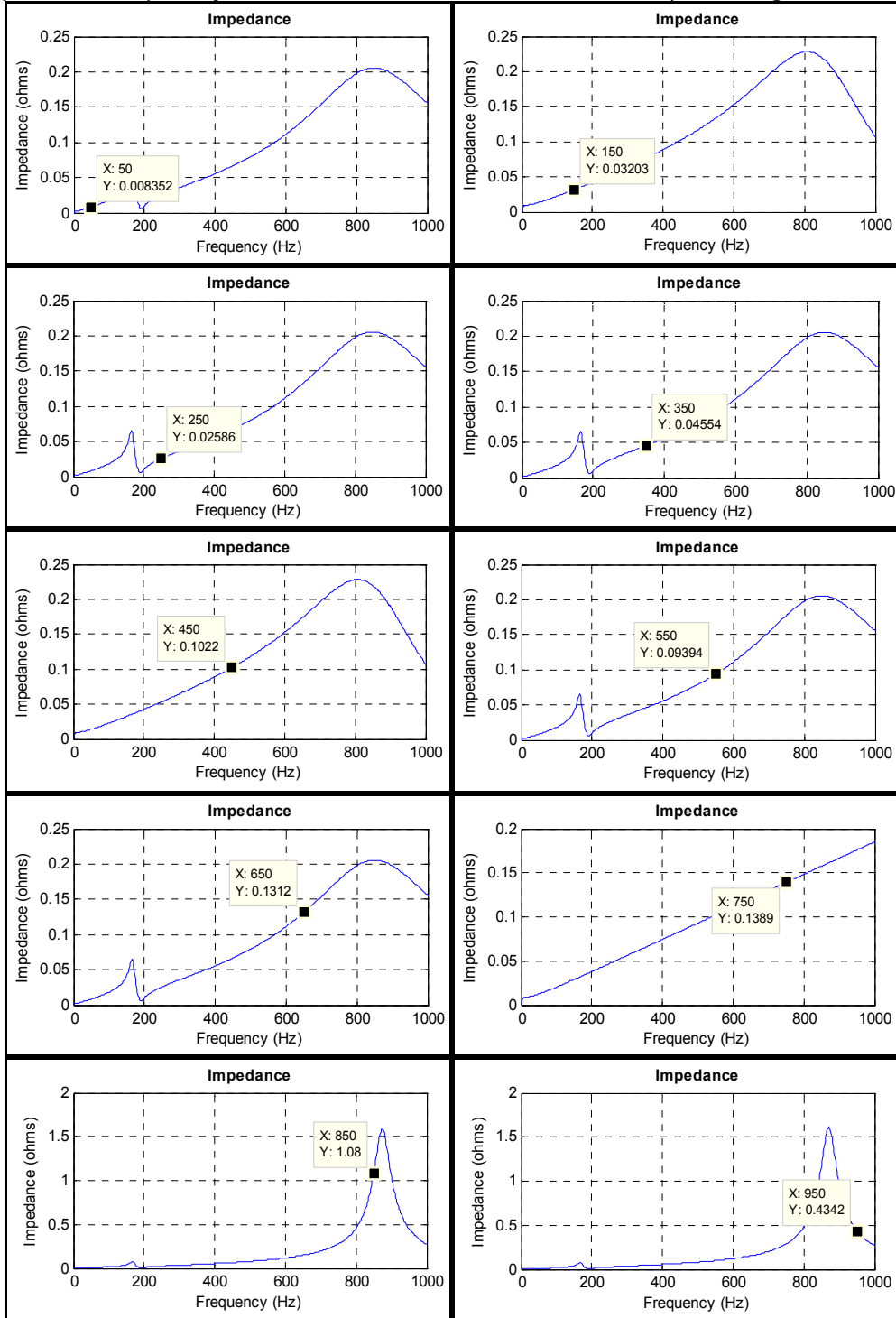
	0
0	89.998
1	89.811
2	89.947
3	89.894
4	89.639
5	89.19
6	89.513
7	85.769
8	-75.624
9	-86.59

Anexa VI. Impedanța armonică în MatLab

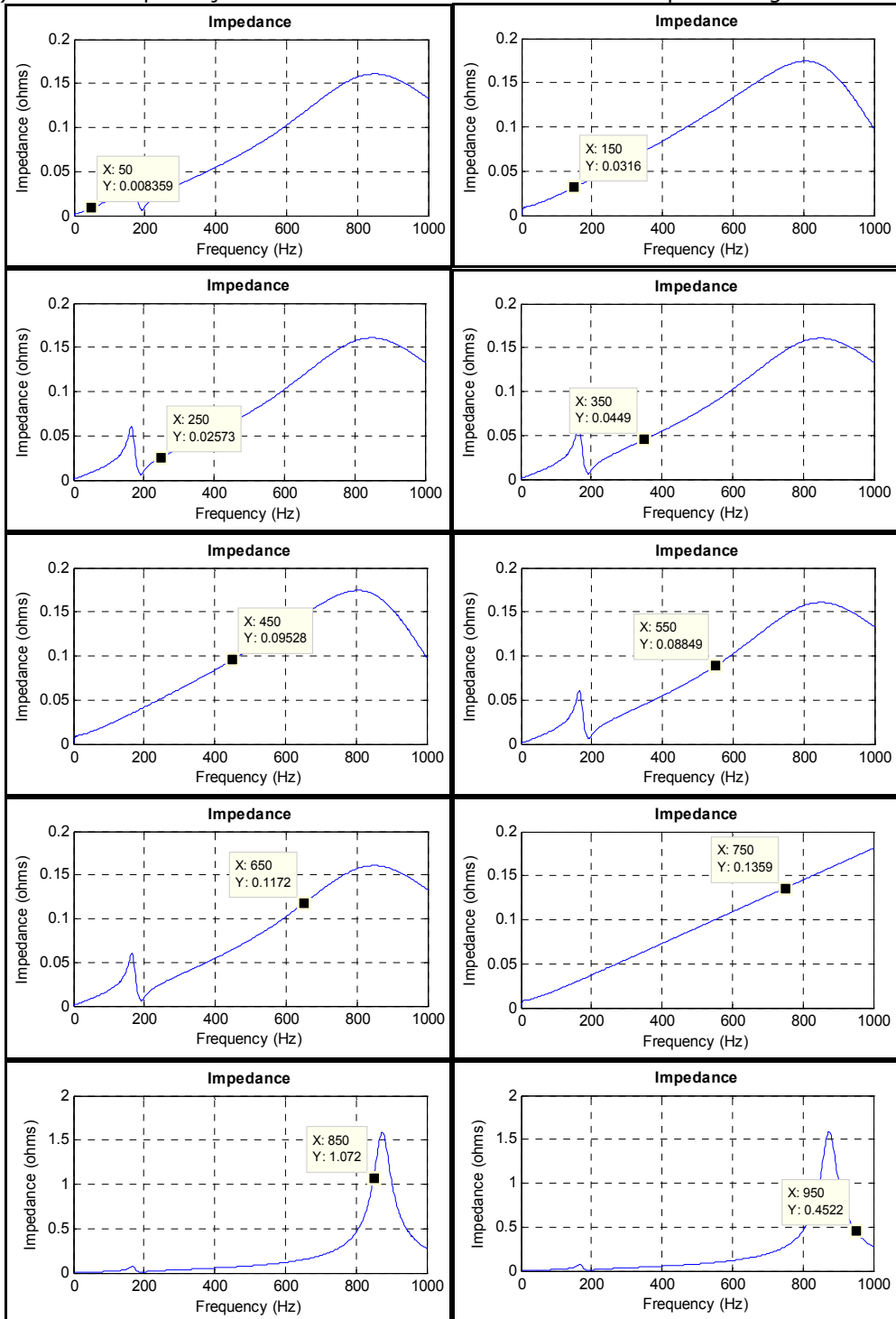
a) Modulul impedanței armonică oferit de simulatorul MatLab pentru regimul 1.



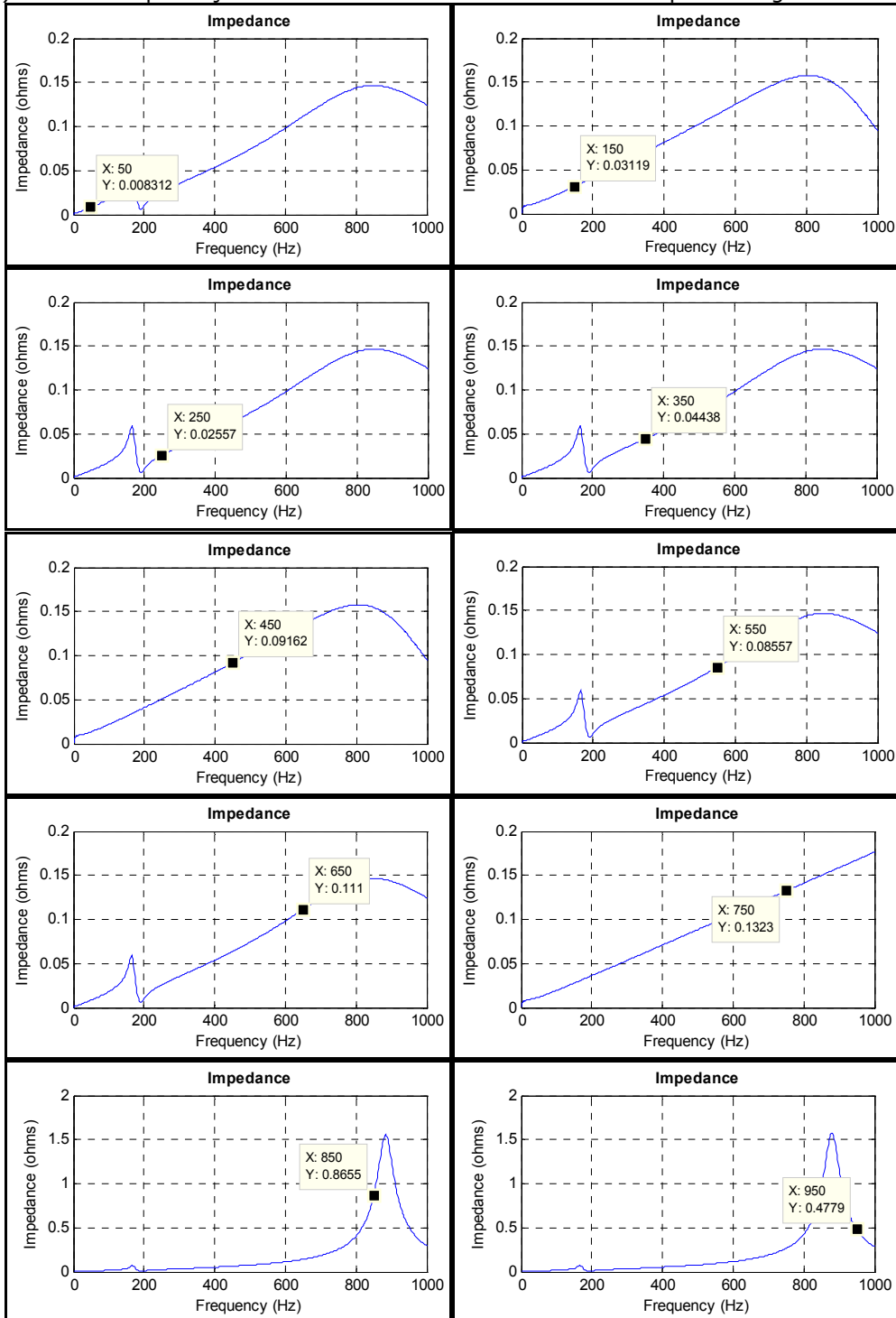
b) Modulul impedanței armonice oferit de simulatorul MatLab pentru regimul 2.



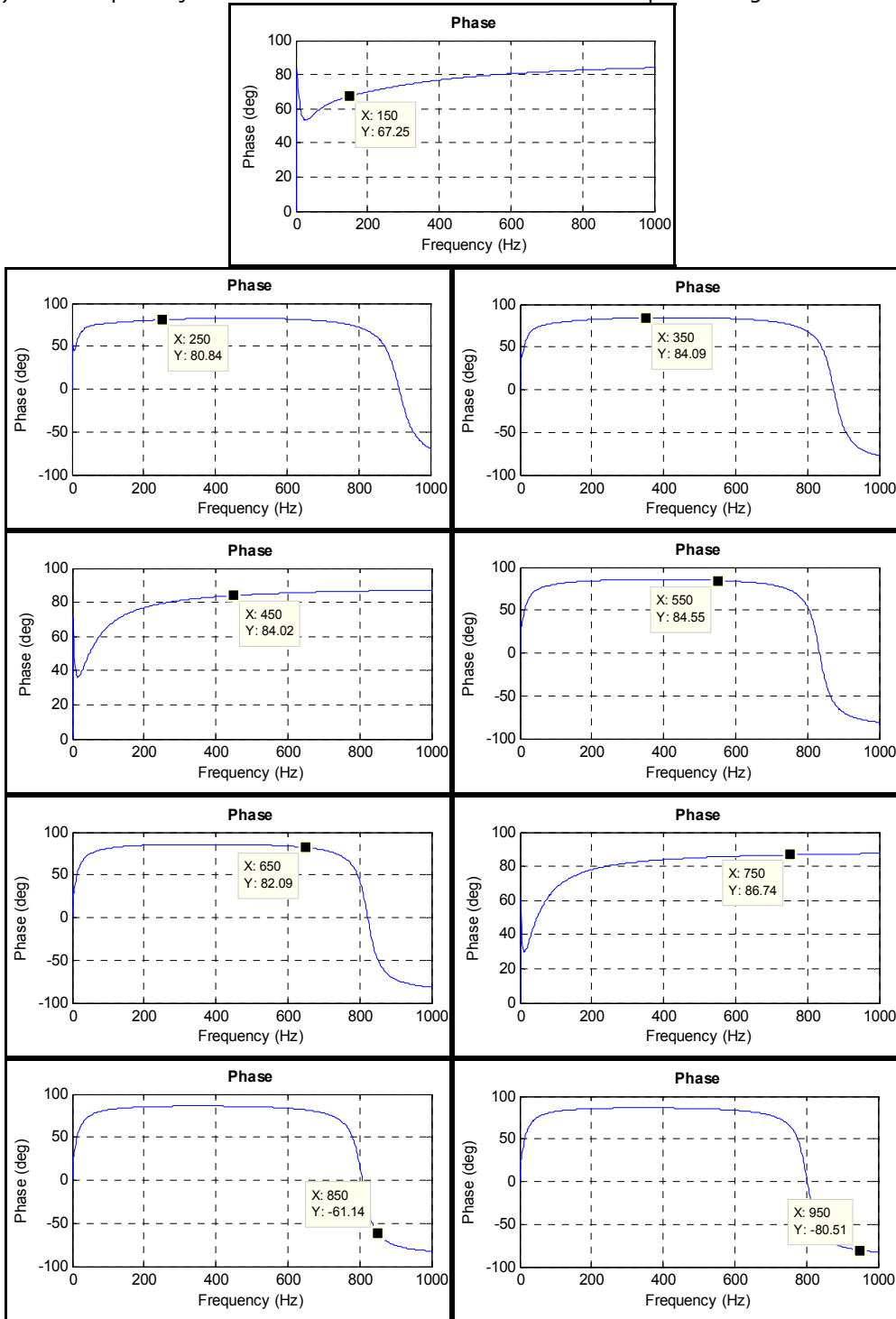
c) Modulul impedanței armonice oferit de simulatorul MatLab pentru regimul 3.



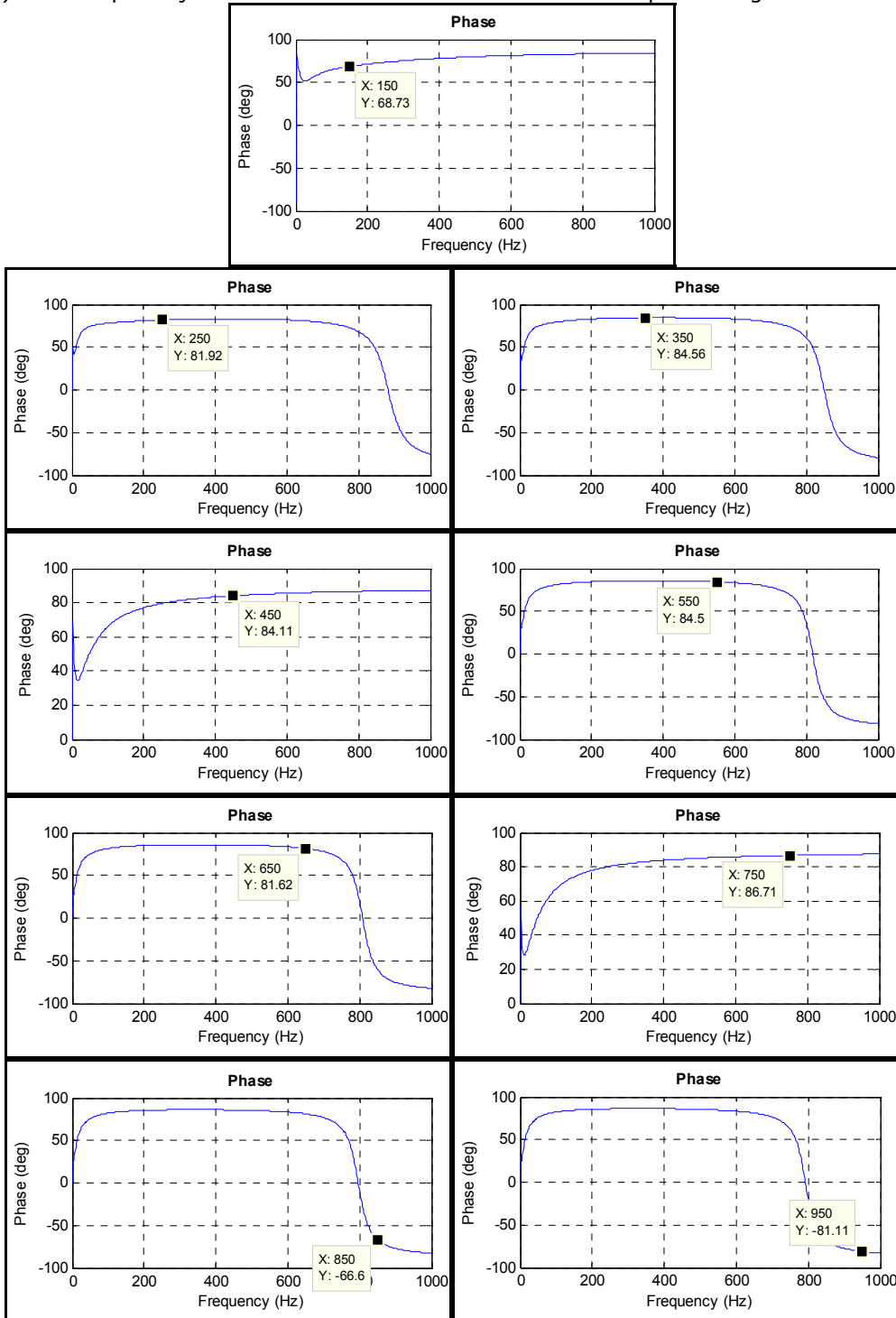
d) Modulul impedanței armonice oferit de simulatorul MatLab pentru regimul 4.



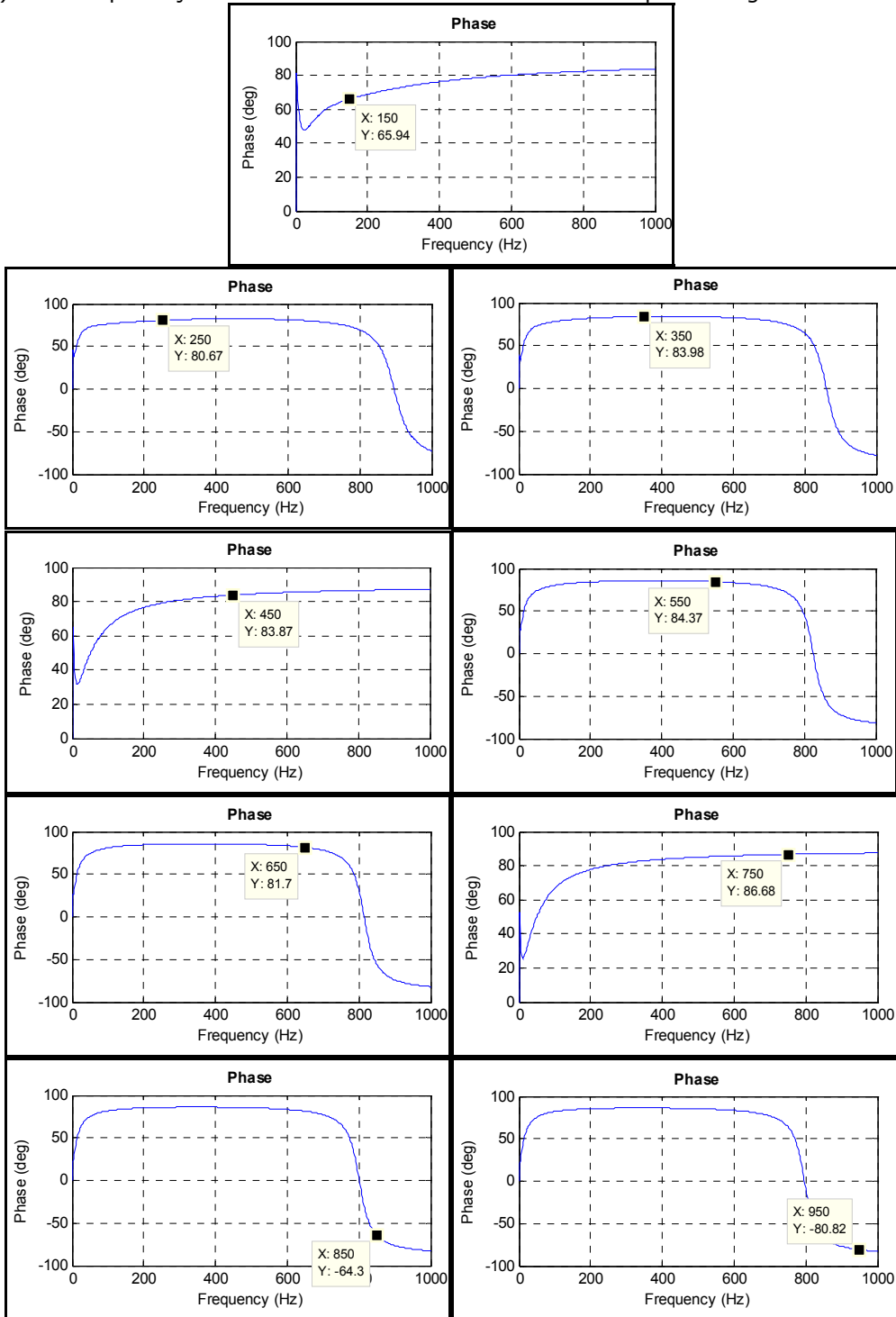
a) Faza impedanței armonice oferită de simulatorul MatLab pentru regimul 1.



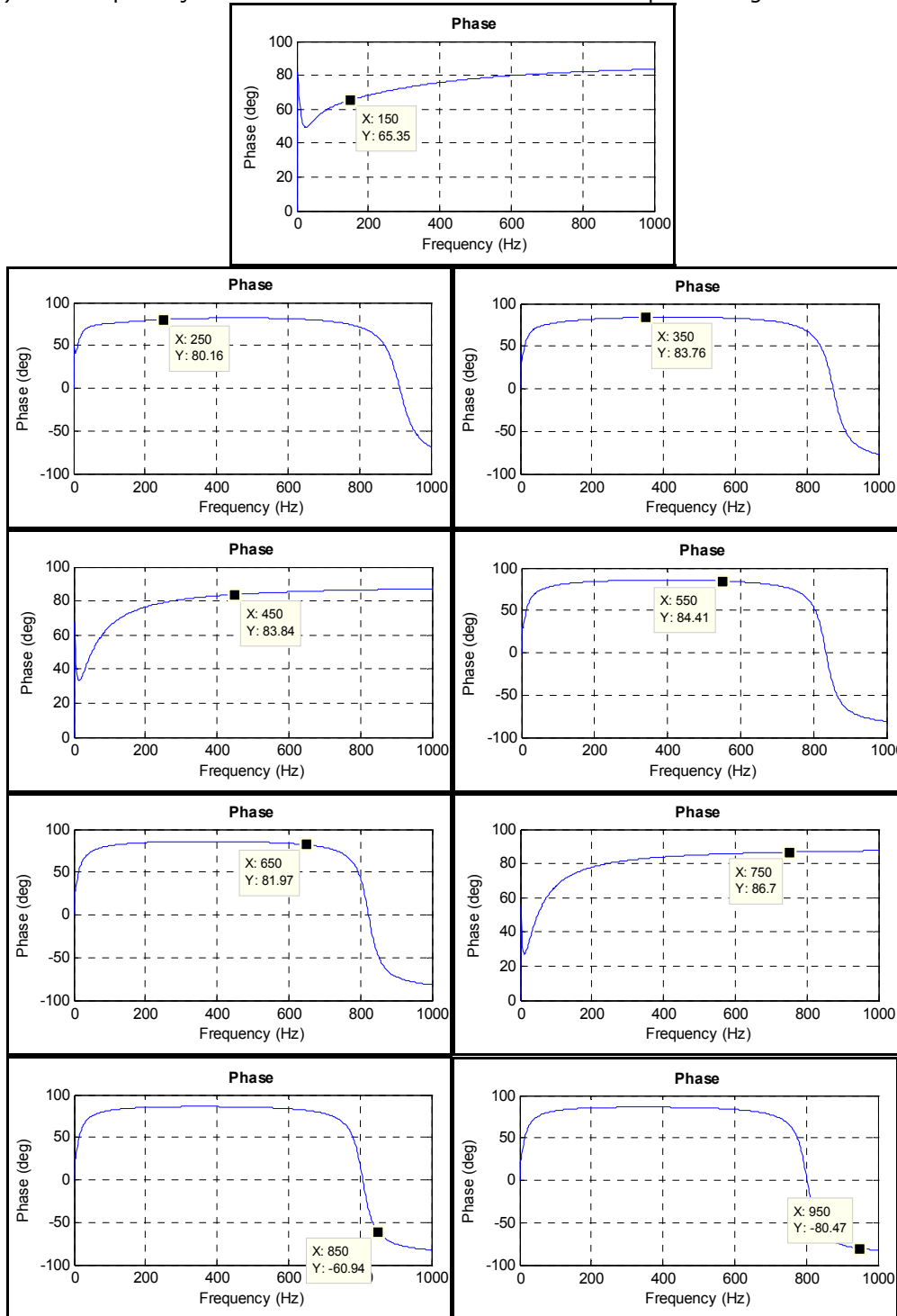
b) Faza impedanței armonice oferită de simulatorul MatLab pentru regimul 2.



c) Faza impedanței armonice oferită de simulatorul MatLab pentru regimul 3.



d) Faza impedanței armonice oferită de simulatorul MatLab pentru regimul 4.



Anexa VII. Calcule aferente aplicației concepute

Calculul valorilor THD pentru curenții prin bateriile de condensatoare

Rangul armonicilor considerate:

$$\underline{K} := \begin{pmatrix} 5 \\ 7 \end{pmatrix}$$

Impedanta armonica, pentru armonicile de rang 5 si 7 in cele trei noduri unde sunt instalate bateriile de condensatoare:

$$Z1 := \begin{pmatrix} 11.19 \\ 13.76 \end{pmatrix} \quad Z2 := \begin{pmatrix} 0.05956 \\ 0.07684 \end{pmatrix} \quad Z3 := \begin{pmatrix} 8.166 \\ 8.314 \end{pmatrix}$$

Reactantele bateriilor de condensatoare ce se instaleaza in noduri:

$$Xc1 := 55.55 \quad Xc2 := 0.533 \quad Xc3 := 120$$

$$i := 0..1$$

Factorii de amplificare ai curenților armonici prin bateriile de condensatoare:

$$FC1_i := K_i \cdot \frac{Z1_i}{Xc1} \quad FC2_i := K_i \cdot \frac{Z2_i}{Xc2} \quad FC3_i := K_i \cdot \frac{Z3_i}{Xc3}$$

$$FC1 = \begin{pmatrix} 1.0072 \\ 1.7339 \end{pmatrix} \quad FC2 = \begin{pmatrix} 0.5587 \\ 1.0092 \end{pmatrix} \quad FC3 = \begin{pmatrix} 0.3402 \\ 0.485 \end{pmatrix}$$

Curentii armonici injectati in noduri:

$$Iarm1 := \begin{pmatrix} 66.87 \\ 46.8 \end{pmatrix} \quad Iarm2 := \begin{pmatrix} 281.14 \\ 210.85 \end{pmatrix} \quad Iarm3 := \begin{pmatrix} 27.804 \\ 20.853 \end{pmatrix}$$

Curentii pe fundamentala, ce alimenteaza fiecare nod:

$$I_{11} := 668.76 \quad I_{21} := 1405.7 \quad I_{31} := 139.02$$

Curentii pe fundamentala, prin bateriile de condensatoare:

$$IC_{11} := 213.67 \quad IC_{21} := 413.53 \quad IC_{31} := 27.56$$

Nivelul armonicelor in noduri:

$$\begin{aligned} \text{nivel1}_i &:= \frac{I_{arm1}_i}{I_{11}} & \text{nivel2}_i &:= \frac{I_{arm2}_i}{I_{21}} & \text{nivel3}_i &:= \frac{I_{arm3}_i}{I_{31}} \\ \text{nivel1} &= \begin{pmatrix} 0.1 \\ 0.07 \end{pmatrix} & \text{nivel2} &= \begin{pmatrix} 0.2 \\ 0.15 \end{pmatrix} & \text{nivel3} &= \begin{pmatrix} 0.2 \\ 0.15 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Coefficientii totali de distorsiune ai curentilor prin bateriile de condensatoare:

$$\text{THDIC1} := \frac{I_{11}}{IC_{11}} \sqrt{\sum_{i=0}^1 (FC_{1_i} \cdot \text{nivel1}_i)^2} \quad \text{THDIC1} = 0.4936$$

$$\text{THDIC2} := \frac{I_{21}}{IC_{21}} \sqrt{\sum_{i=0}^1 (FC_{2_i} \cdot \text{nivel2}_i)^2} \quad \text{THDIC2} = 0.6396$$

$$\text{THDIC3} := \frac{I_{31}}{IC_{31}} \sqrt{\sum_{i=0}^1 (FC_{3_i} \cdot \text{nivel3}_i)^2} \quad \text{THDIC3} = 0.5025$$

Calculul mărimilor armonice în nodul 3.

Rangul armonicilor folosite în calcule:

$$K_{\omega\omega} := \begin{pmatrix} 5 \\ 7 \\ 13 \end{pmatrix}$$

Rezistența și Reactanța Consumatorului: Reactanța bateriei de condensatoare (BC):

$$R := \begin{pmatrix} 23.8938 \\ 23.9457 \\ 23.98423 \end{pmatrix} \quad X := \begin{pmatrix} j \cdot 1.5929 \\ j \cdot 1.14027 \\ j \cdot 0.61498 \end{pmatrix} \quad X_c := \begin{pmatrix} -j \cdot 24 \\ -j \cdot 17.1428 \\ -j \cdot 9.23 \end{pmatrix}$$

Impedanța consumatorului:

$$i := 0..2$$

$$Z_{\text{cons}} := R + X$$

$$Z_{\text{cons}} = \begin{pmatrix} 23.8938 + 1.5929i \\ 23.9457 + 1.1403i \\ 23.9842 + 0.615i \end{pmatrix} \quad \text{faza}_i := \frac{180}{\pi} \cdot \text{atan} \left(\frac{\text{Re}(Z_{\text{cons}}_i)}{\text{Im}(Z_{\text{cons}}_i)} \right)$$

$$|Z_{\text{cons}}_i| =$$

23.9468
23.9728
23.9921

$$\text{faza}_i =$$

86.186
87.2737
88.5312

Impedanța armonică văzută în nod:

$$Z_k := \begin{pmatrix} 6.376 \\ 8.542 \\ 13.58 \end{pmatrix} \quad \text{faza} := \begin{pmatrix} 62.21 \\ 57.2 \\ 39.74 \end{pmatrix}$$

Impedanța armonică complexă văzută în nod:

$$\text{faza1}_i := \text{faza}_i \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$\text{faza1} = \begin{pmatrix} 1.0858 \\ 0.9983 \\ 0.6936 \end{pmatrix} \quad Z_{k1}_i := Z_{k_i} \cdot e^{j \cdot \text{faza1}_i} \quad Z_{k1} = \begin{pmatrix} 2.9727 + 5.6406i \\ 4.6273 + 7.1801i \\ 10.4424 + 8.6818i \end{pmatrix}$$

Distributia curentilor armonici pe bateria de condensatoare:

$$d_i := \frac{R_i + X_i + X_{c_i}}{Zk1_i + X_{c_i}} \quad d = \begin{pmatrix} 1.3946 + 1.0756i \\ 2.2395 + 1.3634i \\ 2.3337 - 0.7025i \end{pmatrix} \quad |d_i| = \begin{matrix} 1.7612 \\ 2.6219 \\ 2.4371 \end{matrix}$$

Distributia curentilor armonici la consumator:

$$d_{\text{cons}_i} := \frac{Zk1_i}{Z_{\text{cons}_i}} \quad d_{\text{cons}} = \begin{pmatrix} 0.1395 + 0.2268i \\ 0.207 + 0.29i \\ 0.4444 + 0.3506i \end{pmatrix} \quad |d_{\text{cons}_i}| = \begin{matrix} 0.2663 \\ 0.3563 \\ 0.566 \end{matrix}$$

Factorii de amplificarea ai curentului la consumator:

$$F_{I_{\text{cons}_i}} := \frac{Z_{\text{cons}_i} + X_{c_i}}{Zk1_i + X_{c_i}} \quad F_{I_{\text{cons}}} = \begin{pmatrix} 1.3946 + 1.0756i \\ 2.2395 + 1.3634i \\ 2.3337 - 0.7025i \end{pmatrix} \quad |F_{I_{\text{cons}_i}}| = \begin{matrix} 1.7612 \\ 2.6219 \\ 2.4371 \end{matrix}$$

Impedanta consumatorului dupa instalarea bateriei de condensatoare:

$$Z_{\text{cons}_{BC_1}} := \frac{1}{\frac{1}{Z_{\text{cons}_i}} + \frac{1}{X_{c_i}}} \quad Z_{\text{cons}_{BC}} = \begin{pmatrix} 12.8266 - 11.9715i \\ 8.4837 - 11.4733i \\ 3.1461 - 8.0999i \end{pmatrix}$$

Impedanta armonica vazuta in nod dupa instalarea bateriei de condensatoare:

$$Z_{k_{BC}} := \begin{pmatrix} 8.227 \\ 13.33 \\ 11.99 \end{pmatrix} \quad \text{faza}_{BC} := \begin{pmatrix} 53.01 \\ 32.28 \\ -47.26 \end{pmatrix}$$

Impedanta armonica complexa vazuta in nod dupa instalarea bateriei de condensatoare:

$$i := 0..2 \quad \text{faza}_{1_{BC_i}} := \text{faza}_{BC_i} \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$\text{faza}_{1_{BC}} = \begin{pmatrix} 0.9252 \\ 0.5634 \\ -0.8248 \end{pmatrix} \quad Zk1_{BC_i} := Zk_{BC_i} \cdot e^{j \cdot \text{faza}_{1_{BC_i}}} \quad Zk1_{BC} = \begin{pmatrix} 4.95 + 6.5712i \\ 11.2698 + 7.119i \\ 8.1373 - 8.8059i \end{pmatrix}$$

Curentii armonici in nod:

$$I := \begin{pmatrix} 52.3 \\ 39.315 \\ 31.373 \end{pmatrix}$$

Tensiunile armonice in nod inainte de instalarea BC:

$$U_{\text{initial}} := \begin{pmatrix} 333.4 \\ 335.83 \\ 426.05 \end{pmatrix}$$

Curentii armonici la consumator inainte de instalarea BC:

$$I_{\text{initialcons}} := \begin{pmatrix} 13.925 \\ 14.009 \\ 17.758 \end{pmatrix}$$

Curentii armonici la consumator dupa instalarea BC:

$$I_{\text{cons}_i} := F_{I_{\text{cons}_i}} \cdot I_{\text{initialcons}_i} \quad I_{\text{cons}} = \begin{pmatrix} 19.4203 + 14.9782i \\ 31.373 + 19.0997i \\ 41.4418 - 12.4747i \end{pmatrix} \quad |I_{\text{cons}_i}| =$$

24.5254
36.7296
43.2786

Impedanta echivalenta dintre consumator si bateria de condensatoare:

$$Z_{\text{consecchiv}_i} := \frac{X_{c_i} \cdot Z_{\text{cons}_i}}{X_{c_i} + Z_{\text{cons}_i}} \quad Z_{\text{consecchiv}_i} = \begin{pmatrix} 12.8266 - 11.9715i \\ 8.4837 - 11.4733i \\ 3.1461 - 8.0999i \end{pmatrix}$$

Tensiunile armonice in nod dupa instalarea BC:

$$U_{\text{dupa}_i} := I_{\text{cons}_i} \cdot Z_{\text{consecchiv}_i} \quad U_{\text{dupa}_i} = \begin{pmatrix} 428.4073 - 40.3705i \\ 485.2953 - 197.9139i \\ 29.3369 - 374.9223i \end{pmatrix} \quad |U_{\text{dupa}_i}| =$$

430.3053
524.1006
376.0683

Curentii prin BC:

$$I_{\text{BC}_i} := \frac{U_{\text{dupa}_i}}{X_{c_i}} \quad I_{\text{BC}} = \begin{pmatrix} 1.6821 + 17.8503i \\ 11.545 + 28.309i \\ 40.62 + 3.1784i \end{pmatrix} \quad |I_{\text{BC}_i}| =$$

17.9294
30.5726
40.7441

Pentru calculul coeficientilor totali de distorsiune (THD) in tensiune si curentii, este nevoie de valorile acestora pe fundamentala.

Impedanta consumatorului:

$$Z_{\text{cons}} := 21.6 + j \cdot 7.2 \quad \text{faza} := \text{atan}\left(\frac{7.2}{21.6}\right) \quad \text{faza1} := \text{faza} \cdot \frac{180}{\pi} \quad \text{faza1} = 18.4349$$

$$|Z_{\text{cons}}| = 22.7684$$

Reactanta consumatorului:

$$X_{\text{cfundam}} := -j \cdot 120$$

Impedanta vazuta in nod

$$Z_{\text{fundam}} := 1.633 \quad \text{fazafundam} := 51.06$$

$$\text{faza1} := \text{fazafundam} \cdot \frac{\pi}{180} \quad Z_{1\text{fundam}} := Z_{\text{fundam}} \cdot e^{j \cdot \text{faza1}}$$

$$Z_{1\text{fundam}} = 1.0264 + 1.2702i$$

Factorul de amplificare al curentului:

$$F_{\text{fundam}} I_{\text{cons}} := \frac{Z_{\text{cons}} + X_{\text{cfundam}}}{Z_{1\text{fundam}} + X_{\text{cfundam}}} \quad F_{\text{fundam}} I_{\text{cons}} = 0.9516 + 0.1737i$$

$$|F_{\text{fundam}} I_{\text{cons}}| = 0.9673$$

Factorul de amplificare al tensiunii:

$$U_{\text{initial}} := 3182 \text{ V} \quad F_{U\text{fundam}} := \frac{|X_{\text{cfundam}}|}{|Z_{1\text{fundam}} + X_{\text{cfundam}}|}$$

$$F_{U\text{fundam}} = 1.0107 \quad U_{\text{nou}} := F_{U\text{fundam}} \cdot U_{\text{initial}}$$

$$U_{\text{nou}} = 3.2159 \times 10^3 \text{ V}$$

Curentul la consumator dupa instalarea BC:

$$I_{\text{II}} := \frac{U_{\text{nou}}}{\left| \frac{X_{\text{cfundam}} \cdot Z_{\text{cons}}}{X_{\text{cfundam}} + Z_{\text{cons}}} \right|} \quad I_{\text{II}} = 135.1825$$

Curentul prin bateria de condensatoare:

$$I_{\text{BC1}} := \frac{U_{\text{nou}}}{X_{\text{cfundam}}} \quad I_{\text{BC1}} = 26.7993i \quad |I_{\text{BC1}}| = 26.7993$$

Coeficientii de distorsiune :

Pentru tensiune:

$$\text{THD}_U := \frac{\sqrt{\sum_{k=0}^2 (|U_{dupa_k}|)^2}}{U_{nou}} \quad \text{THD}_U = 0.2411$$

Pentru curentul la consumator:

$$\text{THD}_{I_{cons}} := \frac{\sqrt{\sum_{k=0}^2 (|I_{cons_k}|)^2}}{I_1} \quad \text{THD}_{I_{cons}} = 0.4574$$

Pentru curentul prin bateria de condensatoare:

$$\text{THD}_{I_{BC}} := \frac{\sqrt{\sum_{k=0}^2 (|I_{BC_k}|)^2}}{|I_{BC1}|} \quad \text{THD}_{I_{BC}} = 2.0151$$

Calculul mărimilor armonice în nodul 4

Reactanta bateriei de condensatoare (BC):

$$X_c := \begin{pmatrix} -j \cdot 265.66 \\ -j \cdot 190.475 \\ -j \cdot 102.56 \end{pmatrix} \quad X_c = \begin{pmatrix} -265.66i \\ -190.475i \\ -102.56i \end{pmatrix}$$

Impedanta armonica vazuta in nod:

$$Z_k := \begin{pmatrix} 41.69 \\ 56.67 \\ 102.2 \end{pmatrix} \quad \text{faza} := \begin{pmatrix} 60.73 \\ 58.72 \\ 47.62 \end{pmatrix}$$

$i := 0..2$

$$\text{faza1}_i := \text{faza}_i \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$\text{faza1} = \begin{pmatrix} 1.0599 \\ 1.0249 \\ 0.8311 \end{pmatrix} \quad Z_{k1}_i := Z_{k_i} \cdot e^{j \cdot \text{faza1}_i} \quad Z_{k1} = \begin{pmatrix} 20.3833 + 36.3672i \\ 29.4242 + 48.4325i \\ 68.8874 + 75.4942i \end{pmatrix}$$

Distributia curentului pe bateria de condensatoare

$$d_{BC}_i := \frac{Z_{k1}_i}{Z_{k1}_i + X_{c_i}} \quad d_{BC} = \begin{pmatrix} -0.1495 + 0.1022i \\ -0.2858 + 0.2664i \\ 0.4933 + 1.2897i \end{pmatrix} \quad |d_{BC}_i| =$$

0.1811
0.3907
1.3808

Impedanta armonica vazuta in nod dupa instalarea BC:

$$Z_{kBC} := \begin{pmatrix} 48.08 \\ 74.41 \\ 141.6 \end{pmatrix} \quad \text{faza}_{BC} := \begin{pmatrix} 55.68 \\ 47.02 \\ -20.91 \end{pmatrix}$$

$i := 0..2$

$$\text{faza1}_{BC}_i := \text{faza}_{BC}_i \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$\text{faza1}_{BC} = \begin{pmatrix} 0.9718 \\ 0.8207 \\ -0.3649 \end{pmatrix} \quad Z_{k1}_{BC}_i := Z_{kBC}_i \cdot e^{j \cdot \text{faza1}_{BC}_i} \quad Z_{k1}_{BC} = \begin{pmatrix} 27.1082 + 39.7093i \\ 50.7285 + 54.4377i \\ 132.2745 - 50.5372i \end{pmatrix}$$

Tensiunile armonice in nod inainte de instalarea BC:

$$U_{\text{initial}} := \begin{pmatrix} 897.57 \\ 889.32 \\ 1199.4 \end{pmatrix}$$

Curentii armonici in nod inainte de instalarea BC:

$$I_i := \frac{U_{\text{initial}_i}}{|Zk1_i|} \quad I = \begin{pmatrix} 21.5296 \\ 15.693 \\ 11.7358 \end{pmatrix}$$

Curentul prin BC:

$$I_{BC_1} := I_i \cdot \frac{Zk1_{BC_1}}{Xc_1} \quad I_{BC} = \begin{pmatrix} -3.2181 + 2.1969i \\ -4.485 + 4.1794i \\ 5.7829 + 15.136i \end{pmatrix} \quad |I_{BC_i}| =$$

3.8965
6.1305
16.2031

Tensiunea armonica in nod dupa instalarea BC:

$$U_i := I_i \cdot Zk1_{BC_1} \quad U = \begin{pmatrix} 583.6292 + 854.9273i \\ 796.0803 + 854.2892i \\ 1.5523 \times 10^3 - 593.0949i \end{pmatrix} \quad |U_i| =$$

1.0351·10 ³
1.1677·10 ³
1.6618·10 ³

$$U_1 := 18713 \text{ V}$$

$$\text{nivel}U_i := \sqrt{3} \cdot \frac{|U_i|}{U_1}$$

$$\text{nivel}U_i =$$

0.0958
0.1081
0.1538

$$\text{THD}_U := \sqrt{3} \cdot \sqrt{\sum_{i=0}^2 \frac{(|U_i|)^2}{U_1^2}}$$

$$\text{THD}_U = 0.211$$

Pentru determinarea coeficientului total de distorsiune al curentului prin BC, este necesara calcularea mai intai a valorii acestuia pe fundamentala:

Reactanta condensatorului: $X_{cfundam} := -j \cdot 1333$

Impedanta vazuta in nod:

$$Z_{fundam} := 12.99 \quad f_{fazafundam} := 37.59$$

$$faza1 := f_{fazafundam} \cdot \frac{\pi}{180} \quad Z1_{fundam} := Z_{fundam} \cdot e^{j \cdot faza1}$$

$$Z1_{fundam} = 10.2932 + 7.924i$$

Distributia curentului prin BC pe fundamentala

$$d_{BCfundam} := \frac{Z1_{fundam}}{Z1_{fundam} + X_{cfundam}} \quad d_{BCfundam} = -5.9193 \times 10^{-3} + 7.814i \times 10^{-3}$$

$$|d_{BCfundam}| = 9.8029 \times 10^{-3}$$

Factorul de amplificare al tensiunii:

$$U_{initial} := 10740 \quad F_{Ufundam} := \frac{|X_{cfundam}|}{|Z1_{fundam} + X_{cfundam}|}$$

$$F_{Ufundam} = 1.0059$$

Tensiunea in nod, pe fundamentala, dupa instalarea BC:

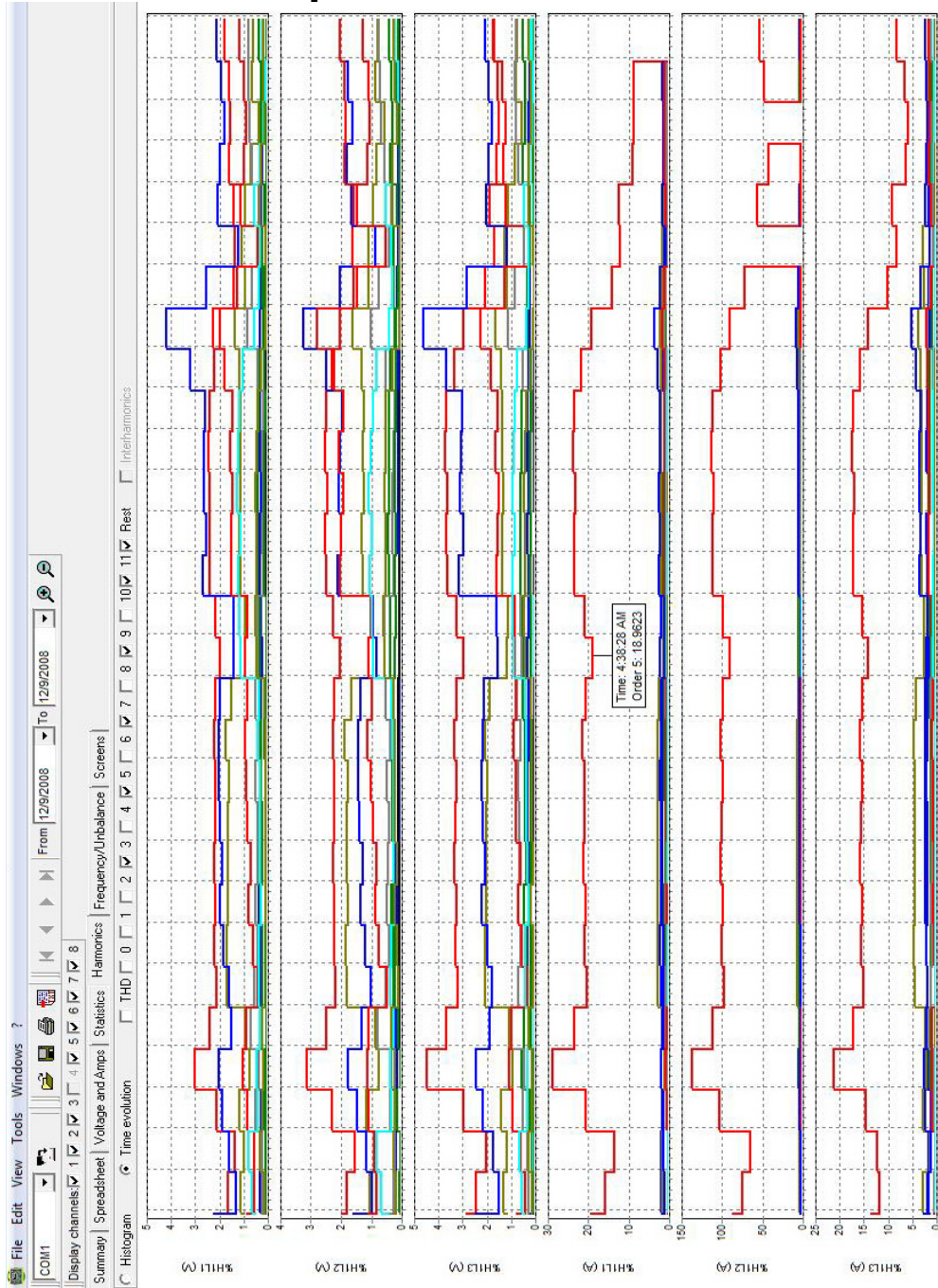
$$U_{nou} := F_{Ufundam} \cdot U_{initial} \quad U_{nou} = 1.0804 \times 10^4$$

Curentul pe fundamentala prin BC:

$$I1 := \frac{U_{nou}}{|X_{cfundam}|} \quad I1 = 8.105$$

$$THD_{IBC} := \frac{\sqrt{\sum_{k=0}^2 (|I_{BCk}|)^2}}{I1} \quad THD_{IBC} = 2.1909$$

Anexa VIII. Curenții armonici înregistrați de echipamentul de măsură



Anexa IX. Calculul valorilor efective ale curenților armonici mășurați

Regimul 1

Valorile procentuale ale curenților armonici oferite de echipamentul de masura:

$$I_h\% := \begin{pmatrix} 0 \\ 2.1698 \\ 18.9623 \\ 1.0849 \\ 0 \\ 1.5094 \\ 0.6604 \\ 0 \\ 1.1792 \\ 0.566 \end{pmatrix} \quad i := 0..9$$

Valoarea efectiva a curentului total:

$$I := 141.5094$$

Valoarea efectiva a curentului pe fundamentala:

$$I_1 := \frac{I}{\sqrt{1 + \sum_{i=0}^9 \left(\frac{I_h\%_i}{100} \right)^2}} \quad I_1 = 138.963$$

Valorile efective ale curentului pe fundamentala:

$$I_h := \frac{I_h\% \cdot I_1}{100}$$

	0
0	0
1	3.015
2	26.351
3	1.508
4	0
5	2.098
6	0.918
7	0
8	1.639
9	0.787

$I_h =$

Regimul 2

Valorile procentuale ale curenților armonici oferite de echipamentul de masură:

$$I_h\% := \begin{pmatrix} 0 \\ 1.3208 \\ 25.4717 \\ 0.7547 \\ 0 \\ 1.4717 \\ 0.6604 \\ 0 \\ 0.8868 \\ 0.5094 \end{pmatrix} \quad i := 0..9$$

Valoarea efectivă a curentului total:

$$I := 142.9245$$

Valoarea efectivă a curentului pe fundamentală:

$$I_1 := \frac{I}{\sqrt{1 + \sum_{i=0}^9 \left(\frac{I_h\%_i}{100} \right)^2}} \quad I_1 = 138.463$$

Valorile efective ale curentului pe fundamentală:

$$I_h := \frac{I_h\% \cdot I_1}{100}$$

	0
0	0
1	1.829
2	35.269
3	1.045
4	0
5	2.038
6	0.914
7	0
8	1.228
9	0.705

$I_h =$

Regimul 3

Valorile procentuale ale curenților armonici oferite de echipamentul de masură:

$$I_{h\%} := \begin{pmatrix} 0 \\ 1.6132 \\ 19.8113 \\ 1.1038 \\ 0 \\ 2.6321 \\ 0 \\ 0 \\ 1.3868 \\ 1.5283 \end{pmatrix} \quad i := 0..9$$

Valoarea efectivă a curentului total:

$$I := 141.1321$$

Valoarea efectivă a curentului pe fundamentală:

$$I_1 := \frac{I}{\sqrt{1 + \sum_{i=0}^9 \left(\frac{I_{h\%,i}}{100} \right)^2}} \quad I_1 = 138.342$$

Valorile efective ale curentului pe fundamentală:

$$I_h := \frac{I_{h\%} \cdot I_1}{100}$$

	0
0	0
1	2.232
2	27.407
3	1.527
4	0
5	3.641
6	0
7	0
8	1.919
9	2.114

$I_h =$

Regimul 4

Valorile procentuale ale curenților armonici oferite de echipamentul de masură:

$$I_{h\%} := \begin{pmatrix} 0 \\ 1.7925 \\ 21.8868 \\ 0.4717 \\ 0 \\ 3.4434 \\ 1.6509 \\ 0 \\ 0.6123 \\ 1.1321 \end{pmatrix} \quad i := 0..9$$

Valoarea efectivă a curentului total:

$$I := 137.6981$$

Valoarea efectivă a curentului pe fundamentală:

$$I_1 := \frac{I}{\sqrt{1 + \sum_{i=0}^9 \left(\frac{I_{h\%}_i}{100} \right)^2}} \quad I_1 = 134.388$$

Valorile efective ale curentului pe fundamentală:

$$I_h := \frac{I_{h\%} \cdot I_1}{100}$$

	0
0	0
1	2.409
2	29.413
3	0.634
4	0
5	4.628
6	2.219
7	0
8	0.823
9	1.521

$I_h =$

Anexa X. Calculul anticipativ al curentului prin filtru

Regimul 1

$i := 0..9$

Rezistenta paralel vazuta in sectiunea de interes

$$R_p := 1.681$$

Impedanta serie vazuta in sectiunea de interes

$$Z_s := \begin{pmatrix} 0.00417 \\ 0.01891 \\ 0.02931 \\ 0.04793 \\ 0.07004 \\ 0.118 \\ 0.2082 \\ 0.1324 \\ 0.801 \\ 0.2591 \end{pmatrix}$$

Reactanta filtrului

$$X_c := \begin{pmatrix} 0.3 - 1.595i \\ 0.3 - 0.209i \\ 0.3 + 0.262i \\ 0.3 + 0.602i \\ 0.3 + 0.898i \\ 0.3 + 1.174i \\ 0.3 + 1.44i \\ 0.3 + 1.7i \\ 0.3 + 1.955i \\ 0.3 + 2.208i \end{pmatrix}$$

Rezistenta serie

$$R_s := \frac{Z_s^2}{R_p}$$

	0
0	1.034·10 ⁻⁵
1	2.127·10 ⁻⁴
2	5.111·10 ⁻⁴
3	1.367·10 ⁻³
4	2.918·10 ⁻³
5	8.283·10 ⁻³
6	0.026
7	0.01
8	0.382
9	0.04

Reactanta serie

$$X_s := \sqrt{Z_s^2 - R_s^2}$$

	0
0	4.17·10 ⁻³
1	0.019
2	0.029
3	0.048
4	0.07
5	0.118
6	0.207
7	0.132
8	0.704
9	0.256

Distributia curentului prin filtru

$$d := \frac{R_s + j \cdot X_s}{R_s + j \cdot X_s - j \cdot X_c}$$

$$|d_i| =$$

2.571·10 ⁻³
0.054
0.078
0.073
0.075
0.099
0.142
0.077
0.338
0.115

Curentul armonic injectat in nod

$$Inod := \begin{pmatrix} 5.477 \times 10^4 \\ 25.626 \\ 271.481 \\ 20.412 \\ 1.485 \\ 34.13 \\ 6.519 \\ 2.247 \\ 3.943 \\ 4.375 \end{pmatrix}$$

Curentul armonic prin filtru

$$Ibc_i := Inod_i \cdot |d_i|$$

	0
0	140.792
1	1.384
2	21.102
3	1.496
4	0.112
5	3.367
6	0.924
7	0.173
8	1.332
9	0.504

Regimul 2

$i := 0..9$

Rezistenta paralel vazuta in sectiunea de interes

$R_p := 1.718$

Impedanta serie vazuta in sectiunea de interes

$$Z_s := \begin{pmatrix} 0.00456 \\ 0.0209 \\ 0.03189 \\ 0.05182 \\ 0.07516 \\ 0.1279 \\ 0.2308 \\ 0.1389 \\ 0.6701 \\ 0.2453 \end{pmatrix}$$

Reactanta filtrului

$$X_c := \begin{pmatrix} 0.3 - 1.595i \\ 0.3 - 0.209i \\ 0.3 + 0.262i \\ 0.3 + 0.602i \\ 0.3 + 0.898i \\ 0.3 + 1.174i \\ 0.3 + 1.44i \\ 0.3 + 1.7i \\ 0.3 + 1.955i \\ 0.3 + 2.208i \end{pmatrix}$$

Rezistenta serie

$$R_s := \frac{Z_s^2}{R_p}$$

	0
0	1.21·10 ⁻⁵
1	2.543·10 ⁻⁴
2	5.92·10 ⁻⁴
3	1.563·10 ⁻³
4	3.288·10 ⁻³
5	9.522·10 ⁻³
6	0.031
7	0.011
8	0.261
9	0.035

Reactanta serie

$$X_s := \sqrt{Z_s^2 - R_s^2}$$

	0
0	4.56·10 ⁻³
1	0.021
2	0.032
3	0.052
4	0.075
5	0.128
6	0.229
7	0.138
8	0.617
9	0.243

Distributia curentului prin filtru

$$d := \frac{R_s + j \cdot X_s}{R_s + j \cdot X_s - j \cdot X_c}$$

$$|d_i| =$$

2.811·10 ⁻³
0.06
0.085
0.079
0.081
0.107
0.157
0.081
0.299
0.109

Curentul armonic injectat in nod

$$I_{nod} := \begin{pmatrix} 4.997 \times 10^4 \\ 38.043 \\ 262.142 \\ 26.884 \\ 2.029 \\ 23.326 \\ 5.025 \\ 1.282 \\ 4.885 \\ 8.009 \end{pmatrix}$$

Curentul armonic prin filtru

$$I_{bc}_i := I_{nod}_i \cdot |d_i|$$

	0
0	140.473
1	2.281
2	22.275
3	2.135
4	0.164
5	2.494
6	0.787
7	0.104
8	1.462
9	0.876

Regimul 3

$i := 0..9$

Rezistenta paralel vazuta in sectiunea de interes

$R_p := 1.688$

Impedanta serie vazuta in sectiunea de interes

$$Z_s := \begin{pmatrix} 0.004863 \\ 0.02047 \\ 0.03085 \\ 0.05009 \\ 0.07283 \\ 0.1233 \\ 0.2203 \\ 0.1359 \\ 0.7218 \\ 0.2511 \end{pmatrix}$$

Reactanta filtrului

$$X_c := \begin{pmatrix} 0.3 - 1.595i \\ 0.3 - 0.209i \\ 0.3 + 0.262i \\ 0.3 + 0.602i \\ 0.3 + 0.898i \\ 0.3 + 1.174i \\ 0.3 + 1.44i \\ 0.3 + 1.7i \\ 0.3 + 1.955i \\ 0.3 + 2.208i \end{pmatrix}$$

Rezistenta serie

$$R_s := \frac{Z_s^2}{R_p}$$

	0
0	1.401·10 ⁻⁵
1	2.482·10 ⁻⁴
2	5.638·10 ⁻⁴
3	1.486·10 ⁻³
4	3.142·10 ⁻³
5	9.006·10 ⁻³
6	0.029
7	0.011
8	0.309
9	0.037

Reactanta serie

$$X_s := \sqrt{Z_s^2 - R_s^2}$$

	0
0	4.863·10 ⁻³
1	0.02
2	0.031
3	0.05
4	0.073
5	0.123
6	0.218
7	0.135
8	0.652
9	0.248

Distributia curentului prin filtru

$$d := \frac{R_s + j \cdot X_s}{R_s + j \cdot X_s - j \cdot X_c}$$

$$|d_i| =$$

2.998·10 ⁻³
0.059
0.082
0.077
0.078
0.103
0.15
0.079
0.315
0.112

Curentul armonic injectat in nod

$$Inod := \begin{pmatrix} 4.743 \times 10^4 \\ 39.199 \\ 254.352 \\ 22.61 \\ 2.164 \\ 22.975 \\ 20.628 \\ 1.561 \\ 1.308 \\ 3.818 \end{pmatrix}$$

Curentul armonic prin filtru

$$Ibc_i := Inod_i \cdot |d_i|$$

	0
0	142.197
1	2.3
2	20.868
3	1.734
4	0.17
5	2.368
6	3.089
7	0.123
8	0.412
9	0.427

Regimul 4

$i := 0..9$

Rezistenta paralel vazuta in sectiunea de interes

$R_p := 1.667$

Impedanta serie vazuta in sectiunea de interes

$$Z_s := \begin{pmatrix} 0.004579 \\ 0.0193 \\ 0.02941 \\ 0.04794 \\ 0.07 \\ 0.1179 \\ 0.208 \\ 0.1323 \\ 0.8012 \\ 0.2592 \end{pmatrix}$$

Reactanta filtrului

$$X_c := \begin{pmatrix} 0.3 - 1.595i \\ 0.3 - 0.209i \\ 0.3 + 0.262i \\ 0.3 + 0.602i \\ 0.3 + 0.898i \\ 0.3 + 1.174i \\ 0.3 + 1.44i \\ 0.3 + 1.7i \\ 0.3 + 1.955i \\ 0.3 + 2.208i \end{pmatrix}$$

Rezistenta serie

$$R_s := \frac{Z_s^2}{R_p}$$

	0
0	1.258·10 ⁻⁵
1	2.234·10 ⁻⁴
2	5.189·10 ⁻⁴
3	1.379·10 ⁻³
4	2.939·10 ⁻³
5	8.339·10 ⁻³
6	0.026
7	0.01
8	0.385
9	0.04

$R_s =$

Reactanta serie

$$X_s := \sqrt{Z_s^2 - R_s^2}$$

	0
0	4.579·10 ⁻³
1	0.019
2	0.029
3	0.048
4	0.07
5	0.118
6	0.206
7	0.132
8	0.703
9	0.256

$X_s =$

Distributia curentului prin filtru

$$d := \frac{R_s + j \cdot X_s}{R_s + j \cdot X_s - j \cdot X_c}$$

$$|d_i| =$$

2.823·10 ⁻³
0.055
0.078
0.073
0.075
0.099
0.142
0.077
0.337
0.115

Curentul armonic injectat in nod

$$Inod := \begin{pmatrix} 4.954 \times 10^4 \\ 23.485 \\ 167.984 \\ 7.897 \\ 1.515 \\ 64.772 \\ 19.088 \\ 3.518 \\ 5.142 \\ 1.38 \end{pmatrix}$$

Curentul armonic prin filtru

$$Ibc_i := Inod_i \cdot |d_i|$$

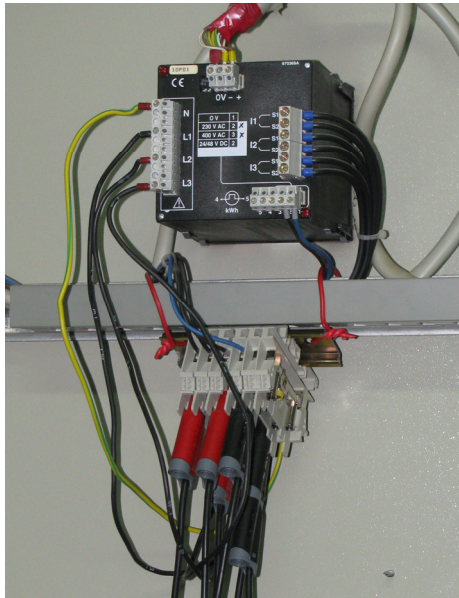
	0
0	139.844
1	1.296
2	13.104
3	0.579
4	0.114
5	6.383
6	2.703
7	0.271
8	1.735
9	0.159

Anexa XI. Fotografii realizate în instalațiile în care au fost efectuate măsurătorile

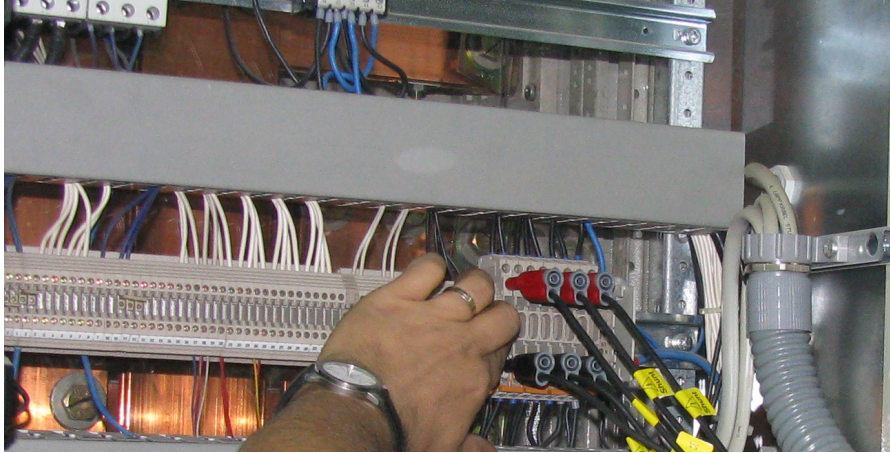
Instrumentele de monitorizare instalate în secundarul transformatorului 10/0,4 kV (Fluke 1760 –în stânga), respectiv pe cablurile de racord ale filtrelor (Fluke 1735 – în dreapta).



Conectarea canalelor de tensiune ale instrumentelor de monitorizare.



Conectarea canalelor de curent ale instrumentului instalat pe transformator în circuitele secundare.



Parametrizarea instrumentului Fluke 1760



BIBLIOGRAFIE

1. Akram, M.F., Ortmeyer, T.M., Svoboda, J.A., *An Improved Harmonic Modelling Tehnique for Transmission Network*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.9, No.3, July 1994, pp.1510-1516.
2. Albert, H., Golovanov, N., *Determinarea experimentală a impedanței armonice*, Informații necesare, Metode de determinare practică, CEE' 99, Sesiunea 3, 1999, pp.166-178.
3. Arie, A., Golovanov, N., Dumitru, C., *Propagarea armonicilor de curent produse de căile ferate electrificate în sistemul electroenergetic*, Energetica, Vol.39, Nr.2, Seria B, Martie-Aprilie 1991, pp.77-90.
4. Arie, A., Neguș, G., Golovanov, C., Golovanov, N., *Poluarea cu armonici a sistemelor electroenergetice funcționând în regim permanent simetric*, Editura Academiei Române, București, 1994.
5. Arrilaga, J., Bradley, D.A., Bodger, P.S., *Power System Harmonics*, John Wiley & Sons, New York, 1985.
6. Arrilaga, J., Arnold, C.P., *Computer Analysis of Power Systems*, John Wiley, New York, 1990.
7. Arrilaga, J., Juhlin, L.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.
8. **Băloi, A.**, Pană, A., *MatLab Simulations for the Optimization of the Reactive Power Compensation in Electrical Distribution Networks*, Proceedings of 2008 World Energy System Conference, 30 June-2 July, Iași 2008.
9. **Băloi, A.**, Pană, A., Chiosa, N., *Experimental Determination of the Harmonic Impedance in a Bus of an Electrical Distribution Network*, Zilele Academice, Timișoara 2009.
10. Baran, M.E., Wu, F.F., *Optimal Sizing of Capacitors Placed on a Radial Distribution System*, IEEE Transactions on PWRD, 4(1), 1989, pp.143-149.
11. Berg, G., I., *Power System Load Representation*, Proceedings, IEE, Vo1.20, Nr.3, 1973, pp.344-348.
12. Blanchon, G., Girard, N., Logeay, Y., Meslier, F., *New Developments in Planning of Reactive Power Compensation Devices*, IEEE Transactions on PWRS, 2(1), 1987, pp.764-771.
13. Bonner, A., at all, Task Force on Harmonics, *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.
14. 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.
15. 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, Nr.8, Septembrie 1988, pp.400-404.
16. 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.

17. Buta, A., Ivaşcu, 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.
18. Buta, A., *Transportul și distribuția energiei electrice*, Universitatea Tehnică Timișoara, 1991.
19. Buta, A., Ivaşcu, C., Milea, L., Pană, 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, pp.63-68.
20. Buta, A., Pană, A., *Considerarea pierderilor în miezul de oțel al conductoarelor LEA la calculul electric*, SNRE, Ediția a VII-a, Vol.3, Suceava, 1994, pp.296-306.
21. 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.
22. Buta, A., Pană, 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, Fasc.5, 1995, pp.499-505.
23. Buta, A., Vasilievici, A., Milea, L., *Transportul energiei electrice în curent continuu, Aplicație a electronicii de putere*, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 1998.
24. Buta, A., Milea, L., Pană, A., *Impedanța armonică a rețelelor sistemelor electroenergetice*, Editura Tehnică, București, 2000.
25. Buta, A., Toader, D., **Băloi, A.**, Molnar-Matei, F., *Aspecte noi privind definirea puterilor în rețelele electrice care funcționează în regimuri nesimetrice și nesinusoidale*, Zilele Academice, Timișoara 2005.
26. 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.
27. Cârțină, G., Georgescu, G., Gavrilaş, M., Bonciu, C.L., *Rețele neuronale artificiale și sisteme expert în energetică*, Editura „Gh. Asachi” Iași, 1994.
28. Cârțină, G., Alexandrescu, V., Bonciu, C., Bârlădeanu, E., *Coordonarea optimă a mijloacelor de reglaj U-Q în stațiile de distribuție prin tehnici neuro-fuzzy*, Energetica, anul 47, Nr.8-9, 1999, pp.369-373.
29. Cârțină, G., Grigoraș, G., *Tehnici de inteligență artificială în electroenergetică*, Editura SETIS, Iași 2004.
30. Casaravilla, G., Salvia, A., Briozzo, C., Watanabe, E., *Selective Active Filter With Optimum Remote Harmonic Distortion Control*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.19, No.4, October 2004.
31. Chang, N.E., *Locating Shunt Capacitors on Primary Feeder for Voltage Control and Loss Reduction*, IEEE Transactions on PAS, 88(10), 1969, 1574-1577.
32. Chang, Y.P., Wu, C.J., *Optimal Multiobjective Planning of Large-Scale Passive Harmonic Filters Using Hybrid Differential Evolution Method Considering Parameter and Loading Uncertainty*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.20, No.1, January 2005.
33. Chang, G., Chu, S.Y., Wang, H.L., *A New Method of Passive Harmonic Filter Planning for Controlling Voltage Distortion in a Power System*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.21, No.1, January 2006.

34. Chang, G., Yeh, C.M., Chen, W.C., *Meeting IEEE-519 Current Harmonics and Power Factor Constraints With a Three-Phase Three-Wire Active Power Filter Under Distorted Source Voltages*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.21, No.3, July 2006.
35. Chindriș, M., Cziker, A., *Utilizarea sistemelor fuzzy în energetică*, Editura Mediamira, Cluj-Napoca 2002.
36. Chiosa, N., **Băloi, A.**, Molnar-Matei, F., Buta, A., *Aspecte particulare in alimentarea consumatorilor de servicii proprii ale stațiilor RET*, Simpozionul Național – Siguranța in functionarea sistemului electroenergetic, Sinaia 2005, pp.177-184.
37. Chiosa, N., **Băloi, A.**, Molnar-Matei, F., Buta, A., *The Particularities of the Load Curves of Specific Services RET Stations*, Proceedings of the 6th International Power Systems Conference, 3-4 November, Timisoara 2005, pp.135-140.
38. Chiuță, I., Conecini, I., *Compensarea regimului energetic deformant*, Editura Tehnică, București, 1989.
39. Chou, C.J., Liu, C.W., Lee, J.Y., Lee, K.D., *Optimal Planning of Large Passive-Harmonic-Filters Set at High Voltage Level*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 15, No.1, January 2000.
40. Conecini, I., *Calitatea energiei electrice*, Teză de doctorat, Universitatea „Politehnica” București, 1999.
41. Crețu, G., 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, Nr.6, Iunie 1988, pp.269-279.
42. Czarnecki, L., Gin, H., *Effects of Damping on the Performance of Resonant Harmonic Filters*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.19, No.2, April 2004.
43. Czarnecki, L., Gin, H., *The Effect of the Design Method on Efficiency of Resonant Harmonic Filters*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.20, No.1, January 2005.
44. Deflandre, T., Rioual, P., Martinon, J., Arson, S., *Modeling Distribution of Harmonics on HV Systems*, Proceedings of Quality of Power, 16-18 October, Las Vegas, Nevada, 1996.
45. 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.
46. Dominguez, M., Coople, 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.
47. Duran, H., *Optimum Number, Location and Size of Shunt Capacitors in Radial Distribution Feeders – A Dynamic Programming Approach*, IEEE Transactions on PAS, 87 (9), 1968, pp.1769-1774.
48. Eachern, A.M., Grady, W.M., Moncrief, W.A., Heydt, G.T., Graighman, M., *Revenue and Harmonics: An Evolution of Some Note Structures*, IEEE Transaction on Power Delivery, Vol.10, No.1, 1995, pp.474-482.
49. Emanuel, A.E., *On the Assesment of Harmonic Pollution*, IEEE Transaction on Power Delivery, Vol.10, No.3, 1995, pp.1693-1698.
50. Eremia, M., și alții, *Tehnici de inteligență artificială – Concepte și aplicații în sistemele electroenergetice*, Editura AGIR, București 2001.

51. Ginn, H., Czarnecki, L., *An Optimization Based Method for Selection of Resonant Harmonic Filter Branch Parameters*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.21, No.3, July 2006.
52. Girgis, A.A., Clapp, M.C., Makram, B.E., Qiu, J., 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.
53. Golovanov, C., Albu, M., *Probleme moderne de măsurare în electroenergetică*, Editura Tehnică, București 2001.
54. Gonet, T., *Electric Power Transmission System Analysis and Design*, A. Wiley – Interscience Publication, John Wiley & Sons, New York, 1988.
55. Grainger, J.J., Lee, S.H., *Optimum Size and Location of Shunt Capacitors for Reduction of Losses in Distribution Feeders*, IEEE Transactions on PAS, 100(3), 1981, pp.1105-1118.
56. Grainger, J.J., Lee, S.H., *Capacity Release by Shunt Capacitor Placement on Distribution Feeders: A New Voltage Dependent Model*, IEEE Transactions on PAS, 101(5), 1982, pp.1236-1244.
57. Ionescu, T.G., Pop, O., *Ingineria sistemelor de distribuție a energiei electrice*, Editura Tehnică, București, 1997.
58. Ionescu, T.G., Pop, O., *Ingineria sistemelor de distribuție a energiei electrice*, Editura Tehnică, București, 1998.
59. Iordache, M., Conecini, I., *Calitatea energiei electrice*, Editura tehnică, București, 1997.
60. Iordănescu, I., *Compensarea factorului de putere și atenuarea regimului deformant, acțiuni interdependente în sistemele energetice moderne*, Energetica, Vol.28, Nr.8, 1980, pp.327-331.
61. Iordănescu, I., *Fenomenul de rezonanță datorită regimului deformant și măsuri pentru evitarea sa*, Conferință Națională de Energetică, Vol.53, București 1983, pp.134-140.
62. Iordănescu, I., *Regimul deformant în noduri fără consumatori deformanți, Condiții de evitare a efectelor asupra instalațiilor*, Lucrările sesiunii științifice „Optimizarea dezvoltării și exploatării rețelelor electrice de distribuție”, Iași 1986, pp.29-40.
63. Iordănescu, I., *Adaptarea măsurilor de compensare a factorului de putere la condițiile create de existența regimului deformant*, Energetica, Vol.43, Nr.5B, 1995, pp.236-240.
64. 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, Vol.13, 1986, pp.249-255.
65. 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, Timișoara, 1986.
66. Ivașcu, C., Buta, A., Milea, L., *Identificarea pe cale experimentală a regimului deformant în câteva stații de transformare ale FRE Timișoara*, CNEE, Nr.8, București, 1986, pp.146-157.
67. 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.
68. Jou, H.L., Wu, J.C., Chang, Y.J., Feng, Y.T., *A Novel Active Power Filter for Harmonic Suppression*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.20, No.2, April 2005.

69. Kaplan, M., *Optimization of Number, Location, Size, Control Type and Control Setting of Shunt Capacitors in Radial Distribution Feeders*, IEEE Transactions on PAS, 104(11), 1985, pp.2257-2264.
70. Karimi, H., Karimi-Ghartemani, M., Iravani, M.R., Bakhshai, A., *An Adaptive Filter for Synchronous Extraction of Harmonics and Distortions*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.18, No.4, October 2003.
71. Kent, K.C.Y, Watson, N.R., Arrilaga, J., *An Adaptive Kalman Filter for Dynamic Harmonic State Estimation and Harmonic Injection Tracking*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.20, No.2, April 2005.
72. Kilyeni, S., *Metode numerice. Algoritme, programe de calcul, aplicații în energetică*, Ediția 3, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2003.
73. Kilyeni, S., Andea, P., Groza, M., Bărbulescu, C., *Optimal Compensation of Radial Networks Part I: The Calculation of State Variables*, EUROCON 2005, Belgrad, 22-24 November 2005, pp.1513-1516.
74. Kilyeni, S., Andea, P., Groza, M., Bărbulescu, C., *Optimal Compensation of Radial Networks Part II: Optimization Problem's Solution*, EUROCON 2005, Belgrad, 22-24 November, 2005, pp.1517-1521.
75. Kilyeni, S., *Tehnici de optimizare în ingineria energetică*, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2009.
76. 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.
77. Lee, S.H., Grainger, J.J., *Optimum Placement of Fixed and Switched Capacitors on Primary Distribution Feeders*, IEEE Transactions on PAS, 100(1), 1981, pp.345-352.
78. Macias, J.R., Exposito, A.G., *Self-Tuning of Kalman Filters for Harmonic Computation*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.21, No.1, January 2006.
79. Mancini, R., Zabar, Z., Birenbaum, L., Levi, E., Majacos, 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.
80. [Martinon1996] Martinon, F.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.
81. Mau T.A., Milanovic, J., *Planning Approaches for the Strategic Placement of Passive Harmonic Filters in Radial Distribution Networks*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.22, No.1, January 2007.
82. Meliopoulus, 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.
83. Meynaud, 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 1981, pp.35-54.
84. 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.
85. 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.

86. Momoh, J.A., *Electric Power System Applications of Optimization*, Marcel Dekker, New York, Basel, 2001.
87. Nemeş, M., *Sisteme electrice de putere*, Editura "Politehnică", Timișoara, 1998.
88. Neves, L.A.W., Dommel, H.W., Wilsun, X., *Practical Distribution Transformer Models for Harmonic Studies*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.10, No.2, 1995, pp.906-912.
89. Oliveira, J.C., Resende, J.W., Miskulin, M.S., *A Practical Approaches for AC System Harmonic Impedance Measurement*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.6, No.4, October 1991, pp.1721-1726.
90. Pană, A., **Băloi, A.**, Molnar-Matei, F., *Experimental Validation of Power Mechanism for Load Balancing Using Variable Susceptances in Three Phase Four Wire Distribution Networks*, EUROCON 2007 - The International Conference on "Computer as a Tool", 09-12 September, Warsaw 2007, pp.1567-1572.
91. Pană, A., **Băloi, A.**, Molnar-Matei, F., *Application of the State Variables Method on Quickly Evaluation of the Harmonic Resonance Frequencies in a Transmission Line*, EUROCON 2007 - The International Conference on "Computer as a Tool", 09-12 September, Warsaw 2007, pp.1573-1578.
92. Pană, A., **Băloi, A.**, Mârza F., *Technical Consideration Regarding Some Unconventional Electrification Solution, Part I - Determination of Limit Length Constrained by Maximal Admissible Voltage Losses*, Proceedings of the 7th International Power Systems Conference, 22-23 November, Timisoara 2007, pp.481-490.
93. Pană, A., **Băloi, A.**, Mârza F., *Technical Consideration Regarding Some Unconventional Electrification Solution, Part II - Determining of Limit Length Imposed by the Sensitivity of Protection*, Proceedings of the 7th International Power Systems Conference, 22-23 November, Timisoara 2007, pp.491-502.
94. Pană, A., **Băloi, A.**, *A Quickly Method to Estimate Harmonic Conditions Changes in a Bus of an Electrical Network, as a Result of Transversal Impedance Installation*, Proceedings of the WSEAS International Conference on Power Systems, September 23-25, 2008 Santander, Spain, pp.89-94.
95. Pană, A., **Băloi, A.**, *Transfiguration Method of Radial Electrical Networks*, VI Conference on Electricity Distribution in Serbia and Montenegro CIRED, 30 September-3 October Vranjacka Banja, Serbia, 2008.
96. Pilleggi, I.D., *Prediction of Harmonics Voltage in Distribution Systems*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-100, No.3, March 1981, pp.1307-1315.
97. Poată, A., Arie, A., Crişan, O., Eremia, M., Alexandrescu, A., Buta, A., *Transportul și distribuția energiei electrice*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1981.
98. Ponnaivaiko, M., Prakasa, R.K.S., *Optimal Choice of Fixed and Switched Shunt Capacitors on Radial Distribution Feeders by the Method of Local Variations*, IEEE Transactions on PAS, 102(6), 1983, pp.1735-1742.
99. Popescu, I., Bărbulescu, D., Zaharia, I., Suflețel, N., *Determinarea impedanței și circulației curenților armonici într-o rețea funcționând în regim deformant*, Energetica, Vol.38, Nr.2, 1990, pp.67-72.
100. Robert, A., *Groupe d'Action Communiun 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, pp.72-86.
101. Robert, A. et all, *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, pp.96-117.
 102. 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.
 103. Sainz, L., Pedra, J., Herraiz, S., *Capacitor and Shunt Filter Unbalance Influence on the Electric System Harmonic Response*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.20, No.2, April 2005.
 104. Strat, Ford, R.P., *Rectifier Harmonics in Power Systems*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.IA-16, No.2, 1980, pp.271-276.
 105. Şora, C., *Bazele Electrotehnicii*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1976.
 106. Ticula, E., Pană, A., Buta, A., *Evaluarea impedanțelor armonice în rețeaua de distribuție a FTDE Reșița*, SNRE, Pitești 1998, pp.334-343.
 107. Toader, D., Buta, A., Blaj, C., Molnar-Matei, F., **Băloi, A.**, *New Aspects About Power Definition in Electric Circuits*, International Journal Electronics, Vol.7, No.2, University of Banja Luka, 2005, pag. 105.
 108. Jügulea, A., *Considerații privind efectele energetice în regimurile armonice nesimetrice ale sistemelor trifazate*, ENERGETICA, Vol.34, Nr.3, 1986, pp.121-129.
 109. Jügulea, A., *Factorul de putere în regim deformant*, ENERGETICA, Vol.34, Nr.9, 1986, pp.407-413.
 110. 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.
 111. Velicescu, C., Oprea, L., *Modelarea și simularea regimurilor tranzitorii ale sistemelor electroenergetice*, Editura Tehnică, 1998.
 112. Venicov, V.A., *Transient Processes in Electrical Power Systems*, Mir Publishers, Moscow 1977.
 113. Watson, N.R., Arrilaga, J., *Frequency Dependent A.C. System Equivalents for Harmonic Studies and Transient Converter Simulation*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.3, No.3, July 1998, pp.1196-1203.
 114. Xu, W., Ahmed, E., Zhang, X., Liu, X., *Measurement of Network Harmonic Impedances: Practical Implementation Issues and Their Solutions*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.17, No.1, January 2002, pp.210-216.
 115. *** EN 50160 *Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems*, CENELEC, Brussels, November 1999.
 116. *** EURELECTRIC, *Power Quality in European Electricity Supply Networks – 1st edition*, Brussels, February 2002.
 117. *** IEC1000-2-2, Commission Électrotechnique Internationale (IEC), Comité d'Etude No.77, Section 2: *Niveaux de compatibilité pour les perturbation conduites à la basse fréquence*, publications 1000-2-2, partie 2: environnement section 2, 1990.
 118. *** PE 143, *Normativ privind limitarea regimului nesimetric și deformant în rețelele electrice*, ICEMENERG, București, 1994.

119. *** PE 143/2001 *Normativ privind limitarea regimului nesimetric și deformant în rețelele electrice*, (document în discuție) TRANSELECTRICA SA, 2001.
120. *** Contract 419/20.09.2004, *Cercetări privind monitorizarea și analiza efectelor poluante ale instalațiilor de transport a energiei electrice*. Program MENER, 2004 – 2006.
121. *** Contract 524/29.11.2004, *Metodă și sistem pentru măsurarea, înregistrarea în timp real a parametrilor ce caracterizează calitatea energiei electrice în vederea compatibilizării cu normele UE*. Program MENER, 2004 – 2006.
122. *** Contract nr.100/2005, *Noi metode, tehnologii ecologice și concepte de soluții aplicabile conform standardelor europene de creștere a calității energiei electrice*. Program CEEX, 2005 – 2008.
123. *** Contract 535/04.11.2004 (BC 176/15.11.2004), *Studiul fenomenului de poluare electromagnetică (regim nesimetric, regim nesinusoidal, goluri de tensiune) produs în rețeaua de alimentare cu energie electrică a SDFEE Reșița de funcționarea cuptoarelor electrice de la CS Reșița*. Beneficiar ELECTRICA BANAT, 2004.
124. *** Contract 2144/15.10.2004, *Cercetări privind aplicabilitatea în Întreprinderile Mici și Mijlocii a unei familii de echipamente pentru măsurarea și înregistrarea parametrilor energetici*. Program RELANSIN, 2004 – 2006.

SINTEZĂ PRIVIND LUCRĂRILE PROPRII

8. **Băloi, A.**, Pană, A., *MatLab Simulations for the Optimization of the Reactive Power Compensation in Electrical Distribution Networks*, Proceedings of 2008 World Energy System Conference, 30 June-2 July, Iași 2008.
9. **Băloi, A.**, Pană, A., Chiosa, N., *Experimental Determination of the Harmonic Impedance in a Bus of an Electrical Distribution Network*, Zilele Academice, Timișoara 2009.
25. Buta, A., Toader, D., **Băloi, A.**, Molnar-Matei, F., *Aspecte noi privind definirea puterilor in rețelele electrice care funcționează in regimuri nesimetrice și nesinusoidale*, Zilele Academice, Timișoara 2005.
36. Chiosa, N., **Băloi, A.**, Molnar-Matei, F., Buta, A., *Aspecte particulare in alimentarea consumatorilor de servicii proprii ale stațiilor RET*, Simpozionul Național – Siguranța in functionarea sistemului electroenergetic, Sinaia 2005, pp.177-184.
37. Chiosa, N., **Băloi, A.**, Molnar-Matei, F., Buta, A., *The Particularities of the Load Curves of Specific Services RET Stations*, Proceedings of the 6th International Power Systems Conference, 3-4 November, Timisoara 2005, pp.135-140.
90. Pană, A., **Băloi, A.**, Molnar-Matei, F., *Experimental Validation of Power Mechanism for Load Balancing Using Variable Susceptances in Three Phase Four Wire Distribution Networks*, EUROCON 2007 - The International Conference on "Computer as a Tool", 09-12 September, Warsaw 2007, pp.1567-1572.
91. Pană, A., **Băloi, A.**, Molnar-Matei, F., *Application of the State Variables Method on Quickly Evaluation of the Harmonic Resonance Frequencies in a Transmission Line*, EUROCON 2007 - The International Conference on "Computer as a Tool", 09-12 September, Warsaw 2007, pp.1573-1578.
92. Pană, A., **Băloi, A.**, Mârza F., *Technical Consideration Regarding Some Unconventional Electrification Solution, Part I – Determination of Limit Length Constrained by Maximal Admissible Voltage Losses*, Proceedings of the 7th International Power Systems Conference, 22-23 November, Timisoara 2007, pp.481-490.
93. Pană, A., **Băloi, A.**, Mârza F., *Technical Consideration Regarding Some Unconventional Electrification Solution, Part II – Determining of Limit Length Imposed by the Sensitivity of Protection*, Proceedings of the 7th International Power Systems Conference, 22-23 November, Timisoara 2007, pp.491-502.
94. Pană, A., **Băloi, A.**, *A Quickly Method to Estimate Harmonic Conditions Changes in a Bus of an Electrical Network, as a Result of Transversal Impedance Installation*, Proceedings of the WSEAS International Conference on Power Systems, September 23-25, 2008 Santander, Spain, pp.89-94.
95. Pană, A., **Băloi, A.**, *Transfiguration Method of Radial Electrical Networks*, VI Conference on Electricity Distribution in Serbia and Montenegro CIRED, 30 September-3 October Vranjacka Banja, Serbia, 2008.
107. Toader, D., Buta, A., Blaj, C., Molnar-Matei, F., **Băloi, A.**, *New Aspects About Power Definition in Electric Circuits*, International Journal Electronics, Vol.7, No.2, University of Banja Luka, 2005, pag. 105.

120. *** Contract 419/20.09.2004, *Cercetări privind monitorizarea și analiza efectelor poluante ale instalațiilor de transport a energiei electrice*. Program MENER, 2004 – 2006.
121. *** Contract 524/29.11.2004, *Metodă și sistem pentru măsurarea, înregistrarea în timp real a parametrilor ce caracterizează calitatea energiei electrice în vederea compatibilizării cu normele UE*. Program MENER, 2004 – 2006.
122. *** Contract nr.100/2005, *Noi metode, tehnologii ecologice și concepte de soluții aplicabile conform standardelor europene de creștere a calității energiei electrice*. Program CEEEX, 2005 –2008.
123. *** Contract 535/04.11.2004 (BC 176/15.11.2004), *Studiul fenomenului de poluare electromagnetică (regim nesimetric, regim nesinusoidal, goluri de tensiune) produs în rețeaua de alimentare cu energie electrică a SDFEE Reșița de funcționarea cuptoarelor electrice de la CS Reșița*. Beneficiar ELECTRICA BANAT, 2004.
124. *** Contract 2144/15.10.2004, *Cercetări privind aplicabilitatea în Întreprinderile Mici și Mijlocii a unei familii de echipamente pentru măsurarea și înregistrarea parametrilor energetici*. Program RELANSIN, 2004 – 2006.