

CONTRIBUȚII LA OPTIMIZAREA REGIMURILOR DE FUNCȚIONARE A REȚELELOR ELECTRICE DE DISTRIBUȚIE POLUATE ARMONIC

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

Ing. Petru EHEGARTNER

Conducător științific:	Prof.univ.dr.ing. Viorel NEGRU
Referenți științifici:	Prof.univ.dr.ing. Ioan FELEA Prof.univ.dr.ing. Ion MIRCEA Conf.univ.dr.ing. Adrian PANĂ

Data susținerii tezei: 03.VII.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

Această lucrare cumulează rezultatele studiilor și cercetărilor științifice desfășurate de mine în ultimii ani sub îndrumarea permanentă, competentă și riguroasă a unor cadre didactice de la Catedra de Electroenergetică a Facultății de Electrotehnică și Electroenergetică din Timișoara.

De la bun început vreau să îmi exprim mulțumirile călduroase domnului prof.dr.ing. Viorel Negru, conducătorul meu științific, pentru îndrumarea continuă, atentă și plină de rigoare pe care mi-a acordat-o în toată această perioadă.

Țin de asemenea ca pe această cale să aduc un omagiu regretatului prof.dr.ing. Adrian Buta, din sfaturile căruia s-au desprins multe idei materializate în această lucrare. De altfel, din păcate pentru o prea scurtă perioadă, m-am numărat printre fericii participanți la proiectele inițiate și conduse de profesorul Adrian Buta, unul dintre cei mai renumiți specialiști români în domeniul calității energiei electrice.

Adresez de asemenea mulțumiri pentru ajutorul direct acordat, pentru observațiile și sfaturile primite la structurarea materialului și rezolvarea aplicațiilor numerice, domnilor conf.dr.ing. Adrian Pană și drd.ing. Alexandru Băloi.

De asemenea doresc să adresez mulțumiri călduroase pentru asigurarea condițiilor logistice și organizatorice necesare elaborării și finalizării tezei, Decanului Facultății de Electrotehnică și Electroenergetică, prof.dr.ing. Petru Andea, fostului Decan al Facultății, prof.dr.ing. Dumitru Toader și șefului Catedrei de Electroenergetică, prof.dr.ing. Flavius Dan Șurianu.

Îmi exprim gratitudinea față de toate cadrele didactice din cadrul Universității „Politehnica” din Timișoara, care cu ani în urmă, pe vremea Institutului Politehnic „Traian Vuia”, au contribuit la formarea și dezvoltarea mea profesională și celor care iată, acum m-au încurajat și mi-au oferit un ajutor prețios la elaborarea tezei de doctorat.

Au toată recunoștința mea, pentru ajutorul acordat cu atâta generozitate, prin asigurarea suportului necesar determinărilor experimentale cuprinse în teză, punându-mi la dispoziție atât echipamente de ultimă generație cât și profesionalismul domniilor lor: ing. Irina Chiosa și dr.ing. Nicolae Chiosa, specialiști din cadrul C.N.T.E.E. Transelectrica S.A.

În mod deosebit doresc să aduc mulțumiri, și pe această cale, membrilor comisiei de analiză a tezei de doctorat, prof.dr.ing. Ioan Felea (Universitatea din Oradea), prof.dr.ing. Ion Mircea (Universitatea din Craiova) și conf.dr.ing. Adrian Pană (Universitatea „Politehnica” din Timișoara), pentru atenția acordată tezei de doctorat, pentru criticile și aprecierile formulate, pentru indicațiile și sfaturile primite.

Nu în ultimul rând, doresc să adresez călduroase mulțumiri familiei mele, de al cărui suport moral și bunăvoință am beneficiat din plin în această perioadă.

Timișoara, aprilie 2009

Petru Ehegartner

Familiei mele

Petru, Ehegartner

Contribuții la optimizarea regimurilor de funcționare a rețelelor electrice de distribuție poluate armonic

Teze de doctorat ale UPT, Seria 3, Nr. 5, Editura Politehnica, 2009, 192 pagini, 92 figuri, 13 tabele.

ISSN: 2066-5156

ISBN: 978-973-625-923-4

Cuvinte cheie: rețele electrice de distribuție, regim permanent nesinusoidal, impedanța armonică, compensare putere reactivă

Rezumat: Autorul își construiește lucrarea în jurul ideii utilizării impedanței armonice văzute într-un nod al unei rețele funcționând în regim nesinusoidal, ca instrument de primă importanță pentru conducerea eficientă a acesteia, pentru contribuția la optimizarea regimurilor normale de funcționare. După parcurgerea elementelor teoretice respectiv a celor referitoare la determinarea analitică și experimentală asociate regimului nesinusoidal al rețelelor electrice respectiv impedanței armonice în nodurile acesteia, lucrarea prezintă o procedură de intervenție în alegerea compensării capacitive în rețelele de distribuție poluate armonic, ca una dintre metodele necesare procesului complex de optimizare a funcționării acesteia. Pe baza unor determinări experimentale efectuate cu echipamente de ultimă generație, autorul aplică apoi cunoștințele acumulate, pentru o rețea reală, în sensul evaluării impedanței armonice, al identificării rezonanțelor periculoase, aprecierii efectelor acestora și stabilirii metodelor de evitare sau limitare.

CUPRINS

Prefață	3
Cuprins	5
Lista de tabele	8
Lista de figuri	9
1. Introducere	13
2. Regimul permanent nesinusoidal al rețelelor electrice - cauze, efecte, modelare, analiză -	17
2.1. Probleme generale privind regimul nesinusoidal	17
2.2. Cauzele și manifestările regimului nesinusoidal.....	18
2.3. Indicatorii regimului nesinusoidal. Puterile și factorul de putere în regim nesinusoidal.....	21
2.3.1. Caracteristicile mărimilor periodice nesinusoidale	21
2.3.2. Indicatorii regimului nesinusoidal.....	22
2.3.3. Puteri în regim nesinusoidal	25
2.4. Efectele regimului nesinusoidal	27
2.4.1. Creșterea pierderilor de putere activă în materialele rețelei poluate armonic	28
2.4.2. Supratensiuni de rezonanță armonică.....	28
2.4.3. Creșterea potențialului punctului neutru pentru conexiuni Y_0 ale transformatoarelor sau receptoarelor	29
2.4.4. Supracurenți de rezonanță armonică	30
2.4.5. Suprasolicitarea de durată a bateriilor de condensatoare	30
2.5. Tehnici de modelare și analiză armonică pentru regimul nesinusoidal	31
2.5.1. Modelarea armonică a elementelor de sistem	31
2.5.2. Calculul circulației curenților și tensiunilor armonice în rețelele cu consumatori	32
2.5.3. Tehnici și programe de analiză a circulației curenților armonic	33
2.5.3.1. Tehnici de analiză armonică.....	33
2.5.3.2 Tehnici și programe de analiză armonică specifice sistemului electroenergetic	34
2.6. Concluzii.....	35
3. Impedanța armonică a rețelelor electrice - definire, modelare, determinare -	37
3.1. Definirea impedanței armonice a rețelelor electrice	37
3.2. Observații pe marginea definirii impedanței armonice	39
3.3. Determinarea impedanțelor armonice ale rețelelor	40
3.3.1. Calculul impedanței armonice a rețelelor electrice	41
3.3.1.1. Ipoteze admise la calculul circulației de curenți armonici.....	41
3.3.2. Modelarea elementelor de rețea	43
3.3.3. Determinarea experimentală a impedanței	55
3.4. Aplicație numerică.....	59
3.5. Concluzii.....	65

4. Metodă analitică rapidă de identificare a rezonanțelor armonice în rețelele electrice	67
4.1. Rezonanța în circuite electrice de curent alternativ sinusoidal	67
4.1.1. Rezonanța serie (rezonanța de tensiune)	67
4.1.2. Rezonanța paralel (rezonanța de curent).....	69
4.1.3. Rezonanța mixtă: serie-paralel	70
4.2. Rezonanța armonică	71
4.2.1. Rezonanța armonică serie.....	71
4.2.2. Rezonanța armonică paralel	73
4.3. Determinarea frecvențelor de rezonanță armonică	74
4.3.1. Metoda variabilelor de stare, metodă analitică rapidă de identificare a rezonanțelor armonice în rețelele electrice	75
4.3.1.1. Abordarea sistemică în proiectarea și conducerea sistemelor electroenergetice	75
4.3.1.2. Stabilitatea sistemelor automate	77
4.3.1.3. Valorile proprii ale unei matrice	77
4.3.1.4. Aplicarea metodei variabilelor de stare la determinarea frecvențelor de rezonanță armonică.....	78
4.3.1.5. Studiu de caz	81
4.3.1.6. Sensibilitatea frecvenței de rezonanță armonică.....	89
4.4. Concluzii	97
5. Impedanța armonică - instrument pentru analiza compensării puterii reactive în rețelele electrice de distribuție	99
5.1. Introducere	99
5.2. Punerea problemei	100
5.3. Modelarea armonică a elementelor de rețea. Scheme echivalente.....	100
5.3.1. Sistemul electroenergetic – SEE	100
5.3.2. Linia electrică aeriană - LEA 110 kV	101
5.3.3. Transformatorul	101
5.3.4. Consumatorul deformant.....	102
5.3.5. Consumatorul liniar	103
5.3.6. Bateria de condensatoare	103
5.3.7. Instalația de filtrare	104
5.4. Compensarea puterii reactive în prezența regimului deformant	110
5.4.1. Impedanța armonică a rețelelor în prezența condensatoarelor	110
5.4.2. Condensatoarele și regimul deformant.....	111
5.4.3. Limitarea curenților armonici injectați în rețeaua furnizorului	116
5.4.4. Dimensionarea bateriilor de condensatoare	116
5.5. Concluzii	127
6. Determinări experimentale pentru identificarea rezonanțelor armonice în rețelele de distribuție poluate armonic	129
6.1. Introducere	129
6.2. Descrierea zonei de rețea analizate.....	129
6.3. Monitorizarea și analiza regimurilor normale de funcționare.....	130
6.4. Modelare și simulare matlab-simulink.....	135
6.5. Determinarea experimentală a impedanței armonice	141
6.6. Identificarea rezonanțelor armonice și evaluarea efectelor.....	142
6.7. Concluzii	143
7. Concluzii și contribuții	145

ANEXE

Anexa 1. Calculul matricelor admitanțelor nodale pentru aplicația 3.4	151
Anexa 2. Determinarea polilor și zerourilor impedențelor armonice pentru rețeaua din fig. 4.14, prin metoda calculului matricilor admitanțelor armonice nodale	156
Anexa 3. Calculul frecvențelor de rezonanță armonică prin metoda variabilelor de stare pentru rețeaua din figura 4.14 (Fișier MathCAD)	158
Anexa 4. Calculul frecvențelor de rezonanță armonică prin metoda variabilelor de stare pentru rețeaua din figura 4.14 – regim varianta $1 - Q_{kl}/2$	161
Anexa 5. Fișierul pentru descrierea topologiei circuitului și programarea analizei în domeniul timp și în domeniul frecvență, pentru studiul de caz de la capitolul 5	164
Anexa 6. Descrierea succintă a structurii, funcțiilor și performanțelor echipamentului de monitorizare utilizat	165
Anexa 7. Extras din rezultatele prelucrărilor numerice pentru analiza regimurilor nesimetrice și nesinusoidale	170
Anexa 8. Calculul parametrilor echivalenți necesari modelării MatLab și setările elementelor de rețea necesare	178
Anexa 9. Calculul impedențelor armonice în nodul cu compensare capacitivă pe baza tensiunilor armonice și curenților armonici măsurați	181
Bibliografie	185
Sinteză privind lucrările proprii	191

LISTA DE TABELE

Nr. crt.	Numărul tabelului	Titlul tabelului
1.	Tabelul 2.1.	Manifestările regimului nesinusoidal
2.	Tabelul 2.2.	Nivelurile admise pentru tensiunile armonice [%] conform CEI 1000-2-2/1990
3.	Tabelul 2.3.	Nivelurile admise pentru curenții armonici [%] la sarcină neliniară conform ANSI/IEEE 519/82 [43]
4.	Tabelul 2.4.	Valorile armonicilor de tensiune individuale în punctele de furnizare, până la ordinul 25, exprimate în procente din U_n
5.	Tabelul 3.1.	Ipotezele admise în legătură cu modelarea consumatorilor deformanți
6.	Tabelul 3.2.	Valorile coeficientului de amplificare K_p în funcție de mărimea α_k
7.	Tabelul 3.3.	Schemele echivalente armonice ale consumatorului complex sinteză bibliografică
8.	Tabelul 3.4.	Metode experimentale de evaluare a impedanțelor armonice
9.	Tabelul 4.1.	Situația frecvențelor de rezonanță armonică (poli și zerouri) în nodurile rețelei (fig. 4.14) pentru diferite regimuri de funcționare
10.	Tabelul 5.1.	Rezultatele dimensionării filtrelor prin aplicarea metodei B2-1
11.	Tabelul 5.2.	Rezultatele dimensionării filtrelor prin aplicarea metodei B2-2
12.	Tabelul 5.3.	Valorile coeficienților de limitare pentru curenții armonici injectați în rețeaua furnizorului
13.	Tabelul 6.1.	Parametrii din schemele echivalente ale consumatorilor pentru armonicile 1÷19

LISTA DE FIGURI

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
1.	Fig. 2.1.	Sistem electric: G - generator, R - rețea electrică, CN - consumator neliniar, CL - consumator liniar
2.	Fig. 2.2.	Circulația puterilor armonice în sistemul din fig. 2.1
3.	Fig. 2.3.	Latură de rețea cu elemente R, L, C
4.	Fig. 2.4.	Montaj în stea cu conductor neutru legat la pământ
5.	Fig. 2.5.	Rețea electrică ce alimentează un consumator liniar și altul neliniar
6.	Fig. 2.6.	Schema electrică echivalentă a rețelei din fig. 2.5
7.	Fig. 2.7.	Schema electrică echivalentă pentru studiul propagării poluării armonice printr-o linie cu parametrii uniform distribuiți
8.	Fig. 2.8.	Clasificarea tehnicilor de analiză armonică
9.	Fig. 3.1.	Clasificarea metodelor de calcul analitic al impedanțelor armonice după diferite criterii
10.	Fig. 3.2.	Variația constantei T_d' cu valoarea raportului R_k/X_k
11.	Fig. 3.3.	Schema echivalentă armonică a mașinii sincrone
12.	Fig. 3.4.	Modelarea armonică a transformatorului printr-o impedanță Z_k
13.	Fig. 3.5.	Variația lui $\tan \psi$ cu puterea transformatorului
14.	Fig. 3.6.	Variația parametrilor schemei echivalente a transformatorului de la aplicație cu rangul armonicilor k: a) $\text{Re}\{Z_k\}$, $\text{Im}\{Z_k\}$, b) $\text{Re}\{Z_k\}/\text{Re}\{Z_1\}$, $\text{Im}\{Z_k\}/\text{Im}\{Z_1\}$; c) $\text{Re}\{Z_k\}/\text{Im}\{Z_k\}$
15.	Fig. 3.7.	Variația frecvenței de rezonanță a transformatorului considerat la aplicația numerică cu mărimea capacității de intrare
16.	Fig. 3.8.	Variația lungimii „liniei scurte” cu ordinul armonicilor
17.	Fig. 3.9.	Schema echivalentă în Π a unei linii electrice pentru armonică $k(\neq 3p)$
18.	Fig. 3.10.	Dependența rezistenței în curent continuu R_0 [Ω/km] de frecvență, pentru α_k constant
19.	Fig. 3.11.	Curbele lui Rosa și Grover pentru determinarea lui k_L
20.	Fig. 3.12.	Circuit echivalent armonic al unei rețele într-un nod c, în care este alimentat un consumator neliniar
21.	Fig. 3.13.	Schemă echivalentă folosită pentru estimarea impedanțelor armonice, ce utilizează echivalenți Norton
22.	Fig. 3.14.	Schemă echivalentă pentru estimarea impedanței armonice prin metoda dublei regresii
23.	Fig. 3.15.	Schema echivalentă monofilară a sistemului de distribuție
24.	Fig. 3.16.	Schema echivalentă armonică a transformatorului
25.	Fig. 3.17.	Schemele echivalente armonice ale consumatorilor liniari
26.	Fig. 3.18.	Schema echivalentă armonică a rețelei din fig. 3.1
27.	Fig. 3.19.	Variația impedanțelor armonice cu rangul armonicilor: a) nod 1; b) nod 2; c) nod 3
28.	Fig. 4.1.	Variația lui X , φ cu ω
29.	Fig. 4.2.	Variația lui U_L, U_C, I cu ω
30.	Fig. 4.3.	Diagrama fazorială a circuitului serie

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
31.	Fig. 4.4.	Diagrama fazorială a circuitului paralel
32.	Fig. 4.5.	Variația lui I , I_L , I_C cu ω .
33.	Fig. 4.6.	Circuit de curent alternativ mixt: serie-paralel
34.	Fig. 4.7.	Latură pasivă cu elemente liniare R , L , C , căreia i se aplică o tensiune nesinusoidală
35.	Fig. 4.8.	Schema echivalentă pentru sistem + bateria de condensatoare: a) fără considerarea consumatorului; b) cu considerarea consumatorului
36.	Fig. 4.9.	Schema monofilară de alimentare a unui consumator liniar și deformant
37.	Fig. 4.10.	Schema electrică echivalentă a rețelei din fig. 4.9
38.	Fig. 4.11.	Clasificarea metodelor de estimare a frecvențelor de rezonanță armonică
39.	Fig. 4.12.	Clasificarea proprietăților sistemelor electroenergetice
40.	Fig. 4.13.	Porțiune de rețea – schemă echivalentă
41.	Fig. 4.14.	Rețea electrică de distribuție
42.	Fig. 4.15.	Schema echivalentă armonică a rețelei din fig. 4.14
43.	Fig. 4.16.	Schema echivalentă armonică a rețelei din fig. 4.14 considerând 5 noduri
44.	Fig. 4.17.	Variația impedanțelor armonice văzute din nodurile rețelei de distribuție: a) nod 1; b) nod 2; c) nod 3
45.	Fig. 4.18.	Variația impedanțelor armonice la modificarea compensării în nodul 1, Q_{k1} , pentru: a) nodul 1; b) nodul 2; c) nodul 3. a ₁) $Q_{k1}/4$; b ₁) $Q_{k1}/2$; c ₁) Q_{k1}
46.	Fig. 4.19.	Variația impedanțelor armonice la modificarea compensării în nodul 2, Q_{k2} , pentru: a) nodul 1; b) nodul 2; c) nodul 3. a ₁) $Q_{k2}/4$; b ₁) $Q_{k2}/2$; c ₁) Q_{k2}
47.	Fig. 4.20.	Variația impedanțelor armonice la modificarea compensării în nodul 1, Q_{k3} , pentru: a) nodul 1; b) nodul 2; c) nodul 3. a ₁) $Q_{k3}/4$; b ₁) $Q_{k3}/2$; c ₁) Q_{k3} .
48.	Fig. 4.21.	Variația impedanțelor armonice cu puterea de scurt circuit a sistemului în nodurile: a) nodul 1; b) nodul 2; c) nodul 3. a ₁) $S_{SC}=1000MVA$; b ₁) $S_{SC}=2000MVA$; c ₁) $S_{SC}=3000MVA$
49.	Fig. 4.22.	Variația impedanțelor armonice cu sarcina (activă și reactivă) a nodului 1 în: a) nodul 1; b) nodul 2; c) nodul 3. a ₁ -> $S_n/4$; b ₁ -> $S_n/2$; c ₁ -> S_n
50.	Fig. 4.23.	Variația impedanțelor armonice cu sarcina m nodului 2 în nodurile: a) nodul 1; b) nodul 2; c) nodul 3. a ₁ -> $S_n/4$; b ₁ -> $S_n/2$; c ₁ -> S_n
51.	Fig. 4.24.	Variația impedanțelor armonice cu modificarea sarcinii nodului 3 în nodurile: a) nodul 1; b) nodul 2; c) nodul 3. a ₁ -> $S_n/4$; b ₁ -> $S_n/2$; c ₁ -> S_n
52.	Fig. 4.25.	Variația rangurilor armonice pentru poli respectiv zerouri: a) poli – nodul 1 – cu gradul compensării Q_{k1} ; b) poli – nodul 1 – cu gradul compensării Q_{k2} ; c) zerouri – nodul 1 și 3 - poli – nodul 1 – cu gradul comp. Q_{k2} ; d) poli – nod 2 – cu puterea de sc. a SEE
53.	Fig. 5.1.	Schema electrică monofilară zonei de rețea considerate
54.	Fig. 5.2.	Schema electrică echivalentă a SEE
55.	Fig. 5.3.	Schema electrică echivalentă a LEA 110 kV
56.	Fig. 5.4.	Schema electrică echivalentă a transformatorului 110/MT

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
57.	Fig. 5.5.	Schema echivalentă a consumatorului deformant
58.	Fig. 5.6.	Schema electrică echivalentă a consumatorului liniar
59.	Fig. 5.7.	Schema electrică echivalentă a bateriei de condensatoare
60.	Fig. 5.8.	Filtrul trece bandă de ordinul întâi: a) schema electrică echivalentă; b) caracteristica impedanță
61.	Fig. 5.9.	Schema electrică echivalentă simplificată pentru studiul impedanței armonice "văzute" pe barele de medie tensiune ale stației
62.	Fig. 5.10.	Impedanța armonică a rețelei în prezența condensatoarelor: 1 – fără condensatoare; 2 – cu condensatoare
63.	Fig. 5.11.	Impedanța armonică pe barele de medie tensiune: 1) $Q_C = 0 \text{ MVAR}$, 2) $Q_C = 0,6 \text{ MVAR}$
64.	Fig. 5.12.	Influența puterii reactive de compensare asupra valorilor impedanței armonice și ale factorului de amplificare
65.	Fig. 5.13.	Influența sarcinii active liniare asupra valorilor impedanței armonice și ale factorului de amplificare
66.	Fig. 5.14.	Influența sarcinii inductive liniare asupra valorilor impedanței armonice și ale factorului de amplificare
67.	Fig. 5.15.	Influența puterii de scurtcircuit de la începutul LEA de înaltă tensiune, asupra valorilor impedanței armonice și ale factorului de amplificare
68.	Fig. 5.16.	Scăderea factorului de amplificare prin creșterea frecvenței de rezonanță
69.	Fig. 5.17.	Schema electrică a unei rețele cu compensare la joasă tensiune
70.	Fig. 5.18.	Obținerea unei frecvențe de rezonanță unice prin gruparea bateriilor de condensatoare pe bara de medie tensiune
71.	Fig. 5.19.	Instalarea bobinelor antirezonante
72.	Fig. 5.20.	Impedanța armonică în cazul folosirii bobinei antirezonante
73.	Fig. 5.21.	Efectul instalării bobinei antirezonante asupra valorilor impedanței armonice ($Q_C = 2,4 \text{ MVAR}$)
74.	Fig. 5.22.	Modificarea valorii maxime a impedanței armonice în funcție de factorul de calitate al filtrului
75.	Fig. 5.23.	Influența valorilor sarcinii liniare asupra frecvenței și amplitudinii antirezonanței
76.	Fig. 5.24.	Influența factorului de calitate al filtrului asupra amplitudinii antirezonanței
77.	Fig. 5.25.	Influența puterii reactive debitate pe fundamentală de către filtru, asupra frecvenței de antirezonanță
78.	Fig. 5.26.	Influența factorului de calitate al filtrului asupra amplitudinii antirezonanței
79.	Fig. 5.27.	Efectul de amplificare a regimului deformant în cazul instalării pe aceeași bară a două filtre „identice”, ca urmare a dezacordării acestora
80.	Fig. 6.1.	Schema electrică monofilară a zonei analizate
81.	Fig. 6.2.	Undele curenților pe faza 1 (R) în cele trei secțiuni și unda tensiunii fazei R
82.	Fig. 6.3.	Undele curenților și tensiunilor din achiziția trifazată (regim 1)
83.	Fig. 6.4.	Variația în timp a tensiunilor de fază (etapa 1)
84.	Fig. 6.5.	Variația în timp a puterilor active pe faze și pe ansamblul trifazat

Nr. crt.	Numărul figurii	Titlul figurii
85.	Fig. 6.6.	(etapa 1) Variația în timp a puterilor reactive pe faze și pe ansamblul trifazat (etapa 1)
86.	Fig. 6.7.	Amplitudinile componentelor simetrice ale sistemelor trifazate armonice ale tensiunilor (regim 1): secvența zero, secvența pozitivă, secvența negativă
87.	Fig. 6.8.	Schema electrică trifazată a modelului construit în MatLab-Simulink
88.	Fig. 6.9.	Impedanțele armonice pentru regimul analizat
89.	Fig. 6.10.	Impedanțele armonice pentru regimul analizat (în absența BC)
90.	Fig. 6.11.	Impedanța armonică determinată pe baza simulărilor
91.	Fig. 6.12.	Impedanța armonică determinată pe baza măsurărilor
92.	Fig. 6.13.	Reprezentarea grafică comună a celor două seturi de rezultate

1. INTRODUCERE

Societatea umană parcurge în prezent o etapă de dezvoltare industrială continuă și în ritm accelerat, ce are ca motor informatizarea proceselor, iar ca suport energia electrică. Aplicarea pe scară tot mai largă a principiului folosirii inteligente a energiei electrice, a avut drept efect conceperea și realizarea unor tipuri de receptoare sofisticate, pretențioase din punct de vedere al calității energiei electrice consumate. S-a constatat de asemenea că funcționarea multor consumatori de energie electrică în special de tip industrial, este însoțită de introducerea în rețeaua de alimentare a unor importante perturbații, care pot determina reducerea calității energiei electrice distribuite altor de receptoare conectate la aceeași rețea.

Se constată astfel din ce în ce mai mult că, deși sunt proiectate să funcționeze în regim permanent armonic sinusoidal, elementele sistemelor electroenergetice sunt afectate tot mai mult de prezența regimului nesinusoidal, caracterizat prin deformarea curbilor sinusoidale de tensiune și curent, prin apariția de armonici, care produc efecte nefavorabile asupra funcționării consumatorilor și sistemului electroenergetic în ansamblu ([7]).

După identificarea prezenței regimului nesinusoidal în nodurile rețelei electrice, este firesc ca prima problemă care trebuie rezolvată să fie determinarea cauzei regimului sau mai precis a sursei deformării curbilor de tensiune și curent. De fapt, rezolvarea acestora constă în stabilirea ponderii participărilor la proces: consumatorul, sursa (producătorul) respectiv rețeaua de alimentare interpusă între cele două elemente.

Considerând pe de o parte, preocupările care există la majoritatea consumatorilor de a procesa cât mai îngrijit energia electrică consumată și pe de altă parte, perfecționarea metodelor și tehnicilor de observabilitate și controlabilitate pe care le folosește distribuitorul de energie electrică sub presiunea reglementărilor Autorității Naționale de Reglementare ([1]), ajungem la concluzia că elementul cel mai susceptibil actualmente în a amplifica regimul nesinusoidal este rețeaua electrică de distribuție.

Se știe că aceasta suferă în decursul funcționării o serie de modificări, atât sub aspectul configurației cât și al caracteristicilor elementelor sale componente.

Acestor cauze trebuie să li se adauge o categorie specifică de fenomene fizice, cum ar fi rezonanța armonică, care poate produce amplificarea regimului armonic nesinusoidal produs de unele receptoare neliniare, inițial nesemnificative ca nivel (în limitele admisibile). Deci și rețeaua electrică poate fi considerată ca o potențială cauză a apariției în nodurile unei rețele poluate armonic a unui regim nesinusoidal amplificat care să depășească limitele admisibile, periclitând astfel funcționarea corectă și stabilă a elementelor de rețea și punând în pericol continuitatea serviciului de alimentare.

În legătură cu cele menționate mai sus, trebuie arătat că în literatura de specialitate s-au propus o serie de metode pentru identificarea cauzelor regimului nesinusoidal, localizate fie la distribuitor fie la consumator, sau în cazul mai multor consumatori neliniari, stabilirea aportului fiecăruia dintre aceștia ([32], [91]). Unele dintre aceste metode au în vedere sensul de circulație al puterilor pe armonici, altele calculează indicatori de estimare de forme complexe, greu de estimat în condiții practice, de exploatare.

O altă zonă de probleme asupra căreia s-a concentrat atenția specialiștilor, a fost cea referitoare la atenuarea efectelor regimului nesinusoidal asupra tuturor instalațiilor și echipamentelor din componența rețelelor de transport, distribuție și utilizare a energiei electrice, în condițiile poluării armonice tot mai accentuate ([90]).

Autorul lucrării de față consideră că propunerea unor metode simple, eficiente și ușor de aplicat, mai întâi pentru identificarea fenomenelor de rezonanță armonică, iar apoi pentru evitarea producerii lor, este binevenită. Ea se alătură altor proceduri existente sau în curs de elaborare, menite să contribuie la conducerea eficientă a rețelelor de distribuție.

Problemele ce pot fi rezolvate prin aplicarea rezultatelor cercetărilor prezentate în lucrare, fac parte dintr-un context mai larg, cel al optimizării sau ameliorării regimurilor perturbate a rețelelor electrice, prin abordarea unui aspect particular și anume - rezonanța armonică în rețelele poluate armonic. Printre elementele ce constituie fundamentarea teoretică, în cadrul lucrării se apelează la metoda variabilelor de stare. Aceasta constituie o cale de abordare sistemică a regimului nesinusoidal permanent al rețelelor electrice, permițând extinderea și generalizarea și în acest domeniu a unor elemente specifice teoriei sistemelor automate.

Trebuie precizat că cercetarea a fost efectuată în condițiile unor ipoteze simplificatorii, considerându-se regimul nesinusoidal permanent, identic pe cele trei faze, iar definirea mărimilor lui caracteristice s-a efectuat pe o perioadă a variației în timp.

O parte din elementele cuprinse în prezenta teză de doctorat au fost publicate în Buletinul Științific și Tehnic al Universității „Politehnica” din Timișoara ([17], [21], [31], [76]), respectiv volumele de lucrări ale unor conferințe din străinătate ([15], [36], [48], [49], [50], [51]).

Problematica tezei urmărește aspecte referitoare la cauzele, efectele, modelarea, analiza regimului permanent nesinusoidal al rețelelor electrice, respectiv la definirea, modelarea, determinarea impedanței armonice a rețelelor electrice și utilizarea acesteia ca instrument pentru rezolvarea problemei compensării puterii reactive în rețelele electrice de distribuție poluate armonic. O componentă importantă a lucrării este dedicată identificării rezonanțelor armonice în rețelele electrice, mai întâi matematic, prin aplicarea unei metode analitice rapide, apoi pe baza determinărilor experimentale efectuate într-o rețea reală.

Lucrarea se extinde pe șapte capitole, conținutul acestora fiind descris pe scurt în cele ce urmează.

În primul capitol se justifică oportunitatea tezei, evidențiindu-se rolul și locul rezultatelor cercetării efectuate de autor în conducerea regimurilor de funcționare a rețelelor de distribuție și în creșterea performanțelor acestora.

Capitolul al 2-lea intitulat "*Regimul permanent nesinusoidal al rețelelor electrice – cauze, efecte, modelare, analiză* " și-a propus prezentarea problemelor particulare, specifice pe care le prezintă regimul sinusoidal periodic staționar al rețelelor electrice. De la bun început, s-a arătat faptul că acest regim este unul real de funcționare, des întâlnit în instalațiile de joasă tensiune și medie tensiune ale sistemului electroenergetic. Sunt prezentate cauzele și efectele regimului nesinusoidal, mărimile caracteristice, circulația de puteri și problemele pe care le ridică propagarea regimului nesinusoidal. Se evidențiază interesul deosebit pe care îl acordă comunitatea științifică acestui regim în ultima perioadă, în condițiile în care, pe de o parte, sursele de poluare armonică devin tot mai numeroase și diversificate ca utilizare, iar pe de altă parte, cresc cerințele privind calitatea energiei electrice distribuite receptoarelor din instalațiile de utilizare.

Capitolul se încheie prin justificarea oportunității monitorizării și diagnosticării corecte a acestui regim, identificării cauzelor care conduc la apariția lui respectiv la depășirea pragurilor admise pentru indicatorii caracteristici.

Capitolul al 3-lea, intitulat "*Impedanța armonică a rețelelor electrice - definire, modelare, determinare*" este unul dintre capitolele de conținut ale tezei și în cadrul lui sunt prezentate problemele legate de definirea, calculul și estimarea impedanțelor armonice ale rețelelor electrice, modul în care această mărime, semnificativă pentru comportarea rețelei „văzută” într-un nod al său, poate fi utilizată practic la identificarea regimurilor de rezonanță armonică respectiv la evitarea acestora .

În completarea elementelor teoretice este prezentat un studiu de caz care justifică pe de o parte calculul analitic al impedanțelor armonice folosind matricea admitanțelor armonice nodale, iar pe de altă parte validează metoda sensibilității impedanței armonice cu puterea activă, metodă prezentată, ca element de originalitate al lucrării. Această metodă de investigare a rețelelor poluate armonic face parte din categoria metodelor specifice din domeniul teoriei sistemelor. O problemă amplu dezvoltată în cadrul acestui capitol se referă și la determinarea experimentală a impedanței armonice. În acest sens au fost prezentate metodele existente în literatură, insistându-se pe acelea care folosesc regimul real de funcționare, mai exact metoda curenților injectați de instalațiile existente. Alături de metoda dublei regresii liniare, des menționată în literatură, se prezintă și metoda regresiei simple, folosind puterile armonice.

Această metodă dă rezultate bune în cazul unor rețele de distribuție ce nu alimentează consumatori deformanți particulari și care prezintă instalații de compensare a puterii reactive pe barele stației. În aceste condiții rolul determinant revine modului de reprezentare a sursei de alimentare și a rețelei consumatorului.

Capitolul al 4-lea, intitulat "*Metodă analitică rapidă de identificare a rezonanțelor armonice în rețelele electrice*" prezintă modul de aplicare al metodei variabilelor de stare la estimarea frecvențelor de rezonanță armonică într-o rețea funcționând în regim deformant. Capitolul determinant prin conținut și dimensiune, evidențiază problemele pe care le ridică abordarea sistemică în proiectarea și conducerea rețelelor electrice, inclusiv în cadrul celor poluate armonic.

Sunt accentuate aici două aspecte reprezentative ce caracterizează sistemele automate și anume acelea de observabilitate și controlabilitate. În cadrul acestora, estimarea stării sistemelor are un rol deosebit iar metoda variabilelor de stare este una dintre cele mai importante. Mai puțin răspândită în domeniul analizei funcționării rețelelor electrice de distribuție, metoda variabilelor de stare devine un instrument util pentru cercetarea fenomenelor rezonante în aceste rețele, având un avantaj important oferit de rapiditate și precizie.

În cadrul capitolului se indică modul de alegere a variabilelor de stare - curenții armonici independenți prin inductivitățile longitudinale sau transversale din schemele echivalente ale consumatorilor, liniilor și/sau ale transformatoarelor și tensiunile armonice la bornele condensatoarelor. Ca variabile de control se impune alegerea curenților armonici injectați de fiecare nod al rețelei, iar ca mărimi de ieșire - tensiunile armonice rezultate în fiecare nod al rețelei. Rezultă scrierea corespunzătoare a matricelor de stare, de control respectiv a mărimilor de ieșire. Aceste elemente sunt fundamentale în aplicarea metodei variabilelor de stare și condiționează veridicitatea rezultatelor obținute. Cele prezentate teoretic sunt exemplificate pe un studiu de caz.

Rezultatele obținute sunt comparate cu cele obținute prin metoda clasică, cea a inversării matricei admitanțelor armonice nodale. Se constată o corespondență foarte bună între rezultatele obținute prin cele două metode, în plus metoda variabilelor de stare este mai rapidă, oferind rezultatele direct, fără a fi necesară urmărirea variației impedanței armonice cu frecvența. Odată stabilite frecvențele de

rezonanță armonică, s-a trecut la analiza sensibilității acestora cu diferiți parametri ai regimului: sarcină activă, sarcină reactivă, nivelul de compensare al puterii reactive, puterea (curentul) de scurtcircuit al sistemului de alimentare. Deplasarea frecvențelor polilor și zerourilor pentru fiecare nod, sunt pe larg analizate și interpretate. Astfel se constată că cele mai utile și interesante observații rezultă din analiza variației cu frecvența a impedanțelor armonice, în condițiile modificării sarcinii active și reactive și a puterii bateriei de condensatoare instalate în nod.

Capitolul al 5-lea, având titlul "*Impedanța armonică - instrument pentru analiza compensării puterii reactive în rețelele electrice de distribuție*", contribuie la 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 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 paralel. 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 pe de o parte deplasarea frecvenței de rezonanță a rețelei prin dimensionarea adecvată a bateriei de condensatoare sau instalarea bobinelor antirezonante (formarea filtrelor refulante) iar pe de altă parte limitarea circulației curenților armonici prin folosirea unor instalații de utilizare cu nivel redus de poluarea armonică respectiv filtrarea curenților armonici. În acest capitol autorul folosește o metodă originală de îmbinare a elementelor teoretice cu cele aplicative pentru instalațiile reale, discutând în paralel rezultatele unei aplicații numerice efectuate prin modelarea unei zone de rețea și analiza în domeniul frecvență a circuitului echivalent al acestuia, cu ajutorul unui program specializat.

Conținutul capitolului al 6-lea, având titlul "*Determinări experimentale pentru identificarea rezonanțelor în rețelele de distribuție poluate armonic*" este destinat mai întâi analizei rezultatelor monitorizării regimurilor de funcționare ale unei zone aparținând unei rețele electrice de distribuție și apoi utilizării acestora la determinarea impedanței armonice a rețelei „văzute” în secțiunea în care s-au efectuat măsurătorile. Aplicând o versiune a metodei variațiilor și beneficiind de echipamente de monitorizare de ultimă generație, autorul reușește să determine cu o bună precizie impedanța armonică pentru un regim oarecare. Rezultatele sunt validate prin confruntarea cu cele obținute prin modelarea rețelei și simularea regimului prin utilizarea unui mediu de programare specializat. Metoda utilizată este aplicabilă numai prin asociere cu un echipament de monitorizare performant, ce permite achiziția și prelucrarea datelor pentru regimuri de funcționare diferite dar foarte apropiate în timp. Determinarea pe rețeaua reală a impedanței armonice, permite identificarea rezonanțelor armonice, explicarea amplificării regimului deformant ca urmare a instalării de baterii de condensatoare și evaluarea efectelor acestora asupra instalațiilor.

Capitolul ultim, al 7-lea, prezintă concluziile stabilite în cadrul tezei și contribuțiile aduse de autor. De remarcat că aceste concluzii sunt grupate pe categorii de probleme, cele mai utile referindu-se la încadrarea obiectivului "*Identificarea frecvențelor de rezonanță armonică a rețelelor poluate armonic și aplicarea metodelor și mijloacelor pentru evitarea acestora*" ca o componentă a procesului complex de optimizare a regimurilor de funcționare ale rețelelor electrice de distribuție actuale.

2. REGIMUL PERMANENT NESINUSOIDAL AL REȚELELOR ELECTRICE – CAUZE, EFECTE, MODELARE, ANALIZĂ –

2.1. Probleme generale privind regimul nesinusoidal

Dezvoltarea în ritm accelerat a utilizării energiei electrice din ultimele decenii pe de o parte a dus la inventarea și crearea unor tipuri de receptoare tot mai sofisticate dar și pretențioase din punct de vedere a parametrilor energiei electrice utilizate și pe de altă parte a făcut ca funcționarea multor consumatori, în special de tip industrial, să fie însoțită de introducerea în rețeaua electrică de alimentare a unor importante perturbații (armonici, dezechilibre, goluri de tensiune, flicker etc.), determinând astfel reducerea nivelului de calitate al energiei electrice distribuite și celorlalte receptoare conectate la aceeași rețea .

Se constată astfel că, deși au fost proiectate să funcționeze în regim permanent armonic sinusoidal, elementele sistemelor electroenergetice sunt tot mai frecvent afectate de prezența regimului nesinusoidal, care se caracterizează prin deformarea undelor sinusoidale de tensiune și curent și prin apariția de armonici, cu consecințe nefavorabile asupra funcționării consumatorilor și a sistemului în ansamblu [22], [43].

Astfel, regimul alternativ de funcționare al unui sistem electroenergetic, în care una dintre mărimi, tensiune sau curent este deformată, poate fi definit ca fiind *regim nesinusoidal* sau *deformant* [7], [44].

Prezența acestui regim s-a evidențiat pe seama pătrunderii și extinderii în utilizare a echipamentelor neliniare care duc la deformarea curbilor sinusoidale de tensiune și curent, acestea devenind astfel *surse de poluare armonică*.

Inițial, prezența regimului deformant a fost pusă mai ales pe seama receptorilor deformante particulare, de mare putere (cuptoare cu arc, tracțiunea electrică feroviară, instalații de sudare 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 care, fiind foarte numeroase, însumează o putere totală de valori la fel de mari ca cele ale primei categorii [7], [18].

O analiză a dezvoltării surselor poluante în România produsă ca urmare a creșterii gradului de utilizare a energiei electrice în industrie și servicii în ultimii 40 de ani, relevă o rată ridicată de creștere a acestora, atât ca urmare a dezvoltării unor ramuri industriale cât și modernizării tehnologiilor, introducerii automatizărilor și reglajelor cu mutatoare de putere. Astfel, în [7] se precizează că din analizele efectuate în rețelele electrice din țara noastră rezultă că în anul 1976, 30,2 % din rețea era afectată de regim deformant, în anul 1980 procentul era de 36,6 %, iar în anul 1990, practic 60 % din rețele au fost poluate cu armonici. În prezent poluarea armonică este generalizată.

Domeniul de frecvență corespunzător acestor armonice este în general cuprins între 100 Hz și 2000 Hz, între care pot apărea și interarmonice (rangul lor este diferit de un multiplu întreg al frecvenței fundamentale), iar limita superioară poate fi evidențiată și la 10 kHz [7], [18].

Prezența regimului nesinusoidal conduce la apariția unor efecte nedorite în funcționarea componentelor unui sistem electroenergetic de următoarele feluri:

- pierderi suplimentare de putere și energie;
- reducerea randamentelor instalațiilor;
- fenomene de rezonanță armonică;
- îmbătrâniri premature ale echipamentelor de lucru;
- cupluri parazite la mașinile electrice rotative;
- ieșirea aparatelor de măsură din clasa de precizie;
- riscuri de declanșări intempestive ale protecțiilor;
- paraziți în receptare sunetelor și imaginilor (undelor radio);

Având în vedere toate aceste considerații, rezultă că prezența regimului nesinusoidal în sistemul electroenergetic impune efectuarea de studii și cercetări privind identificarea acestuia, a cauzelor lui, a modului de propagare în rețea, a efectelor acestuia asupra elementelor de rețea și a receptoarelor precum și luarea măsurilor eficiente de limitare a influențelor negative asupra funcționării sistemului [22].

În literatura de specialitate [7] se arată că poluarea armonică ce apare într-un nod al rețelei electrice, afectează un număr mare de consumatori, cu atât mai mare cu cât aceștia se racordează la o rețea cu puteri de scurtcircuit și tensiuni nominale mai ridicate, ceea ce înseamnă că supravegherea și măsurile de limitare vor avea o importanță foarte mare la nivelele de tensiuni ridicate unde se racordează vre-un receptor neliniar.

O caracteristică generală a sistemelor electroenergetice (asociate unei țări sau unui grup de țări) constă în adoptarea de reglementări și recomandări specifice, privind:

- tensiunile armonice admisibile, pe barele de alimentare, funcție de nivelul de tensiune;
- curenții armonici admisibili, în punctele de delimitare;
- puteri deformante (de perturbație) admisibile.

În consecință, regimul nesinusoidal este un regim real de funcționare al sistemelor electroenergetice, iar ceea ce trebuie făcut este o monitorizare continuă a lui pentru a-l cunoaște și apoi pentru a-l stăpâni, astfel încât perturbațiile produse de acesta asupra bunei funcționări a sistemului să fie minime.

2.2. Cauzele și manifestările regimului nesinusoidal

După cum s-a precizat în prima parte a acestui capitol, regimul real de funcționare al rețelelor electrice de distribuție este cel periodic nesinusoidal. Se pune pe cale de consecință problema identificării cauzelor acestui regim de funcționare, având în vedere că elementele ce alcătuiesc sistemul electroenergetic sunt concepute și realizate să funcționeze în regim permanent de tip armonic sinusoidal, de frecvență fundamentală nominală, stabilită prin reglementările tehnice ale sistemului respectiv.

Apariția unui regim nesinusoidal într-o rețea electrică se produce dacă, fie un element al rețelei, fie un receptor, este neliniar sau dacă se aplică rețelei semnale nesinusoidale.

Referitor la prima grupă de cauze, se pleacă de la observația că *elementele unui sistem electroenergetic sunt pot fi considerate liniare sau neliniare.*

Elementele neliniare se mai numesc și *elemente de prima speță* [44] și conduc direct la apariția regimului nesinusoidal; acestea deformează curba curentului față de cea a tensiunii, chiar dacă curba tensiunii este sinusoidală. Din categoria acestor elemente fac parte:

- liniile electrice de înaltă tensiune, la care se manifestă efectul Corona;
- transformatoarele și bobinele cu circuite magnetice saturate;
- mașinile electrice rotative supraîncărcate;
- instalațiile de redresare etc.

Elementele liniare, numite și *elemente de speța a doua* [44], amplifică regimul nesinusoidal în curba curentului față de cel aflat în curba tensiunii aplicate. În această categorie intră elemente de circuit reactive (capacitive) corespunzător:

- bateriilor de condensatoare;
- liniilor electrice subterane (LES);
- liniilor electrice aeriene în gol.

Din grupa receptoarelor de energie electrică neliniare se pot enumera multe tipuri care produc regim nesinusoidal (în curba curentului) chiar dacă li se aplică o tensiune sinusoidală [7], [18]:

- instalațiile electrice și electronice industriale, de mare putere, cu caracteristici neliniare, bazate în special pe diode și tiristoare;
- punțile redresoare utilizate în special la alimentarea motoarelor de curent continuu cu viteză variabilă, instalațiilor de electroliză, etc. (de tip punți Graetz hexafazate sau dodecafazate);
- cuptoarele electrice având principiul de funcționare cu arc electric;
- transformatoarele și mașini electrice rotative (în funcție de tipul constructiv sau regimul de funcționare);
- receptoarele electrice de înaltă și ultraînaltă frecvență (cuptoare cu microunde);
- receptoarele electrotermice de diverse tipuri (cuptoare cu inducție, cu plasmă etc.);
- receptoarele pentru iluminat electric de tip fluorescent și cu descărcări în gaze;
- receptoarele pentru utilizări casnice și similare (receptoare TV color, instalații de aer condiționat, cuptoare cu microunde, calculatoare de tip PC, imprimante, copiatoare etc.).

A doua grupă de cauze ce determină apariția regimului nesinusoidal în rețelele electrice o constituie *sursele de semnale nesinusoidale* care se aplică în nodurile rețelei. Acestea pot fi clasificate astfel:

- a) surse de tensiuni armonice**, sunt acele surse care produc tensiuni electromotoare nesinusoidale; la aceste surse undele tensiunilor și curenților sunt simetrice pe cele două semialternanțe și astfel conțin numai armonice de rang impar, care uneori pot cauza și oscilații subarmonice (sau interarmonice). În această categorie intră:
- bobinele și transformatoarele electrice cu miez saturat; saturația miezurilor magnetice produce armonice de flux magnetic și de tensiuni electromotoare de ordin impar;
 - mașinile electrice rotative (sincrone și asincrone); armonicele din curba tensiunii electromotoare sunt generate de repartiția discretă a conductoarelor indusului, forma câmpului inductor, forma și orientarea creștăturilor, saturarea dinților, tipurile de conexiuni ale înfășurărilor rotorice etc.;
 - convertoare electronice; funcționarea acestora duce la distorsiunea curbei tensiunii de alimentare în nodul de racord.
- b) surse de curenți armonici**, sunt acele elemente neliniare (deformante) care, în regim sinusoidal de tensiune, introduc armonice superioare în curentul absorbit din rețeaua electrică. În această categorie intră:
- transformatoarele trifazate la care se asigură, funcție de conexiuni, circulația curenților de armonică $3k$;
 - mașinile electrice rotative la care pot apărea curenți nesinusoidali datorită reacției indusului sau datorită saturării fluxului de dispersie al mașinii;

- cuptoarele cu arc, datorită caracterului neliniar al arcului electric (apar armonice impare) și datorită nesimetriei acestui tip de receptor (apar armonice pare);
- lămpile fluorescente și cu descărcări în gaze, care la tensiune de alimentare sinusoidală prezintă o distorsiune armonică de curent foarte mare (de peste 60 %) ceea ce duce la injectarea curenților armonici în nodul rețelei de alimentare;
- bateriile de condensatoare, dacă sunt definite de o caracteristică sarcină electrică – tensiune, $q = f(u)$, neliniară;
- aparatele electrocasnice moderne, datorită caracteristicilor lor de receptori neliniari.

O categorie suplimentară de elemente, întâlnite într-un sistem electroenergetic sunt *amplificatoare de regim nesinusoidal* [18]. Aici se regăsesc:

- bobinele; în zonele de rețea în care sursele de curenți armonici predomină asupra surselor de tensiuni armonice, reactanțele inductive ale circuitelor conduc la amplificarea armonicilor de tensiune;
- condensatoarele; dacă predomină sursele de tensiuni armonice asupra celor de curenți armonici, capacitățile au rolul de amplificare a armonicilor de curent.

Așa cum s-a mai precizat, regimul nesinusoidal determină scăderea eficienței utilizării energiei electrice la consumatori și scade randamentul instalațiilor de transport și distribuție a energiei electrice.

Având în vedere toate considerentele legate de rolul nefast al prezenței regimului nesinusoidal, este important să se identifice manifestările care duc la recunoașterea acestui tip de regim, chiar în absența măsurătorilor dedicate acestui scop.

În tabelul 2.1 se prezintă succint principalele manifestări întâlnite pe categorii de surse poluante [80].

Tabelul 2.1. Manifestările regimului nesinusoidal

Sursa poluantă	Manifestări
Instalații de redresare monofazate, dublă alternanță, cu sarcină rezistivă sau curent de ieșire practic constant	Armonici pare: $k = 2n$; Amplitudinea armonicilor scade odată cu creșterea rangului k ; Funcție de valoarea unghiului de întârziere la comanda tiristoarelor, pot să apară unele armonici impare.
Instalații de redresare monofazate, simplă alternanță, cu sarcină rezistivă sau curent de ieșire practic constant	Armonici pare și impare. Amplitudinea armonicilor scade odată cu creșterea rangului k ;
Instalații de redresare hexafazate, dodecafazate etc.	Armonici de rang $k = n \cdot p \pm 1$, ($n = 1, 2, 3$); Amplitudine armonicilor scade odată cu creșterea rangului k ;
Motoare electrice supraîncărcate sau saturate	Armonici impare; $I_3/I_1 < 0,15$; Amplitudinea armonicilor scade rapid cu creșterea rangului k ;
Cuptoare electrice cu arc (în timpul topirii)	Armonici pare și impare. $I_2/I_1 < 0,10$; Amplitudinea armonicilor scade odată cu creșterea rangului acestora;
Receptoare TV, calculatoare	La redresarea ambelor alternanțe: <ul style="list-style-type: none"> • armonici impare; • $I_3/I_1 < 0,80$; • amplitudinea scade cu creșterea rangului k; La redresarea monoalternanță: <ul style="list-style-type: none"> • armonici pare și impare; • $I_2/I_1 < 0,45$; • amplitudinea scade cu creșterea rangului k;

Sursa poluantă	Manifestări
Lămpi de iluminat fluorescente	Armonici pare și impare. <ul style="list-style-type: none"> • THD poate ajunge la 80 % • $I_5/I_1 < 0,30$; • scăderea rapidă a amplitudinii cu creșterea rangului k; • la tuburile cu descărcări în vapori metalici, armonicile pare apar pe durata încălzirii.
Alte aparate electrocasnice (mașini de spălat automate, cuptoare cu microunde, instalații de climatizare etc.)	Armonici impare; $I_3/I_1 < 0,45$; Scăderea amplitudinii armonicilor odată cu creșterea rangului.
Compensatoare statice	Armonici de rang impar mai puțin $k = 3k$ ($k = 5, 7, 11, 13, 17, 19..$) Amplitudinea armonicilor scade odată cu creșterea rangului.
Tracțiunea electrică (locomotive monofazate cu redresare)	Armonici impare; $I_3/I_1 < 0,20$; Amplitudinea armonicilor scade cu creșterea rangului.
Linii electrice aeriene de tensiune foarte înaltă (descărcare Corona)	Armonici pare și impare Efect redus asupra rețelelor de distribuție de MT și JT
Bobine și transformatoare electrice cu miez saturat	Armonici impare $I_5/I_1 < 0,10$; Amplitudinea armonicilor scade cu creșterea rangului.
Baterii de condensatoare (având caracteristica $Q = f(U)$ neliniară)	Armonici impare Amplificarea armonicilor la aplicarea unei tensiuni nesinusoidale la borne $I_5/I_1 < 0,15$; Amplitudinea armonicilor scade cu creșterea rangului.

2.3. Indicatorii regimului nesinusoidal. Puterile și factorul de putere în regim nesinusoidal

Indicatorii regimului nesinusoidal sunt legați de caracteristicile mărimilor periodice nesinusoidale.

2.3.1. Caracteristicile mărimilor periodice nesinusoidale

Dacă se consideră un semnal periodic nesinusoidal de tensiune sau curent exprimat prin funcția [7], [22] :

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

unde $n = 1, 2, 3..$, $T = 2\pi/\omega$ 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:

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

- cu termeni complecși :

$$f(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} \underline{G}_k \cdot \exp(jk\omega t) \quad (2.4)$$

sau dacă

$$F_k = 2j\underline{G}_k \quad (2.5)$$

expresia (2.4) devine:

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

În relațiile de mai sus mărimile care intervin au semnificația:

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

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

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

$$\alpha_k^* = \alpha_k / k \quad (2.9)$$

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

$$\underline{F}_k = b_k + ja_k \text{ și } F_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (2.10)$$

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.

2.3.2. Indicatorii regimului nesinusoidal

Cu notațiile de mai sus se pot defini următorii indicatori caracteristici (de calitate) 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 cea a fundamentalei F_1 , adică:

$$\gamma_k = F_k / F_1 \cdot 100 \quad [\%] \quad (2.11)$$

- reziduul deformat

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

- coeficientul de distorsiune δ_f a curbei mărimii $f(t)$:

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

- coeficientul ponderat de distorsiune, δ_{pf} :

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

- coeficientul de deviație, K_{dev} :

$$K_{dev} = \sum_{k=2}^{\infty} F_k / F_1 \quad (2.15)$$

- coeficientul de formă K_f :

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

F_m fiind valoarea medie a funcției $f(t)$ pe o jumătate de perioadă;

- coeficientul de vârf, K_V :

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

F_{\max} fiind valoarea maximă a funcției $f(t)$;

- coeficientul de influență telefonică, TIF :

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

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

Estimarea indicatorilor de calitate se efectuează statistic. Astfel grupul de lucru 36 al CIGRE [69] a stabilit pentru rețelele electrice elementele de bază în analizele statistice ale perturbațiilor datorate armonicilor. Intervalele de timp recomandate pentru a fi utilizate în analizele statistice sunt [43]:

- interval foarte scurt (T_{fs}), $T_{fs} = 3s$;
- interval scurt (T_s), $T_s = 10 \text{ min}$;
- interval lung (T_l), $T_l = 1 \text{ h}$;
- interval de ore (T_z), $T_z = 24 \text{ h}$;
- interval săptămânal (T_{spt}), $T_{spt} = 7 \text{ zile}$.

Referitor la aceste intervale se pot face următoarele afirmații:

- a)** Intervalul de timp $T_{fs} = 3s$ este considerat ca fiind de bază în analiza statistică a regimului nesinusoidal iar în locul intervalelor T_z și T_{spt} se recomandă un timp de observație de câteva zile, incluzând un sfârșit de săptămână.

Pe fiecare interval de 3 secunde se calculează *valoarea medie pătratică* (rms) a tensiunii pe fiecare armonică, pentru toate cele N semnale achiziționate:

$$U_{kfs} = \sqrt{\left(\sum_{p=1}^N U_{k,p}^2 \right)} / N \quad (2.19)$$

k fiind rangul armonicii, $k \in [2, 40]$.

b) Pe fiecare interval de 10 minute se calculează U_{kS} , pentru fiecare armonică ca valoare medie pătratică a valorilor U_{kfs} din intervalul de 10 minute. Aceste valori obținute sunt utile întrucât oferă o estimare asupra efectelor termice din echipamente pentru fiecare armonică.

c) Intervalul de o zi este considerat ca esențial pentru evaluarea statistică a armonicilor ce apar în tensiunea de alimentare.

Când sunt luate în considerare efectele pe termen scurt, atunci valorile maxime ale tuturor valorilor medii pătratice U_{kfs} înregistrate în intervalul T_{fs} sunt reținute pentru o zi. *Probabilitatea cumulată* pentru aceste valori medii pătratice pentru T_{fs} integrat, poate fi calculată, spre exemplu cu o probabilitate de 95 % sau 99 %.

Cei mai importanți parametri care sunt obținuți la sfârșitul fiecărei zile de măsurători sunt următorii:

- U_{kfsmax} – valoarea medie pătratică maximă corespunzătoare tuturor intervalelor foarte scurte;
- U_{kSmax} – valoarea medie pătratică maximă corespunzătoare tuturor intervalelor scurte;
- $U_{kfs} 95\%$ – valoarea medie pătratică în intervalul de o zi, corespunzătoare probabilității cumulate de 95% (adică valoarea care este depășită numai în 5 % din cazuri în intervalele de 3 secunde);
- $U_{kfs} 99\%$ – valoarea medie pătratică în intervalul de o zi corespunzătoare unei probabilități cumulate de 99 %;

Valoarea $U_{kfs} 95\%$ va fi comparată cu *valorile limită admisibile* stabilite prin norme. Astfel în tabelul 2.2 și respectiv tabelul 2.3 sunt indicate nivelurile admisibile pentru tensiunile armonice și respectiv pentru curenții armonici corespunzător CEI 1000-2-2 / 1990 și respectiv ANSI / IEEE 519/ 82 [43].

Tabelul 2.2. Nivelurile admise pentru tensiunile armonice [%] conform CEI 1000-2-2/1990

Armonice impare nemultiplu de 3			Armonice impare multiplu de 3			Armonice pare		
rang k	u_k [%]		rang k	u_k [%]		rang k	u_k [%]	
	JT - MT	IT		JT - MT	IT		JT - MT	IT
5	6	2	3	5	2	2	2	1,5
7	5	2	9	1,5	1	4	1	1,0
11	3,5	1,5	15	0,3	0,3	6	0,5	0,5
13	3	1,5	21	0,2	0,2	8	0,5	0,2
17	2	1	>21	0,2	0,2	10	0,5	0,2
19	1,5	1				12	0,2	0,2
23	1,5	0,7				>12	0,2	0,2
25	1,5	0,7						
>25	$0,2+1,3\frac{25}{k}$	$0,2+0,5\frac{25}{k}$						
Coeficientul de distorsiune al curbilor de tensiune				JT - MT		8%		
				IT		3%		

Tabelul 2.3. Nivelurile admise pentru curenții armonici [%] la sarcină neliniară conform ANSI/IEEE 519/82 [43]

I_{sc}/I_1	Rangul armonice impare					Coeficientul de distorsiune
	$k < 11$	$11 < k < 17$	$17 < k < 23$	$23 < k < 35$	$k > 35$	
<20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20...50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50...100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100...1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

La noi în țară SREN 50160 din 1998 prevede valorile maxime armonice de tensiune în punctele de furnizare, până la ordinul 25, exprimate în procente din U_n (tabelul 2.4).

Tabelul 2.4. Valorile armonicilor de tensiune individuale în punctele de furnizare, până la ordinul 25, exprimate în procente din U_n

Armonici de rang impar				Armonici de rang par	
Nu sunt multiplii de 3		Multiplii de 3			
rang k	Valoarea relativă a tensiunii	rang k	Valoarea relativă a tensiunii	rang k	Valoarea relativă a tensiunii
5	6,0	3	5,0	2	2,0
7	5,0	9	1,5	4	1,0
11	3,5	15	0,5	6÷24	0,5
13	3,0	21	0,5		
17	2,0				
19	1,5				
23	1,5				
25	1,5				

În condiții normale de exploatare, în timpul fiecărei perioade de o săptămână, 95 % din media valorilor efective pe 10 min, ale fiecărei armonici individuale trebuie să fie mai mică sau egală cu valorile indicate în tabelul 2.4. În plus factorul δ_U % (THD) al tensiunii de alimentare (pentru $k \leq 40$) trebuie să fie mai mic sau egal cu 8.

2.3.3. Puteri în regim nesinusoidal

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

$$D^2 = S^2 - (P^2 + Q^2) \quad (2.20)$$

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

$$P = U_0 I_0 + \sum_{k=1} U_k \cdot I_k \cos \varphi_k \quad (2.21.)$$

puterea reactivă

$$Q = \sum_{k=1} U_k \cdot I_k \sin \varphi_k \quad (2.22)$$

iar cea aparentă

$$S = \left[\sum U_k^2 \cdot \sum I_k^2 \right]^{1/2} \quad (2.23)$$

rezultă

$$D^2 = \sum_{k>j} \sum_{j=1}^{\infty} \left[U_k^2 \cdot I_j^2 + U_j^2 \cdot I_k^2 - 2U_k U_j \cdot I_k \cdot I_j \cos(\varphi_k - \varphi_j) \right] \quad (2.24)$$

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:

$$K_p = \frac{P}{P_{\max}} = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (2.25)$$

Dacă se definește factorul reactiv al regimului $\rho = Q/P$ (2.26) și factorul deformatant $\sigma = D/\sqrt{P^2 + Q^2}$ și notând $\operatorname{tg}\varphi = \rho = Q/P$ iar $\operatorname{tg}\xi = \sigma = D/\sqrt{P^2 + Q^2}$ 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 remarcat că în regimul deformatant (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 [81], [82].

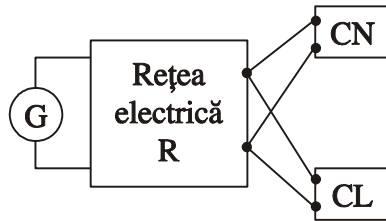


Fig. 2.1. Sistem electric: G - generator, R - rețea electrică, CN - consumator neliniar, CL - consumator liniar.

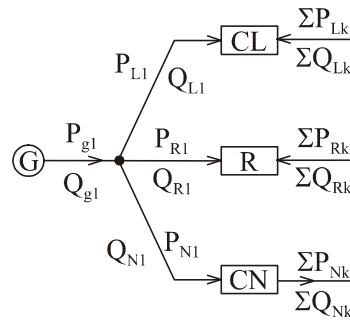


Fig. 2.2. Circulația puterilor armonice în sistemul din fig. 2.1.

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

$$\begin{aligned} \sum_1^{\infty} P_{gk} &= \sum_1^{\infty} P_{Rk} + \sum_1^{\infty} P_{Nk} + \sum_1^{\infty} P_{Lk} \\ \sum_1^{\infty} Q_{gk} &= \sum_1^{\infty} Q_{Rk} + \sum_1^{\infty} Q_{Nk} + \sum_1^{\infty} Q_{Lk} \end{aligned} \quad (2.28)$$

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 (2.29) 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 [36], [37]:

$$\begin{aligned} P_R = P_{R1} + \sum_{k=2}^{\infty} P_{Rk} > 0; \quad \sum_{k=2}^{\infty} P_{Nk} < 0; \quad \sum_{k=2}^{\infty} P_{Lk} > 0 \\ P_N = P_{N1} + \sum_{k=2}^{\infty} P_{Nk} < P_{N1}; \quad P_L = P_{L1} + \sum_{k=2}^{\infty} P_{Lk} > P_{L1} \\ P_R = P_{R1} + \sum_{k=2}^{\infty} P_{Rk} > P_{R1} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Relațiile exprimă faptul că consumatorul 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. 2.30). 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 [22].

2.4. Efectele regimului nesinusoidal

Accentuarea 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 [43].

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

- creșterea pierderilor de putere activă în materialele conductoare, magnetice și dielectrice;
- producerea de 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 detaliat câteva din efectele mai sus enumerate.

2.4.1. Creșterea pierderilor de putere activă în materialele rețelei poluate armonic

Astfel, dacă în regim sinusoidal pierderile în conductoare sunt:

$$P_{Cu} = 3 \cdot R \cdot I_1^2 \quad (2.31)$$

în regim nesinusoidal ele devin:

$$P_{Cud} = 3 \cdot R \cdot I_1^2 = 3 \cdot R \cdot I_1^2 \cdot (1 + \delta_f^2) > P_{Cu} \quad (2.32)$$

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

Pierderile magnetice sunt determinate de fenomenul de histerezis P_H și de curenții turbionari P_T . Pentru armonica de rang k acestea au expresia [7]:

$$P_{Hk} = a_H \cdot f_k \cdot B_k^p \text{ și } P_{Tk} = a_T \cdot f_k^2 \cdot B_k^2 \quad (2.33)$$

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:

$$P_{Fed} = \sum P_{Hk} + \sum P_{Tk} = a_H \sum f_k \cdot B_k^p + a_T \sum f_k^2 \cdot B_k^2 \quad (2.34)$$

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 (2.35) devine:

$$P_{Fed} = a_H c^p \cdot f \cdot \sum_1^{\infty} U_k^p / k^{p-1} + a_T \cdot c^2 \cdot f^2 \cdot \sum_1^{\infty} U_k^2 > P_{Fe} \quad (2.35)$$

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 [7]:

$$P_{cd} = \frac{\omega C}{2} \cdot \sum_1^{\infty} k \cdot U_k^2 \cdot \text{tg} \delta_k > P_c \quad (2.36)$$

iar în cazul liniilor electrice, în absența efectului Corona

$$P_{ld} = \frac{\omega l}{2} \cdot \sum_1^{\infty} k \cdot C_k \cdot U_k^2 \cdot \text{tg} \delta_k > P_l \quad (2.37)$$

În relația (2.38) C_k este capacitatea de serviciu a liniei corespunzătoare armonicii de rang k . În anumite situații ($k \leq 40$), ($C_k \approx C_1 = C$).

2.4.2. 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 potențialul față de pământ al nodului M este

nesinusoidal, 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:

$$\underline{I}_k = \frac{\underline{U}_k}{\underline{Z}_k} = \frac{U_k \exp(ja_k)}{R + j(k\omega L - 1/k\omega C)} \quad (2.38)$$

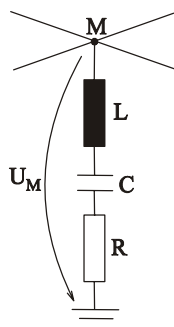


Fig. 2.3. Latură de rețea cu elemente R, L, C .

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

$$I_k = U_k \exp(ja_k) / R \quad (2.39)$$

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

$$\underline{U}_{Lk} = -\underline{U}_{Ck} = \frac{k\omega L}{R} \cdot U_k \exp[-j(a_k + \pi/2)] \quad (2.40)$$

supratensiuni ce pot periclita izolația bobinei și compromite dielectricul condensatorului.

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

Dacă rețeaua electrică prezintă regim nesinusoidal, la bornele înfășurării transformatorului sau receptorului în cauză (fig. 2.4) se aplică tensiuni armonice de rang multiplu de trei ($k = 3p$) care sunt sinfazice. Pentru aceste armonici punctul neutru apare cu un potențial față de pământ a cărui valoare depinde de raportul dintre impedanțele armonice ale laturii conexiunii Y_0 și circuitul de nul.

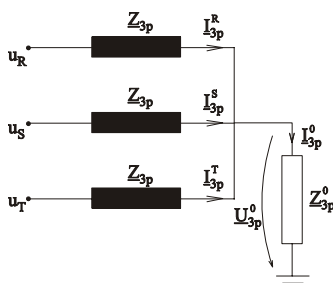


Fig. 2.4. Montaj în stea cu conductor neutru legat la pământ.

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

$$\underline{U}_{3p} = \underline{I}_{3p} \cdot (\underline{Z}_{3p} + 3\underline{Z}_{3p}^0) \text{ și } \underline{U}_{3p}^0 = 3\underline{I}_{3p} \cdot \underline{Z}_{3p}^0$$

de unde rezultă:

$$\underline{I}_{3p} = \frac{\underline{U}_{3p}}{\underline{Z}_{3p} + 3\underline{Z}_{3p}^0} \text{ și } \underline{U}_{3p}^0 = \frac{\underline{U}_{3p}}{1 + \underline{Z}_{3p}/3\underline{Z}_{3p}^0} \quad (2.41)$$

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

2.4.4. Supracurenți 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.

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

$$\underline{I}_{ck} = \underline{I}_k \left/ \left[\frac{k^2 \cdot \omega^2 \cdot C \cdot \lambda - 1}{k^2 \cdot \omega^2 \cdot C \cdot \lambda} - \frac{j}{R \cdot k \cdot \omega \cdot C} \right] \right., \text{ unde } \lambda = \frac{L \cdot L_s}{L + L_s} \quad (2.42)$$

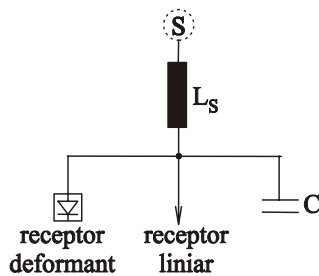


Fig. 2.5. Rețea electrică ce alimentează un consumator liniar și altul neliniar.

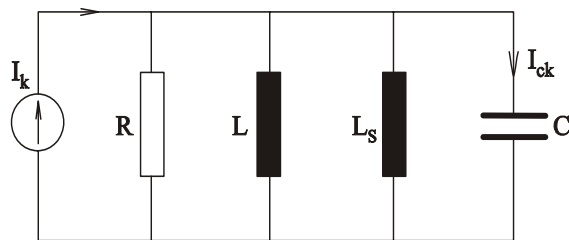


Fig. 2.6. Schema electrică echivalentă a rețelei din fig. 2.5.

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

$$\underline{I}_{ck} = j \cdot \underline{I}_k \cdot R \cdot C \cdot k \cdot \omega = j \cdot \underline{I}_k \cdot R \cdot C \cdot \omega \cdot \sqrt{\frac{S_{SC}}{Q} \cdot \frac{L + L_s}{L}} \quad (2.43)$$

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

2.4.5. Suprasolicitarea de durată a bateriilor de condensatoare

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

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

$I_k = \sqrt{3} \cdot U_k \cdot C \cdot \omega \cdot k / \sqrt{2}$ 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, curentul prin baterie să depășească valoarea admisibilă iar bateria să se deterioreze.

2.5. Tehnici de modelare și analiză armonică pentru regimul nesinusoidal

2.5.1. Modelarea armonică a elementelor de sistem

Pentru a se putea efectua calculul circulației de curenți armonici, în literatura de specialitate se fac ipoteze simplificatoare asupra modului de reprezentare a consumatorului neliniar (deformant) – sursa curenților armonici [7], [65].

- se consideră consumatorul deformant ca o *sursă ideală de curent constant pe armonică k*, adică $I_k = \text{constant}$ atât în raport cu tensiunea aplicată la borne, cât și în raport cu celelalte armonici produse. Ipoteza este acoperitoare din punct de vedere al determinării amplificărilor armonicilor, curenți sau tensiuni, dar și nu din punct de vedere al dimensionării filtrelor pasive. Prin introducerea unui filtru în rețea se modifică reactanța echivalentă a rețelei, ceea ce duce la o modificare a curentului din circuitul respectiv;
- se consideră *consumatorul deformant funcționând după o caracteristică de impedanță constantă pe armonică fundamentală*. Cunoscând forma curbei curentului absorbit de consumator se determină mărimea armonicilor de curent în raport cu cel absorbit pe fundamentală, valorile obținute fiind considerate corespunzătoare unor injecții de curenți armonici;
- consumatorul deformant este considerat printr-o *caracteristică neliniară*. Aceasta stabilește legătura analitică între tensiunea momentană $u(t)$ aplicată la bornele consumatorului și intensitatea $i(t)$ a curentului absorbit. Caracteristica se poate liniariza pe porțiuni și se introduce apoi această caracteristică în rețeaua dată pentru care sunt scrise ecuațiile diferențiale ale regimurilor instantanee. Determinarea armonicilor de curent sau de tensiune se realizează aplicându-se o transformată de tip Fourier.

Celelalte elemente de sistem, transformatoare, linii, bobine de reactanță, consumatori liniari se reprezintă prin scheme echivalente cuadripolare pasive, valoarea parametrilor acestora depinzând de rangul armonicii [7], [55], [69], [85]. În capitolul al 3-lea al prezentei lucrări, este prezentată detaliat modelarea armonică a elementelor de rețea.

O atenție deosebită trebuie acordată rețelelor trifazate pentru armonicile multiplu de trei, impedanța armonică a acestora fiind în acest caz multiplu al impedanței homopolare pe fundamentală. Dacă consumatorul nu are neutrul legat la pământ impedanța sa armonică este infinită.

2.5.2. Calculul circulației curenților și tensiunilor armonice în rețelele cu consumatori neliniari

Cunoscându-se schemele echivalente armonice ale rețelei se poate calcula circulația curenților și tensiunilor armonice folosind procedeele de la analiza și calculul rețelelor liniare. În acest scop se fac următoarele ipoteze simplificatorii:

- se admite liniarizarea pe porțiuni sau în jurul unui punct de funcționare a caracteristicii de sarcină a consumatorului, determinată pentru un regim sinusoidal pe frecvența fundamentală;
- se utilizează o transformare liniară a funcțiilor din domeniul real al timpului, dependent de variabila $k\omega$ (pe baza unei transformări de tip Fourier);
- se efectuează calculele pentru un număr limitat de armonici și se asigură ordonarea ecuațiilor cu ajutorul relațiilor matriciale.

De exemplu în cazul aplicării metodei tensiunilor în noduri, pentru armonica k se poate scrie relația:

$$[I_{pk}] = [Y_{pk}] \cdot [U_{pk}] \quad (2.44)$$

unde $[I_{pk}]$ – matricea vector a curenților electrice în nodul p al rețelei; $[U_{pk}]$ – matricea vector a tensiunilor nodale a nodurilor p față de nodul de referință; $[Y_{pk}]$ – matricea admitanță nodală, are dimensiunea de $2k$ mai mare decât matricea corespunzătoare pentru fundamentală.

Dacă avem în vedere că numai în nodurile d sunt consumatori deformați în restul de noduri consumatorii l fiind liniari, relația (2.44) devine:

$$\begin{bmatrix} [I_d] \\ [I_l] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Y_{dd}] & [Y_{dl}] \\ [Y_{ld}] & [Y_{ll}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [U_d] \\ [U_l] \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

La calculul circulației de curenți armonici o atenție deosebită trebuie acordată *modelării liniilor* de transport sau de distribuție. Acestea trebuie considerate cu parametri uniform distribuiți chiar și în cazul unor lungimi reduse de ordinul a zeci de km, deoarece lungimea „*liniei scurte*” depinde de frecvența superioară luată în considerare. Astfel, dacă în cazul unei linii aeriene, nivelul celei mai mari armonici este 15, lungimea de undă corespunzătoare este de 400 km iar lungimea „*liniei scurte*” este 20 km.

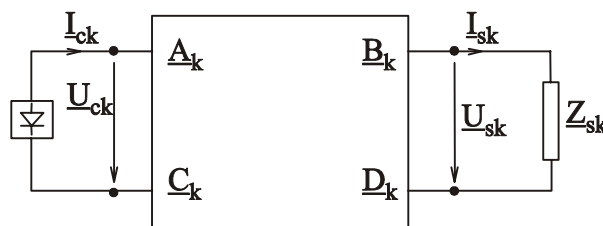


Fig. 2.7. Schema electrică echivalentă pentru studiul propagării poluării armonice printr-o linie cu parametri uniform distribuiți.

Astfel pentru linia din fig. 2.7 în condițiile primei ipoteze de calcul, se pot scrie relațiile:

$$\begin{bmatrix} U_{ck} \\ I_{ck} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_k & B_k \\ C_k & D_k \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & Z_{Sk} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ I_{sk} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

sau dacă se are în vedere că

$$\begin{aligned} \underline{A}_k &= \cosh \sqrt{\underline{Z}_k \underline{Y}_k}, & \underline{B}_k &= \underline{Z}_C \sinh \sqrt{\underline{Z}_k \underline{Y}_k}, \\ \underline{C}_k &= \underline{Y}_C \sinh \sqrt{\underline{Z}_k \underline{Y}_k}; & \underline{D}_k &= \underline{A}_k \end{aligned}$$

și se efectuează calculele se obține:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_{ck} \\ \underline{I}_{ck} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \sqrt{\underline{Z}_k \underline{Y}_k} & \underline{Z}_{Sk} \cosh \sqrt{\underline{Z}_k \underline{Y}_k} + \underline{Z}_C \sinh \sqrt{\underline{Z}_k \underline{Y}_k} \\ \underline{Y}_C \sinh \sqrt{\underline{Z}_k \underline{Y}_k} & \underline{Z}_{Sk} \cdot \underline{Y}_C \sinh \sqrt{\underline{Z}_k \underline{Y}_k} + \cosh \sqrt{\underline{Z}_k \underline{Y}_k} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \underline{I}_{Sk} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Din ultima ecuație se obține:

$$\underline{I}_{Sk} = \underline{I}_{ck} / (\underline{Y}_C \underline{Z}_{Sk} \sinh \sqrt{\underline{Z}_k \underline{Y}_k} + \cosh \sqrt{\underline{Z}_k \underline{Y}_k}) \quad (2.48)$$

de unde se poate deduce expresia *coeficientului de amplificarea curenților armonici*. Astfel:

$$\alpha_{Ik} = \frac{\underline{I}_{Sk}}{\underline{I}_{ck}} = \frac{1}{\underline{Y}_{Ck} \cdot \underline{Z}_{Sk} \sinh \sqrt{\underline{Z}_k \cdot \underline{Y}_k} + \cosh \sqrt{\underline{Z}_k \cdot \underline{Y}_k}} \quad (2.49)$$

Dacă se face notația $\tanh \underline{\Psi}_k = \underline{Y}_{Ck} \cdot \underline{Z}_{Sk}$, expresia coeficientului de amplificarea devine:

$$\alpha_{Ik} = \cosh \underline{\Psi}_k / \cosh(\sqrt{\underline{Z}_k \cdot \underline{Y}_k} + \underline{\Psi}_k) \quad (2.50)$$

Pentru linia fără pierderi și avându-se în vedere că pentru un sistem $\underline{Z}_{Sk} = jX_{Sk}$ relația (2.51) devine:

$$\alpha_{Ik} = 1 / [\cos(k\omega\sqrt{LC}) - X_{Sk} \cdot \underline{Y}_{ck} \sin(k\omega\sqrt{LC})] \quad (2.51)$$

unde L și C sunt parametrii liniei.

În mod similar se poate scrie o relație și pentru coeficientul de transfer al tensiunii armonice $\alpha_{Uk} = \underline{U}_{Sk} / \underline{U}_{Ck}$.

2.5.3. Tehnici și programe de analiză a circulației curenților armonici

Așa cum a rezultat și din paragraful anterior scopul determinării circulației de curenți (și puteri) armonici este estimarea curenților și tensiunilor armonice la barele sistemului de alimentare în condițiile în care în rețea există surse de poluare armonică (elemente de rețea și consumatori neliniari). În acest scop se apelează la tehnicile, algoritmi și programe de calcul performante, unele dintre acestea preluate din teoria sistemelor și dezvoltate în condițiile particulare ale sistemului electroenergetic.

2.5.3.1. Tehnici de analiză armonică

Soluțiile regimului staționar al sistemului (sau rețelelor) electroenergetic pot fi exprimate ca funcții periodice de timp sau ca sumă de fazori armonici. Ca urmare tehnicile de analiză vor fi de două categorii: *metode în domeniul timp și metode în domeniul frecvență* [55], [85]. În ambele situații abordările pot fi liniare sau neliniare. Avantajul formulărilor în domeniul timp rezidă din aceea că se asigură legătura cu fenomenul fizic urmărit, fapt ce ușurează sensibil modelarea elementelor neliniare.

Formulările în domeniul frecvență își au originea în transformările matematice aplicate în teoria semnalelor. Dar, pentru un sistem liniar funcționând în regim staționar, între răspunsul acestuia și excitațiile sinusoidale există o relație liniară. Această caracteristică a făcut ca în ultima vreme abordările în domeniul frecvență să fie foarte atractive pentru analiza regimului staționar al circuitelor liniare. Pe de altă parte, tehnicile de analiză armonică au rezultat din teoria circuitelor neliniare sau din analiza regimurilor de funcționare a sistemului electroenergetic. O clasificare principală a tehnicilor folosite în analiza armonică se prezintă în fig. 2.8.

Metoda *simulării tranziției* este o metodă de integrare numerică. Regimul staționar se obține atunci când nu mai există tranziții (fenomene tranzitorii). Este o metodă generală iar neliniaritățile se modelează relativ ușor. Necesită însă timp mare de calcul iar în rețelele slab amortizate tranzițiile durează mult timp.

Metoda *prospectării* constă în aceea că în cadrul ei se găsește o stare inițială, astfel încât pornind de la ea starea rețelei este periodică și fără tranziții. Pentru soluționare se pot folosi metode de gradient și metode de extrapolare [55], [85].

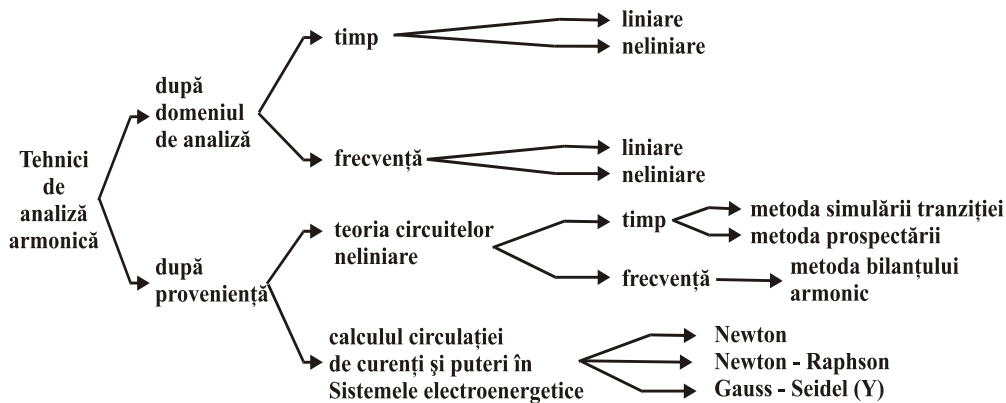


Fig. 2.8. Clasificarea tehnicilor de analiză armonică.

Metoda *bilanțului armonic* presupune că soluția conține o serie de fazoni armonici. Prin înlocuirea acestora în ecuațiile diferențiale aferente circuitului și prin egalarea termenilor de aceeași frecvență se obține un set de ecuații algebrice. Pentru găsirea fazonilor se utilizează un algoritm de optimizare sau unul Newton - Raphson [55].

2.5.3.2. Tehnici și programe de analiză armonică specifice sistemului electroenergetic

Comparativ cu alte circuite, rețelele sistemelor electroenergetice prezintă anumite particularități și anume:

- restricții datorate puterilor active și reactive;
- dominația relativă a elementelor liniare;
- controlul caracteristicilor elementelor liniare.

Ca urmare, analiștii ce lucrează în domeniul sistemelor electroenergetice și-au dezvoltat propriile tehnici, independent de teoria circuitelor liniare. Conform [74], [85], [89]:

- a. *Algoritmii și metodele de simulare în domeniul timp*, cum ar fi cel cunoscut sub denumirea „Electromagnetic Transients Program” – EMTP. Programele componente dispun de facilități privind și modelarea neliniarităților în domeniul analizei armonice. Dacă însă rețelele dispun de amortizări slabe, timpul de calcul este mare.

- b. *Tehnica scanării frecvenței* este un instrument util de analiză armonică. În cadrul ei elementele neliniare sunt considerate ca simple surse de curenți armonici ale căror valori sunt setate la 1 u.r. sau se determină din analiza teoretică a elementelor. Tensiunile nodurilor se determină rezolvând ecuațiile tensiunilor în noduri pentru diferite frecvențe.
- c. *Iterația armonică* este o metodă avansată de scanare a frecvenței. Sursele de curent sunt determinate în conformitate cu tensiunile rețelei. Cu aceste surse se calculează valorile îmbunătățite ale tensiunilor nodurilor, care rând pe rând sunt apoi utilizate pentru determinarea valorilor îmbunătățite ale curenților surselor. Acest proces iterativ continuă până când un anumit criteriu a fost îndeplinit.
- d. *Programul HARMFLO* este una din cele mai avansate tehnici de analiză a circulației curenților armonici. El este o reformulare a tehnicilor de rezolvare a circulației de curenți și puteri bazate pe metoda Newton–Raphson clasică și pe metoda Newton–Raphson rapidă (Fast Decoupled Load Flow), care are o matrice Jacobian de dimensiuni mai reduse și în plus se calculează separat.
- e. *Metoda matricei Y*, cunoscută și sub denumirea tehnică *YM* are la bază cunoașterea matricei admitanțelor nodale a rețelei, matrice care stă la baza calcului circulației de curenți. O variantă cunoscută a acestei metode este și metoda Gauss–Seidel.
- f. *Metoda de analiză liniară în domeniul frecvenței*, mai este denumită și *metoda injecției de curent*. Curenții armonici sunt funcții de fundamentala curenților de sarcină (amplitudine și unghiul de fază) și prin urmare sunt independenți de forma curbei tensiunii.

În literatură se arată că (din punct de vedere al calcului) metoda este adecvată atunci când coeficientul de distorsiune nu depășește valoarea de 10%. Ea stă la baza programelor de calcul V–HARM și Q’HARM [74], [85].

V–HARM are la bază cunoașterea matricei impedanțelor nodale (barelor) și injecțiile de curent. Este utilizabil pe PC–XT/AT IBM sau compatibile fiind un instrument puternic de analiză armonică prin simulare interactivă, având pentru ieșiri opțiuni grafic–orientate în 2D, 3D pentru frecvențe grafice R–X, spectre de armonici, posibilități de reconstituire a formelor curbelor etc.

Programul poate determina caracteristicile răspunsului în frecvență al sistemului în diferite noduri, precum și nivelul armonicilor din sistem cauzate de armonici cunoscute.

Q’HARM este un program de calcul foarte rapid pentru analiza circulației armonicilor în sisteme de dimensiuni mici. Are la bază ecuațiile de bilanț ale puterilor active și reactive. Cu ajutorul acestora se analizează tensiunile fundamentale pe bare și ecuațiile de bilanț al armonicilor de curent, apoi utilizând matricea impedanțelor nodale tensiunile armonice pe bare. Programul are o structură modulară, fapt ce-i asigură multă elasticitate la utilizare.

2.6. Concluzii

Acest capitol și-a propus evidențierea problemelor specifice pe care le prezintă regimul nesinusoidal periodic staționar al rețelelor electrice de distribuție. Acest regim este un regim real de funcționare, practic general întâlnit în instalațiile de joasă și medie tensiune ale sistemului electroenergetic.

Pentru aceasta au fost trecute în revistă problemele generale legate de regimul nesinusoidal, în mod deosebit cauzele și modul de manifestare al acestuia în ultima perioadă, indicatorii regimului nesinusoidal, puterile, circulația acestora, efectele regimului analizat iar în final s-au precizat câteva elemente deosebite.

Este evidențiat interesul deosebit pe care-l acordă comunitatea științifică acestui regim, în ultima perioadă, în condițiile în care, pe de o parte sursele de poluare armonică devin tot mai numeroase și diversificate ca utilitate iar pe de altă parte cresc cerințele receptoarelor (consumatorilor) privind calitatea energiei electrice distribuite.

În aceste condiții, devine imperios necesară monitorizarea și analiza regimului nesinusoidal privit ca regim perturbat de funcționare al rețelelor de distribuție. Pentru monitorizarea și analiza corectă a acestui regim este necesară cunoașterea cât mai amănunțită a efectelor lui asupra elementelor de rețea, indicatorii caracteristici și limitele admise de variație. Analiza corectă a regimului presupune cunoașterea cauzelor care pot produce apariția acestui regim și depășirea pragurilor admise pentru anumiți indicatori. Manifestările cele mai defavorabile (periculoase) se regăsesc în suprasolicitarea bateriilor de condensatoare și a rețelelor în cablu, în creșterea potențialului neutrilor înfășurărilor transformatoarelor sau a unor receptori și în mod deosebit în apariția rezonanțelor armonice care pot conduce la supratensiuni și supracurenți.

Contribuțiile originale ale autorului din cuprinsul acestui capitol se referă la sinteza bibliografiei parcurse respectiv la clasificarea efectelor regimului nesinusoidal.

3. IMPEDANȚA ARMONICĂ A REȚELOR ELECTRICE – DEFINIRE, MODELARE, DETERMINARE –

Impedanța armonică este una dintre cele mai importante mărimi utilizate în modelarea și analiza rețelelor electrice de distribuție poluate armonic. Analiza acestei mărimi și urmărirea răspunsului ei la perturbațiile produse în rețea pot oferi un volum mare de informații asupra regimurilor normale de funcționare ale acesteia. Pe baza acestor informații se pot apoi concepe soluții menite să contribuie la creșterea eficienței conducerii rețelelor, la optimizarea regimurilor de funcționare reale. De aceea, determinarea corectă a impedanței armonice este pe cât de dificilă pe atât de importantă.

Acest capitol este destinat prezentării problemelor legate de definirea, modelarea și estimarea impedanței armonice a unei rețele de distribuție poluate armonic.

3.1. Definirea impedanței armonice a rețelelor electrice

Conform definiției date de Grupul de lucru al CIGRE, G TCCO2, impedanța armonică a unei rețele într-un nod al acesteia este impedanța echivalentă de secvență directă (pozitivă) a rețelei, văzută în acel nod în funcție de frecvență (sau de rangul armonicii) [3], [4]. În aceste condiții $k \neq 3p$. Așa cum se arată în [4], introducerea acestei mărimi caracteristice se datorează dorinței specialiștilor 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 respectiv atenuarea lui.

Pe baza definiției date mai sus, comportarea elementelor de rețea sau a celor mai semnificative, sub aspectul impedanței echivalente, se consideră ca fiind aceeași față de armonicile pozitive și negative iar cele homopolare nu se iau în considerare. Această ipoteză este firește valabilă pentru rețelele de transport, la nivelul rețelelor de distribuție, unde apar consumatorii complecși sau individuali, comportarea față de secvența pozitivă sau negativă diferă.

Justificarea necesității utilizării impedanței armonice în forma sa complexă poate fi făcută pornind de la următoarele considerente [3], [13]:

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. 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 de rețea, reflectându-se în modificarea parametrilor 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.

În același timp 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 de 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 și de frecvența armonicii, ori impedanța complexă ia în considerare acest lucru prin valoarea și faza ei;
- b)** Impedanța armonică este o mărime sintetică, ce reunește contribuțiile 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 ca surse de tensiuni armonice. În aceste condiții este posibil ca în aceeași rețea să apară atât surse de curenți, cât și de tensiuni armonice. Cunoașterea regimului armonic al rețelei, circulația de curenți și nivelul tensiunilor armonice presupune cunoașterea impedanțelor armonice ale rețelei;
 - 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 prin calcule 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 de 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 a 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, a 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)** Schemele echivalente monofilare ale elementelor de rețea sunt scheme cuadripolare. În studiul și calculul acestora o importanță deosebită o prezintă impedanța, impedanțele caracteristice și impedanțele imagini;
 - g)** 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;
 - h)** Instalațiile de filtrare montate în nodurile poluate armonic ale rețelelor electrice trebuie verificate, pentru a evita apariția unor fenomene de rezonanță armonică. În acest scop trebuie cunoscută impedanța echivalentă a rețelei în nodul respectiv și dependența ei de frecvență;
 - i)** Impedanța de secvență pozitivă s-ar părea că este cea mai potrivită pentru a exprima comportarea nodului rețelei, întrucât ea corespunde regimului permanent, regim de bază al sistemului electroenergetic. Desigur, avându-se în vedere că majoritatea consumatorilor sunt la joasă și medie tensiune, iar între aceștia și nivelul de înaltă tensiune se interpun transformatoare cu conexiuni triunghi, care șuntează secvența zero, se justifică adoptarea ipotezei $k \neq 3p$.

3.2. Observații pe marginea definirii impedanței armonice

În literatura de specialitate ([1]) se arată că regimul nesinusoidal periodic nu este întotdeauna și simetric. Mai mult, cei mai semnificativi consumatori neliniari sunt și dezechilibrați, adică sunt nu numai surse de curenți armonici ci și de curenți de secvență negativă și zero. În aceste condiții, dacă se admite că tensiunile electromotoare ale generatoarelor ce debitează în rețeaua electrică sunt perfect sinusoidale, analiza regimului nesinusoidal din rețeaua electrică presupune analiza elementelor de rețea în patru planuri diferite și anume: planul fundamentalei ($k = 1$), planul armonicilor pozitive ($k = 3p+1$), planul armonicilor negative ($k = 3p-1$) și planul armonicilor homopolare ($k = 3p$).

Dacă regimul este simetric pe cele trei faze, nu mai este necesar a se apela la metoda componentelor de secvență sau la alte componente (Black, Park sau Kimbark), ci se poate lucra cu mărimile de pe o fază. Făcând raportul mărimilor de fază tensiune-curent armonic sau a variațiilor de tensiune, pe acelea de curent armonic, se poate determina impedanța armonică. Mai mult, dacă există mici variații ale regimului nesinusoidal pe cele trei faze, valorile obținute pe cele trei faze pot fi mediate, rezultând o valoare medie. Se pune întrebarea: cât de mare poate fi gradul de nesimetrie? - față de acela acceptat din considerente de calitate a energiei electrice. Studiile efectuate de mulți cercetători [7],[10], nu au răspuns decât parțial la această întrebare, mai mult, încă nu au fost elaborate soluții unanim acceptate. Se pune firesc întrebarea dacă determinările sau analizele armonice nu ar trebui să aibă în vedere cea mai dezavantajoasă situație, adică valoarea maximă (pe fază) a impedanței armonice, deci $Max\{Z_k\}$.

Dacă din punct de vedere experimental nu apar probleme la estimarea impedanțelor de fază armonice [16] nu același lucru se poate afirma despre calculul analitic al acestor impedanțe. Necunoașterea parametrilor de fază într-un regim oarecare, ci a celor de secvență creează dificultăți în calculul regimului armonic în mărimi de fază. Din acest motiv, acceptarea unor ipoteze simplificatoare este bine necesară, mai ales atunci când acestea nu sunt prea departe de situația reală. Aceste ipoteze, așa cum am mai menționat vizează egalitatea impedanțelor de secvență pozitivă și negativă, lucru acceptat pentru elementele statice ale rețelei, linii aeriene, cabluri, transformatoare, bobine de reactanță. Nu același lucru se poate afirma și despre motoarele asincrone, principalele elemente ale consumatorilor. Prezența motoarelor asincrone în componența consumatorului complex (general) determină o comportare diferită a acestora față de armonicile de rang $k = 3p - 1$ și $k = 3p + 1$ [21], [21]. Cu toate acestea literatura de specialitate nu face o referire completă la modelarea armonică a consumatorului complex ce dispune de motoare asincrone [4], [5]. Chiar cercetări valoroase de modelare armonică [7], [10] nu fac referiri la tipul de armonică atunci când prezintă modelul armonic al consumatorului complex, care conține și motoare asincrone. Problemele se complică și mai mult dacă se consideră armonicile de secvență zero. În rețelele cu neutru izolat nu pot apare curenți de secvență zero, ci numai tensiuni; în rețelele cu neutru legat rigid la pământ nu pot apare tensiuni de secvență zero ci numai curenți de secvență zero, ș.a.m.d.

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

- este o mărime caracteristică unei porțiuni de rețea sau întregii rețele;
- valoarea și faza ei reflectă modificarea puterilor absorbite de consumatori și a structurii rețelei;
- corespunde regimului permanent de funcționare al 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 cea a unui filtru;
- reflectă schimburile de energie ce decurg pe armonicile de tensiune și de curent;
- prin cunoașterea ei se poate stabili sensul în care trebuie acționat în scopul evitării fenomenelor de rezonanță armonică.

3.3. Determinarea impedanțelor armonice ale rețelelor

Impedanțele armonice ale rețelei pot fi determinate analitic (prin calcule) sau prin determinări experimentale. În cazul în care se apelează la calcule trebuie adoptată o anumită schemă echivalentă pentru elementele neliniare - surse de curenți armonici și anumite modele pentru elementele de rețea (sistem), pentru ca apoi să se poată calcula impedanța echivalentă a rețelei văzută în nodul respectiv ([18], [60], [65], [69]).

O clasificare a metodelor analitice de calcul a impedanțelor armonice ce are în vedere diferite criterii, este prezentată în fig. 3.1. Așa cum rezultă din fig. 3.1, tehnica folosită pentru analiza armonică poate fi în domeniul timp sau în domeniul frecvență. Pe baza ei se determină tensiunile armonice sau circulația de curenți armonici. De menționat că în domeniul frecvență problema este abordată într-o manieră mai generală, apropiată de cea care caracterizează sistemele automate, dar tratarea se îndepărtează de situația reală, spre deosebire de tratarea în domeniul timp, unde situația este mult mai apropiată de cea reală.

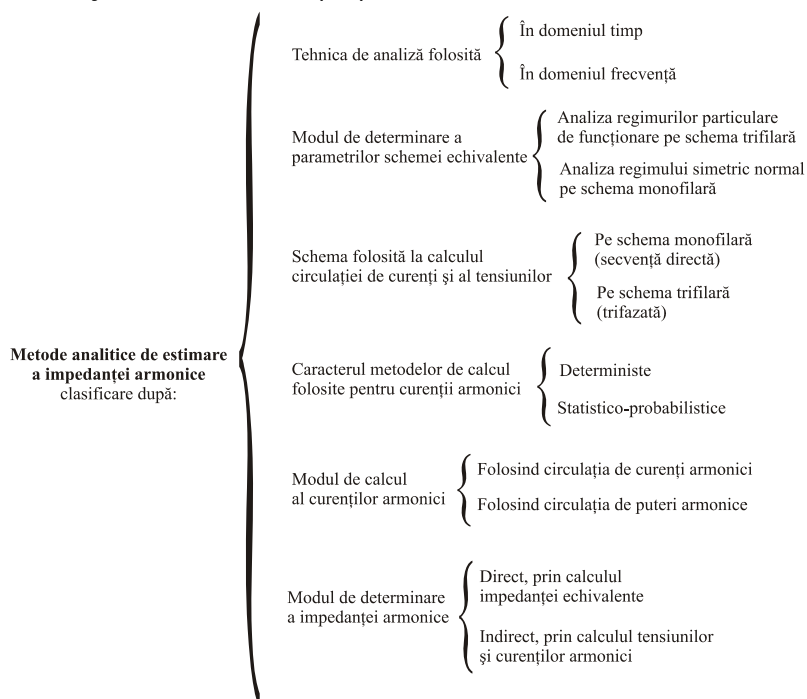


Fig. 3.1. Clasificarea metodelor de calcul analitic al impedanțelor armonice după diferite criterii.

3.3.1. Calculul impedanței armonice a rețelelor electrice

Pentru determinarea impedanțelor armonice în cazul general al unor rețele complexe, cu mai multe surse de regim nesinusoidal (deformant) se poate folosi circulația de curenți și tensiuni armonice în schema de secvență directă, în planul armonicii k ($k \geq 2, k \neq 3p$). Pentru aceasta este necesar a se adopta o serie întregă de ipoteze simplificatorii privind comportarea surselor de putere, a elementelor de rețea și a consumatorilor liniari și neliniari din sistemul electroenergetic, de a folosi metode eficiente de calcul și în final de a calcula în nodurile de interes impedanțele armonice.

În plus, dacă sistemul considerat prezintă anumite particularități, atât sub aspectul dimensiunii (număr de noduri redus), al consumatorilor pe care îi alimentează (consumatori liniari) sau al elementelor de rețea (cu capacități de valoare redusă) problema poate fi rezolvată și mai simplu apelând la teoremele fundamentale ale electrotehnicii.

3.3.1.1. Ipoteze admise la calculul circulației de curenți armonici

Aceste ipoteze privesc consumatorii deformanți (sursele de regim deformant), elementele de transfer (linii și transformatoare) precum și sursele de putere (generatoare sincrone) din sistemul electroenergetic.

Referitor la *consumatorii deformanți* există trei ipoteze simplificatorii privind reprezentarea acestora și anume ([7], [9], [25], [65], [66]):

- a) **Ipoteza 1**, consumatorul deformant se consideră o sursă de armonici. Sursa poate fi considerată fie sursă ideală de curent pe armonice de rang k , $I_k = \text{constant}$ (atât în raport cu tensiunea aplicată la borne cât și în raport cu valorile celorlalte armonici generate de consumatorul deformant), fie o sursă ideală de tensiune $U_k = \text{constant}$. Aceste ipoteze sunt acoperitoare din punct de vedere al amplitudinilor armoniilor de curent sau de tensiune în rețelele electrice ce nu dispun de compensări capacitive longitudinale.
- b) **Ipoteza 2**, consumatorul este considerat ca funcționând pe o caracteristică de impedanță de frecvență fundamentală constantă. Cunoscând forma curentului electric absorbit de consumator, se poate determina spectrul de armonici în raport cu armonica fundamentală. Fiecare curent armonic determinat este atașat unei surse ideale de curent constant în planul armonicii k .
- c) **Ipoteza 3**, consumatorul deformant este considerat prin caracteristica sa neliniară, caracteristică ce stabilește relația dintre valoarea instantanee $u(t)$ a tensiunii la borne și valorile corespunzătoare $i(t)$ ale curentului electric. Această caracteristică poate fi liniarizată pe porțiuni, prin segmente de dreaptă sau printr-o funcție în scară (trepte). Determinarea conținutului armonicii se face scriind ecuațiile diferențiale de funcționare în care consumatorul este introdus prin relația exactă sau aproximativă ce definește caracteristica sa.

O sinteză a problemelor legate de ipotezele făcute la modelarea consumatorilor deformanți, surse de regim nesinusoidal este prezentată în tabelul 3.1 ([7], [25]).

Tabelul 3.1. Ipotezele admise în legătură cu modelarea consumatorilor deformanți

Nr. crt.	Ipoteza (caracteristici)	Avantaje	Dezavantaje	Observații
1.	<ul style="list-style-type: none"> sursă de curent constant, $\underline{I}_k = ct$ sau sursă de tensiune constantă $\underline{U}_k = ct$ 	<ul style="list-style-type: none"> foarte simplu de utilizat nu presupune cunoașterea spectrului real de armonici acoperitoare din punct de vedere al amplitudinilor armonicilor de curent și tensiune 	<ul style="list-style-type: none"> nu oferă informații complete asupra propagării regimului nesinusoidal în rețea 	<ul style="list-style-type: none"> $\underline{I}_k = ct$. nu este acoperitoare pentru dimensionarea filtrelor $\underline{U}_k = ct$. este acoperitoare pentru dimensionarea filtrelor
2.	<ul style="list-style-type: none"> sursă de impedanță constantă pe fundamentală $\underline{Z}_1 = ct$ 	<ul style="list-style-type: none"> este mai precisă poate fi folosită pe tipuri de consumatori 	<ul style="list-style-type: none"> presupune cunoașterea formei curbei curentului absorbit reclamă analiza armonică a semnalului 	<ul style="list-style-type: none"> se pretează la tracțiune feroviară, convertoare, cuptoare de inducție.
3.	<ul style="list-style-type: none"> caracteristică neliniară $u(t) = \varphi[i(t)]$ 	<ul style="list-style-type: none"> poate urmări cu fidelitate comportarea reală a consumatorului caracteristica se poate liniariza pe porțiuni 	<ul style="list-style-type: none"> presupune calculul complicat, reclamă multe informații 	<ul style="list-style-type: none"> se pretează la calcule foarte pretențioase

În ceea ce privește *elementele de rețea* se pot face următoarele ipoteze ([7], [9], [65]):

- Ipoteza 1**, parametrii elementelor de rețea nu depind de frecvență, adică rezistența și inductivitatea conductoarelor liniilor și transformatoarelor este independentă de frecvență și deci nu se consideră prezența efectului pelicular și a celui de proximitate. Calculul este acoperitor, întrucât de regulă conduce la amplitudini ale curenților armonici mai mari decât cele obținute în realitate.
- Ipoteza 2**, parametrii elementelor de rețea depind de frecvență după o lege de variație simplă, aceeași pentru toate liniile, cablurile sau transformatoarele. Pentru rezistențe se admite o dependență $R = \sqrt{k} \cdot R_1$ iar pentru reactanțele inductive $X = k \cdot X_1$ ([69]). Legea de dependență cu frecvența este valabilă însă numai pe intervale de frecvență.

În ceea ce privește *reprezentarea generatoarelor din sistem* se pot adopta și aici următoarele ipoteze ([7], [69]):

- Ipoteza 1**, parametrii armonici ai mașinii sincrone nu variază în timp, deci dependent de momentul la care ne referim față de producerea perturbației nu trebuie considerate alte valori pentru inductivitatea și rezistența înfășurărilor statorice, acestea considerându-se cu aceeași valoare.
- Ipoteza 2**, parametrii armonici ai mașinii sincrone variază în timp, deci valoarea lor este dependentă de momentul (față de producerea perturbației) la care ne referim.

Fiecare dintre ipotezele mai sus prezentate sunt folosite în cazuri specifice întâlnite în sistemele electroenergetice. Astfel dacă se dorește analiza propagării regimului nesinusoidal în rețea se pot efectua unele simplificări privind reprezentarea elementelor de rețea sau a consumatorilor deformanți, dacă se dorește însă stabilirea

frecvențelor la care apar rezonanțe armonice într-o porțiune de rețea, calculul trebuie să fie mai precis și pentru aceasta trebuie considerate modele mai exacte atât pentru sursele de armonici cât și pentru elementele de transfer și consumatorii liniari.

În cazul unor sisteme complexe, determinarea circulației de curenți armonici impune folosirea unor algoritmi și programe de calcul adecvate, plecând fie de la rețeaua analizată cu toate nodurile și liniile electrice conectate, fie inițial sistemul se consideră divizat în mai multe subsisteme care se analizează separat, rezultatele obținute pentru fiecare sistem în parte fiind folosite pentru sinteza întregii structuri.

În continuare se prezintă modelele matematice ale impedanțelor armonice pentru principalele elemente ale sistemelor electroenergetice.

3.3.2. Modelarea elementelor de rețea

a) Generatorul sincron și sistemul electroenergetic

Se consideră că mașina sincronă intervine în procesele armonice prin reactanța inversă, care pentru un rang k se calculează cu relația ([85]):

$$X_k = k \cdot \frac{X''_d + X''_q}{2} \quad (3.1)$$

X''_d și X''_q corespunzând fundamentalei.

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

$$R_k = 0,1 \cdot X_k = 0,1 \cdot \frac{X''_d + X''_q}{2} \quad (3.2)$$

ceea ce corespunde de fapt unei constante de timp subtranzitorii de 32 ms. În acest sens în fig. 3.2 se prezintă variația constantei de timp subtranzitorii T''_d în funcție de raportul R_k/X_k .

În fig. 3.3 se prezintă schema echivalentă armonică a mașinii sincrone. Pentru a ține cont de efectul pelicular rezistența armonică se poate considera ca fiind dată de expresia:

$$R_k = \sqrt{k} \cdot R_1 \quad (3.3)$$

R_1 corespunzând fundamentalei.

Desigur schema echivalentă din fig. 3.3. este valabilă pentru armonici $k \neq 3p$.

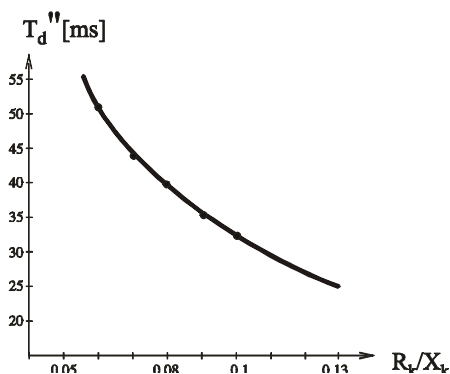


Fig. 3.2. Variația constantei T''_d cu valoarea raportului R_k/X_k .

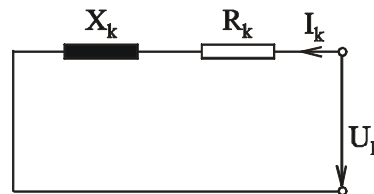


Fig. 3.3. Schema echivalentă armonică a mașinii sincrone.

Sistemul electroenergetic poate fi considerat ca și un caz particular de generator, în acest caz el se reprezintă printr-o reactanță ([9], [10]):

$$X_k = X_1 \cdot k, \quad \text{unde} \quad X_1 = \frac{U_S^2}{S_{SC}} \quad (3.4)$$

unde: U_S – tensiunea la barele sistemului $U_S = (1,0 \div 1,1)U_n$; U_n – tensiunea în kV a barelor sistemului; S_{SC} – puterea de scurtcircuit a sistemului în MVA.

b) Transformatorul electric cu două înfășurări

În literatura de specialitate, legat de modelarea armonică a transformatorului s-au propus unele modele simplificate foarte utile în determinarea analitică a impedanței armonice ([60], [69]). Astfel transformatorul este introdus printr-o impedanță de forma:

$$\underline{Z}_k = R_{SC} \cdot (a_0 + a_1 k + a_2 k^b) + j \cdot k \cdot X_{SC} \quad (3.5)$$

unde: a_0, a_1, a_2, b sunt coeficienți a căror valori tipice depind de puterea transformatorului, fiind cuprinși între: $a_0 = 0.75 \div 0.9$; $a_1 = 0.05 \div 0.13$; $a_2 = 0.05 \div 0.13$; $b = 0.9 \div 1.4$, cu condiția ca:

$$a_0 + a_1 + a_2 = 1 \quad (3.6)$$

Se propune considerarea transformatorului printr-o impedanță \underline{Z}_k , compusă dintr-un rezistor R_S înseriat cu un ansamblu: rezistența R_p și reactanța X_k în paralel ([9], [69]) (fig. 3.4).

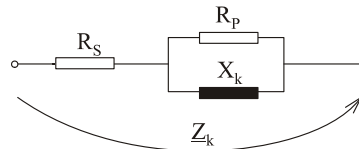


Fig. 3.4. Modelarea armonică a transformatorului printr-o impedanță Z_k .

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

$$\underline{R}_S = X_{SC} / \operatorname{tg} \psi, \quad R_p = 10 \cdot X_{SC} \operatorname{tg} \psi \quad (3.7)$$

unde:

$$\tan \psi = \exp [0,693 + 0,796 \ln S_n - 0,0421 (\ln S_n)^2] \quad (3.8)$$

S_n – puterea nominală a transformatorului exprimată în MVA.

Grafic variația lui $\tan \psi$ cu S_n se prezintă în fig. 3.5.

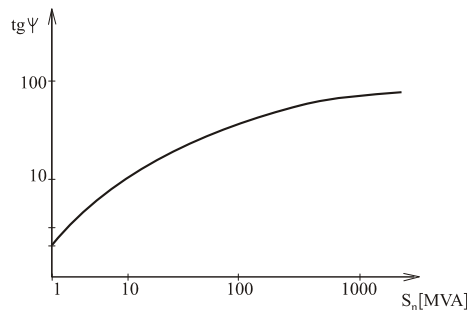


Fig. 3.5. Variația lui $\tan \psi$ cu puterea transformatorului.

De exemplu, pentru un transformator obișnuit cu $S_n = 40$ MVA, 110/22 kV, se poate scrie:

$$\tan \psi = \exp [0,693 + 0,796 \ln 40 - 0,041 (\ln 40)^2] = 21,22$$

iar $R_S = 36,3/21,22 = 1,71 \Omega$; $R_p = 10 \cdot 36,3 \cdot 21,22 = 7702,86 \Omega$; $X_k = 36,3 \cdot k \Omega$

Pentru componentele impedanței echivalente a transformatorului \underline{Z}_k se poate scrie:

$$\operatorname{Re}\{\underline{Z}_k\} = R_S + \frac{R_p (X_{SC} \cdot k)^2}{R_p^2 + (X_{SC} \cdot k)^2}; \quad \operatorname{Im}\{\underline{Z}_k\} = R_S + \frac{R_p (X_{SC} \cdot k)^2}{R_p^2 + (X_{SC} \cdot k)^2} \quad (3.9)$$

Considerând transformatorul amintit mai sus se obține:

$$\operatorname{Re}\{\underline{Z}_k\} = 1,71 + \frac{7702,86}{\left(\frac{212,2}{k}\right)^2 + 1}; \quad \operatorname{Im}\{\underline{Z}_k\} = \frac{1,6345 \cdot 10^6}{k \left[\frac{5 \cdot 10^4}{k^2} + 1\right]} \quad (3.10)$$

Pentru diferite armonici în fig. 3.6 se prezintă grafic variația lui $\operatorname{Re}\{\underline{Z}_k\}$, $\operatorname{Im}\{\underline{Z}_k\}$ și a raportului $\operatorname{Re}\{\underline{Z}_k\}/\operatorname{Im}\{\underline{Z}_k\}$.

Din analiza celor prezentate în fig. 3.6 se desprind următoarele observații:

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

Schema echivalentă armonică din fig. 3.3 permite și determinarea frecvenței de rezonanță armonică la funcționarea în regim de scurtcircuit a transformatorului. Astfel considerându-se în această situație particulară capacitatea de intrare $C_j = 9 \cdot 310^{-9} F$, din condiția de rezonanță armonică se poate scrie relația:

$$\operatorname{Im}\{\underline{Z}_k\} = \frac{1}{C_j \cdot \omega \cdot k} \quad (3.11)$$

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

Rezultă $k = 111$, adică $f_0 = 5,55$ kHz, valoare în concordanță cu cele prezentate în literatură. Prin urmare este cu totul justificată neconsiderarea în modelul armonic a capacității de intrare a transformatorului, pentru armonici de rang mai mic decât 40, adică frecvență de 2 kHz.

Pentru a urmări sensibilitatea frecvenței de rezonanță a transformatorului considerat cu valoarea capacității de intrare, în fig. 3.7 se prezintă grafic dependența frecvenței de rezonanță f_0 cu valoarea capacității de intrare C_j .

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

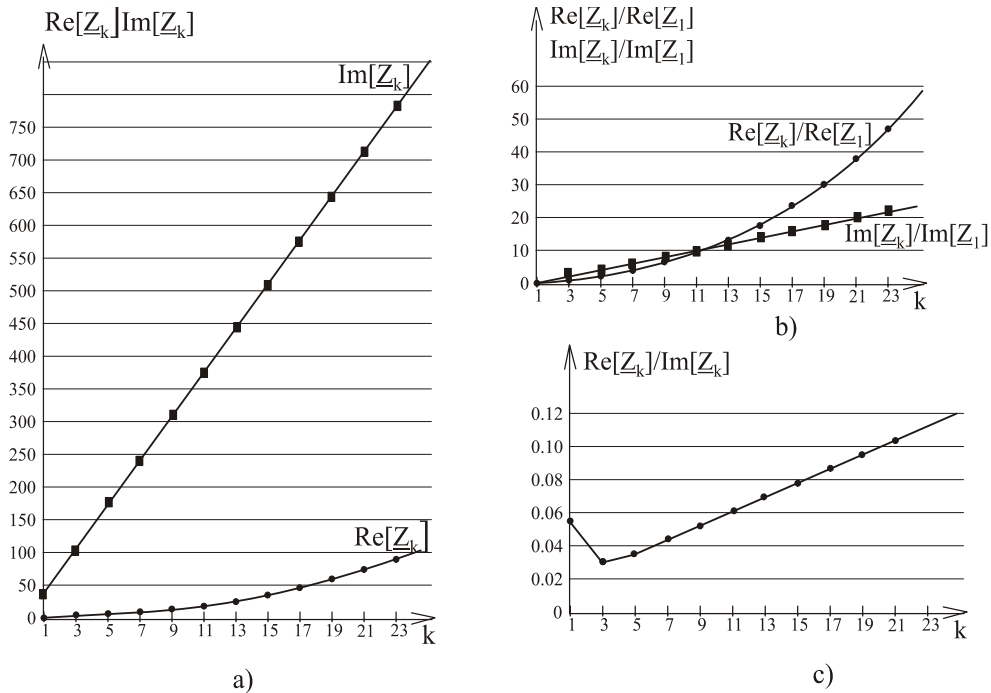


Fig. 3.6. Variația parametrilor schemei echivalente a transformatorului de la aplicație cu rangul armonicii k : a) $Re\{Z_k\}$, $Im\{Z_k\}$; b) $Re\{Z_k\}/Re\{Z_1\}$, $Im\{Z_k\}/Im\{Z_1\}$; c) $Re\{Z_k\}/Im\{Z_k\}$

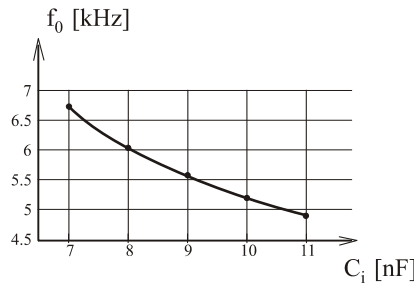


Fig. 3.7. Variația frecvenței de rezonanță a transformatorului considerat la aplicația numerică cu mărimea capacității de intrare.

c) Linia electrică aeriană

Linia electrică considerată se presupune a fi o construcție echilibrată (simetrică din punct de vedere geometric), element liniar din punct de vedere electric, fără a prezenta descărcarea corona. Dacă este afectată de descărcarea corona linia poate fi considerată ca o sursă de tensiuni armonice.

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

$$\frac{1}{\lambda} = \frac{L \cdot f}{v} = \frac{L \cdot k \cdot f_1}{v} \tag{3.12}$$

unde: f_1 - frecvența corespunzătoare fundamentalei, v - viteza undei electromagnetice.

Ca urmare chiar pentru lungime mică dar frecvență ridicată, o linie electrică poate fi considerată "lungă". În acest sens în fig. 3.8. se prezintă variația lungimii liniei scurte (L_s) a unei linii electrice aeriene (LEA) cu frecvența tensiunii de lucru f (rangul armonicii k).

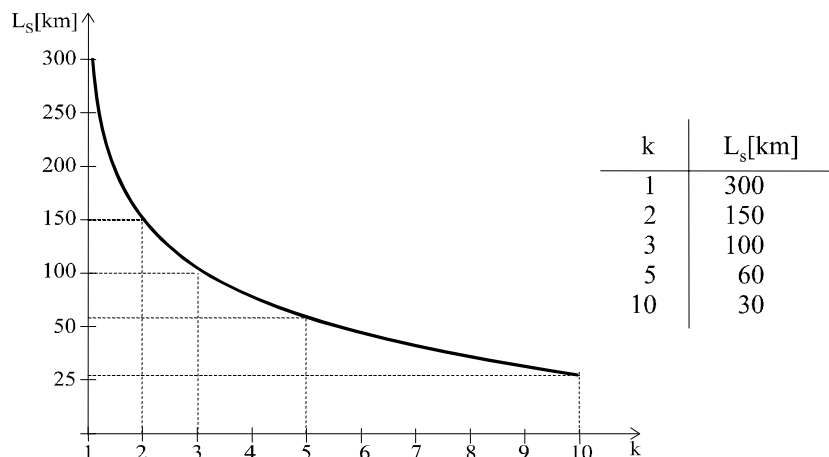


Fig. 3.8. Variația lungimii „liniei scurte” cu ordinul armonicii.

Pentru armonica de rang 40, adică frecvența de 2 kHz, lungimea liniei scurte este de 7,5 km, adică foarte mică. Deci fenomene de propagare vor apare la această frecvență chiar și pe LEA de medie tensiune.

Pe baza ecuațiilor liniilor electrice lungi se întocmesc scheme echivalente cu cvadripoli în Π , T, Γ ([7], [65], [73]) cea mai răspândită fiind schema în Π (fig. 3.8). Mărimile Z_k, Y_k din schema echivalentă din fig. 3.9 pot fi determinate pe baza relațiilor de mai jos ([9]).

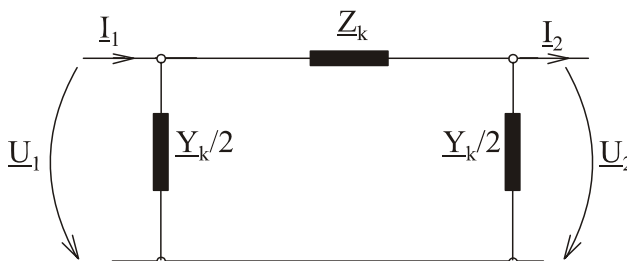


Fig. 3.9. Schema echivalentă în Π a unei linii electrice pentru armonica k ($\neq 3p$).

$$\begin{aligned} Z_k &= Z_c \sinh \sqrt{Z \cdot Y} \quad ; \\ Y_k &= \frac{1}{Z_c} \cdot \frac{2(\cosh \sqrt{Z \cdot Y} - 1)}{\sinh \sqrt{Z \cdot Y}} \end{aligned} \quad (3.13)$$

sau

$$\begin{aligned} Z_k &= k_z \cdot Z \\ Y_k &= k_y \cdot Y \\ k_z &= \frac{\sinh \sqrt{Z \cdot Y}}{\sqrt{Z \cdot Y}} \quad , \quad k_y = \frac{2(\cosh \sqrt{Z \cdot Y} - 1)}{\sqrt{Z \cdot Y} \sinh \sqrt{Z \cdot Y}} \quad , \quad Z_c = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \end{aligned} \quad (3.14)$$

unde: \underline{Z} , \underline{Y} sunt parametri nominali armonici ai liniei; ei corespund schemei echivalente nominale dar la armonica de rang k (pentru a nu încărca notația s-a renunțat la un indice suplimentar), corect ar trebui notați cu \underline{Z}_k și \underline{Y}_k ; \underline{Z}_C - impedanța caracteristica a LEA, corespunzător armonicii de rang k ; k_z , k_y - coeficienții lui Kennelly pentru impedanță și admitanță la armonica k . Expresiile acestor coeficienți depind de schema echivalentă adoptată iar valoarea lor de lungime și frecvență.

c1) Rezistența conductorului liniei

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

Efectul de proximitate la LEA cu conductoare multifilare mono sau bimetalice poate fi neglijat pentru armonici de rang $k < 30$ ([55]).

Conductoarele de aluminiu-oțel prezintă straturile de conductoare răsucite, motiv pentru care câmpul magnetic prezintă o componentă radială și una longitudinală. Dacă numărul straturilor este par, componenta longitudinală a câmpului este redusă; dacă însă numărul de straturi este impar, atunci în miezul de fier apare o componentă axială sesizabilă care va determina pierderi suplimentare.

Sesizarea efectelor magnetice a fost efectuată încă de Lewis și Matsch ([55]), ulterior aprofundată de Morgan ([55]). Concluzia care se desprinde este aceea că prin situațiile practice și armonice de rang mai mic decât 40 fenomenele magnetice armonice pot fi neglijate.

Efectul de răsucire corespunde abaterii efectului pelicular datorită faptului că, conductoarele nu sunt fire paralele nerăsucite. Acest efect poate să mărească sau să micșoreze coeficientul de variație al rezistenței produs în mod normal de efectul pelicular, în funcție de secțiunea transversală a conductorului, de numărul de fire, de metoda de răsucire și de frecvență ([27]).

În literatură ([27]) se menționează că în urma unor determinări experimentale efectuate a rezultat că pentru conductoare multifilare, compuse din mai mult de 7 fire răsucite concentric, efectul de răsucire poate fi neglijat pentru frecvențe mai mici de 5 kHz.

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

În cazul conductoarelor nemagnetice (Al sau Cu) monometallice, multifilare, rezistența corespunzătoare armonicii de rang k se poate determina cu relația ([27]):

$$R_k = K_p \cdot R_0 \quad [\Omega / km] \quad (3.15)$$

unde R_0 este rezistența electrică în curent continuu a conductorului la 20°C; K_p coeficient de amplificare, a cărui valoare depinde de rangul k al armonicii; se determină din tabele în funcție de mărimea α_k , calculat cu relația ([27]):

$$\alpha_k = 0,0513 \sqrt{\frac{f}{R_0} \cdot \mu_r \cdot k} \quad (3.16)$$

unde μ_r este permeabilitatea relativă a materialului conductor presupusă constantă pentru frecvențe mai mici de 2 kHz ([27], [55]); f - frecvența corespunzătoare fundamentalei (poate fi notată și cu f_j).

În tabelul 3.2 sunt indicate valorile lui K_p pentru valori ale lui α_k variind de la 0-6 [29]. Pentru valori mai mari decât 6 se recomandă calculul lui K_p cu relația [7], [27]:

$$K_p = \frac{\alpha_k}{2\sqrt{2}} + \frac{1}{4} \quad (3.17)$$

În cazul conductoarelor aluminiu-oțel, rezistența conductoarelor poate fi calculată cu relația ([7]):

$$R_k = \left[1 + 1,5 \cdot 10^{-7} \cdot (\delta \cdot f \cdot k/d \cdot R_0)^2 \right] \cdot R_0 \quad (3.18)$$

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

Tabelul 3.2. Valorile coeficientului de amplificare K_p în funcție de mărimea α_k [1]

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

Revenind la relația (3.16.) se poate constata că asigurarea unei anumite valori pentru parametrul α_k depinde în aceeași măsură de scăderea rezistenței în curent continuu sau creșterea rangului armonic. În fig. 3.10 se prezintă dependența lui R_0 de frecvența curentului f_k pentru câteva valori ale lui α_k .

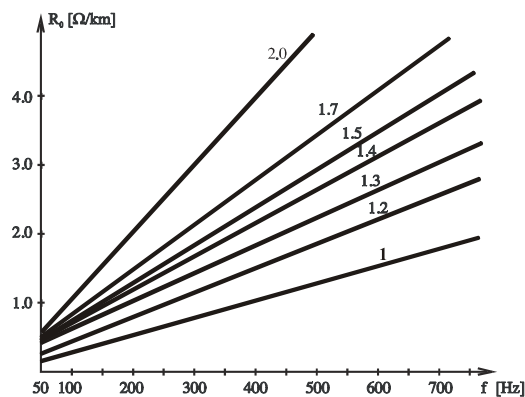


Fig. 3.10. Dependența rezistenței în curent continuu R_0 [Ω/km] de frecvență, pentru α_k constant.

O metodologie asemănătoare pentru determinarea lui K_p se prezintă și în [69] cu observația că pentru orice valoare a mărimii α_k coeficientul K_p se aproximează cu o funcție de α_k . Astfel:

$$\alpha_k = 0,3545\sqrt{k/R_0} \quad (3.19)$$

și pentru $\alpha_k \leq 2,4$

$$K_p = 0,035\alpha_k^2 + 0,938 \quad (3.20)$$

iar pentru $\alpha_k > 2,4$

$$K_p = 0,35\alpha_k + 0,3 \quad (3.21)$$

Cele prezentate în [69] sau [7] au de fapt la bază curbele lui Rosa și Grover pentru calculul lui R_{ca}/R_{cc} menționate în [27].

c2) Reactanțele liniilor electrice aeriene

Pentru scrierea reactanței de secvență directă a LEA trebuie cunoscute expresiile reactanțelor proprii ale buclelor conductor - cale de întoarcere prin pământ și a celei mutuale dintre buclele conductoarelor aparținând la două faze alăturate. Acestea sunt date de relațiile lui Carson [7], care pentru domeniul de frecvență $f \leq 2kHz$ pot fi exprimate astfel:

$$X_{ij} = \frac{\mu_0 \cdot \omega \cdot k}{2\pi} \left[\ln \frac{1,85}{r_{ci} \cdot \alpha} + \frac{2\sqrt{2}}{3} \cdot h_j \cdot \alpha \right] \quad [\Omega / m] \quad (3.22)$$

și

$$X_{ij} = \frac{\mu_0 \cdot \omega \cdot k}{2\pi} \left[\ln \frac{1,85}{D_{ij} \cdot \alpha} + \frac{2\sqrt{2}}{3} \cdot (h_i + h_j) \cdot \alpha \right] \quad [\Omega / m] \quad (3.23)$$

Pentru reactanța de secvență directă se poate scrie deci:

$$X_d = \frac{\mu_0 \cdot \omega \cdot k}{2\pi} \left[\ln \frac{D_{ij}}{r_{ci}} + \frac{2\sqrt{2}}{3} \cdot h_j \cdot \alpha \right] \quad [\Omega / m] \quad (3.24)$$

În relațiile de mai sus, mărimile care intervin au semnificația următoare: r_{ei} - este raza medie geometrică echivalentă (RMG) a conductorului; pentru conductoare aluminiu-oțel se poate calcula cu suficientă precizie cu relația aproximativă; r_{ci} - (0,76-0,82) r_i , r_i fiind raza geometrică exterioară a conductorului; D_{ij} - distanța dintre conductoarele de ordinul i și j ; în cazul liniilor trifazate transpuse cu simplu circuit se poate considera distanța medie geometrică $D_m = \sqrt[3]{D_{12} \cdot D_{23} \cdot D_{31}}$; h_j - înălțimea medie a conductorului j ; în cazul liniilor transpuse se poate considera înălțimea medie geometrică:

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

$\frac{1}{\alpha} = 1 / \sqrt{\omega \cdot k \cdot \sigma \cdot \mu}$ - adâncimea de pătrundere a curentului de frecvență $k \cdot f$ în pământ; σ - conductivitatea electrică a pământului; μ - permeabilitatea magnetică a pământului.

Dacă termenul $\frac{2\sqrt{2}}{3} h_j \cdot \alpha$ din relația (3.24) se scrie ca fiind

$-\ln \left[\exp \left(-\frac{2\sqrt{2}}{3} h_j \cdot \alpha \right) \right]$, relația (3.24) devine:

$$X_d = \frac{\mu_0 \cdot \omega \cdot k}{2\pi} \ln \frac{D_{ij}}{\rho_i} \quad (3.25)$$

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

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

O tratare mai simplificată a problemei poate lua în considerare numai variația inductivității proprii a conductorului cu frecvența, datorită efectului pelicular și a efectului de apropiere. Astfel inductivitatea internă considerând efectul pelicular se calculează introducând un coeficient de diminuare k_L , care în practică poate fi calculat cu ajutorul curbelor lui Rosa și Grover [27] în funcție de mărimea $m_f = r\sqrt{\omega \cdot \mu / \rho}$, ρ fiind rezistivitatea materialului conductorului iar $\omega = \omega_1 \cdot k$. Se poate constata din analiza celor prezentate în fig. 3.11 că odată cu creșterea frecvenței valoarea lui k_L scade, deci și a inductivității interne a conductorului. Pe ansamblu inductivitatea conductorului însă se reduce mult mai puțin, dat fiind influența redusă a inductivității interne a conductorului în inductivitatea totală a conductorului.

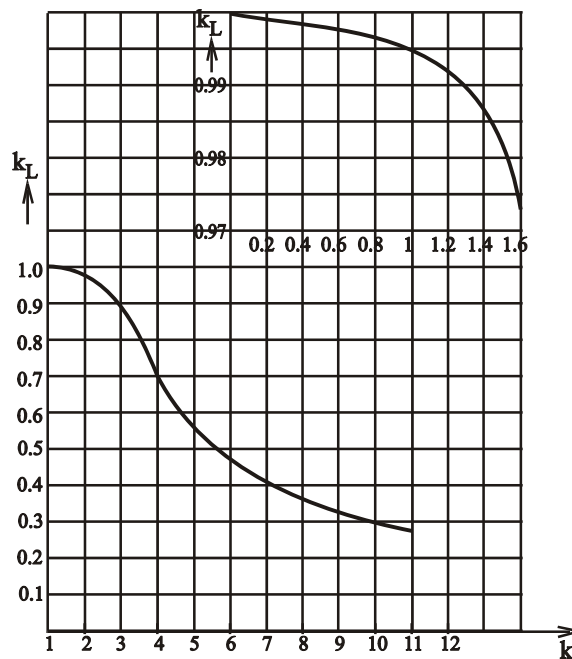


Fig. 3.11. Curbele lui Rosa și Grover pentru determinarea lui k_L .

c3) Capacitățile lineice ale liniilor electrice aeriene

Expresiile capacităților electrice ale unei LEA se stabilesc având în vedere următoarele ipoteze simplificatorii [7], [65]:

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

Matricea pătratică a capacităților electrice de fază **[C]** se obține în cazul general prin inversarea matricei coeficienților de potențial [p], [4], adică:

$$[C]_f = 2\pi\epsilon_0 [p]^{-1} \quad (3.26)$$

Elementele matricei [p] se determină cu relațiile cunoscute:

$$P_{ii} = \ln \frac{2h_i}{r_i}, \quad P_{ij} = \ln \frac{D'_{ij}}{D_{ij}} \quad (3.27)$$

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

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

În [30] se arată că relația lui C_d poate fi pusă sub forma:

$$C_d = C_h + 3C = \frac{2\pi\epsilon_0}{P_{ii} - P_{ij}} \quad (3.28)$$

adică

$$C_d = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \frac{2h_m}{r_i} - \ln \frac{D'_m}{D_m}} = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \frac{2h_m}{r_i} \cdot \frac{D_m}{D'_m}} \quad [\text{F/m}] \quad (3.29)$$

Dacă se are în vedere că $2h_m \approx D'_m$ relația (3.29) devine

$$C_d = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln \frac{D_m}{r_i}} \cdot 10^3 \quad [\text{F/km}] \quad (3.30)$$

relație ce poate fi utilizată cu suficientă precizie la determinarea susceptanței armonice [9].

$$B_k = k \omega_1 \cdot C_d \quad (3.31)$$

d) Consumatorul electric complex

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

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

În acest sens în tabelul 3.3 sunt prezentate succesiv în ordinea complexității, câteva scheme echivalente propuse în literatură pentru consumatorul complex. Se menționează relațiile de calcul ale parametrilor, semnificația mărimii care intervine și observații referitoare la domeniul de aplicare: interval de frecvență (armonic) sau nivel de tensiune.

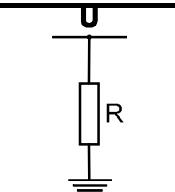
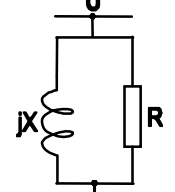
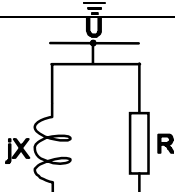
Din analiza schemelor prezentate în tabelul amintit se constată că în timp schemele au evoluat de la simplu la complex, în ultima vreme apelându-se la scheme mai complete care separă consumatorii statici de cei rotativi, pentru cei rotativi de tipul motoare asincrone considerându-se parametrii ce depind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

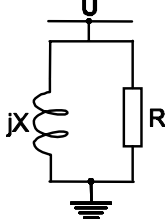
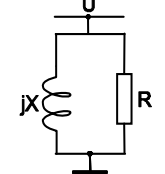
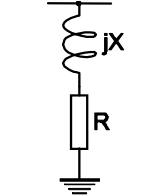
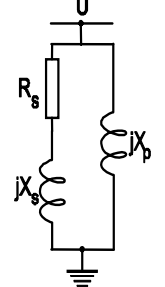
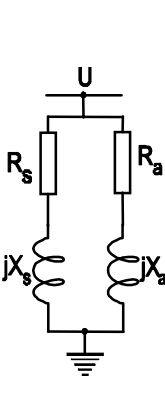
Arrillaga arată în [9] și [10] că modelele simple 2 sau 3 sunt foarte utile în analiza propagării regimului nesinusoidal în rețeaua de înaltă tensiune sau la medie tensiune când informațiile despre sarcina nodurilor lipsește sau este insuficientă.

În [46] se arată printr-o schemă echivalentă paralelă a consumatorului R, X , cum prezența consumatorului liniar conduce la creșterea ordinului armonicii de rezonanță.

La nivelul de joasă sau medie tensiune, când consumatorul complex dispune în bună parte de motoare asincrone, sunt mult mai utile însă modelul 6 (motor), 7, 8 (modelul italian). Acestea din urmă pot surprinde cu multă precizie frecvențele de rezonanță armonică [24].

Tabelul 3.3. Schemele echivalente armonice ale consumatorului complex
- sinteză bibliografică ([7], [9], [10], [24])

Nr. crt.	Schema echivalentă	Relații de calcul al parametrilor	Observații
1.		$R = k_R \cdot \frac{U_1^2}{P_1}$ $k_R = 1,125 + 0,0879k$	<p>Se neglijează X</p> <p>U_1, P_1 - corespund fundamentalei</p> <ul style="list-style-type: none"> • înaltă tensiune
2.		$R = \frac{U_1^2}{P_1}$ $X = \frac{U_1^2}{Q_1}$	<p>U_1, P_1, Q_1 - corespund fundamentalei</p> <ul style="list-style-type: none"> • $k \in [5, 40]$ • medie și înaltă tensiune
3.		$R = \frac{U_1^2}{P_1}$ $X = k \cdot \frac{U_1^2}{Q_1}$	<p>Este numit modelul R/L</p> <p>U_1, P_1, Q_1 - corespund fundamentalei</p> <ul style="list-style-type: none"> • medie tensiune • $k \in [5, 20]$

Nr. crt.	Schema echivalentă	Relații de calcul al parametrilor	Observații
4.		$R = \frac{U_1^2}{p \cdot P_1}$ $X = \frac{U_1^2}{p \cdot Q_1}$ $p = 0,1k + 0,9$	U_1, P_1, Q_1 - corespund fundamentalei <ul style="list-style-type: none"> • medie tensiune • $k \in [5, 30]$
5.		$R = k_R \cdot \frac{U_1^2}{P_1}$ $X = X_{echi} \cdot k$	U_1, P_1, Q_1 - corespund fundamentalei <ul style="list-style-type: none"> • X_{echi} - reactanța echivalentă de secvență inversă a motoarelor asincrone • joasă și medie tensiune
6.		$X = k \cdot X_1$ $X_1 = \frac{U_1^2}{S_p}$ $R = \sqrt{k} \cdot R_1$ $R_1 = X_1 / 3$	Este denumit modelul MOTOR S_p - puterea aparentă la pornire cu rotorul blocat <ul style="list-style-type: none"> • este considerat efectul pelicular • corespunde la $\cos \varphi_p = 0,32$
7.		$R_s = \frac{U_1^2}{P_1}$ $X_s = 0,073k \cdot R_s$ $X_p = \frac{k \cdot R_s}{6,7 \left[\frac{Q_1}{P_1} - 0,74 \right]}$	Este denumit modelul CIGRE <ul style="list-style-type: none"> • U_1, P_1, Q_1 - corespund fundamentalei • util pentru nivelul de medie tensiune • pentru armonici de rang $k \in [5, 20]$ dă rezultate foarte bune
8.		$R_s = \frac{U_1^2}{P_1(1-r)}$ $X_s = \alpha \cdot k \cdot R_s$ $R_a = R_m \left[1 + \gamma(kf_1)^{0,5} \right]$ $X_a = \frac{U^2}{P_1 \cdot r} X_r \cdot k \left[2(kf_1)^\beta \right]$	<ul style="list-style-type: none"> • r ponderea motoarelor asincrone • $\alpha = Q_1 / P_1$ • R_m este rezistența echivalentă serie a motoarelor pe fundamentală, se ia $(0,15 \div 0,2) X_r = 0,03 \div 0,04$ u.r. • X_r este reactanța medie echivalentă a rotorului pe fundamentală $X_r = 0,15 \div 0,2$ u.r. - $\gamma = 0,15 \div 0,25$ pentru medie tensiune și $0,25 \div 0,75$ pentru joasă tensiune • $\beta = -0,2 \div -0,1$

e) *Bateria de condensatoare*

Este reprezentată printr-un condensator ideal dispus transversal în schema echivalentă armonică a rețelei, având admitanța ([9], [69]):

$$\underline{Y}_k = j \cdot k \cdot 2\pi f_1 \cdot C \quad [S] \quad (3.32)$$

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

f) *Bobina șunt*

Este reprezentată printr-o bobină de reactanță ideală dispusă transversal în schema echivalentă armonică a rețelei având admitanța ([9], [55], [69]):

$$\underline{Y}_k = -j \frac{1}{k \cdot 2\pi f_1 \cdot L} \quad [S] \quad (3.33)$$

unde L este inductanța bobinei, iar f_1 este frecvența fundamentalei.

3.3.3. Determinarea experimentală a impedanței armonice

Măsurarea impedanței armonice a rețelelor electrice se realizează în concordanță cu metodele generale oferite de cele de identificare a proceselor, dar strâns legate de particularitățile constructive și funcționale ale rețelei în regimul armonic ([55], [69]).

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

$$\underline{Z}_k = \underline{U}_k / \underline{I}_k \quad (3.40)$$

Relația (3.40) 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 se poate scrie relația:

$$Z_k = \frac{\Delta \underline{U}_{k2} - \underline{U}_{k1}}{\Delta \underline{I}_{k2} - \underline{I}_{k1}} \quad (3.41)$$

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 de comutare a unor echipamente, 3) injecția de curenți armonici.

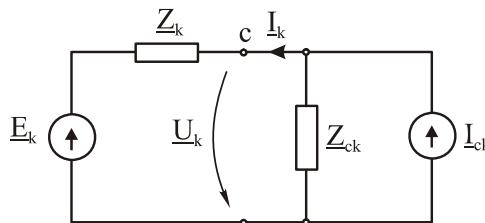
O prezentare sintetică a acestor metode (mijlocul folosit, avantaje și dezavantaje prezentate) este efectuată în tabelul 3.4 ([55], [61], [69]).

Dintre metodele prezentate pentru practică un rol important îl prezintă sursele existente de curenți armonici în rețea, adică tocmai regimul normal de funcționare, cu variațiile sale naturale [9], [55].

Aceste modificări naturale pot fi utilizate deci la estimarea impedanțelor armonice. Principiul de estimare poate fi prezentat cu ajutorul celor prezentate în fig. 3.12, unde rețeaua este reprezentată printr-un generator echivalent de tensiune iar consumatorul neliniar printr-un generator echivalent de curent.

Tabelul 3.4. Metode experimentale de evaluare a impedanțelor armonice

Metoda	Mijlocul folosit	Avantaje	Dezavantaje
Curenți armonici injectați de instalațiile existente	<ul style="list-style-type: none"> • redresoare; • mutatoare; • cuptoare cu arc; • cuptoare cu inducție; 	<ul style="list-style-type: none"> • nu reclamă surse suplimentare; • nu perturbă funcționarea rețelei; • corespunde regimului real de funcționare; • poate asigura curenți armonici însemnați; 	<ul style="list-style-type: none"> • domeniul de frecvență este relativ limitat; • pot apare interarmonici;
Regimul tranzitoriu provocat de conectarea sau deconectarea unor elemente de rețea	• baterii de condensatoare	<ul style="list-style-type: none"> • prezintă spectrul de armonici foarte bogat; • sunt operații uzuale, ce nu ridică probleme pentru efectuare; 	<ul style="list-style-type: none"> • durata regimului armonic este foarte scurtă; • prezența bateriilor de condensatoare este utilă în rețea pentru compensarea puterii reactive;
	• transformatoare cu miezul magnetic saturat	<ul style="list-style-type: none"> • asigură nivel de curenți armonici relativ ridicat față de situația existentă în mod normal; • apar armonici în domeniul $700 \div 1000$ Hz; 	<ul style="list-style-type: none"> • curenții sunt foarte dezechilibrați; • valoarea curenților armonici depinde de momentul la care s-a efectuat manevra;
Injectia directă de curenți armonici	• tracțiunea electrică feroviară	<ul style="list-style-type: none"> • asigură curenți armonici de valoare ridicată; • spectrul de armonici până la 1000 Hz; • corespunde unei situații reale; 	<ul style="list-style-type: none"> • zgomot relativ mare; • durata de măsurare scurtă;
	• transformatoare saturate prin curent continuu injectat pe legătura neutrului	<ul style="list-style-type: none"> • spectrul de armonici până la 1000 Hz; • se poate regla amplitudinea armonicilor de curent; • se pot asigura curenți armonici pe durată lungă; 	<ul style="list-style-type: none"> • necesită transformatoare speciale (grup transformatoric, trafo cu 5 coloane); • curenții armonici sunt dezechilibrați; • trebuie considerați curenții armonici anteriori;
	• utilizarea de generatoare de curenți interarmonici	<ul style="list-style-type: none"> • spectrul de armonici până la 2500 Hz; • armonicile existente deja nu sunt afectate de interarmonici 	<ul style="list-style-type: none"> • necesită generatoare de semnal de putere; • necesită transformatoare de racord cu reactanță mică; • curenții injectați nu sunt simetrici

Fig. 3.12. Circuit echivalent armonic al unei rețele într-un nod c , în care este alimentat un consumator neliniar.

În Franța [7] se folosește o metodă a „variațiilor” plecând de la o schemă echivalentă mai completă decât cea prezentată în fig. 3.12 și care utilizează echivalenți Norton atât pentru sursă cât și pentru consumatorul deformant (fig. 3.13).

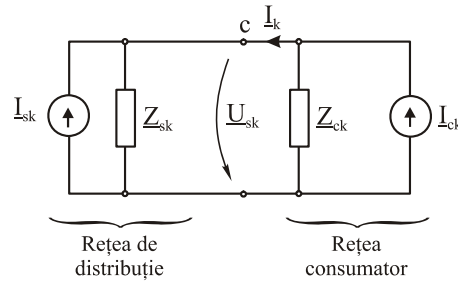


Fig. 3.13. Schemă echivalentă folosită pentru estimarea impedanțelor armonice, ce utilizează echivalenți Norton.

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

Pentru tensiunea U_k , analizând schema din fig. 3.13 se pot scrie relațiile:

$$\underline{U}_k = Z_{sk} \cdot (I_k + I_{sk}) \quad \text{și} \quad \underline{U}_k = Z_{ck} \cdot (I_{ck} - I_k) \quad (3.42)$$

unde I_{ck} este curentul armonic atașat consumatorului, iar I_{sk} cel corespunzător sistemului.

La apariția unei variații a curentului I_k determinată de o variație ΔI_{sk} a curentului I_{sk} , rezultă o variație de tensiune ΔU_k de expresie:

$$\Delta U_k = -Z_{ck} \cdot \Delta I_{sk} \quad (3.43)$$

Dacă apare o variație a curentului I_k determinată de o variație ΔI_{ck} a curentului armonic I_{ck} al consumatorului, rezultă variația de tensiune ΔU_k :

$$\Delta U_k = Z_{sk} \cdot \Delta I_{ck} \quad (3.44)$$

Definind impedanța de calcul (fictivă) armonică $Z_{fk} = \Delta U_k / \Delta I_k$ din relațiile de mai sus se deduce:

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

Cunoscând estimările Z_{ck} și Z_{sk} și considerând rețeaua liniară, se poate calcula tensiunea armonică U_k cu relația:

$$\underline{U}_k = \underline{U}_{kc} + \underline{U}_{sk} \quad (3.45)$$

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

$$\underline{U}_{ck} = \frac{Z_{sk} \cdot Z_{ck}}{Z_{sk} + Z_{ck}} \cdot I_{ck} \quad \text{și} \quad \underline{U}_{sk} = \frac{Z_{sk} \cdot Z_{ck}}{Z_{sk} + Z_{ck}} \cdot I_{sk} \quad (3.46)$$

Prin urmare, folosind această metodă se pot obține un număr mare de estimatori atât pentru Z_{sk} cât și pentru Z_{ck} . Estimatorii finali se determină ca medie a 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. 3.14), iar sarcina consumatorului printr-o sursă de curent \underline{I}_{ck} conectată în paralel cu impedanța \underline{Z}_{ck} .

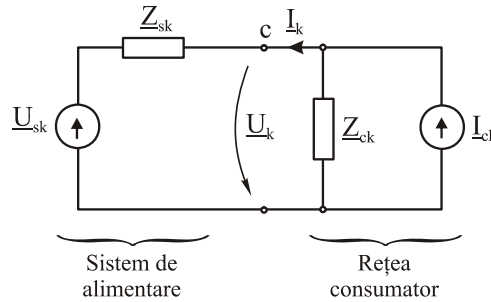


Fig. 3.14. Schemă echivalentă pentru estimarea impedanței armonice prin metoda dublei regresii.

Pentru schema din fig. 3.14 se poate scrie relația:

$$\underline{U}_k = \underline{U}_{sk} + \underline{Z}_{sk} \cdot \underline{I}_k = \text{Re}(\underline{U}_k) + j \text{Im}(\underline{U}_k) \quad (3.47)$$

sau

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

Separând părțile reale și cele imaginare, relațiile (3.46) conduc la:

$$\begin{aligned} \text{Re}(\underline{U}_k) &= \text{Re}(\underline{U}_{sk}) + R_{sk} \cdot \text{Re}(\underline{I}_k) - X_{sk} \cdot \text{Im}(\underline{I}_k) \\ \text{Im}(\underline{U}_k) &= \text{Im}(\underline{U}_{sk}) + R_{sk} \cdot \text{Im}(\underline{I}_k) + X_{sk} \cdot \text{Re}(\underline{I}_k) \end{aligned} \quad (3.48)$$

Relațiile (3.48) pot primi o formă mai simplă dacă se are în vedere că rezistența sistemului este practic nulă, astfel:

$$\begin{aligned} \text{Re}(\underline{U}_k) &= \text{Re}(\underline{U}_{sk}) - X_{sk} \cdot \text{Im}(\underline{I}_k) \\ \text{Im}(\underline{U}_k) &= \text{Im}(\underline{U}_{sk}) + X_{sk} \cdot \text{Re}(\underline{I}_k) \end{aligned} \quad (3.49)$$

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

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

Dacă relațiile (3.49) 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 (3.49) 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 (3.49) 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.

În [33] se prezintă o metodă de determinare a impedanței (reactanței) armonice, care are în vedere cunoașterea puterilor armonice.

Astfel pentru schema echivalentă din fig. 3.13 se poate scrie:

$$\underline{U}_k = \underline{E}_k + \underline{I}_k \cdot \underline{Z}_k \quad (3.50)$$

sau

$$R_e\{\underline{U}_k\} = R_e\{\underline{E}_k\} + R_e\{\underline{I}_k\} \cdot R_k + I_m\{\underline{I}_k\} \cdot X_k \quad (3.51)$$

$$I_m\{\underline{U}_k\} = I_m\{\underline{E}_k\} + R_e\{\underline{I}_k\} \cdot X_k - I_m\{\underline{I}_k\} \cdot R_k$$

Dacă tensiunea \underline{U}_k se consideră ca fiind de referință, deci în axa reală, iar $I_m\{\underline{U}_k\} = 0$ și se are în vedere că $R_k \approx R_1$ iar $X_k \approx X_1 \cdot k$, relația (3.50) devine:

$$U_k = R_e\{\underline{E}_k\} + R_e\{\underline{I}_k\} \cdot R_1 + I_m\{\underline{I}_k\} \cdot k \cdot X_1 \quad (3.52)$$

Pentru armonicile neconținute în tensiunea rețelei, relația de mai sus devine:

$$U_k = R_e\{\underline{I}_k\} \cdot R_1 + I_m\{\underline{I}_k\} \cdot k \cdot X_1 \quad (3.53)$$

R_1 și X_1 pot fi determinanți folosind analiza de regresie din sistemul de ecuații:

$$\begin{aligned} \sum_i P_{ki} &= R_1 \sum_i R_e\{\underline{I}_{ki}\}^2 + X_1 \sum_i R_e\{\underline{I}_{ki}\} \cdot I_m\{\underline{I}_{ki}\} \cdot k \\ \sum_i Q_{ki} &= R_1 \sum_i R_e\{\underline{I}_{ki}\} \cdot \{I_{ki}\} + X_1 \sum_i I_m\{\underline{I}_{ki}\}^2 \cdot k \end{aligned} \quad (3.54)$$

De regulă armonică cea mai frecventă în curba tensiunii rețelei este U_5 iar la joasă tensiune U_3 și U_5 . Ca urmare pentru soluționarea sistemului (3.54) se pot folosi armonicile 7,11,13.

Tot în sensul celor de mai sus afirmate în [55], plecând de la schema din fig. 3.14 se arată că impedanța \underline{Z}_k poate include impedanța sistemului, a transformatorului de alimentare sau a liniei racordate la acesta. De regulă la nivelul de înaltă tensiune E_k este E_5 , la medie tensiune E_3 , E_5 .

Dacă $\underline{E}_k = 0$, relația de calcul a lui \underline{Z}_k devine aceea clasică:

$$\underline{Z}_k = \underline{U}_k / \underline{I}_k \text{ sau dacă } \underline{Z}_k = j \cdot k, \quad j \cdot k = \underline{U}_k / \underline{I}_k \quad (3.55)$$

Pentru determinarea efectivă a lui X_k se poate apela la regimul armonic staționar, tehnica de determinare fiind aceea prezentată în [5], [78].

În aceste condiții reactanța X_k este dată de raportul:

$$X_{k(t)} = \frac{F(U_{k(t)}, I_{k(t)})}{F(I_{k(t)}, I_{k(t+\tau)})} \quad (3.56)$$

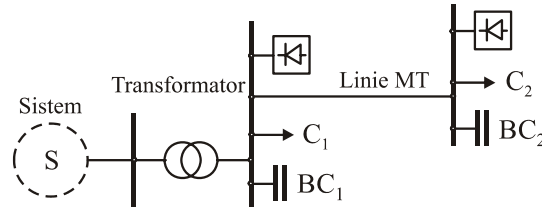
unde $X_{k(t)}$ este reactanța armonică de rangul k , la momentul t (spre exemplu minutul t); $F(U_{k(t)}, I_{k(t)})$ – funcția de corelație dintre tensiunea și curentul armonic de rang k pe durata intervalului t ; $F(I_{k(t)}, I_{k(t+\tau)})$ – funcția de autocorelație dintre curenții armonici de rang k pe durata intervalului t ; τ – decalajul în timp considerat pentru curenții armonici. Dacă $\tau = \frac{T}{2}$ fiind perioada armonicii k , funcția de autocorelație devine $F(\underline{I}_k, \underline{I}_k^*)$.

De remarcat că $X_{k(t)}$ reprezintă reactanța sistemului văzută pe barele de tensiune U_k la momentul t . odată cunoscută valoarea lui X_k , X_{15} se determină ca fiind $X_1 = X_k/k$.

3.4. Aplicație numerică

Pentru a exemplifica modul de aplicare a modelelor armonice prezentate mai sus, în acest subcapitol se prezintă rezultatele calculului analitic al impedanțelor armonice „văzute” în nodurile unei zone de rețea de distribuție.

Se consideră rețeaua de distribuție din fig. 3.15 în care, caracteristicile elementelor sunt figurate alăturat:



$U_n = 110/22 \text{ kV}$; $S_n = 16 \text{ MVA}$, $u_{SC} = 11 \%$; $\Delta P_{SC} = 97 \text{ kW}$; $\Delta P_g = 28 \text{ kW}$,
 $Q_{BC_1} = 1,2 \text{ MVAR}$

Consumator 1, $U_n = 20 \text{ kV}$, $P_{c_1} = 2 \text{ MW}$; $Q_{c_1} = 1,6 \text{ MVAR}$,

Linie MT, $U_n = 20 \text{ kV}$, $L = 5 \text{ km}$, $S = 70 \text{ mm}^2, \text{Al}$, $Q_{BC_2} = 0,6 \text{ MVAR}$

Consumator 2, $U_n = 20 \text{ kV}$, $P_{c_2} = 1 \text{ MW}$; $Q_{c_2} = 0,8 \text{ MVAR}$

Fig. 3.15. Schema echivalentă monofilară a sistemului de distribuție.

Soluție:

Se calculează parametrii armonici ai elementelor sistemului de distribuție considerat mai sus. Astfel:

- sistem $X_S = k \cdot \frac{(20 \cdot 1,05)^2}{3000} < 0,147 \text{ k}\Omega$
- transformator $X_{SC} = \frac{u_{SC}\%}{100} \cdot \frac{U_n^2}{S_n} = \frac{11}{100} \cdot \frac{22^2}{16} = 0,11 \cdot \frac{484}{16} = 3,33 \Omega$

deci $X = 3,33 \text{ k}$

$$\tan\psi = \exp[0,693 + 0,796 \cdot 2,77 - 0,0421 \cdot 7,687] = \\ = \exp[0,693 + 2,205 - 0,3236] = 13,12$$

$$R_S = \frac{3,33}{13,12} = 0,254 \Omega \quad \text{iar} \quad R_p = 10 \cdot X_{SC} \tan\psi = 10 \cdot 3,33 \cdot 13,12 = 436,896 \Omega$$

Schema echivalentă armonică a transformatorului se prezintă în fig. 3.16.

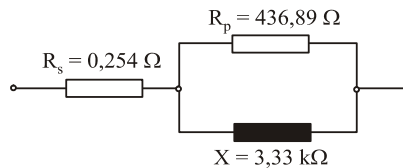


Fig. 3.16. Schema echivalentă armonică a transformatorului.

- bateriile de condensatoare vor fi reprezentate prin condensatoare BC_1 și respectiv BC_2 de reactanțe:

$$X_{C_1} = \frac{U_n^2}{Q_{C_1}} = \frac{20^2}{1,2} = \frac{400}{1,2} = 333,33 \Omega \quad \text{iar} \quad Y_{C_1} = j / 333,33 \text{ kS}$$

$$X_{C_2} = \frac{U_n^2}{Q_{C_2}} = \frac{20^2}{0,6} = \frac{400}{0,6} = 666,66 \Omega \quad \text{iar} \quad Y_{C_2} = j / 666,66 \text{ kS}$$

- consumatorii liniari vor fi reprezentați prin patru modele, aferente unui consumator complex și anume:
- a) $P_C = ct$ și $Q_C = ct$, deci puterile absorbite sunt constante pentru fiecare armonică. Astfel:

$$R_1 = \frac{U^2}{P_1} = \frac{400}{2} = 200 \, \Omega, \quad R_2 = \frac{U^2}{P_2} = \frac{400}{1} = 400 \, \Omega$$

$$X_1 = \frac{U^2}{Q_1} = \frac{400}{1,6} = 250 \, \Omega, \quad X_2 = \frac{U^2}{Q_2} = \frac{400}{0,8} = 500 \, \Omega$$

- b) rezistența armonică a consumatorului este constantă iar reactanța se modifică liniar cu rangul armonicii, adică:

$$R_1 = 200 \, \Omega, \quad R_2 = 400 \, \Omega$$

$$X_1 = 250 \, k\Omega, \quad X_2 = 500 \, k\Omega$$

- c) rezistența și reactanța armonică se modifică cu rangul armonicilor prin intermediul unui parametru $p = 0,1k + 0,9$. Astfel:

$$R_1 = \frac{200}{p} \, \Omega, \quad R_2 = \frac{400}{p} \, \Omega$$

$$X_1 = \frac{250}{p} \, \Omega, \quad X_2 = \frac{500}{p} \, \Omega$$

- d) schema echivalentă cuprinde două reactanțe variabile cu rangul armonicii, X_s și X_p iar rezistența R este constantă.

Astfel: $X_s = 0,073 R k$ iar $X_p = kR / 6,7 \left[\frac{Q}{P} - 0,74 \right]$, adică:

$$R_1 = 200 \, \Omega, \quad X_{s1} = 14,6 \, k\Omega, \quad X_{p1} = 500 \, k\Omega$$

$$R_2 = 400 \, \Omega, \quad X_{s2} = 29,2 \, k\Omega, \quad X_{p2} = 1000 \, k\Omega.$$

Sintetizând, schemele echivalente ale consumatorului liniari se prezintă în fig. 3.17 pentru cele patru modele adoptate.

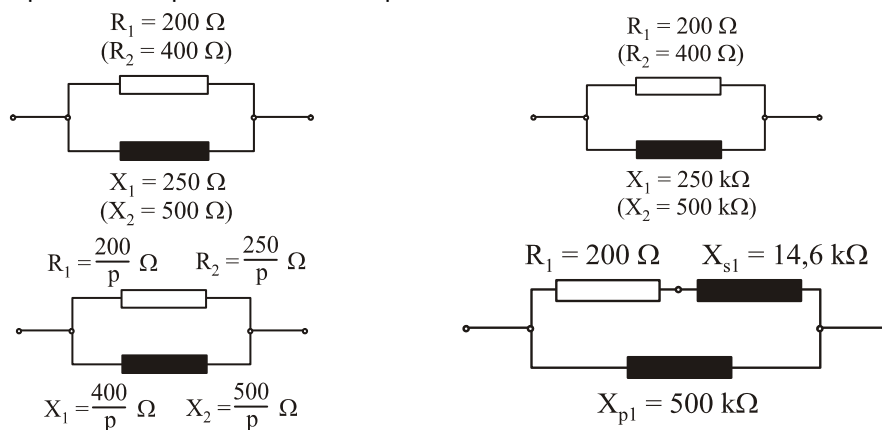


Fig. 3.17. Schemele echivalente armonice ale consumatorilor liniari.

- Consumatorii neliniari s-au reprezentat prin surse de curent armonic constant pe fiecare armonică.

Observații:

- pentru o reprezentare armonică unitară, întrucât s-au considerat trei noduri (fig. 3.18) s-a luat în considerare și capacitatea de intrare a transformatorului de alimentare și a unor rețele de cabluri ce alimentează transformatorul din sistem, corespunzător unei capacități de $9 \cdot 10^{-9} F$;
- calculul parametrilor rețelei s-a efectuat la nivelul de 20 kV;
- pentru calculul impedanțelor armonice se va folosi metoda inversării matricei admitanțelor armonice nodale, adică:

$\underline{Z}_i = \underline{Z}_{ji}$ unde acestea sunt elementele diagonale ale matricei:

$$[\underline{Y}_n]^{-1} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11} & \underline{Y}_{12} & \underline{Y}_{13} \\ \underline{Y}_{21} & \underline{Y}_{22} & \underline{Y}_{23} \\ \underline{Y}_{31} & \underline{Y}_{32} & \underline{Y}_{33} \end{bmatrix}^{-1}$$

- sistemul se consideră și el ca o sursă de tensiuni armonice, care apoi poate fi convertită într-o sursă de curent armonic I_{k1} (fig. 3.18).

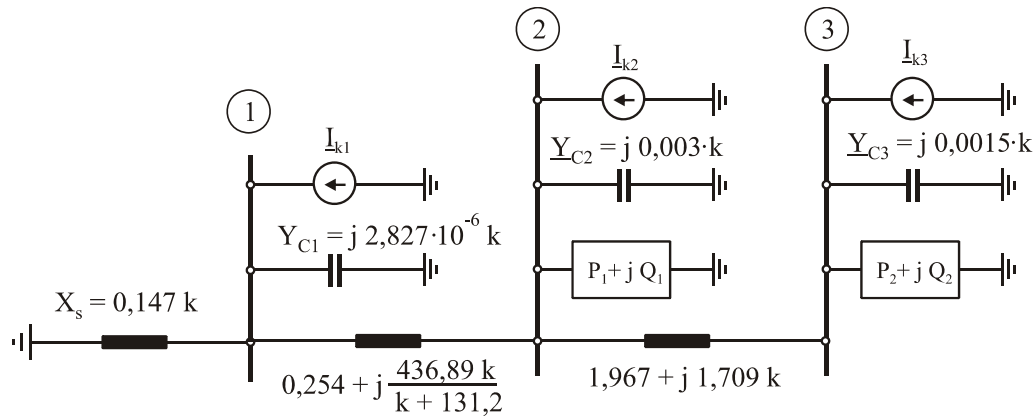


Fig. 3.18. Schema echivalentă armonică a rețelei din fig. 3.1.

Pentru fiecare din cele patru variante, elementele matricei $[\underline{Y}_n]$ sunt:

$$a) \underline{Y}_{11} = -\frac{j}{k \cdot 0,147} + jk \cdot 2,826 \cdot 10^{-6} + \frac{k + 131,2}{0,254k + 33,32 + jk436,9}$$

$$\underline{Y}_{12} = -\frac{k + 131,2}{0,254k + 33,32 + jk436,9}; \quad \underline{Y}_{13} = 0$$

$$\underline{Y}_{21} = -\frac{k + 131,2}{0,254k + 33,32 + jk436,9}$$

$$\underline{Y}_{22} = \frac{k + 131,2}{0,254k + 33,32 + jk436,9} + jk0,003 + 0,005 - j0,004 + \frac{1}{1,967 + j1,705k}$$

$$\underline{Y}_{23} = -\frac{1}{1,967 + j1,705k}; \quad \underline{Y}_{31} = 0; \quad \underline{Y}_{32} = -\frac{1}{1,967 + j1,705k}$$

$$\underline{Y}_{33} = \frac{1}{1,967 + j \cdot k1,705} + j \cdot 0,0015 \cdot k + 0,0025 - j \cdot 0,002$$

b) $\underline{Y}_{11}, \underline{Y}_{12}, \underline{Y}_{13}, \underline{Y}_{21}, \underline{Y}_{23}, \underline{Y}_{31}, \underline{Y}_{32}$ identic ca la a) mai puțin

$$\underline{Y}_{22} = \frac{k + 131,2}{0,254k + 33,32 + jk436,9} + j0,003k + 0,005 - j\frac{0,004}{k} + \frac{1}{1,967 + j1,705k}$$

$$\underline{Y}_{33} = \frac{1}{1,967 + jk1,705} + j0,0015k + 0,0025 - j\frac{0,002}{k}$$

c) $\underline{Y}_{11}, \underline{Y}_{12}, \underline{Y}_{13}, \underline{Y}_{21}, \underline{Y}_{23}, \underline{Y}_{31}, \underline{Y}_{32}$ identic ca la a) mai puțin

$$\underline{Y}_{22} = \frac{k + 131,2}{0,254k + 33,32 + jk436,9} + j0,003k + 0,005(0,1k + 0,9) +$$

$$- \frac{1}{1,967 + jk1,705} - j0,004 \cdot (0,1k + 0,9)$$

$$\underline{Y}_{33} = \frac{1}{1,967 + jk1,705} + j0,0015k + 0,0025(0,1k + 0,9) - j0,002(0,1k + 0,9)$$

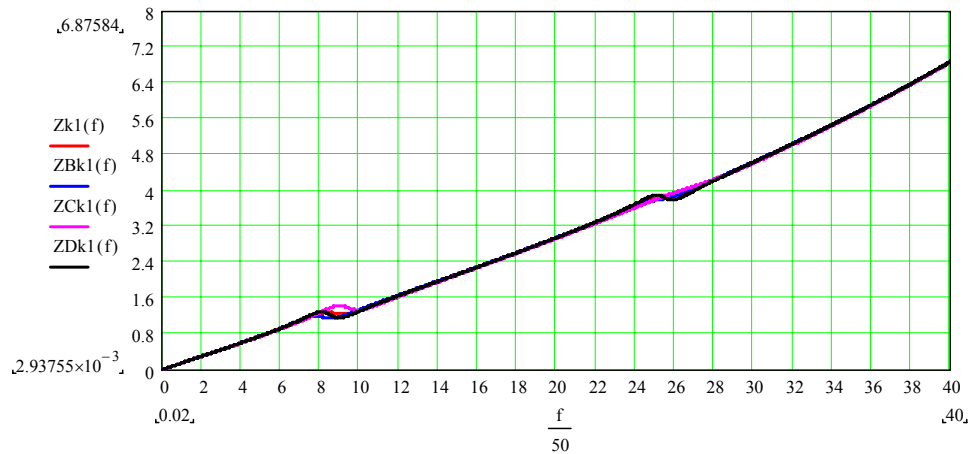
d) $\underline{Y}_{11}, \underline{Y}_{12}, \underline{Y}_{13}, \underline{Y}_{21}, \underline{Y}_{23}, \underline{Y}_{31}, \underline{Y}_{32}$ identic ca la a) mai puțin:

$$\underline{Y}_{22} = \frac{k + 131,2}{33,32 + 0,254k + jk436,9} + j0,003k +$$

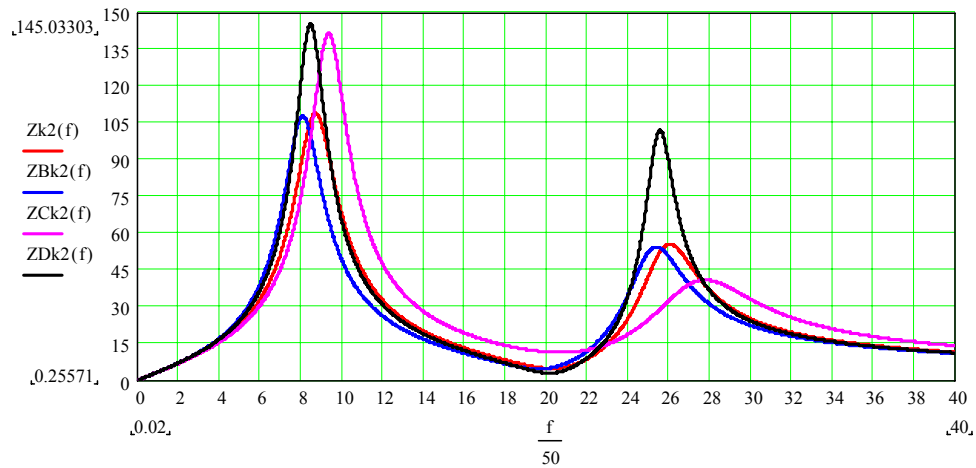
$$+ \frac{1}{1,967 + jk1,705} + \frac{1}{200 + jk14,6} - j\frac{0,002}{k}$$

$$\underline{Y}_{33} = \frac{1}{1,967 + j1,705k} + j0,0015k + \frac{1}{400 + jk29,2} - j\frac{0,001}{k}$$

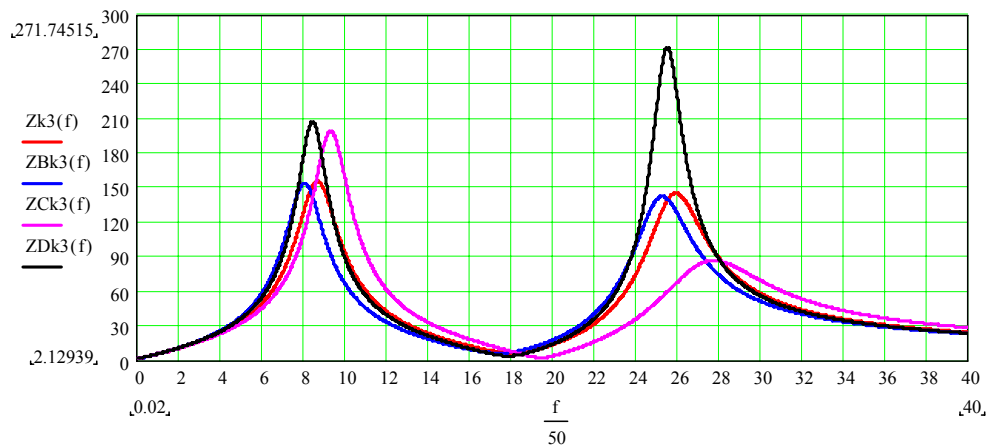
Matricele admitanță nodală armonică calculate în cele patru variante sunt prezentate în ANEXA 1, iar variația impedanțelor armonice cu rangul armonicii pentru cele trei noduri în fig. 3.19.



a)



b)



c)

Fig. 3.19. Variația impedanțelor armonice cu rangul armonicii: a) nod 1; b) nod 2; c) nod 3.

Din analiza celor prezentate în fig. 3.19 se desprind următoarele comentarii:

- modul de reprezentare al consumatorilor liniari în stabilirea expresiei impedanțelor armonice și a modului lor de variație cu frecvența depinde foarte mult de nodul considerat, de faptul că în acel nod există sau nu consumator liniar. În condițiile în care în acest nod nu există consumator liniar, punerea problemei este deplasată, variația impedanței armonice fiind independentă de modul de reprezentare al consumatorului liniar. Dacă și capacitatea instalată în acest nod este mică, practic variația impedanței în nod decurge liniar, după dreapta $k \cdot X$, în cazul considerat $Z_1 = j \cdot k \cdot X_S$;
- în nodurile în care există consumatori liniari, variația impedanței armonice, valoarea maximă și frecvența de rezonanță depind de modul de reprezentare (modelare armonică) a consumatorului liniar. Modelul a) și b) conduc la rezultate foarte asemănătoare, atât sub aspectul valorilor amplitudinilor impedanțelor armonice, cât și a frecvențelor de rezonanță; practic cele două curbe de variație prezintă aceleași maxime și pentru valori foarte apropiate ale frecvenței (rangului armonicii), atât

pentru nodul 1 cât și pentru nodul 2. Spre exemplu, la modelul a) și nodul 1, frecvențele de rezonanță corespund la $k_{11} = 9$ și $k_{12} = 26$, iar la modelul b) $k_{21} = 8$ și $k_{22} = 25$; situația se păstrează și pentru nodul 2. La fel și pentru valorile corespunzătoare ale impedanțelor armonice, $Z_{11} = 105 \Omega$ și respectiv $Z_{12} = 50 \Omega$ iar $Z_{21} = 150 \Omega$ și $Z_{22} = 140 \Omega$.

- modelele c) și d) se diferențiază atât față de a) și b), cât și între ele; deși prima frecvență de rezonanță armonică rămâne apropiată de aceea corespunzătoare modelelor a) și b), cea de-a doua se depărtează sensibil față de acelea pentru modelul c), ajungând practic la $k = 28$;
- valorile amplitudinilor impedanței armonice rămân apropiate pentru modelele c) și d) la prima frecvență de rezonanță armonică dar cu cca. 40% mai mare față de a) și b) la a doua frecvență de rezonanță armonică apare o diferențiere; amplitudinea impedanței armonice în nodul al doilea aproape că se dublează pentru varianta d) față de a), b) iar la varianta c) se reduce cu cca. 30 %.

Concluziile care se desprind sunt următoarele:

- impedanța armonică, valorile amplitudinii ei și frecvențele de rezonanță armonică nu sunt influențate de modul de reprezentare al consumatorilor liniari, dacă în nodul de interes nu există un astfel de consumator;
- valoarea primei frecvențe de rezonanță armonică practic nu este influențată de modul de reprezentare (modelare) armonică a consumatorului liniar; în schimb a doua frecvență poate fi influențată mai mult sau mai puțin, dependent de tipul modelului; nu se pot stabili reguli certe; în general, modelele mai complexe conduc la amplitudini mai mari și uneori la valori mai mari ale frecvențelor de rezonanță armonică.

3.5. Concluzii

În cadrul acestui capitol s-a prezentat unul dintre cei mai importanți indicatori ai regimului nesinusoidal, anume impedanța armonică. În acest scop, au fost parcurse sintetic problemele legate de definirea impedanței armonice a rețelelor electrice, determinarea analitică și experimentală a acestora și s-a prezentat un studiu de caz pe o rețea concretă cu trei noduri.

Referitor la definirea impedanței armonice s-a avut în vedere definiția dată de grupul de lucru al CIGRE – GTCCO2, justificându-se importanța și utilitatea acestei mărimi dar făcându-se și observațiile referitoare la natura acestei impedanțe dependente de rangul armonicii (secvență: pozitivă, negativă, zero). Din acest punct de vedere lucrarea subliniază necesitatea abordării diferențiale a impedanței armonice pentru rețele de transport respectiv rețele de distribuție insistând că la nivelul de joasă tensiune ipoteza egalității impedanțelor de secvență pozitivă și negativă nu mai poate fi acceptată.

Referitor la determinarea impedanțelor armonice prin metode analitice, se prezintă o clasificare completă a metodelor de calcul, insistându-se pe ipotezele admise pentru reprezentarea consumatorilor neliniari (deformați) – surse de curenți armonici și pe modelarea elementelor de rețea considerate liniare. Modelele prezentate au în vedere bibliografia parcursă și ele sunt unanim acceptate în literatura de specialitate.

O atenție deosebită se acordă reprezentării consumatorului electric complex, prezentându-se opt modele armonice, unele mai simple și altele mai complexe. În general aceste modele sunt folosite în problemele de propagare a regimului nesinusoidal și în condițiile în care informațiile despre consumatori nu sunt suficient de certe. Observații foarte utile, despre folosirea acestor modele de consumatori liniari, au rezultat și în studiul de caz analizat. Astfel, se poate afirma că valorile maxime ale impedanței armonice precum și ale frecvențelor de rezonanță armonică nu sunt influențate de modul de reprezentare a consumatorilor liniari dacă în nodul analizat nu există astfel de consumatori. De asemenea, trebuie menționat că valoarea primei frecvențe de rezonanță armonică, practic nu este influențată de modul de reprezentare a consumatorului liniar în schimb a doua frecvență poate fi influențată mai mult sau mai puțin de tipul modelului, fără a stabili reguli certe; metodele mai complexe conduc la amplitudini mai mari și uneori la valori mai mari ale frecvențelor de rezonanță armonică.

O altă problemă dezvoltată în cadrul acestui capitol s-a referit la determinarea experimentală a impedanței armonice. În acest sens au fost prezentate modele existente în literatură, insistându-se pe cea care folosește regimul real de funcționare, adică curenții injectați de instalațiile existente. În aceste condiții, foarte important devine modul de reprezentare a sistemului de alimentare și a rețelei consumatorului. Alături de metoda dublei regresii liniare, prezentată în literatură, se prezintă și metoda regresiei simple, folosind puterile armonice respectiv, a tensiunilor și curenților armonici în condițiile unor armonici particulare care nu se regăsesc în tensiunea sistemului de alimentare. Această ultimă metodă a dat rezultate foarte bune în cazul unor stații de distribuție de 110 kV/MT urbane ce nu alimentează consumatori deformanți particulari.

Contribuțiile originale aferente acestui capitol, se referă la următoarele aspecte:

- sistematizare cunoștințelor referitoare la definirea impedanței armonice;
- prezentarea observațiilor în legătură cu definirea noțiunii de impedanță armonică;
- sistematizarea aspectelor legate de calculul impedanței armonice și modelarea elementelor de rețea;
- sinteza metodelor de determinare experimentală a impedanțelor armonice cu prezentarea comparativă a avantajelor și dezavantajelor;
- studiu de caz privind calculul impedanței armonice într-o rețea cu trei noduri: 110 kV; 20 kV; 0,4 kV;
- stabilirea concluziilor referitoare la rolul modelului armonic adoptat pentru consumatorul liniar în variația impedanțelor armonice a nodurilor de rețea; valori maxime și frecvențe de rezonanță.

4. METODĂ ANALITICĂ RAPIDĂ DE IDENTIFICARE A REZONANTELOR ARMONICE ÎN REȚELE ELECTRICE

În cele prezentate în capitolele anterioare s-au evidențiat neajunsurile provocate de funcționarea rețelelor electrice în regim nesinusoidal. S-a arătat de asemenea că unul dintre cele mai mari neajunsuri este apariția fenomenelor de rezonanță armonică. Acestea pot conduce la supratensiuni și supracurenți ce pot deteriora echipamentele rețelei, pot provoca funcționarea eronată a aparatelor de măsură și a sistemelor de protecție. Cu alte cuvinte aceste regimuri de rezonanță armonică pot fi considerate ca niște regimuri extreme pentru rețelele poluate armonic, ce trebuie evitate.

Înainte de a prezenta metoda analitică de identificare a rezonanțelor armonice într-o rețea electrică de distribuție, considerăm util a se trece în revistă câteva probleme legate de rezonanța în circuitele electrice de curent alternativ sinusoidal.

4.1. Rezonanța în circuite electrice de curent alternativ sinusoidal

În circuite electrice care conțin elemente reactive de circuit (bobine și condensatoare), deoarece reactanța acestora se poate compensa reciproc, pot exista situații în care reactanța echivalentă a întregului circuit este nulă, deci și puterea reactivă, iar impedanța echivalentă minimă sau maximă, după cum circuitul este serie sau paralel. Aceste circuite se numesc rezonante.

4.1.1. Rezonanța serie (rezonanța de tensiune)

Dacă se consideră circuitul serie R, L, C alimentat cu o tensiune sinusoidală, aplicând legea lui Ohm în complex se poate scrie:

$$\underline{U} = \underline{I} \cdot \left[R + j \cdot \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right] \quad (4.1)$$

de unde condiția ca circuitul să fie rezonant conduce la expresia :

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0, \quad \text{adică:} \quad \omega^2 - \frac{1}{LC} = 0 \quad (4.2)$$

Relațiile de mai sus exprimă faptul că rezonanța se poate realiza prin variația pulsației ω , a inductivității L sau a capacității C . Valoarea pulsației pentru care se produce rezonanța ω_0 , se deduce cu relația:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.3)$$

La rezonanță impedanța circuitului are valoarea minimă (fig. 4.1) și este egală tocmai cu rezistența R . Corespunzător, curentul va avea valoarea maximă (fig.

4.2). Diagrama fazorială a circuitului (fig. 4.3) evidențiază faptul că $U_C = U_L$ iar $U_R = U$. Pe de altă parte $U_C = U_L \gg 0$, fapt ce denotă că pot apare tensiuni mult mai mari decât tensiunea de alimentare (adică supratensiuni). Acestea apar dacă:

$$\omega_0 \cdot L = \frac{1}{\omega_0 \cdot C} > R \quad (4.4)$$

sau dacă se are în vedere relația (6.3) :

$$\sqrt{\frac{L}{C}} > R \quad (4.5)$$

Termenul de mai sus are dimensiunea unei impedanțe și se numește *impedanță caracteristică*, fiind o mărime caracteristică a circuitului. Aceasta se poate nota cu q .

Raportul $q / R = \rho$ se numește *factor de calitate* iar inversul său, adică $1 / \rho = R / q = d$, se numește *factor de amortizare*.

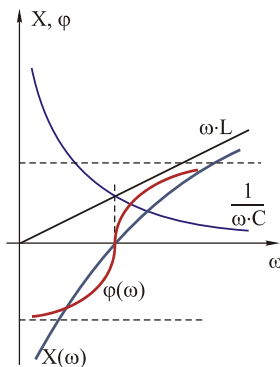


Fig. 4.1. Variația lui X, φ cu ω .

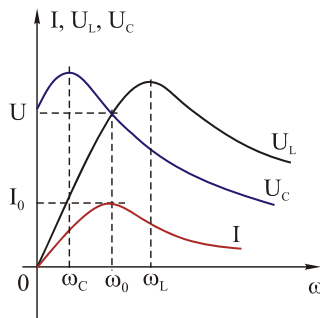


Fig. 4.2. Variația lui U_L, U_C, I cu ω .

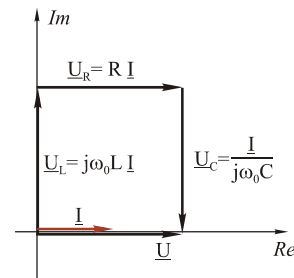


Fig. 4.3. Diagrama fazorială a circuitului serie.

Din cele prezentate rezultă că pentru valori ale pulsației mai mici decât pulsația de rezonanță ω_0 , reactanța circuitului este negativă, adică circuitul se comportă capacitiv, iar pentru pulsații mai mari decât pulsația de rezonanță circuitul se comportă inductiv.

Tensiunea la bornele condensatorului are valoarea U , la $\omega = 0$ și trece printr-un maxim la o pulsație $\omega = \omega_C$, care poate fi dedusă din relația (4.3) prin anularea derivatei în raport cu ω ; astfel:

$$\omega_C = \omega_0 \cdot \sqrt{\frac{2-d^2}{2}} \quad (4.6)$$

Tensiunea la bornele bobinei pleacă de la zero și atinge un maxim pentru $\omega = \omega_L$ care satisface relația:

$$\omega_L = \omega_0 \cdot \sqrt{\frac{2}{2-d^2}} \quad (4.7)$$

Se constată că:

$$\omega_C \cdot \omega_L = \omega_0^2 \quad (4.8)$$

De remarcat din analiza relațiilor (4.6) și (4.7) că cele două tensiuni nu prezintă maxime dacă $d > \sqrt{2}$. În acest caz curba $U_C(\omega)$ scade monoton la zero, iar curba $U_L(\omega)$ crește monoton de la 0 la U .

4.1.2. Rezonanța paralel (rezonanța de curent)

Dacă se consideră un circuit paralel, format din elementele ideale R , L , C , alimentând cu o tensiune sinusoidală de valoare efectivă U , teorema întâi a lui Kirchhoff ne permite scrierea relației:

$$\underline{I} = \underline{U} \cdot \left[\frac{1}{R} - j \cdot \left(\frac{1}{\omega \cdot L} - \omega \cdot C \right) \right] \quad (4.9)$$

În circuit există rezonanță dacă unghiul de defazaj dintre tensiune și curent este zero, adică:

$$\frac{1}{\omega \cdot L} - \omega \cdot C = 0, \text{ de unde: } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4.10)$$

adică rezonanța paralel în circuite ideale se produce în aceleași condiții ca și rezonanța serie. Curentul din circuitul paralel, la rezonanță, are valoarea minimă I_0 , fiind dat de expresia:

$$I_0 = \frac{U}{R} \quad (4.11)$$

Diagrama fazorială a circuitului se prezintă în fig. 4.4. Din această figură se pot deduce relațiile $I_C = I_L$ și $I_R = I$. Dacă laturile verticale ale dreptunghiului sunt mai mari decât cele orizontale $I_C = I_L > I$, în elementele reactive, apar supracurenți. Pentru aceasta este necesar a fi îndeplinite condițiile:

$$\omega_0 \cdot C = \frac{1}{\omega_0 \cdot L} > \frac{1}{R} \quad (4.12)$$

Variația curenților I_L , I_C și I este prezentată în fig. 4.5.

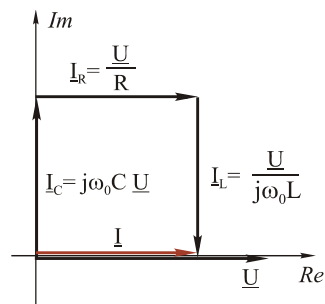


Fig. 4.4. Diagrama fazorială a circuitului paralel.

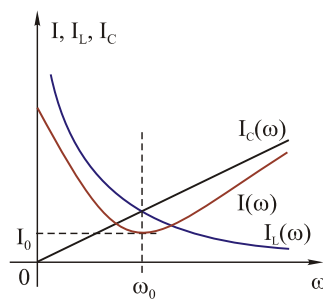


Fig. 4.5 Variația lui I , I_L , I_C cu ω .

Și aici se pot introduce noțiunile de:

- Admitanță caracteristică:

$$\gamma = \sqrt{\frac{C}{L}} = \omega_0 \cdot C = \frac{1}{\omega_0 \cdot L} \quad (4.13)$$

- Factor de calitate:

$$q = \gamma \cdot R \quad (4.14)$$

Pentru $\omega_0 > \omega$, curentul prin bobină este mai mare decât cel prin condensator, deci circuitul se comportă inductiv, iar pentru $\omega > \omega_0$ curentul prin condensator este mai mare decât curentul prin bobină, deci circuitul se comportă capacitiv.

4.1.3. Rezonanța mixtă: serie-paralel

Se consideră circuitul din fig. 4.6, obținut prin conectarea în paralel a două circuite serie: unul R, L și altul R, C . Impedanța echivalentă a circuitului are expresia:

$$\underline{Z}_e = \frac{Z_1 * Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{(R_1 + j \cdot \omega L)(R_2 + \frac{1}{j\omega C})}{(R_1 + R_2) + j \cdot (\omega L - \frac{1}{j \cdot \omega C})} \quad (4.15)$$

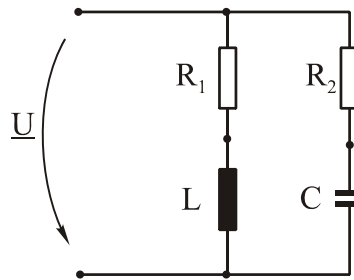


Fig. 4.6. Circuit de curent alternativ mixt: serie-paralel.

unde:

$$R_e = \frac{R_1^2 R_2 + R_1 R_2^2 + \omega^2 L^2 R_2 + \frac{R_1}{\omega^2 C^2}}{(R_1 + R_2)^2 + (\omega L - \frac{1}{j\omega C})^2}$$

iar

$$X_e = \frac{\omega L R_2^2 + \frac{L}{\omega C^2} - \frac{R_1^2}{\omega C} - \frac{\omega L^2}{C}}{(R_1 + R_2)^2 + (\omega L - \frac{1}{j\omega C})^2}$$

Rezonanța se obține atunci când reactanța echivalentă este nulă, adică atunci când $X_e = 0$, de unde se obține expresia pulsației de rezonanță :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \left[\frac{\frac{L}{C} - R_1^2}{L - R_2^2} \right]^{1/2} \quad (4.16)$$

sau

$$\omega_0 = \omega_0^* \cdot \left[\frac{1 - \frac{R_1^2 \cdot C}{L}}{1 - \frac{R_2^2 \cdot C}{L}} \right]^{1/2} = \omega_0^* \cdot \left[\frac{1 - \frac{R_1^2}{\rho_1^2}}{1 - \frac{R_2^2}{\rho_2^2}} \right]^{1/2} \quad (4.17)$$

unde ω_0^* este pulsația de rezonanță în condiții ideale. Deci în condiții reale, ale bobinelor și condensatoarelor reale, cu pierderi, pulsația (frecvența) de rezonanță este deplasată față de situația ideală.

Există totuși o situație particulară, teoretică în care $\omega_0 = \omega_0^*$ și aceasta corespunde condițiilor când factorii de calitate ai celor două circuite sunt identici, adică rezistențele R_1 și R_2 sunt egale.

Pentru $R_1^2 > \frac{L}{C}$ și $R_2^2 < \frac{L}{C}$ sau invers, rezultă o pulsație de rezonanță imaginară, adică circuitul nu este rezonant pentru nici o frecvență. Dacă $R_1^2 = R_2^2 = \frac{L}{C}$ rezultă o nedeterminare, adică circuitul este rezonant pentru orice frecvență. Este un circuit complet aperiodic.

4.2. Rezonanța armonică

Ca și pe fundamentală, rezonanța pe armonicile superioare poate fi rezonanță armonică serie sau paralel.

4.2.1 Rezonanța armonică serie

Considerându-se o rețea electrică ce dispune de o latură formată din elementele liniare R , L , C constante în timp și invariabile cu temperatura și frecvența (fig. 4.7) iar potențialul față de pământ a nodului N este nesinusoidal și de forma:

$$u_N = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin(k\omega t + \alpha_k) \quad (4.18)$$

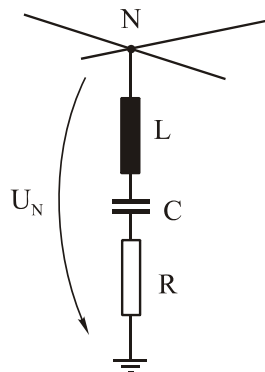


Fig. 4.7. Latură pasivă cu elemente liniare R , L , C , căreia i se aplică o tensiune nesinusoidală.

curentul electric de armonică k , ce străbate această latură, poate fi determinat de relația:

$$I_k = \frac{U_k}{Z_k} = \frac{U_k \exp(j\alpha_k)}{R + j(k\omega L - 1/k\omega C)} \quad (4.19)$$

Dacă: $k\omega L = 1/k\omega C$, atunci curentul armonic de armonică k este în fază cu tensiunea armonică de același rang și are o valoare mare, fiind limitată numai de rezistența electrică a circuitului.

Astfel curentul armonic I_k are valoarea efectivă:

$$\underline{I}_k = \frac{U_k}{R} \exp(j\alpha_k) \quad (4.20)$$

La bornele bobinei din latura în cauză, precum și la bornele condensatorului de pe aceeași latură vor apărea supratensiuni importante, adică:

$$U_{Lk} = -U_{Ck} = \frac{k\omega L}{R} \cdot U_k \exp j \cdot (\alpha_k + \frac{\pi}{2}) \quad (4.21)$$

Coeficientul de supratensiune la bornele bobinei sau a condensatorului este egal cu $k\omega L/R$ și are o valoare cu atât mai mare cu cât rezistența R este mai mică.

Rezonanța armonică serie poate să apară în cazul montării unor baterii de condensatoare într-un nod de rețea pentru compensarea factorului de putere datorită unei armonici de curent care vine din rețea [78].

Circuitul de rezonanță reprezentat în fig. 4.8a este format de reactanța sistemului conectată în serie cu reactanța capacitivă a bobinei.

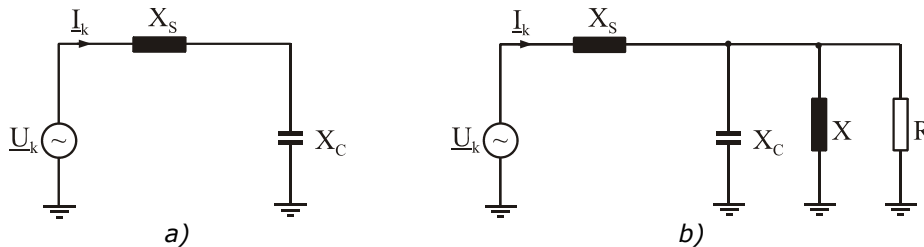


Fig. 4.8. Schema echivalentă pentru sistem + bateria de condensatoare: a) fără considerarea consumatorului; b) cu considerarea consumatorului;

Condiția de rezonanță a circuitului este: $k\omega L_S - \frac{1}{k\omega C} = 0$, iar ordinul armonicii k pentru care curentul crește foarte mult (teoretic \underline{I}_k tinde la ∞) este:

$$k = \sqrt{\frac{1}{L_S C \omega^2}} = \sqrt{\frac{1}{X_S C \omega}} \quad (4.22)$$

Dacă pe barele la care este racordată bateria de condensatoare sunt racordați și consumatori locali liniari – situație frecvent întâlnită – pentru determinarea frecvențelor de rezonanță se consideră și reactanța acestora X (fig. 4.8 b), relația anterioară devenind:

$$k = \frac{1}{\sqrt{X_e C \omega}} \quad \text{unde:} \quad X_e = \frac{X_S X}{X_S + X} \quad (4.23)$$

Se constată că existența consumatorilor pe barele (nodul) prevăzut cu baterii de condensatoare, conduce la creșterea ordinului armonicii de rezonanță, ceea ce reprezintă o situație favorabilă.

Dacă se consideră că:

$$X_S = \frac{U_n^2}{S_{Sc}} = \frac{U_n U_n}{\sqrt{3} \cdot U_n I_{Sc}} = \frac{U_n}{\sqrt{3} \cdot I_{Sc}}, \quad X_C = \frac{U_n^2}{Q}, \quad \text{iar} \quad \omega C = \frac{Q_C}{U_n^2}, \quad \text{relația (4.22) devine:}$$

$$k = \sqrt{\frac{Q}{Q_C} + \frac{I_{Sc}}{I_{bat}}}, \quad \text{unde } I_{bat} \text{ este curentul absorbit de bateria de condensatoare.}$$

Avându-se în vedere că $\frac{Q}{Q_C} \ll \frac{I_{Sc}}{I_{bat}}$, practic se poate considera că:

$$k \approx \sqrt{I_{sc} / I_{bat}} \approx \sqrt{S_{sc} / Q_C} \quad (4.24)$$

Din analiza acestei expresii se constată că pentru a avea un rang k la care apare rezonanța serie cât mai mare, este necesar ca puterea reactivă de compensare să fie cât mai mică în raport cu puterea de scurtcircuit a rețelei pe barele considerate.

4.2.2. Rezonanța armonică paralel

Rezonanța armonică paralel poate determina supracurenți în circuitele unor consumatori de energie electrică prevăzuți la borne cu baterii de condensatoare pentru compensarea puterii reactive (fig. 4.9).

Pentru regimul permanent de funcționare în planul armonicii k , schema echivalentă se prezintă ca în fig. 4.10. În schemă s-au notat cu R și L parametrii corespunzători puterilor activă și reactivă absorbite de consumatorul liniar pe fundamentală, L_S inductanța sistemului iar C capacitatea bateriei de condensatoare.

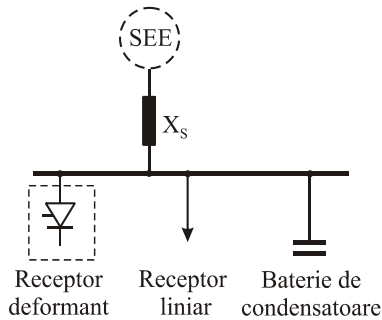


Fig. 4.9. Schema monofilară de alimentare a unui consumator liniar și deformant.

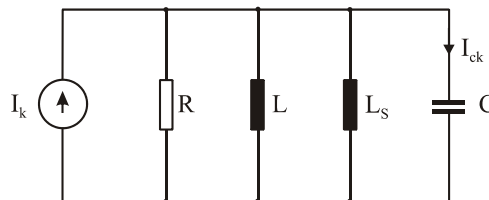


Fig. 4.10. Schema electrică echivalentă a rețelei din fig. 4.9.

Desigur în condițiile prezenței unei tensiuni armonice la bornele rețelei, elementul cel mai solicitat în curent, este bateria de condensatoare.

Curentul armonic absorbit de condensator în planul armonicii k este:

$$\underline{I}_{Ck} = \frac{I_k}{\frac{k^2 \omega^2 \lambda - 1}{k^2 \omega^2 C \lambda} - j \cdot \frac{1}{Rk \omega C}} \quad (4.25)$$

unde

$$\lambda = \frac{L \cdot L_S}{L + L_S} \quad (4.26)$$

Pentru $k^2 \omega^2 C \lambda = 1$, curentul care trece prin bateria de condensatoare are expresia:

$$\underline{I}_{Ck} = j \cdot I_k \cdot R \cdot C \cdot k \cdot \omega \quad (4.27)$$

condiția de mai sus fiind îndeplinită pentru :

$$k^2 = \frac{1}{\omega^2 \lambda C} = \frac{1}{\omega L_S} \cdot \frac{1}{\omega C} \cdot \frac{L + L_S}{L} = \frac{S_{Sc}}{Q_C} \cdot \frac{L + L_S}{L} \quad (4.28)$$

Cu aceasta, relația anterioară (4.27) devine:

$$\underline{I}_{Ck} = j \cdot I_k \cdot R \cdot C \cdot \omega \cdot \sqrt{\frac{S_{sc}}{Q_C} \cdot \frac{L + L_S}{L}} \quad (4.29)$$

sau avându-se în vedere faptul că:

$$\frac{L + L_S}{L} = 1 + \frac{Q}{S_{sc}} \quad (4.30)$$

$$\underline{I}_{Ck} = j \cdot I_k \cdot \frac{\sqrt{Q_C S_{sc}}}{P} \cdot \sqrt{1 + \frac{Q}{S_{sc}}} \quad (4.31)$$

Din analiza relației (4.31) rezultă că amplitudinea curentului prin bateria de condensatoare este cu atât mai mare cu cât puterea instalată în bateria de condensatoare și puterea (curentul) de scurtcircuit a sistemului sunt mai mari, iar puterea activă absorbită mai redusă. Situația cea mai periculoasă apare la deconectarea consumatorului liniar.

Cele evidențiate mai sus sunt luate în considerare la stabilirea puterii nominale a bateriei de condensatoare instalată pentru compensarea factorului de putere într-un anumit nod. Astfel se recomandă ca frecvența de rezonanță să fie cât mai mare, corespunzător unui ordin cât mai ridicat de armonică și să nu coincidă cu armonici care apar în curbele de tensiune și de curent, îndeosebi cele impare. Este, de asemenea, necesar ca frecvența de rezonanță să se calculeze ținând seama și de variația puterii de scurtcircuit în nod, de la valoarea maximă până la cea minimă pentru a se putea constata dacă între cele două valori limită ale frecvenței de rezonanță nu este cuprinsă și cea a unei armonici existente, care, atunci când se realizează condițiile necesare, să conducă la apariția fenomenelor de rezonanță.

Fenomenele de rezonanță armonică conduc la supratensiuni pe elementele rețelei și supracurenți, în mod deosebit se remarcă suprasolicitarea bateriilor de condensatoare. Acestea sunt elementele cele mai afectate iar curentul cu care acestea se încarcă este cel mai sensibil la deformarea curbei tensiunii aplicate.

4.3. Determinarea frecvențelor de rezonanță armonică

Determinarea frecvențelor de rezonanță armonică se poate efectua analitic (prin calcule) sau experimental. O prezentare a metodelor de estimare a frecvențelor de rezonanță armonică în nodurile unei rețele electrice se prezintă în fig. 4.11 și aceasta are în vedere de fapt tehnicile analizei armonice combinate cu cele ale teoriei sistemelor automate.

Trebuie subliniat că pentru a stabili frecvențele de rezonanță armonică, analiza regimului nesinusoidal se efectuează în domeniul frecvență dar experimental pot fi folosite și tehnici de analiză în domeniul timp care ulterior pot fi convertite în domeniul frecvență.

Metodele directe ne oferă frecvențele de rezonanță (serie și paralel) pe când cele indirecte pot să ne ofere întreaga dependență a impedanțelor armonice din nodurile rețelei în funcție de frecvență urmând ca apoi să fie ușor identificate frecvențele de rezonanță armonică. Sub acest aspect metodele de estimare a impedanțelor armonice corespund practic cu metodele indirecte de determinare a frecvențelor de rezonanță.

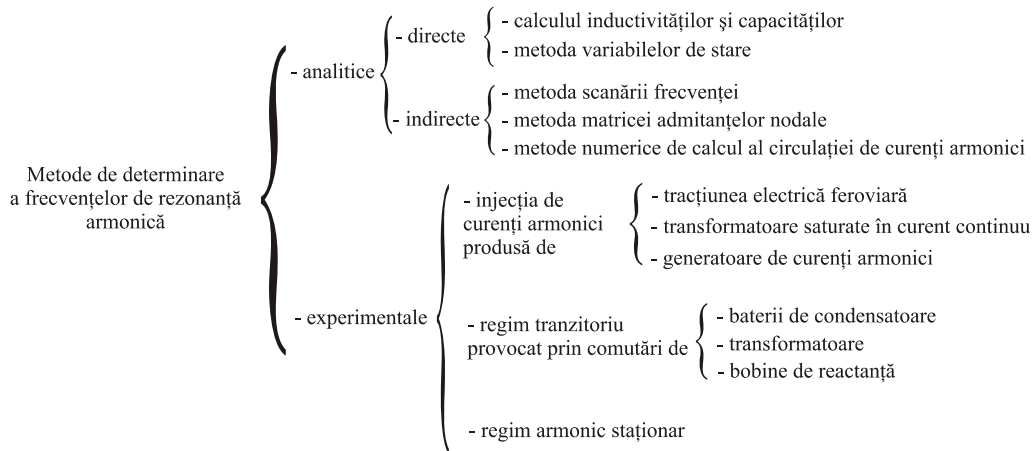


Fig. 4.11. Clasificarea metodelor de estimare a frecvențelor de rezonanță armonică.

În cele ce urmează se va prezenta aplicarea metodei variabilelor de stare la calculul frecvențelor de rezonanță armonică.

4.3.1. Metoda variabilelor de stare, metodă analitică rapidă de identificare a rezonanțelor armonice în rețelele electrice

Înainte însă de a prezenta efectiv aplicarea metodei, considerăm util a trece în revistă câteva aspecte legate de abordarea sistemică a problemelor de proiectare și conducere a sistemelor și rețelelor electrice, stabilitatea sistemelor automate și utilitatea determinării valorilor proprii.

4.3.1.1. Abordarea sistemică în proiectarea și conducerea sistemelor electroenergetice

Odată cu dezvoltarea instalațiilor electroenergetice a rezultat în mod obiectiv necesitatea construirii unor structuri special proiectate, având ca scop alimentarea în bune condiții a consumatorilor. Modelul acestei structuri, împreună cu legăturile funcționale dintre elementele ei și cu legile care guvernează funcționarea lor, a condus la fundamentarea conceptului de sistem electroenergetic. Din punct de vedere istoric, sistemele electroenergetice au parcurs mai multe etape de mecanizare și de automatizare și actualmente se află în faza de cibernetizare cu toate componentele ei, prima fiind informatizarea. Teoriile care guvernează comportarea și conducerea sistemelor este știința sistemelor, ale cărei elemente de bază își au originea în teoria informațiilor, teoria automatelor, teoria reglajului, teoria sistemelor electrice liniare și neliniare și nu în ultimul rând în inteligența artificială.

Abordarea științei sistemelor, a limbajului matematic specific are avantajul unei *gândiri sistemice*, care permite analiza fenomenelor din punct de vedere al interdependenței lor, al legăturilor complexe dintre cauze și efecte, dintre scop și mijloace. Această gândire sistemică permite previziunea activității și luarea deciziilor în scopul realizării unor structuri compatibile cu obiectivele urmărite.

Funcționalitatea sistemelor electroenergetice urmărește unele scopuri precis determinate, motiv pentru care acestea trebuie să aibă și o organizare, care dacă în etapa de mecanizare și de automatizare se realiza prin intermediul omului, în etapa

de cibernetizare se realizează prin intermediul calculatoarelor folosind tehnici de inteligență artificială sau metode matematice avansate.

Așa cum este cunoscut, sistemele electroenergetice fac parte din categoria sistemelor dinamice la care variabila independentă principală este timpul. Timpul este variabilă ordonată, ce aparține unui spațiu topologic $(t \in T \subset R^1)$, unidimensional.

Celelalte mărimi care caracterizează lanțurile de cauze și efecte din interiorul sistemului sunt dependente de timp. La granițele (limitele) sistemului se pot distinge grupe de mărimi *cauze* care se numesc *variabile de stare (intrare)* și grupe de mărimi *efecte*, numite *variabile de ieșire*. Funcțiile de timp asociate variabilelor de intrare sunt independente, pe când funcțiile asociate variabilelor de ieșire sunt dependente, atât de variabilele de intrare, cât și de structura sistemului.

În general drept mărimi de intrare se adoptă mărimile electrice la bornele receptoarelor: puterea activă, reactivă, tensiunea (valoare efectivă și de fază). Drept mărimi de ieșire se consideră mărimile la bornele generatoarelor (puteri, tensiuni la borne, tensiuni electromotoare). Desigur această alegere are în vedere analiza funcționării în regim permanent a sistemului sau a stabilității acestuia la mici perturbații. La analiza altor probleme, cum ar fi reglarea tensiunii în rețeaua de transport sau în rețelele de distribuție, variabilele de intrare și ieșire pot fi alese și altfel, cel puțin parțial.

Mai trebuie menționat faptul că sistemele electroenergetice dispun și ele de aceleași proprietăți generale valabile sistemelor automate. O prezentare sistematică a acestor proprietăți, proprietăți se prezintă în fig. 4.12.

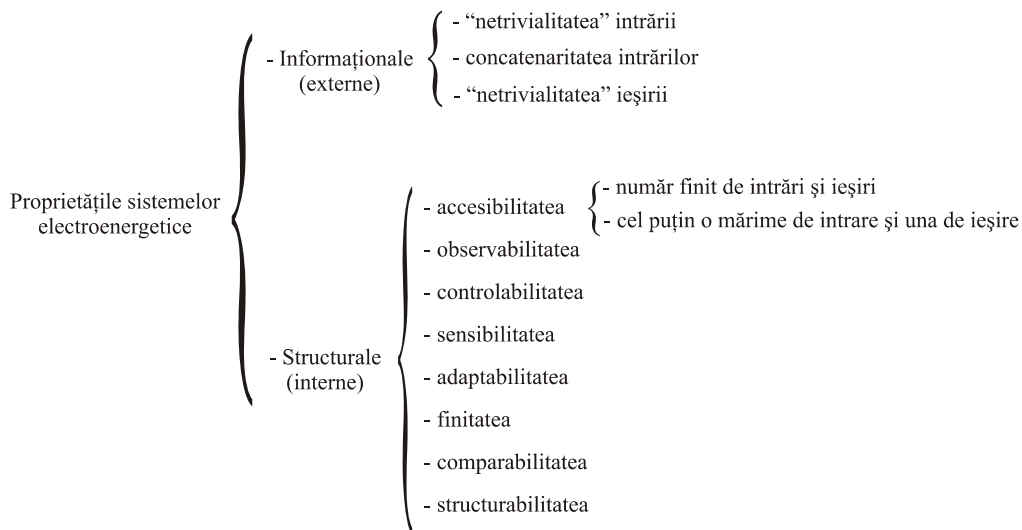


Fig. 4.12. Clasificarea proprietăților sistemelor electroenergetice.

Din analiza celor prezentate se constată că una din cele mai importante proprietăți o constituie cea de *observabilitate* și ea corespunde proprietății de a se deduce cel puțin o variabilă internă – x – convenabil aleasă, care să fie *observabilă*.

O asemenea variabilă se numește *variabilă de stare* și în general face parte tot din spațiul topologic finit dimensional.

În condițiile abordării sistemice a comportării sistemelor electroenergetice trebuie avut în vedere faptul că acesta trebuie să fie capabil să-și satisfacă autonom condițiile de funcționalitate, cu condiția ca, în lanțurile de cauze și efecte cauzale, să nu depășească anumite limite de valori și de durată. În cazul în care apare depășirea

temporară sau permanentă a limitelor uneia sau mai multor cauze, sistemul intră în *instabilitate* iar fenomenul se numește *incident* sau *avarie*. În condițiile rețelei poluate armonic instabilitatea poate corespunde unui fenomen de rezonanță paralel, care conduce la deteriorarea unor elemente de rețea, acționarea sistemelor de protecție și în final schimbarea stării sistemului de distribuție considerat inițial, eventual nealimentarea consumatorilor. Starea de instabilitate poate fi evitată prin implementarea unor metode și mijloace ce determină *controlabilitatea*. În condițiile unei rețele poluate armonic, acesta presupune a se acționa în sensul limitării regimului deformant, optimizarea compensării puterii reactive etc.

4.3.1.2. Stabilitatea sistemelor automate

În cazul unui sistem dinamic, stabilitatea unui sistem automat se referă la funcționarea sigură a acestuia, fiind proprietatea sistemului de a restabili prin acțiunea sa un nou regim staționar atunci când a fost scos dintr-un regim staționar anterior, fie ca urmare a unei variații a mărimii de intrare, fie din cauza unei perturbații. Pentru ca un sistem dinamic să fie stabil, este necesar ca regimul tranzitoriu să aibă o durată limitată, dar este necesar ca toate componentele sale tranzitorii să se anuleze atunci când timpul tinde spre infinit. Aceste componente sunt determinate de rădăcinile ecuației caracteristice și de condițiile inițiale ([89]).

Rădăcinile ecuației caracteristice pot fi reale sau complex conjugate. O rădăcină reală de forma p_i a ecuației caracteristice conduce la o componentă tranzitorie de forma $C_i \cdot \exp(p_i \cdot t)$, unde constanta C_i se determină din condițiile inițiale.

Condiția necesară pentru ca această componentă să tindă către zero, atunci când timpul tinde către infinit este ca $p_i < 0$.

Pe de altă parte o pereche de rădăcini complex conjugate de forma $p_{k,k+1} = \alpha \pm j \cdot \beta$ ale ecuației caracteristice, determină o componentă tranzitorie de forma $C_k \cdot \exp(\alpha \cdot t) \cdot \sin(\beta \cdot t + \gamma)$, unde C_k și γ depind de α și β , precum și de condițiile inițiale. Condiția necesară pentru ca această componentă să tindă către zero, atunci când timpul tinde către infinit, este ca $\alpha < 0$.

Prin urmare condiția ca un sistem liniar să fie stabil, cum ar fi de exemplu problema funcționării în regim poluat armonic a unei rețele electrice de distribuție, este posibilă, dacă rădăcinile ecuației caracteristice se găsesc în semiplanul stâng al planului complex.

Stabilirea rădăcinilor ecuației caracteristice a sistemului poate fi simplificată dacă ecuația diferențială de ordin superior corespunzătoare sistemului se înlocuiește cu un sistem de ecuații diferențiale de ordinul întâi. Acest lucru este posibil dacă studiul comportării sistemului se efectuează cu ajutorul **metodei variabilelor de stare**.

În cadrul acestei metode rădăcinile ecuației caracteristice sunt de fapt **valorile proprii ale matricei de stare**. Din acest motiv în cele ce urmează se vor face câteva referiri la valorile proprii ale unei matrice.

4.3.1.3. Valorile proprii ale unei matrice

Analiza comportării dinamice a unor sisteme liniare sau liniarizate conduce la realizarea unor modele matematice formate din sisteme de ecuații liniare, omogene, de mari dimensiuni ([89], [56]). Aceste sisteme admit soluția banală $x = 0$, care de regulă, din punct de vedere fizic, nu prezintă interes. Ele prezintă însă și alte soluții nebanale, de interes practic, dacă și numai dacă matricea coeficienților $(A - \lambda \cdot I)$ este singulară, adică:

$$\det(\mathbf{A} - \lambda \cdot \mathbf{I}) = 0 \quad (4.32)$$

Determinantul definit de relația (4.32) se numește determinantul caracteristic al matricei \mathbf{A} iar rădăcinile ecuației caracteristice, de mai jos:

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{X} = \lambda \cdot \mathbf{X} \quad (4.33)$$

sunt tocmai valorile proprii ale matricei \mathbf{A} . Ele conduc la anularea determinantului principal al matricei coeficienților sistemului (4.33), fapt ce determină existența unei soluții nebanale. Aceste soluții nebanale poartă numele de *vectori proprii ai matricei A*. Vectorii proprii corespunzători valorilor proprii reale au elemente reale iar cei aferenți valorilor proprii complex conjugate au valori complex conjugate.

Ansamblul valorilor proprii ale matricei \mathbf{A} , notate cu $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$, formează spectrul matricei \mathbf{A} , notat cu $\Gamma(\mathbf{A})$. Spectrul radial $\rho(\mathbf{A})$ al matricei \mathbf{A} este definit de modulul valorilor proprii, de modul maxim.

Vectorii proprii se notează cu x_1, x_2, \dots, x_n , iar dacă matricea pătrată se definește ca având pe coloane vectorii proprii, atunci cele n sisteme de forma (4.33) obținute prin înlocuirea a câte unei valori proprii λ_i și a vectorului propriu-zis se pot restrânge sub forma:

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{X} = \mathbf{X} \cdot \lambda \quad (4.34)$$

unde matricea \mathbf{X} și matricea diagonală λ a valorilor proprii sunt de forma:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{21} & \dots & x_{n1} \\ x_{12} & x_{22} & \dots & x_{n2} \\ x_{13} & x_{23} & \dots & x_{n3} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{1n} & x_{2n} & \dots & x_{nn} \end{bmatrix} \quad \text{și} \quad \lambda = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_n \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Ecuația (4.34) definește *ecuația modală*, iar matricea \mathbf{X} este *matricea modală*. Dacă matricea \mathbf{X} are coloanele liniar independente, atunci este nesingulară și corespunzător se poate defini \mathbf{X}^{-1} .

Înmulțind relația (4.34) la stânga cu \mathbf{X}^{-1} rezultă:

$$\mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} = \lambda \quad (4.36)$$

adică dacă se cunosc vectorii proprii ai matricei \mathbf{A} , atunci valorile sale proprii sunt elementele de pe diagonala principală a matricei diagonale $\mathbf{X}^{-1} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{X}$.

4.3.1.4. Aplicarea metodei variabilelor de stare la determinarea frecvențelor de rezonanță armonică

După cum este cunoscut, comportarea sistemelor automate este analizată prin intermediul unor caracteristici intrare-ieșire. Alături de această modalitate, în ultima vreme se preferă descrierea comportării acestor sisteme în spațiul abstract al variabilelor de stare. Trebuie menționat că aceste variabile de stare reprezintă un grup de mărimi care definesc complet starea sistemului la un anumit moment. Ele nu sunt unice pentru un anumit sistem, dar trebuie judicios alese pentru ca plecând de la o anumită stare cunoscută, să permită cunoașterea stării viitoare a sistemului ([17], [21], [52]).

Aplicarea acestei metode în domeniul rețelelor electrice, permite analiza în frecvență a comportării rețelei, oferind valorile frecvențelor de rezonanță armonică, paralel și serie, în nodurile acesteia, fără cunoașterea variației cu frecvența a impedanțelor armonice văzute în nodurile rețelei.

În cadrul metodei variabilelor de stare, comportarea sistemului (descrisă clasic de o ecuație diferențială de gradul n) este ilustrată de ecuațiile:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \mathbf{A} \cdot x + \mathbf{B} \cdot j \\ u &= \mathbf{C} \cdot x \end{aligned} \quad (4.37)$$

unde \mathbf{A} este matricea de stare a sistemului având dimensiunea $n \times n$; \mathbf{B} este matricea de control având dimensiunea $n \times q$; \mathbf{C} este matricea de ieșire având dimensiunea $m \times n$; x este vectorul de stare având dimensiunea n ; u - vectorul de ieșire, de dimensiune m ; j - vectorul de control, de dimensiune q .

Pe lângă ecuațiile (4.37) se mai cunosc valorile inițiale ale variabilelor $x_i (i = \overline{1, n})$, $j_j (j = \overline{1, q})$.

În cazul unei rețele electrice de distribuție liniare poluate armonic, stabilirea componentelor matricelor mai sus menționate, poate fi efectuată astfel:

- variabile de stare – curenții armonici independenți prin inductivitățile longitudinale ($I_{i,j}$) sau transversale ($I_i (i = \overline{1, n})$) din schemele echivalente ale consumatorilor, liniilor și/sau ale transformatoarelor, precum și tensiunile armonice la bornele condensatoarelor ($U_i (i = \overline{1, n})$). În toate nodurile sistemului s-a presupus existența unor baterii de condensatoare folosite pentru compensare (în cazul general se pot folosi și pentru compensare, filtrare). Alegerea variabilelor de stare se efectuează avându-se în vedere că frecvențele de rezonanță armonică sunt determinate de valorile capacităților și inductivităților elementelor schemei echivalente, rezultând, în mod firesc, considerarea curenților prin inductanță și a tensiunilor la bornele condensatoarelor, drept variabile de stare.
- variabile de control – curenții armonici injectați în fiecare nod al rețelei $j_j (j = \overline{1, q})$;
- mărimile de ieșire – tensiunile armonice rezultante în fiecare nod al rețelei $u_j (j = \overline{1, m})$;

Scrierea matricelor \mathbf{A} și \mathbf{B} are la bază aplicarea teoremelor lui Kirchoff în rețeaua considerată. Astfel, pentru o porțiune de rețea oarecare, aferentă de exemplu nodurilor i și j (fig. 4.13) se pot scrie relațiile:

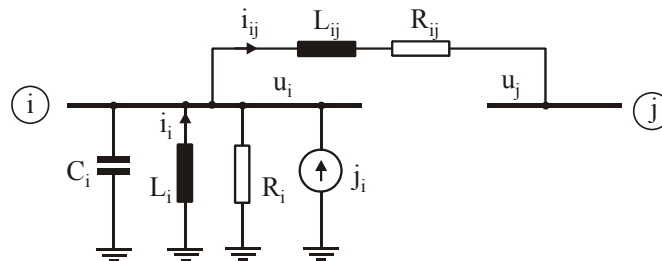


Fig. 4.13. Porțiune de rețea – schemă echivalentă.

$$\begin{aligned} i_j + j_j &= C_i \frac{du_j}{dt} + \frac{u_j}{R_1} + i_{ij} \\ -u_i &= L_i \frac{di_j}{dt} \\ u_i - u_j &= L_{ij} \frac{di_{ij}}{dt} + R_{ij} \cdot i_{ij} \end{aligned} \quad (4.38)$$

Relațiile anterioare mai pot fi scrise, astfel:

$$\begin{aligned} \frac{di_j}{dt} &= -\frac{1}{L_j} u_j \\ \frac{di_{ij}}{dt} &= -\frac{R_{ij}}{L_{ij}} i_{ij} + \frac{1}{L_{ij}} u_j - \frac{1}{L_{ij}} u_i \\ \frac{du_i}{dt} &= \frac{1}{C_i} i_i - \frac{1}{C_i} i_{ij} - \frac{u_j}{C_i R_i} + \frac{1}{C_i} j_j \end{aligned} \quad (4.39)$$

Ca urmare matricele **A**, **B** și **C** au următoarea structură:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \overbrace{\text{termeni } \pm \frac{R}{L}}^{n_1} & \overbrace{\text{termeni } \pm \frac{1}{L}}^m \\ \dots & \dots \\ \overbrace{\text{termeni } \pm \frac{1}{C}}^{n_1} & \overbrace{\text{termeni } \pm \frac{1}{CR}}^m \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \overbrace{0 \dots 0}^{n_1} & \overbrace{\frac{1}{C_1} \ 0 \dots 0}^m \\ \dots & \dots \\ \overbrace{0 \dots 0}^{n_1} & \overbrace{0 \ 0 \dots \frac{1}{C_m}}^m \end{bmatrix} \quad q$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \overbrace{0 \dots 0}^{n_1} & \overbrace{1 \ 0 \dots 0}^m \\ \dots & \dots \\ \overbrace{0 \dots 0}^{n_1} & \overbrace{0 \ 0 \dots 1}^m \end{bmatrix} \quad m \quad (4.41)$$

Aplicând transformata Laplace primei relații (4.37) aceasta devine:

$$s \cdot \mathbf{X}(s) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X}(s) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{J}(s) \quad (4.42)$$

sau dacă se notează cu I_n matricea unitate de ordinul n , relația (4.42) devine:

$$\mathbf{X}(s) = (s \cdot \mathbf{I}_n - \mathbf{A})^{-1} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{J}(s) \quad (4.43)$$

Dacă ne referim la mărimile armonice în noduri, tensiuni (u_i) și curenți injectați (j_i), avându-se în vedere legea lui Ohm, se poate scrie:

$$\mathbf{U}(s) = \mathbf{Z}(s) \cdot \mathbf{J}(s) \quad (4.44)$$

unde $Z(s)$ este matricea impedanțelor operaționale ale rețelei.

Înlocuind relația (4.44) în relația (4.43), se obține:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{C} \cdot (s \cdot \mathbf{I}_n - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} \quad \text{sau} \quad \mathbf{Z} = \mathbf{C} \cdot \frac{\text{adj}(s \cdot \mathbf{I}_n - \mathbf{A})}{\det(s \cdot \mathbf{I}_n - \mathbf{A})} \cdot \mathbf{B} \quad (4.45)$$

Impedanța echivalentă operațională scrisă în nodul p este reprezentată de termenul diagonal de rang $n_i + p$ al matricei \mathbf{Z} , n_i fiind numărul curenților prin inductanțe considerate variabile de stare. Ca urmare, dacă \mathbf{A}_p este matricea obținută din \mathbf{A} prin suprimarea liniei și coloanei $n_i + p$, rezultă:

$$\mathbf{Z}_p = \frac{1}{\mathbf{C}_p} \cdot \frac{\det(s \cdot \mathbf{I}_{n-1} - \mathbf{A}_p)}{\det(s \cdot \mathbf{I}_n - \mathbf{A})} \quad (4.46)$$

Din analiza relației (4.46) se constată că polii rețelei corespund valorilor proprii ai matricei \mathbf{A} iar zerourile rețelei văzute de nodul p , valorilor proprii ale matricei \mathbf{A}_p .

Nu este obligatoriu însă ca toate nodurile rețelei să prezinte aceiași poli și respectiv zerouri, este posibil ca în unele noduri anumite zerouri să corespundă cu polii, compensându-se reciproc. Desigur această corespondență trebuie acceptată într-o limită restrânsă la câțiva Hz.

Practic, pentru a evita fenomenul de rezonanță armonică paralel, este de dorit ca polii să nu fie plasați în apropierea frecvențelor armonice produse de surse poluante.

4.3.1.5. Studiu de caz

În continuare se prezintă o aplicație numerică sub forma unui studiu de caz ce vizează o rețea de distribuție poluată armonic, ce conține instalații de compensare. Scopul acesteia este cel de a valida aplicarea metodei variabilelor de stare la identificarea rezonanțelor armonice

Se consideră rețeaua de distribuție din fig. 4.14, caracteristicile elementelor componente fiind notate alăturat.

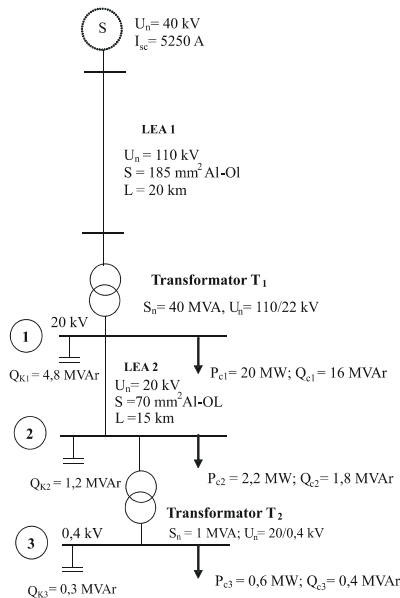


Fig. 4.14. Rețea electrică de distribuție.

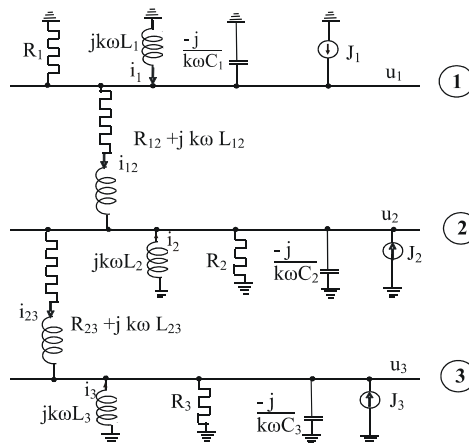


Fig. 4.15. Schema echivalentă armonică a rețelei din fig. 4.14.

Corespunzător rețelei din fig. 4.14 se întocmește schema echivalentă monofilară din fig. 4.15. La stabilirea modelelor armonice ale elementelor de rețea s-au avut în vedere cele prezentate la capitolul 3.

Ipoteza principală utilizată la întocmirea schemei echivalente din fig. 4.15 are în vedere liniaritatea elementelor de rețea (constanța inductanțelor și a capacităților), precum și faptul că reprezentarea surselor poluante a fost făcută prin injecții de curent constant pe armonica respectivă. Valorile parametrilor echivalenți ale elementelor de rețea (fig. 4.15), calculate la nivelul de 20 kV, sunt următoarele:

$$\begin{array}{lll} L_1 = 6,279 \text{ mH} & R_1 = 20 \ \Omega & C_1 = 38,2 \ \mu\text{F} \\ L_2 = 708 \text{ mH} & R_2 = 181 \ \Omega & C_2 = 9,55 \ \mu\text{F} \\ L_3 = 3180 \text{ mH} & R_3 = 666,67 \ \Omega & C_3 = 2,39 \ \mu\text{F} \\ L_{12} = 16,3 \text{ mH} & R_{12} = 6,55 \ \Omega & \\ L_{23} = 76,43 \text{ mH} & R_{23} = 1,04 \ \Omega & \end{array}$$

Considerând drept variabile de stare, curenții prin inductivitățile schemei echivalente și tensiunile la bornele capacităților, relațiile (4.34) pot fi scrise sub forma:

$$\begin{array}{ll} \frac{di_1}{dt} = -\frac{u_1}{L_1} & \frac{di_{12}}{dt} = \frac{u_1}{L_{12}} - \frac{u_2}{L_{12}} - \frac{R_{12}}{L_{12}} i_{12} \\ \frac{di_2}{dt} = -\frac{u_2}{L_2} & \frac{di_{23}}{dt} = \frac{u_2}{L_{23}} - \frac{u_3}{L_{23}} - \frac{R_{23}}{L_{23}} i_{23} \\ \frac{di_3}{dt} = -\frac{u_3}{L_3} & \frac{du_1}{dt} = \frac{1}{C_1} i_1 - \frac{1}{C_1} i_{12} - \frac{u_1}{C_1 R_1} + \frac{J_1}{C_1} \\ & \frac{du_2}{dt} = \frac{1}{C_2} i_2 + \frac{1}{C_2} i_{12} - \frac{1}{C_2} i_{23} - \frac{u_2}{C_2 R_2} + \frac{J_2}{C_2} \\ & \frac{du_3}{dt} = \frac{1}{C_3} i_3 + \frac{1}{C_3} i_{23} - \frac{u_3}{C_3 R_3} + \frac{J_3}{C_3} \end{array} \quad (4.47)$$

Matricea \mathbf{A} , matricea de stare a rețelei, are forma următoare:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_3} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{12}}{L_{12}} & 0 & \frac{1}{L_{12}} & -\frac{1}{L_{12}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{23}}{L_{23}} & 0 & \frac{1}{L_{23}} & -\frac{1}{L_{23}} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & -\frac{1}{C_1 R_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_3} & 0 & \frac{1}{C_3} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_3 R_3} \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

Valorile ei proprii de interes (complex conjugate) sunt (Anexa 3):

- $-484,584 \pm j 1517,0$
- $-482,889 \pm j 2348,0$
- $-492,407 \pm j 3304$

Corespunzător, frecvențele polilor sunt:

$$f_1 = 241,504 \text{ Hz}; f_2 = 373,682 \text{ Hz}; f_3 = 525,85 \text{ Hz}.$$

Prin urmare sunt vizate armonicile de rang $k = 5, 7$ și 11 .

Pentru matricele \mathbf{A}_p ($p = 1, 2, 3$) corespunzătoare nodurilor 1, 2, 3 se obțin valorile proprii de interes și anume:

- nod 1: $-393,526 \pm j3108$; $-411,85 \pm j 1941$ adică: $f_{11} = 308,96 \text{ Hz}$,
 $f_{12} = 494,63 \text{ Hz}$
- nod 2: $-713,291 \pm j2321$; $-320,45 \pm j 2348$, adică: $f_{21} = 369,39 \text{ Hz}$;
 $f_{22} = 373,64 \text{ Hz}$
- nod 3: $-548,729 \pm j1790$; $-562,286 \pm j3 167$, adică: $f_{31} = 284,91 \text{ Hz}$;
 $f_{32} = 503,92 \text{ Hz}$

Se pune întrebarea dacă frecvențele găsite sunt definitive, adică, dată fiind apropierea unor poli de zerouri, nu va apare o compensare reciprocă și/sau o deplasare a acestora.

Răspunsul este afirmativ, astfel:

- nod 1 - poli: f_1, f_2, f_3 , zerouri: f_{11}, f_{12}
- nod 2 - poli: f_1, f_3 , zerouri: f_{21}
- nod 3 - poli: f_2 , zerouri -

În cazul frecvențelor mai sus determinate pot apare ușoare deplasări, rămânând însă apropiate de aceleași frecvențe multiplu de 50 Hz.

Una din întrebările care se ridică este cea dacă punerea în paralel a inductanței: sistem - linie - transformator 1, cu cea a consumatorului 1, nu afectează rezultatele. Pentru a răspunde la această întrebare s-a considerat și varianta cu 9 variabile de stare, în cele ce urmează, cele două inductanțe mai sus menționate fiind considerate distinct. Curenții s-au notat cu i_1 prin prima inductanță (sistem-linie-transformator 1) L_1 și respectiv cu i_4 , cel prin a doua inductanță (consumator) L_4 .

Sistemul de ecuații 4.43 devine:

$$\begin{aligned} \frac{d i_1}{dt} &= -\frac{u_1}{L_2} & \frac{d i_{12}}{dt} &= \frac{u_1}{L_{12}} - \frac{u_2}{L_{12}} - \frac{R_{12}}{L_{12}} i_{12} \\ \frac{d i_2}{dt} &= -\frac{u_2}{L_2} & \frac{d i_{23}}{dt} &= \frac{u_2}{L_{23}} - \frac{u_3}{L_{23}} - \frac{R_{23}}{L_{23}} i_{23} \\ \frac{d i_3}{dt} &= -\frac{u_3}{L_3} & \frac{d u_1}{dt} &= \frac{i_1}{C_1} - \frac{i_4}{C_1} - \frac{i_{12}}{C_1} - \frac{u_1}{R_1 C_1} + \frac{J_1}{C_1} \\ -\frac{d i_4}{dt} &= -\frac{u_1}{L_4} & \frac{d u_2}{dt} &= \frac{i_2}{C_2} + \frac{i_{12}}{C_2} - \frac{i_{23}}{C_2} - \frac{u_2}{R_2 C_2} + \frac{J_2}{C_2} \\ & & \frac{d u_3}{dt} &= \frac{i_3}{C_3} + \frac{i_{23}}{C_3} - \frac{u_3}{R_3 C_3} + \frac{J_3}{C_3} \end{aligned} \quad (4.49)$$

Corespunzător, matricea de stare a rețelei are expresia (4.50) Valorile proprii complex conjugate ale matricei \mathbf{A} pentru parametrii considerați în aplicația de față sunt:

$$-484,489 \pm j1517,0 \quad -412,889 \pm j2348,0 \quad -492,407 \pm j3304,$$

și lor le corespund frecvențele de rezonanță armonică următoare:

$$-f_1 = 240,55 \text{ Hz}; \quad -f_2 = 373,75 \text{ Hz}; \quad -f_3 = 529 \text{ Hz},$$

adică practic aceleași rezultate ca și în cazul considerării numai a 8 variabile de stare. Aceleași lucru se poate afirma și despre zerouri, calculând valorile proprii ale submatricilor A_7, A_8, A_9 .

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_3} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{12}}{L_{12}} & 0 & \frac{1}{L_{12}} & -\frac{1}{L_{12}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{23}}{L_{23}} & 0 & \frac{1}{L_{23}} & -\frac{1}{L_{23}} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & \frac{1}{C_1 R_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_3} & 0 & \frac{1}{C_3} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_3 R_3} \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

Cazul particular. O altă abordare poate considera, pentru rețeaua prezentată în fig. 4.14, 5 noduri, avându-se în vedere secțiunile de delimitare dintre sistem, linie și respectiv transformatorul T_1 (fig. 4.16). Drept capacități se pot considera cea a liniei de 110 kV pentru nodul 1 și de intrare a transformatorului T_1 pentru nodul 2.

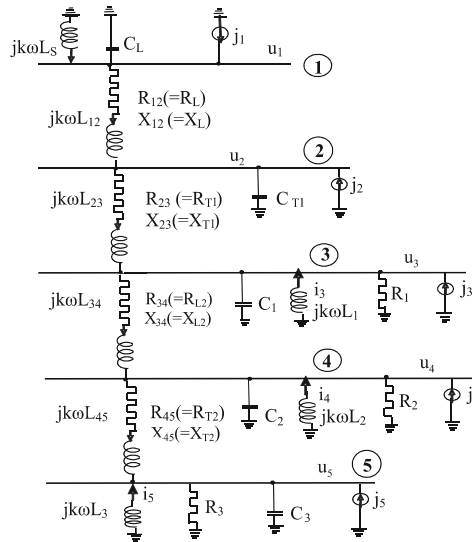


Fig. 4.16. Schema echivalentă armonică a rețelei din fig. 4.14 considerând 5 noduri.

Ecuțiile corespunzătoare acestei scheme echivalente sunt următoarele:

$$\begin{aligned}
 \frac{d i_1}{dt} &= -\frac{u_1}{L_5} & \frac{d i_{12}}{dt} &= \frac{u_1}{L_{12}} - \frac{u_2}{L_{12}} - \frac{R_{12}}{L_{12}} i_{12} \\
 \frac{d i_3}{dt} &= -\frac{u_3}{L_1} & \frac{d i_{23}}{dt} &= \frac{u_2}{L_{23}} - \frac{u_3}{L_{23}} - \frac{R_{23}}{L_{23}} i_{23} \\
 \frac{d i_4}{dt} &= -\frac{u_4}{L_2} & \frac{d i_{34}}{dt} &= \frac{u_3}{L_{34}} - \frac{u_4}{L_{34}} - \frac{R_{34}}{L_{34}} i_{34} \\
 \frac{d i_5}{dt} &= -\frac{u_5}{L_3} & \frac{d i_{45}}{dt} &= \frac{u_4}{L_{45}} - \frac{u_5}{L_{45}} - \frac{R_{45}}{L_{45}} i_{45}
 \end{aligned}$$

$$\frac{d u_1}{dt} = \frac{1}{C_1} i_1 - \frac{1}{C_1} i_{12} - \frac{J_1}{C_1} \tag{4.51}$$

$$\frac{d u_2}{dt} = \frac{i_{23}}{C_{T1}} - \frac{J_2}{C_{T2}}$$

$$\frac{d u_3}{dt} = \frac{1}{C_1} i_3 - \frac{1}{C_1} i_{34} + \frac{1}{C_1} i_{23} - \frac{u_3}{C_1 R_1} + \frac{J_3}{C_1}$$

$$\frac{d u_4}{dt} = \frac{1}{C_2} i_4 + \frac{1}{C_2} i_{34} - \frac{1}{C_2} i_{45} - \frac{u_4}{C_2 R_2} + \frac{J_4}{C_2}$$

$$\frac{d u_5}{dt} = \frac{1}{C_3} i_5 + \frac{1}{C_3} i_{45} - \frac{u_5}{C_3 R_3} + \frac{u_5}{C_3 R_3} + \frac{J_5}{C_3}$$

Matricea de stare are în acest caz forma:

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$$

unde submatricele componente au expresiile:

	i_1	i_3	i_4	i_5	i_{12}	i_{23}	i_{34}	i_{45}
i_1	0	0	0	0	0	0	0	0
i_3	0	0	0	0	0	0	0	0
i_4	0	0	0	0	0	0	0	0
i_5	0	0	0	0	0	0	0	0
i_{12}	0	0	0	0	$-\frac{R_{12}}{L_{12}}$	0	0	0
i_{23}	0	0	0	0	0	$-\frac{R_{23}}{L_{23}}$	0	0
i_{34}	0	0	0	0	0	0	$-\frac{R_{34}}{L_{34}}$	0
i_{45}	0							$-\frac{R_{45}}{L_{45}}$

$$A_{12} =$$

	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5
i_1	$-\frac{1}{L_5}$	0	0	0	0
i_3	0	0	$-\frac{1}{L_1}$	0	0
i_4	0	0	0	$-\frac{1}{L_1}$	0
i_5	$-\frac{1}{L_{12}}$	$-\frac{1}{L_{12}}$	0	0	$-\frac{1}{L_3}$
i_{12}	0	0	0	0	0
i_{23}	0	$-\frac{1}{L_{23}}$	$-\frac{1}{L_{23}}$	0	0
i_{34}	0	0	$-\frac{1}{L_{34}}$	$-\frac{1}{L_{34}}$	0
i_{45}	0	0	0	$-\frac{1}{L_{45}}$	$-\frac{1}{L_{45}}$

$$A_{21} =$$

	i_1	i_3	i_4	i_5	i_{12}	i_{23}	i_{34}	i_{45}
u_1	$\frac{1}{C_L}$	0	0	0	$-\frac{1}{C_L}$	0	0	0
u_2	0	0	0	0	0	0	0	0
u_3	0	$\frac{1}{C_1}$	0	0	0	$\frac{1}{C_1}$	$-\frac{1}{C_1}$	0
u_4	0		$\frac{1}{C_2}$	0	0	0	$\frac{1}{C_2}$	$-\frac{1}{C_2}$
u_5	0	0	0	$\frac{1}{C_3}$	0	0	0	$\frac{1}{C_3}$

$$A_{22} =$$

	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5
u_1	0	0	0	0	0
u_2	0	0	0	0	0
u_3	0	0	$-\frac{1}{C_1 R_1}$	0	0
u_4	0	0	0	$-\frac{1}{C_2 R_2}$	0
u_5	0	0	0	0	$-\frac{1}{C_3 R_3}$

Pentru simetrie pot fi considerate și sarcini rezistive în nodurile 1 și 2 și ele pot corespunde spre exemplu pierderilor dielectrice în linia L_1 , respectiv pierderilor în fier pentru transformatorul T_1 .

Rezultatele numerice sunt similare cu cele obținute în situațiile anterior prezentate, valorile nedepășind abateri de 4-5 %.

Pentru a verifica dacă rezultatele obținute sunt corecte, se aplică o altă metodă, spre exemplu cea a matricei admitanțelor armonice nodale [18].

Astfel, pentru schema echivalentă din fig. 4.15 matricea admitanțelor armonice nodale se prezintă sub forma:

$$\underline{Y} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11} & \underline{Y}_{12} & \underline{Y}_{13} \\ \underline{Y}_{21} & \underline{Y}_{22} & \underline{Y}_{23} \\ \underline{Y}_{31} & \underline{Y}_{32} & \underline{Y}_{33} \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

unde elementele matricei au forma:

$$\begin{aligned} \underline{Y}_{11} &= \frac{1}{R_1} - \frac{j}{k\omega L_1} + jk\omega C_1 + \frac{1}{R_{12} + jk\omega L_{12}} \\ \underline{Y}_{12} = \underline{Y}_{21} &= -\frac{1}{R_{12} + jk\omega L_{12}} ; \quad \underline{Y}_{13} = \underline{Y}_{31} = 0 \\ \underline{Y}_{22} &= \frac{1}{R_2} - \frac{j}{k\omega L_2} + jk\omega C_2 + \frac{1}{R_{12} + jk\omega L_{12}} + \frac{1}{R_{23} + jk\omega L_{23}} \\ \underline{Y}_{23} = \underline{Y}_{32} &= -\frac{1}{R_{23} + jk\omega L_{23}} ; \quad \underline{Y}_{33} = \frac{1}{R_3} - \frac{j}{k\omega L_3} + jk\omega C_3 + \frac{1}{R_{23} + jk\omega L_{23}} \end{aligned} \quad (4.53)$$

Pentru $k = 3 \div 6$, inversa matricei admitanțelor armonice nodale în care elementele s-au înlocuit cu modulele acestora, are forma:

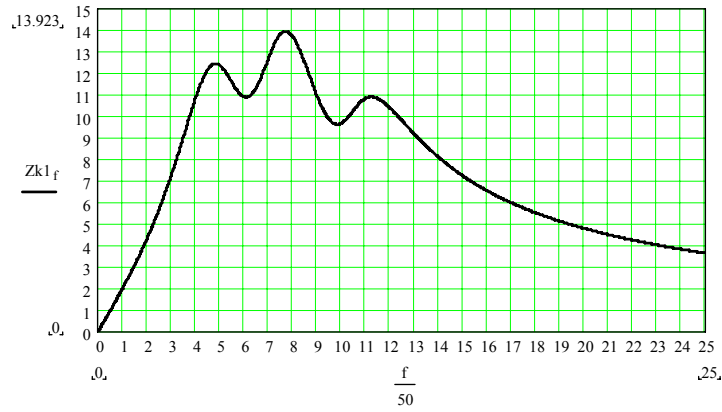
$$\begin{aligned} Y_n^{-1}(3) &= \begin{bmatrix} 7,238 & 7,859 & 9,040 \\ 7,859 & 26,500 & 30,449 \\ 9,030 & 30,449 & 110,314 \end{bmatrix} \Omega & Y_n^{-1}(5) &= \begin{bmatrix} 12,347 & 17,957 & 29,753 \\ 17,957 & 46,539 & 77,110 \\ 29,753 & 77,110 & 219,981 \end{bmatrix} \Omega \\ Y_n^{-1}(4) &= \begin{bmatrix} 10,819 & 13,389 & 17,807 \\ 13,385 & 39,938 & 53,135 \\ 17,807 & 53,135 & 170,616 \end{bmatrix} \Omega & Y_n^{-1}(6) &= \begin{bmatrix} 10,889 & 16,238 & 37,206 \\ 16,238 & 36,466 & 83,556 \\ 37,206 & 83,556 & 249,128 \end{bmatrix} \Omega \end{aligned}$$

Repartiția polilor și zerourilor pentru cele trei noduri devine (Anexa 2):

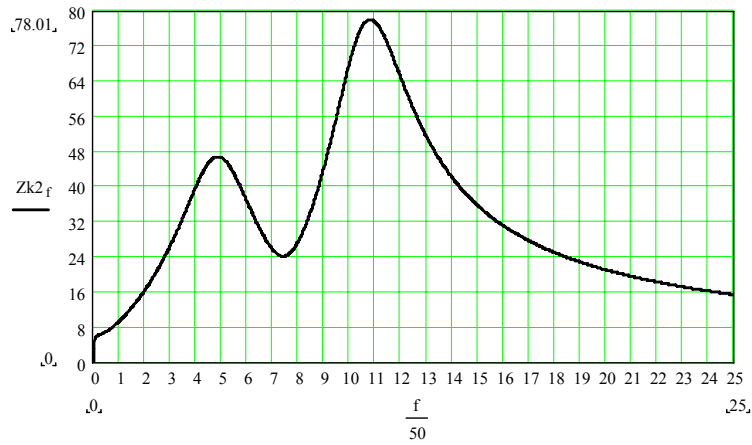
- Nod 1 – poli: 241 Hz, 385 Hz, 562 Hz; zerouri: 304 Hz; 492 Hz;
- Nod 2 – poli: 242 Hz, 540 Hz; zerouri: 370 Hz;
- Nod 3 – poli: 383 Hz; zerouri: -

Din analiza valorilor obținute prin cele două metode, se poate constata o bună apropiere – abaterea maximă nu depășește 7,5 %. Abaterile sunt mai mari în cazul polilor și mai mici în cazul zerourilor.

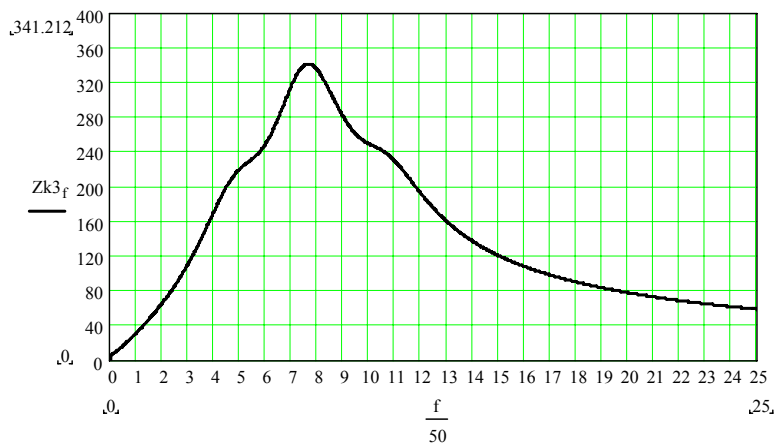
Variația impedanțelor armonice în nodurile rețelei se prezintă în fig. 4.17.



a)



b)



c)

Fig. 4.17. Variația impedanțelor armonice văzute din nodurile rețelei de distribuție: a) nod 1; b) nod 2; c) nod 3.

4.3.1.6. Sensibilitatea frecvenței de rezonanță armonică

Considerând un circuit paralel L, C frecvența de rezonanță armonică are expresia cunoscută :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.54)$$

iar sensibilitățile acesteia cu parametrii L și C sunt:

$$\frac{\partial f_0}{\partial L} = -\frac{1}{8\pi C^{1/2} L^{3/2}} \quad \text{respectiv} \quad \frac{\partial f_0}{\partial C} = -\frac{1}{8\pi C^{3/2} L^{1/2}} \quad (4.55)$$

Se constată că sensibilitatea frecvenței de rezonanță la variația parametrilor inductanță și capacitate este negativă, adică, la scăderea unuia dintre ei frecvența de rezonanță armonică crește. În cazul unui circuit serie-paralel de tip $R, L-C$ frecvența de rezonanță are expresia:

$$f_0 = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R}{L^2}} \quad (4.56)$$

iar sensibilitatea acesteia cu rezistența este:

$$\frac{\partial f_0}{\partial R} = \frac{1}{8\pi} \cdot \frac{1}{L^2} \left(\frac{1}{LC} - \frac{R}{L^2} \right)^{-3/2}, \quad \text{adică mai mare ca zero.} \quad (4.57)$$

Deci la creșterea rezistenței echivalente, frecvența de rezonanță crește și ea.

În legătură cu rezistența transversală care apare în schema echivalentă se pot face câteva observații interesante, dacă se consideră expresia impedanței armonice a nodului 2 din fig. 4.14 în care converg transformatorul T_1 , linia L_1 , sistemul S , consumatorul și bateria de condensatoare de putere Q_{K2} . Neglijând rezistența elementelor longitudinale și parametrii longitudinali ai liniei și transformatorului, impedanța armonică are expresia [5]:

$$\underline{Z}_k = R \frac{k}{k^2 + [ak^2 - (b+c)]^2} - j \cdot R \frac{ak^2 - (b+c)}{k^2 + [ak^2 - (b+c)]^2} \quad (4.58)$$

unde: a, b, c sunt coeficienți ale căror expresii sunt: $a = R/X_c$; $b = R/X_e$ și $c = R/X$, unde: R – rezistența consumatorului din schema echivalentă; X – reactanța consumatorului pe fundamentală; X_c – reactanța bateriei de condensatoare pe fundamentală; X_e – reactanța echivalentă a transformatorului, liniei și sistemului:

$X_e = X_T + X_L + X_S$; k – rangul armonicii.

La rezonanță, rangul armonicii corespunzătoare este $k_0 = \sqrt{\frac{b+c}{a}}$ iar impedanța armonică se reduce la $Z_{k_0} = R / k_0$. Deci la rezonanță, cu scăderea sarcinii, adică cu creșterea rezistenței R , valoarea impedanței armonice crește și ea (desigur în nodul la care ne referim).

În plus, în apropierea frecvenței de rezonanță sensibilitatea părții reale a impedanței armonice crește în valoare absolută foarte mult, iar partea imaginară a impedanței armonice își schimbă semnul.

Ne propunem acum de a studia numeric, pe zona de rețea prezentată în studiul de caz anterior, sensibilitatea frecvențelor de rezonanță armonică cu parametrii rețelei.

S-a considerat următorul program de modificări ale regimului de funcționare a rețelei de distribuție

- 1) Q_{k1} se reduce la jumătate ($\frac{1}{2}$);
- 2) Q_{k1} se reduce la o pătrime ($\frac{1}{4}$);
- 3) Q_{k1} se reduce la $\frac{3}{4}$;
- 4) Q_{k1} se reduce la jumătate ($\frac{1}{2}$) iar sarcina nodului 1 la jumătate ($\frac{1}{2}$);
- 5) Q_{k1} se reduce la o pătrime ($\frac{1}{4}$) iar sarcina nodului 1 la jumătate ($\frac{1}{2}$);
- 6) Q_{k1} se reduce la trei pătrimi ($\frac{3}{4}$) iar sarcina nodului 1 la jumătate ($\frac{1}{2}$);
- 7) Q_{k1} se reduce la jumătate ($\frac{1}{2}$) iar sarcina nodului 1 la o pătrime ($\frac{1}{4}$);
- 8) Q_{k1} se reduce la jumătate ($\frac{1}{2}$) iar sarcina nodului 1 la o optime ($\frac{1}{8}$);
- 9) Q_{k1} se reduce la jumătate ($\frac{1}{2}$) iar sarcina nodului 1 la $\frac{1}{16}$;
- 10) Q_{k1} se reduce la jumătate ($\frac{1}{2}$), sarcina activă a nodului 1 se reduce foarte mult iar cea reactivă la o pătrime ($\frac{1}{4}$);
- 11) Q_{k2} se reduce la jumătate ($\frac{1}{2}$);
- 12) Q_{k2} se consideră 1,8 MVAR;
- 13) Q_{k2} se consideră 1,2 MVAR iar sarcina nodului 2 se reduce la jumătate ($\frac{1}{2}$);
- 14) Q_{k2} se consideră 1,2 MVAR , sarcina activă a nodului 2 foarte mică, iar cea reactivă se reduce la jumătate ($\frac{1}{2}$);
- 15) Q_{k2} se consideră 1,2 MVAR , sarcina activă și reactivă a nodului 2 foarte mică;
- 16) Puterea de scurcircuit a sistemului se consideră 2000 MVA;
- 17) Q_{k3} se modifică la jumătate ($\frac{1}{2}$);
- 18) Q_{k3} se modifică la o pătrime ($\frac{1}{4}$).

Situația polilor și a zerourilor obținuți prin metoda variabilelor de stare, este prezentată în tabelul 4.1. Pentru exemplificare, în Anexa 4 se prezintă rezultatele calculului pentru varianta 1. De asemenea în fig. 4.18-4.25 s-au reprezentat variații ale modulului impedanțelor armonice pentru cele trei noduri, la modificarea unor parametri menționați mai sus. Din analiza celor prezentate rezultă următoarele:

- micșorarea compensării în nodul 1 – fig. 4.18 – conduce la deplasarea polilor și zerourilor în cele trei noduri. Primul pol apropiat de armonică a 5-a se deplasează cel mai puțin, apoi al doilea și în fine al 3-lea, cel mai mult (fig. 4.25). Din calcule rezultă ultimul pol în dreptul armonicii a 13-a; variația impedanței armonice indică chiar mai mult (armonică a 17-a). În ceea ce privește poziția zerourilor, aceasta variază de la un nod la altul: în nodul 1, zerourile rămân practic pe loc dar coboară cu scăderea gradului de compensare; în nodul 2 rămâne un singur zero, cel de-al doilea fiind compensat (de fapt el se deplasează foarte mult) – fig. 4.25; în nodul

- al 3-lea se deplasează ambele zerouri, primul de la 5,42 (când de fapt este compensat de primul poli) la 7,64 (care rămâne) iar al doilea de la 10 la 13,34 (ambii compensați de polii apropiați) – fig. 4.25.
- micșorarea compensării în nodul 2 – fig. 4.19 – conduce la deplasarea polilor 2 și 3 și a zerourilor în nodul 1 – fig. 4.19 –, deplasarea polilor 1 și 2 este nesemnificativă, în schimb a celui de-al 3-lea este mult mai accentuată, acesta putând fi și compensat – fig. 4.25. La fel și în nodul 2, micșorarea compensării practic nu deplasează primul poli, dar îl deplasează mult pe al 3-lea; crește sensibil și valoarea impedanței armonice în acest nod. În nodul 3 primul poli și al 3-lea sunt compensați; amplitudinea impedanței armonice crește – fig. 4.25.
 - micșorarea compensării în nodul 3 conduce la modificări ale variației impedanțelor armonice văzute în nodurile rețelei – fig. 4.20 –, deplasează și compensează polii – fig. 4.25 –, micșorând sau măbind amplitudinea impedanței armonice în nodurile rețelei. Astfel, în nodul 1, polul al doilea este compensat iar cel de-al treilea este adus spre armonici de rang mai mic. La fel și în nodul 2, polul doi este compensat iar cel de-al treilea este deplasat. În nodul 3, polul unu este compensat, la fel și al doilea iar cel de-al treilea deplasat. Se observă că amplitudinea impedanței armonice își dublează valoarea spre armonici superioare.
 - modificând puterea de scurtcircuit a sistemului și lăsând celelalte date de regim neschimbate, modificările polilor și zerourilor rămân practic neschimbate – fig. 4.21 și fig. 4.25 –, fapt explicabil dacă avem în vedere ponderea relativă scăzută a reactanței sistemului în reactanța echivalentă: sistem – linie – transformator 1.

Tabelul 4.1 Situația frecvențelor de rezonanță armonică (poli și zerouri) în nodurile rețelei (fig. 4.14) pentru diferite regimuri de funcționare

Varianta (Regim)	NOD 1		NOD 2		NOD 3	
	Poli	Zerouri	Poli	Zerouri	Poli	Zerouri
1	5,32	6,18	5,32	7,47	5,32	6,94
	8,68	9,89	8,68	10,04	8,68	11,34
	11,3		11,3		11,30	
2	5,45	6,18	5,45	7,47	5,45	7,64
	9,17	9,89	9,17	12,94	9,17	13,34
	13,32		13,32		13,32	
3	5,05	6,18	5,05	7,47	5,05	6,172
	7,88	9,89	7,88	8,29	7,88	10,462
	10,74		10,74		10,74	
4	5,25	6,18	5,25	7,47	5,25	6,82
	8,50	9,89	8,50	10,477	8,50	11,95
	12,056		12,06		12,06	
5	5,42	6,18	5,42	7,47	5,42	7,38
	8,99	9,89	8,99	14,534	8,99	15,32
	15,33		15,33		15,33	
6	5,06	6,18	5,06	7,47	5,06	6,26
	7,945	9,89	7,945	8,6	7,945	10,72
	11,01		11,01		11,01	
7	5,266	6,18	5,266	7,473	5,266	6,848
	8,496	9,89	8,496	10,534	8,486	12,00
	12,129		12,129		12,129	
8	5,285	6,18	5,285	7,473	5,285	6,88
	8,505	9,89	8,505	10,524	8,505	11,97
	12,098		12,098		12,098	

Varianta (Regim)	NOD 1		NOD 2		NOD 3	
	Poli	Zerouri	Poli	Zerouri	Poli	Zerouri
9	5,297	6,18	5,297	7,473	5,297	6,9
	8,514	9,89	8,514	10,509	8,514	11,937
	12,066		12,066		12,066	
10	5,325	6,18	5,325	7,473	5,325	6,955
	8,547	9,89	8,547	10,568	8,547	11,96
	12,074		12,074		12,074	
11	5,281	6,59	5,281	7,473	5,281	6,056
	7,394	13,084	7,394	7,388	7,394	13,286
	13,640		13,640		13,640	
12	4,433	5,677	4,433	7,388	4,433	5,298
	7,566	8,788	7,566	7,473	7,566	8,898
	9,281		9,281		9,281	
13	4,839	6,145	4,839	7,388	4,839	5,75
	7,472	9,888	7,472	7,473	7,472	10,00
	10,478		10,478		10,478	
14	4,864	6,142	4,864	7,388	4,864	5,804
	7,469	9,881	7,469	7,473	7,469	9,946
	10,452		10,452		10,452	
15	4,864	6,131	4,864	7,473	4,864	5,791
	7,470	9,866	7,470	7,388	7,470	9,93
	10,438		10,438		10,438	
16	5,0	6,18	5,0	7,48	5,0	5,96
	7,6	9,90	7,6	7,686	7,6	10,16
	10,58		10,58		10,58	
17	5,05	7,326	5,05	7,388	5,05	5,695
	8,825	11,654	8,825	10,452	8,825	10,08
	11,845		11,845		11,845	
18	5,147	7,88	5,147	7,388	5,147	5,699
	9,457	15,082	9,457	14,512	9,457	10,03
	15,094		15,094		15,094	

- deplasările polilor nu sunt aceleași la aceeași modificare a gradului de compensare al puterii reactive. Nu se poate stabili o regulă , dat fiind faptul că la numitorul frecvenței de rezonanță armonică apare produsul LC sub radical. Aceleași afirmații se pot face și în legătură cu zerourile. Sensibilitatea acestora variază, dependent de nod și de rangul zeroului; spre exemplu în nodul 1 ambele zerouri sunt sensibile la gradul de compensare.
- modificând sarcina activă și reactivă în nodul 1 – fig. 4.22 – se constată că frecvențele polilor și zerourilor nu se deplasează, în schimb curbele de variație ale impedanțelor armonice se nuanțează. Astfel, în nodul 1, în care se produce modificarea, amplitudinea impedanței în poli crește (la fel și în zerouri), creșterea cea mai accentuată fiind de aproape 200 %; în nodurile 2, 3 amplitudinea impedanței crește ușor în poli și scade în zerouri, creșterea cea mai pronunțată fiind în primul pol al impedanței nodului 2, cu cca. 47%.
- modificând sarcina activă și reactivă în nodul 2 – fig. 4.23 – se constată că frecvențele polilor și ale zerourilor nu se deplasează , în schimb curbele de variație ale impedanțelor armonice se nuanțează, prin creșterea sau micșorarea amplitudinilor impedanței armonice în poli și zerouri și aceasta dependent de nod. Astfel, în nodul 2 unde se efectuează modificarea, practic se constată numai creșterea valorilor impedanței armonice, mai pronunțată în poli și mai slabă în zerouri; în schimb în

nodul 1 creșterea se produce doar în polul unu și trei, în al doilea se constată o scădere; la fel și în cele două zerouri. În nodul 3 efectul modificării sarcinii din nodul 2 se resimte mai puțin, totuși ea afectează valorile impedanței armonice, mai ales pentru $k=7$ sau $k=11$.

- modificând sarcina activă și reactivă în nodul 3 – fig. 4.24 – se constată și de această dată că frecvențele polilor și zerourilor nu se deplasează, curbele de variație ale impedanțelor armonice însă se nuanțează; în nodul 3 valoarea impedanței armonice se deplasează sensibil pentru toate valorile rangului armonic, creșterea maximă (în pol) fiind de cca. 37%; în nodurile 1 și 2 valoarea impedanței crește în poli și scade în zerouri, variațiile cele mai pronunțate fiind în zerouri.

Concluzia care se desprinde este aceea că, modificând sarcina activă și reactivă în nodurile rețelei nu se produc în general deplasări ale frecvențelor de rezonanță armonică (poli și zerouri) dar se modifică valorile impedanțelor armonice în aceste puncte, nuanțând forma curbelor de variație și accentuând diferența dintre "goluri" și "vârfuri"; este posibil ca printr-o astfel de modificare de formă a curbei de variație a impedanței armonice, structura acesteia (număr de poli și zerouri) în zona de interes să fie schimbată.

Alte concluzii care se desprind din această analiză conduc la următoarele afirmații:

- modificarea puterii reactive instalate în bateriile de condensatoare determină deplasarea frecvențelor de rezonanță armonică;
- în nodul în care se face modificarea compensării, primul pol nu se deplasează practic deloc, în schimb ultimul se deplasează sensibil; dacă în nod există un singur pol acesta se deplasează sensibil;
- modificarea puterii reactive de compensare afectează sensibil și amplitudinea impedanței armonice în polul "slab" al nodului; o mărește, spre exemplu, dacă compensarea se reduce;
- reducerea sarcinii active și reactive nuanțează variația cu frecvența a curbei impedanței armonice dar cele mai periculoase valori apar neapărat în nodul în care s-a efectuat variația sarcinii active, dar nu pot apărea și în unul vecin;
- în apropierea polilor, la scăderea sarcinii active sensibilitatea variației impedanței armonice cu frecvența se mărește în valoare absolută.

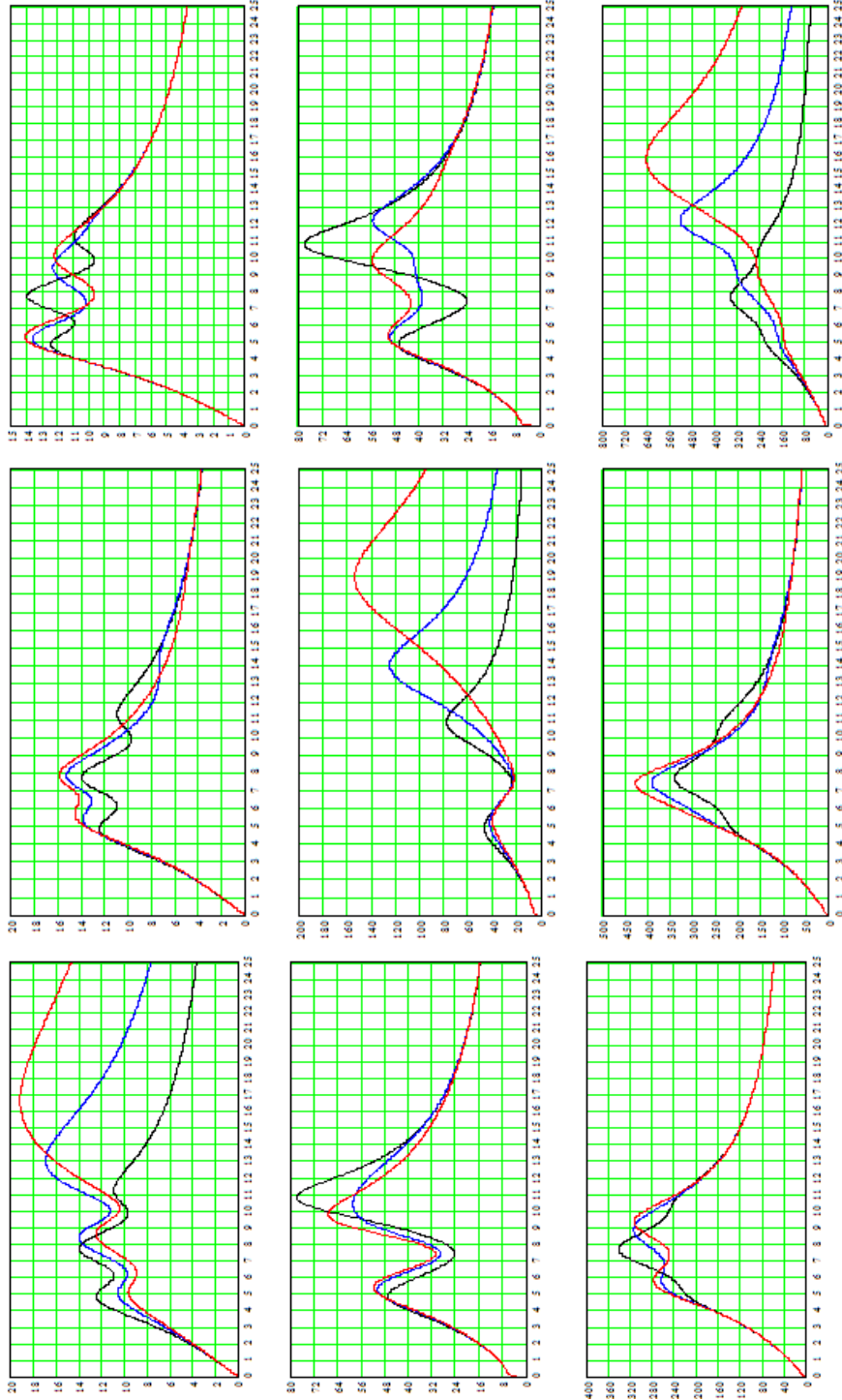


Fig. 4.18. Variația impedanțelor armonice la modificarea compensării în nodul 1; pentru: a) nodul 1; b) nodul 2; c) nodul 3. a₁) $Q_{k1}/4$; b₁) $Q_{k1}/2$; c₁) Q_{k1} .

Fig. 4.19. Variația impedanțelor armonice la modificarea compensării în nodul 2, Q_{k2} , pentru: a) nodul 1; b) nodul 2; c) nodul 3. a₁) $Q_{k2}/4$; b₁) $Q_{k2}/2$; c₁) Q_{k2} .

Fig. 4.20. Variația impedanțelor armonice la modificarea compensării în nodul 1, Q_{k3} , pentru: a) nodul 1; b) nodul 2; c) nodul 3. a₁) $Q_{k3}/4$; b₁) $Q_{k3}/2$; c₁) Q_{k3} .

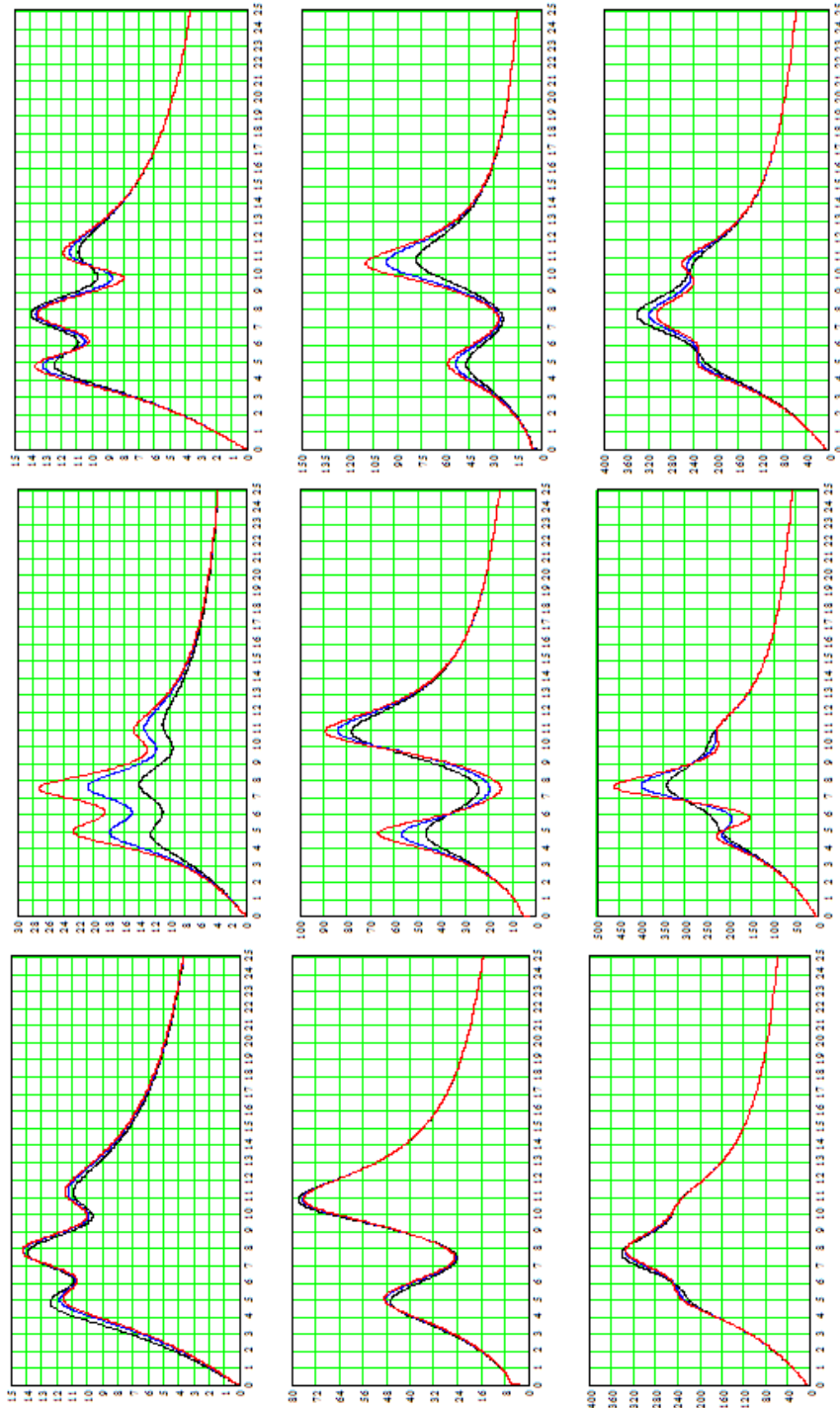


Fig. 4.21. Variația impedanțelor armonice cu puterea de scurt circuit a sistemului în nodurile: a) nodul 1; b) nodul 2; c) nodul 3. a₁) S_{sc}=1000MVA; b₁) S_{sc}=2000MVA ; c₁) S_{sc}=3000MVA.

Fig. 4.22. Variația impedanțelor armonice cu sarcina (activă și reactivă) a nodului 1 în: a) nodul 1; b) nodul 2; c) nodul 3. a₁->S_n/4; b₁->S_n/2; c₁->S_n.

Fig. 4.23. Variația impedanțelor armonice cu sarcina m\nodului 2 în nodurile: a) nodul 1; b) nodul 2; c) nodul 3. a₁->S_n/4; b₁->S_n/2; c₁->S_n.

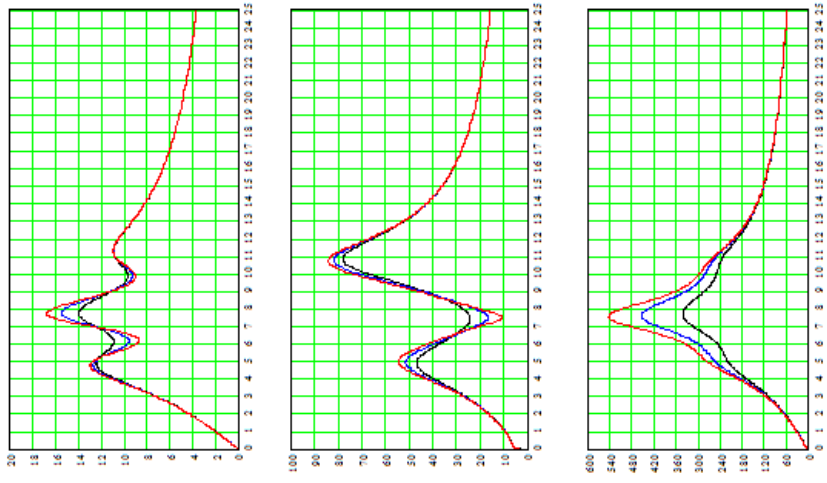


Fig. 4.24. Variația impedanțelor armonice cu modificarea sarcinii nodului 3 în nodurile:
 a) nodul 1; b) nodul 2; c) nodul 3.
 $a_1 \rightarrow S_{n/4}$; $b_1 \rightarrow S_{n/2}$; $c_1 \rightarrow S_n$

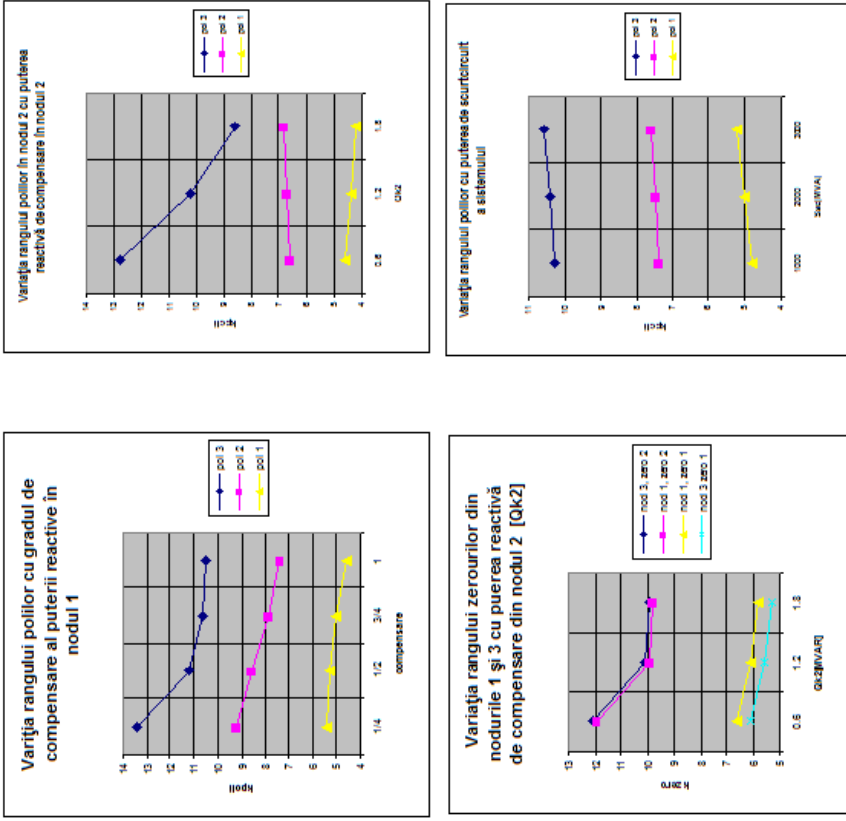


Fig. 4.25. Variația rangurilor armonice pentru poli respectiv zerouri:
 a) poli – nodul 1 – cu gradul compensării Q_{k1} ; b) poli – nodul 1 – cu gradul compensării Q_{k2} ; c) zerouri – nodul 1 și 3 – poli – nodul 1 – cu gradul comp. Q_{k2} ; d) poli – nod 2 – cu puterea de sc. a SEE.

4.4. Concluzii

În acest al patrulea capitol s-a prezentat modul de aplicare a metodei variabilelor de stare la stabilirea frecvențelor de rezonanță armonică într-o rețea poluată armonic. După trecerea în revistă a elementelor generale legate de rezonanțele în rețelele de curent alternativ conținând elemente reactive de circuit, s-au expus noțiunile privind abordarea sistemică în proiectarea și conducerea sistemelor electroenergetice, evidențiindu-se avantajele pe care le oferă această abordare, inclusiv în cadrul rețelelor poluate armonic. În cadrul proprietăților sistemelor automate de observabilitate și controlabilitate, estimarea stării sistemelor are un rol deosebit iar metoda variabilelor de stare unul dedicat. Mai puțin răspândită în domeniul analizei rețelelor poluate armonic, metoda variabilelor de stare se dovedește a fi un instrument util pentru cercetarea fenomenelor rezonante, având marele avantaj al rapidității și preciziei.

Pentru aplicarea metodei în sensul identificării frecvențelor de rezonanță într-o rețea de distribuție poluată armonic, se indică inițial modul de alegere a variabilelor de stare (curenții armonici independenți prin inductivitățile longitudinale sau transversale din schemele echivalente ale consumatorilor, liniilor și/sau ale transformatoarelor și tensiunile armonice la bornele condensatoarelor), a variabilelor de control (curenții armonici injectați în fiecare nod al rețelei), a mărimilor de ieșire (tensiunile armonice rezultante în fiecare nod al rețelei) și apoi corespunzător scrierea matricelor de stare, de control și de ieșire. Aceste elemente sunt fundamentale în aplicarea metodei variabilelor de stare și condiționează corectitudinea rezultatelor obținute. Cele prezentate teoretic sunt exemplificate pe un studiu de caz considerând o rețea de distribuție reprezentativă conținând trei nivele de tensiune și instalații de compensare a puterii reactive.

Rezultatele obținute sunt comparate cu cele rezultate prin aplicarea metodei clasice, constând în inversarea matricei admitanțelor nodale. Se constată o corespondență foarte bună între rezultatele obținute prin cele două metode. În plus, metoda variabilelor de stare este mai rapidă oferind frecvențele de rezonanță serie (ale polurilor) respectiv paralel (ale zerourilor) direct, fără a urmări variația impedanței armonice cu frecvența.

După stabilirea frecvențelor de rezonanță armonică, s-a trecut la analiza sensibilității acestora cu diferiți parametri ai regimului: sarcina activă, sarcina reactivă, nivelul de compensare al puterii reactive, puterea (curentul) de scurtcircuit a sistemului de alimentare. Deplasarea frecvențelor poliilor și zerourilor pentru fiecare nod, sunt pe larg analizate și interpretate. Cele mai interesante și mai utile observații rezidă din analiza variației cu frecvența a impedanțelor armonice, în condițiile modificării sarcinii active și reactive și a puterii bateriei de condensatoare instalate în nod. Astfel:

- la modificarea puterii active și reactive în nod, în condițiile menținerii aceluiași factor de putere, frecvențele de rezonanță armonică nu se deplasează, dar curba de variație a impedanței armonice se deplasează puțin; la scăderea sarcinii într-un singur nod amplificarea valorilor impedanțelor armonice se face, în mod deosebit, în nodul respectiv iar în celelalte pentru poli amplitudinile impedanței armonice cresc iar pentru zerouri scad. Dacă scăderea sarcinii survine simultan în toate nodurile, curbele de variație cu frecvența a impedanței armonice se deplasează puțin în toate nodurile, amplificându-și valorile pentru poli și micșorându-și-le pentru zerouri; regimul de mers în gol față de sarcina activă devine foarte periculos prin valorile impedanțelor armonice în nodurile rețelei;
- la modificarea puterii de compensare din nodurile rețelei, se produce deplasarea frecvențelor de rezonanță armonică și deformarea curbelor de variație a impedanțelor armonice cu frecvența; atât deplasarea cât și deformarea curbei depinde de

nodul la care ne referim și de gradul de modificare al puterii de compensare: de regulă la scăderea puterii de compensare instalată în bateriile de condensatoare, frecvențele polilor se deplasează spre valori mai mari, atât pentru nodul în care se modifică gradul de compensare al puterii reactive, cât și pentru restul nodurilor. Situația este similară și pentru zerouri. Este de remarcat faptul că această regulă este valabilă pentru toți polii, deplasarea cea mai semnificativă înregistrându-se la ultimul pol: al treilea în cazul primului nod, al doilea în cazul nodului 2 și primul în cazul nodului 3;

- se remarcă faptul că la frecvențe inferioare ($5 \geq k$) și scăderea puterii reactive de compensare în nodul 1 ridică probleme pentru nodurile 1, 2, 3, rezultând impedențe armonice de valoare relativ mare; la frecvențe ridicate ($k \geq 11$) ridică probleme nodul 1 și 2, la scăderea puterii de compensare în nodul 1, nodul 2 la scăderea puterii reactive de compensare în nodurile 2 sau 3 și nodul 3 la scăderea compensării în nodul 3; frecvențele superioare ($k \geq 17$) pot fi foarte periculoase la niveluri de compensare reduse, atât pentru nodurile cu sarcină mare (1) cât și pentru cele cu sarcină redusă (3). De aici rezultă necesitatea de a corela nivelul sarcinii nodului cu nivelul de compensare al puterii reactive;
- modificarea puterii reactive de compensare afectează sensibil și amplitudinea impedenței armonice în polul "slab" al nodului, măbind-o, spre exemplu, dacă compensarea se reduce;
- mărimea puterii de scurtcircuit a sistemului de alimentare afectează nesemnificativ deplasarea frecvențelor polilor sau zerourilor precum și amplitudinea curbelor de variație a impedențelor armonice cu frecvența (rangul armonicilor).

Contribuțiile aduse de autor în cadrul acestui capitol se referă la:

- particularitățile abordării sistemice a regimurilor rețelelor electrice și în particular, a celor poluate armonic;
- discuția modului de aplicare a metodei variabilelor de stare pentru determinarea frecvențelor de rezonanță la o rețea poluată armonic, ce conține instalații de compensare a puterii reactive;
- studiu de caz privind aplicarea metodei variabilelor de stare la stabilirea frecvențelor de rezonanță armonică pentru o rețea de distribuție cu instalații de compensare;
- aplicarea metodei clasice de inversare a matricei admitanței nodale armonice pentru studiile de caz considerate și compararea rezultatelor obținute cu cele rezultate din folosirea metodei variabilelor de stare;
- analiza sensibilității frecvențelor de rezonanță armonică cu variația puterii reactive de compensare, a sarcinii active și reactive, a puterii (curentului) de scurtcircuit a sistemului de alimentare a rețelei.

5. IMPEDANȚA ARMONICĂ – INSTRUMENT PENTRU ANALIZA COMPENSĂRII PUTERII REACTIVE ÎN REȚELELE ELECTRICE DE DISTRIBUȚIE

5.1. Introducere

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*.

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.

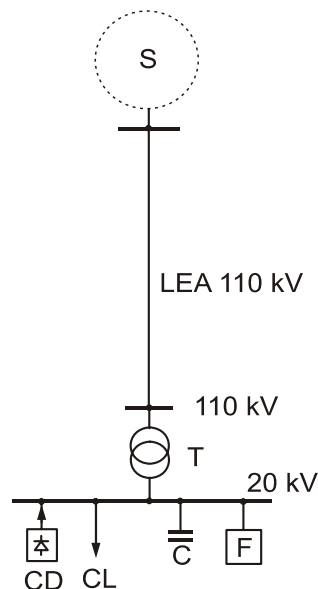


Fig. 5.1. Schema electrică monofilară zonei de rețea considerate.

În cadrul capitolului de față se evidențiază aceste probleme și se indică modul de soluționare a lor, care va fi reflectat în procedura de dimensionare corectă a bateriilor de condensatoare pentru compensare și a cărei „cheie” constă în aplicarea observațiilor rezultate din studiul impedanței armonice. Considerațiile teoretice vor fi însoțite de aprecieri cantitative, obținute prin aplicarea programului de calcul PSpice, program specializat în analiza circuitelor electrice. Se obține astfel o paralelă între noțiunile teoretice, prevederile prescripțiilor tehnice și rezultatele concrete obținute pe un studiu de caz ce se referă la o zonă a unei rețele de distribuție reale.

5.2. Punerea problemei

Se consideră cazul unui mare consumator industrial alimentat din rețeaua de 110 kV a sistemului electroenergetic (SEE), prin intermediul unui racord adânc (LEA) și a unei stații de transformare proprii (T) de 110/20 kV (fig. 5.1).

Receptoarele din componența consumatorului se pot separa în două categorii: prima categorie o constituie receptoarele liniare (nedeformante) reunite într-un consumator echivalent liniar (CL) iar cea de-a doua categorie, receptoarele neliniare (deformante), incluse într-un consumator echivalent deformant (CD). Ambii consumatori echivalenți amintiți sunt racordați pe aceeași bară de medie tensiune a stației.

Pentru îmbunătățirea regimurilor normale de funcționare ale ansamblului rețea-consumator, se propune analiza porțiunii de rețea amintite în condițiile instalării mijloacelor pentru compensarea puterii reactive (bateria de condensatoare – C) respectiv pentru compensarea regimului deformant (filtrele pasive de curenți armonici – F).

Elementele de rețea se consideră ca având construcție simetrică pe faze, regimul normal de funcționare este presupus ca fiind unul echilibrat și pentru studierea sa se va folosi analiza în frecvență, mai exact impedanța armonică în nodul de interes, obținută ca raport al valorilor efective ale tensiunii respectiv curentului, debitate de o sursă fictivă, instalată în acest nod.

Instrumentul folosit în acest scop a fost programul PSpice, pentru a cărui aplicare a fost necesară construirea schemei electrice echivalente a rețelei. Aceasta va fi deci o schemă cuadripolară (monofazată) care va conține parametrii echivalenți (longitudinali și transversali, de tip R, L sau C) de secvență pozitivă ai elementelor de rețea.

5.3. Modelarea armonică a elementelor de rețea. Scheme echivalente

Parametrii echivalenți de secvență directă ai elementelor de rețea se calculează în funcție de caracteristicile fiecăruia dintre acestea, în condițiile precizate în fiecare caz, valabile pentru regimul normal de funcționare.

5.3.1. Sistemul electroenergetic – SEE

SEE intervine în schema echivalentă printr-o sursă ideală de tensiune alternativă (impedanța internă nulă și frecvența $f = 50$ Hz, deci nepoluată armonic) plasată în spatele reactanței de scurtcircuit (fig. 5.2). Se impune valoarea efectivă a tensiunii la bornele sursei de tensiune $U_S = 116$ kV deci pe fază $\underline{U}_{fS} = 64,66$ kV (defazaj $d = 0$).

De asemenea, pentru puterea aparentă de scurtcircuit se ia o valoare uzuală pentru un nod al rețelei de 110 kV: $S_{sc} = 6000 \text{ MVA}$.

Rezultă:

$$X_S = \frac{U_S^2}{S_{sc}} = 2,09 \, \Omega \quad L_S = \frac{X_S}{\omega} = 6,6548 \text{ mH}$$

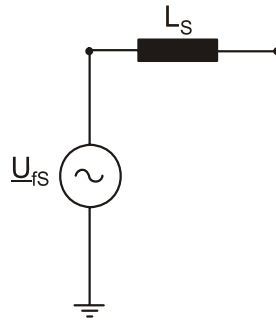


Fig. 5.2. Schema electrică echivalentă a SEE.

5.3.2. Linia electrică aeriană - LEA 110 kV

Linia electrică de alimentare a unui astfel de consumator este de obicei cu dublu circuit.

Vom considera însă că numai unul dintre circuite funcționează în regim normal, celălalt fiind de rezervă. Se consideră că linia are lungimea de 10 km și conductoarele active din Al-OL cu secțiunea nominală de 185/32 mm². Componentele schemei echivalente de secvență directă (fig. 5.3), se obțin din parametrii unitari, cunoscuți:

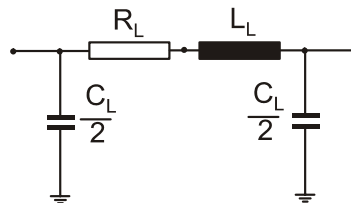


Fig. 5.3. Schema electrică echivalentă a LEA 110 kV.

$$\begin{aligned} R_{d0} &= 0,157 \, \Omega/\text{km} & R_L &= 1,57 \, \Omega \\ X_{d0} &= 0,410 \, \Omega/\text{km} & X_L &= 4,10 \, \Omega & L_L &= \frac{X_L}{\omega} = 13,05 \text{ mH} \\ B_{d0} &= 2,728 \, \mu\text{S}/\text{km} & B_L &= 27,28 \cdot 10^{-6} \text{ S} \\ C_{d0} &= \frac{B_{d0}}{\omega} = 8,683 \text{ nF}/\text{km} & C_L &= 8,683 \cdot 10^{-8} \text{ F} \end{aligned}$$

De obicei se neglijează contribuția capacităților la modelarea LEA. Prezența lor se face simțită în valoarea impedanței armonice doar la frecvențe ridicate (peste 5 kHz), deci în afara zonei de interes ($f = 50 \div 2000$) Hz.

5.3.3. Transformatorul

Parametrii echivalenței longitudinali și transversali ai transformatorului (fig. 5.4) se calculează folosind relațiile cunoscute, pe baza mărimilor de catalog, pentru nivelul

de 110 kV. Se va folosi schema electrică echivalentă în G. De obicei în stație sunt două transformatoare dar ca și în cazul LEA, unul se consideră în funcțiune și celălalt în rezervă:

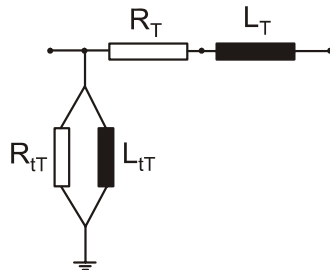


Fig. 5.4. Schema electrică echivalentă a transformatorului 110/MT.

$$\begin{aligned}
 U_n &= 110 / 22 \text{ kV} & R_T &= \frac{\Delta P_{sc}}{1000} \cdot \frac{U_n^2}{S_n^2} = 4,5847 \ \Omega \\
 S_n &= 16 \text{ MVA} & X_T &= \frac{u_{sc}}{100} \cdot \frac{U_n^2}{S_n} = 83,1875 \ \Omega & L_T &= \frac{X_T}{\omega} = 0,26479 \text{ H} \\
 u_{sc} &= 11 \% & G_T &= \frac{\Delta P_g}{1000} \cdot \frac{1}{U_n^2} = 2,314 \cdot 10^{-6} \text{ S} & R_{tT} &= \frac{1}{G_T} = 432 \cdot 10^3 \ \Omega \\
 \Delta P_{sc} &= 97 \text{ kW} & B_T &= \frac{i_g}{100} \cdot \frac{S_n}{U_n^2} = 15,868 \cdot 10^{-6} \text{ S} & X_{tT} &= \frac{1}{B_T} = 63,0208 \cdot 10^3 \ \Omega \\
 \Delta P_g &= 28 \text{ kW} & L_{tT} &= \frac{X_{tT}}{\omega} = 200,6 \text{ H} \\
 i_g &= 1,2 \%
 \end{aligned}$$

5.3.4. Consumatorul deformant

Așa cum s-a precizat deja, toate receptoarele neliniare se consideră grupate într-un consumator deformant echivalent. În schema electrică folosită pentru analiza în frecvență a circuitului echivalent corespunzător zonei de rețea considerate, acesta se introduce prin surse de curent alternativ (fig. 5.5).

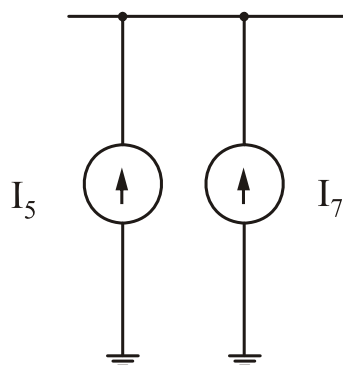


Fig. 5.5. Schema echivalentă a consumatorului deformant.

Fiecărei armonici de curent îi va corespunde o sursă de curent, având frecvența egală cu cea a armonicii respective, amplitudinea și faza undei generate fiind cele determinate prin măsurători în instalațiile reale.

Pentru simplificare, în cadrul aplicației de față se consideră modelarea consumatorului deformant doar prin două surse de curent, ideale (cu impedanța internă infinită), având frecvențele de 250 Hz respectiv 350 Hz (deci pentru armonicile 5 și 7). Valorile amplitudinilor aferente (reduse la nivelul de 110 kV) sunt: $I_5 = 6 \cdot \sqrt{2}$ A respectiv $I_7 = 4 \cdot \sqrt{2}$ A iar cele ale fazelor inițiale: $\varphi_5 = 0^\circ$ respectiv $\varphi_7 = 30^\circ$. Prezența surselor ideale de curent în circuitul echivalent nu influențează valoarea impedanței armonice deoarece acestea au impedanțe interne infinite.

5.3.5. Consumatorul liniar

Pentru analiza în frecvență a unui circuit echivalent pentru o porțiune de rețea, modelarea consumatorului liniar se poate face folosind o multitudine de scheme echivalente, aplicabile în funcție de caracteristicile concrete ale consumatorului. Pentru aplicația de față s-a utilizat cea mai simplă variantă, schema echivalentă paralel (fig. 5.6).

Parametrii echivalenței se calculează folosind puterile active și reactive maxime consumate (presupuse ca fiind atinse simultan):

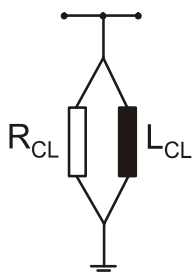


Fig. 5.6. Schema electrică echivalentă a consumatorului liniar.

$$P_{CL} = 5 \text{ MW} \quad \text{respectiv} \quad Q_{CL} = 4 \text{ MVAR}$$

Parametrii echivalenței reduși la nivelul de înaltă tensiune, vor fi:

$$R_{CL} = \frac{U_n^2}{P_{CL}} = 2420 \, \Omega$$

$$X_{CL} = \frac{U_n^2}{Q_{CL}} = 3025 \, \Omega \quad L_{CL} = \frac{X_{CL}}{\omega} = 9,6289 \text{ H}$$

5.3.6. Bateria de condensatoare

Având dublu scop și anume de micșorare a pierderilor de putere activă în rețeaua din amonte prin micșorarea circulației de putere reactivă (îmbunătățirea factorului de putere), respectiv reglajul indirect al tensiunii prin reglajul circulației de putere reactivă, bateria se consideră ca fiind formată din patru unități trifazate, având fiecare $Q_C = 0,6 \text{ MVAR}$, ce pot fi conectate sau deconectate, în funcție de necesar. Deci schema echivalentă este cea în care există o capacitate (fig. 5.7), având ca valoare un multiplu ($n = 1,2,3,4$) a valorii unitare:

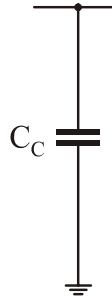


Fig. 5.7. Schema electrică echivalentă a bateriei de condensatoare.

$$C_C = \frac{B_C}{\omega} = \frac{Q_C}{\omega \cdot U_n^2} = 0,158 \mu\text{F}$$

Așa cum se poate constata, parametrii echivalenți (R , L , C) ai elementelor de sistem considerate până acum s-au calculat pentru frecvența industrială nominală (frecvența armonicii fundamentale). În cadrul analizei în domeniul frecvență a circuitului echivalent, acești parametri se consideră constanți cu frecvența.

5.3.7. Instalația de filtrare

Atunci când regimul deformant depășește nivelul admisibil, una dintre măsurile cele mai eficiente pentru diminuarea sa, constă în plasarea în imediata vecinătate a marilor consumatori deformați a unor filtre pasive de armonici.

Soluția actuală, cel mai des întâlnită la diminuarea regimului deformant produs de marii consumatori racordați în rețelele de distribuție, datorită avantajelor tehnico-economice pe care le conferă, o constituie filtrele absorbante de armonici, care sunt de fapt circuite serie rezonante LC montate transversal (derivație).

Ne vom referi aici la varianta cea mai simplă a unui astfel de filtru, constituit în principal dintr-o singură inductivitate în serie cu o capacitate, numit *filtru trece bandă de ordinul întâi* (FTB1 - fig. 5.8.a), recomandat pentru un ordin al armonicii $k < 13$ ([7], [25]).

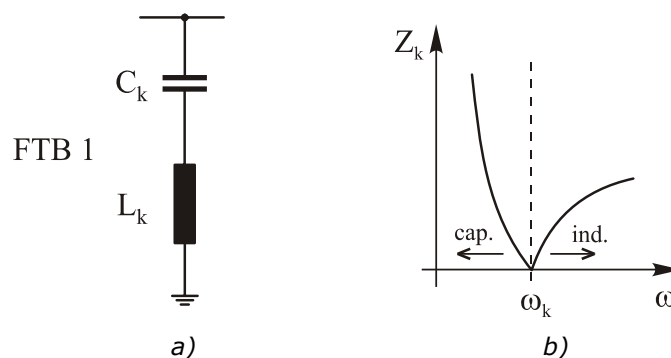


Fig. 5.8. Filtrul trece bandă de ordinul întâi:
a) schema electrică echivalentă; b) caracteristica impedanță.

În cele ce urmează se prezintă foarte succint principiul funcționării și principalele elementele de calcul de interes în contextul acestui subcapitol.

Pentru fiecare armonică de curent ce se dorește a fi scurtcircuitată (absorbită), se folosește un astfel de circuit rezonant. Elementele fiecăruia se dimensionează astfel încât, pentru frecvența de rezonanță, care coincide cu frecvența armonicii de curent respective, să rezulte o impedanță practic nulă.

$$Z_k = k \omega_1 L_k - \frac{1}{k \omega_1 C_k} = 0 \quad (5.1)$$

unde: Z_k este impedanța echivalentă a circuitului rezonant pentru armonică de ordinul k (s-au neglijat rezistențele echivalente ale bobinei, condensatoarelor și elementelor de legătură electrică).

ω_1 - pulsația armonicii fundamentale.

Pulsația:

$$\omega_k = k \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}} \quad (5.2)$$

este chiar pulsația de rezonanță a circuitului serie L_k, C_k .

Se observă că pentru pulsații mai mici decât cea de rezonanță $\omega < \omega_k, Z_k < 0$ deci are caracter capacitiv și pentru pulsații mai mari decât cea de rezonanță, $\omega > \omega_k, Z_k > 0$ având caracter inductiv. Alura caracteristicii $|Z_k|$ în funcție de pulsație este prezentată în fig. 5.8.b.

Circuitul rezonant este parcurs de:

- 1° - curentul corespunzător fundamentalei - față de care prezintă caracter capacitiv ($\omega_1 < \omega_k$),
- 2° - curentul corespunzător armonicii pe care are loc rezonanța (curentul scurtcircuitat) - față de care prezintă o impedanță practic nulă ($Z_k = 0$),
- 3° - curenții corespunzători armonice care există în rețea dar pentru care nu sunt prevăzute circuite rezonante, față de care caracterul impedanței depinde de ordinul armonicii.

De obicei, filtrele absorbante se pun pentru armonicile cu amplitudinile cele mai mari, care corespund în general ordinelor celor mai mici 5,7,..., într-o succesiune crescătoare a acestora ([7], [25], [18]).

Considerând deci un circuit rezonant oarecare, se poate presupune că există circuite rezonante (în funcțiune) pentru toate armonicile de rang inferior și că amplitudinea curenților armonici de rang superior prin circuitul rezonant considerat este neglijabilă, deoarece acesta prezintă pentru frecvențe superioare celei de rezonanță o reactanță inductivă relativ mare, ce crește cu ordinul armonicii.

De aceea, analiza solicitărilor termice și electrice a elementelor circuitului rezonant se face în ipoteza că acesta este parcurs numai de către curentul corespunzător fundamentalei și de către curentul corespunzător armonicii pe care are loc rezonanța.

Stabilirea valorilor inductivităților și capacităților filtrelor se face prin aplicarea unor criterii care se pot diferenția în primul rând în funcție de rolul filtrelor din punctul de vedere al compensării puterii reactive pe fundamentală. Aceasta deoarece toate circuitele rezonante vor avea pe frecvența fundamentalei caracter capacitiv, deci ele vor efectua întotdeauna, o compensare capacitivă transversală a rețelei. Vom diferenția două tipuri principale de criterii de dimensionare a circuitelor rezonante:

- A - pentru circuite cu rol principal de filtrare;
- B - pentru circuite cu dublu rol: compensare - filtrare.

Criteriul A

Deși este o soluție mai rar întâlnită, ea poate fi luată în considerare în situații limită, când regimul deformant în curent este foarte pronunțat. Chiar dacă nu se

urmărește și compensarea puterii reactive, filtrul va debita în rețea putere reactivă pe fundamentală. De aceea, criteriul de dimensionare a filtrului, mai precis a capacității din componența sa, este *minimizarea puterii reactive capacitive instalate* (ceea ce, pe lângă un cost minim al bateriei, conduce la o influență minimă asupra circulației puterii reactive din rețea):

$$Q_C = \min \quad (5.3)$$

Această putere reactivă va avea două componente, corespunzătoare celor doi curenți, precizați mai sus: curentul corespunzător fundamentalei și curentul corespunzător armonicii k pe care are loc rezonanța:

$$Q_C = Q_{C1} + Q_{Ck} = U_C^2 \cdot \omega_1 \cdot C_k + \frac{I_k^2}{k \cdot \omega_1 \cdot C_k} \quad (5.4)$$

unde: Q_{C1} este puterea reactivă furnizată de condensatorul filtrului pe fundamentală; Q_{Ck} - puterea reactivă furnizată de condensatorul filtrului pe armonică k ; U_C - tensiunea la bornele condensatorului; I_k - curentul armonic ce urmează a fi filtrat (absorbit, șuntat).

Pe fundamentală tensiunea la bornele condensatorului este mai mare decât tensiunea de fază a rețelei U_{f1} :

$$U_{C1} = U_{f1} \frac{k^2}{k^2 - 1} \quad (5.5)$$

De fapt se neglijează, așa cum s-a putut deduce, deformarea unde de tensiune.

Efectuând acum derivata parțială în funcție de capacitate, a expresiei puterii reactive capacitive instalate (5.4) și anulând-o, se obține expresia capacității condensatorului filtrului

$$C_k = \sqrt{\frac{1}{k}} \frac{I_k (k^2 - 1)}{U_{f1} \cdot \omega_1 \cdot k^2} \quad (5.6)$$

Inductivitatea bobinei filtrului, L_k , se determină imediat, din condiția de rezonanță a circuitului serie $L_k - C_k$ al filtrului:

$$L_k = \frac{1}{\omega_k^2 C_k} = \frac{1}{k^2 \cdot \omega_1^2 \cdot C_k} \quad (5.7)$$

Prin montarea de filtre se atenuează evident regimul deformant din rețea, dar pentru că pe fundamentală acestea devin surse de putere reactivă, ele realizează o îmbunătățire a factorului de putere al ansamblului consumator - filtru.

Deoarece în aplicația considerată sunt prezente numai armonicile de curent 5 și 7, pentru fiecare dintre acestea se va dimensiona un circuit rezonant. Folosind relațiile (5.6) și (5.7) se obțin:

- pentru $k = 5$ $C_5 = 0,129 \mu\text{F}$ $L_5 = 3,142 \text{ H}$
- pentru $k = 7$ $C_7 = 0,074 \mu\text{F}$ $L_7 = 2,7857 \text{ H}$.

Curenții pe fazele celor două filtre trifazate simetrice vor conține pe lângă curentul armonic respectiv și un curent pe fundamentală, cu caracter capacitiv a cărui valoare efectivă este dată de expresia:

$$I_{k1} = \frac{U_{f1}}{\frac{1}{\omega_1 C_k} - \omega_1 L_k} \quad (5.8)$$

În cazul de față dacă se consideră $U_{f1} = 110 / \sqrt{3}$ kV, rezultă: $I_{51} = 2,681$ A respectiv $I_{71} = 1,507$ A. Aceasta înseamnă că pe lângă puterea reactivă debitată de bateria de condensatoare (prezentă sau nu), pe fundamentală se va adăuga și cea debitată de filtre:

$$Q_{k1} = 3 \cdot U_{f1} \cdot I_{k1} \quad (5.9)$$

Rezultă: $Q_{51} = 510,8$ kVAR, $Q_{71} = 287,12$ kVAR deci în total: $Q_{F1} = 797,92$ kVAR.

Criteriul B

În acest caz filtrele sunt dimensionate astfel încât pe lângă funcția de suntare a curenților armonici să o îndeplinească și pe cea de compensare a puterii reactive pe fundamentală până la nivelul dorit. Nu mai este deci necesară prezența separată a unei baterii de condensatoare.

Valoarea capacității bateriei de condensatoare a filtrului se determină din condiția ca pe fundamentală, curentul absorbit de filtru (I_{C1}) să fie tocmai curentul necesar compensării totale sau parțiale a componentei imaginare a curentului de secvență directă.

Filtrul va debita deci pe fiecare fază, pe fundamentală, puterea reactivă:

$$Q = U_f \cdot I_{C1} \quad (5.10)$$

Se disting aici două situații:

B1. Se filtrează o singură armonică I_k , deci filtrul conține o singură unitate care trebuie să realizeze și compensarea puterii reactive.

În acest caz se poate scrie:

$$Q = \frac{U_{f1}^2}{X_{C1} - X_{L1}} = \frac{U_{f1}^2}{\frac{1}{\omega_1 C_k} - \omega_1 L_k} \quad (5.11)$$

în care, dacă se înlocuiește L_k exprimat din condiția de acord la rezonanță a filtrului, relația (8.7), se obține:

$$Q = \frac{k^2}{k^2 - 1} U_{f1}^2 \cdot \omega_1 \cdot C_k \quad (5.12)$$

de unde:

$$C_k = \frac{k^2 - 1}{k^2} \cdot \frac{I_{C1}}{U_{f1} \cdot \omega_1} \quad (5.13)$$

În relațiile de mai sus, ($X_{C1} - X_{L1}$) este reactanța capacitivă echivalentă a filtrului pe fundamentală, calculată ca diferență între reactanțele corespunzătoare fundamentalei.

B2. Se filtrează mai multe armonici ($k = 5, 7, \dots, m$) deci filtrul va conține mai multe unități, puterea reactivă necesară compensării pe fundamentală, fiind distribuită între acestea.

Pentru dimensionarea filtrelor conform acestui criteriu se poate folosi una dintre metodele ([25], [18]):

- **B2-1** - montarea aceleași bobine pe fiecare circuit rezonant;
- **B2-2** - metoda multiplicatorului lui Lagrange.

❖ Metoda B2-1

$$L_5 = L_7 = \dots = L \quad (5.14)$$

Puterea reactivă pe fază necesară pentru compensarea pe fundamentală, se va scrie ca o sumă a puterilor reactive corespunzătoare tuturor circuitelor rezonante:

$$Q = \sum_{k=5,7,\dots}^m \frac{U_{f1}^2}{\frac{1}{\omega_1 C_k} - \omega_1 L} = \sum_{k=5,7,\dots}^m \frac{k^2}{k^2 - 1} U_{f1}^2 \cdot \omega_1 \cdot C_k = \frac{U_{f1}^2}{L} \sum_{k=5,7,\dots}^m \frac{1}{k^2 - 1} \quad (5.15)$$

Se deduce astfel expresia inductivității bobinelor din componența filtrelor:

$$L = \frac{U_f^2}{Q} \sum_{k=5,7,\dots}^m \frac{1}{k^2 - 1} \quad (5.16)$$

și apoi, din condiția de rezonanță scrisă pentru fiecare filtru, capacitățile condensatoarelor acestora C_k ($k = 5, 7, \dots, m$).

Pentru aplicația considerată s-a efectuat o dimensionare parametrică, parametru fiind Q_{Cf} (în MVar) - puterea reactivă pe fază corespunzătoare celor patru trepte de compensare impuse la paragraful 5.3.6. Relațiile parametrice sunt:

$$L_5 = L_7 = 0,8024 \cdot Q_{Cf} \quad C_5 = 0,505 \cdot 10^{-6} \cdot Q_{Cf} \quad C_7 = 0,258 \cdot 10^{-6} \cdot Q_{Cf}$$

Rezultă valorile din tabelul 5.1.

Tabelul 5.1. Rezultatele dimensionării filtrelor prin aplicarea metodei B2-1

Q [MVar]	L [H]	C ₅ [μF]	C ₇ [μF]
0,6/3	1,3373	0,303	0,155
1,2/3	0,6686	0,606	0,310
1,8/3	0,4457	0,909	0,464
2,4/3	0,3343	1,212	0,619

❖ Metoda B2-2

Determinarea capacităților filtrelor se efectuează din condiția ca puterea reactivă totală produsă de bateriile de condensatoare (pe fundamentală și pe armonică de ordinul k) Q_{CT} să fie minimă iar pe fundamentală cea impusă, Q_{Cf} :

$$\begin{cases} Q_{CT} = \sum_{k=5}^m \left[\left(\frac{k^2}{k^2 - 1} \right) \cdot U_{f1}^2 \cdot \omega_1 \cdot C_k + \frac{I_k^2}{k \cdot \omega_1 \cdot C_k} \right] = \min \\ Q_{Cf} = \sum_{k=5}^m \left(\frac{U_{f1}^2}{\frac{1}{\omega_1 \cdot C_k} - \omega_1 \cdot L_k} \right) = \sum_{k=5}^m \left(\frac{k^2}{k^2 - 1} \cdot U_{f1}^2 \cdot \omega_1 \cdot C_k \right) \end{cases} \quad (5.17)$$

Pentru rezolvarea sistemului (5.17) se utilizează metoda multiplicatorului lui Lagrange (λ). În acest scop se formează suma:

$$S = Q_{CT} + \lambda \cdot Q_{Cf} \quad (5.18)$$

Se efectuează derivatele parțiale $\partial S / \partial C_k$ egalându-le apoi cu zero. Se obțin ecuațiile:

$$\left(\frac{k^2}{k^2 - 1} \right)^2 \cdot U_{f1}^2 \cdot \omega_1 - \frac{I_k^2}{k \cdot \omega_1 \cdot C_k^2} - \lambda \cdot \frac{k^2}{k^2 - 1} \cdot U_{f1}^2 \cdot \omega_1 = 0 \quad (k = 5, 7, \dots, m) \quad (5.19)$$

de unde rezultă:

$$C_k = \frac{I_k}{\omega_1 \cdot U_{f1}} \sqrt{\frac{1}{k \cdot \beta \cdot (\beta + \lambda)}} \quad (5.20)$$

unde $\beta = k^2 / (k^2 - 1)$ iar λ se determină înlocuind pe C_k în relația lui Q_{Cf} . Se obține:

$$Q_{Cf} = \sum_{k=5}^m U_{f1} I_k \sqrt{\frac{\beta}{k \cdot (\beta + \lambda)}} \quad (5.21)$$

Pentru a simplifica determinarea lui λ , se acceptă aproximația:

$$\frac{1}{\beta + \lambda} \approx \frac{1}{\beta_{med} + \lambda} \quad (5.22)$$

unde $\beta_{med} = \frac{1}{n} \sum_{k=5}^m \beta$, n fiind numărul de armonici luate în considerare. Se obține:

$$Q_{Cf} = U_{f1} \cdot \sqrt{\frac{1}{\beta_{med} + \lambda}} \cdot \sum_{k=5}^m \left(I_k \sqrt{\frac{\beta}{\lambda}} \right) \quad (5.23)$$

de unde rezultă:

$$\lambda = \frac{U_{f1}^2}{Q^2} \cdot \left[\sum_{k=5}^m \left(I_k \sqrt{\frac{\beta}{k}} \right) \right]^2 - \beta_{med} \quad (5.24)$$

Pentru aplicația considerată ne propunem de asemenea o rezolvare numerică, luând drept parametru pe Q_{Cf} , căruia i se vor da valorile corespunzătoare treptelor de compensare (MVar). Pentru aceasta se vor folosi următoarele valori și relații:

$$\beta_5 = 1,04167 \quad \beta_7 = 1,020833 \quad \beta_{med} = 1,03125 \quad \lambda = \frac{0,0734}{Q_{Cf}^2} - 1,03125$$

$$C_5 = \frac{0,132 \cdot 10^{-6}}{\sqrt{0,01042 + \frac{0,0734}{Q_{Cf}^2}}} \quad L_5 = 3,07 \cdot \sqrt{0,01042 + \frac{0,0734}{Q_{Cf}^2}}$$

$$C_7 = \frac{0,075 \cdot 10^{-6}}{\sqrt{\frac{0,0734}{Q_{Cf}^2} - 0,010417}} \quad L_7 = 2,757 \cdot \sqrt{\frac{0,0734}{Q_{Cf}^2} - 0,010417}$$

Se obțin valorile din tabelul 5.2.

Tabelul 5.2. Rezultatele dimensionării filtrelor prin aplicarea metodei B2-2

Q_{Cf} [MVar]	λ	L_5 [H]	C_5 [μ F]	L_7 [H]	C_7 [μ F]
0,6/3	-0,82736	1,421	0,285	1,213	0,171
1,2/3	-0,980278	0,761	0,533	0,555	0,372
1,8/3	-0,100859	0,558	0,726	0,305	0,678
2,4/3	-1,018507	0,467	0,867	0,133	1,555

Se constată că atât în cazul B2-1 cât și în cazul B2-2 dimensionarea capacităților și inductivităților filtrelor nu depinde în mod direct de valorile efective ale curenților armonici, acestea intervenind doar la verificările la solicitări electrice și termice.

5.4. Compensarea puterii reactive în prezența regimului deformant

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 cvasitotalitatea nodurilor rețelelor electrice de distribuție.

5.4.1. Impedanța armonică a rețelelor în prezența condensatoarelor

Pentru o abordare analitică se folosește o porțiune de rețea similară cu cea considerată în cadrul aplicației numerice, într-o variantă simplificată în care consumatorul liniar se presupune ca având numai componentă activă iar ansamblul T-LEA-SEE se poate reduce la secundarul transformatorului, printr-o inductivitate echivalentă, calculată pe baza puterii aparente de scurtcircuit, presupuse cunoscute pentru această secțiune (în care este plasat și consumatorul deformant - sursa de curenți armonici) fig. 5.9.

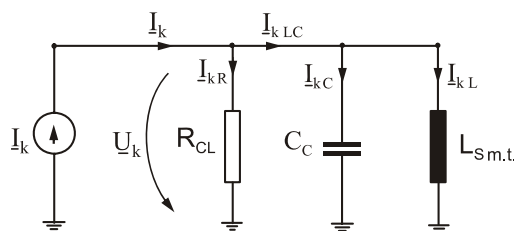


Fig. 5.9. Schema electrică echivalentă simplificată pentru studiul impedanței armonice "văzute" pe barele de medie tensiune ale stației.

Plasând în paralel cu inductivitatea echivalentă a rețelei capacitatea bateriei de condensatoare, se formează un circuit R-L-C paralel. Impedanța echivalentă a acestui circuit se modifică cu frecvența și are caracteristic fenomenul de rezonanță paralel sau rezonanță de curenți, produs la acea frecvență la care impedanța ramurii capacitive este egală ca valoare cu cea a ramurii inductive.

Parametrii echivalenței ai schemei sunt cei determinați pentru frecvența fundamentală, folosind relațiile:

$$R_{CL} = \frac{U^2}{P_{CL}}, L_{S\ mt.} = \frac{X_{L1}}{\omega_1} = \frac{U^2}{\omega_1 \cdot S_{sc\ mt}}, C_C = \omega_1 \cdot X_{C1} = \omega_1 \cdot \frac{U^2}{Q_C} \quad (5.25)$$

Impedanța echivalentă a circuitului (impedanță armonică) se obține prin punerea în paralel a celor trei impedanțe:

$$\frac{1}{Z_k} = \frac{1}{R} + \frac{1}{j \cdot X_{Lk}} - \frac{1}{j \cdot X_{Ck}} = \frac{1}{R} - j \cdot \left(\frac{1}{k \cdot X_{L1}} - \frac{k}{X_{C1}} \right) \quad (5.26)$$

sau:

$$\frac{1}{Z_k} = \frac{P_{CL}}{U^2} - j \cdot \left(k \cdot \frac{S_{sc\ mt}}{U^2} - \frac{1}{k} \cdot \frac{Q_C}{U^2} \right) \quad (5.27)$$

Modulul acesteia este:

$$Z_k = \frac{U^2}{\sqrt{P_{CL}^2 + \left(\frac{1}{k} \cdot S_{sc\ mt} - k \cdot Q_C \right)^2}} \quad (5.28)$$

Exprimarea în funcție de frecvență a impedanței armonice se obține prin înlocuirea în relația (5.28) a ordinului armonicii, având relația: $k = f / 50$. Expresia analitică a frecvenței de rezonanță se obține fie prin anularea derivatei parțiale cu frecvența a expresiei impedanței armonice, fie din condiția anulării admitanței circuitului paralel L-C:

$$\frac{1}{j \cdot \frac{f}{50} \cdot \omega_1 \cdot L_{S\ mt}} - \frac{1}{j \cdot \frac{50}{f} \cdot \frac{1}{\omega_1 \cdot C_C}} = 0 \quad (5.29)$$

$$\frac{50}{f_r} \cdot \frac{S_{sc\ mt}}{U^2} - \frac{f_r}{50} \cdot \frac{Q_C}{U^2} = 0 \quad (5.30)$$

Rezultă:

$$f_r = 50 \cdot \sqrt{\frac{1}{\omega_1^2 \cdot L_{S\ mt} \cdot C_C}} = 50 \cdot \sqrt{\frac{S_{sc\ mt}}{Q_C}} \quad (5.31)$$

La rezonanță curenții pe cele două ramuri ale circuitului paralel L-C devin relativ mari ca valoare efectivă dar prin compunerea lor rezultă un curent foarte mic, impedanța echivalentă a întregului circuit căpătând valoarea maximă, egală cu R_{CL} .

$$Z_k(f_r) = \frac{U^2}{P_{CL}} = R_{CL} \quad (5.32)$$

5.4.2. Condensatoarele și regimul deformant

În absența condensatoarelor, rețeaua poate fi considerată ca având caracter inductiv, deci o impedanță ce variază aproximativ liniar cu frecvența (fig. 5.10, curba 1: $Z_k = k \omega_1 L_{S\ mt}$). Prezența condensatoarelor determină o creștere accentuată a valorii impedanței echivalente a circuitului pentru frecvențe situate în apropierea frecvenței de rezonanță proprii a circuitului (fig. 5.10, curba 2), astfel încât, dacă în rețea există curenți armonici cu aceste frecvențe, aceștia vor produce căderi mari de tensiuni armonice și deci *amplificarea regimului deformant*.

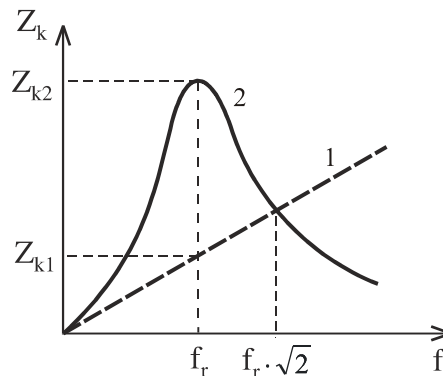


Fig. 5.10. Impedanța armonică a rețelei în prezența condensatoarelor:
1 – fără condensatoare; 2 – cu condensatoare.

Această amplificare este așadar dependentă de amplitudinea și rangul armonicilor de curent existente în rețea și de valoarea impedanței armonice a rețelei deci de valoarea inductivității echivalente a rețelei (corespunzătoare puterii de scurtcircuit din nodul de interes), respectiv de valoarea capacității bateriei de condensatoare (dată de puterea reactivă nominală a acesteia). Sarcina activă echivalentă din rețea influențează de asemenea într-o mare măsură fenomenul de rezonanță, intervenind ca factor de atenuare.

Raportul între valorile impedanțelor armonice în nodul rețelei în care se face compensarea, corespunzătoare frecvenței de rezonanță, după, respectiv înainte de instalarea condensatoarelor a fost denumit *factor de amplificare* - F .

$$F = \frac{Z_{k2}}{Z_{k1}} \quad (5.33)$$

Pentru:

$$Z_{k1} = \frac{f_r}{50} \cdot \omega_1 \cdot L_S \text{ mt} = k_r \cdot \omega_1 \cdot L_S \text{ mt} = U^2 \cdot \sqrt{\frac{1}{Q \cdot S_{sc} \text{ mt}}} \quad (5.34)$$

$$Z_{k2} = R_{CL} = \frac{U^2}{P_{CL}} \quad (5.35)$$

rezultă:

$$F = \frac{\sqrt{Q_C \cdot S_{sc} \text{ mt}}}{P_{CL}} = \frac{R_{CL}}{k_r \cdot \omega_1 \cdot L_S \text{ mt}} \quad (5.36)$$

Se poate observa că factorul de amplificare este cu atât mai scăzut cu cât sarcina activă este mai mare și/sau cu cât puterea reactivă instalată în condensatoare este mai scăzută.

Frecvența până la care se poate face simțită amplificarea regimului deformat prin montarea de condensatoare ($F > 1$), f_a , se determină din condiția egalității impedanțelor din cele două situații:

$$\sqrt{\frac{U^2}{P_{CL}^2 + \left(\frac{f_a}{50} \cdot Q_C - \frac{50}{f_a} \cdot S_{sc} \text{ mt}\right)^2}} = \sqrt{\frac{U^2}{P_{CL}^2 + \left(\frac{50}{f_a} \cdot S_{sc} \text{ mt}\right)^2}} \quad (5.37)$$

Se obține:

$$f_a = \sqrt{2} \cdot 50 \cdot \sqrt{\frac{S_{sc} \text{ mt}}{Q_C}} = \sqrt{2} \cdot f_r \quad (5.38)$$

Dacă frecvența de rezonanță coincide cu frecvența sursei de curent armonic, curenții pe laturile circuitului din fig. 5.9, devin:

$$\begin{aligned} \underline{I}_{kC} &= -\underline{I}_{kL} & \underline{I}_{kLC} &= \underline{I}_{kC} + \underline{I}_{kL} = 0 \\ \underline{I}_{kR} &= \underline{I}_k \end{aligned} \quad (5.39)$$

Scriind tensiunea armonică ca o cădere de tensiune pe elementele de circuit în paralel:

$$U_k = I_k \cdot Z_k = I_{kR} \cdot R_{CL} = I_k \cdot R_{CL} = I_{kL} \cdot k_r \cdot \omega_1 \cdot L_s \text{ mt} = I_{kC} \cdot \frac{1}{k_r \cdot \omega_1 \cdot C_C} \quad (5.40)$$

se obțin:

$$I_{kL} = I_{kC} = I_k \cdot \frac{R_{CL}}{k_r \cdot \omega_1 \cdot L_s \text{ mt}} = F \cdot I_k \quad (5.41)$$

Prin montarea condensatoarelor se produce o amplificare a regimului deformant atât în tensiuni cât și în curenți.

Astfel, prin creșterea valorii impedanței armonice (de F ori) crește în aceeași proporție tensiunea armonică pe bare (conform relației 5.40). Acest lucru conduce la creșterea valorii efective a tensiunii la bornele condensatoarelor și deci la suprasolicitarea din punct de vedere electric a acestora. Este necesară deci verificarea la supratensiune a condensatoarelor. Depășirea nivelurilor admisibile ale armonicilor de tensiune va afecta bineînțeles și celelalte receptoare alimentate de pe barele respective.

Se produce de asemenea o amplificare de F ori a curenților armonici prin elementele de rețea din amonte. Acest lucru nu este important atât prin valoarea efectivă a curenților cât prin cea a căderilor de tensiune armonice produse. Amplificarea regimului deformant se va propaga deci în zona de rețea limitrofă, fiind afectați în acest mod atât distribuitorul de energie electrică cât și consumatorii apropiați.

Curentul armonic prin condensatoare va fi și el de F ori mai mare decât curentul furnizat de către consumatorul deformant. Suprapunerea acestuia peste curentul de pe fundamentală poate conduce la o suprasolicitare termică a condensatoarelor, motiv pentru care se impune și verificarea la suprasarcină a acestora.

În cele ce urmează se prezintă rezultatele aplicării programului PSpice la analiza în domeniul frecvență a circuitului electric din aplicația considerată (Anexa 2), din care a rezultat variația cu frecvența a impedanței armonice „văzute” pe barele de medie tensiune ale stației de transformare, acolo unde este racordat consumatorul și unde urmează a se monta bateriile de condensatoare pentru compensare, respectiv filtrele de curenți armonici.

Astfel, în fig. 5.11 se prezintă variația cu frecvența a impedanței armonice în absența compensării (curba 1), respectiv cu prima treaptă a bateriei de condensatoare (curba 2).

Se observă că frecvența de rezonanță este cca. 760 Hz, rezultând un factor de amplificare $F = 2,07$.

Pentru a evidenția influența valorii puterii reactive de compensare asupra valorilor impedanței armonice respectiv ale factorului de amplificare, s-a repetat calculul prin luarea în considerare și a celorlalte trepte de compensare.

Rezultatele se prezintă în fig. 5.12. Se confirmă o concluzie rezultată din aprecierile cantitative făcute pe baza relațiilor analitice: cu creșterea puterii reactive de compensare scade valoarea frecvenței de rezonanță, crescând în același timp factorul de amplificare, ceea ce conduce la creșterea riscului de amplificare a regimului deformant.

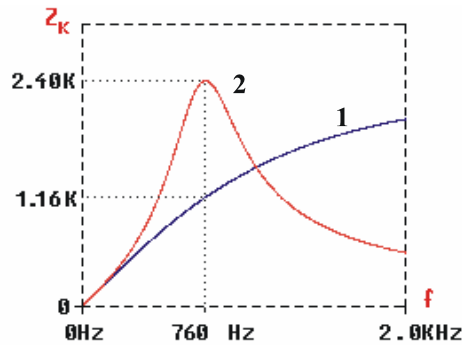


Fig. 5.11. Impedanța armonică pe barele de medie tensiune:
1) $Q_C = 0$ MVar, 2) $Q_C = 0,6$ MVar.

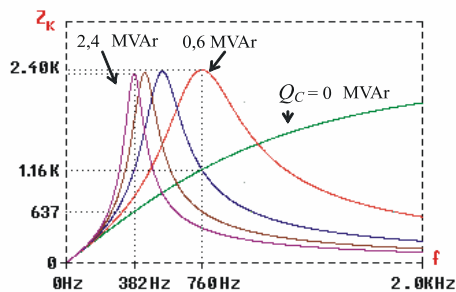


Fig. 5.12. Influența puterii reactive de compensare asupra valorilor impedanței armonice și ale factorului de amplificare.

Pentru aplicația de față, frecvența de rezonanță, scade de la 760 Hz ($Q_C = 0,6$ MVar) la 382 Hz ($Q_C = 2,4$ MVar) deci se situează în zona frecvențelor armonicilor celor mai importante ($k = 7..13$). De asemenea factorul de amplificare crește de la 2,07 la respectiv 3,65.

Influența sarcinii active (liniare) se poate vedea în fig. 5.13. Păstrând constantă puterea reactivă de compensare, aici $Q_C = 0,6$ MVar, așa cum era de așteptat, nu se modifică frecvența de rezonanță ci doar factorul de amplificare. Astfel, pentru puterile active de 10, 5 respectiv 2,5 MW, factorii de amplificare sunt de 1,03, 2,07 respectiv 4,1. Deci cu cât sarcina activă este mai mare, cu atât atenuarea este mai pronunțată.

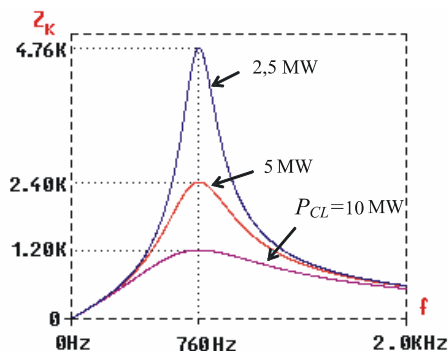


Fig. 5.13. Influența sarcinii active liniare asupra valorilor impedanței armonice și ale factorului de amplificare.

În schimb modificarea sarcinii reactive liniare nu se face simțită. Intervenind printr-o inductivitate transversală echivalentă de valoare mult mai mare decât ale inductivităților echivalente longitudinale înseriate ale transformatorului, liniei și sistemului, sarcina reactivă modifică foarte puțin atât valoarea frecvenței de rezonanță proprie a circuitului cât și pe cea a factorului de amplificare. Acest lucru se poate vedea din fig. 5.14 (detaliu): frecvența de rezonanță se modifică cu câteva unități în jurul valorii de 760 Hz, în timp ce valoarea impedanței la rezonanță rămâne practic la 2,4 k Ω .

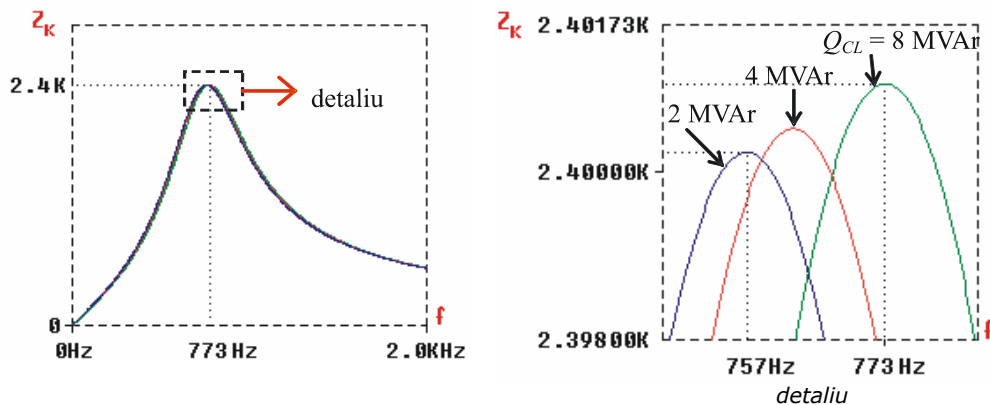


Fig. 5.14. Influența sarcinii inductive liniare asupra valorilor impedanței armonice și ale factorului de amplificare.

Aceeași afirmație se poate face cu referire la influența parametrilor echivalenți ai stației de transformare, sau ai liniei de înaltă tensiune precum și a puterii aparente de scurtcircuit, respectiv a reactanței de scurtcircuit, prin care se reduce sistemul la începutul liniei de înaltă tensiune.

Pentru aceasta din urmă, în fig. 5.15 se poate observa o modificare a valorilor frecvenței de rezonanță între 753 Hz și 767 Hz și o valoare maximă a impedanței la rezonanță practic constantă la 2,4 k Ω , pentru o modificare a valorilor puterilor aparente de scurtcircuit între 3000 MVA și 12000 MVA.

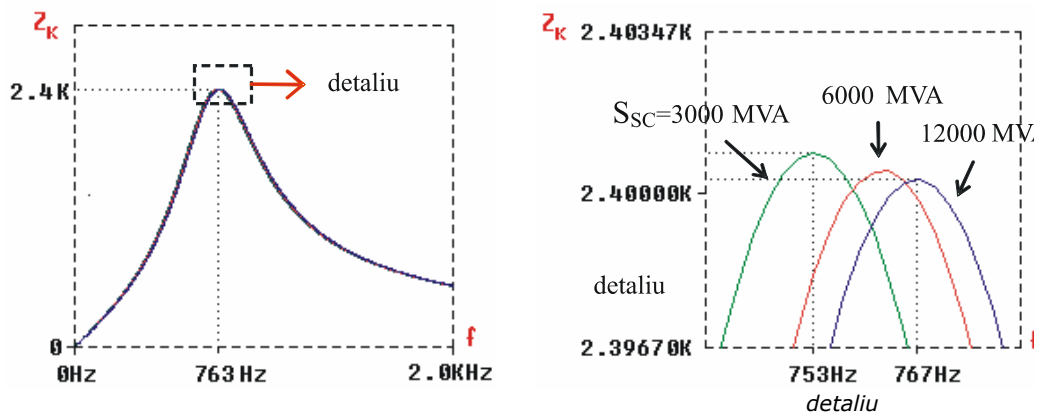


Fig. 5.15. Influența puterii de scurtcircuit de la începutul LEA de înaltă tensiune, asupra valorilor impedanței armonice și ale factorului de amplificare.

5.4.3. Limitarea curenților armonici injectați în rețeaua furnizorului

Limitările în ceea ce privește nivelul regimului deformant se referă atât la rețeaua proprie a consumatorului industrial deformant, fiind legate de perturbarea funcționării propriilor receptoare, cât și la propagarea în rețeaua furnizorului, căruia îi produce probleme inclusiv în relațiile cu ceilalți clienți.

Atunci când se apreciază efectul regimului deformant asupra funcționării instalațiilor, limitările se referă la nivelul tensiunilor armonice, iar când se apreciază regimul deformant produs în rețeaua furnizorului de către un consumator deformant, limitările se referă la nivelul curenților armonici injectați în această rețea

Pentru fiecare armonică de curent injectată în rețeaua furnizorului, valoarea limită se poate stabili pe baza unei relații care o face proporțională cu puterea aparentă contractuală $S_{contr.}$ și un coeficient de limitare, α_{lim} ce depinde de rangul armonicii ([4]):

$$I_{k\ lim} = \frac{\alpha_{lim} \cdot S_{contr.}}{\sqrt{3} \cdot U_{contr.}} \quad (5.42)$$

în care $U_{contr.}$ este valoarea tensiunii contractuale. În tabelul 5.3 sunt precizate valorile uzuale ale coeficientului de limitare în funcție de rangul k al armonicii.

Tabelul 5.3. Valorile coeficienților de limitare pentru curenții armonici injectați în rețeaua furnizorului

Ranguri impare	α_{lim} [%]	Ranguri pare	α_{lim} [%]
3	4	2	2
5 și 7	5	4	1
9	2	>4	0,5
11 și 13	3		
>13	2		

Poluarea armonică în rețelele electrice a atins în prezent niveluri care au impus adoptarea unei serii de metode și mijloace de combatere a acesteia, atât în privința surselor de poluare cât și a efectelor lor.

Nu intenționăm aici o analiză detaliată a metodelor și mijloacelor folosite pentru combaterea poluării armonice a rețelelor. În contextul acestui capitol, vom spune însă că atunci când se realizează compensarea puterii reactive prin baterii de condensatoare, pentru a nu conduce la o amplificare exagerată a regimului deformant, este necesară reglarea compensării în funcție de sarcină. Astfel, în timpul golurilor de sarcină, bateriile de condensatoare vor funcționa la valoarea minimă a puterii reactive debitate sau chiar se vor debransa, nu numai din motive legate de valoarea tensiunii sau a factorului de putere, ci și pentru ca, ținând cont de slaba amortizare, factorii de amplificare să nu atingă valori periculoase.

5.4.4. 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 pun la dispoziție 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 pune la dispoziție de către distribuitor;
- 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 ([18]), deoarece 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. Dacă însă puterea reactivă instalată în bateria de condensatoarelor este suficient de scăzută, frecvența de rezonanță poate rezulta suficient de ridicată pentru a se obține un factor de amplificare apropiat de unitate (deci practic nu există amplificare). În fig. 5.16 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. Acest lucru se poate constata atât analitic (relația 5.38) cât și din reprezentarea grafică (fig. 5.16).

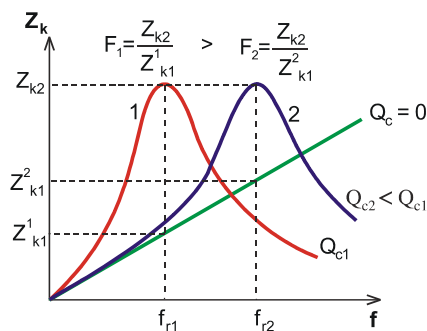


Fig. 5.16. Scăderea factorului de amplificare prin creșterea frecvenței de rezonanță.

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 ([18]).

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 $S_n = 630 \text{ kVA}$ și puterea aparentă de scurtcircuit pe barele de medie tensiune de 30 MVA, este necesară satisfacerea următoarei relații ([18]):

$$\frac{Q}{S_n} \leq 0,07 \quad (5.43)$$

unde Q este puterea reactivă instalată în bateriile de condensatoare în MVar și S_n puterea aparentă nominală a transformatorului în MVA. Pentru exemplul dat rezultă o valoare relativ redusă a puterii reactive de compensare: $Q = 44 \text{ kVar}$.

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.

Se poate deci considera că dacă relația de mai sus este verificată, 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 deformant 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 compensatorului va fi precedată de o analiză atentă a regimului deformant 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 (măsurăți) și a impedanțelor armonice (calculate pe model).

Evitarea depășirii nivelurilor admisibile ale tensiunilor armonice se face pe de o parte prin atenuarea regimului deformant 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. 17, calculul impedanței armonice după racordarea bateriei de condensatoare se poate face cu o bună aproximație prin aplicarea relației (5.28), sub forma:

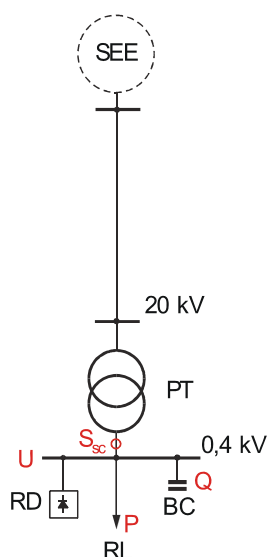


Fig. 5.17. Schema electrică a unei rețele cu compensare la joasă tensiune.

$$Z_k = \frac{k \cdot U^2}{\sqrt{(S_{sc} - k^2 \cdot Q)^2 + k^2 \cdot P^2}} \quad (5.44)$$

unde: k este 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:

$$f_r = 50 \cdot \sqrt{\frac{S_{sc}}{Q}} \quad (5.45)$$

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

$$U_k = Z_k \cdot I_k \quad (5.46)$$

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

Această fază cuprinde acțiuni aplicabile atât la nivelul fabricantului de echipamente electrice cât și la utilizatorii acestora. În principiu se urmărește micșorarea nivelurilor armonice de curent de rang inferior injectați de către aceste echipamente, chiar dacă uneori rezultă armonici de rang superior însă de amplitudine mai mică.

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 % ([18]).

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 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 $Q/S_{sc} < 0,07$.

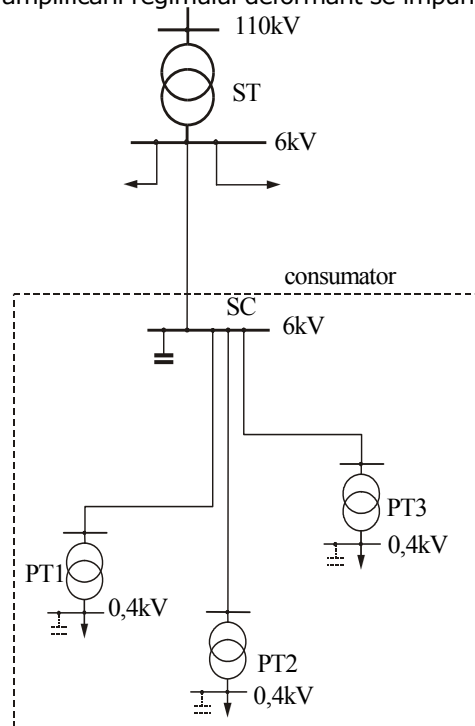


Fig. 5.18. Obținerea unei frecvențe de rezonanță unice prin gruparea bateriilor de condensatoare pe bara de medie tensiune.

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 amplificarea 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 compensatorul se instalează pe bara stației de conexiuni (SC), din rețeaua de medie tensiune ce alimentează mai multe posturi de transformare ale consumatorului (fig. 5.18). În acest mod se obține pe lângă o frecvență de rezonanță unică, o valoare mai ridicată a acesteia și o amortizare mai importantă (dată de sarcina activă totală).

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

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 în serie cu condensatoarele compensatorului a unor bobine. Acestea vor fi dimensionate din condiția obținerii rezonanței (acordării) circuitului serie monofazat LC pentru o frecvență având valoarea mai mică decât cea a armonicilor de curent de rangul cel mai mic (fig. 5.19).

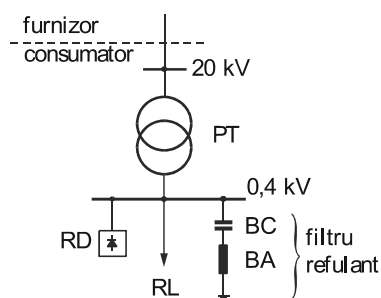


Fig. 5.19. Instalarea bobinelor antirezonante.

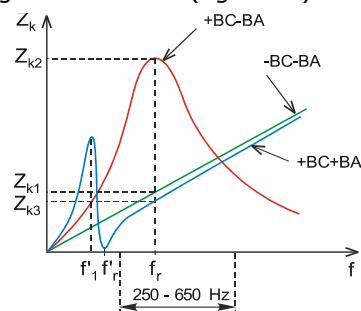


Fig. 5.20. Impedanța armonică în cazul folosirii bobinei antirezonante.

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 eliminându-se riscul 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 refluxare a acestora înspre rețea. Acest circuit formează astfel un **filtru refulant**, bobinele fiind denumite **antirezonaante** (BA - sau antiarmonici, sau de dezacordare).

Valorile impedanței armonicice 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 armonicice 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 (fig. 5.20).

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 armonică 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 armonică 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.

De asemenea, trebuie precizat că soluția folosirii bobinelor antirezonaante 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 antirezonaante micșorează solicitările la suprasarcină ale condensatoarelor prin refluxarea 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 ([7], [25]).

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, așa cum se va demonstra mai jos.

Întorcându-ne la aplicația cuprinsă în acest capitol, am determinat impedanța armonică a rețelei, „văzută” la bornele receptorului deformant, în trei situații (fig. 5.21): fără compensator (curba 1), cu compensator (treapta de 2,4 MVar, curba 2), respectiv cu compensator și bobină antirezonaantă, dimensionată pentru acordul filtrului refulant la frecvența de 215 Hz (curba 3). Pentru calculul inductivității bobinei s-a folosit relația (7) iar filtrul s-a considerat unul ideal (factor de calitate infinit). Se observă că pentru frecvențe de valori superioare frecvenței de acord a filtrului refulant, deci și pentru cele ale armonicilor de curent prezente în rețea, se obține o micșorare importantă a valorilor impedanței armonicice. Pentru curba 3 se obține un maxim al impedanței la frecvența de 187 Hz, care însă nu va avea efect de amplificare a tensiunilor armonice.

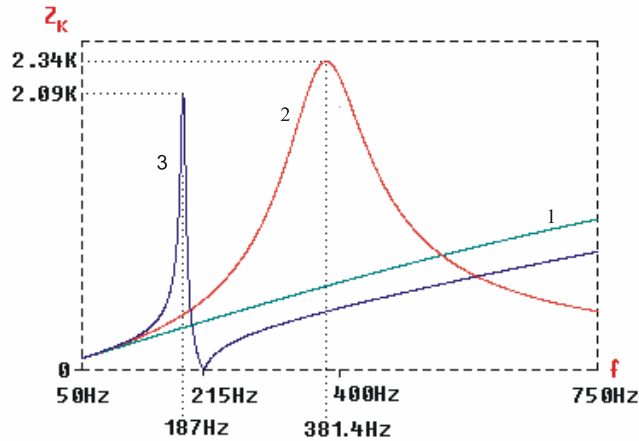


Fig. 5.21. Efectul instalării bobinei antirezonaante asupra valorilor impedanței armonice ($QC = 2,4 \text{ MVar}$).

Valoarea maximă a impedanței armonice a rețelei în prezența filtrelor absorbante se obține pentru o frecvență numită **frecvență de antirezonață**. Valoarea acesteia este inferioară valorii frecvenței de acord a filtrului și apropiată de ea. Valoarea impedanței armonice la antirezonață depinde atât de factorul de calitate al filtrului cât și de factorul de amplificare al rețelei. Factorul de calitate se calculează cu relația:

$$F_C = 2 \cdot \pi \cdot f_{IFR} \cdot \frac{L_{BA}}{R_{FR}} \quad (5.47)$$

unde f_{IFR} este frecvența de acord a filtrului, L_{BA} – inductivitatea bobinei antiarmonice; R_{FR} – rezistența electrică a circuitului monofazat al filtrului. Cu cât factorul de calitate al filtrului este mai mic (R_{FR} mai mare), cu atât valoarea impedanței armonice la antirezonață este mai mică.

În fig. 5.22 se poate observa această influență pentru $F_C = 25, 50, 75$ (curbele 1, 2 respectiv 3). Un efect similar, de amortizare, îl are și prezența sarcinii active în apropierea filtrului.

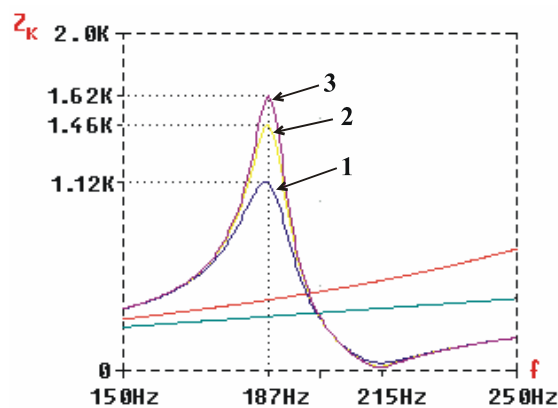


Fig. 5.22. Modificarea valorii maxime a impedanței armonice în funcție de factorul de calitate al filtrului.

Pentru calculul frecvenței de antirezonanță se poate aplica o relație simplificată, în care se neglijează prezența sarcinii iar sistemul electroenergetic se reduce la o inductivitate L_S :

$$f_{ar} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L_{BA} + L_S) \cdot C}} \quad (5.48)$$

E. Atenuarea regimului deformant prin filtrarea curenților armonici

Atunci când soluția filtrului refulant se dovedește a fi insuficientă pentru a coborâ sub limitele admisibile nivelul poluării armonice în rețea, trebuie analizată soluția instalării de filtre absorbante.

Principiul de funcționare al acestora este practic același cu cel al filtrelor refulante, cu deosebirea că frecvența de acord coincide cu cea a curentului armonic căruia i se adresează. Prezentând o impedanță foarte mică pe frecvența respectivă, filtrul va constitui calea principală de închidere a curentului armonic injectat de receptorii deformanți. Curentul armonic va fi practic șuntat (absorbit) de către filtru, limitându-i-se astfel în mod considerabil propagarea în rețea.

Așa cum s-a văzut și la filtrul refulant, filtrarea unei frecvențe provoacă creșterea impedanței armonice pentru o frecvență inferioară, apropiată de aceasta. Acest fenomen, întâlnit sub denumirea de **antirezonanță**, poate deveni periculos sub aspectul amplificării tensiunilor armonice, dacă în rețea există curenți armonici pe frecvența respectivă sau pe frecvențe apropiate și dacă valoarea impedanței armonice la antirezonanță este mare.

De aceea, încă din faza de proiectare a unui filtru, atât poziția frecvenței de antirezonanță cât și valoarea impedanței armonice la această frecvență vor trebui studiate cu atenție.

Amplitudinea antirezonanței depinde atât de factorul de calitate al filtrului cât și de factorul de amplificare al rețelei.

În continuare se prezintă rezultatele studiului impedanței armonice pe barele consumatorului deformant, în prezența filtrelor absorbante pentru armonicile 5 și 7, a căror dimensionare a fost expusă la paragraful 5.3.7.

Astfel, în fig. 5.23 și 5.24 se prezintă cazul dimensionării filtrelor din condiția minimizării puterii reactive capacitive pe fundamentală. În fig. 5.23 se poate observa influența sarcinii liniare asupra frecvenței de antirezonanță respectiv asupra amplitudinii antirezonanței. Curbele notate cu 1, 2 și respectiv 3 corespund puterilor aparente ale consumatorului liniar având puterile $S_{cons1} = (3,33 + j 2,66) \text{ MVA}$, $S_{cons2} = (5 + j 4) \text{ MVA}$ și respectiv $S_{cons3} = (10 + j 8) \text{ MVA}$, valorile capacităților și inductivităților filtrelor nedepinzând de sarcină.

Se poate observa că modificarea valorilor sarcinii liniare conduce la o modificare nesemnificativă a valorilor frecvenței de antirezonanță. În schimb creșterea sarcinii are efectul așteptat, de atenuare. În aplicația numerică considerată, la o creștere a sarcinii de la S_{cons1} la S_{cons3} , impedanța armonică și deci și factorul de amplificare scad de aproximativ 2,8 respectiv 2,9 ori pentru antirezonanța din apropierea frecvenței armonicii a cincea respectiv a șaptea (cca. 239 Hz respectiv 336 Hz). Factorul de amplificare scade de la 7,78 la 2,78 respectiv de la 6,25 la 2,16. (Aici filtrele au fost considerate ca având un factor de calitate infinit).

Un efect similar îl are scăderea factorului de calitate al filtrelor. Din fig. 5.24 se poate constata că montând aceleași filtre ca mai sus, în prezența unei sarcini $S_{cons} = (5 + j 4) \text{ MVA}$, se obține o atenuare a impedanței armonice la antirezonanță de aproximativ 1,3 ori, la o scădere a factorului de calitate de la $F_c = 100$ la $F_c = 50$. Frecvențele de antirezonanță rămân practic nemodificate.

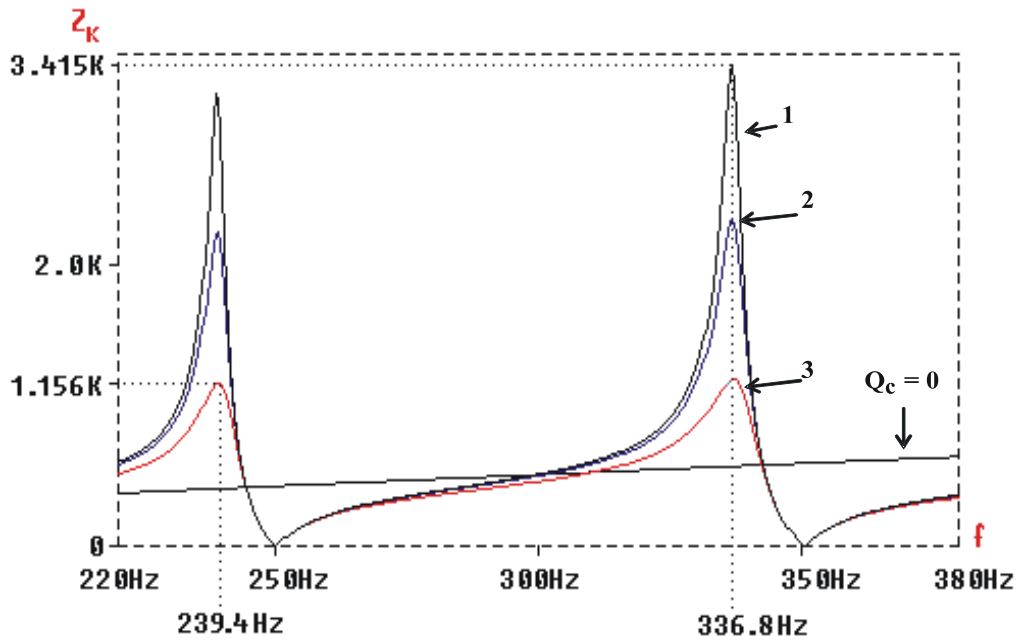


Fig. 5.23. Influența valorilor sarcinii liniare asupra frecvenței și amplitudinii antirezonanței.

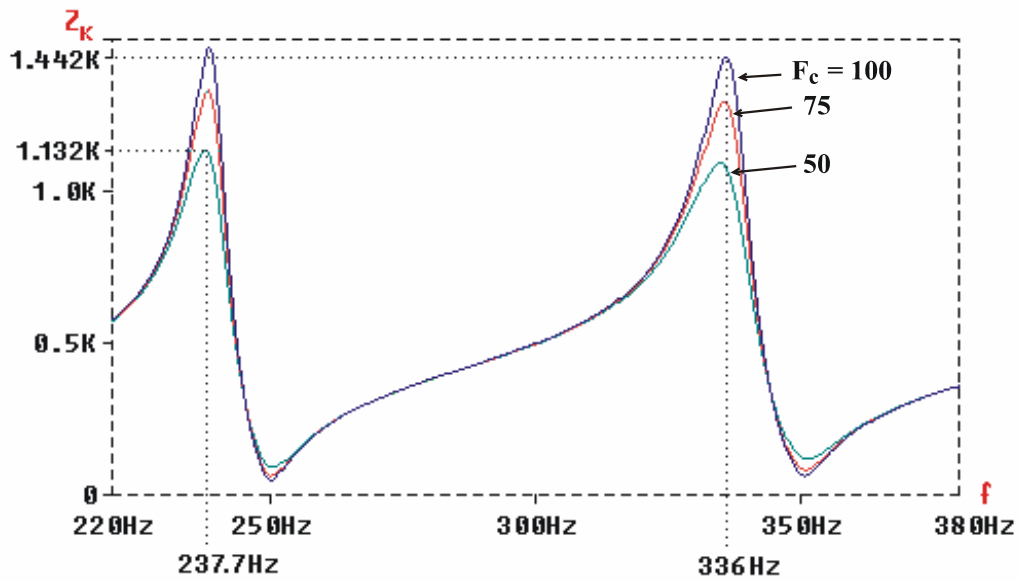


Fig. 5.24. Influența factorului de calitate al filtrului asupra amplitudinii antirezonanței.

Dacă filtrele se dimensionează din condiția utilizării aceluiași bobine, valorile capacităților și deci ale inductivităților depind de valoarea puterii reactive care se dorește a fi debitată în rețea la frecvența fundamentală. Influența acestor valori asupra impedanței armonice se poate vedea în fig. 5.25.

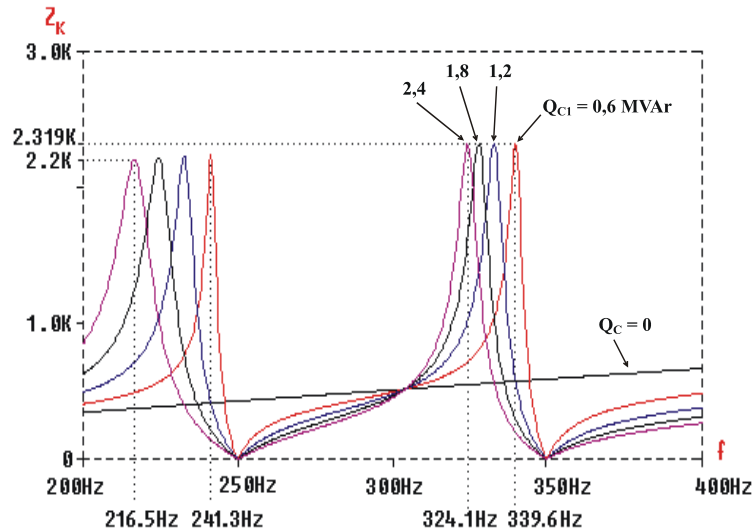


Fig. 5.25. Influența puterii reactive debitate pe fundamentală de către filtru, asupra frecvenței de antirezonanță.

Și aici filtrele au fost considerate ideale ($F_c = \infty$) iar sarcina liniară are valoarea $S_{cons} = (5 + j 4) \text{ MVA}$. Se poate constata o scădere semnificativă a valorii frecvenței de antirezonanță la creșterea valorii puterii reactive de compensare pe fundamentală. Pentru o creștere a valorii acesteia din urmă de la 0,6 MVar la 2,4 MVar, frecvențele de antirezonanță se micșorează de la 241,3 Hz la 216,5 Hz respectiv de la 339,6 Hz la 324,1 Hz. Factorii de amplificare rămân însă practic nemodificați ($F = 5,5$ pentru antirezonanța din apropierea armonicii a cincea și $F = 4$ pentru antirezonanța din apropierea armonicii a șaptea).

Atenuarea amplitudinii antirezonanței este obținută, ca și în cazul anterior, prin creșterea valorii sarcinii liniare active, respectiv prin scăderea valorii factorului de calitate al filtrului.

În fig. 5.26 este reprezentată variația cu frecvența a impedanței armonice pentru cazul dimensionării cu aceeași inductivitate a filtrelor și $Q_{C1} = 2,4 \text{ MVar}$ ($S_{cons} = (5 + j 4) \text{ MVA}$), modificându-se în schimb valoarea factorului de calitate.

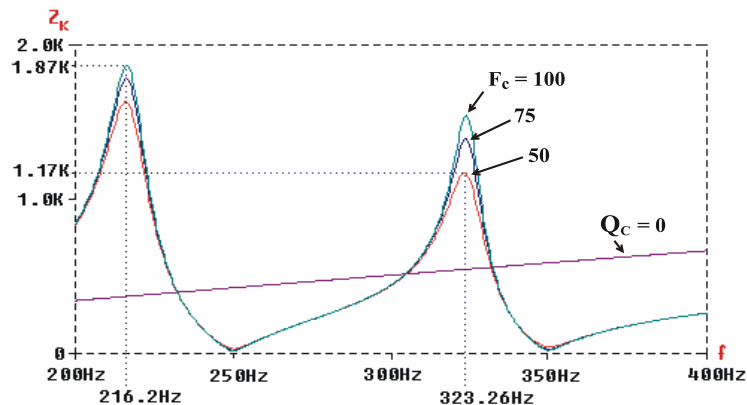


Fig. 5.26. Influența factorului de calitate al filtrului asupra amplitudinii antirezonanței.

În aplicația considerată, scăderea factorului de calitate de la $F_c = 100$ la $F_c = 50$ are drept efect o reducere a factorului de amplificare de la $F = 5,07$ la $F = 4,43$ pentru antirezonanța din apropierea armonicii a cincea și respectiv de la $F = 2,83$ la $F = 2,17$ pentru antirezonanța din apropierea armonicii a șaptea. Așadar o scădere mai redusă decât anterior.

O situație practic identică cu cea din cazul precedent, din punctul de vedere al variației impedanței armonice pe barele consumatorului, se obține și pentru cazul dimensionării filtrelor prin aplicarea metodei multiplicatorului lui Lagrange.

Unul dintre dezavantajele filtrelor absorbante rezonante constă în aceea că valoarea frecvenței de rezonanță se poate deplasa ușor în jurul valorii stabilite inițial, prin modificarea în timp, din diferite cauze (variația temperaturii, îmbătrânirea materialelor etc.), ale valorilor capacităților și inductivităților. În plus, din motive legate de construcția bobinelor și condensatoarelor, două filtre nu pot fi acordate exact pentru aceeași frecvență. Acestea sunt motivele pentru care se va evita întotdeauna instalarea pe aceeași bară, a două filtre acordate pentru aceeași armonică.

Pentru exemplificare, în fig. 5.27 se prezintă variația impedanței armonice cu frecvența, în cazul instalării pe bara consumatorului deformant a două filtre acordate inițial pe aceeași frecvență (a armonicii a cincea) dar care s-au dezacordat în timp.

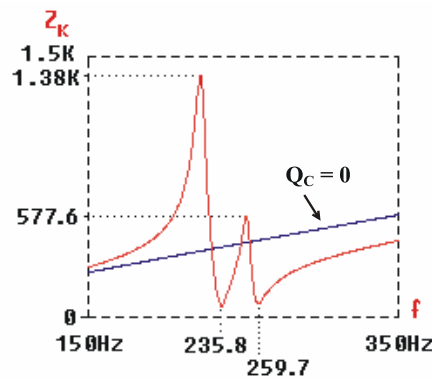


Fig. 5.27. Efectul de amplificare a regimului deformant în cazul instalării pe aceeași bară a două filtre „identice”, ca urmare a dezacordării acestora.

S-a folosit aplicația numerică aferentă dimensionării celor două filtre aplicând prima condiție de dimensionare ($Q_{c1} = \min$), $S_{cons} = (5 + j 4) \text{ MVA}$ și $F_c = 75$.

Se poate observa că filtrele pot deveni ineficace chiar pe frecvența armonicii de curent care s-a dorit eliminată.

5.5. Concluzii

Scopul acestui capitol constă în evidențierea, pe baza unei analize calitative și cantitative, a rolului determinant al studiului impedanței armonice în acel nod al unei rețele electrice de distribuție, în care urmează să se instaleze 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 paralel produsă între reactanța capacitivă a bateriei și reactanța inductivă a rețelei. 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.

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.

Aplicarea eficientă a acestor metode presupune cunoașterea cu o bună precizie a impedanței armonice a rețelei, „văzută” în nodul de interes.

Contribuțiile originale dezvoltate în acest capitol se referă la următoarele:

- metoda de abordare teoretică combinată cu comentarii și exemplificări concrete pe baza rezultatelor unor aplicații numerice, a consecințelor compensării puterii reactive într-o rețea de distribuție poluată armonic;
- modelarea și analiza în domeniul frecvență a regimului permanent nesinusoidal al zonei de rețea folosite pentru exemplificarea efectului dimensionării bateriilor de condensatoare asupra regimului deformant al rețelei;
- analiza influenței sarcinilor active și reactive, respectiv a puterii de scurtcircuit în nodul de racord la SEE, asupra valorilor impedanțelor armonice;
- dimensionare bateriilor de condensatoare ca și componente ale unor filtre absorbante respectiv refulante, conform criteriilor uzuale și analiza influenței acestora asupra valorilor impedanțelor armonice,
- analiza influenței valorilor sarcinii liniare, a factorului de calitate al filtrelor, respectiv a puterii reactive debitate pe fundamentală de către filtre asupra amplitudinii și frecvenței de antirezonanță.
- stabilirea unui algoritm de optimizare a compensării puterii reactive într-o rețea electrică de distribuție poluată armonic, în funcție de caracteristicile rețelei, ale consumatorului liniar respectiv ale celui neliniar (deformant) și ale instalației de compensare.

6. DETERMINĂRI EXPERIMENTELE PENTRU IDENTIFICAREA REZONANTELOR ÎN REȚELELE DE DISTRIBUȚIE POLUATE ARMONIC

6.1. Introducere

Prezentul capitol este destinat evaluării riscurilor producerii de rezonanțe armonice și a efectelor acestora într-o rețea de distribuție reală. Pentru aceasta apelează la aplicarea practică a uneia dintre metodelor de determinare experimentală a impedanțelor armonice într-o rețea reală, a cărei funcționare se caracterizează de cele mai multe ori prin regimuri dezechilibrate și deformante. Rezultatele obținute se validează prin compararea cu cele rezultate prin modelare și simulare cu ajutorul unui mediu de programare dedicat.

Se vor putea deci determina maximele impedanțelor armonice (polii) și deci frecvențele pe care sunt posibile rezonanțele paralele. Efectele amplificării regimului deformant ca urmare a rezonanțelor paralele se evaluează cu ajutorul factorilor de amplificare obținuți pe frecvențele curenților armonici apropiați de rezonanță.

6.2. Descrierea zonei de rețea analizate

Zona de rețea avută la dispoziție pentru efectuarea măsurătorilor aparține unei rețele de 10 kV aflată pe teritoriul municipiului Timișoara. Mai exact, este vorba despre un post de transformare 10/0,4 kV, având un singur transformator, a cărui putere aparentă nominală este de 400 kVA (PT HU-RO – fig. 6.1).

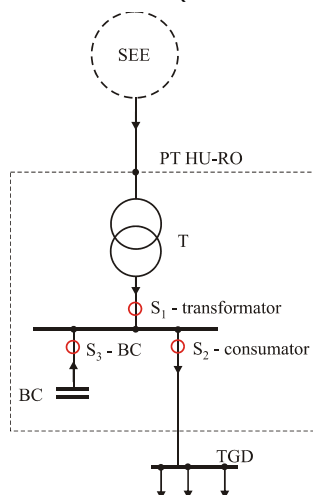


Fig. 6.1. Schema electrică monofilară a zonei analizate.

Acesta alimentează un consumator industrial ale cărui activități principale sunt constituite din prelucrări mecanice. Mașinile având acționare electrică comandată prin dispozitive de comutație statică, determină regimuri de funcționare deformante.

În postul de transformare este instalată o baterie de condensatoare cu trepte reglabile, inegale, obținute prin combinații ale unor unități de 6,125, 12,5 respectiv 25 kVAr, puterea totală a acestora fiind de 200 kVAr.

În secundarul transformatorului este conectat un cablu trifazat ce alimentează toate receptoarele interioare prin intermediul unui tablou de distribuție general. Configurația instalației este deci avantajoasă echiziției de date, permițând studiul simultan a celor trei secțiuni principale: S_1 – secundar transformator, S_2 – consumator, S_3 – bateria de condensatoare (fig. 6.1).

Rețeaua de 10 kV din amonte s-a redus la o reprezentare ca sistem electroenergetic (sursă), prin echivalare la bornele de 10 kV ale transformatorului. Puterea aparentă de scurtcircuit în această secțiunea fost considerată de 50 MVA.

6.3. Monitorizarea și analiza regimurilor normale de funcționare

Pentru achiziția și prelucrarea de date în cele trei secțiuni, s-au utilizat două echipamente de tip Topas 1000 respectiv Fluke 1760, echipamente similare cu foarte mici deosebiri hardware și software, ce constituie de fapt versiuni succesive ale aceluiași aparat. Sunt echipamente performante, de ultimă generație, ce permit monitorizarea regimurilor de funcționare ale rețelelor electrice și analiza acestora conform standardelor aplicabile. O prezentare succintă a caracteristicilor și performanțelor lor, este inclusă în Anexa 6.

Monitorizarea a fost efectuată în două etape și corespunzător au rezultat două baze de date cu valorile mărimilor achiziționate. Cele două echipamente au fost montate pentru achiziție după cum urmează:

- echipament 1 – achiziție monofazată simultană: curentul pe faza R pentru cele trei secțiuni precizate anterior, împerecheate cu tensiunea fazei R (introdusă pe toate canalele de tensiune);
- echipament 2 – achiziția trifazată: curenții pe faze împerecheate cu tensiunile de fază corespondente.

În cele două etape au fost căutate regimuri de funcționare corespunzătoare unor situații defavorabile privind riscul producerii amplificării regimului deformant ca urmare a unor rezonanțe armonice. Dintre regimurile analizate, s-au considerat semnificative patru (regim 1 (etapa 1, ora 17:26:04), regim 2 (etapa 1, ora 11:32:04), regim 3 (etapa 2, ora 13:48:43), regim 4 (etapa 2, ora 18:47:55)), corespunzătoare unor sarcini active mari și compensări capacitive mari, respectiv unor sarcini mici și compensări capacitive de asemenea mari.

Principalele rezultate ale monitorizării acestora se prezintă mai jos.

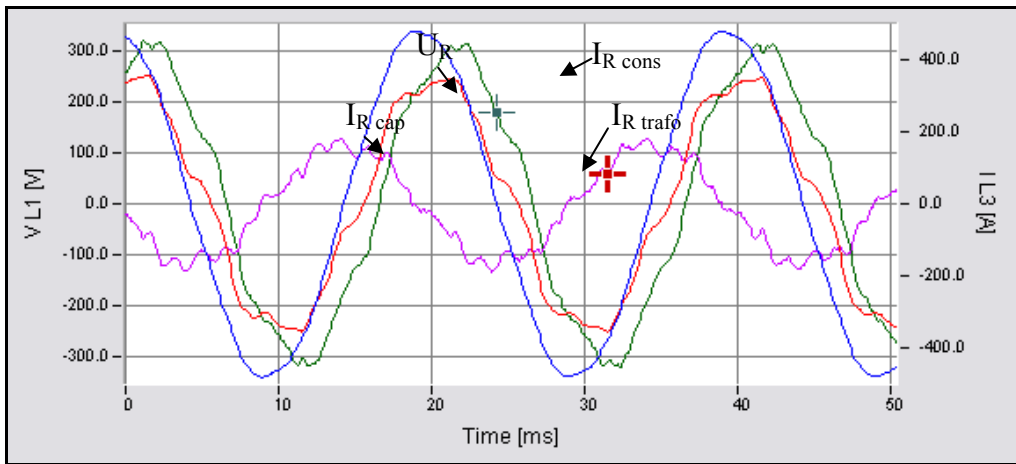
În fig. 6.2 se prezintă undele curenților de pe faza R din cele trei secțiuni, respectiv tensiunea fazei R , în cele patru regimuri (achiziția monofazată)

O primă analiză a formelor de undă, conduce la concluzia că unda tensiunii este relativ puțin deformată, ceea ce arată apropierea de sursa rețelei de 10 kV. Se observă de asemenea deformarea accentuată a undei curenților prin bateria de condensatoare, care se regăsește și în curentul rezultat (prin transformator), ceea ce este un prim indiciu al unei posibile rezonanțe.

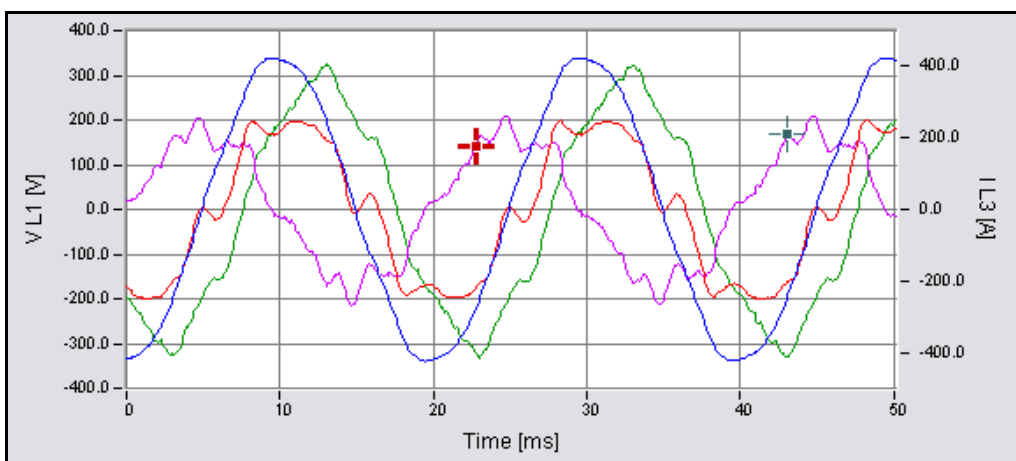
Dintre regimurile înregistrate la achiziția trifazată, se prezintă un regim apropiat de regimul 1 precizat anterior. Din undele curenților (secțiunea S_1) și tensiunilor se pot observa suplimentar o nesimetrie relativ redusă în sistemul trifazat de tensiuni, respectiv un dezechilibru pronunțat al sarcinii trifazate (fig. 6.3).

În fig. 6.4 se prezintă variația în timp a tensiunilor pe durata etapei 1. Se poate observa că valorile efective rămân în banda admisibilă ($\pm 5\%$). Variațiile mari și rapide ale tensiunii se datorează modificării plotului la transformatorul din stația de alimentare a rețelei. De exemplu, în jurul orei 22:30 s-a efectuat o comutație de plot în sensul micșorării raportului de transformare și deci a micșorării tensiunii pe bara de medie tensiune. Scăderea sarcinii face ca tensiunea să crească în continuare, ceea ce a determinat o a doua comutație de plot în jurul orei 02:30. Începând cu ora 06:00 sarcina începe să crească, tensiunea să scadă, ceea ce a determinat o comutație în sens invers a ploturilor la orele 06:30, 07:30, 08:30.

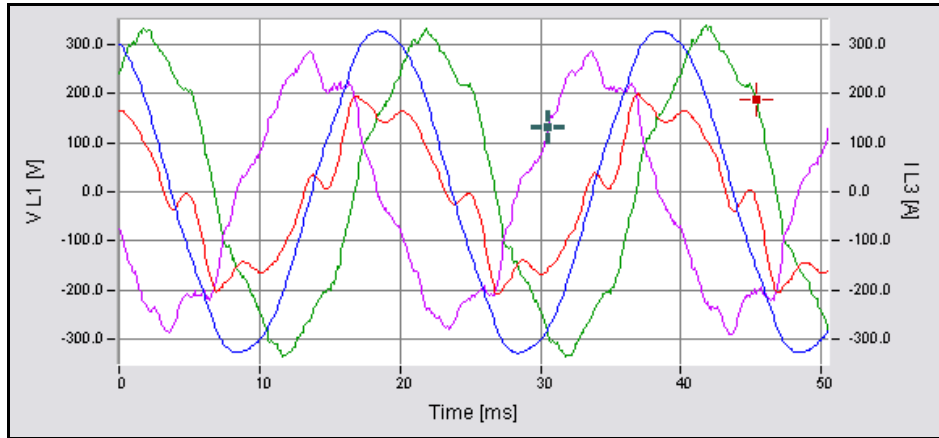
În fig. 6.5 respectiv 6.6 se pot vedea curbele de sarcină în etapa 1, pentru puterile active respectiv reactive consumate, pe faze și pe ansamblul trifazat, determinate pe transformator (secțiunea S_I). Pentru puterea activă se obțin valori medii în jur de 110 kW în timpul schimburilor I și II, respectiv 60 kW în timpul schimbului III. Variația puterii reactive este mult mai redusă, acesta fiind efectul bateriei de condensatoare cu reglaj automat. Se pot observa de asemenea scurtele perioade de foarte ușoară supracompensare, produse la micșorarea rapidă a sarcinii (deconectări de agregate), datorate constantei de timp a regulatorului bateriei de condensatoare.



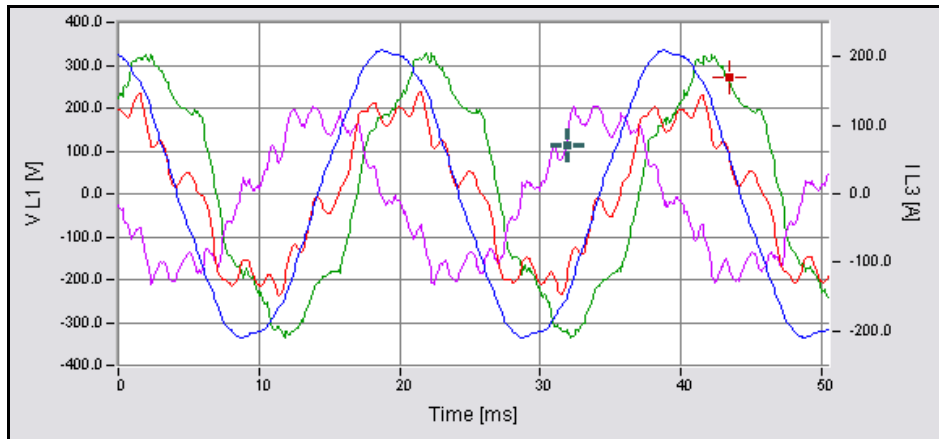
regim 1



regim 2

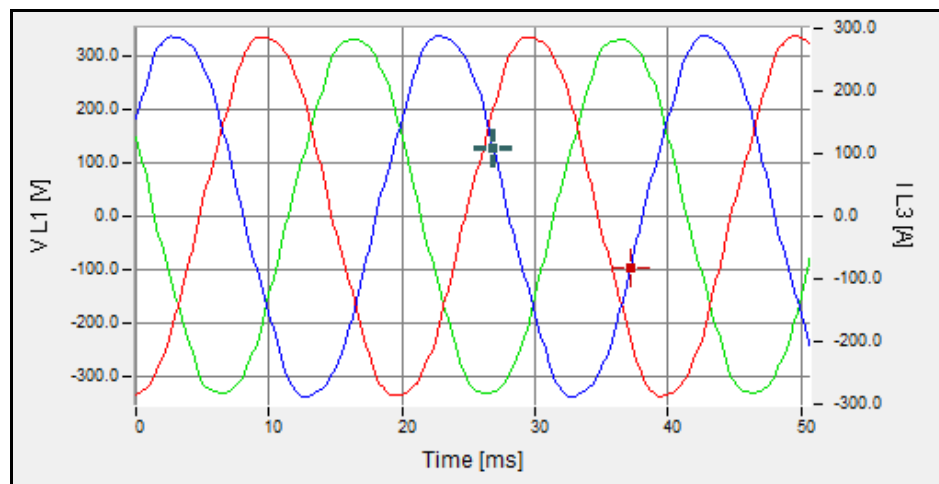


regim 3



regim 4

Fig. 6.2. Undele curenților pe faza 1 (R) în cele trei secțiuni și unda tensiunii fazei R.



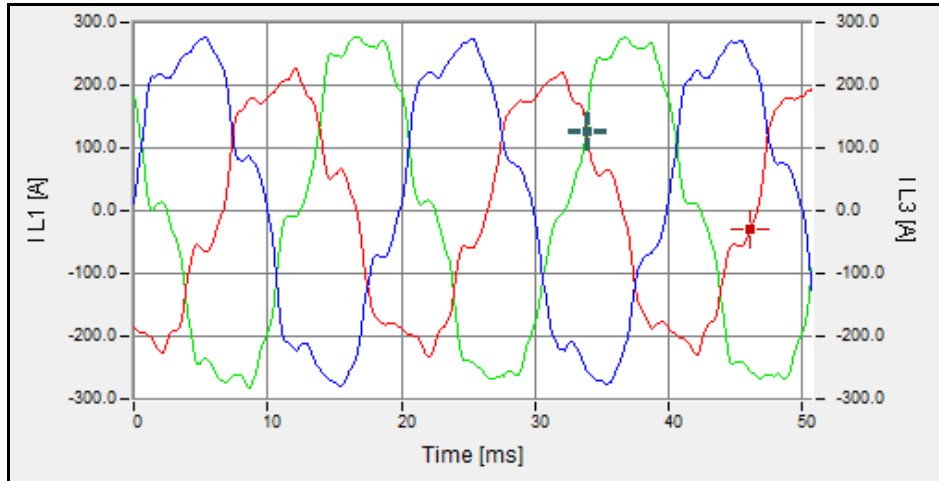


Fig. 6.3. Undele curenților și tensiunilor din achiziția trifazată (regim 1).

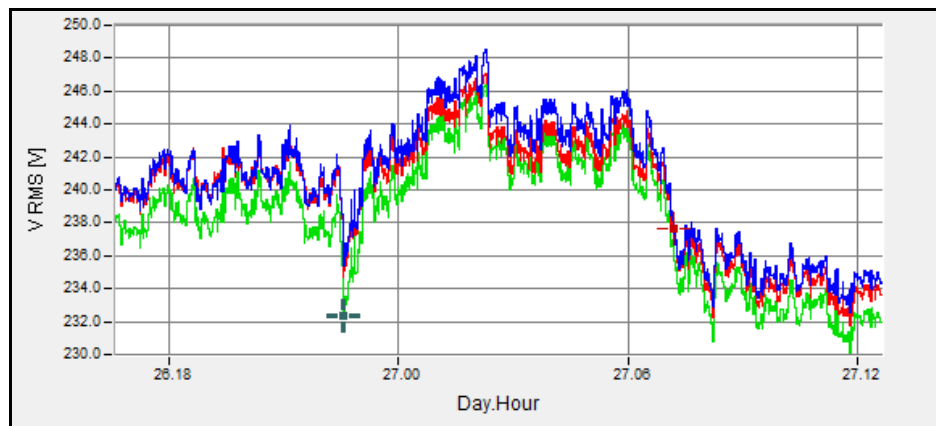


Fig. 6.4. Variația în timp a tensiunilor de fază (etapa 1).

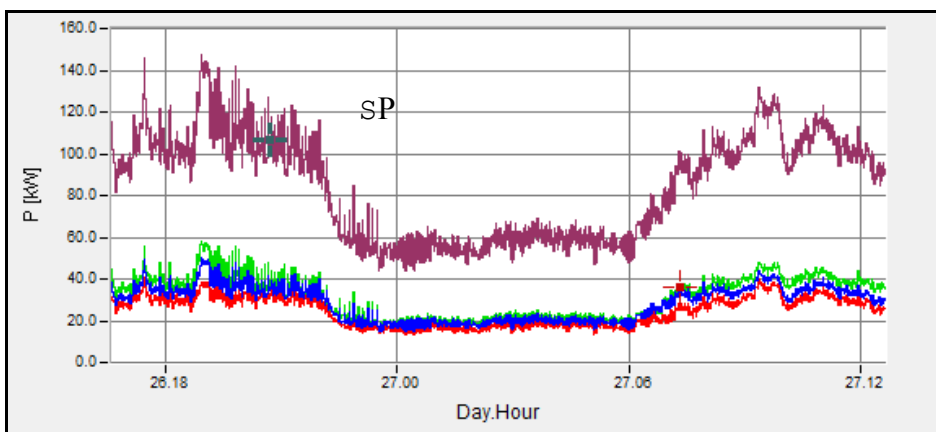


Fig. 6.5. Variația în timp a puterilor active pe faze și pe ansamblul trifazat (etapa 1).

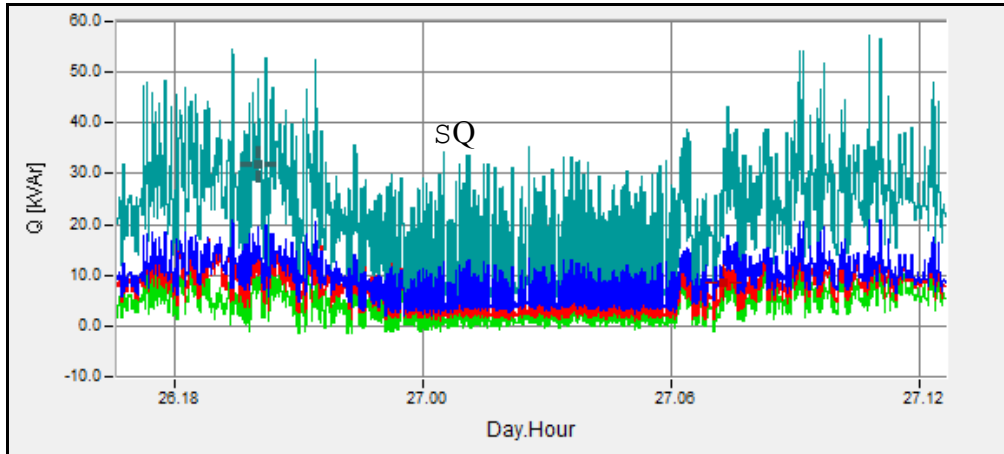


Fig. 6.6. Variația în timp a puterilor reactive pe faze și pe ansamblul trifazat (etapa 1).

În ceea ce privește caracteristicile regimurilor nesimetrice și deformante, cea mai mare parte a rezultatelor prelucrărilor mărimilor achiziționate sunt prezentate în Anexa 7. Sunt de reținut următoarele observații:

- cele mai pronunțate armonici de tensiune sunt cel de rang 5, 7, 11, 13, armonica a 5-a fiind cea mai importantă; nivelul acesteia nu depășește însă valoarea de 2,5 % (fig. A7.1÷4);
- distorsiunea armonică totală a tensiunii rareori depășește valoarea de 3 % (fig. A7.5), de obicei la vârful de sarcină de seară;
- dintre curenți, cel mai deformat este curentul prin transformator, având o valoare medie a distorsiunii armonice totale de aproximativ 15 %; în mare parte a timpului distorsiunea armonică totală depășește valoarea de 30 %, rareori 35 % (fig. A7.6); cea mai pronunțată este armonica a 5-a, ce depășește uneori valoarea de 18 % (fig. A7.4); de altfel armonica a 5-a este de departe cea mai pronunțată în toate undele curenților și tensiunilor;
- curentul absorbit de consumator este cel mai puțin deformat; distorsiunea armonică totală a acestuia depășește foarte rar valoarea de 15 % (fig. A7.7);
- curentul prin bateria de condensatoare este și el foarte deformat, distorsiunea armonică totală a acestuia depășind uneori valoarea de 25 %; de fapt, așa cum am mai afirmat, această deformare se regăsește în curentul rezultat (prin transformator); fenomenul se datorează amplificării regimului deformant ca urmare a conectării bateriei de condensatoare; pe lângă armonica a 5-a, general prezentă, se remarcă prezența pronunțată a armonicii a 13-a, care ajunge chiar la un nivel de 10 % (fig. A7.4)

Informații foarte utile se pot obține din calculul componentelor simetrice corespunzătoare planurilor armonice ale tensiunilor, informații care nu pot fi desigur obținute, decât printr-o achiziție trifazată („clasică”), prezentate aici pentru exemplificare, doar pentru regimul 1 (fig. 6.7). Se poate spune că componentele de secvență zero, în fiecare plan armonic trifazat, pot fi neglijate, valorile nedepășind 0,5 V. În ceea ce privește secvența pozitivă, așa cum era de altfel de așteptat, preponderente sunt armonicile de rang 7 și 13 (de succesiune directă), după cum pentru secvența negativă sunt mai importante armonicile de rang 5, 11, 19 (fig. 6.7).

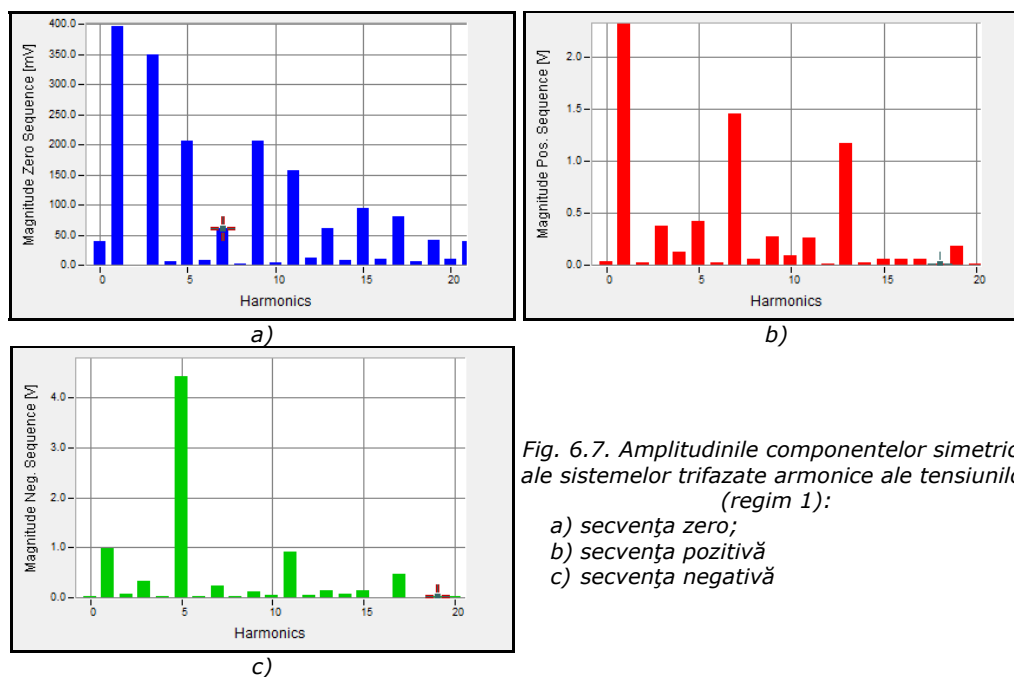


Fig. 6.7. Amplitudinile componentelor simetrice ale sistemelor trifazate armonice ale tensiunilor (regim 1):

- a) secvența zero;
- b) secvența pozitivă
- c) secvența negativă

6.4. Modelare și simulare Matlab-Simulink

Utilizarea unui reper în procesul de determinare experimentală a impedanței armonice văzute într-un nod al unei rețele electrice reale este necesară. În acest scop a fost utilizat mediul de programare MatLab – Simulink, cu ajutorul căruia se pot studia inclusiv rețelele electrice trifazate. Mai mult decât atât, simularea în MatLab-Simulink este dotată cu un instrument de calcul pentru determinarea impedanței armonice (variația cu frecvența a impedanței) văzute într-un nod al unei rețele, atât pentru secvența pozitivă (negativă), cât și pentru secvența zero.

Construcția modelului este precedată de calculul parametrilor necesari a fi introduși pentru fiecare element al rețelei: sistemul electroenergetic redus la bornele de medie tensiune ale transformatorului din PT HU-RO (modelat printr-o sursă trifazată), transformatorul, sarcina (consumatorul), respectiv bateria de condensatoare.

Se construiește apoi modelul pe care urmează a fi simulate regimurile particulare de funcționare, conectând între ele elementele de rețea (fig. 6.8).

După construcția circuitelor principale se adaugă pe schemă „circuitul secundar”, destinate calculului și vizualizării mărimilor electrice de interes. Pentru aceasta sunt necesare conectarea unor blocuri de calcul respectiv a unor instrumente de măsură virtuale (fig. 6.8).

Pentru verificarea corectitudinii modelării am folosit un regim normal de funcționare, similar regimului 1 amintit mai sus, cu deosebirea că simularea s-a făcut pe o rețea simetrică și echilibrată, pe când regimul real de funcționare este unul nesimetric și dezechilibrat. Calculul parametrilor necesari aplicației prezentate și parametrizarea elementelor de rețea se pot vedea în Anexa 8.

În fig. 6.8 se pot observa rezultatele calculului circulației de puteri pe frecvența fundamentale. Cu foarte mici diferențe ele corespund măsurărilor efectuate în rețeaua reală, ceea ce confirmă corectitudinea modelării.

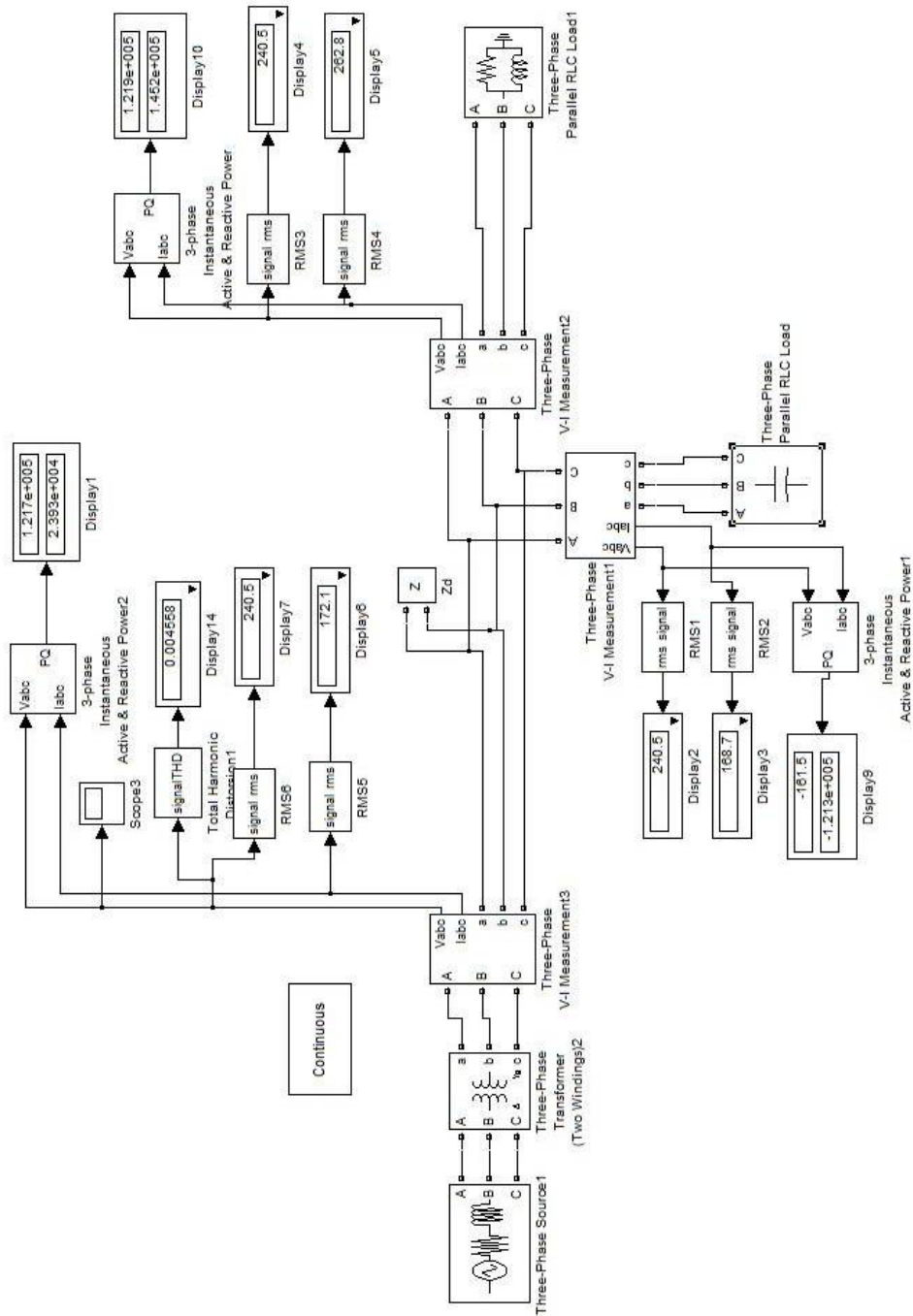


Fig. 6.8. Schema electrică trifazată a modelului construit în MatLab-Simulink.

Pasul următor constă în determinarea impedanțelor armonice.

Pentru aceasta, modelarea sursei, transformatorului respectiv a bateriei de condensatoare nu ridică probleme, având în vedere că frecvența maximă de interes este 1000 Hz (armonicile de rang 20). Cu alte cuvinte schemele echivalente conținând elemente de circuit de tip R , L , C , stabilite pe fundamentală, rămân valabile și pe frecvențele superioare, bineînțeles cu efectul corespunzător asupra reactanțelor inductive respectiv capacitive.

Trebuie în schimb rezolvată problema modelării consumatorului, mult mai dificilă, datorită modificării valorilor parametrilor din schema echivalentă, odată cu modificarea rangului armonicii, așa cum s-a arătat la capitolul al treilea al prezentei lucrări. Pentru acesta am ales modelul CIGRE (tabelul 3.3, modelul 7), dovedit din studii anterioare ca fiind cel mai potrivit pentru consumatorii industriali.

Pentru fiecare armonică, parametrii echivalenți R_s , X_s (L_s), X_p (L_p), se determină în funcție de tensiunea, puterea activă respectiv puterea reactivă corespunzătoare fundamentalei. Pentru regimul analizat, au rezultat valorile din tabelul 6.1.

Tabelul 6.1. Parametrii din schemele echivalente ale consumatorilor pentru armonicile 1÷19

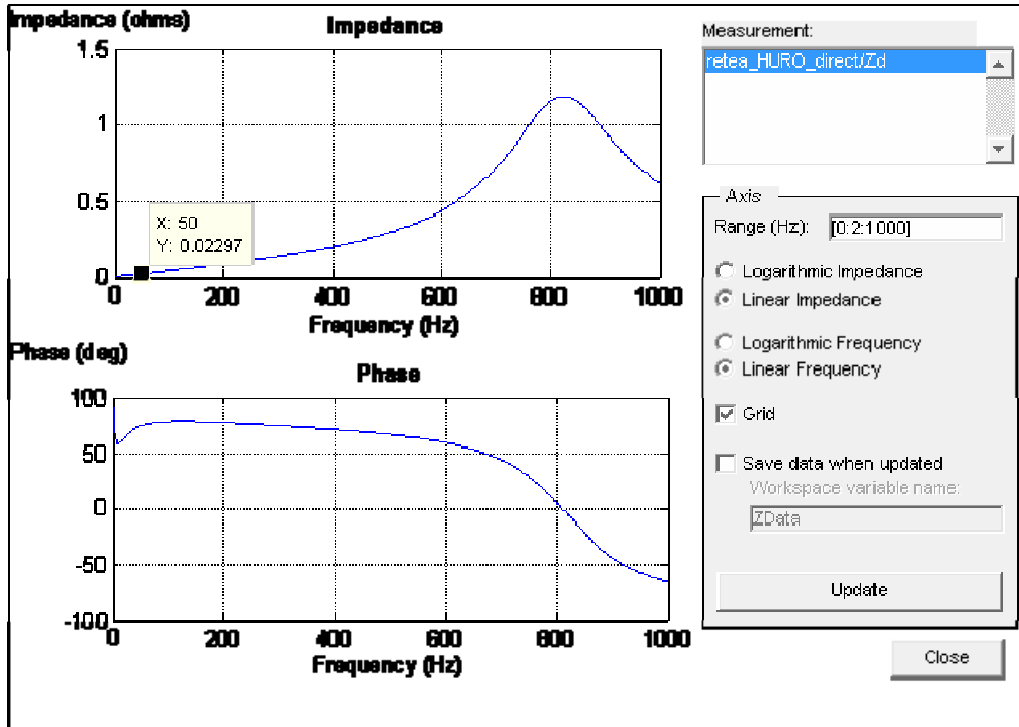
k	R_s [Ω]	X_s [Ω]	X_p [Ω]	L_s [H]	L_p [H]
1	0.517631	0.03778706	0.071477154	0.00012028	0.000228
3	0.517631	0.11336119	0.214431463	0.00036084	0.000683
5	0.517631	0.18893532	0.357385771	0.0006014	0.001138
7	0.517631	0.26450945	0.50034008	0.00084196	0.001593
9	0.517631	0.34008358	0.643294388	0.00108252	0.002048
11	0.517631	0.41565771	0.786248697	0.00132308	0.002503
13	0.517631	0.49123184	0.929203005	0.001563639	0.002958
15	0.517631	0.56680596	1.072157314	0.001804199	0.003413
17	0.517631	0.64238009	1.215111623	0.002044759	0.003868
19	0.517631	0.71795422	1.358065931	0.002285319	0.004323

Pentru determinarea impedanței armonice, modul de lucru este următorul:

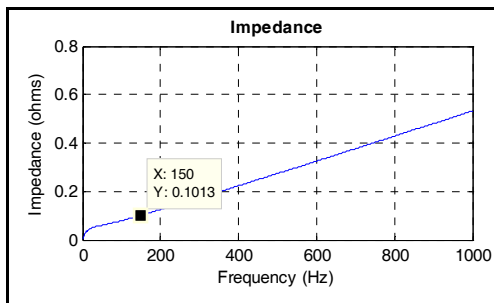
- pentru fiecare armonică impară $k = 3, 5, \dots, 19$, se introduce modelul CIGRE de sarcină, cu parametrii având valorile din tabelul 6.1;
- pentru fiecare armonică impară se determină impedanța văzută în nodul cu compensare capacitivă, cu ajutorul instrumentului dedicat existent în MatLab;
- se reține doar valoarea impedanței corespunzătoare armonicii pentru care a fost modelată sarcina;
- pentru toate armonicile cu excepția celor de rang trei sau multiplu de trei, se determină impedanța de secvență pozitivă (considerată egală cu cea de secvență negativă);
- pentru armonicile de rang trei sau multiplu de trei, se determină impedanța de secvență zero văzută în nodul respectiv.

Pentru regimul studiat s-au extras rezultatele determinării impedanței armonice, folosind reprezentarea grafică, pentru fiecare armonică aplicând de fiecare dată alt model pentru consumator. Valorile obținute se pot vedea în fig. 6.9.

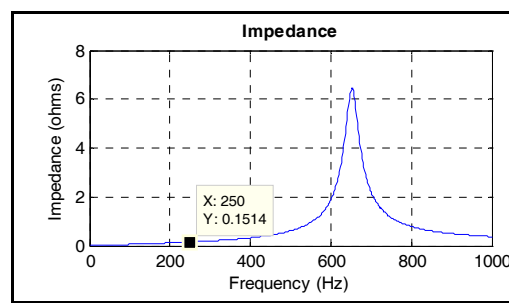
Pentru că putem anticipa deja producerea unei rezonanțe paralel în zona curenților armonici prezenți în rețea și deci o amplificare a regimului armonic ca urmare a instalării bateriilor de condensatoare, ne propunem acum determinarea prin modelare MatLab – Simulink, a impedanței armonice în nodul de interes, pentru același regim al sarcinii, de data aceasta fără baterie de condensatoare.



$k = 1$

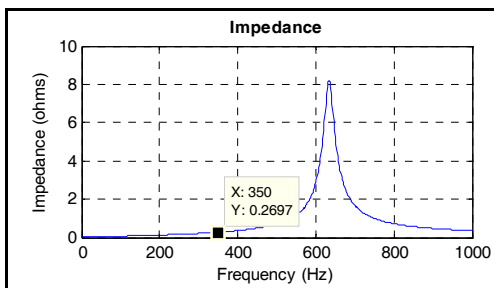


$k = 3$

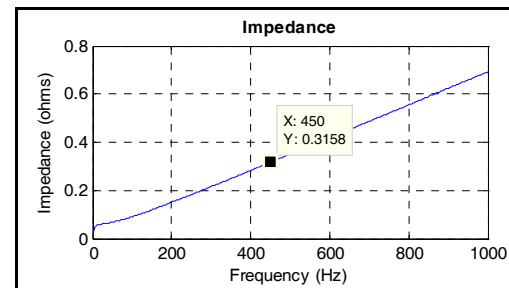


$k = 5$

Fig. 6.9. Impedanțele armonice pentru regimul analizat.



$k = 7$



$k = 9$

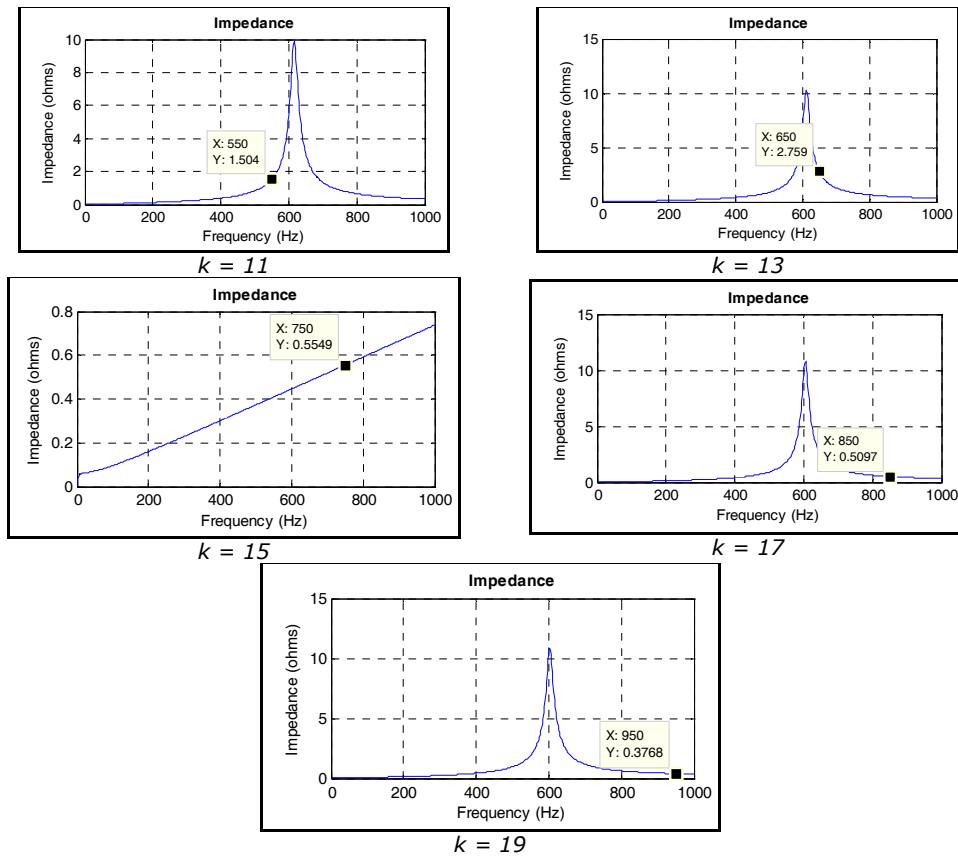
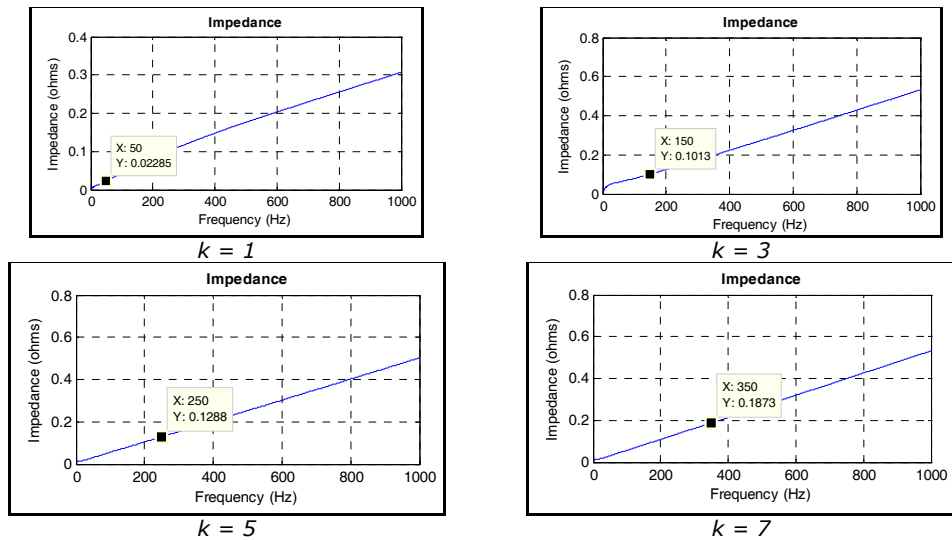


Fig. 6.9. (continuare) Impedanțele armonice pentru regimul analizat (în prezența BC).

Procedura este similară cu cea aplicată în regimul anterior. Se obțin valorile din fig. 6.10.



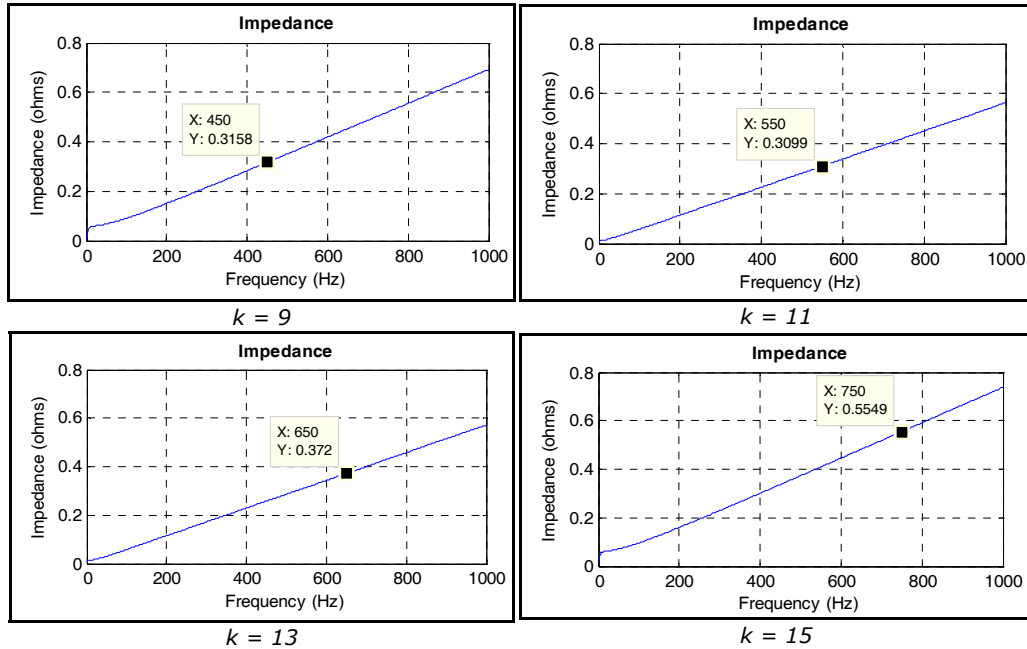


Fig. 6.10. Impedanțele armonice pentru regimul analizat (în absența BC).

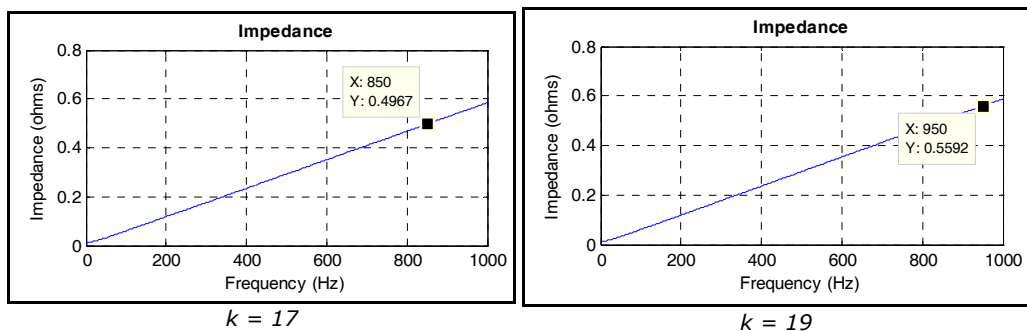


Fig. 6.10. Impedanțele armonice pentru regimul analizat (în absența BC).

Se poate constata că valorile obținute pentru armonicile de secvență zero (de rang multiplu de trei) sunt identice cu cazul anterior, când în rețea a fost prezentă bateria de condensatoare. Acest lucru poate fi explicat prin faptul că bateria de condensatoare având conexiunea delta, se comportă față de curenții de secvență zero ca o întrerupere a circuitului acestora (impedanță infinită), ca și în absența bateriei.

Valorile obținute și reprezentarea lor grafică sunt grupate în fig. 6.11.

Așa cum se poate constata, curba reprezentând variația impedanței armonice prezintă un pol foarte accentuat în dreptul armonicii de rang 13, pentru care rezultă un factor de amplificare $F_k = 7,4126$. Altfel spus, există un risc pronunțat de producere a unei rezonanțe paralel între bateria de condensatoare și restul rețelei.

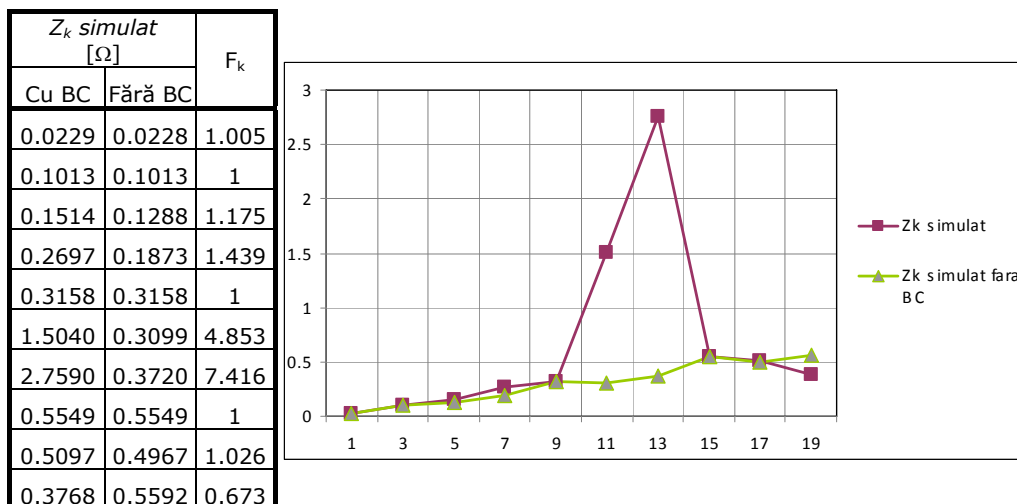


Fig. 6.11. Impedanța armonică determinată pe baza simulărilor.

6.5. Determinarea experimentală a impedanței armonice

Pentru determinarea experimentală a impedanței armonice văzute se folosește metoda variațiilor, prezentată la paragraful 3.3.3. Mai precis este vorba despre o variantă a acestei metode, care consideră un curent fictiv \underline{I}_k unic, injectat în, sau debitat din nodul de interes al rețelei, ca rezultat al curenților armonici ce vin dinspre, sau pleacă spre rețea și consumator. De fapt \underline{I}_k este suma fazorială în fiecare plan armonic, a acestora:

$$\underline{I}_k = \underline{I}_k \text{ rețea} + \underline{I}_k \text{ cons} \quad (6.1)$$

Aplicarea metodei constă în prelucrarea a două momente consecutive ale regimului permanent nesinusoidal normal, pentru care se consideră că impedanța rețelei respectiv curenții debitați de sursele echivalente din rețea și de la consumator nu se modifică. Diferențele dintre cele două regimuri se apreciază deci a fi date doar de modificarea unei impedanțe armonice echivalente liniare. Pentru aceasta, cele două regimuri au fost alese astfel încât să surprindă o comutație a unei trepte a bateriei de condensatoare, în condițiile modificării extrem de mici atât a sarcinii active cât și a celei reactive ale consumatorului. S-au putut găsi multe astfel de perechi, profitând de constanta de timp a regulatorului bateriei.

Prin urmare se determină impedanța armonică a rețelei văzută dinspre nodul de interes cu relația:

$$\underline{Z}_k \text{ rețea} = \frac{\Delta \underline{U}_k}{\Delta \underline{I}_{kt}} = \frac{\underline{U}_{k1} - \underline{U}_{k2}}{\underline{I}_{kt2} - \underline{I}_{kt1}} \quad (6.2)$$

unde \underline{U}_{k1} respectiv \underline{U}_{k2} sunt tensiunile armonice măsurate în cele două momente consecutive, 1 respectiv 2; \underline{I}_{kt1} și \underline{I}_{kt2} – curenții armonici transferați pe legătura dintre rețea și consumator (inclusiv bateria de condensatoare), la momentele 1 respectiv 2.

Pentru aplicația considerată, curentul transferat pe legătura dintre rețea și consumator I_{kt} , este chiar curentul măsurat în secundarul transformatorului. Sensul acestuia, apreciat după sensul puterii active corespondente, se poate schimba de la o armonică la alta. Pentru că de fapt nu interesează impedanța armonică a rețelei ci impedanța totală văzută în nodul respectiv, sensul curentului armonic transferat (măsurat) nu afectează rezultatul final.

Se calculează apoi impedanțele armonice echivalente ale consumatorului respectiv bateriei de condensatoare, cu ajutorul curenților armonici de pe legătura fiecăruia dintre aceste elemente la nodul de interes:

$$Z_{k \text{ cons}} = \frac{U_{k \text{ cons}}}{I_{k \text{ cons}}} \quad Z_{k \text{ BC}} = \frac{U_{k \text{ BC}}}{I_{k \text{ BC}}} \quad (6.3)$$

Impedanța armonică totală văzută în nod se obține prin punerea celor trei impedanțe determinate mai sus, în paralel:

$$\frac{1}{Z_k} = \frac{1}{Z_{k \text{ rețea}}} + \frac{1}{Z_{k \text{ cons}}} + \frac{1}{Z_{k \text{ BC}}} \Rightarrow$$

$$Z_k = \frac{Z_{k \text{ rețea}} \cdot Z_{k \text{ cons}} \cdot Z_{k \text{ BC}}}{Z_{k \text{ rețea}} \cdot Z_{k \text{ cons}} + Z_{k \text{ cons}} \cdot Z_{k \text{ BC}} + Z_{k \text{ BC}} \cdot Z_{k \text{ rețea}}} \quad (6.4)$$

Pentru calcul s-a utilizat programul MathCAD, valorile mărimilor de intrare, ale mărimilor intermediare respectiv ale mărimilor finale fiind prezentate în Anexa 9.

În fig. 6.12 se prezintă tabelar și grafic, valorile impedanței armonice văzute în nodul cu compensare capacitivă (secundarul transformatorului din PT HU-RO).

i	k	$Z_{ki} [\Omega]$
0	1	0.021
1	3	0.127
2	5	0.076
3	7	0.09
4	9	0.439
5	11	0.53
6	13	2.63
7	15	0.039
8	17	0.401
9	19	0.386

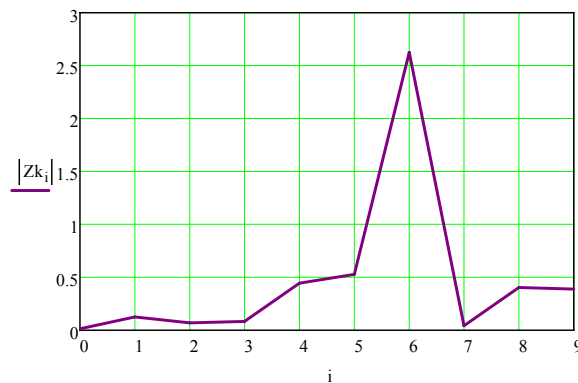


Fig. 6.12. Impedanța armonică determinată pe baza măsurătorilor.

Se obțin practic concluzii similare cu cele de la determinarea prin simulare a impedanței armonice.

6.6. Identificarea rezonanțelor armonice și evaluarea efectelor

Punând acum față în față cele două seturi de rezultate se poate constata o foarte bună asemănare, ceea ce conduce la concluzia că atât determinările experimentale cât și determinările prin simulare sunt corecte.

Apropierea se poate observa de altfel și în reprezentarea grafică comună din fig. 6.13.

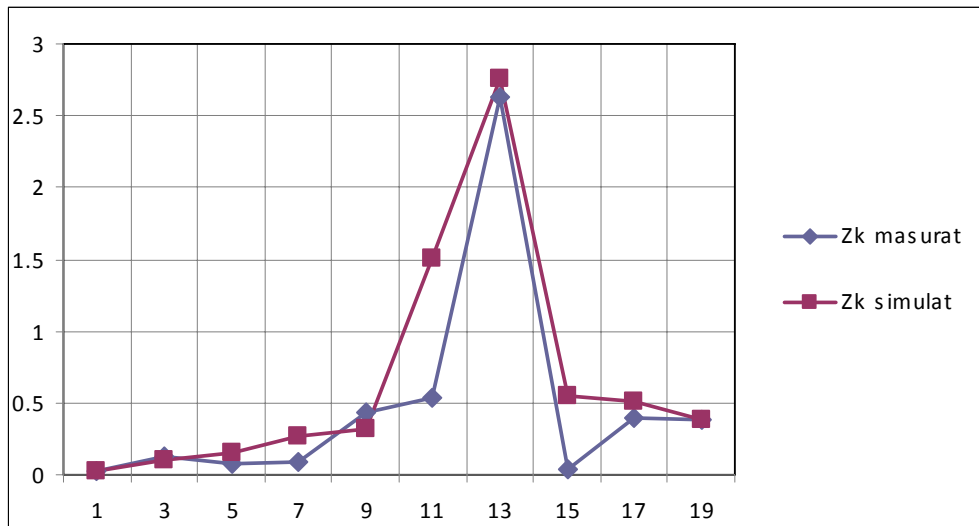


Fig. 6.13. Reprezentarea grafică comună a celor două seturi de rezultate.

Erori mai mari se pot observa în dreptul armonicii de rang 11 și 15.

Maximele însă se suprapun, ceea ce este o confirmare a faptului că există riscul apariției unei rezonanțe paralele între capacitatea echivalentă a bateriei de condensatoare și inductivitatea echivalentă a restului rețelei (rețeaua din amonte împreună cu sarcina), pe frecvența armonicii de rang 13.

Această rezonanță de fapt se și produce, lucru constatat cu ocazia măsurărilor. Ponderea mare a armonicii de rang 13, atât în unda tensiunii cât și în cea a curentului prin bateria de condensatoare și deci în rețeaua din amonte, confirmă că ne aflăm în prezența unei amplificări a regimului deformant, cauzate prin introducerea compensării.

O amplificare se produce și în cazul armonicilor apropiate, mai ales a armonicii de rang 11, dar într-o măsură mult mai mică. Valorile factorilor de amplificare sunt prezentați în fig. 6.11.

Din fericire, rezonanța se produce însă departe de armonica de rang 5. Astfel, efectele sale sunt relativ reduse, atât asupra rețelei și deci a consumatorului, dacă avem în vedere deformarea redusă a undei de tensiune, cât și asupra bateriei de condensatoare, dacă se are în vedere valoarea efectivă suportabilă a armonicii de rang 13 a curentului prin aceasta (maxim 10 % din fundamentală). Aceste efecte rămân reduse pe de o parte valorilor relativ ale puterilor treptelor bateriei de condensatoare și pe de altă parte datorită reglajului automat a puterii reactive de compensare, care permite evitarea supracompensărilor de lungă durată.

6.7. Concluzii

Capitolul de față reușește să aducă o contribuție semnificativă la depășirea dificultăților și incertitudinilor legate de aplicarea în practică a metodelor de optimizare a funcționării rețelelor electrice de distribuție, prin evitarea consecințelor negative ce pot apărea în cazul compensării capacitive în prezența regimului deformant.

Incertitudinile sunt legate de obicei de corectitudinea valorilor determinate prin simulare, ale impedanțelor armonice văzute într-un nod al unei rețele electrice de distribuție, atunci când simularea este singura metodă aplicabilă.

Metoda de determinare prin măsurători a impedanței armonice aplicată în această lucrare, ce are la bază „metoda variațiilor”, conduce la o bună precizie, în felul acesta permițând anticiparea, bineînțeles pe baza regimului deformant anterior, presupus cunoscut, a efectelor ulterioare instalării unei baterii de condensatoare, în funcție de mărirea puterii reactive (capacității electrice echivalente) a acesteia. Rezultate similare au fost obținute de altfel prin aplicarea metodei în alte 10 regimuri particulare, ceea ce ne face să afirmăm că metoda este bine stăpânită.

Rezultatele obținute se pot considera o dată în plus foarte bune, dacă se are în vedere multitudinea surselor de erori care afectează atât modelarea elementelor de rețea (care nu sunt tocmai simetrice) și simularea regimului (care nu este tocmai unul echilibrat), cât și achiziția de date, într-o măsură mai mică sau mai mare.

Pentru secțiunea de rețea analizată, cuprinzând un post de transformare de 10/0,4 kV rezultatele obținute indică existența unei rezonanțe paralele produse ca urmare a instalării bateriei de condensatoare. Aceasta determină o amplificare a regimului deformant atât în tensiuni cât și în curenți, cu preponderență pentru armonica de rang 13 și zona limitrofă. Efectele rămân însă relativ reduse ceea ce înseamnă că nu este necesară intervenția prin mijloace cum ar fi instalarea de filtre refulante sau absorbante.

Contribuțiile aduse de autor în cadrul acestui capitol se referă la:

- efectuarea monitorizării regimurilor de funcționare a unei zone de rețea electrică de distribuție, cu scopul determinării caracteristicilor acestora din perspectiva regimului deformant, prelucrarea și analiza rezultatelor;
- modelarea și simularea regimurilor de funcționare a rețelei analizate în mediul de programare MatLab – Simulink, pentru frecvența fundamentală respectiv frecvențele armonicilor de rang impar și determinarea impedanțelor armonice văzute în nodul de interes, în cazul prezenței respectiv absenței bateriei de condensatoare;
- determinarea pe bază de măsurători în rețeaua reală, aplicând metoda variațiilor, a impedanței armonice văzute în nodul de interes, confirmarea corectitudinii atât a modelărilor și simulărilor cât și a metodei experimentale;
- identificarea rezonanțelor paralele produse ca urmare a instalării bateriei de condensatoare și evaluarea efectelor acestora asupra rețelei respectiv asupra bateriei de condensatoare, respectiv a necesității de intervenție.

7. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII

Lucrarea de față, intitulată "**Contribuții la optimizarea regimurilor de funcționare a rețelelor electrice de distribuție poluate armonic**" și-a propus să dezvolte și să aplice prin contribuții personale, unele teorii și idei actuale din literatura de specialitate, referitoare la regimurile perturbate de funcționare a rețelelor electrice de distribuție. Autorul propune câteva metode simple și eficiente de evaluare a modului de funcționare a unei rețele electrice (subsistem electroenergetic), pe baza de observații, așa cum sunt ele „văzute” dintr-un nod oarecare, cu accent deosebit pe problema regimului deformant, regim real de funcționare a rețelelor electrice de distribuție în care este realizată alimentarea receptoarele consumatorilor de energie electrică.

Tematica cercetării la care se racordează și prezenta lucrare, devine tot mai acut necesară în prezent, constatând contradicțiile tot mai accentuate dintre consumatorii de energie electrică și distribuitori, legate de cerințele privind calitatea serviciului de distribuție a energiei electrice oferit. Aceste contradicții se dezvoltă pe de o parte ca urmare a faptului că receptoarele de energie electrică au evoluat, apelând la tehnici și tehnologii moderne ce încorporează electronică de putere, devenind astfel veritabile surse de perturbații, iar pe de altă parte cerințele consumatorilor privind parametrul de calitate ai energiei electrice distribuite sunt tot mai ridicate. În acest context clauzele contractuale pe care le solicită clienții furnizorului de energie electrică devin tot mai ferme, astfel că acestuia i se impun obligații suplimentare. Toate acestea și-ar putea găsi o rezolvare eficientă prin dezvoltarea noilor tehnici de conducere, care să beneficieze de evoluția spectaculoasă a informaticii, prin implementarea de principii și tehnologii informatice noi de prelucrare a datelor.

Una dintre problemele importante ce apar într-un sistem electroenergetic, indiferent de dimensiunea lui, este aceea a funcționării acestuia în prezența perturbațiilor în general, respectiv a poluării armonice în particular. Regimului nesinusoidal, caracterizat prin deformarea curbilor sinusoidale de tensiune și curent, prin apariția de armonici care produc efecte nefavorabile asupra funcționării receptoarelor de energie electrică dar și asupra elementelor de rețea, este într-o continuă expansiune. Prezența regimului nesinusoidal pune atât problema cauzelor acestuia cât și pe cea a identificării surselor lui: consumatorii cu receptoarele lor, distribuitorii de energie electrică, prin rețele electrice proprii, sau sursele de energie electrică care debitează energie în rețelele de distribuție și utilizare. Din această perspectivă este absolut necesar a se analiza și rețeaua electrică, susceptibilă, așa cum s-a arătat și în lucrarea de față, în a amplifica perturbațiile ce determină regimurile nesinusoidale.

Cercetările autorului s-au focalizat asupra unei categorii specifice de fenomene fizice existente în rețelele reale și anume cea a rezonanțelor armonice, care pot determina amplificarea regimului nesinusoidal produs de receptoarele neliniare. Producerea unei rezonanțe armonice într-o zonă de rețea, în anumite condiții poate conduce la depășirea unor limite admise pentru indicatorii regimului nesinusoidal, periclitanț funcționarea corectă și stabilă a rețelei și punând în pericol continuitatea serviciului de alimentare cu energie electrică a consumatorilor.

Plecând de la analiza stadiului actual al cercetării în acest domeniu, având în vedere preocupările existente în rândul specialiștilor referitoare la identificarea cauzelor regimurilor nesinusoidale și implementarea de soluții menite să contribuie la eliminarea sau atenuarea efectelor acestora asupra rețelelor și a instalațiilor de

utilizare, autorul acestei lucrări propune și aplică practic unele metode simple și eficiente pentru identificarea regimurilor de rezonanță armonică respectiv pentru evitarea manifestării acestora.

Din punct de vedere practic, apar dificultăți importante în acest demers, ținând cont de următoarele considerente:

- regimul nesinusoidal permanent nu este întotdeauna și simetric, astfel că fenomenele nesinusoidale decurg diferit pe cele trei faze. Dacă se dorește să se urmărească faza pe care regimul deformant este cel mai pronunțat, este posibil ca situația să se îndepărteze mult de o valoare medie a mărimilor caracteristice regimului, iar concluziile care pot fi obținute să fie exagerate sau chiar eronate, astfel că măsurile întreprinse să nu fie cele mai adecvate. Dacă se lucrează cu mărimi de fază trebuie considerați parametrii armonici de fază, astfel că în această situație nu se pot ignora cuplajele mutuale care apar între elementele de fază luate în calcul;
- folosirea parametrilor de secvență întâmpină dificultatea că fiecărei armonici i se asociază un set trifazat de curenți și tensiuni de o anumită succesiune, astfel că folosirea impedanței de secvență pozitivă ca impedanță armonică este dificil de justificat în rețelele de distribuție de medie tensiune dar mai ales în cele de joasă tensiune;
- regimul nesinusoidal corespunzător funcționării normale, de obicei nu este unul staționar și ca urmare se produc multe oscilații, acest regim fiind practic un regim tranzitoriu oscilant în care definirea mărimilor caracteristice regimului permanent nesinusoidal poate fi pusă sub semnul întrebării.

Autorul își construiește lucrarea în jurul ideii utilizării impedanței armonice văzute într-un nod al unei rețele funcționând în regim nesinusoidal, ca instrument de primă importanță pentru analiza regimurilor la modul general și în particular pentru identificarea respectiv anticiparea rezonanțelor armonice, evaluarea efectelor acestora și stabilirea acțiunilor necesare evitării producerii lor. Pentru aceasta este nevoie ca pe lângă o bună cunoaștere a fenomenelor reale, să fie stăpânite instrumente matematice complexe necesare aplicării unor teorii specifice din electrotehnică și electroenergetică, care să permită determinarea prin calcul, prin modelări și simulări, dar și experimental a impedanței armonice. Acesta este de altfel și traseul parcurs de autor în elaborarea capitolelor.

Problema caracterizării regimului nesinusoidal este abordată într-un capitol distinct - **cel de-al doilea** - avându-se în vedere importanța acestor noțiuni pentru tematica și scopul abordat de teză. S-au prezentat sintetic următoarele: cauzele și manifestările regimului nesinusoidal, indicatorii acestuia, efectele regimului și câteva tehnici de modelare și analiză armonică. S-a insistat asupra: unor noi abordări privind mărimile caracteristice, a perioadei de monitorizare pentru ca regimul să poată fi caracterizat de mărimi adecvate, rolului puterilor în regim nesinusoidal și a definirii unui factor de putere corespunzător, rolului important pe care îl are modelarea consumatorului rotativ în reprezentarea elementelor de sistem și asupra faptului că solicitarea cea mai periculoasă apare asupra bateriilor de condensatoare.

Definiția impedanței armonice a unei rețele electrice de distribuție introduce unul dintre capitolele de bază al tezei - **capitolul al treilea**. Formularea dată de CIGRE, care definește impedanța armonică ca fiind impedanța echivalentă de secvență pozitivă a rețelei văzută în acel nod, nu este cea mai adecvată și astfel, dependent de nivelul de tensiune, această definiție ar trebui diferențiată. Astfel, în rețelele de distribuție dar mai ales la nivelul de medie tensiune, impedanța armonică ar trebui să corespundă caracteristicii armonicii - dacă aceasta este de succesiune directă (pozitivă) ar trebui să se lucreze cu impedanța de secvență pozitivă iar dacă armonică este de succesiune inversă (negativă) și impedanța ar trebui să fie de secvență negativă. Practic acest

lucru se asigură foarte ușor dacă se mediază valorile impedanțelor armonice rezultate pe faze.

Referitor la determinarea impedanțelor armonice ale rețelelor electrice, în lucrare sunt evidențiate o multitudine de metode care pot fi grupate principal în două categorii:

- a) metode bazate pe determinarea analitică a impedanței armonice care, pentru un caz general, presupun parcurgerea a trei etape importante - modelarea armonică a elementelor de sistem, calculul circulației de curenți și tensiuni armonice și calculul propriu-zis al impedanței armonice în nodurile de interes. Autorul precizează mai întâi ipotezelor admise în parcurgerea acestor etape, alocând un spațiu larg relațiilor pentru determinarea analitică a impedanțelor armonice pentru toate elementele unui sistem electroenergetic. Se arată că un rol foarte important îi revine modelării consumatorului liniar atât sub aspectul valorii frecvențelor de rezonanță, cât și a valorii de amplitudine a impedanței armonice. Pentru validarea celor arătate teoretic s-a prezentat o aplicație pe o rețea de distribuție obișnuită unde, pentru consumatorul liniar, s-au adoptat patru modele de scheme echivalente iar pentru calculul impedanțelor armonice s-a folosit metoda inversării matricei admitanțelor nodale, arătându-se variația acestora cu rangul armonicii în cazul celor patru modele considerate și făcându-se comentarii pe marginea rezultatelor obținute;
- b) metode bazate pe determinarea experimentală a impedanței armonice, despre care s-a arătat că se poate efectua în domeniul timp sau în domeniul frecvență. La determinarea impedanței armonice în domeniul frecvență, au fost prezentate modele existente în literatura de specialitate, descriind metoda dublei regresii liniare dar și metoda simplei regresii, aplicate prin considerarea ipotezei simplificatoare referitoare la absența unor armonici în curba tensiunii furnizate de sursă. Legat de determinarea impedanței armonice în domeniul timp se prezintă avantajul metodei în ceea ce privește păstrarea sensului fizic al problemei dar și greutățile întâmpinate datorită complexității operației de măsurare. Este prezentată metoda variațiilor, o metodă practică, bazată pe utilizarea curenților armonici existenți în rețea, ce a fost de altfel aplicată și de autor în determinările sale experimentale prezentate în capitolul al șaselea.

În **capitolul al patrulea**, după trecerea în revistă a noțiunilor teoretice la fenomenele de rezonanță în circuitele de curent alternativ sinusoidal și la rezonanțele armonice, autorul prezintă modul de aplicare a unei metode preluate din teoria sistemelor, la identificarea regimurilor de rezonanță armonică a unei rețele de distribuție. Este vorba despre *metoda variabilelor de stare*, proprie științei sistemelor, cu un limbaj matematic specific, care are avantajul unei gândiri sistemice, ce permite analizarea fenomenelor din punct de vedere al interdependenței lor, al legăturilor complexe dintre cauze și efecte sau dintre scop și mijloace. Pentru aceasta, în partea introductivă se fac câteva referiri generale despre legăturile care pot să existe între teoria sistemelor și conducerea sistemelor electroenergetice și despre stabilitatea unui sistem automat în condițiile găsirii valorilor proprii ale matricei de stare, caracteristică sistemului. La aplicarea metodei variabilelor de stare este foarte importantă alegerea mărimilor de intrare, de ieșire și de control astfel încât variabilele de stare rezultate să poată defini complet starea sistemului la un moment dat și să permită cunoașterea stării lui viitoare. Aplicarea metodei variabilelor de stare în studiul rețelelor electrice de distribuție permite calculul frecvențelor de rezonanță armonică. Pentru aceasta trebuie însă să se utilizeze ca variabile de stare, curenții armonici independenți prin inductivitățile longitudinale ale elementelor de rețea și tensiunile armonice la bornele condensatoarelor considerate în nodurile de sistem pentru compensarea sarcinii reactive.

Pentru a demonstra aplicarea metodei s-a prezentat în continuarea modelului matematic, un studiu de caz referitor la o zonă de rețea de distribuție ce cuprinde elemente aflate la trei nivele de tensiune: 110, 20, 0,4 kV. S-au determinat frecvențele de rezonanță armonică determinând polii (maximele) și zerourile (minimele) impedanțelor armonice văzute în nodurile rețelei prevăzute cu compensare capacitivă. Pentru validarea rezultatelor obținute, s-au efectuat calculele de identificare a frecvențelor de rezonanță armonică și prin metoda clasică, respectiv aceea a inversării matricei admitanțelor armonice nodale. Se constată o corespondență foarte bună între rezultatele obținute prin cele două metode și în plus faptul că metoda variabilelor de stare este mai rapidă. Pentru completarea cercetării s-au reprezentat și variații ale modulului impedanțelor armonice în nodurile rețelei analizate în condițiile modificării regimului de funcționare. Astfel, au rezultat câteva observații utile și interesante legate de analiza sensibilității frecvențelor de rezonanță armonică cu diferiți parametri ai regimului.

Capitolul al cincilea contribuie la evidențierea, pe baza unei analize calitative și cantitative, a rolului determinant al studiului impedanței armonice în acel nod al unei rețele electrice de distribuție, în care urmează să se instaleze baterii de condensatoare, dacă în rețea este prezent un regim deformant pronunțat.

Montarea condensatoarelor are ca efect secundar o creștere accentuată a valorii impedanței armonice echivalente a rețelei, pentru frecvențe având valori situate în apropierea 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.

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 sau instalarea bobinelor antirezonante (formarea filtrelor refulante), respectiv limitarea circulației curenților armonici prin folosirea unor instalații de utilizare cu nivel redus de poluare armonică sau filtrarea curenților armonici. Aplicarea eficientă a acestor metode presupune cunoașterea cu o bună precizie a impedanței armonice a rețelei, "văzută" în nodul de interes.

În acest capitol autorul folosește o metodă originală de îmbinare a elementelor teoretice și a aplicării lor în instalațiile reale, în paralel cu discuția rezultatelor unei aplicații numerice obținute prin modelarea unei zone de rețea și analiza în domeniul frecvență a circuitului echivalent al acestuia, cu ajutorul unui program specializat (Orcad PSpice). Modul de lucru aplicat în cadrul acestui capitol se poate constitui într-o procedură deosebit de utilă, eficientă și ușor de aplicat în cazuri particulare, care să contribuie la optimizarea regimurilor de funcționare a rețelelor electrice de distribuție poluate armonic.

Conținutul **capitolului al șaselea** este destinat pe de o parte analizei rezultatelor monitorizării regimurilor de funcționare ale unei zone aparținând unei rețele electrice de distribuție reale și pe de altă parte utilizării acestor rezultate la determinarea impedanței armonice a rețelei „văzute” în nodul în care s-au efectuat măsurătorile, cu scopul identificării rezonanțelor armonice, al evaluării efectelor acestora și al unor eventuale intervenții pentru evitarea lor.

Determinările experimentale s-au efectuat pe barele de joasă tensiune ale unui post de transformare aparținând rețelei de distribuție a municipiului Timișoara,

pe care este instalată o baterie de condensatoare, comandată de un regulator automat. Aplicând metoda variațiilor și beneficiind de echipamente de monitorizare de ultimă generație, autorul reușește să determine cu o bună precizie impedanța armonică pentru un regim oarecare. Rezultatele sunt validate prin confruntarea cu cele obținute prin modelarea și simularea regimului cu ajutorul unui mediu de programare specializat (MatLab Simulink). Metoda utilizată este aplicabilă prin asociere cu un echipament de monitorizare performant, ce permite achiziția și prelucrarea datelor pentru regimuri de funcționare diferite dar foarte apropiate în timp, astfel încât să poată fi surprinsă comutația unui element liniar de circuit, în condițiile în care consumatorul și rețeaua nu își modifică starea. Determinarea pe rețeaua reală a impedanței armonice, permite identificarea rezonanțelor armonice, explicarea amplificării regimului deformant ca urmare a instalării de baterii de condensatoare și evaluarea efectelor acestora asupra instalațiilor.

Metoda de analiză utilizată de autor în acest capitol este una originală și se poate constitui de asemenea într-o procedură utilă specialiștilor ce își desfășoară activitatea atât în cercetare cât și în exploatarea rețelelor de distribuție, devenind un instrument care se poate alătura cu succes celor utilizate deja pentru optimizarea regimurilor de funcționare ale rețelelor de distribuție poluate armonic.

Contribuțiile aduse de autor cu ocazia elaborării prezentei teze se pot sintetiza după cum urmează:

- Sistematizarea informațiilor bibliografice din literatură, referitoare la problematica regimului nesinusoidal;
- Abordarea sintetică a problemei ridicate de tehnicile de modelare și analiză armonică pentru regimul nesinusoidal;
- Sistematizarea și gruparea unor aspecte legate de calculul impedanței armonice: clasificarea metodelor de calcul, determinarea ei în funcție de tipul modelării, sensibilitatea impedanței armonice;
- Elaborarea unui studiu de caz privind calculul impedanței armonice pentru o rețea cu trei noduri folosind metoda inversării matricei admitanțelor nodale;
- Stabilirea concluziilor referitoare la rolul modelului armonic adoptat pentru consumatorul liniar, asupra variației impedanțelor armonice văzute în nodurile de rețea, a valorilor maxime și a frecvențelor de rezonanță;
- Sistematizarea problemelor legate de estimarea experimentală a impedanțelor armonice în domeniul frecvență și în domeniul timp;
- Evidențierea particularităților abordării sistemice în conducerea sistemelor electroenergetice și în particular a regimurilor de funcționare a rețelelor electrice poluate armonic;
- Propunerea aplicării metodei variabilelor de stare pentru determinarea frecvențelor de rezonanță armonică la o rețea electrică de distribuție poluată armonic;
- Studiu de caz privind aplicarea metodei variabilelor de stare la stabilirea frecvențelor de rezonanță armonică pentru o rețea electrică cu instalații de compensare;
- Validarea rezultatelor obținute, prin compararea lor cu cele rezultate din aplicarea metodei considerată clasică de literatura de specialitate, cea a inversării matricei admitanțelor armonice nodale;
- Analiza sensibilității frecvențelor de rezonanță armonică cu variația unor parametri în nodul considerat: puterea reactivă de compensare, sarcina activă și reactivă consumată în nod, puterea de scurtcircuit a sistemului de alimentare a rețelei;
- Utilizarea unei metode de abordare teoretică combinată cu comentarii și exemplificări concrete pe baza rezultatelor unor aplicații numerice, a consecințelor compensării puterii reactive într-o rețea de distribuție poluată armonic;

- Studiu de caz destinat analizei în domeniul frecvență a regimului permanent nesinusoidal al zonei de rețea folosite pentru exemplificarea efectului dimensionării bateriilor de condensatoare asupra regimului deformant al rețelei;
- Analiza influenței sarcinilor active și reactive, respectiv a puterii de scurtcircuit în nodul de racord la SEE, asupra valorilor impedanțelor armonice, utilizând un mediu de programare dedicat (Orcad PSpice);
- Dimensionarea bateriilor de condensatoare ca și componente ale unor filtre absorbante respectiv refulante, conform criteriilor uzuale și analiza influenței acestora asupra valorilor impedanțelor armonice;
- Analiza influenței valorilor sarcinii liniare, a factorului de calitate al filtrelor, respectiv a puterii reactive debitate pe fundamentală de către filtre asupra amplitudinii și frecvenței de antirezonanță;
- Stabilirea unui algoritm de optimizare a compensării puterii reactive într-o rețea electrică de distribuție poluată armonic, în funcție de caracteristicile rețelei, ale consumatorului liniar respectiv ale celui neliniar (deformant) și ale instalației de compensare.
- Efectuarea monitorizării regimurilor de funcționare a unei zone de rețea electrică de distribuție, cu scopul determinării caracteristicilor acestora din perspectiva regimului deformant, prelucrarea și analiza rezultatelor;
- Modelarea și simularea regimurilor de funcționare a rețelei analizate în mediul de programare MatLab – Simulink, pentru frecvența fundamentală respectiv frecvențele armonice de rang impar și determinarea impedanțelor armonice văzute în nodul de interes, în cazul prezenței respectiv absenței bateriei de condensatoare;
- Determinarea pe bază de măsurători în rețeaua reală, aplicând metoda variațiilor, a impedanței armonice văzute în nodul de interes, confirmarea corectitudinii atât a modelărilor și simulărilor cât și a metodei experimentale;
- Identificarea rezonanțelor paralele produse ca urmare a instalării bateriei de condensatoare și evaluarea efectelor acestora asupra rețelei respectiv asupra bateriei de condensatoare, respectiv a necesității de intervenție.
- Stabilirea de concluzii, observații și interpretări pe baza aplicațiilor prezentate, în cadrul noțiunilor teoretice expuse.

Având în vedere problematica prezentată precum și rezultatele obținute prin cercetările efectuate cu ocazia elaborării prezentei teze de doctorat, autorul consideră util a afirma încă odată că problema determinării corecte, atât pe cale analitică cât și pe cale experimentală a impedanțelor armonice ale rețelelor electrice de distribuție este una pe cât de complexă, pe atât de importantă. Având certitudinea unei evaluări precise, impedanța armonică poate fi apoi transformată într-un instrument foarte util, simplu și eficient, ușor de implementat în proceduri și algoritmi, de tipul celor elaborați și de autorul prezentei lucrări, prin care să se completeze mijloacelor actuale de optimizare a regimurilor de funcționare a rețelelor electrice de distribuție poluate armonic.

Anexa 1. Calculul matricelor admitanțelor nodale pentru aplicația 3.4 (MathCAD)

$$Y11(f) := \frac{-i}{\frac{f}{50} \cdot 0.147} + i \cdot 0.887 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{f}{50} + \frac{\frac{f}{50} + 131.2}{0.254 \cdot \frac{f}{50} + 33.32 + i \cdot 436.9 \cdot \frac{f}{50}} \quad Y12(f) := \frac{-\left(\frac{f}{50} + 131.2\right)}{0.254 \cdot \frac{f}{50} + 33.32 + i \cdot \frac{f}{50} \cdot 436.9}$$

$$Y21(f) := Y12(f)$$

$$Y22(f) := \frac{\frac{f}{50} + 131.2}{0.254 \cdot \frac{f}{50} + 33.32 + i \cdot 436.9 \cdot \frac{f}{50}} + i \cdot 0.003 \cdot \frac{f}{50} + 0.005 - i \cdot 0.004 + \frac{1}{1.967 + i \cdot 1.705 \cdot \frac{f}{50}} \quad Y13(f) := 0 \quad Y31(f) := 0$$

$$Y23(f) := \frac{-1}{1.967 + i \cdot 1.705 \cdot \frac{f}{50}} \quad Y32(f) := Y23(f) \quad Y33(f) := \frac{1}{1.967 + i \cdot 1.705 \cdot \frac{f}{50}} + i \cdot 0.0015 \cdot \frac{f}{50} + 0.0025 - i \cdot 0.002$$

$$Y(f) := \begin{pmatrix} Y11(f) & Y12(f) & Y13(f) \\ Y21(f) & Y22(f) & Y23(f) \\ Y31(f) & Y32(f) & Y33(f) \end{pmatrix}$$

$$f := 1..2000$$

$$Z(f) := Y(f)^{-1}$$

$$Zk1(f) := |Z(f)_{1,1}| \quad Zk2(f) := |Z(f)_{2,2}| \quad Zk3(f) := |Z(f)_{3,3}|$$

$$YB11(f) := \frac{-i}{\frac{f}{50} \cdot 0.147} + i \cdot 0.887 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{f}{50} + \frac{\frac{f}{50} + 131.2}{0.254 \cdot \frac{f}{50} + 33.32 + i \cdot 436.9 \cdot \frac{f}{50}} \quad YB12(f) := \frac{-\left(\frac{f}{50} + 131.2\right)}{0.254 \cdot \frac{f}{50} + 33.32 + i \cdot \frac{f}{50} \cdot 436.9}$$

$$YB21(f) := YB12(f)$$

$$YB22(f) := \frac{\frac{f}{50} + 131.2}{0.254 \cdot \frac{f}{50} + 33.32 + i \cdot 436.9 \cdot \frac{f}{50}} + i \cdot 0.003 \cdot \frac{f}{50} + 0.005 - i \cdot \frac{0.004}{\frac{f}{50}} + \frac{1}{1.967 + i \cdot 1.705 \cdot \frac{f}{50}} \quad YB13(f) := 0 \quad YB31(f) := 0$$

$$YB23(f) := \frac{-1}{1.967 + i \cdot 1.705 \cdot \frac{f}{50}} \quad YB32(f) := YB23(f) \quad YB33(f) := \frac{1}{1.967 + i \cdot 1.705 \cdot \frac{f}{50}} + i \cdot 0.0015 \cdot \frac{f}{50} + 0.0025 - i \cdot \frac{0.002}{\frac{f}{50}}$$

$$YB(f) := \begin{pmatrix} YB11(f) & YB12(f) & YB13(f) \\ YB21(f) & YB22(f) & YB23(f) \\ YB31(f) & YB32(f) & YB33(f) \end{pmatrix}$$

$$f := 1..2000$$

$$ZB(f) := YB(f)^{-1}$$

$$ZBk1(f) := |ZB(f)_{1,1}| \quad ZBk2(f) := |ZB(f)_{2,2}| \quad ZBk3(f) := |ZB(f)_{3,3}|$$

$$YC1k(f) := \frac{-i}{\frac{f}{50} \cdot 0.147} + i \cdot 0.887 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{f}{50} + \frac{\frac{f}{50} + 131.2}{0.254 \frac{f}{50} + 33.32 + i \cdot 436.9 \frac{f}{50}} \quad YC1\lambda(f) := \frac{-\left(\frac{f}{50} + 131.2\right)}{0.254 \frac{f}{50} + 33.32 + i \frac{f}{50} \cdot 436.9}$$

$$YC2k(f) := YC1\lambda(f)$$

$$YC2\lambda(f) := \frac{\frac{f}{50} + 131.2}{0.254 \frac{f}{50} + 33.32 + i \cdot 436.9 \frac{f}{50}} + i \cdot 0.003 \frac{f}{50} + 0.003 \left(0.1 \frac{f}{50} + 0.9\right) - i \cdot 0.004 \left(0.1 \frac{f}{50} + 0.9\right) + \frac{1}{1.967 + i \cdot 1.705 \frac{f}{50}}$$

$$YC3k(f) := 0 \quad YC3\lambda(f) := 0 \quad YC2k(f) := \frac{-1}{1.967 + i \cdot 1.705 \frac{f}{50}} \quad YC3\lambda(f) := YC2\lambda(f)$$

$$YC3\lambda(f) := \frac{1}{1.967 + i \cdot 1.705 \frac{f}{50}} + i \cdot 0.0015 \frac{f}{50} + (0.0025 - i \cdot 0.002) \cdot \left(0.9 + 0.1 \frac{f}{50}\right)$$

$$YC(f) := \begin{pmatrix} YC1k(f) & YC1\lambda(f) & YC3k(f) \\ YC2k(f) & YC2\lambda(f) & YC2\lambda(f) \\ YC3k(f) & YC3\lambda(f) & YC3\lambda(f) \end{pmatrix}$$

$$f := 1..2000 \quad ZC(f) := YC(f)^{-1}$$

$$ZCk1(f) := |ZC(f)_{1,1}| \quad ZCk2(f) := |ZC(f)_{2,2}| \quad ZCk3(f) := |ZC(f)_{3,3}|$$

$$YD1k(f) := \frac{-i}{\frac{f}{50} \cdot 0.147} + i \cdot 0.887 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{f}{50} + \frac{\frac{f}{50} + 131.2}{0.254 \frac{f}{50} + 33.32 + i \cdot 436.9 \frac{f}{50}} \quad YD1\lambda(f) := \frac{-\left(\frac{f}{50} + 131.2\right)}{0.254 \frac{f}{50} + 33.32 + i \frac{f}{50} \cdot 436.9}$$

$$YD2k(f) := YD1\lambda(f)$$

$$YD2\lambda(f) := \frac{\frac{f}{50} + 131.2}{0.254 \frac{f}{50} + 33.32 + i \cdot 436.9 \frac{f}{50}} + i \cdot 0.003 \frac{f}{50} + \frac{1}{200 + 14.6i \frac{f}{50}} + \frac{1}{1.967 + i \cdot 1.705 \frac{f}{50}} - i \cdot \frac{0.002}{\frac{f}{50}}$$

$$YD3k(f) := 0 \quad YD3\lambda(f) := 0 \quad YD2k(f) := \frac{-1}{1.967 + i \cdot 1.705 \frac{f}{50}} \quad YD3\lambda(f) := YD2\lambda(f)$$

$$YD3\lambda(f) := \frac{1}{1.967 + i \cdot 1.705 \frac{f}{50}} + i \cdot 0.0015 \frac{f}{50} + \frac{1}{400 + i \frac{f}{50} \cdot 29.2} - i \cdot \frac{0.001}{\frac{f}{50}}$$

$$YD(f) := \begin{pmatrix} YD1k(f) & YD1\lambda(f) & YD3k(f) \\ YD2k(f) & YD2\lambda(f) & YD2\lambda(f) \\ YD3k(f) & YD3\lambda(f) & YD3\lambda(f) \end{pmatrix}$$

$$f := 1..2000 \quad ZD(f) := YD(f)^{-1}$$

$$ZDk1(f) := |ZD(f)_{1,1}| \quad ZDk2(f) := |ZD(f)_{2,2}| \quad ZDk3(f) := |ZD(f)_{3,3}|$$

$$ZM(f) := \begin{pmatrix} |ZD(f)_{1,1}| & |ZD(f)_{1,2}| & |ZD(f)_{1,3}| \\ |ZD(f)_{2,1}| & |ZD(f)_{2,2}| & |ZD(f)_{2,3}| \\ |ZD(f)_{3,1}| & |ZD(f)_{3,2}| & |ZD(f)_{3,3}| \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 \text{ZD}(100) &= \begin{pmatrix} 6.9566 \times 10^{-4} + 0.2947i & 0.0167 + 0.3061i & 0.0206 + 0.3066i \\ 0.0167 + 0.3061i & 0.6529 + 7.1192i & 0.7443 + 7.1276i \\ 0.0206 + 0.3066i & 0.7443 + 7.1276i & 2.8506 + 10.528i \end{pmatrix} & \text{ZM}(100) &= \begin{pmatrix} 0.2947 & 0.3066 & 0.3073 \\ 0.3066 & 7.1491 & 7.1664 \\ 0.3073 & 7.1664 & 10.9071 \end{pmatrix} \\
 \text{ZD}(150) &= \begin{pmatrix} 1.7838 \times 10^{-3} + 0.4438i & 0.0425 + 0.4923i & 0.0529 + 0.4982i \\ 0.0425 + 0.4923i & 1.2666 + 11.3578i & 1.5102 + 11.4888i \\ 0.0529 + 0.4982i & 1.5102 + 11.4888i & 3.8556 + 16.7629i \end{pmatrix} & \text{ZM}(150) &= \begin{pmatrix} 0.4438 & 0.4941 & 0.501 \\ 0.4941 & 11.4282 & 11.5876 \\ 0.501 & 11.5876 & 17.2006 \end{pmatrix} \\
 \text{ZD}(200) &= \begin{pmatrix} 3.8917 \times 10^{-3} + 0.5954i & 0.0919 + 0.7299i & 0.1146 + 0.7495i \\ 0.0919 + 0.7299i & 2.4234 + 16.7012i & 2.9528 + 17.1412i \\ 0.1146 + 0.7495i & 2.9528 + 17.1412i & 5.723 + 24.5531i \end{pmatrix} & \text{ZM}(200) &= \begin{pmatrix} 0.5954 & 0.7356 & 0.7582 \\ 0.7356 & 16.8761 & 17.3937 \\ 0.7582 & 17.3937 & 25.2113 \end{pmatrix} \\
 \text{ZD}(250) &= \begin{pmatrix} 8.2829 \times 10^{-3} + 0.7519i & 0.1934 + 1.0647i & 0.2409 + 1.1139i \\ 0.1934 + 1.0647i & 4.7675 + 24.156i & 5.8645 + 25.2598i \\ 0.2409 + 1.1139i & 5.8645 + 25.2598i & 9.427 + 35.2877i \end{pmatrix} & \text{ZM}(250) &= \begin{pmatrix} 0.752 & 1.0821 & 1.1397 \\ 1.0821 & 24.622 & 25.9316 \\ 1.1397 & 25.9316 & 36.5252 \end{pmatrix} \\
 \text{ZD}(300) &= \begin{pmatrix} 0.0191 + 0.9179i & 0.4401 + 1.5962i & 0.5452 + 1.7072i \\ 0.4401 + 1.5962i & 10.3866 + 35.885i & 12.7896 + 38.3589i \\ 0.5452 + 1.7072i & 12.7896 + 38.3589i & 18.0669 + 51.9087i \end{pmatrix} & \text{ZM}(300) &= \begin{pmatrix} 0.9181 & 1.6557 & 1.7921 \\ 1.6557 & 37.3579 & 40.4349 \\ 1.7921 & 40.4349 & 54.9629 \end{pmatrix} \\
 \text{ZD}(350) &= \begin{pmatrix} 0.055 + 1.1032i & 1.2463 + 2.5329i & 1.5269 + 2.7665i \\ 1.2463 + 2.5329i & 28.4989 + 56.3519i & 34.8335 + 61.5071i \\ 1.5269 + 2.7665i & 34.8335 + 61.5071i & 45.016 + 80.1788i \end{pmatrix} & \text{ZM}(350) &= \begin{pmatrix} 1.1045 & 2.8229 & 3.1599 \\ 2.8229 & 63.1485 & 70.686 \\ 3.1599 & 70.686 & 91.9515 \end{pmatrix} \\
 \text{ZD}(400) &= \begin{pmatrix} 0.2174 + 1.2634i & 4.8372 + 2.8583i & 5.8118 + 3.0205i \\ 4.8372 + 2.8583i & 107.8683 + 62.3408i & 129.514 + 65.7291i \\ 5.8118 + 3.0205i & 129.514 + 65.7291i & 158.0795 + 84.0538i \end{pmatrix} & \text{ZM}(400) &= \begin{pmatrix} 1.282 & 5.6186 & 6.5499 \\ 5.6186 & 124.5871 & 145.2384 \\ 6.5499 & 145.2384 & 179.0368 \end{pmatrix} \\
 \text{ZD}(450) &= \begin{pmatrix} 0.1929 + 1.1335i & 4.1994 - 3.1733i & 4.8873 - 4.1957i \\ 4.1994 - 3.1733i & 91.6809 - 70.5317i & 106.6016 - 93.1293i \\ 4.8873 - 4.1957i & 106.6016 - 93.1293i & 126.675 - 103.2739i \end{pmatrix} & \text{ZM}(450) &= \begin{pmatrix} 1.1498 & 5.2636 & 6.4412 \\ 5.2636 & 115.6724 & 141.5519 \\ 6.4412 & 141.5519 & 163.4382 \end{pmatrix} \\
 \text{ZD}(500) &= \begin{pmatrix} 0.0609 + 1.3014i & 1.2942 - 2.6142i & 1.4328 - 3.4995i \\ 1.2942 - 2.6142i & 27.734 - 57.1443i & 30.6018 - 76.4436i \\ 1.4328 - 3.4995i & 30.6018 - 76.4436i & 36.6465 - 79.7971i \end{pmatrix} & \text{ZM}(500) &= \begin{pmatrix} 1.3029 & 2.917 & 3.7814 \\ 2.917 & 63.5189 & 82.3413 \\ 3.7814 & 82.3413 & 87.8097 \end{pmatrix} \\
 \text{ZD}(550) &= \begin{pmatrix} 0.028 + 1.4817i & 0.578 - 1.8381i & 0.5929 - 2.6077i \\ 0.578 - 1.8381i & 12.1845 - 39.7383i & 12.3865 - 56.343i \\ 0.5929 - 2.6077i & 12.3865 - 56.343i & 15.6288 - 53.6122i \end{pmatrix} & \text{ZM}(550) &= \begin{pmatrix} 1.482 & 1.9268 & 2.6743 \\ 1.9268 & 41.5643 & 57.6884 \\ 2.6743 & 57.6884 & 55.8438 \end{pmatrix} \\
 \text{ZD}(600) &= \begin{pmatrix} 0.0164 + 1.6491i & 0.3301 - 1.3807i & 0.3015 - 2.1153i \\ 0.3301 - 1.3807i & 6.8574 - 29.5467i & 6.1435 - 45.2356i \\ 0.3015 - 2.1153i & 6.1435 - 45.2356i & 8.6887 - 38.2612i \end{pmatrix} & \text{ZM}(600) &= \begin{pmatrix} 1.6492 & 1.4197 & 2.1366 \\ 1.4197 & 30.332 & 45.6509 \\ 2.1366 & 45.6509 & 39.2353 \end{pmatrix} \\
 \text{ZD}(650) &= \begin{pmatrix} 0.0112 + 1.8105i & 0.2192 - 1.0857i & 0.1676 - 1.8284i \\ 0.2192 - 1.0857i & 4.4967 - 22.9981i & 3.3091 - 38.7047i \\ 0.1676 - 1.8284i & 3.3091 - 38.7047i & 5.7454 - 28.1998i \end{pmatrix} & \text{ZM}(650) &= \begin{pmatrix} 1.8105 & 1.1076 & 1.8361 \\ 1.1076 & 23.4336 & 38.8459 \\ 1.8361 & 38.8459 & 28.7791 \end{pmatrix} \\
 \text{ZD}(700) &= \begin{pmatrix} 8.5528 \times 10^{-3} + 1.9694i & 0.162 - 0.8748i & 0.0933 - 1.6542i \\ 0.162 - 0.8748i & 3.2882 - 18.3434i & 1.755 - 34.6603i \\ 0.0933 - 1.6542i & 1.755 - 34.6603i & 4.335 - 20.8096i \end{pmatrix} & \text{ZM}(700) &= \begin{pmatrix} 1.9694 & 0.8897 & 1.6568 \\ 0.8897 & 18.6358 & 34.7048 \\ 1.6568 & 34.7048 & 21.2564 \end{pmatrix} \\
 \text{ZD}(750) &= \begin{pmatrix} 7.0709 \times 10^{-3} + 2.1278i & 0.1305 - 0.7104i & 0.0453 - 1.5502i \\ 0.1305 - 0.7104i & 2.6267 - 14.7436i & 0.7653 - 32.1451i \\ 0.0453 - 1.5502i & 0.7653 - 32.1451i & 3.6554 - 14.8341i \end{pmatrix} & \text{ZM}(750) &= \begin{pmatrix} 2.1279 & 0.7223 & 1.5509 \\ 0.7223 & 14.9757 & 32.1542 \\ 1.5509 & 32.1542 & 15.2779 \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{ZD}(800) &= \begin{pmatrix} 6.2817 \times 10^{-3} + 2.2868i & 0.1136 - 0.5719i & 9.4867 \times 10^{-3} - 1.4961i \\ 0.1136 - 0.5719i & 2.271 - 11.7463i & 0.0385 - 30.6959i \\ 9.4867 \times 10^{-3} - 1.4961i & 0.0385 - 30.6959i & 3.4004 - 9.5775i \end{pmatrix} & \text{ZM}(800) &= \begin{pmatrix} 2.2868 & 0.5831 & 1.4961 \\ 0.5831 & 11.9638 & 30.696 \\ 1.4961 & 30.696 & 10.1632 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(850) &= \begin{pmatrix} 5.9674 \times 10^{-3} + 2.447i & 0.1065 - 0.4463i & -0.0215 - 1.4827i \\ 0.1065 - 0.4463i & 2.1177 - 9.0707i & -0.5822 - 30.0953i \\ -0.0215 - 1.4827i & -0.5822 - 30.0953i & 3.4541 - 4.5791i \end{pmatrix} & \text{ZM}(850) &= \begin{pmatrix} 2.447 & 0.4589 & 1.4829 \\ 0.4589 & 9.3146 & 30.1009 \\ 1.4829 & 30.1009 & 5.7358 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(900) &= \begin{pmatrix} 6.0597 \times 10^{-3} + 2.609i & 0.1075 - 0.3237i & -0.0531 - 1.5081i \\ 0.1075 - 0.3237i & 2.1296 - 6.5089i & -1.2046 - 30.2757i \\ -0.0531 - 1.5081i & -1.2046 - 30.2757i & 3.8003 + 0.5428i \end{pmatrix} & \text{ZM}(900) &= \begin{pmatrix} 2.609 & 0.3411 & 1.509 \\ 0.3411 & 6.8484 & 30.2996 \\ 1.509 & 30.2996 & 3.8389 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(950) &= \begin{pmatrix} 6.6018 \times 10^{-3} + 2.7736i & 0.1175 - 0.1943i & -0.0907 - 1.5764i \\ 0.1175 - 0.1943i & 2.3153 - 3.8673i & -1.9366 - 31.2939i \\ -0.0907 - 1.5764i & -1.9366 - 31.2939i & 4.5074 + 6.1964i \end{pmatrix} & \text{ZM}(950) &= \begin{pmatrix} 2.7736 & 0.227 & 1.579 \\ 0.227 & 4.5074 & 31.3537 \\ 1.579 & 31.3537 & 7.6623 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1000) &= \begin{pmatrix} 7.7826 \times 10^{-3} + 2.9415i & 0.1397 - 0.046i & -0.1425 - 1.6998i \\ 0.1397 - 0.046i & 2.738 - 0.914i & -2.9359 - 33.3575i \\ -0.1425 - 1.6998i & -2.9359 - 33.3575i & 5.7677 + 12.9331i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1000) &= \begin{pmatrix} 2.9415 & 0.147 & 1.7057 \\ 0.147 & 2.8865 & 33.4864 \\ 1.7057 & 33.4864 & 14.161 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1050) &= \begin{pmatrix} 0.0101 + 3.1138i & 0.1832 + 0.14i & -0.2248 - 1.9037i \\ 0.1832 + 0.14i & 3.5654 + 2.7021i & -4.5095 - 36.9237i \\ -0.2248 - 1.9037i & -4.5095 - 36.9237i & 8.0397 + 21.652i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1050) &= \begin{pmatrix} 3.1138 & 0.2305 & 1.9169 \\ 0.2305 & 4.4736 & 37.198 \\ 1.9169 & 37.198 & 23.0964 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1100) &= \begin{pmatrix} 0.0148 + 3.2927i & 0.2718 + 0.3984i & -0.3774 - 2.2418i \\ 0.2718 + 0.3984i & 5.2416 + 7.6201i & -7.4012 - 42.9608i \\ -0.3774 - 2.2418i & -7.4012 - 42.9608i & 12.5062 + 34.0551i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1100) &= \begin{pmatrix} 3.2927 & 0.4823 & 2.2733 \\ 0.4823 & 9.2488 & 43.5937 \\ 2.2733 & 43.5937 & 36.2789 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1150) &= \begin{pmatrix} 0.0259 + 3.4823i & 0.4805 + 0.8035i & -0.723 - 2.8338i \\ 0.4805 + 0.8035i & 9.1597 + 15.1879i & -13.8962 - 53.6346i \\ -0.723 - 2.8338i & -13.8962 - 53.6346i & 22.8728 + 53.8014i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1150) &= \begin{pmatrix} 3.4824 & 0.9362 & 2.9245 \\ 0.9362 & 17.7362 & 55.4055 \\ 2.9245 & 55.4055 & 58.4615 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1200) &= \begin{pmatrix} 0.0609 + 3.6915i & 1.1307 + 1.5088i & -1.7878 - 3.9337i \\ 1.1307 + 1.5088i & 21.2579 + 28.1569i & -33.7155 - 73.4875i \\ -1.7878 - 3.9337i & -33.7155 - 73.4875i & 55.0239 + 88.5246i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1200) &= \begin{pmatrix} 3.692 & 1.8854 & 4.3209 \\ 1.8854 & 35.2804 & 80.8526 \\ 4.3209 & 80.8526 & 104.2317 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1250) &= \begin{pmatrix} 0.2151 + 3.8812i & 3.966 + 1.7721i & -6.4429 - 4.3437i \\ 3.966 + 1.7721i & 73.3916 + 32.4911i & -119.3207 - 79.8489i \\ -6.4429 - 4.3437i & -119.3207 - 79.8489i & 195.3296 + 101.7237i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1250) &= \begin{pmatrix} 3.8871 & 4.3439 & 7.7703 \\ 4.3439 & 80.2621 & 143.5732 \\ 7.7703 & 143.5732 & 220.2302 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1300) &= \begin{pmatrix} 0.1882 + 3.7812i & 3.4074 - 3.3034i & -5.5945 + 4.0436i \\ 3.4074 - 3.3034i & 61.9512 - 60.4604i & -101.7993 + 74.0953i \\ -5.5945 + 4.0436i & -101.7993 + 74.0953i & 168.43 - 149.6239i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1300) &= \begin{pmatrix} 3.7859 & 4.7458 & 6.9029 \\ 4.7458 & 86.5645 & 125.9096 \\ 6.9029 & 125.9096 & 225.2909 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1350) &= \begin{pmatrix} 0.053 + 3.9934i & 0.9314 - 2.6817i & -1.5271 + 3.0999i \\ 0.9314 - 2.6817i & 16.6102 - 48.3288i & -27.3094 + 55.8907i \\ -1.5271 + 3.0999i & -27.3094 + 55.8907i & 45.8919 - 119.3263i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1350) &= \begin{pmatrix} 3.9938 & 2.8389 & 3.4556 \\ 2.8389 & 51.1035 & 62.2059 \\ 3.4556 & 62.2059 & 127.8469 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1400) &= \begin{pmatrix} 0.0226 + 4.2142i & 0.3808 - 1.9967i & -0.6181 + 2.0231i \\ 0.3808 - 1.9967i & 6.653 - 35.4842i & -10.8664 + 35.9651i \\ -0.6181 + 2.0231i & -10.8664 + 35.9651i & 18.6037 - 85.6022i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1400) &= \begin{pmatrix} 4.2142 & 2.0327 & 2.1154 \\ 2.0327 & 36.1025 & 37.5709 \\ 2.1154 & 37.5709 & 87.6004 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1450) &= \begin{pmatrix} 0.0126 + 4.4225i & 0.2016 - 1.6169i & -0.3219 + 1.4382i \\ 0.2016 - 1.6169i & 3.4452 - 28.3365i & -5.5623 + 25.2119i \\ -0.3219 + 1.4382i & -5.5623 + 25.2119i & 9.7196 - 66.9005i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1450) &= \begin{pmatrix} 4.4225 & 1.6295 & 1.4738 \\ 1.6295 & 28.5452 & 25.8182 \\ 1.4738 & 25.8182 & 67.6029 \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{ZD}(1500) &= \begin{pmatrix} 8.2545 \times 10^{-3} + 4.627i & 0.1238 - 1.3843i & -0.1936 + 1.0898i \\ 0.1238 - 1.3843i & 2.0683 - 23.9185i & -3.2896 + 18.8356i \\ -0.1936 + 1.0898i & -3.2896 + 18.8356i & 5.8728 - 55.4389i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1500) &= \begin{pmatrix} 4.627 & 1.3898 & 1.1069 \\ 1.3898 & 24.0077 & 19.1207 \\ 1.1069 & 19.1207 & 55.7491 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1550) &= \begin{pmatrix} 5.9924 \times 10^{-3} + 4.8317i & 0.0836 - 1.2281i & -0.1277 + 0.8631i \\ 0.0836 - 1.2281i & 1.3638 - 20.9152i & -2.1319 + 14.7029i \\ -0.1277 + 0.8631i & -2.1319 + 14.7029i & 3.89 - 47.7287i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1550) &= \begin{pmatrix} 4.8317 & 1.2309 & 0.8725 \\ 1.2309 & 20.9596 & 14.8567 \\ 0.8725 & 14.8567 & 47.8869 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1600) &= \begin{pmatrix} 4.6784 \times 10^{-3} + 5.0388i & 0.0603 - 1.1159i & -0.0896 + 0.7056i \\ 0.0603 - 1.1159i & 0.9589 - 18.7277i & -1.4713 + 11.844i \\ -0.0896 + 0.7056i & -1.4713 + 11.844i & 2.7438 - 42.1757i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1600) &= \begin{pmatrix} 5.0388 & 1.1175 & 0.7113 \\ 1.1175 & 18.7522 & 11.9351 \\ 0.7113 & 11.9351 & 42.2648 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1650) &= \begin{pmatrix} 3.8536 \times 10^{-3} + 5.2494i & 0.0455 - 1.0314i & -0.0659 + 0.5908i \\ 0.0455 - 1.0314i & 0.7064 - 17.052i & -1.0629 + 9.7689i \\ -0.0659 + 0.5908i & -1.0629 + 9.7689i & 2.0253 - 37.9706i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1650) &= \begin{pmatrix} 5.2494 & 1.0324 & 0.5945 \\ 1.0324 & 17.0666 & 9.8266 \\ 0.5945 & 9.8266 & 38.0245 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1700) &= \begin{pmatrix} 3.3067 \times 10^{-3} + 5.4642i & 0.0357 - 0.9655i & -0.0502 + 0.504i \\ 0.0357 - 0.9655i & 0.539 - 15.7188i & -0.7952 + 8.2067i \\ -0.0502 + 0.504i & -0.7952 + 8.2067i & 1.5474 - 34.663i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1700) &= \begin{pmatrix} 5.4642 & 0.9661 & 0.5065 \\ 0.9661 & 15.728 & 8.2452 \\ 0.5065 & 8.2452 & 34.6975 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1750) &= \begin{pmatrix} 2.9297 \times 10^{-3} + 5.684i & 0.0287 - 0.9126i & -0.0393 + 0.4365i \\ 0.0287 - 0.9126i & 0.4228 - 14.6267i & -0.6115 + 6.9966i \\ -0.0393 + 0.4365i & -0.6115 + 6.9966i & 1.2145 - 31.9836i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1750) &= \begin{pmatrix} 5.684 & 0.913 & 0.4382 \\ 0.913 & 14.6328 & 7.0233 \\ 0.4382 & 7.0233 & 32.0067 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1800) &= \begin{pmatrix} 2.6628 \times 10^{-3} + 5.9092i & 0.0237 - 0.8693i & -0.0315 + 0.3827i \\ 0.0237 - 0.8693i & 0.3391 - 13.7114i & -0.4809 + 6.0375i \\ -0.0315 + 0.3827i & -0.4809 + 6.0375i & 0.974 - 29.7617i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1800) &= \begin{pmatrix} 5.9092 & 0.8696 & 0.384 \\ 0.8696 & 13.7156 & 6.0566 \\ 0.384 & 6.0566 & 29.7776 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1850) &= \begin{pmatrix} 2.4706 \times 10^{-3} + 6.1404i & 0.0199 - 0.8333i & -0.0257 + 0.3391i \\ 0.0199 - 0.8333i & 0.2769 - 12.9299i & -0.3852 + 5.2628i \\ -0.0257 + 0.3391i & -0.3852 + 5.2628i & 0.7952 - 27.8837i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1850) &= \begin{pmatrix} 6.1404 & 0.8335 & 0.3401 \\ 0.8335 & 12.9328 & 5.2769 \\ 0.3401 & 5.2769 & 27.895 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1900) &= \begin{pmatrix} 2.3313 \times 10^{-3} + 6.3781i & 0.017 - 0.803i & -0.0213 + 0.3032i \\ 0.017 - 0.803i & 0.2295 - 12.2524i & -0.3134 + 4.6273i \\ -0.0213 + 0.3032i & -0.3134 + 4.6273i & 0.6588 - 26.2713i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1900) &= \begin{pmatrix} 6.3781 & 0.8031 & 0.304 \\ 0.8031 & 12.2545 & 4.6379 \\ 0.304 & 4.6379 & 26.2796 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(1950) &= \begin{pmatrix} 2.2308 \times 10^{-3} + 6.6227i & 0.0147 - 0.7772i & -0.0179 + 0.2732i \\ 0.0147 - 0.7772i & 0.1927 - 11.6577i & -0.2584 + 4.099i \\ -0.0179 + 0.2732i & -0.2584 + 4.099i & 0.5528 - 24.8687i \end{pmatrix} & \text{ZM}(1950) &= \begin{pmatrix} 6.6227 & 0.7773 & 0.2738 \\ 0.7773 & 11.6593 & 4.1071 \\ 0.2738 & 4.1071 & 24.8749 \end{pmatrix} \\
\text{ZD}(2000) &= \begin{pmatrix} 2.1599 \times 10^{-3} + 6.8747i & 0.0129 - 0.7551i & -0.0152 + 0.2479i \\ 0.0129 - 0.7551i & 0.1636 - 11.13i & -0.2155 + 3.6547i \\ -0.0152 + 0.2479i & -0.2155 + 3.6547i & 0.4689 - 23.635i \end{pmatrix} & \text{ZM}(2000) &= \begin{pmatrix} 6.8747 & 0.7552 & 0.2484 \\ 0.7552 & 11.1312 & 3.661 \\ 0.2484 & 3.661 & 23.6396 \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

Anexa 2. Determinarea polilor și zerourilor impedențelor armonice pentru rețeaua din fig. 4.14, prin metoda calculului matricelor admitanțelor armonice nodale (MathCAD)

$$\begin{array}{llll} L1 := 0.006279 & R1 := 20 & C1 := 38.2 \cdot 10^{-6} & \text{ORIGIN} := 1 \\ L2 := 0.708 & R2 := 181 & C2 := 9.55 \cdot 10^{-6} & \\ L3 := 3.18 & R3 := 666.67 & C3 := 2.39 \cdot 10^{-6} & \\ L12 := 0.0163 & R12 := 6.55 & & \\ L23 := 0.07643 & R23 := 1.04 & & \end{array}$$

$$Y11(f) := \frac{1}{i \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L1} + i \cdot (2 \cdot \pi \cdot f) \cdot C1 + \frac{1}{R1} + \frac{1}{R12 + i \cdot (2 \cdot \pi \cdot f) \cdot L12}$$

$$Y22(f) := i \cdot (2 \cdot \pi \cdot f) \cdot C2 + \frac{1}{R2} + \frac{1}{i \cdot (2 \cdot \pi \cdot f) \cdot L2} + \frac{1}{R23 + i \cdot (2 \cdot \pi \cdot f) \cdot L23} + \frac{1}{R12 + i \cdot (2 \cdot \pi \cdot f) \cdot L12}$$

$$Y33(f) := \frac{1}{R3} + \frac{1}{i \cdot (2 \cdot \pi \cdot f) \cdot L3} + i \cdot (2 \cdot \pi \cdot f) \cdot C3 + \frac{1}{R23 + i \cdot (2 \cdot \pi \cdot f) \cdot L23}$$

$$Y12(f) := \frac{-1}{R12 + i \cdot (2 \cdot \pi \cdot f) \cdot L12} \quad Y21(k) := Y12(k)$$

$$Y23(f) := \frac{-1}{R23 + i \cdot (2 \cdot \pi \cdot f) \cdot L23} \quad Y32(k) := Y23(k)$$

$$Y(k) := \begin{pmatrix} Y11(k) & Y12(k) & 0 \\ Y21(k) & Y22(k) & Y23(k) \\ 0 & Y32(k) & Y33(k) \end{pmatrix}$$

$$f := 1..1250$$

$$Z(f) := Y(f)^{-1} \quad Zk1_f := |Z(f)_{1,1}| \quad Zk2_f := |Z(f)_{2,2}| \quad Zk3_f := |Z(f)_{3,3}|$$

$$f := 2..1249$$

$$\text{MaxZ1}_f := \text{if} \left[\left[(Zk1_f \geq Zk1_{f-1}) \cdot (Zk1_f \geq Zk1_{f+1}) \right], Zk1_f, 0 \right]$$

$$\text{MinZ1}_f := \text{if} \left[\left[(Zk1_f \leq Zk1_{f-1}) \cdot (Zk1_f \leq Zk1_{f+1}) \right], Zk1_f, 0 \right]$$

$$\text{MaxZ2}_f := \text{if} \left[\left[(Zk2_f \geq Zk2_{f-1}) \cdot (Zk2_f \geq Zk2_{f+1}) \right], Zk2_f, 0 \right]$$

$$\text{MinZ2}_f := \text{if} \left[\left[(Zk2_f \leq Zk2_{f-1}) \cdot (Zk2_f \leq Zk2_{f+1}) \right], Zk2_f, 0 \right]$$

$$\text{MaxZ3}_f := \text{if} \left[\left[(Zk3_f \geq Zk3_{f-1}) \cdot (Zk3_f \geq Zk3_{f+1}) \right], Zk3_f, 0 \right]$$

$$\text{MinZ3}_f := \text{if} \left[\left[(Zk3_f \leq Zk3_{f-1}) \cdot (Zk3_f \leq Zk3_{f+1}) \right], Zk3_f, 0 \right]$$

Z1 := $\left| \begin{array}{l} i \leftarrow 1 \\ \text{for } f \in 2..1248 \\ \text{if } \text{MinZ1}_f \neq 0 \\ \left| \begin{array}{l} M_{i,1} \leftarrow f \\ M_{i,2} \leftarrow \frac{f}{50} \\ M_{i,3} \leftarrow \text{MinZ1}_f \\ i \leftarrow i + 1 \end{array} \right. \\ M \end{array} \right.$

Z2 := $\left| \begin{array}{l} i \leftarrow 1 \\ \text{for } f \in 2..1248 \\ \text{if } \text{MinZ2}_f \neq 0 \\ \left| \begin{array}{l} N_{i,1} \leftarrow f \\ N_{i,2} \leftarrow \frac{f}{50} \\ N_{i,3} \leftarrow \text{MinZ2}_f \\ i \leftarrow i + 1 \end{array} \right. \\ N \end{array} \right.$

Z3 := $\left| \begin{array}{l} i \leftarrow 1 \\ \text{for } f \in 2..1248 \\ \text{if } \text{MinZ3}_f \neq 0 \\ \left| \begin{array}{l} M_{i,1} \leftarrow f \\ M_{i,2} \leftarrow \frac{f}{50} \\ M_{i,3} \leftarrow \text{MinZ3}_f \\ i \leftarrow i + 1 \end{array} \right. \\ M \end{array} \right.$

P1 := $\left| \begin{array}{l} i \leftarrow 1 \\ \text{for } f \in 2..1248 \\ \text{if } \text{MaxZ1}_f \neq 0 \\ \left| \begin{array}{l} M_{i,1} \leftarrow f \\ M_{i,2} \leftarrow \frac{f}{50} \\ M_{i,3} \leftarrow \text{MaxZ1}_f \\ i \leftarrow i + 1 \end{array} \right. \\ M \end{array} \right.$

P2 := $\left| \begin{array}{l} i \leftarrow 1 \\ \text{for } f \in 2..1248 \\ \text{if } \text{MaxZ2}_f \neq 0 \\ \left| \begin{array}{l} M_{i,1} \leftarrow f \\ M_{i,2} \leftarrow \frac{f}{50} \\ M_{i,3} \leftarrow \text{MaxZ2}_f \\ i \leftarrow i + 1 \end{array} \right. \\ M \end{array} \right.$

P3 := $\left| \begin{array}{l} i \leftarrow 1 \\ \text{for } f \in 2..1248 \\ \text{if } \text{MaxZ3}_f \neq 0 \\ \left| \begin{array}{l} M_{i,1} \leftarrow f \\ M_{i,2} \leftarrow \frac{f}{50} \\ M_{i,3} \leftarrow \text{MaxZ3}_f \\ i \leftarrow i + 1 \end{array} \right. \\ M \end{array} \right.$

f [Hz] k Z_k [Ω]
 $P1 = \begin{pmatrix} 241 & 4.82 & 12.424 \\ 385 & 7.7 & 13.923 \\ 562 & 11.24 & 10.882 \end{pmatrix}$ poli nod 1

$P2 = \begin{pmatrix} 243 & 4.86 & 46.766 \\ 540 & 10.8 & 78.01 \end{pmatrix}$ poli nod 2

$P3 = (383 \ 7.66 \ 341.212)$ poli nod 2

f [Hz] k Z_k [Ω]
 $Z1 = \begin{pmatrix} 304 & 6.08 & 10.872 \\ 492 & 9.84 & 9.608 \end{pmatrix}$ zerouri nod 1

$Z2 = (370 \ 7.4 \ 24.121)$ zerouri nod 2

$Z3 = 0$ zerouri nod 2

Anexa 3. Calculul frecvențelor de rezonanță armonică prin metoda variabilelor de stare pentru rețeaua din fig. 4.14 (MathCAD)

$$\begin{array}{lll}
 L1 := 0.006279 & R1 := 20 & C1 := 38.2 \cdot 10^{-6} \\
 L2 := 0.708 & R2 := 181 & C2 := 9.55 \cdot 10^{-6} \\
 L3 := 3.18 & R3 := 666.67 & C3 := 2.39 \cdot 10^{-6} \\
 L12 := 0.0163 & R12 := 6.55 & \\
 L23 := 0.07643 & R23 := 1.04 &
 \end{array}$$

ORIGIN:= 1

$$A := \begin{pmatrix}
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L1} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L2} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L3} \\
 0 & 0 & 0 & \frac{-R12}{L12} & 0 & \frac{1}{L12} & \frac{-1}{L12} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R23}{L23} & 0 & \frac{1}{L23} & \frac{-1}{L23} \\
 \frac{1}{C1} & 0 & 0 & \frac{-1}{C1} & 0 & \frac{-1}{C1 \cdot R1} & 0 & 0 \\
 0 & \frac{1}{C2} & 0 & \frac{1}{C2} & \frac{-1}{C2} & 0 & \frac{-1}{C2 \cdot R2} & 0 \\
 0 & 0 & \frac{1}{C3} & 0 & \frac{1}{C3} & 0 & 0 & \frac{-1}{C3 \cdot R3}
 \end{pmatrix}$$

$$\text{eigenvals}(A) = \begin{pmatrix}
 -492.407 + 3.304i \times 10^3 \\
 -492.407 - 3.304i \times 10^3 \\
 -482.889 + 2.348i \times 10^3 \\
 -482.889 - 2.348i \times 10^3 \\
 -484.584 + 1.517i \times 10^3 \\
 -484.584 - 1.517i \times 10^3 \\
 -10.46 \\
 -0.261
 \end{pmatrix}$$

VP := eigenvals(A) valori proprii

$$k := 1..8$$

$$F_k := \frac{\text{Im}(VP_k)}{(2 \cdot \pi)}$$

frecventa

$$F_k =$$

525.854
-525.854
373.682
-373.682
241.504
-241.504
0
0

rang armonica

$$f_k := \frac{F_k}{50}$$

$$f_k =$$

10.517
-10.517
7.474
-7.474
4.83
-4.83
0
0

$$A1 := \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L3} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-R12}{L12} & 0 & \frac{-1}{L12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R23}{L23} & \frac{1}{L23} & \frac{-1}{L23} \\ 0 & \frac{1}{C2} & 0 & \frac{1}{C2} & \frac{-1}{C2} & \frac{-1}{C2 \cdot R2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C3} & 0 & \frac{1}{C3} & 0 & \frac{-1}{C3 \cdot R3} \end{pmatrix}$$

$$\text{eigenvals}(A1) = \begin{pmatrix} -393.526 + 3.108i \times 10^3 \\ -393.526 - 3.108i \times 10^3 \\ -411.853 + 1.941i \times 10^3 \\ -411.853 - 1.941i \times 10^3 \\ -10.562 \\ -0.261 \\ 0 \end{pmatrix}$$

VP1 := eigenvals(A1)

k := 1..7 $F1_k := \frac{\text{Im}(VP1_k)}{(2 \cdot \pi)}$

$F1_k =$	$f1_k := \frac{F1_k}{50}$	$f1_k =$
494.632		9.893
-494.632		-9.893
308.965		6.179
-308.965		-6.179
0		0
0		0
0		0

$$A2 := \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L3} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-R12}{L12} & 0 & \frac{1}{L12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R23}{L23} & 0 & \frac{-1}{L23} \\ \frac{1}{C1} & 0 & 0 & \frac{-1}{C1} & 0 & \frac{-1}{C1 \cdot R1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C3} & 0 & \frac{1}{C3} & 0 & \frac{-1}{C3 \cdot R3} \end{pmatrix}$$

$$\text{eigenvals}(A2) = \begin{pmatrix} -713.291 + 2.321i \times 10^3 \\ -713.291 - 2.321i \times 10^3 \\ -284.159 \\ -0.319 \\ -320.45 + 2.348i \times 10^3 \\ -320.45 - 2.348i \times 10^3 \\ 0 \end{pmatrix}$$

VP2 := eigenvals(A2)

k := 1..6 $F2_k := \frac{\text{Im}(VP2_k)}{(2 \cdot \pi)}$

$F2_k =$	$f2_k := \frac{F2_k}{50}$	$f2_k =$
369.396		7.388
-369.396		-7.388
0		0
0		0
373.646		7.473
-373.646		-7.473

$$A3 := \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-R12}{L12} & 0 & \frac{1}{L12} & \frac{-1}{L12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R23}{L23} & 0 & \frac{1}{L23} \\ \frac{1}{C1} & 0 & 0 & \frac{-1}{C1} & 0 & \frac{-1}{C1 \cdot R1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C2} & 0 & \frac{1}{C2} & \frac{-1}{C2} & 0 & \frac{-1}{C2 \cdot R2} \end{pmatrix}$$

$$\text{eigenvals}(A3) = \begin{pmatrix} -562.286 + 3.167i \times 10^3 \\ -562.286 - 3.167i \times 10^3 \\ -548.729 + 1.79i \times 10^3 \\ -548.729 - 1.79i \times 10^3 \\ -79.671 \\ -1.167 \\ 0 \end{pmatrix}$$

VP3 := eigenvals(A3)

k := 1..7 $F3_k := \frac{\text{Im}(VP3_k)}{(2 \cdot \pi)}$

$F3_k =$	$f3_k := \frac{F3_k}{50}$	$f3_k =$
503.983		10.08
-503.983		-10.08
284.941		5.699
-284.941		-5.699
0		0
0		0
0		0

Anexa 4. Calculul frecvențelor de rezonanță armonică prin metoda variabilelor de stare pentru rețeaua din fig. 4.14 – regim varianta 1 – Qk1/2 (MathCAD)

$L1 := 0.006279$ $R1 := 20$ $C1 := \frac{38.2}{2} \cdot 10^{-6}$ $ORIGIN := 1$
 $L2 := 0.708$ $R2 := 181$
 $L3 := 3.18$ $R3 := 666.67$ $C2 := 9.55 \cdot 10^{-6}$
 $L12 := 0.0163$ $R12 := 6.55$ $C3 := 2.39 \cdot 10^{-6}$
 $L23 := 0.07643$ $R23 := 1.04$

$$A := \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L3} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-R12}{L12} & 0 & \frac{1}{L12} & \frac{-1}{L12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R23}{L23} & 0 & \frac{1}{L23} & \frac{-1}{L23} \\ \frac{1}{C1} & 0 & 0 & \frac{-1}{C1} & 0 & \frac{-1}{C1 \cdot R1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C2} & 0 & \frac{1}{C2} & \frac{-1}{C2} & 0 & \frac{-1}{C2 \cdot R2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C3} & 0 & \frac{1}{C3} & 0 & 0 & \frac{-1}{C3 \cdot R3} \end{pmatrix}$$

$$\text{eigenvals}(A) = \begin{pmatrix} -1.01 \times 10^3 + 3.552i \times 10^3 \\ -1.01 \times 10^3 - 3.552i \times 10^3 \\ -583.278 + 2.729i \times 10^3 \\ -583.278 - 2.729i \times 10^3 \\ -521.466 + 1.671i \times 10^3 \\ -521.466 - 1.671i \times 10^3 \\ -10.46 \\ -0.261 \end{pmatrix}$$

$VP := \text{eigenvals}(A)$ valori proprii

$k := 1..8$

$$F_k := \frac{\text{Im}(VP_k)}{(2 \cdot \pi)}$$

frecventa

$F_k =$

565.363
-565.363
434.348
-434.348
265.916
-265.916
0
0

rang armonica

$$f_k := \frac{F_k}{50}$$

$f_k =$

11.307
-11.307
8.687
-8.687
5.318
-5.318
0
0

$$A1 := \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L3} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-R12}{L12} & 0 & \frac{-1}{L12} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R23}{L23} & \frac{1}{L23} & \frac{-1}{L23} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C2} & 0 & \frac{1}{C2} & \frac{-1}{C2} & \frac{-1}{C2 \cdot R2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C3} & 0 & \frac{1}{C3} & 0 & \frac{-1}{C3 \cdot R3} & 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{eigenvals}(A1) = \begin{pmatrix} -393.526 + 3.108i \times 10^3 \\ -393.526 - 3.108i \times 10^3 \\ -411.853 + 1.941i \times 10^3 \\ -411.853 - 1.941i \times 10^3 \\ -10.562 \\ -0.261 \\ 0 \end{pmatrix}$$

VP1 := eigenvals(A1)

k := 1..7 $F1_k := \frac{\text{Im}(VP1_k)}{(2 \cdot \pi)}$

$F1_k =$

494.632
-494.632
308.965
-308.965
0
0
0

$f1_k := \frac{F1_k}{50}$ $f1_k =$

9.893
-9.893
6.179
-6.179
0
0
0

$$A2 := \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L3} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-R12}{L12} & 0 & \frac{1}{L12} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R23}{L23} & 0 & \frac{-1}{L23} & 0 \\ \frac{1}{C1} & 0 & 0 & \frac{-1}{C1} & 0 & \frac{-1}{C1 \cdot R1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C3} & 0 & \frac{1}{C3} & 0 & \frac{-1}{C3 \cdot R3} & 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{eigenvals}(A2) = \begin{pmatrix} -1.368 \times 10^3 + 3.155i \times 10^3 \\ -1.368 \times 10^3 - 3.155i \times 10^3 \\ -283.305 \\ -0.319 \\ -320.45 + 2.348i \times 10^3 \\ -320.45 - 2.348i \times 10^3 \\ 0 \end{pmatrix}$$

VP2 := eigenvals(A2)

k := 1..6 $F2_k := \frac{\text{Im}(VP2_k)}{(2 \cdot \pi)}$

$F2_k =$

502.162
-502.162
0
0
373.646
-373.646

$f2_k := \frac{F2_k}{50}$ $f2_k =$

10.043
-10.043
0
0
7.473
-7.473

$$A3 := \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-R12}{L12} & 0 & \frac{1}{L12} & \frac{-1}{L12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R23}{L23} & 0 & \frac{1}{L23} \\ \frac{1}{C1} & 0 & 0 & \frac{-1}{C1} & 0 & \frac{-1}{C1 \cdot R1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C2} & 0 & \frac{1}{C2} & \frac{-1}{C2} & 0 & \frac{-1}{C2 \cdot R2} \end{pmatrix}$$

$$\text{eigenvals}(A3) = \begin{pmatrix} -1.065 \times 10^3 + 3.562i \times 10^3 \\ -1.065 \times 10^3 - 3.562i \times 10^3 \\ -700.5 + 2.181i \times 10^3 \\ -700.5 - 2.181i \times 10^3 \\ -79.667 \\ -1.167 \\ 0 \end{pmatrix}$$

VP3 := eigenvals(A3)

k := 1..7 $F3_k := \frac{\text{Im}(VP3_k)}{(2 \cdot \pi)}$

$F3_k =$	$f3_k := \frac{F3_k}{50}$	$f3_k =$
566.919		11.338
-566.919		-11.338
347.142		6.943
-347.142		-6.943
0		0
0		0
0		0

Anexa 5. Fișierul pentru descrierea topologiei circuitului și programarea analizei în domeniul timp și în domeniul frecvență, pentru studiul de caz de la capitolul 5 (PSpice)

```

analiza 9~0~2~2 -fara, cu compensare
.param C=0.631e-6
I5 10 0 sin(0A 8.48528A 250Hz 0 0 0)
I7 8 0 sin(0A 5.6568A 350Hz 0 0 30)
Rsur 10 8 1u
Rsens1 8 16 1u
*Vsist 11 0 AC 91500V sin(0V 91500V 50Hz 0 0 0)
Rsunt 11 0 1u
V1 16 0 AC 1V
Rsens2 16 17 1u
Ccomp 17 0 {C}
Rsens5 17 1 1u
Rt 2 1 4.5847
Lt 3 2 0.26479H
Rl 4 3 1.57
Ll 5 4 0.01305H
Ls 11 5 0.0066549H
Cl1 3 0 4.34e-8
Cl2 5 0 4.34e-8;influenta capacitatii liniei
Rsens3 1 14 1u
Lcons 14 0 9.6289H
Recons 14 0 2420; modelare paralel a cons.
Rsens4 3 15 1u
RTt 15 0 432142
LTt 15 0 200.6H
.step param C list 0
.AC LIN 5000 10 2kHz
*.TRAN 5s 5s 0ms 0.2ms
.PROBE
.END

analiza 9~3 - FTB1 aceeasi inductivitate
.param Q1faza=0.2
I5 10 0 sin(0A 8.48528A 250Hz 0 0 0)
I7 8 0 sin(0A 5.6568A 350Hz 0 0 30)
Rsur 10 8 1u
Rsens1 8 16 1u
*Vsist 11 0 AC 91500V sin(0V 91500V 50Hz 0 0 0)
Rsunt 11 0 1u
V1 16 0 AC 1V
Rsens2 16 17 1u
Cf5 17 12 {0.505e-6*Q1faza}
Lf5 12 0 {0.8024/Q1faza}; FTB1 armonica 5
Cf7 17 13 {0.258e-6*Q1faza}
Lf7 13 0 {0.8024/Q1faza}; FTB1 armonica 7
Rsens5 17 1 1u
Rt 2 1 4.5847
Lt 3 2 0.26479H
Rl 4 3 1.57
Ll 5 4 0.01305H
Ls 11 5 0.0066549H
Cl1 3 0 4.34e-8
Cl2 5 0 4.34e-8;influenta capacitatii liniei
Rsens3 1 14 1u
Lcons 14 0 9.6289H
Recons 14 0 2420; modelare paralel a cons.
Rsens4 3 15 1u
RTt 15 0 432142
LTt 15 0 200.6H
.step param Q1faza list 0.2 0.4 0.6 0.8 ;infl.react.de comp.pe fundam.
.AC LIN 5000 10 2kHz
*.TRAN 5s 5s 0ms 0.2ms
.PROBE
.END

```

Anexa 6. Descrierea succintă a structurii, funcțiilor și performanțelor echipamentului de monitorizare utilizat

La monitorizarea mărimilor electrice s-a folosit echipamentul TOPAS 1000 produs de firma LEM NORMA GmbH – Austria (fig. A6.1).

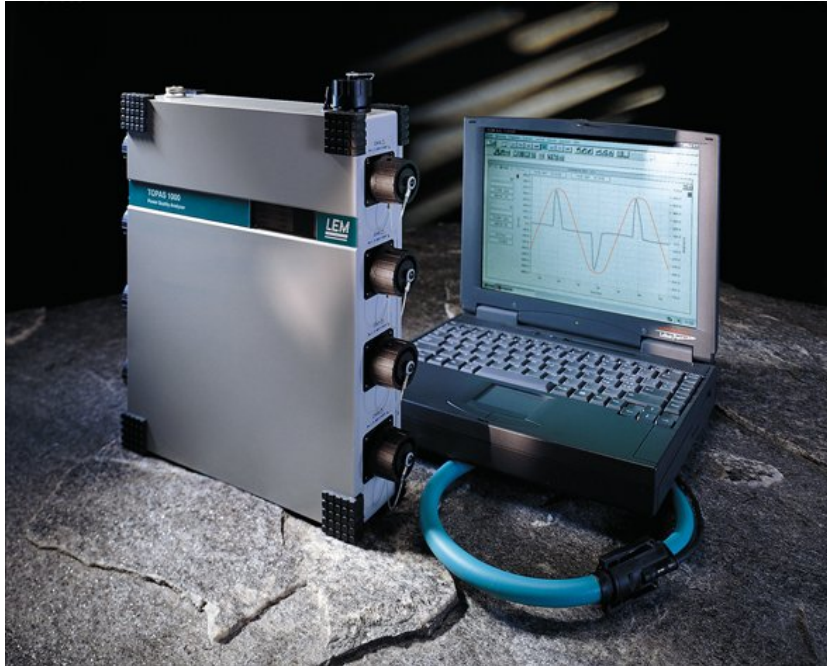


Fig. A6.1. TOPAS 1000.

Schema bloc a echipamentului este redată în figura de mai redată în fig. A6.2. 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, este posibilă operarea cu o rată de eșantionare specifică între 5000 Hz și 10000 Hz.

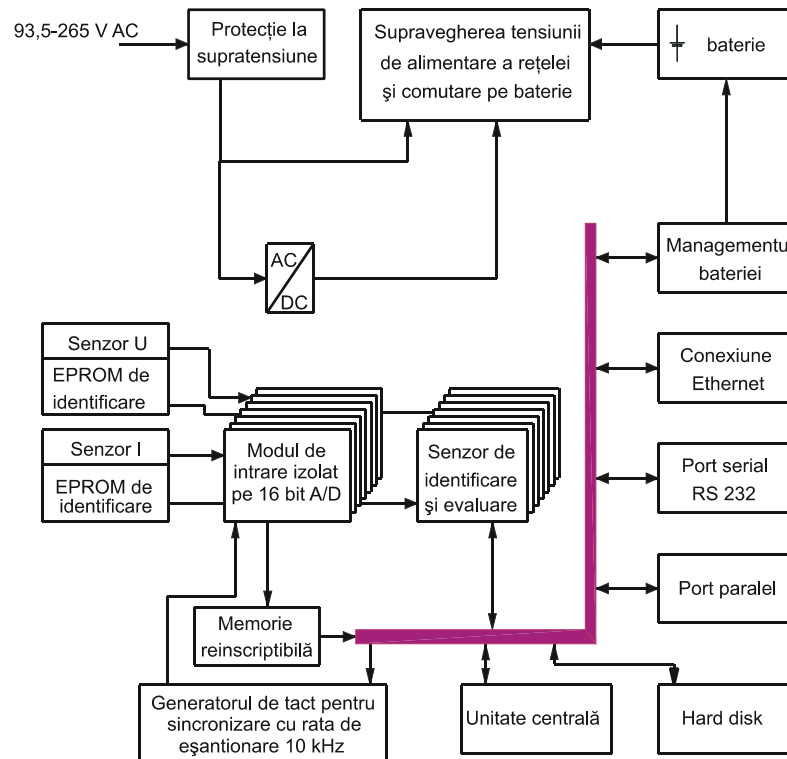


Fig. A6.2. Schema bloc a echipamentului de achiziție TOPAS 1000.

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.

Alimentarea cu tensiune auxiliară se poate face astfel:

- tensiune alternativă 45 Hz la 65 Hz, 93,5 V – 265 V;
- tensiune continuă 132 V la 375 V.

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

Schemele de conexiuni utilizate pot fi:

- monofazată;
- cu trei conductoare și cu două conexiuni de curent (metoda celor două wattmetre (Aaron));
- cu trei conductoare și cu două conexiuni de curent (alternativă la metoda Aaron);
- cu patru conductoare (metoda celor trei wattmetre);
- cu patru conductoare (metoda celor trei wattmetre cu tensiune /curent pe conductorul neutru);
- dublă tensiune/tensiune (toate cele 4 tensiuni din cadrul a 2 sisteme trifazate vecine în conexiune Y);

- dublă tensiune de linie / tensiune de linie (toate cele 3 tensiuni din cadrul a 2 sisteme trifazate vecine în conexiune).

De menționat în plus că echipamentul dispune de un software performant permițând obținerea unor protocoale complete în conformitate cu normele EN, IEC, IEEE.

Mărimi ce pot fi monitorizate, înregistrare și/sau prelucrate prin software:

- valorile efective a tensiunilor pe cele trei faze și între faze (ca valori medii calculate pe intervalul de 15 minute) ($U_a, U_b, U_c, U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}$);
- valorile efective a curenților pe cele trei faze și pe conductorul de nul (I_a, I_b, I_c, I_n);
- valorile efective ale tensiunii de secvență pozitivă, negativă și zero (U^+, U^-, U^0);
- valorile coeficientului de disimetrie al tensiunii (unbalance) (u);
- valorile factorului de putere pe fiecare fază și per total rețeaua trifazată ($\lambda_a, \lambda_b, \lambda_c$);
- valoarea efectivă a curenților pe fundamentală pentru cele trei faze (I_{a1}, I_{b1}, I_{c1});
- probabilitatea de apariție a unei anumite valori efective a curenților absorbit pe fundamentală, pentru fiecare din valorile celor trei curenți de fază ($pI_{a1}, pI_{b1}, pI_{c1}$);
- valorile rezidului deformant al curenților pentru fiecare din faze (I_{ad}, I_{bd}, I_{cd});
- valorile medii (componenta continuă) a curenților pe fiecare din faze (I_{a0}, I_{b0}, I_{c0});
- probabilitatea de apariție a unei anumite valori a componentei continue a curenților, pentru fiecare din cele trei faze ($pI_{a0}, pI_{b0}, pI_{c0}$);
- valorile coeficientului de distorsiune al curenților pe cele trei faze ($THDI_a, THDI_b, THDI_c$);
- valorile rezidului deformant al curenților pe fiecare din cele trei faze (RDI_a, RDI_b, RDI_c);
- probabilitatea de apariție a unei anumite valori a rezidului deformant al curenților, pentru fiecare din faze ($pRDI_a, pRDI_b, pRDI_c$);
- probabilitatea de apariție a unei anumite valori a coeficientului de distorsiune pentru curenții fiecărei faze ($pTHDI_a, pTHDI_b, pTHDI_c$);
- curbele de variație a curenților pe cele trei faze pentru un interval de 40 ms (i_a, i_b, i_c);
- curbele de variație a tensiunilor de fază pentru cele trei faze, pentru un interval de 40 ms (u_a, u_b, u_c);
- spectrul armonicilor tensiunilor de fază ($\gamma U_{ak}, \gamma U_{bk}, \gamma U_{ck}, k = 2; 25$) și procentul de încadrare în norma LEM GMBH 1998-2003;
- spectrul armonicilor curenților de fază ($\gamma I_{ak}, \gamma I_{bk}, \gamma I_{ck}, k = 2; 25$);
- valorile limitelor inferioară și superioară a tensiunii și a coeficientului de distorsiune a tensiunilor de fază, pentru o probabilitate de 95%, cu evidențierea valorilor depășite;
- gradul de încadrare în limitele admise a indicatorului de severitate al flickerului pe termen lung pentru tensiunea fazelor ($PLTU_{ab}, PLTU_{bc}, PLTU_{ca}$);
- valorile minime asigurate pentru indicatorul de severitate al flickerului pe termen lung cu o probabilitate de 95%;
- 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 ÷ 241,5 V) conform LEM GMBH 1998-2003;

- gradul de încadrare a valorilor coeficientului de disimetrie a tensiunii în domeniul admis și valoarea limită a acestuia pentru încadrarea în 95% din cazuri; precum și valoarea maximă;
- domeniul de variație al frecvenței pentru 95% din cazuri și respectiv 100% din cazuri și încadrarea în domeniul admis;
- existența variațiilor de tensiune: supratensiuni, goluri, întreruperi de scurtă durată, întreruperi de lungă durată (mărime, durată);
- variația frecvenței medii pe interval de 15 minute, durata celor șapte zile considerate;
- 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 ($dU_{RMSa,b,c} / dt$ [%]) și a valorii efective a curentului ($dI_{RMSa,b,c} / dt$ [%]) în domeniile admise;
- încadrarea amplitudinilor variațiilor de tensiune (Amplitude changes U [%]) respectiv de curent (Amplitude changes I [%]);
- diagrama fazorială a tensiunilor și curenților în planul fundamentalei.

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 ÷ 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 curbilor 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.

Anexa 7. Extras din rezultatele prelucrărilor numerice pentru analiza regimurilor nesimetrice și nesinusoidale

A. Histogramele nivelurilor armonice procentuale ale tensiunii și curenților din achiziția monofazată

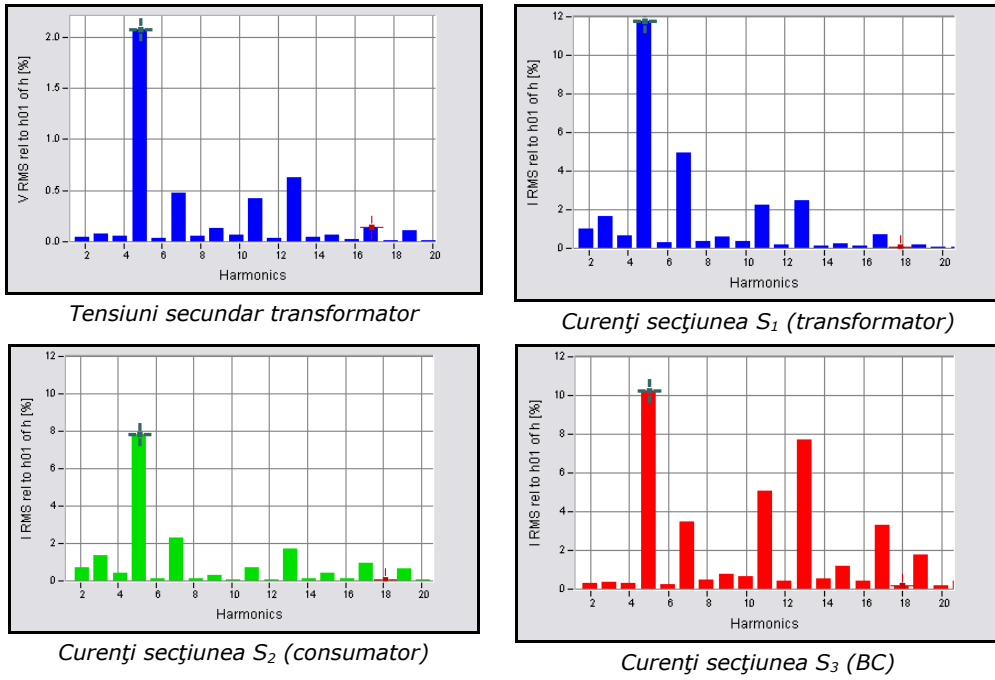


Fig. A7.1. Regim 1.

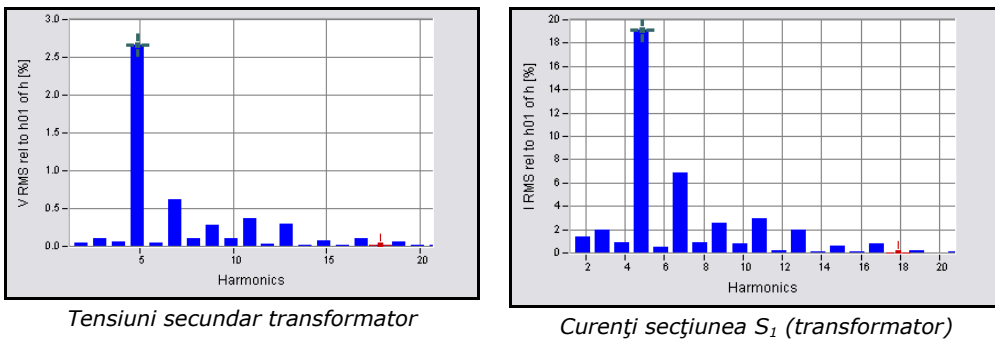


Fig. A7.1. Regim 2.

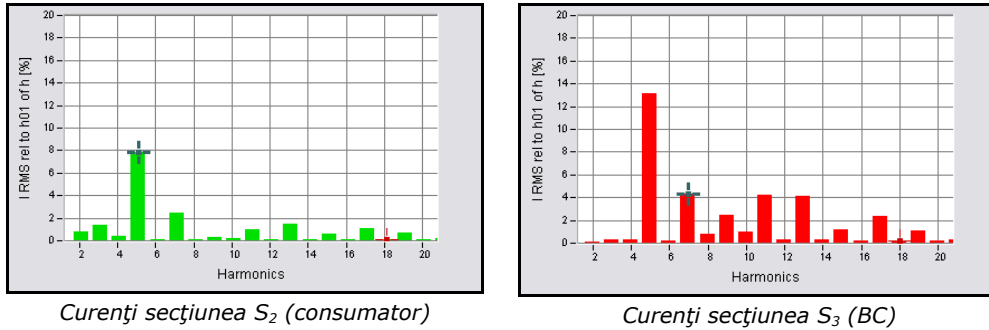


Fig. A7.2. Regim 2.

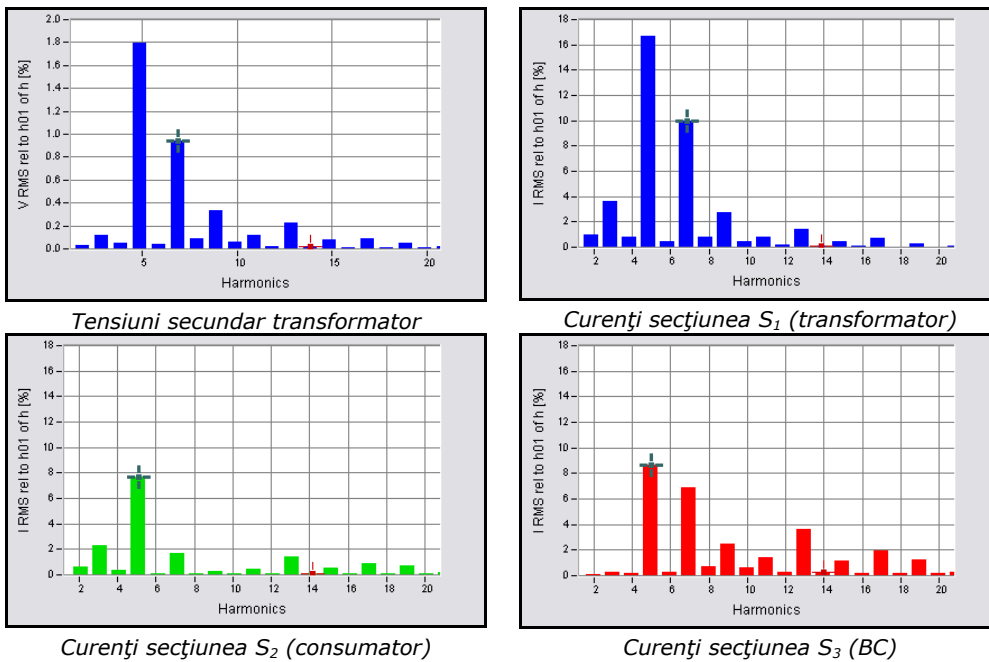


Fig. A7.3. Regim 3.

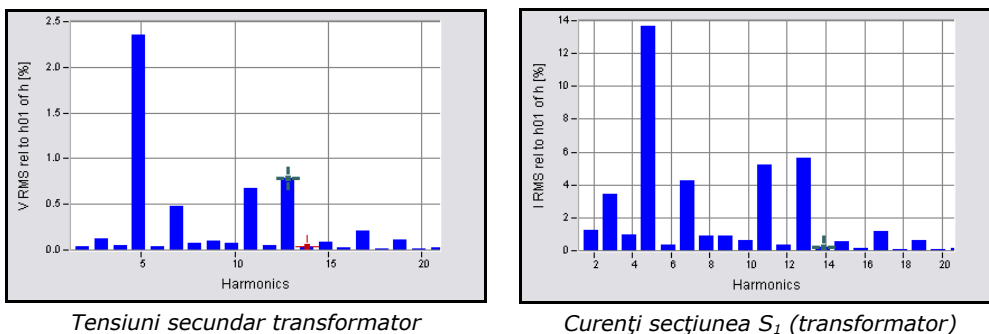


Fig. A7.4. Regim 4.

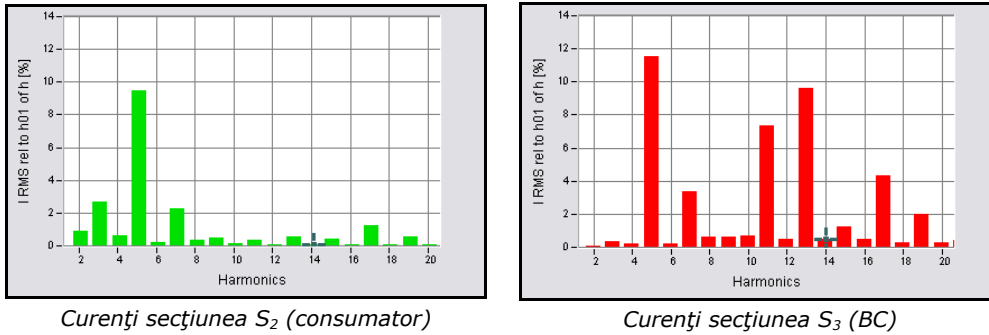


Fig. A7.4. Regim 4.

B. Variația în timp a distorsiunilor armonice totale ale undelor de curent și tensiune, pentru etapele 1 respectiv 2, achiziția monofază, în valori relative (procentuale din fundamentală) și absolute

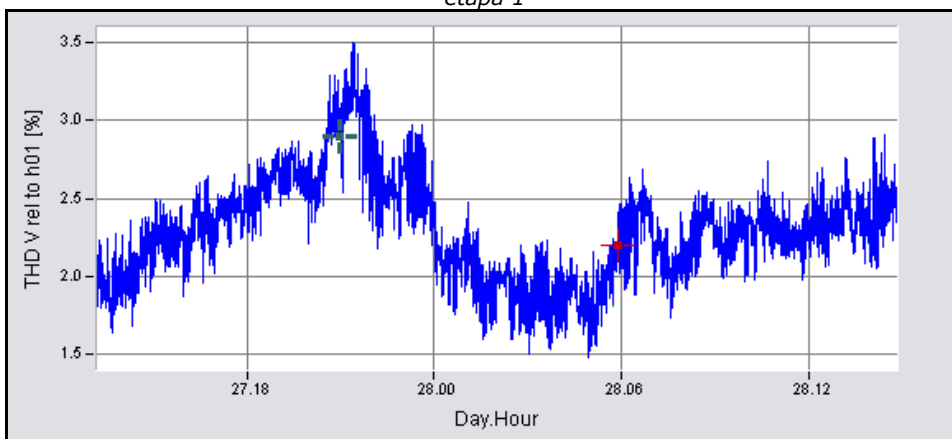
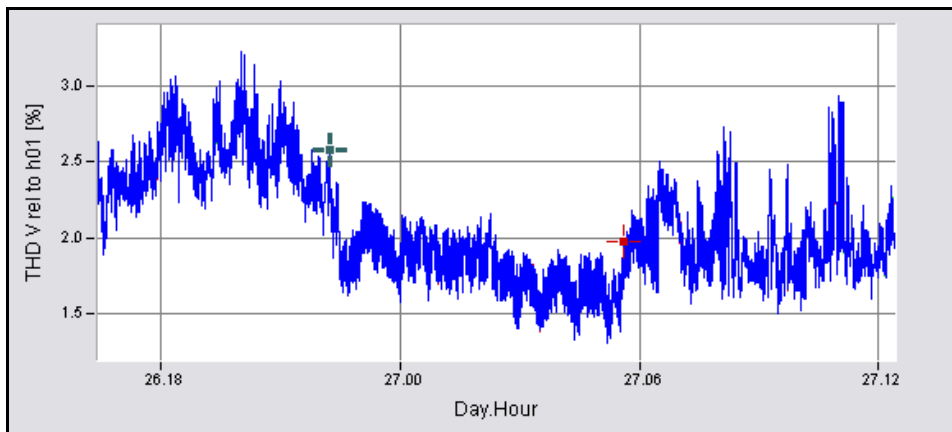
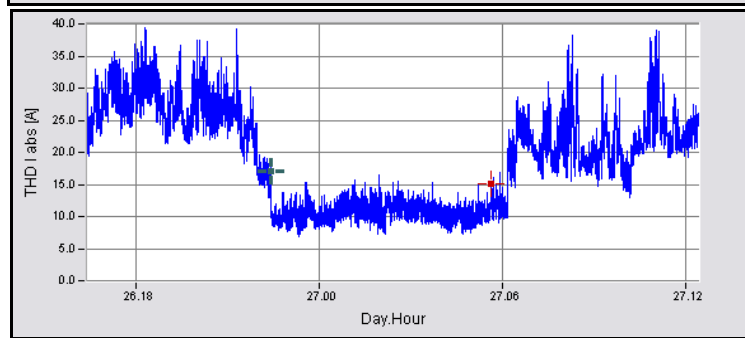
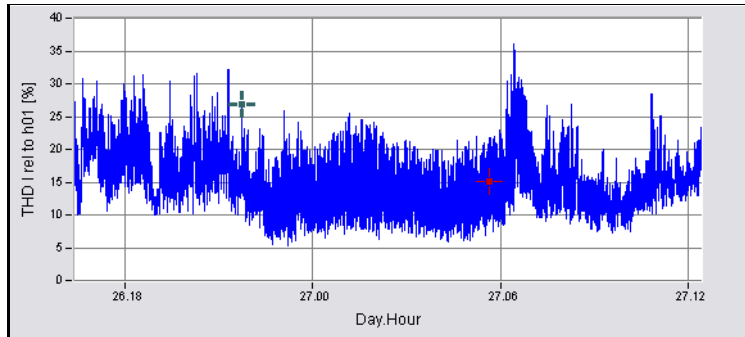
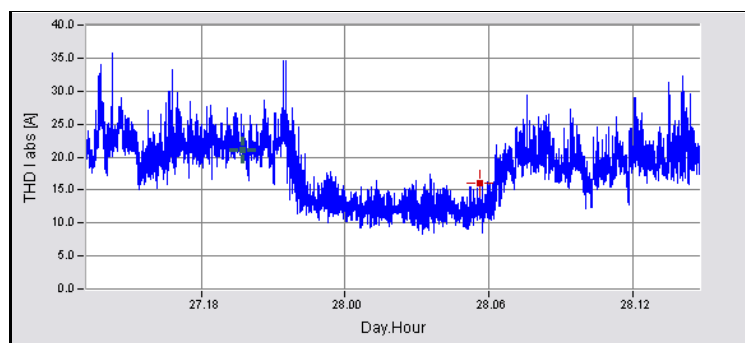
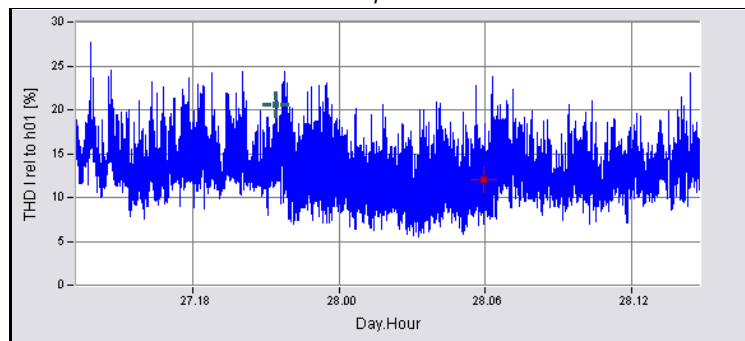


Fig. A7.5. THD_{UR} [%].

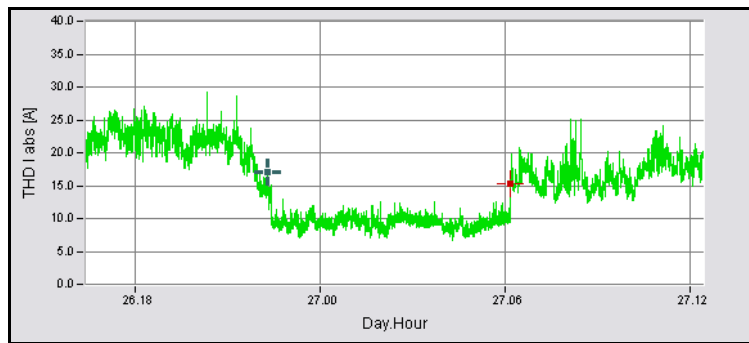
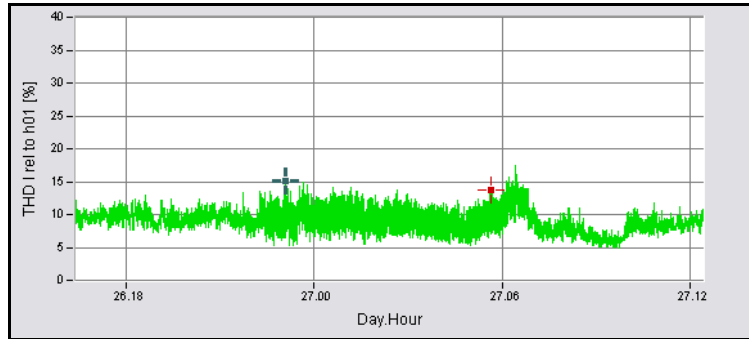


Etapa 1

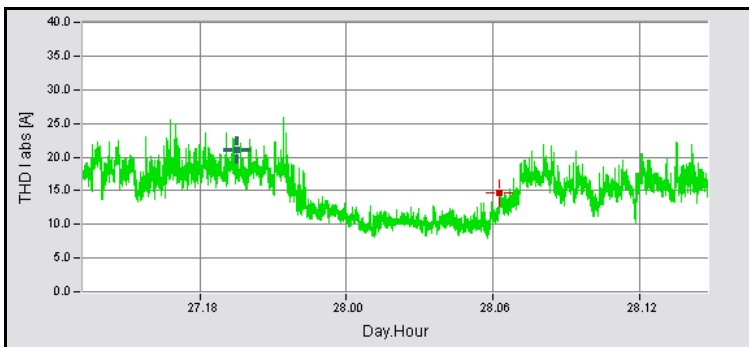
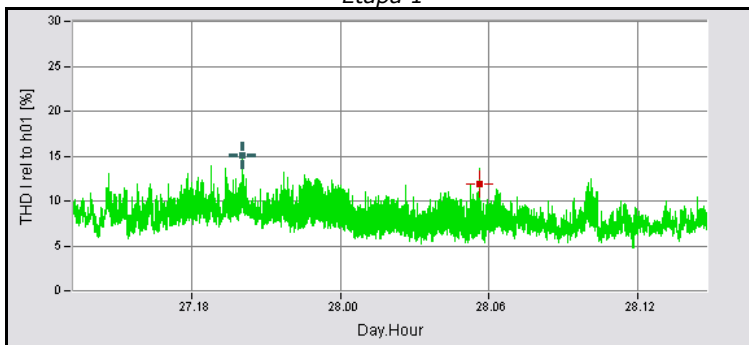


Etapa 2

Fig. A7.6. THD_{IR} transformator [%], [A].

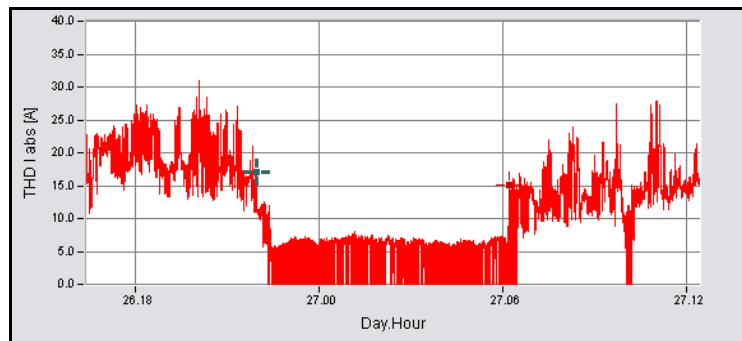
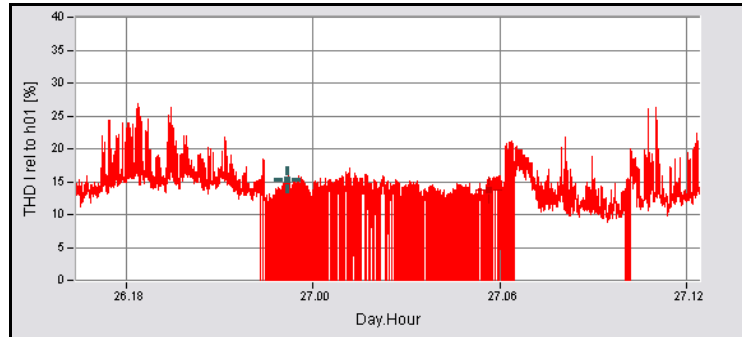


Etapa 1

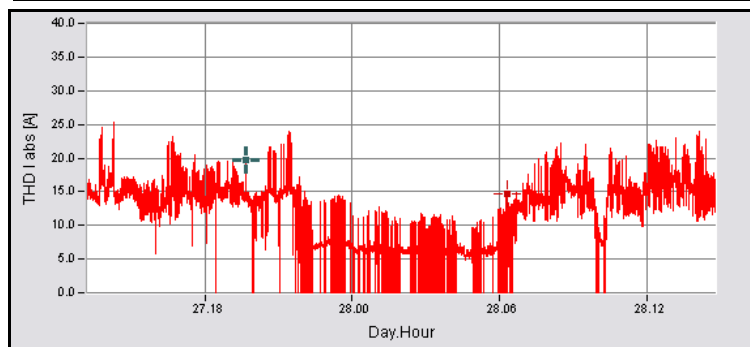
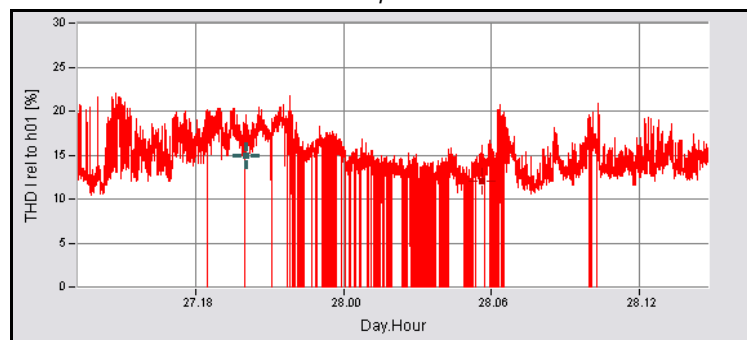


Etapa 2

Fig. A7.7. THD_{IR} consumator [%], [A]



Etapa 1



Etapa 2

Fig. A7.8. $THD_{IR, BC}$ [%], [A].

C. Diagramele fazoriale în planurile armonicilor, pentru tensiunea și curenții monitorizați monofazat (faza R) – regimul 1 (pentru ordinul armonicilor impare $k < 20$)

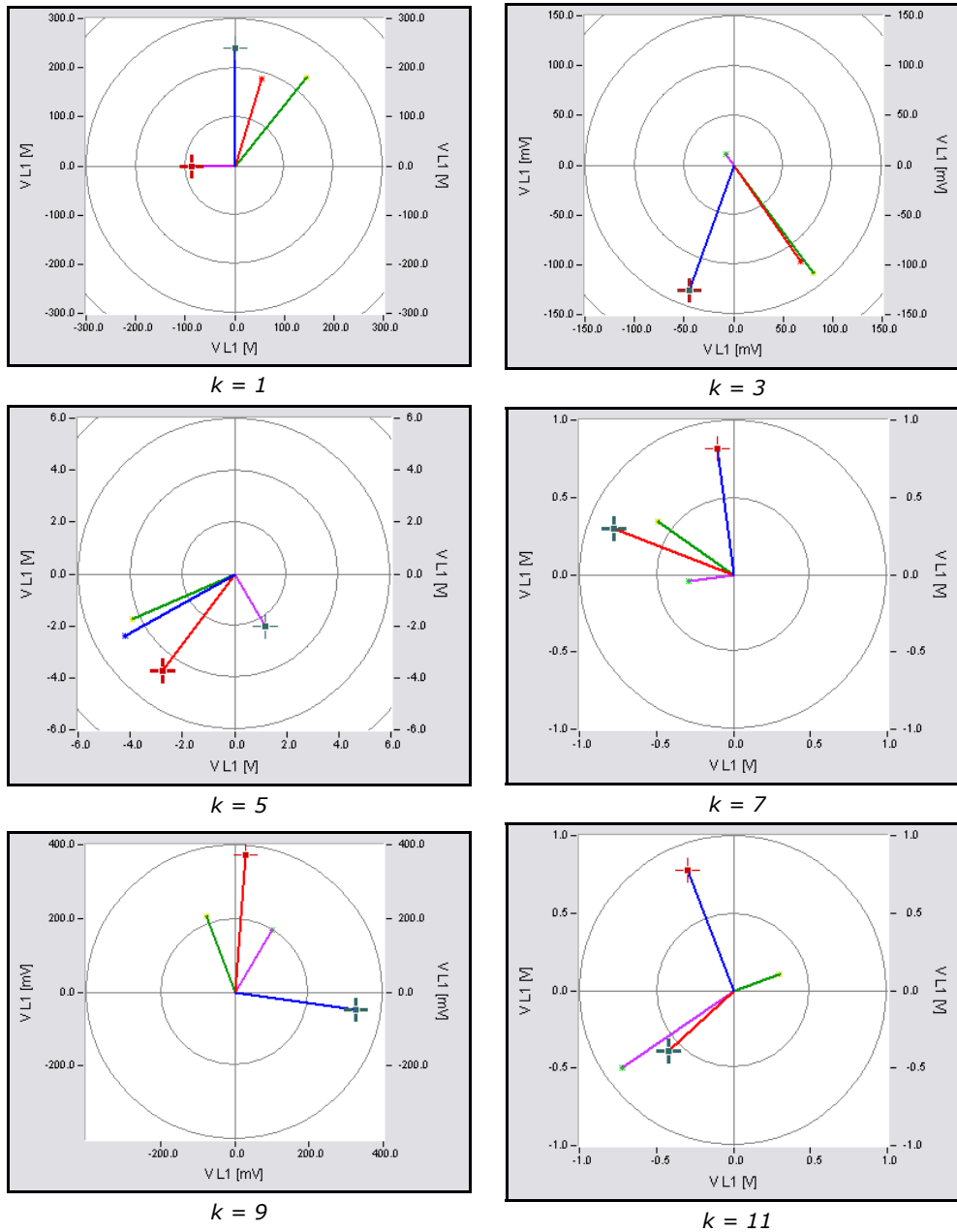


Fig. A7.9. Diagramele fazoriale în planul armonicilor impare ale tensiunii și curenților de la achiziția monofazată, regim 1.

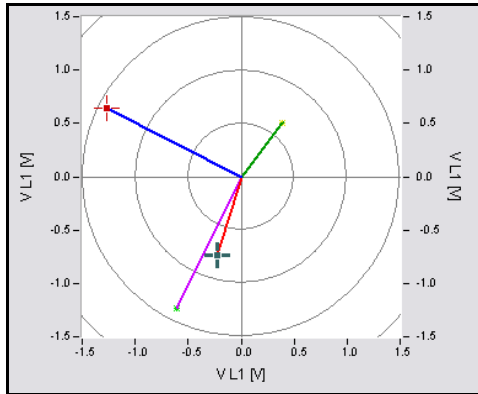
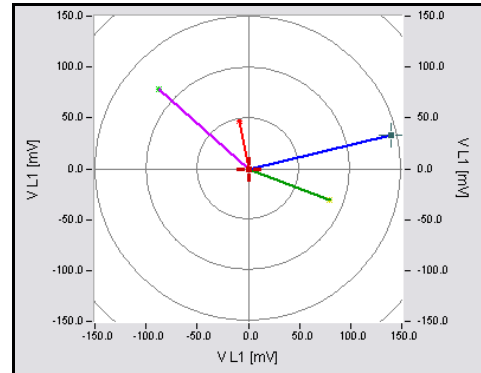
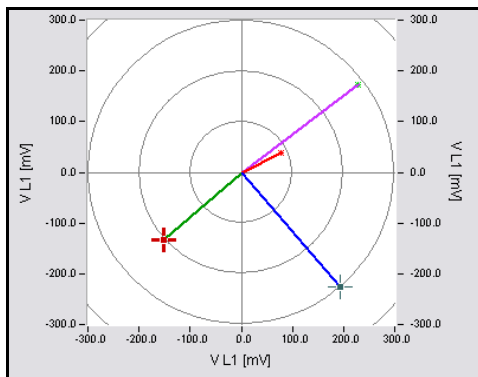
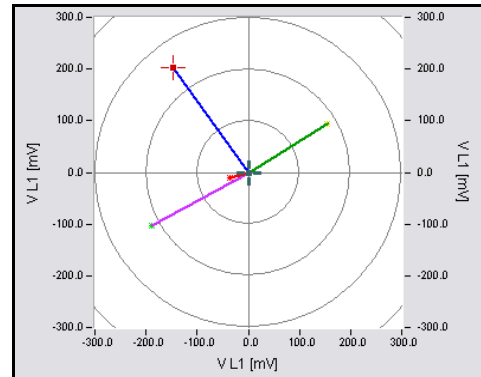
 $k = 13$  $k = 15$  $k = 17$  $k = 19$

Fig. A7.9. Diagramele fazoriale în planul armonicilor impare ale tensiunii și curenților de la achiziția monofază, regim 1.

Anexa 8. Calculul parametrilor echivalenți necesari modelării MatLab și setările elementelor de rețea necesare (MathCAD)

Parametrii echivalenți ai transformatorului:

Marimile de catalog

$$S_n := 0.4 \text{ MVA} \quad \text{Unit} := 10 \text{ kV} \quad \text{Unjt} := 0.4 \text{ kV} \quad \text{usc} := 6 \% \quad \text{ig} := 1.9 \% \quad \text{pCun} := 4.6 \text{ kW} \quad \text{pFen} := 0.93 \text{ kW}$$

Parametrii transformatorului in unitati absolute, reduși la cele doua nivele de tensiune

$$\begin{aligned} RT_j &:= \frac{\text{pCun}}{1000} \cdot \frac{\text{Unjt}^2}{S_n^2} & RT_j &= 0.0046 \text{ } \Omega & RT_i &:= \frac{\text{pCun}}{1000} \cdot \frac{\text{Unit}^2}{S_n^2} & RT_i &= 2.875 \text{ } \Omega \\ XT_j &:= \frac{\text{usc}}{100} \cdot \frac{\text{Unjt}^2}{S_n} & XT_j &= 0.024 \text{ } \Omega & XT_i &:= \frac{\text{usc}}{100} \cdot \frac{\text{Unit}^2}{S_n} & XT_i &= 15 \text{ } \Omega \\ GT_j &:= \frac{\text{pFen}}{1000} \cdot \frac{1 \cdot 10^6}{\text{Unjt}^2} & GT_j &= 5812.5 \text{ S} & GT_i &:= \frac{\text{pFen}}{1000} \cdot \frac{1 \cdot 10^6}{\text{Unit}^2} & GT_i &= 9.3 \text{ S} \\ BT_j &:= \frac{\text{ig}}{100} \cdot \frac{S_n \cdot 10^6}{\text{Unjt}^2} & BT_j &= 47500 \text{ S} & BT_i &:= \frac{\text{ig}}{100} \cdot \frac{S_n \cdot 10^6}{\text{Unit}^2} & BT_i &= 76 \text{ S} \end{aligned}$$

Parametrii transformatorului in unitati relative pentru MatLab

$$\begin{aligned} R_{bjoasa} &:= \frac{\text{Unjt}^2}{S_n} & R_{binalta} &:= \frac{\text{Unit}^2}{S_n} & L_{bjoasa} &:= \frac{R_{bjoasa}}{2\pi \cdot 50} \\ R_{bjoasa} &= 0.4 & R_{binalta} &= 250 & L_{bjoasa} &= 0.00127 \\ L_{binalta} &:= \frac{R_{binalta}}{2\pi \cdot 50} & R_{urjoasa} &:= \frac{RT_j}{2R_{bjoasa}} & R_{urinalta} &:= \frac{RT_i}{2R_{binalta}} \\ L_{binalta} &= 0.79577 & R_{urjoasa} &= 0.00575 & R_{urinalta} &= 0.00575 \\ L_{urjoasa} &:= \frac{XT_j}{2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot L_{bjoasa}} & L_{urinalta} &:= \frac{XT_i}{2 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot L_{binalta}} \\ L_{urjoasa} &= 0.03 & L_{urinalta} &= 0.03 \\ R_{mag} &:= \frac{10^6}{GT_i} & L_{mag} &:= \frac{10^6}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot BT_i} \\ R_{mag} &= 107526.88172 & L_{mag} &= 41.88288 \\ R_{magur} &:= \frac{R_{mag}}{R_{binalta}} & L_{magur} &:= \frac{L_{mag}}{L_{binalta}} \\ R_{magur} &= 430.10753 & L_{magur} &= 52.63158 \end{aligned}$$

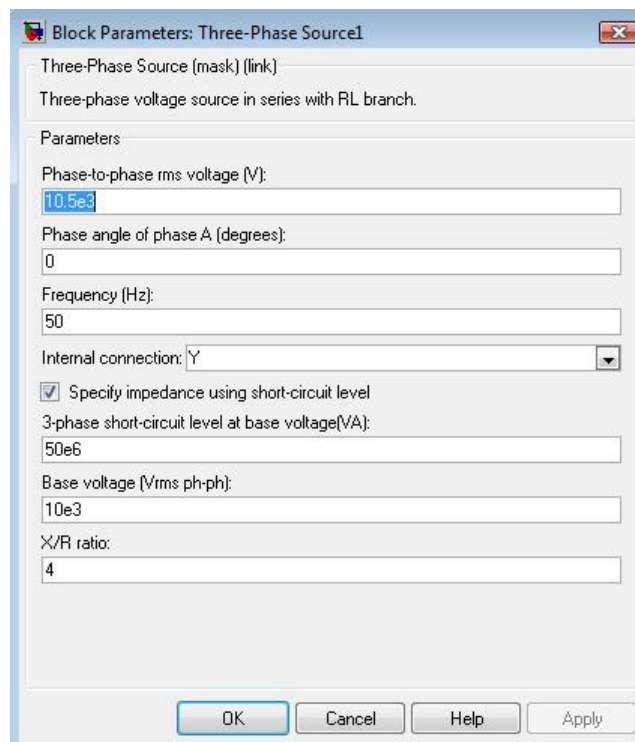


Fig. A8.1 Parametrizarea sursei trifazate pentru modelul MatLab.

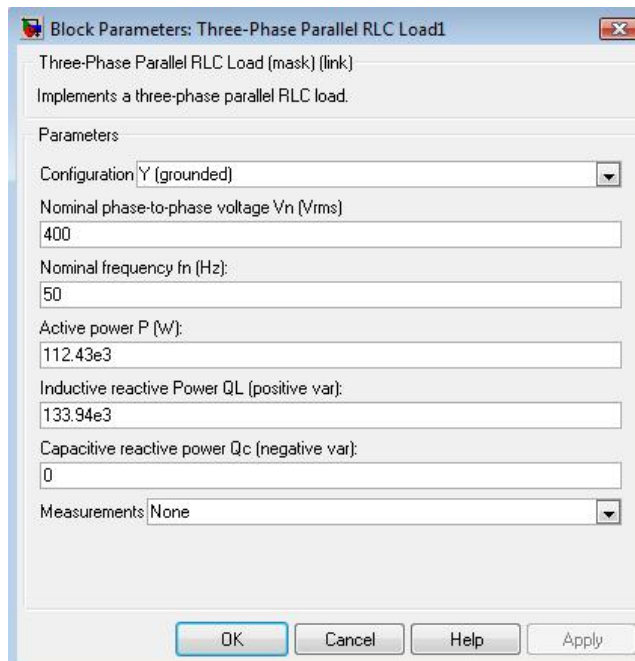


Fig. A8.2 Parametrizarea sarcinii trifazate pentru modelul MatLab.

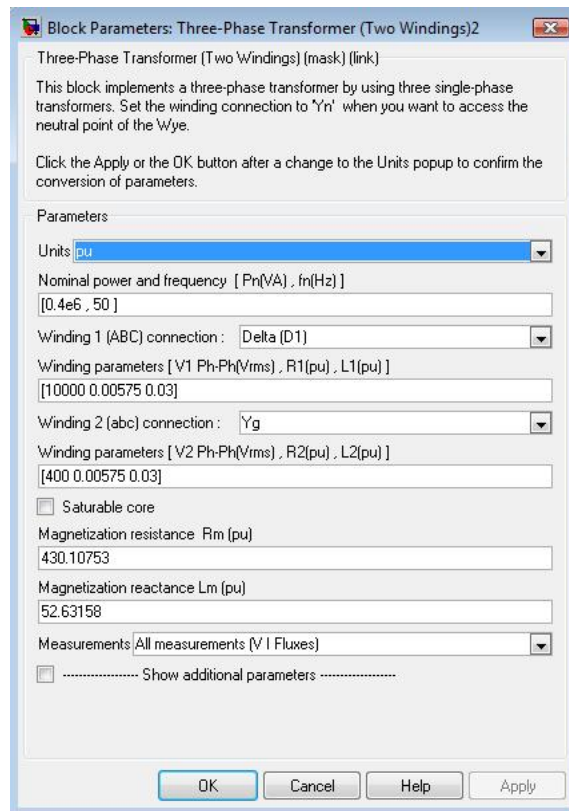


Fig. A8.3. Parametrizarea transformatorului trifazat pentru modelul MatLab.

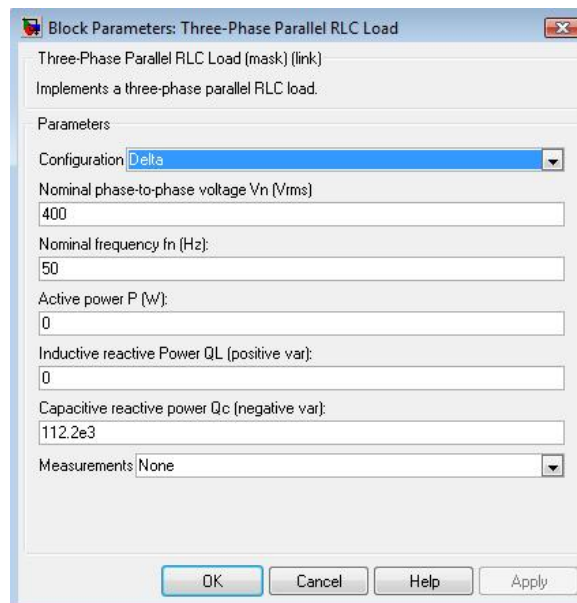


Fig. A8.4. Parametrizarea bateriei trifazate de condensatoare pentru modelul MatLab.

Anexa 9. Calculul impedanțelor armonice în nodul cu compensare capacitivă pe baza tensiunilor armonice și curenților armonici achiziționați (MathCAD)

Momentul 1 (17:27:25 h)

i := 0..9

Tensiunile armonice masurate în secundarul transformatorului

Uka :=	fazaUa :=	fazaU ₁ := fazaU _a · $\frac{\pi}{180}$
$\begin{pmatrix} 241.24 \\ 0.22381 \\ 5.2984 \\ 1.3484 \\ 0.17931 \\ 0.54115 \\ 0.95394 \\ 0.00632 \\ 0.27552 \\ 0.17311 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 \\ 270.84 \\ 245.15 \\ 358.53 \\ 36.19 \\ 324.05 \\ 312.39 \\ 102.42 \\ 160.25 \\ 318.25 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 \\ 270.84 \\ 245.15 \\ 358.53 \\ 36.19 \\ 324.05 \\ 312.39 \\ 102.42 \\ 160.25 \\ 318.25 \end{pmatrix}$

$$Uk1 = Uka \cdot e^{j \cdot fazaU_1}$$

Uk1 =	fazaU =
$\begin{pmatrix} 0 \\ 3.281 \cdot 10^{-3} - 0.224i \\ -2.227 - 4.808i \\ 1.348 - 0.035i \\ 0.145 + 0.106i \\ 0.438 - 0.318i \\ 0.643 - 0.705i \\ -1.359 \cdot 10^{-3} + 6.172i \cdot 10^{-3} \\ -0.259 + 0.093i \\ 0.129 - 0.115i \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 \\ 4.727 \\ 4.279 \\ 6.258 \\ 0.632 \\ 5.656 \\ 5.452 \\ 1.788 \\ 2.797 \\ 5.555 \end{pmatrix}$

Curentii armonici masurati în secundarul transformatorului

Iktra :=	fazaItra :=	fazaItr ₁ := fazaItra ₁ · $\frac{\pi}{180}$
$\begin{pmatrix} 156.62 \\ 3.3526 \\ 25.945 \\ 10.998 \\ 0.533 \\ 2.7517 \\ 3.0689 \\ 0.13928 \\ 1.4477 \\ 0.21374 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 10.55 \\ 139.95 \\ 208.31 \\ 280.05 \\ 294.93 \\ 204.67 \\ 214.95 \\ 130.76 \\ 79.56 \\ 261.93 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 10.55 \\ 139.95 \\ 208.31 \\ 280.05 \\ 294.93 \\ 204.67 \\ 214.95 \\ 130.76 \\ 79.56 \\ 261.93 \end{pmatrix}$

$$Iktr1 = Iktra \cdot e^{j \cdot fazaItr_1}$$

Iktr1 =	fazaItr =
$\begin{pmatrix} 0 \\ 153.972 + 28.676i \\ -2.566 + 2.157i \\ -22.842 - 12.304i \\ 1.919 - 10.829i \\ 0.225 - 0.483i \\ -2.501 - 1.149i \\ -2.515 - 1.758i \\ -0.091 + 0.105i \\ 0.262 + 1.424i \\ -0.03 - 0.212i \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 \\ 0.184 \\ 2.443 \\ 3.636 \\ 4.888 \\ 5.147 \\ 3.572 \\ 3.752 \\ 2.282 \\ 1.389 \\ 4.572 \end{pmatrix}$

Curentii armonici masurati pe BC

Ikbc1 :=	fazaIbc1 :=	fazaIbc ₁ := fazaIbc ₁ · $\frac{\pi}{180}$
$\begin{pmatrix} 154.73 \\ 0.59798 \\ 16.715 \\ 6.1501 \\ 0.66894 \\ 4.1535 \\ 8.3304 \\ 1.4139 \\ 4.337 \\ 2.1669 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 269.74 \\ 268.94 \\ 154.89 \\ 255.94 \\ 200.09 \\ 222.37 \\ 222.88 \\ 315.01 \\ 68.25 \\ 251.26 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 269.74 \\ 268.94 \\ 154.89 \\ 255.94 \\ 200.09 \\ 222.37 \\ 222.88 \\ 315.01 \\ 68.25 \\ 251.26 \end{pmatrix}$

$$Ikbc1 = Ikbc1 \cdot e^{j \cdot fazaIbc_1}$$

Ikbc1 =	fazaIbc =
$\begin{pmatrix} 0 \\ -0.702 - 154.728i \\ -0.011 - 0.598i \\ -15.135 + 7.093i \\ -1.494 - 5.966i \\ -0.628 - 0.23i \\ -3.069 - 2.799i \\ -6.104 - 5.669i \\ 1 - 1i \\ 1.607 + 4.028i \\ -0.696 - 2.052i \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 \\ 4.708 \\ 4.694 \\ 2.703 \\ 4.467 \\ 3.492 \\ 3.881 \\ 3.89 \\ 5.498 \\ 1.191 \\ 4.385 \end{pmatrix}$

Curentii armonici masurati la consumator

$I_{kca} :=$	241.63
	3.8829
	21.028
	6.0062
	0.90574
	1.7551
	5.345
	1.5618
	2.9512
	1.9699

$fazaIca :=$	49.99
	131.34
	248.32
	304.93
	343.43
	70.86
	47.46
	134.74
	242.77
	70.2

$$faza1Ic_i := fazaIca_i \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$I_{kc1}_i := I_{kca}_i \cdot e^{j \cdot faza1Ic_i}$$

$I_{kc1} =$	0	155.349+185.072i
	1	-2.565+2.915i
	2	-7.768-19.541i
	3	3.439-4.924i
	4	0.868-0.258i
	5	0.575+1.658i
	6	3.614+3.938i
	7	-1.099+1.109i
	8	-1.35-2.624i
	9	0.667+1.853i

$faza1Ic =$	0	0.872
	1	2.292
	2	4.334
	3	5.322
	4	5.994
	5	1.237
	6	0.828
	7	2.352
	8	4.237
	9	1.225

Momentul 2 (17:27:38 h)

Tensiunile armonice masurate în secundarul transformatorului

$U_{kb} :=$	239.67
	0.12949
	5.087
	1.504
	0.16147
	1.1145
	3.8093
	0.13011
	0.38213
	0.44806

$fazaUb :=$	0
	238.32
	245.28
	5.99
	16.9
	247.5
	261.38
	154.28
	85.67
	263.52

$$faza2U_i := fazaUb_i \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$U_{k2}_i := U_{kb}_i \cdot e^{j \cdot faza2U_i}$$

$U_{k2} =$	0	239.67
	1	-0.068-0.11i
	2	-2.127-4.621i
	3	1.496+0.157i
	4	0.154+0.047i
	5	-0.427-1.03i
	6	-0.571-3.766i
	7	-0.117+0.056i
	8	0.029+0.381i
	9	-0.051-0.445i

$faza2U =$	0	0
	1	4.159
	2	4.281
	3	0.105
	4	0.295
	5	4.32
	6	4.562
	7	2.693
	8	1.495
	9	4.599

Curentii armonici masurati în secundarul transformatorului

$I_{ktrb} :=$	176.78
	2.8886
	22.878
	14.969
	0.59978
	5.7204
	13.331
	0.6408
	0.97328
	1.1073

$fazaItrb :=$	35.94
	110.65
	213.03
	287.95
	267.62
	149.56
	162.4
	77.99
	2.24
	146.71

$$faza2Itr_i := fazaItrb_i \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$I_{ktr2}_i := I_{ktrb}_i \cdot e^{j \cdot faza2Itr_i}$$

$I_{ktr2} =$	0	143.127+103.759i
	1	-1.019+2.703i
	2	-19.181-12.47i
	3	4.613-14.24i
	4	-0.025-0.599i
	5	-4.932+2.898i
	6	-12.707+4.031i
	7	0.133+0.627i
	8	0.973+0.038i
	9	-0.926-0.608i

$faza2Itr =$	0	0.627
	1	1.931
	2	3.718
	3	5.026
	4	4.671
	5	2.61
	6	2.834
	7	1.361
	8	0.039
	9	2.561

Curentii armonici masurati pe BC

Ikbc :=	81.09
	0.24901
	8.3998
	4.2489
	0.68799
	5.059
	15.0652
	0.74191
	3.0991
	2.717

fazaIbc :=	269.63
	295.37
	154.75
	274.62
	198.64
	150.62
	172.92
	343.93
	355.29
	177.62

$$faza2Ibc_1 := fazaIbc_1 \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$Ikbc2_1 := Ikbc_1 \cdot e^{j \cdot faza2Ibc_1}$$

Ikbc2 =	0
	-0.524+81.088i
	0.107-0.225i
	-7.597+3.583i
	0.342-4.235i
	-0.652-0.22i
	-4.408+2.482i
	-14.95+1.857i
	0.713-0.205i
	3.089-0.254i
-2.715+0.113i	

faza2Ibc =	0
	4.706
	5.155
	2.701
	4.793
	3.467
	2.629
	3.018
	6.003
	6.201
3.1	

Curentii armonici masurati la consumator

Ikcb :=	235.69
	3.2553
	19.943
	10.959
	0.7341
	0.67926
	3.5596
	1.0133
	2.1516
	1.8651

fazaIcb :=	52.3
	112.1
	234.25
	293.22
	330.51
	141.58
	36.54
	124.8
	171.94
	15.34

$$faza2Ic_1 := fazaIcb_1 \cdot \frac{\pi}{180}$$

$$Ikcb2_1 := Ikcb_1 \cdot e^{j \cdot faza2Ic_1}$$

Ikcb2 =	0
	144.131+186.483i
	-1.225+3.016i
	-11.652-16.185i
	4.321-10.071i
	0.639-0.361i
	-0.532+0.422i
	2.86+2.119i
	-0.578-0.832i
	-2.13+0.302i
1.799+0.493i	

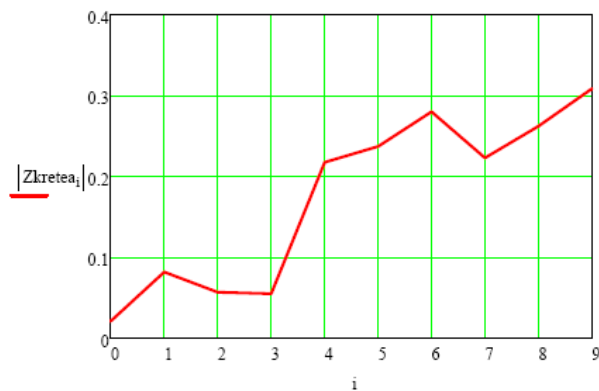
faza2Ic =	0
	0.913
	1.957
	4.088
	5.118
	5.768
	2.471
	0.638
	2.178
	3.001
0.268	

Impedanta armonica a retelei:

$$Z_{kretrea_1} := \frac{Uk1_1 - Uk2_1}{Iktr2_1 - Iktr1_1}$$

$$|Z_{kretrea_1}| =$$

0.021
0.082
0.058
0.056
0.217
0.237
0.281
0.223
0.262
0.31

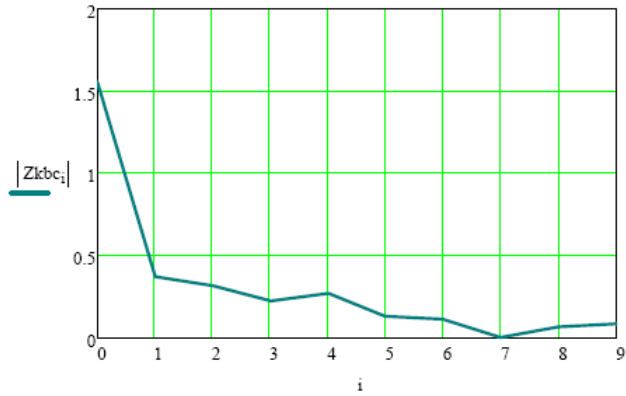


Impedanta armonica a bateriei de condensatoare:

$$Z_{kbc_i} := \frac{U_{k1_i}}{I_{kbc1_i}}$$

$$|Z_{kbc_i}| =$$

1.559
0.374
0.317
0.219
0.268
0.13
0.115
$4.47 \cdot 10^{-3}$
0.064
0.08

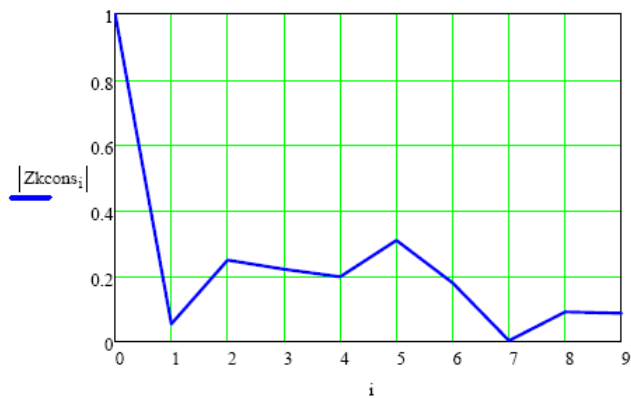


Impedanta armonica a consumatorului:

$$Z_{kcons_i} := \frac{U_{k1_i}}{I_{kcl_i}}$$

$$|Z_{kcons_i}| =$$

0.998
0.058
0.252
0.225
0.198
0.308
0.178
$4.047 \cdot 10^{-3}$
0.093
0.088

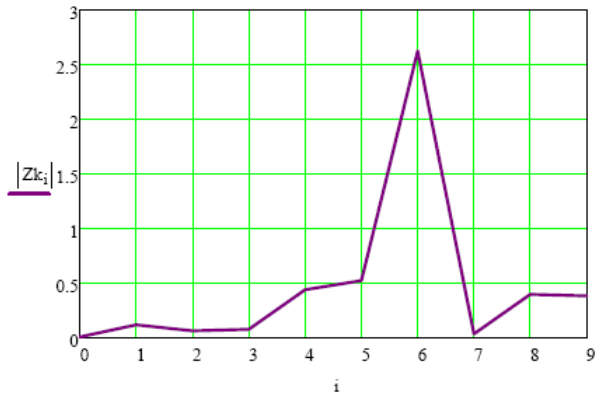


Impedanta armonica vazuta pe bara de joasa tensiune a PT:

$$Z_{k_i} := \frac{Z_{kcons_i} \cdot Z_{kbc_i} \cdot Z_{kretea_i}}{Z_{kcons_i} \cdot Z_{kbc_i} + Z_{kbc_i} \cdot Z_{kretea_i} + Z_{kcons_i} \cdot Z_{kretea_i}}$$

$$|Z_{k_i}| =$$

	0
0	0.021
1	0.127
2	0.076
3	0.09
4	0.439
5	0.53
6	2.63
7	0.039
8	0.401
9	0.386



BIBLIOGRAFIE

1. *** - *Codul Tehnic al rețelelor electrice de distribuție* - A.N.R.E. 2000.
2. *** - *IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situation, Practical Definitions for Powers in Systems with nonsinusoidal waveforms and unbalanced loads; A discussion*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 11, no. 1, January 1998, pp. 79-85.
3. ALBERT, HERMINA, ELEFTERESCU, LUMINIȚA, RASCANU, V., PĂUN, C, PĂUN, D., GOLOVANOV, N., *Monitorizarea perturbațiilor sub formă de armonici și nesimetrie*, A 5-a Conferință Internațională de Electroenergetică, Timișoara, 2003, Proceedings, pp. 19-26.
4. ALBERT, HERMINA, GOLOVANOV, N., *Determinarea experimentală a impedanței armonice*, Informații necesare, Metode de determinare practică, CEE '99, Secțiunea 3, pp. 166-178.
5. ALBU, MIHAELA, *Aspecte privind localizarea consumatorilor deformanți și nesimetrice* - Energetica, vol. 50, nr.7, 2002, pp. 311-315.
6. ANTONIU, I. S., *Bazele electrotehnicii*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1974.
7. ARIE, A., NEGUȘ, G., GOLOVANOV, C., GOLOVANOV, N., *Poluarea cu armonici a sistemelor electroenergetice funcționând în regim permanent simetric*, Editura Academiei Române, București, 1994.
8. ARPAIA, P., AVALLONE, F., BACCIQUALUPI, A., DE CAPUA, C., *Real time algorithms for active power measurement on PWM Based electric drives*, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol 45, No. 42, April 1996, pp. 462-473.
9. ARRILLAGA, J., ARNOLD, C., P., *Computer analysis on power systems*, John Wiley, New York, 1990.
10. ARRILLAGA, J., BRADLEY, D. A., BODGER, P., S., *Power System Harmonics* - John Wiley & Sons, New York, 1985.
11. AUCOIN, M., RUSSELL, B. D. *Detection of distribution high impedance faults using burst noise signal near 60 Hz*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol PWRD, 2 April, 1987, pp. 342-348.
12. AUCOIN, M., RUSSELL, B., D., *Distribution high impedance faults detection utilising high frequency current components*, IEEE Transactions on Power App. and Systems, vol PAS-101, No. 6, June, 1982, pp. 1896-1606.
13. BARRET, J., P., BORNARD, P., MEYER, B., *Power System Simulation*, Ed. Chapman & Hali, London, 1997.
14. BERCOVICI, M., ARIE, A., POEATĂ, A., *Rețele electrice , Calculul electric*, Editura Tehnică, București, 1963.
15. BIRIESCU, M., FRIGURA-ILIASA, F., ANDEA P., **EHEGARTNER, P.**, Moga, M., *A Few Aspects About Increasing The Thermal Stability Of Low Voltage ZnO Based Varistors*, Proceedings of the IEEE International Conference Eurocon 2009, Saint-Petersburg, Rusia, 18-23.05.2009, pp. 1595-1600.
16. BREUER, G.D. and all, *HVDC - AC harmonic interaction: Part II - AC System harmonic model with comparison of calculated and measured data*, IEEE Transactions on Apparatus and Systems, PAS-101(3), march 1982, pp.709-718.

17. BUTA, A., PANĂ, A., TICULA, E., **EHEGARTNER, P.**, *Stabilirea frecvențelor de rezonanță armonică la o linie de transport poluată armonic prin metoda variabilelor de stare*, Buletinul Științific al Universității "Politehnica" Timișoara, seria Energetică, Tom 47(61), Fasc1-2, 2002, pp. 43-50.
18. BUTA, A., MILEA, L., PANĂ, A., *Impedanța armonică a rețelelor sistemelor electroenergetice*, Editura Tehnică, București, 2000.
19. BUTA, A., PANĂ, A., MILEA, L., TICULA, E., *Utilizarea studiului impedanțelor armonice la creșterea performanțelor rețelelor electrice, Partea I: Problemele compensării capacitive transversale în prezența regimului deformant, SNRE - 2000*, vol. 1, pp. 344-351.
20. BUTA, A., PANĂ, A., MILEA, L., TICULA, E., *Utilizarea studiului impedanțelor armonice la creșterea performanțelor rețelelor electrice, Partea II; Dimensionarea bateriilor de condensatoare pentru compensarea capacitivă transversală în prezența regimului deformant, SNRE - 2000*, vol. 1, pp. 352-364.
21. BUTA, A., PANĂ, A., TICULA, E., **EHEGARTNER, P.**, *Aplicarea metodei variabilelor de stare la analiza rețelelor de distribuție ce conțin instalații de filtrare-compensare*, Buletinul Științific al Universității "Politehnica" Timișoara, seria Energetică, Tom 48(62), 2003, pp. 117-122.
22. BUTA, A., PANĂ, A., MILEA, L., *Calitatea energiei electrice*, Editura AGIR, București, 2001.
23. BUTA, A., PANĂ, A., TICULA, E., *Stabilirea frecvențelor de rezonanță armonică în rețelele de distribuție prin folosirea metodei variabilelor de stare*, Energetica, vol. 51, Nr. 1, 2003, pp. 16-20.
24. 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.
25. CHIUȚĂ, I., CONECINI, I., *Compensarea regimului energetic deformant*, Editura Tehnică, București, 1989.
26. CHRISTOFORIDIS, G. P., MELIOPOULOS, A. P., *Effects of modeling on the accuracy of harmonic analysis*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 5(3), July 1990, pp.1598-1606.
27. CLARK, EDITH, *Analiza circuitelor sistemelor electroenergetice*, traducere selectivă din limba engleză, Editura Tehnică, București, 1973.
28. CONECINI, I., *Calitatea energiei electrice*, Teză de doctorat, Universitatea Politehnică, București, 1999.
29. CONECINI, I., *Îmbunătățirea calității energiei electrice* - Editura Tehnică, București, 1997.
30. CONECINI, I., *Sisteme pentru monitorizarea calității energiei electrice*, Simpozion CEE, Târgoviște, 2001, Sesiunea III, pp. 203-211.
31. CORNOIU, M., LIMBEAN, G., TICULA, E., **EHEGARTNER, P.**, *Criteriu practic pentru identificarea regimurilor de rezonanță armonică în rețelele poluate armonic*, Buletinul Științific al Universității "Politehnica" Timișoara, seria Energetică, Tom 48(62), 2003, pp.163-166.
32. CRISTALDI, L., FERRERO, A., *Harmonic power flow analysis for the measurement of the electric power quality*, IEEE Transactions on Instruments Measurement, vol. 44, 1995, pp. 683-685.
33. CZARNECKI, L. Z., *Current and Power Equations at Bidirectional Flow of Harmonic Active Power in Circuits with rotating Machines*, ETEP, vol. 3, nr. 1, ian/feb. 1993, pp.276-281.

34. DOMINIGUEZ, M., COOPE, I., D., ARRILLAGA, 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;
35. DUGAN, R.C., MCGRANAGHAM, M., BEATY, H.W., *Electrical Power Systems Quality* - Mc.Grow-Hill, New York, 1996.
36. **EHEGARDNER, P.**, JUDE, A., ANDEA, P., VĂTĂU, D., FRIGURĂ-ILIASA, F., M., *A Model Concerning the High Voltage Systems Impact on the Environment inside a Romanian Power Substation*, Proceedings of the 11th WSEAS International Conference on Automatic Control, Modeling and Simulation (ACMOS 09), Istanbul, Turkey, 30 May – 1 June 2009, WSEAS Press, pp. 419-424.
37. EMANUEL, A. E., GULACHENSKI, E. M., *High impedance fault arcing on sandy soil in 15 kV distribution feeders; contribution to the evaluation of the low frequency spectrum*, IEEE Transaction on Power Delivery, vol. 5, No.2, April 1990, pp. 676-686.
38. EMANUEL, A., E., *On the definition of power factor and aparent power in unbalanced polyphase circuits with sinusoidal voltage and curents*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 8, July 1993, pp. 841-847.
39. EREMIA, M., TRECAT, J., GERMOND, A., *Reseaux electriques, Aspects actuels* - Editura Tehnică, București, 2000.
40. GIRGIS, A., A., Mc MAINS, R., B., *Frequency Domain Techniques for modelling distribution or transmission networks using capacitar switching induced transients*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 4, No. 3, July 1989, pp. 1882-1890.
41. GIRGIS, A., A., QIU, J., Mc MAINS, R. B., *A time domain approach for distribution and transmission network modelling*, IEEE Transactions on Power Delivery, PAS 5(1), January 1990, pp. 365-371.
42. GRIGSBY, L., L., *Electric Power Engineering - Handbook*, CRC, IEEE PRESS, New York, 1999.
43. IONESCU, T., G., POP, OLGA, *Ingineria sistemelor de distribuție a energiei electrice*, Editura Tehnică, București, 1997.
44. IORDACHE, MIHAELA, CONECINI, I., *Calitatea energiei electrice*, Editura Tehnică, București, 1997.
45. IORDĂNESCU, I., *Adaptarea măsurilor de compensare a factorului de putere la condițiile create de existența regimului deformant*, Energetica, vol.43, 1995, nr.5B, pp.236-240.
46. IORDĂNESCU, I., *Compensarea factorului de putere și atenuarea regimului deformant, acțiuni interdependente în sistemele energetice moderne*, Energetica, vol.28, 1980, nr.8, pp.327-331.
47. IVAS, D., MUNTEANU, FL., NEMEȘ, C., - *Mutații posibile în dezvoltarea și exploatarea rețelelor de distribuție datorate noilor tehnici de conducere*, Energetica, an 47, nr. 8-9, 1999, pp. 344-350.
48. JUDE, A., **EHEGARDNER, P.**, ANDEA, P., VĂTĂU, D., FRIGURĂ-ILIASA, F., M., *Power Quality Control on the Romanian Energy Market*, Proceedings of the 11th WSEAS International Conference on Automatic Control, Modeling and Simulation (ACMOS 09), Istanbul, Turkey, 30 May – 1 June 2009, WSEAS Press, pp. 413-418.
49. JUDE, S.A., **EHEGARTNER, P.**, ANDEA, P., FRIGURĂ-ILIASA, F.M., *New Techniques for High Voltage Equipment Maintenance*, Proceedings of the 10th International Symposium "Materials, Methods and Technologies", 2-6 iunie 2008, Sunny Beach Resort-Burgas, Bulgaria, pp.100-107.
50. JUDE, S.A., **EHEGARTNER, P.**, ANDEA, P., FRIGURĂ-ILIASA, F.M., *Considerations about the Thermal Stability Evaluation for Low Voltage MOV Surge-Arresters*, Proceedings of the 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ICEEE 08, Laghouatt, 21-23 aprilie 2008, Algeria, pag 322 – 327, (apărut și în DIRASSAT-Revue Periodique, avril 2008).

51. JUDE, S.,A., FRIGURĂ-ILIASA, F.M., **EHEGARTNER, P.**, ANDEA, P., *Finite Element Modeling for Two ZnO Based Varistors Connected in Parallel and Thermally Coupled*, Proceedings 3rd International Conference "From Scientific Computing to Computational Engineering 3rd IC-SCCE, Athens, Greece 9-12 July, 2008, paper 079.
52. MARTINON, J., FAUQUEMBERGUE, P., LACHAUME, J., *A state variable approach to harmonic disturbances in distribution networks*, Proceedings of the 7th ICMOP 1996, Las Vegas, pp. 293-298.
53. MATICA, L., *Contribuții privind analiza sistemelor trifazate în regimuri sinusoidal nesimetric și periodic nesinusoidal*. Teză de doctorat, Universitatea "Politehnica" Timișoara, 2001.
54. MELIOPOULUS, A., P., ZANG, F., ZELINGER, S., *Power system harmonic state estimation*, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.9 , no.3 , july 1994, pp.1701-1709.
55. MILEA, L., *Analiza regimului deformant în sistemul electroenergetic* - Teză de doctorat, Universitatea "POLITEHNICA" Timișoara, 1998.
56. MILEA, L., BUTA, A., PANĂ, A., *Quelques question regarding l'impedance harmonique du reseau*, Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, seria Energetică, 2001, pp. 295-298.
57. MILEA, L., BUTA, A., TICULA, E., BUTĂNESCU, GH., *Transformatorul electric, filtru pentru armonicile de tensiune provocate de receptori de tip tracțiune electrică*, Masă rotundă, Bacău, Calitatea energiei electrice, 1997;
58. MILEA, L., TICULA, E., BUTA, A., PANĂ, A., *The experimental determination of static characteristics at deforming consumers*, Buletinul Științific al Universității "Politehnica" Timișoara, seria Electrotehnică, Tom, 1997 42(56), fasc. 2, pp. 148-193.
59. NAGPAL, M., XU, W., SAWADA, J., - *Harmonic impedance measurement using three-phase transients*, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, No. 1, January, 1998, pp. 272-277.
60. NEVES, L. A., DOMMEL, H. W., WILSON, XU, *Practical distribution transformer models for harmonic studies*, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, 1995, pp. 902-912.
61. OLIVEIRA, A., OLIVEIRA, J., C., RESENDE, J. W., MISKULIN, M., S., *Practical approaches for AC system harmonic impedance measurements*, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 6, pp. 1721-1726, october 1991, pp. 575-580.
62. PANĂ, A., BUTA, A., TICULA, E., *Criteria for reactive power compensation in power distribution networks with unbalanced and nonlinear loads*, Buletinul Științific al Universității Politehnica, Timișoara, Seria Electrotehnică, Tom 44 (S8), 1999, pp. 96-101.
63. PAVEL, E., *Gândirea sistemică în proiectarea sistemelor electroenergetice*, *Energetica*, vol.27, 1974, nr.1-2, pp.13-18.
64. PIRES, F., *AC Apparent Power and Power Factor Evaluation proposition under nonsinusoidal conditions*, ICMQP, Athens-Greece, 14-16 Oct, 2000, pp. 20-23.
65. POEATĂ, A., ARIE, A., CRISAN, O., EREMIA, M., ALEXANDRESCU, A., BUTA, A., *Transportul și distribuția energiei electrice*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1981.
66. PUȘCAȘU, S., MARCOVICI, I., *Mărimi și regimuri electrice nesinusoidale*, Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1974.
67. RADULEJ, R., *Lecții de Bazele Electrotehnicii*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1975.
68. RĂDULEJ, R., *Bazele Electrotehnicii*, Probleme, Editura Didactică și pedagogică, București, 1979.

69. ROBERT, A., DEFLANDRE, T., *Groupe de Travail CC02, Guide pour l'évaluation de l'impédance harmonique du réseau*, ELECTRA, No 167, Août, 1996, pp 96-135.
70. SAKIS, MELIOPOULOS, A., ZELINGER, S., COKKINIDES, G., J., COHHEEN, L., *Transmission level instrument transformers and transient event recorders characterization for harmonic measurement*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 8, nr. 3, july, 1993, pp. 1507-1517.
71. SHARON, D., *Power factor definitions and power transfer quality in nonsinusoidal situations* - IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, no. 3, June 1996, pp. 728-733.
72. SHUTER, T., C., WOLLKOMMER, M., T. Jr., KIRKPATRICK, T., L., *Survey of harmonic levels on the American electrical power distribution system*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 4(5), october 1989, pp. 2204-2213.
73. ȘORA, C., *Bazele Electrotehnicii*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1976.
74. TAMBY, J., P., JOHN, V., I., Q'HARM, *A Harmonic Powerflow program for small Power Systems*, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 3, No. 3, August 1988, pp. 949-955.
75. TICULA, E., BUTA, A., PANA, A., *Metodă de identificare a regimurilor de rezonanță armonică a rețelelor electrice de distribuție poluate armonic*, Masă rotundă revista Energetica, Târgoviște, octombrie 2003.
76. TICULA, E., LIMBEAN, G., JUDE, A., CIOBANU, N., **EHEGARTNER, P.**, *Folosirea regimului permanent al rețelelor electrice poluate armonic la determinarea impedanței armonice*, Buletinul Științific al Universității "Politehnica" Timișoara, seria Energetică, Tom 2003, 48(62), fasc. 1-2, pp. 487-490.
77. TICULA, E., PANA, A., BUTA, A., *Evaluarea impedanțelor armonice în rețeaua de distribuție a FDEE Reșița*, SNRE Pitești, 1998, vol. 1, pp.334-342.
78. TIMOTIN, A., HORTOPAN, V., IFRIM, A., PREDA, M., *Lecții de Bazele Electrotehnicii*, Editura Didactică și Pedagogică, București 1970.
79. JĂRANU, V., *Contribuții la studiul calității energiei electrice*, Teză de doctorat, Universitatea Tehnica Gh. Asachi, Iași, 1994
80. JICU, F., *Influența regimului deformat asupra funcționării sistemului electroenergetic. Căi și metode de determinare și atenuare a acestuia*, Teză de doctorat, Universitatea Politehnica București, 2002.
81. JUGULEA, A., *Considerații privind efectele energetice în armonici nesimetrice ale sistemelor trifazate*, Energetica, Nr. 3, 1986, pp. 121-126.
82. JUGULEA, A., *Factorul de putere în regim deformat*, Energetica, Nr. 9, sept. 1986, pp. 407-413.
83. URSU, D., *Analiza încărcării unui conductor neutru în cazul unei rețele trifazate de joasă tensiune ce alimentează sarcini dezechilibrate și neliniare*, Energetica, 50, Nr. 11, 2002, pp. 379-385.
84. VARRICCHIO, S., L., MARTINS, N., LIMA, L., T., G., *A Newton-Raphson method based on eigenvalues sensitivities to increase harmonic voltage performance*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol.18, no.1, January, 2003, pp.334-341.
85. VASILIU, Z., M., - *Contribuții privind metode și sisteme de evaluare a gradului de poluare cu armonici a rețelelor electrice*, Teză de doctorat, Universitatea Galați, 1996.
86. VASILIU, Z., M., DUGAN, V., DUGAN, I., *Algoritm și program de analiză a circulației curenților armonici în sistemele electroenergetice*, SNRE, Cluj Napoca, octombrie 1996, pp. 23-28.
87. WILKOSZ, K., SOBIERAJSKI, M., *Problemele tensiunii în rețelele electrice moderne*, Energetica, 47, Nr. 2, 1999 , pp. 56-68;

88. WILSON, XU., AHMED, E., E., XIQUIN, ZHANG, XIAN, LIU, *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.
89. XIA, D.G., HEYDT, W., *Harmonic Power Flow Studies, Part I - Formulation and solution, Part II - Implementation an Practical Application*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-101, june 1982, pp. 1257-1270.
90. XU, W., LIU, X., KIU, Y., *An investigation on the validity of power direction method for harmonic source determination*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 18, nr. 1, January 2003, pp. 214-219.
91. XU, W., LIU, Y., *A method for Determining Customer and utility harmonic contributions at the Point of Common Coupling*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 15, nr. 2, april 2000, pp. 804-811.

SINTEZĂ PRIVIND LUCRĂRILE PROPRII

1. BIRIESCU, M., FRIGURA-ILIASA, F., ANDEA P., **EHEGARTNER, P.**, Moga, M., *A Few Aspects About Increasing The Thermal Stability Of Low Voltage ZnO Based Varistors*, Proceedings of the IEEE International Conference Eurocon 2009, Saint-Petersburg, Rusia, 18-23.05.2009, pp. 1595-1600.
2. BUTA, A., PANĂ, A., TICULA, E., **EHEGARTNER, P.**, *Stabilirea frecvențelor de rezonanță armonică la o linie de transport poluată armonic prin metoda variabilelor de stare*, Buletinul Științific al Universității "Politehnica" Timișoara, seria Energetică, Tom 47(61), Fasc1-2, 2002, pp. 43-50.
3. BUTA, A., PANA, A., TICULA, E., **EHEGARTNER, P.**, *Aplicarea metodei variabilelor de stare la analiza rețelelor de distribuție ce conțin instalații de filtrare-compensare*, Buletinul Științific al Universității "Politehnica" Timișoara, seria Energetică, Tom 48(62), 2003, pp. 117-122.
4. CORNOIU, M., LIMBEAN, G., TICULA, E., **EHEGARTNER, P.**, *Criteriu practic pentru identificarea regimurilor de rezonanță armonică în rețelele poluate armonic*, Buletinul Științific al Universității "Politehnica" Timișoara, seria Energetică, Tom 48(62), 2003, pp.163-166.
5. **EHEGARDNER, P.**, JUDE, A., ANDEA, P., VĂTĂU, D., FRIGURĂ-ILIASA, F., M., *A Model Concerning the High Voltage Systems Impact on the Environment inside a Romanian Power Substation*, Proceedings of the 11th WSEAS International Conference on Automatic Control, Modeling and Simulation (ACMOS 09), Istanbul, Turkey, 30 May – 1 June 2009, WSEAS Press, pp. 419-424.
6. JUDE, A., **EHEGARDNER, P.**, ANDEA, P., VĂTĂU, D., FRIGURĂ-ILIASA, F., M., *Power Quality Control on the Romanian Energy Market*, Proceedings of the 11th WSEAS International Conference on Automatic Control, Modeling and Simulation (ACMOS 09), Istanbul, Turkey, 30 May – 1 June 2009, WSEAS Press, pp. 413-418.
7. JUDE, S.A., **EHEGARTNER, P.**, ANDEA, P., FRIGURĂ-ILIASA, F.M., *New Techniques for High Voltage Equipment Maintenance*, Proceedings of the 10th International Symposium "Materials, Methods and Technologies", 2-6 iunie 2008, Sunny Beach Resort-Burgas, Bulgaria, pp.100-107.
8. JUDE, S.A., **EHEGARTNER, P.**, ANDEA, P., FRIGURĂ-ILIASA, F.M., *Considerations about the Thermal Stability Evaluation for Low Voltage MOV Surge-Arresters*, Proceedings of the 2nd International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ICEEE 08, Laghouatt, 21-23 aprilie 2008, Algeria, pag. 322 – 327, (apărut și în DIRASSAT-Revue Periodique, avril 2008).
9. JUDE, S.A., FRIGURĂ-ILIASA, F.M., **EHEGARTNER, P.**, ANDEA, P., *Finite Element Modeling for Two ZnO Based Varistors Connected in Parallel and Thermally Coupled*, Proceedings 3rd International Conference "From Scientific Computing to Computational Engineering 3rd IC-SCCE, Athens, Greece 9-12 July, 2008, paper 079.
10. TICULA, E., LIMBEAN, G., JUDE, A., CIOBANU, N., **EHEGARTNER, P.**, *Folosirea regimului permanent al rețelelor electrice poluate armonic la determinarea impedanței armonice*, Buletinul Științific al Universității "Politehnica" Timișoara, seria Energetică, Tom 2003, 48(62), fasc. 1-2, pp. 487-490.