

# **REDUCEREA POLUĂRII ELECTROMAGNETICE LA ECHIPAMENTE ELECTROTHERMICE DE ÎNALTĂ FRECVENȚĂ**

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

**Ing. Raluca Oana Sonia Rob**

Conducător științific: prof.univ.dr.ing. Ioan Șora  
Referenți științifici: prof.univ.dr.ing. Vasile Țopa  
prof.univ.dr.ing. Călin Munteanu  
conf.univ.dr.ing. Alexandru Hedeș

Ziua susținerii tezei: 10.10.2013

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- |   |  |
|---|--|
| 1. Automatică                               | 9. Inginerie Mecanică                      |
| 2. Chimie                                   | 10. Știința Calculatoarelor                |
| 3. Energetică                               | 11. Știința și Ingineria Materialelor      |
| 4. Ingineria Chimică                        | 12. Ingineria sistemelor                   |
| 5. Inginerie Civilă                         | 13. Inginerie energetică                   |
| 6. Inginerie Electrică                      | 14. Calculatoare și tehnologia informației |
| 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații | 15. Ingineria materialelor                 |
| 8. Inginerie Industrială                    | 16. Inginerie și Management                |

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, 2013

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

## Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității în cadrul Departamentului de Inginerie Electrică și Informatică Industrială din Facultatea de Inginerie Hunedoara a Universității Politehnica din Timișoara.

Poluarea cu armonici a rețelelor electrice reprezintă o problemă importantă în contextul asigurării calității energiei electrice la consumatori. Prin funcționarea lor, echipamentele electrotermice induc în rețelele electrice regim deformant. Prin urmare, pentru a aduce indicatorii energetici în limitele impuse de standardele tehnice în vigoare, sunt necesare studii cu privire la distorsiunile armonice introduse în rețelele de distribuție, în vederea proiectării de dispozitive de compensare a regimului deformant.

Această lucrare constituie un studiu privind îmbunătățirea indicatorilor de calitate a energiei electrice în funcționarea unei instalații electrotermice de călire prin inducție electromagnetică aflată în patrimoniul Facultății de Inginerie din Hunedoara.

Timișoara, septembrie 2013

Raluca Oana Sonia Rob

Autoarea mulțumește conducătorului științific, domnul Prof.dr.ing. Ioan Șora pentru sfaturile competente și eficiente dăruite de-a lungul perioadei de elaborare a tezei.

Colaborarea cu domnul Conf.dr.ing. Caius Pănoiu în contextul elaborării tezei, a fost permanentă. Autoarea îi mulțumește în mod deosebit pentru ideile, îndrumarea și sprijinul său, esențiale în realizarea acestei lucrări.

Multe mulțumiri îi sunt aduse tatălui autoarei pentru realizarea practică a dispozitivelor utilizate în vederea efectuării măsurărilor prezentate în această teză.

Autoarea le mulțumește colegilor de la Facultatea de Inginerie din Hunedoara care într-un fel sau altul au ajutat la punerea în practică a experimentelor din această lucrare.

De asemenea, autoarea mulțumește familiei pentru sprijinul și înțelegerea acordate pe toată perioada elaborării tezei.

Rob, Raluca Oana Sonia

**Reducerea poluării electromagnetice la echipamente electrotermice de înaltă frecvență**

Teze de doctorat ale UPT, Seria 6, Nr. 34, Editura Politehnica, 2013, 171 pagini, 89 figuri, 21 tabele.

ISSN: 1842-7022

ISBN: 978-606-554-705-6

Cuvinte cheie: poluare electromagnetică, armonici, parametri electrici, filtre pasive, filtre active, LabVIEW.

Rezumat,

Prin subiectul abordat, teza de doctorat abordează probleme de actualitate privind calitatea energiei electrice.

Studiind regimul deformant introdus în rețeaua electrică de distribuție prin funcționarea sarcinilor neliniare, s-au dimensionat dispozitive de reducere a distorsiunilor armonice.

S-a proiectat un sistem trifazat de filtre pasive și un filtru activ comandat soft.

Lucrarea analizează variația parametrilor electrici celor mai importanți în funcționarea instalațiilor electrotermice, prezentând o serie de concluzii importante în asigurarea calității energiei electrice la consumatori.

## CUPRINS

<b>Lista cu tabele.....</b>	6
<b>Lista cu figuri.....</b>	7
<b>Cap. 1. Instalații de încălzire prin inducție electromagnetică.....</b>	10
1.1. Tipuri de instalații de încălzire utilizând energia electrică.....	10
1.2. Indicatori energetici ai instalațiilor electrotermice.....	11
1.3. Transmiterea căldurii.....	13
1.4. Câmpul electromagnetic.....	14
1.5. Pătrunderea câmpului electromagnetic în corpuri plane.....	15
1.6. Pătrunderea câmpului electromagnetic în corpuri cilindrice.....	17
1.7. Încălzirea prin inducție electromagnetică.....	20
1.8. Elemente componente ale instalațiilor de călire cu inducție electromagnetică.....	23
<b>Cap. 2. Măsurarea parametrilor electrici la instalația de călire prin inducție electromagnetică CTC100K15.....</b>	29
2.1. Regimul periodic nesinusoidal în sistemul electroenergetic.....	29
2.2. Măsurarea parametrilor electrici cu analizorul trifazat pentru măsurarea calității energiei electrice CA8334B.....	35
2.3. Măsurarea parametrilor electrici utilizând placa de achiziție de date NI 6221.....	48
2.4. Concluzii.....	59
<b>Cap. 3. Dimensionarea instalațiilor de îmbunătățire a indicatorilor de calitate.....</b>	61
3.1. Dimensionarea filtrelor pasive absorbante pe armonicile 5, 7, 11 și 13.....	62
3.2. Dimensionarea filtrului activ.....	68
3.3. Concluzii.....	74
<b>Cap. 4. Modelarea și simularea funcționării instalației de călire utilizând programul PSCAD-EMTDC.....</b>	75
4.1. Modelarea și simularea funcționării instalației de călire fără dispozitive de reducere a efectului deformant.....	75
4.2. Modelarea și simularea funcționării instalației de călire utilizând filtre pasive.....	83
4.3. Concluzii.....	87
<b>Cap. 5. Validarea experimentală la nivel de laborator a instalației electrotermice utilizând instalații de îmbunătățire a indicatorilor de calitate a energiei electrice.....</b>	89
5.1. Descrierea sistemului de filtrare pasivă.....	89
5.2. Descrierea sistemului de filtrare activă.....	97
5.3. Concluzii.....	119
<b>Cap. 6. Concluzii și contribuții personale.....</b>	121
<b>Anexa 1 – Variația parametrilor electrici la instalația fără filtre de armonici</b>	123
<b>Anexa 2 – Variația parametrilor electrici la instalația cu filtre pasive.....</b>	136
<b>Anexa 3 – Variația parametrilor electrici la instalația cu filtre pasive și active.....</b>	151
<b>Lista cu lucrări publicate în domeniul tezei.....</b>	165
<b>Bibliografie.....</b>	167

## Listă de tabele

	Pag.
<b>Tabel 2.1.</b> Indicatori primari de calitate ai energiei electrice.	34
<b>Tabel 2.2.a.</b> Valori medii pentru parametrii electrici calculați cu ajutorul analizorului CA 8334B pe durata achiziției (aproximativ 67s), P=4,5kW.	43
<b>Tabel 2.2.b.</b> Valori medii pentru parametrii electrici calculați cu ajutorul analizorului CA 8334B pe durata achiziției (aproximativ 67s), P=15kW.	43
<b>Tabel 2.3.a.</b> Valorile efective ale armonicilor de curent de rang impar 1...25, la funcționare în gol, raport de transformare 5:1.	46
<b>Tabel 2.3.b.</b> Valorile efective ale armonicilor de curent de rang impar 1...25, la P =4,5kW, raport de transformare 5:1.	46
<b>Tabel 2.3.c.</b> Valorile efective ale armonicilor de curent de rang impar 1...25, la P =9kW, raport de transformare 5:1.	47
<b>Tabel 2.3.d.</b> Valorile efective ale armonicilor de curent de rang impar 1...25, la P =15kW, raport de transformare 5:1.	47
<b>Tabel 2.4.</b> Valorile parametrilor secundari calculați prin <i>aplicația de redare</i> .	57
<b>Tabel 2.5.</b> Variația amplitudinilor curenților armonici.	59
<b>Tabel 2.6.</b> Variația parametrilor electrici măsurati, respectiv calculați utilizând cele două metode (raport de transformare 5:1).	60
<b>Tabel 3.1.</b> Valorile parametrilor $\alpha$ și $\beta$ pentru diferite armonici la metoda U-I.	65
<b>Tabel 3.2.</b> Valorile parametrilor $\alpha$ și $\beta$ pentru diferite armonici la metoda U-P.	66
<b>Tabel 3.3.</b> Rezultatele dimensionării filtrelor pasive acordate pe armonicile 5, 7, 11 și 13.	68
<b>Tabel 4.1.</b> Variația mărimilor electrice la funcționarea instalației de călire.	83
<b>Tabel 4.2.</b> Valorile inductivităților și capacităților sistemului de filtre pasive.	83
<b>Tabel 4.3.</b> Variația mărimilor electrice la funcționarea instalației de călire la conectarea sistemului de filtre pasive.	87
<b>Tabel 5.1.</b> Valorile parametrilor electrici obținuți utilizând sistemul de filtre pasive.	95
<b>Tabel 5.2.</b> Variația amplitudinilor curenților armonici utilizând filtre pasive.	96
<b>Tabel 5.3.</b> Valorile parametrilor electrici obținuți utilizând sistemele de filtrare pasivă și activă.	115
<b>Tabel 5.4.</b> Variația amplitudinilor curenților armonici utilizând sistemele de filtrare pasivă și activă.	116
<b>Tabel 5.5.</b> Variația THD a curenților de fază.	120

## Listă de figuri

	Pag.
<b>Fig. 1.1.</b> Variațiile câmpurilor electric $\vec{E}$ și magnetic $\vec{H}$ .	14
<b>Fig. 1.2.</b> Semispațiul infinit conductor.	15
<b>Fig. 1.3.</b> Conductor plan de grosime finită excitat pe una din fețe.	17
<b>Fig. 1.4.</b> Conductor cilindric plin.	18
<b>Fig. 1.5.</b> Sistemul inductor – corp de încălzit cu simetrie cilindrică.	20
<b>Fig. 1.6.</b> Inductor de lungime finită. a) transformator fără miez magnetic, b) schema electrică echivalentă.	22
<b>Fig. 1.7.</b> Instalația electrotermică cu inducție electromagnetică (schema bloc).	24
<b>Fig. 1.8.</b> Instalația electrotermică cu inducție electromagnetică (schema electrică).	24
<b>Fig. 1.9.</b> Contactor static WG480-D50Z.	25
<b>Fig. 1.10.</b> Redresor necomandat KBPC3508.	26
<b>Fig. 1.11.</b> Schema de conectare a două punți redresoare KBPC 3508.	26
<b>Fig. 1.12.</b> Invertor monofazat realizat cu tranzistoare IGBT.	27
<b>Fig. 1.13.</b> Schema echivalentă a înfășurărilor unui transformator de înaltă frecvență.	28
<b>Fig. 1.14.</b> Inductor solenoidal cilindric: a) inductor propriu zis, b) țeava pătrată a inductorului (vedere în secțiune).	28
<b>Fig. 2.1.</b> Instalația electrotermică.	35
<b>Fig. 2.2.</b> Analizor pentru calitatea energiei tip CA 8334B.	35
<b>Fig. 2.3.</b> Variația tensiunii de fază și a curentului ( $T_e = 0,1\text{ms}$ ), $P = 4,5\text{kW}$ , 5:1.	37
<b>Fig. 2.4.</b> Variația tensiunii de fază și a curentului ( $T_e = 0,1\text{ms}$ ), $P = 9\text{kW}$ , 5:1.	37
<b>Fig. 2.5.</b> Variația tensiunii de fază și a curentului ( $T_e = 0,1\text{ms}$ ), $P = 15\text{kW}$ , 5:1.	37
<b>Fig. 2.6.</b> Variația tensiunii de fază și a curentului ( $T_e = 0,1\text{ms}$ ), $P = 4,5\text{kW}$ , 3:1.	37
<b>Fig. 2.7.</b> Variația tensiunii de fază și a curentului ( $T_e = 0,1\text{ms}$ ), $P = 9\text{kW}$ , 3:1.	37
<b>Fig. 2.8.</b> Variația tensiunii de fază și a curentului ( $T_e = 0,1\text{ms}$ ), $P = 15\text{kW}$ , 3:1.	37
<b>Fig. 2.9.</b> Variația parametrilor electrici măsurați ( $T_e = 1\text{s}$ ), $P = 4,5\text{kW}$ , raport de transformare 5:1.	38
<b>Fig. 2.10.</b> Variația parametrilor electrici măsurați, ( $T_e = 1\text{s}$ ), $P = 15\text{kW}$ , raport de transformare 5:1.	39
<b>Fig. 2.11.</b> Variația parametrilor electrici măsurați, ( $T_e = 1\text{s}$ ), $P = 4,5\text{kW}$ , raport de transformare 3:1.	40
<b>Fig. 2.12.</b> Variația parametrilor electrici măsurați ( $T_e = 1\text{s}$ ), $P = 15\text{kW}$ , raport de transformare 3:1.	41
<b>Fig. 2.13.</b> Variațiile în interval de o perioadă ale tensiunilor și curenților de pe faza L1 măsurați la puterile de 4,5kW, 9kW și 15kW, cu rapoartele de	

transformare 5:1 și 3:1.	44
<b>Fig. 2.14.</b> Spectrele armonicilor de curent înregistrate pentru situațiile studiate: a) Funcționare în gol; b) $P = 4,5\text{kW}$ ; c) $P = 9\text{kW}$ ; d) $P = 15\text{kW}$ , cu raportul de transformare 5:1.	45
<b>Fig. 2.15.</b> Blocul de adaptare curenților și tensiunilor la sistemul de achiziție de date	49
<b>Fig. 2.16.</b> Conectarea la rețeaua electrică a sistemului pentru măsurarea și calculul parametrilor electrici.	49
<b>Fig. 2.17.</b> Schema bloc a interfeței de adaptare pentru măsurarea parametrilor electrici.	50
<b>Fig. 2.18.</b> Schema desfășurată a blocului de alimentare BA.	50
<b>Fig. 2.19.</b> Schema desfășurată a interfeței de adaptare pentru măsurarea parametrilor electrici.	51
<b>Fig. 2.20.</b> Schema logică a aplicației de achiziție.	52
<b>Fig. 2.21.</b> Schema logică a aplicației de redare.	53
<b>Fig. 2.22.</b> Panoul frontal al aplicației de redare.	53
<b>Fig. 2.23.a.</b> Variația parametrilor principali și secundari, $P = 4,5\text{kW}$ (30% $P_n$ ).	54
<b>Fig. 2.23.b.</b> Variația parametrilor principali și secundari, $P = 9\text{kW}$ (60% $P_n$ ).	55
<b>Fig. 2.23.c.</b> Variația parametrilor principali și secundari, $P = 15\text{kW}$ (100% $P_n$ ).	56
<b>Fig. 2.24 a.</b> Spectre de armonici obținute din curbele de curent și tensiune $P = 4,5\text{kW}$ (30% $P_n$ ).	58
<b>Fig. 2.24 b.</b> Spectre de armonici obținute din curbele de curent și tensiune $P = 9\text{kW}$ (60% $P_n$ ).	58
<b>Fig. 2.24 c.</b> Spectre de armonici obținute din curbele de curent și tensiune $P = 15\text{kW}$ (100% $P_n$ ).	58
<b>Fig. 3.1.</b> Conectarea filtrelor pasive absorbante acordate pe armonicile 5, 7, 11, 13.	62
<b>Fig. 3.2.</b> Conectarea filtrului activ la sarcina neliniară.	69
<b>Fig. 3.3.</b> Schema bloc de generare a curenților reziduali.	71
<b>Fig. 3.4.</b> Generarea semnalelor de comandă pentru tranzistoarele IGBT.	72
<b>Fig. 3.5.</b> Schema electrică a modulului IGBT.	73
<b>Fig. 4.1.</b> Schema electrică a instalației de călire fără dispozitive de reducere a regimului deformant (simulare PSCAD).	76
<b>Fig. 4.2.</b> Modelul PSCAD pentru comanda contactorului static.	77
<b>Fig. 4.3.</b> Modelul PSCAD pentru comanda inverterului.	78
<b>Fig. 4.4.</b> Variația tensiunilor și curenților cu frecvența de 50Hz (simulare PSCAD).	80
<b>Fig. 4.5.</b> Variația puterilor active și reactive, a armonicilor de curent de rang 5, 7, 11 și 13 și a distorsiunii armonice totale (simulare PSCAD).	81
<b>Fig. 4.6.</b> Variația tensiunilor și curenților la înaltă frecvență (simulare PSCAD).	82
<b>Fig. 4.7.</b> Schema electrică a instalației de călire având conectat sistemul de filtre pasive (simulare PSCAD).	84
<b>Fig. 4.8.</b> Variația tensiunilor și curenților cu frecvența de 50Hz după conectarea sistemului de filtre (simulare PSCAD).	85
<b>Fig. 4.9.</b> Variația puterilor active și reactive, a armonicilor de curent de rang 5, 7, 11 și 13 și a distorsiunii armonice totale după conectarea sistemului de filtre (simulare PSCAD).	86
<b>Fig. 4.10.</b> Variația tensiunilor și curenților la înaltă frecvență după	



conectarea sistemului de filtre (simulare PSCAD).	86
<b>Fig. 5.1.</b> Filtrul pasiv trifazat.	91
<b>Fig. 5.2 a.</b> Variația parametrilor principali și secundari, utilizând sistemul trifazat de filtre pasive, $P = 4,5\text{kW}$ (30% $P_n$ ).	92
<b>Fig. 5.2 b.</b> Variația parametrilor principali și secundari, utilizând sistemul trifazat de filtre pasive, $P = 9\text{kW}$ (60% $P_n$ ).	93
<b>Fig. 5.2 c.</b> Variația parametrilor principali și secundari, utilizând sistemul trifazat de filtre pasive, $P = 15\text{kW}$ (100% $P_n$ ).	94
<b>Fig. 5.3 a.</b> Spectre de armonici obținute din curbele de curent și tensiune utilizând filtre pasive $P = 4,5\text{kW}$ (30% $P_n$ ).	95
<b>Fig. 5.3 b.</b> Spectre de armonici obținute din curbele de curent și tensiune utilizând filtre pasive, $P = 9\text{kW}$ (60% $P_n$ ).	96
<b>Fig. 5.3 c.</b> Spectre de armonici obținute din curbele de curent și tensiune utilizând filtre pasive, $P = 15\text{kW}$ (100% $P_n$ ).	96
<b>Fig. 5.4.</b> Schema bloc a sistemului de filtrare activă.	97
<b>Fig. 5.5.</b> Subrutina de încărcare eșantioane în aplicație.	99
<b>Fig. 5.6.</b> Sistemul pentru calculul parametrilor electrici.	100
<b>Fig. 5.7.</b> Subrutina <i>Analizor nefiltrat</i> .	102
<b>Fig. 5.8.</b> Subrutina <i>Măsurare trifazată</i> .	103
<b>Fig. 5.9.</b> Subrutina <i>Măsurare fază 1, 2, respectiv 3</i> .	103
<b>Fig. 5.10.</b> Subrutinele <i>Memorie</i> .	104
<b>Fig. 5.11.</b> Subrutina <i>Curenți reziduali</i> .	105
<b>Fig. 5.12.</b> Subrutina <i>Fazori curenți</i> .	106
<b>Fig. 5.13.</b> Subrutina <i>Modulator trifazat</i> .	108
<b>Fig. 5.14.</b> Subrutina <i>Modulator 1+</i> .	109
<b>Fig. 5.15.</b> Subrutina <i>Filtru activ</i> .	109
<b>Fig. 5.16.</b> Sistem de afișare a variației parametrilor electrici.	111
<b>Fig. 5.17.</b> Subrutina <i>Spectru armonici</i> .	111
<b>Fig. 5.18 a.</b> Variația parametrilor principali și secundari, utilizând sistemul de filtrare activă, $f_m = 12500\text{Hz}$ , $P = 4,5\text{kW}$ (30% $P_n$ ).	112
<b>Fig. 5.18 b.</b> Variația parametrilor principali și secundari, utilizând sistemul de filtrare activă, $f_m = 12500\text{Hz}$ , $P = 9\text{kW}$ (60% $P_n$ ).	113
<b>Fig. 5.18 c.</b> Variația parametrilor principali și secundari, utilizând sistemul de filtrare activă, $f_m = 12500\text{Hz}$ , $P = 15\text{kW}$ (100% $P_n$ ).	114
<b>Fig. 5.19 a.</b> Spectre de armonici obținute din curbele de curent utilizând sistemele de filtrare pasivă și activă $P = 4,5\text{kW}$ (30% $P_n$ ).	115
<b>Fig. 5.19 b.</b> Spectre de armonici obținute din curbele de curent utilizând sistemele de filtrare pasivă și activă, $P = 9\text{kW}$ (60% $P_n$ ).	116
<b>Fig. 5.19 c.</b> Spectre de armonici obținute din curbele de curent utilizând sistemele de filtrare pasivă și activă, $P = 15\text{kW}$ (100% $P_n$ ).	116
<b>Fig. 5.20 a.</b> Variațiile parametrilor electrici generați de filtrul activ, $P = 15\text{kW}$ (100% $P_n$ ), $f_m = 12500\text{Hz}$	117
<b>Fig. 5.20 b.</b> Variațiile parametrilor electrici generați de filtrul activ, $P = 15\text{kW}$ (100% $P_n$ ), $f_m = 10000\text{Hz}$	117
<b>Fig. 5.20 c.</b> Variațiile parametrilor electrici generați de filtrul activ, $P = 15\text{kW}$ (100% $P_n$ ), $f_m = 5000\text{Hz}$	118
<b>Fig. 5.20 d.</b> Variațiile parametrilor electrici generați de filtrul activ, $P = 15\text{kW}$ (100% $P_n$ ), $f_m = 4000\text{Hz}$	118
<b>Fig. 5.20 e.</b> Variațiile parametrilor electrici generați de filtrul activ, $P = 15\text{kW}$ (100% $P_n$ ), $f_m = 2500\text{Hz}$	119

# 1. INSTALAȚII DE ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCȚIE ELECTROMAGNETICĂ

Încălzirea constituie unul din efectele transferului de energie între sisteme diferite sau între părțile componente ale aceluiași sistem. Una dintre cele mai răspândite și mai avantajoase metode de încălzire reprezintă transformarea energiei electrice în energie termică.

Instalațiile de încălzire electrică și cuptoarele electrice au o serie de avantaje față de alte tipuri de instalații de încălzire. Deoarece gradul de uniformitate al încălzirii este foarte important în obținerea materialelor de calitate, prin încălzirea electrică se poate regla cu ușurință regimul de temperatură. Există posibilitatea ermetizării spațiului de lucru (a creării vidului sau a atmosferei de protecție), precum și posibilitatea automatizării funcționării instalațiilor. Datorită încălzirii electrice se pot obține materiale noi necesare obținerii unor piese cu calități superioare [1].

## 1.1. Tipuri de instalații de încălzire utilizând energia electrică

### *Instalații de încălzire cu rezistență electrică*

Instalațiile de încălzire cu rezistență electrică se împart în două categorii: cu acțiune directă și cu acțiune indirectă. În instalațiile de încălzire cu acțiune directă, încălzirea apare datorită trecerii curentului electric prin materialul care urmează a fi încălzit, iar la instalațiile cu acțiune indirectă, transformarea energiei electrice în energie termică se realizează în elemente de încălzire confecționate din materiale rezistente la căldură și cu rezistență electrică mare [5]. Transferul de căldură de la elementul încălzitor se face în principal prin convecție dacă diferența de temperatură între elementul încălzitor și material este sub 400-450°C și în principal prin radiație la diferențe de temperatură mai mari [1].

### *Cuptoare și instalații de încălzire prin inducție*

Principiul de funcționare al acestora se bazează pe inducerea curentului electric în corpul de încălzit. Se disting cuptoare și instalații cu miez de fier și fără miez de fier. Cuptoarele și instalațiile cu miez de fier reprezintă un transformator propriu zis în care inductorul (înfășurarea primară) este alimentat cu curent de frecvență industrială, înfășurarea secundară fiind constituită de corpul ce se dorește a fi încălzit. În cuptoarele și instalațiile fără miez de fier, inductorul este alimentat de regulă cu curent de înaltă frecvență [5].

Instalațiile de încălzire prin inducție se mai folosesc la diverse tratamente termice ale metalelor (călirea superficială la înaltă frecvență a pieselor și încălzirea semifabricatelor ce urmează a fi forjate și ștanțate).

Variantele constructive ale cuptoarelor cu inducție sunt:

- cuptorul pentru topire cu creuzet sau canal.
- cuptorul pentru încălzire în profunzime.
- cuptorul pentru încălzire superficială.

- instalații pentru aplicații speciale (agitatorul inductiv, transportorul electromagnetic al metalelor topite, topirea fără creuzet) [29].

#### *Cuptoare electrice cu arc*

Transformarea energiei electrice în energie termică are loc în arcul electric [1], [5]. La cuptoarele cu arc cu acțiune directă arcul se formează între electrod și materialul ce se încălzește. Din categoria acestor cuptoare fac parte cuptoarele de topire a oțelului cu arc trifazat și cuptoarele cu arc în vid.

În cuptoarele cu acțiune indirectă, arcul se stabilește între doi electrozi. Căldura degajată de coloana arcului este transmisă materialului ce se încălzește prin radiație. Astfel de cuptoare se folosesc pentru topirea metalelor neferoase și a fontelor speciale.

#### *Cuptoare cu plasmă*

Plasma este o substanță gazoasă care, prin încălzire produce ionizarea atomilor ei. Cuptoarele cu plasmă (plasmatroane) sunt instalații care preiau energia electrică de la o sursă de alimentare și o transformă în energie termică a plasmei. Această transformare se produce prin insuflarea gazului rece printr-o zonă de descărcare în arc electric (plasmatroane cu arc) sau într-o zonă în care s-a creat un câmp electric de înaltă frecvență (plasmatroane de înaltă frecvență) [29].

#### *Cuptoare capacitive și cu microunde*

Principiul de funcționare al acestora se bazează pe efectul termic al pierderilor prin conducție electrică și histerezis electric produse de un câmp electric de înaltă frecvență asupra încărcăturii dielectrice introduse între plăcile unui condensator [29].

## 1.2. Indicatori energetici ai instalațiilor electrotermice

Una din problemele generale ale instalațiilor electrotermice o reprezintă calculul indicatorilor care permit caracterizarea din punct de vedere energetic a acestor tipuri de instalații: randamentul, puterea și consumul specific de energie electrică.

### 1.2.1 Randamentul instalației electrotermice

Randamentul total al unei instalații electrotermice este:

$$\eta = \eta_t \cdot \eta_e \cdot \eta_l \cdot \eta_g \quad (1.1)$$

în care:

- $\eta_t$  este randamentul termic,
- $\eta_e$  este randamentul electric,
- $\eta_l$  este randamentul rețelei de alimentare,
- $\eta_g$  este randamentul sursei de alimentare.

Randamentul total este cuprins între 30% și 80%.

a) Randamentul termic al instalației este dat de raportul

$$\eta_t = \frac{Q_u}{Q_u + Q_p} \quad (1.2)$$

în care:

$Q_u$  este cantitatea de căldură utilă necesară încălzirii materialului,  $Q_p$  este cantitatea de căldură pierdută prin materialele refractare și de izolație termică ale construcției, precum și direct de la suprafața materialului încălzit.

## 12 Instalații de încălzire prin inducție electromagnetică

Căldura utilă necesară încălzirii unui corp de masă  $m$  de la temperatura inițială  $\theta_i$  la temperatura finală  $\theta_f$  este:

$$Q_U = mc(\theta_f - \theta_i) \quad [\text{J}] \quad (1.3)$$

unde  $c$  este căldura specifică medie a materialului [în J/kg grad]. Relația (1.3) se mai poate scrie:

$$Q_U = mi \quad (1.4)$$

Mărimea  $i$  este energia specifică a materialului [J/kg] și reprezintă cantitatea de căldură necesară încălzirii masei de 1 kg la temperatura  $\theta$  [29].

Valorile uzuale ale randamentului termic sunt cuprinse între 70% și 95%.

b) Randamentul electric al instalației se calculează ținând seama de pierderile de energie  $Q_e$  ce se produc în elementele încălzitoare:

$$\eta_e = \frac{Q_U + Q_p}{Q_U + Q_p + Q_e} \quad (1.5)$$

unde cu  $Q_U + Q_p$  se notează căldura dezvoltată de elementele încălzitoare.

Randamentul electric se poate exprima și sub forma

$$\eta_e = \frac{Q_2}{Q_1 + Q_2} = \frac{Q_2}{Q} \quad (1.6)$$

în care  $Q_1$  este energia pierdută în elementele încălzitoare,  $Q_2$  este energia din elementele încălzitoare, iar  $Q$  este energia totală a instalației electrotermice, neținând cont de randamentul rețelei și al sursei de alimentare. La încălzirea prin inducție, randamentul electric are valori scăzute: 60-80%.

c) Randamentul rețelei de alimentare

Randamentul rețelei de alimentare se poate determina astfel:

$$\eta_l = \frac{P_v}{P_v + P_p} \quad (1.7)$$

unde  $P_v$  reprezintă puterea vehiculată prin conductoarele și dispozitivele rețelei de alimentare, iar  $P_p$  constituie pierderile de putere prin efectul Joule-Lenz în rețeaua de alimentare.

d) Randamentul sursei de alimentare

Randamentul sursei de alimentare se poate calcula cu relația:

$$\eta_g = \frac{P_b}{P_b + P_i} \quad (1.8)$$

unde  $P_b$  reprezintă puterea la bornele sursei de alimentare, iar  $P_i$  este puterea disipată pe elementele interne ale sursei.

### 1.2.2. Puterea instalației electrotermice

Puterea electrică a instalației electrotermice este constituită din pierderile de putere  $P_1$  în elementele încălzitoare și din puterea utilă  $P_2$  ce se transformă în căldură.

$$P = P_1 + P_2 \quad (1.9)$$

### 1.2.3. Consumul specific de energie electrică

Consumul specific de energie electrică  $Q_s$  al instalației electrotermice (împreună cu rețeaua și sursa de alimentare) este un indicator exprimat prin consumul total de energie electrică raportat la unitatea de măsură a producției instalației.

$$Q_s = \frac{\int P(t) \cdot dt}{m} \quad (1.10)$$

Valori scăzute ale consumului de energie electrică se obțin prin realizarea unei cât mai bune izolații termice a instalației.

### 1.3. Transmiterea căldurii

Transmiterea căldurii sau schimbul de energie termică între două corpuri se face în trei moduri distincte: conducție, convecție și radiație.

#### *Conducția termică*

Conducția termică este procesul de transmitere a căldurii dintr-o regiune cu temperatură mai ridicată către o regiune cu temperatură mai coborâtă în interiorul unui mediu sau între medii diferite în contact fizic direct [5].

În condițiile unui câmp de temperatură staționar, fluxul termic sau cantitatea de căldură transmisă în unitatea de timp este:

$$\Phi = \frac{Q}{t} \quad [\text{W}] \quad (1.11)$$

Densitatea de flux termic se calculează cu relația:

$$q = \frac{\Phi}{A} \quad [\text{W}/\text{m}^2] \quad (1.12)$$

unde A este suprafața străbătută de fluxul termic.

Rezistența termică reprezintă raportul dintre diferența de temperatură și fluxul termic întreținut de această diferență de temperatură.

$$R_t = \frac{\theta_1 - \theta_2}{\Phi} \quad [\text{grd}/\text{W}] \quad (1.13)$$

Determinarea prin calcul a variației temperaturii în cazul câmpului nestaționar de temperatură conduce la relații matematice complicate și dificil de aplicat [5].

#### *Convecția termică*

Convecția termică reprezintă procesul de transmitere a căldurii între un fluid și un corp solid printr-o acțiune combinată a conducției termice, a acumulării de energie internă și a mișcării de amestec [29]. Fluxul termic transmis prin convecție între suprafața unui perete solid aflat la temperatura  $\theta_1$  și fluidul aflat la temperatura  $\theta_2$  are expresia:

$$\Phi = a_c(\theta_1 - \theta_2) \cdot A \quad [\text{W}] \quad (1.14)$$

unde  $a_c$  [ $\text{W}/\text{m}^2\text{grd}$ ] este coeficientul de transmitere a căldurii prin convecție. Valoarea lui  $a_c$  depinde de viteza de deplasare a fluidului, de temperatura peretelui și fluidului, de dimensiunile geometrice și forma peretelui, de proprietățile fizice ale fluidului.

#### *Radiația termică*

Radiația termică este procesul prin care căldura este transmisă prin radiații electromagnetice având lungimea de undă în gama 0,1...100  $\mu\text{m}$  [29] de la un corp cu temperatură ridicată (emițător) la un corp cu temperatură coborâtă (receptor), corpurile fiind separate în spațiu [29].

### 1.4. Câmpul electromagnetic

Considerând un mediu conductor, imobil, omogen, liniar și izotrop, ecuațiile lui Maxwell sunt următoarele [1], [2], [5]:

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \bar{J} \quad (1.15)$$

$$\operatorname{rot} \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad (1.16)$$

$$\operatorname{div} \bar{B} = 0, \text{ rezultă } \operatorname{div} \bar{H} = 0 \quad (1.17)$$

$$\operatorname{div} \bar{D} = 0, \text{ rezultă } \operatorname{div} \bar{E} = 0 \quad (1.18)$$

Se au în vedere următoarele relații:

$$\bar{J} = \sigma \bar{E} = \frac{1}{\rho} \bar{E}, \text{ legea conducției electrice} \quad (1.19)$$

$$\Delta \bar{H} = \sigma \cdot \frac{\partial \bar{B}}{\partial t}, \text{ legea fluxului magnetic} \quad (1.20)$$

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \quad (1.21)$$

În relațiile de mai sus se au în vedere următoarele notații:  $\bar{E}$  este vectorul câmp electric,  $\bar{H}$  este vectorul câmp magnetic,  $\bar{B}$  este vectorul inducție magnetică,  $\bar{D}$  este vectorul inducție electrică,  $\bar{J}$  este vectorul densitate de curent electric,  $\sigma$  este conductivitatea electrică a materialului,  $\rho$  este rezistivitatea acestuia,  $\mu$  este permeabilitatea magnetică.

Aplicând relației (1.15) operatorul rotor și având în vedere relațiile (1.19) și (1.20), se obține ecuația:

$$\frac{\partial^2 \bar{H}}{\partial x^2} = \sigma \cdot \mu \cdot \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \quad (1.22)$$

Aplicând relației (1.16) operatorul rotor și luând în considerație relația (1.21), se obține ecuația:

$$\frac{\partial^2 \bar{E}}{\partial x^2} = \sigma \cdot \mu \cdot \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \quad (1.23)$$

Din expresiile câmpurilor  $\bar{E}$  și  $\bar{H}$  din relațiile (1.15) și (1.16) se poate determina energia electromagnetică absorbită pe unitatea de arie a conductorului în unitatea de timp – vectorul fluxului de energie (vectorul Poynting):

$$\bar{S} = \bar{E} \times \bar{H} \quad (1.24)$$

În figura 1.1 este prezentată variația câmpurilor electric  $\bar{E}$  și magnetic  $\bar{H}$ .

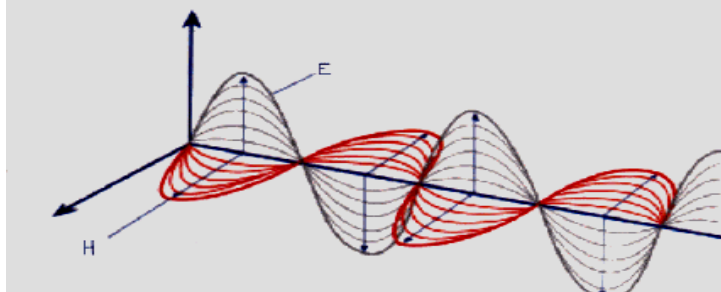


Fig. 1.1. Variațiile câmpurilor electric  $\bar{E}$  și magnetic  $\bar{H}$ .

## 1.5. Pătrunderea câmpului electromagnetic în corpuri plane

### 1.5.1. Semispațiul infinit conductor

Se consideră câmpul magnetic  $\overline{H}_0$  la suprafața de separație a semispațiului (planul  $yOz$ ), orientat după axa  $Oz$  și cu variație sinusoidală (figura 1.2). Toate mărimile de stare locală ale câmpului electromagnetic sunt funcții numai de coordonata  $x$  și de timpul  $t$ , adică  $\overline{H} = \overline{H}(x, t)$ ,  $\overline{E} = \overline{E}(x, t)$ , etc. [1], [5].

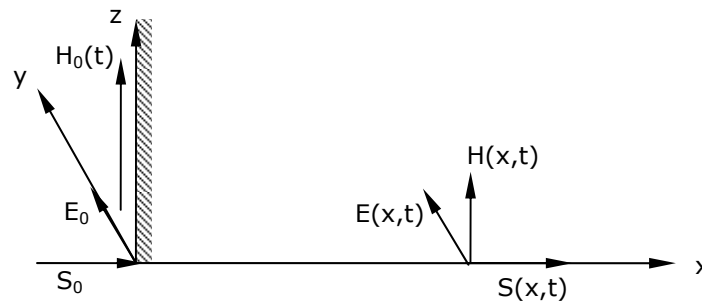


Fig. 1.2. Semispațiul infinit conductor.

Ecuțiile (1.22) și (1.23) se scriu în regim sinusoidal și în complex astfel:

$$\frac{d^2 \underline{H}(x)}{dx^2} = j\omega\sigma\mu \underline{H}(x) \quad (1.25)$$

$$\frac{d^2 \underline{E}(x)}{dx^2} = j\omega\sigma\mu \underline{E}(x) \quad (1.26)$$

Ecuțiile (1.25) și (1.26) au următoarele soluții generale:

$$\underline{H} = \underline{A}_1 \cdot e^{ax} + \underline{A}_2 \cdot e^{-ax} \quad (1.27)$$

$$\underline{E} = \underline{A}_3 \cdot e^{ax} + \underline{A}_4 \cdot e^{-ax} \quad (1.28)$$

*Adâncimea de pătrundere a energiei electromagnetice*

În relațiile (1.27) și (1.28) s-a utilizat notația:

$$\underline{a} = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = \sqrt{j} \cdot \sqrt{\omega\mu\sigma} = \frac{1+j}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{\omega\mu\sigma} \quad (1.29)$$

$$\text{Mărimea } \delta = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\mu\sigma}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu\sigma}} \quad (1.30)$$

se numește adâncimea de pătrundere [1] a energiei electromagnetice în conductoare masive. Adâncimea de pătrundere reprezintă distanța de la suprafața conductorului în care amplitudinile intensităților câmpurilor electric și magnetic scad de  $e = 2,71$  ori, iar puterea activă de  $e^2$  ori. În acest strat 86,5% din puterea activă de la suprafață se transformă în căldură. Adâncimea de pătrundere depinde de frecvență și de caracteristicile fizice ale materialului.

*Determinarea câmpului  $\overline{H}$*

Se consideră relația (1.27) care devine:

$$\underline{H} = \underline{A}_1 \cdot e^{(1+j) \cdot x / \delta} + \underline{A}_2 \cdot e^{-(1+j) \cdot x / \delta} \quad (1.31)$$

Se studiază condițiile la limită:

- pentru  $x \rightarrow \infty$  avem  $\underline{A}_1 = 0$ ,
- pentru  $x = 0$  avem  $\underline{H} = \underline{H}_0$ , rezultă  $\underline{A}_2 = \underline{H}_0$ .

Imaginea complexă a câmpului magnetic în interiorul semispațiului conductor este:

$$\underline{H} = \underline{H}_0 \cdot e^{-(1+j) \cdot x / \delta} = \underline{H}_0 \cdot e^{-x / \delta} \cdot e^{j \cdot x / \delta} \quad (1.32)$$

Valoarea instantanee a câmpului magnetic este:

$$H(x, t) = H_0 \cdot \sqrt{2} \cdot e^{-x / \delta} \cdot \sin(\omega t + \phi), \quad (1.33)$$

unde  $\phi = -x / \delta$  este defazajul variabil al vectorului  $\underline{H}$ .

Se observă că amplitudinea câmpului magnetic descrește exponențial cu distanța  $x$  de la suprafață.

*Determinarea câmpului  $\underline{E}$*

Deoarece în figura 1.2 câmpul magnetic este orientat după axa  $Oz$ , câmpul electric este orientat perpendicular pe acesta, după axa  $Oy$ . Considerând ecuația (1.15), singurele componente nenule ale lui  $\text{rot}\underline{H}$  sunt dirijate după axa  $Oy$ . Rezultă:

$$\underline{J} = \sigma \underline{E} = -\frac{dH}{dx} \quad (1.34)$$

Introducând expresia (1.32), relația (1.34) devine:

$$\underline{J} = \sigma \underline{E} = \frac{H_0(1+j)}{\delta} \cdot e^{-(1+j) \cdot x / \delta} \quad (1.35)$$

Rezultă că vectorul intensitatea câmpului magnetic devine

$$\underline{E} = \frac{H_0(1+j)}{\delta} \cdot \rho \cdot e^{-(1+j) \cdot x / \delta} \quad (1.36)$$

*Determinarea puterilor*

Puterile se determină cu expresia vectorului Poynting care este dirijat în sensul valorilor pozitive ale lui  $x$ :

$$\underline{S} = \underline{E} \cdot \underline{H}^* = H_0^2 \cdot \frac{\rho}{\delta} \cdot (1+j) \cdot e^{-2x / \delta} = P + jQ \quad (1.37)$$

### 1.5.2. Conductor plan de grosime finită

Se consideră cazul unui conductor plan de grosime finită excitat pe una din fețe cu  $\underline{H}_0$  (figura 1.2) [1], [2].

*Determinarea câmpului  $\underline{H}$*

Aplicând legea circuitului magnetic conturului  $\Gamma$ , rezultă condițiile la limită pentru  $\underline{H}$  (din relația (1.27)):

$$\text{- pentru } x = 0 \text{ avem } \underline{H} = \underline{H}_0, \quad (1.38)$$

$$\text{- pentru } x = a \text{ avem } \underline{H} = 0. \quad (1.39)$$

$$\underline{H} = \underline{H}_0 \frac{\text{sh}\left[(1+j) \cdot \frac{a-x}{\delta}\right]}{\text{sh}\left[(1+j) \cdot \frac{a}{\delta}\right]} \quad (1.40)$$



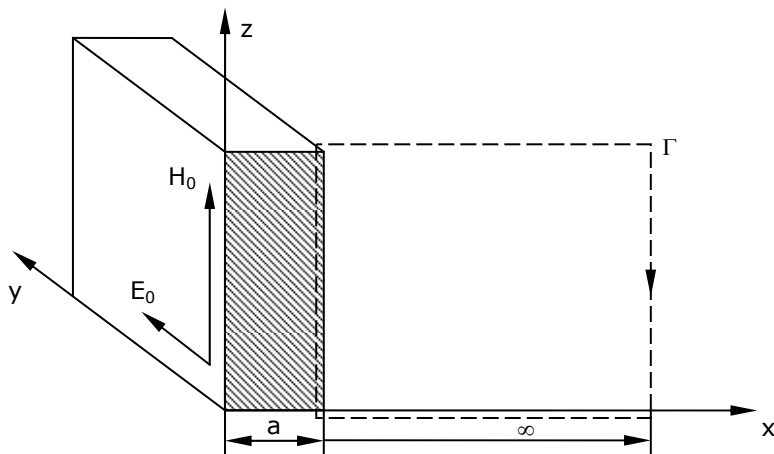


Fig. 1.3. Conductor plan de grosime finită excitat pe una din fețe.

*Determinarea câmpului  $\bar{E}$*

Cu ajutorul relației (1.35) rezultă intensitatea câmpului electric:

$$\underline{E} = \underline{H}_0 \cdot \frac{1}{\sigma \delta} \cdot (1+j) \cdot \frac{\text{ch} \left[ (1+j) \cdot \frac{a-x}{\delta} \right]}{\text{sh} \left[ (1+j) \cdot \frac{a}{\delta} \right]} \quad (1.41)$$

*Determinarea puterilor*

Înlocuind în relația (1.36) vectorii  $\bar{H}$  și  $\bar{E}$ , se obține vectorul Poynting sub formă complexă:

$$\begin{aligned} \underline{S} &= H_0^2 \cdot \frac{\rho}{\delta} \cdot (K_r + jK_x) = \\ &= H_0^2 \cdot \frac{\rho}{\delta} \cdot \left[ \frac{\text{sh} \frac{2(a-x)}{\delta} + \sin \frac{2(a-x)}{\delta}}{\text{ch} \frac{2a}{\delta} - \cos \frac{2a}{\delta}} + j \frac{\text{sh} \frac{2(a-x)}{\delta} - \sin \frac{2(a-x)}{\delta}}{\text{ch} \frac{2a}{\delta} - \cos \frac{2a}{\delta}} \right] \quad (1.42) \end{aligned}$$

**1.6. Pătrunderea câmpului electromagnetic în corpuri cilindrice**

Se consideră un câmp magnetic  $\bar{H}_0$  orientat după axa  $Oz$  la suprafața unui conductor cilindric de rază  $r_0$  și lungime infinită (figura 1.4). Variația câmpului magnetic este sinusoidală în timp. Datorită mediului izotrop și omogen al

## 18 Instalații de încălzire prin inducție electromagnetică

materialului cilindric, toate mărimile de stare locală ale câmpului electromagnetic depind numai de coordonata  $r$  și de timpul  $t$ .

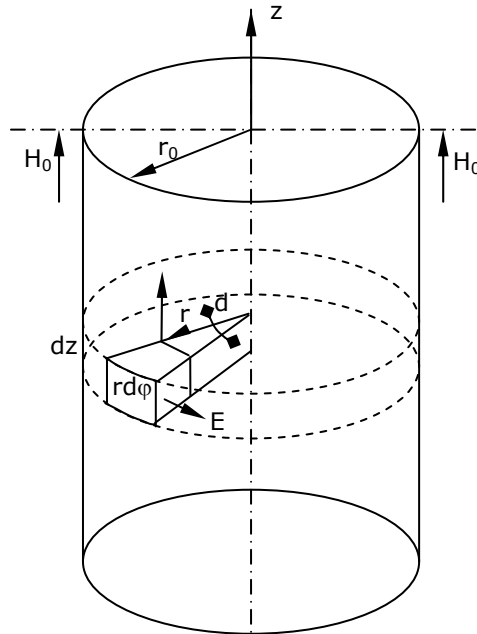


Fig. 1.4. Conductor cilindric plin.

*Determinarea câmpului  $\bar{H}$*

Exprimând operatorul laplacian în coordonate cilindrice din relația (1.21), se obține

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left[ r \frac{\partial H}{\partial r} \right] = \mu \cdot \sigma \frac{\partial H}{\partial t} \quad (1.43)$$

Relația (1.43) în complex simplificat devine

$$\frac{1}{r} \frac{d}{dr} \left[ r \frac{dH}{dr} \right] = j\omega\mu\sigma H \quad (1.44)$$

Rezultă

$$H(r, t) = \text{Im} \{ \sqrt{2} \cdot H \cdot e^{j\omega t} \} \quad (1.45)$$

Derivând în relația (1.44) și introducând variabila complexă

$$\underline{z} = r \sqrt{j\omega\mu\sigma} \quad (1.46)$$

se obține

$$\frac{d^2 \underline{H}}{d\underline{z}^2} + \frac{1}{\underline{z}} \frac{d\underline{H}}{d\underline{z}} - \underline{H} = 0 \quad (1.47)$$

o formă specială a ecuației Bessel, în care variabila  $\underline{z}$  este complexă.

$$\text{Notând } x = \frac{r\sqrt{2}}{\delta}, \quad (1.48)$$

$$\text{avem } \underline{z} = \sqrt{j}x \quad (1.49)$$

Soluția generală a ecuației (1.48) este

$$H = A_1 \cdot J_0(\sqrt{j}x) + A_2 \cdot K_0(\sqrt{j}x) \quad (1.50)$$

unde  $J_0$  este funcția Bessel de speța întâi și ordin zero, iar  $K_0$  este funcția Bessel de speța a doua și ordin zero.

*Determinarea câmpului  $\bar{E}$*

Intensitatea câmpului  $\bar{E}$  se determină din relația (1.15) și ținând cont de orientarea câmpului  $\bar{H}$  și de faptul că singurele componente nenule ale  $\text{rot}\bar{H}$  sunt cele tangențiale.

$$\underline{E} = -\frac{dH}{dr} \quad (1.51)$$

*Studiu în cazul conductorului cilindric plin*

Funcția Bessel de speța întâi și ordin zero este :

$$J_0(\sqrt{j}x) = \text{ber } x + j\text{bei } x \quad (1.52)$$

Condițiile la limită pentru câmpul magnetic exprimat de relația (1.31) sunt:

- pentru  $r = 0$  ( $x = 0$ ), funcțiile:

$$J_0(\sqrt{j}x) = 1 \text{ și } K_0(\sqrt{j}x) = \infty, \text{ deci } \underline{A}_2 = 0 \quad (1.53)$$

deoarece câmpul magnetic are valoarea finită în axul cilindrului.

- pentru  $r = r_0$  ( $x = x_0$ ),

$$\underline{H} = \underline{H}_0 \text{ și } \underline{A}_1 = \frac{\underline{H}_0}{J_0(\sqrt{j}x_0)} \quad (1.54)$$

Câmpurile  $\bar{H}$  și  $\bar{E}$  au următoarele expresii:

$$\underline{H} = \underline{H}_0 \frac{J_0(\sqrt{j}x)}{J_0(\sqrt{j}x_0)} = \underline{H} \frac{\text{ber } x + j\text{bei } x}{\text{ber } x_0 + j\text{bei } x_0} \quad (1.55)$$

$$\underline{E} = -\underline{H}_0 \frac{1}{\delta\sigma} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{\text{ber}' x + j\text{bei}' x}{\text{ber}' x_0 + j\text{bei}' x_0} \quad (1.56)$$

Vectorul Poynting are următoarea expresie:

$$\underline{S} = \underline{E} \cdot \underline{H}^* = -\underline{H}_0^2 \cdot \frac{\rho}{\delta} \cdot \sqrt{2} \cdot \left[ \frac{\text{ber}' x + j\text{bei}' x}{\text{ber}' x_0 + j\text{bei}' x_0} \cdot \frac{\text{ber } x + j\text{bei } x}{\text{ber } x_0 + j\text{bei } x_0} \right] \quad (1.57)$$

Semnul - indică faptul că vectorul Poynting este dirijat în sens contrar variabilei  $r$ , deci este orientat spre interiorul cilindrului.

Puterea  $\underline{S}_0$  absorbită pe unitatea de arie a suprafeței cilindrului are expresia:

$$\underline{S}_0 = \underline{H}_0^2 \cdot \frac{\rho}{\delta} \cdot (F + jG) = P_0 + jQ_0 \quad (1.58)$$

unde:

$$F = \sqrt{2} \cdot \frac{\text{ber } x_0 \cdot \text{ber}' x_0 + \text{bei } x_0 \cdot \text{bei}' x_0}{(\text{ber } x_0)^2 + (\text{bei } x_0)^2},$$

$$G = \sqrt{2} \cdot \frac{\text{ber } x_0 \cdot \text{bei}' x_0 - \text{bei } x_0 \cdot \text{ber}' x_0}{(\text{ber } x_0)^2 + (\text{bei } x_0)^2} \quad (1.59)$$

### 1.7. Încălzirea prin inducție electromagnetică

Încălzirea prin inducție se bazează pe pătrunderea energiei electromagnetice într-un conductor masiv situat în câmpul magnetic variabil în timp al unei bobine (inductor). Încălzirea conductorului se produce prin efectul Joule-Lenz al curenților turbionari induși.

#### Impedanța inductorului și a piesei

În vederea determinării impedanței sistemului inductor-corp de încălzit se au în vedere două ipoteze de calcul: ipoteza inductorului solenoidal și piesă de lungime finită și ipoteza inductorului solenoidal de lungime finită.

#### Inductor solenoidal și piesă de lungime finită

Această metodă se bazează pe ecuațiile transformatoarelor fără miez de fier.

Considerăm un inductor cu  $N$  spire confecționate din cupru și răcite cu apă ca în figura 1.5. Tensiunea de alimentare a sistemului este notată cu  $U$ . Curentul  $I_1$  produce câmpul magnetic  $H_0$  în spațiul de aer dintre inductor și piesă. Datorită efectului pelicular, curenții prin inductor și piesă  $I_1$  și  $I_2$  vor fi repartizați pe adâncimile de pătrundere  $\delta_1$  și respectiv  $\delta_2$  [1], [5], [29].

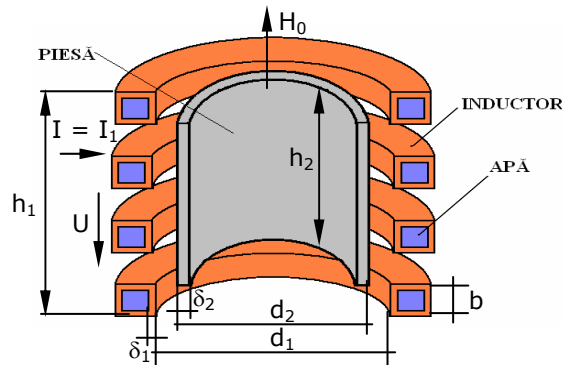


Fig. 1.5. Sistemul inductor – corp de încălzit cu simetrie cilindrică.

Atașăm indicele 1 mărimilor corespunzătoare inductorului și indicele 2 mărimilor corespunzătoare materialului de încălzit.

Relația puterii aparente absorbite de corpul de încălzit rezultă din relația (1.57):

$$\underline{S}_2 = \underline{S}_{02} \cdot A_2 = H_0^2 \cdot \frac{\rho_2}{\delta_2} \cdot (F_2 + jG_2) \cdot A_2 \cdot c \quad (1.60)$$

$\underline{S}_{01}$  și  $\underline{S}_{02}$  reprezintă puterea aparentă absorbită pe unitatea de arie.

Intensitatea  $H_0$  a câmpului magnetic se obține din legea circuitului magnetic:

$$H_0 = \frac{I_2}{h_2} \quad (1.61)$$

Se pot calcula puterea activă  $P_2$  disipată în material și puterea reactivă  $Q_2$  cu relațiile:

$$P_2 = \rho_2 \cdot \frac{\pi \cdot d_2}{h_2 \cdot \delta_2} \cdot F_2 \cdot I_2^2 \cdot c \quad (1.62)$$

$$Q_2 = \rho_2 \cdot \frac{\pi \cdot d_2}{h_2 \cdot \delta_2} \cdot G_2 \cdot I_2^2 \cdot c \quad (1.63)$$

F și G au semnificațiile din relația (1.59). Deoarece cuplajul inductor-piesă nu este niciodată perfect, în relațiile de calcul se introduce un factor de corecție  $c$ , subunitar și care depinde de caracteristicile geometrice ale sistemului de încălzire.

Rezistența electrică  $R_2$  a corpului de încălzit, precum și reactanța sa  $X_2$  se obțin din relațiile:

$$R_2 = \frac{P_2}{I_2^2} = \rho_2 \cdot \frac{\pi \cdot d_2}{h_2 \cdot \delta_2} \cdot F_2 \cdot c \quad (1.64)$$

$$X_2 = \frac{Q_2}{I_2^2} = \rho_2 \cdot \frac{\pi \cdot d_2}{h_2 \cdot \delta_2} \cdot G_2 \cdot c \quad (1.65)$$

Puterea aparentă absorbită de inductor este:

$$\underline{S}_1 = \underline{S}_{01} \cdot A_1 = H_0^2 \cdot \frac{\rho_1}{\delta_1} \cdot (F_1 + jG_1) \cdot A_1 \cdot c \quad (1.66)$$

Intensitatea  $H_0$  a câmpului magnetic este:

$$H_0 = \frac{N \cdot I_1}{h_1} \quad (1.67)$$

Se pot calcula puterea activă  $P_1$  absorbită de inductor și puterea reactivă  $Q_1$  cu relațiile:

$$P_1 = \rho_1 \cdot \frac{\pi \cdot d_1}{h_1 \cdot \delta_1} \cdot N^2 \cdot F_1 \cdot I_1^2 \cdot c \quad (1.68)$$

$$Q_1 = \rho_1 \cdot \frac{\pi \cdot d_1}{h_1 \cdot \delta_1} \cdot N^2 \cdot G_1 \cdot I_1^2 \cdot c \quad (1.69)$$

Pe baza relațiilor de mai sus pot fi determinate:

-rezistența electrică  $R_1$  a inductorului:

$$R_1 = \frac{P_1}{I_1^2} = \rho_1 \cdot \frac{\pi \cdot d_1}{h_1 \cdot \delta_1 \cdot g} \cdot N^2 \cdot F_1 \cdot c \quad (1.70)$$

-reactanța internă  $X_1$  a inductorului:

$$X_1 = \frac{Q_1}{I_1^2} = \rho_1 \cdot \frac{\pi \cdot d_1}{h_1 \cdot \delta_1 \cdot g} \cdot N^2 \cdot G_1 \cdot c \quad (1.71)$$

### Inductor solenoidal de lungime finită

Sistemul inductor-corp de încălzit se consideră echivalent cu un transformator în aer constând din două țevi concentrice cu diametrele  $d_1$  și  $d_2$  (figura 1.6) [1], [5], [29]. Densitățile de curent în pereții țevelor se consideră uniform repartizate și inductivitățile interne nule, astfel că transformatorul are numai inductivități proprii,  $L_I$ , respectiv  $L_{II}$ .

Se notează cu  $d_{1m}$  și  $d_{2m}$  diametrele medii ale inductorului, respectiv corpului de încălzit.

$$d_{1m} = d_1 + \frac{\delta_1}{2}, \quad d_{2m} = d_2 - \frac{\delta_2}{2} \quad (1.72)$$

## 22 Instalații de încălzire prin inducție electromagnetică

În continuare se iau în considerație următorii coeficienți de corecție a inductivităților care țin cont de lungimea finită a sistemului [1]:

$$a_1 = a_1(d_{1m} / h_1), \quad a_2 = a_2(d_{2m} / h_2) \quad (1.73)$$

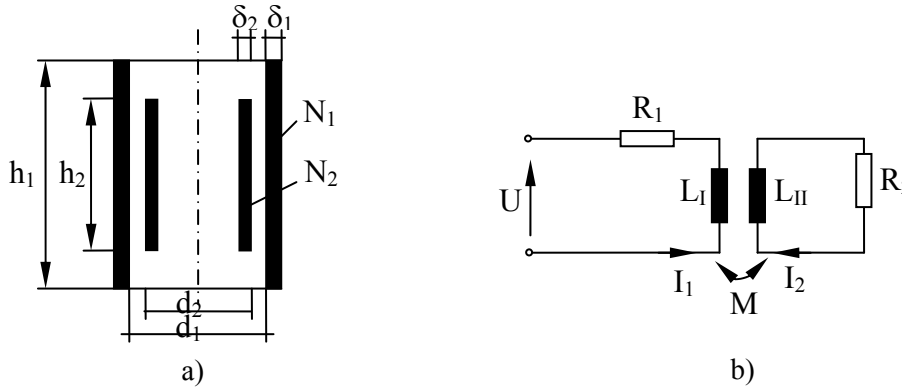


Fig. 1.6. Inductor de lungime finită. a) transformator fără miez magnetic, b) schema electrică echivalentă.

Inductivitatea proprie  $L_I$  a inductorului are expresia:

$$L_I = \frac{N^2}{4h_1} \cdot a_1 = \mu_0 \cdot \frac{\pi d_{1m}^2}{4h_1} \cdot N^2 \cdot a_1 \quad (1.74)$$

iar inductivitatea  $L_{II}$  a corpului de încălzit este:

$$L_{II} = \frac{1}{4h_2} \cdot a_2 = \mu_0 \cdot \frac{\pi d_{2m}^2}{4h_2} \cdot a_2 \quad (1.75)$$

Inductivitatea mutuală a sistemului inductor-corp de încălzit este:

$$M = N \cdot \frac{1}{4h_2} \cdot a_M = N \cdot L_{II} \cdot \frac{a_M}{a_2} \quad (1.76)$$

Ecuțiile schemei echivalente sunt:

$$\underline{U} = (R_1 + j\omega L_I) \cdot \underline{I}_1 + j\omega M \cdot \underline{I}_2$$

$$0 = j\omega M \cdot \underline{I}_1 + (R_2 + j\omega L_{II}) \cdot \underline{I}_2 \quad (1.77)$$

Dacă se elimină curentul  $I_2$  din ecuațiile (1.77), se obține:

$$\underline{U} = [R_1 + p^2 \cdot R_2 + j\omega(L_I - p^2 \cdot L_{II})] \cdot \underline{I}_1 \quad (1.78)$$

$$\text{unde } p^2 = \frac{(\omega M)^2}{R_2^2 + (\omega L_{II})^2} = N^2 \cdot \frac{\left(\frac{a_M}{a_2}\right)^2}{1 + \left(\frac{R_2}{\omega L_{II}}\right)^2} \quad (1.79)$$

Mărimea  $p$  din relația (1.79) are semnificația raportului de transformare a sistemului inductor-corp de încălzit. În cazul inductoarelor lungi,  $p^2 = N^2$ .

Impedanța totală a sistemului inductor-corp de încălzit de lungime finită este:

$$\underline{Z} = \frac{U_I}{I_I} = R_I + p^2 \cdot R_2 + j(X_I - p^2 X_{II}) \quad (1.80)$$

$$\text{unde } R_2' = p^2 R_2, X_I = \omega L_I, X_2' = \omega L_{II} \quad (1.81)$$

În relația (1.81) termenul  $X_I - p^2 X_{II}$  reprezintă reactanța spațiului dintre inductor și piesă, raportată la inductor.

$$X_I - p^2 X_{II} = \omega \cdot \mu_0 \cdot \frac{\pi(d_1^2 - d_2^2)}{4h} \cdot N^2 = X_a' \quad (1.82)$$

Se introduc și reactanțele interne  $X_1$  și  $X_2$  și rezultă expresia generală a impedanței sistemului inductor-corp de încălzit.

$$\underline{Z} = R_I + R_2' + j(X_1 + X_2' + X_a') = R + jX \quad (1.83)$$

## 1.8. Elemente componente ale instalațiilor de călire cu inducție electromagnetică

Instalația de călire cu inducție electromagnetică descrisă în această lucrare se află în patrimoniul Facultății de Inginerie Hunedoara. Această instalație este alcătuită dintr-un convertizor tip CTC100K15 [51] și inductoare pentru călire (fig. 1.7).

Caracteristicile electrice principale ale convertizorului sunt: tensiunea de alimentare 3 x 400V, 50Hz, curentul nominal 27A, tensiunea de serviciu 27 Vcc, puterea consumată la înaltă frecvență 15kW, tensiunea la înaltă frecvență 500 Vca.

Convertizorul CTC 100K15 are în schemă

- un contactor static trifazat realizat cu câte două tiristoare montate în antiparalel pe fiecare fază tip 3xWG480-D50Z, 50A, 480Vca,
- un redresor în punte realizat cu diode tip 2xKBPC3508, un filtru de netezire tip LC cu intrare pe bobină tip LFDC-2000-45-A,
- un invertor cu tranzistoare IGBT tip FF150R12KS4, un transformator de înaltă frecvență ( $T_1$ ) 660 / 500V, 40kVA, 70-100kHz,
- o baterie de condensatoare 3x(400nF, 200kVAr, 500V, 200A).

Transformatorul ( $T_2$ ) care alimentează inductorul are următoarele caracteristici: tensiune în primar: 500V, tensiune variabilă în secundar, 150kVA, 70-120kHz.

Figura 1.7 prezintă schema electrică a instalației de călire cu inducție electromagnetică. În continuare sunt detaliate elementele componente, precum și caracteristicile lor electrice.

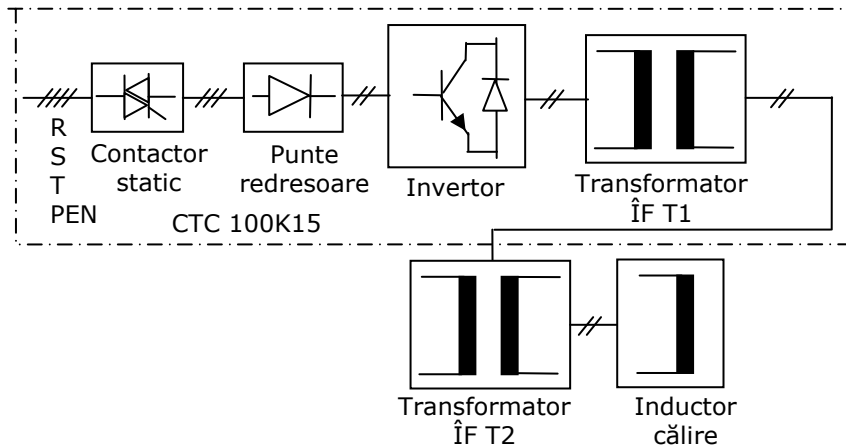


Fig. 1.7. Instalația electrotermică cu inducție electromagnetică (schema bloc).

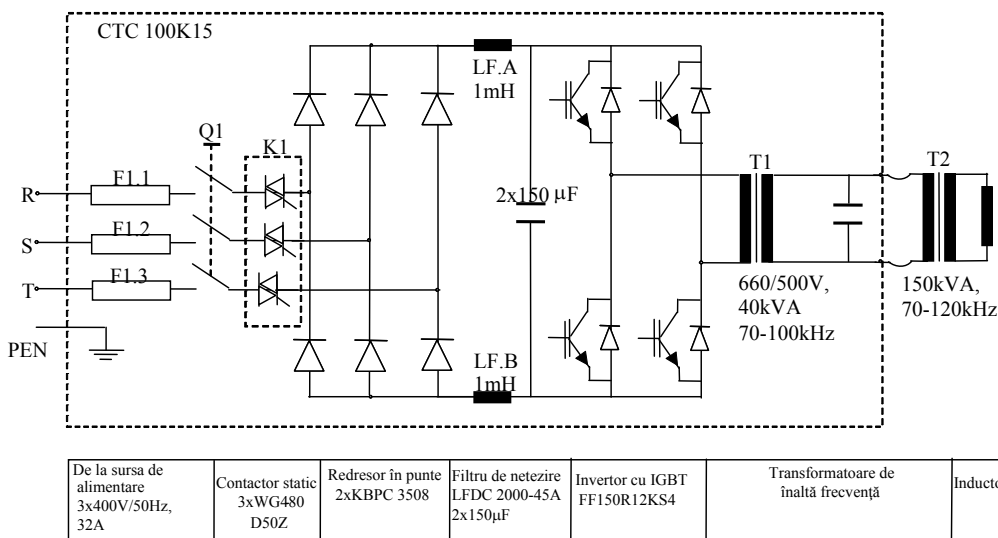


Fig. 1.8. Instalația electrotermică cu inducție electromagnetică (schema electrică).

### 1.8.1. Contactor static realizat cu tiristoare

În general, la reglarea consumatorilor trifazați se utilizează pe fiecare fază câte o pereche de tiristoare în antiparalel unde unghiul de comandă  $\alpha$  permite reglarea valorii efective a tensiunii la ieșire. Astfel, pe fiecare fază se poate obține câte un întreruptor de curent alternativ monofazat (K1 din figura 1.7). Într-o perioadă, curentul trece natural prin zero de două ori și tiristorul fără comutație se va stinge în mod natural când curentul devine nul [35], [37].

Considerând că prin întreruptor trece curentul sinusoidal:

$$i = I_m \sin \omega t, \quad (1.84)$$



valoarea medie a curentului printr-un tiristor poate fi calculată din integrala pe o semiperioadă a curentului:

$$I_{Amed} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \cdot I_m$$

(1.85)

unde  $I_m$  este valoarea maximă a curentului sinusoidal.

Raportând valoarea medie a curentului la valoarea efectivă a curentului sinusoidal, se obține:

$$\frac{I_{Amed}}{I_{ef}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} = 0,45 \quad (1.86)$$

$$\text{unde } I_{ef} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (1.87)$$

Valoarea efectivă a curentului prin tiristor este:

$$I_{Aef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \sin^2 \omega t \cdot d(\omega t)} = \frac{I_m}{2}, \quad (1.88)$$

respectiv raportând la valoarea efectivă a curentului sinusoidal:

$$\frac{I_{Aef}}{I_{ef}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707 \quad (1.89)$$

Tiristorul care este aprins se va stinge doar atunci când curentul prin el va scădea natural la zero, la sfârșitul semiperioadei corespunzătoare momentului deconectării întreruptorului.

În stare de blocare, atât la tensiuni pozitive, cât și la tensiuni negative, apare curentul rezidual (câțiva mA) care va circula și prin sarcină. De aceea, la întreruptoarele statice nu se poate realiza deconectarea absolută, în scheme incluzându-se și separatoare de sarcină (Q1 din figura 1.8).

Convertizorul CTC100K15 are în componență un contactor de curent alternativ *Solid State Relay* 3xWG480-D50Z (figura 1.9) realizat cu relee semiconductoare, pentru sarcini rezistiv-inductive ce funcționează la un factor de putere mai mare de 0,85 [51].

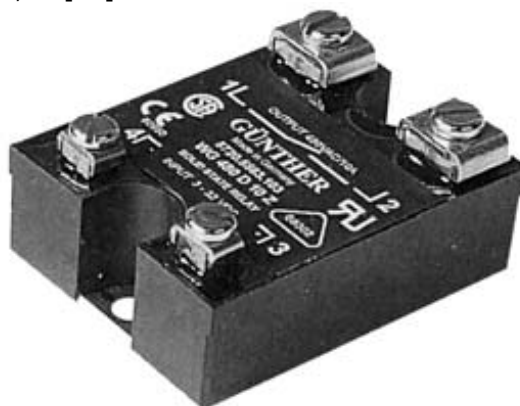


Fig. 1.9. Contactor static WG480-D50Z.

### 1.8.2. Redresor trifazat necomandat

În schema instalației prezentată în figura 1.8 sunt incluse două redresoare în punte necomandate de tip KBPC 3508 (figura 1.10). Schema de conectare a celor două punți redresoare este descrisă în figura 1.11.

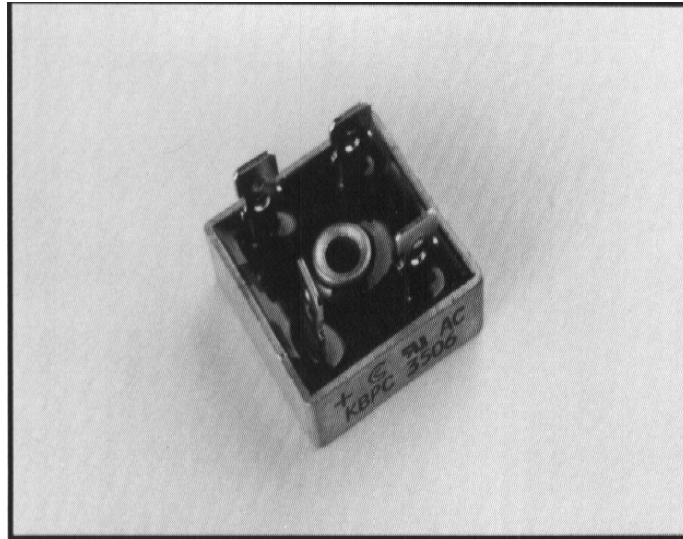


Fig. 1.10. Redresor necomandat KBPC3508.

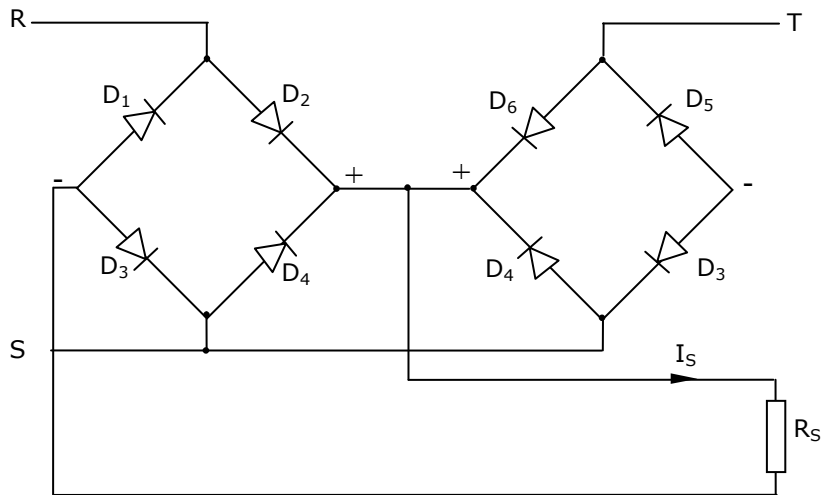


Fig. 1.11. Schema de conectare a două punți redresoare KBPC 3508.

### 1.8.3. Invertor cu tranzistoare IGBT

Schema electrică din figura 1.7 conține un invertor monofazat realizat cu patru tranzistoare IGBT tip FF150R12KS4. Schema electrică a invertorului este prezentată în figura 1.12.

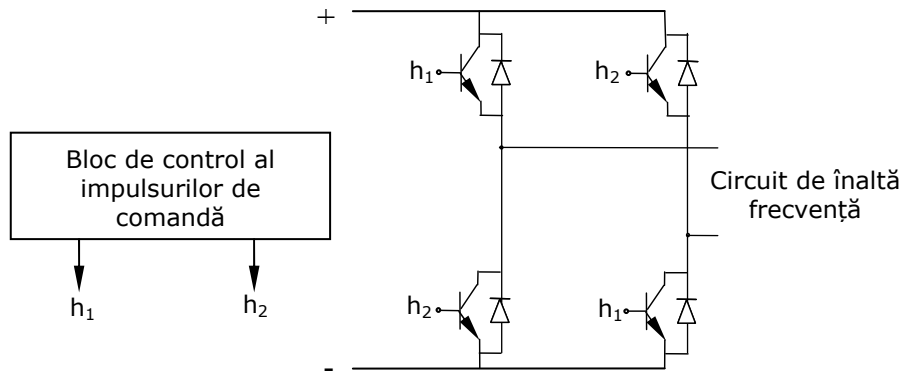


Fig. 1.12. Invertor monofazat realizat cu tranzistoare IGBT.

#### 1.8.4. Transformatoare de înaltă frecvență și inductor de călire

Schema electrică din figura 1.8 conține două transformatoare de înaltă frecvență având miez de ferită. Transformatorul T1 are următoarele caracteristici:  $U_1 / U_2 = 0,6/0,5\text{kV}$ ,  $S_n = 40\text{kVA}$ , frecvența de funcționare  $f = 100\text{kHz}$ . Transformatorul de înaltă frecvență T2 are următoarele caracteristici:  $U_1 = 0,5\text{kV}$ ,  $S_n = 150\text{kVA}$ , frecvența de funcționare  $f = 100\text{kHz}$ . Înfășurarea secundară are tensiune variabilă, cu următoarele trepte de reglaj: 3:1, 4:1, 5:1, 6:1, 7:1, 8:1, 9:1 și 10:1 [51].

Feritele sunt compuși ai unor metale (Mn, Zn, Ni sau Mg) cu oxizi de fier ( $\text{Fe}_2\text{O}_3$ ) și au o serie de avantaje față de alte tipuri de materiale magnetice: rezistivitate electrică ridicată și pierderi reduse prin efect turbionar la o gamă largă de frecvență. Alte caracteristici importante ca permeabilitatea magnetică ridicată fac ca ferita să fie utilizată la circuite de filtrare, transformatoare de înaltă frecvență, transformatoare de bandă largă, linii de întârziere și alte circuite electronice de înaltă frecvență. Feritele constituie cel mai bun material pentru fabricarea miezurilor care funcționează la frecvențe cuprinse între 10kHz și 50MHz datorită combinației optime de cost redus, calitate ridicată, o bună stabilitate și volum redus [49].

Performanțele unui transformator cu miez de ferită sunt limitate de saturația materialului miezului sau, cel mai adesea, de creșterea de temperatură. Creșterea de temperatură este foarte importantă în asigurarea fiabilității unui circuit. Pe măsură ce crește temperatura, pot crește pierderile în miez și scade densitatea maximă de flux. Cei doi factori foarte importanți care contribuie la creșterea temperaturii sunt: pierderile în miez și pierderile în înfășurări. La un transformator pierderile în miez sunt o funcție de tensiunea aplicată înfășurării primare. Efectul pelicular determină circulația curentului în special pe suprafața firelor bobinajului. Pentru combaterea acestui efect se utilizează conductoare multifilare lițate, respectiv folie de cupru. Forma geometrică a miezului are un efect important asupra disipării căldurii [49]. Prin intermediul unui transformator electric energia este transferată dinspre circuitul primar spre circuitul secundar prin intermediul cuplajului magnetic. Un circuit echivalent pentru transformator (figura 1.13) este alcătuit din: transformatorul ideal ( $N_{\text{prim}}, N_{\text{sec}}$ ), componentele de pierderi ( $R_{\text{prim}}, R_{\text{sec}}, R_{\text{miez}}$ ),

inductanța de magnetizare ( $L_m$ ) și componentele parazite ( $L_{s.prim}$ ,  $L_{s.sec}$ ,  $C_{prim}$ ,  $C_{sec}$ ,  $C_{prim.sec}$ ), unde:

- $N_{prim}$  = numărul de spire din înfășurarea primară
- $N_{sec}$  = numărul de spire din înfășurarea secundară
- $R_{miez}$  = rezistența de pierderi în miez
- $R_{prim}$  = rezistența înfășurării primare
- $R_{sec}$  = rezistența înfășurării secundare
- $L_m$  = inductanța de magnetizare
- $L_{s.prim}$  = inductanța de scăpări din circuitul primar
- $L_{s.sec}$  = inductanța de scăpări din circuitul secundar
- $C_{prim}$  = capacitatea înfășurării primare
- $C_{sec}$  = capacitatea înfășurării secundare
- $C_{prim \cdot sec}$  = capacitatea primar-secundar

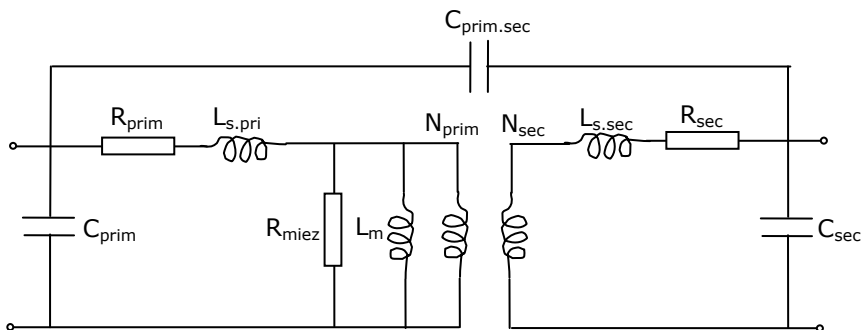


Fig. 1.13. Schema echivalentă a înfășurărilor unui transformator de înaltă frecvență.

Inductorul din figura 1.8 este de tip solenoid cilindric realizat din țevă pătrată de cupru, cu dimensiunile din figura 1.14 [14].

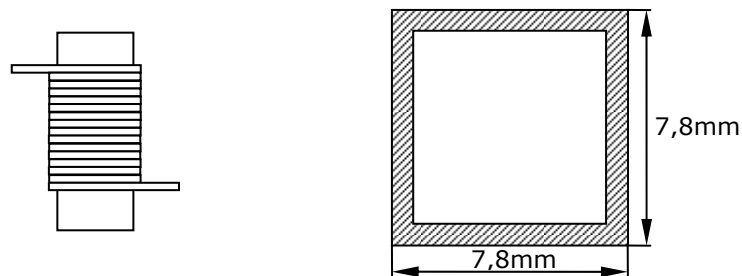


Fig. 1.14. Inductor solenoidal cilindric: a) inductor propriu zis, b) țeava pătrată a inductorului (vedere în secțiune).

## 2. MĂSURAREA PARAMETRILOR ELECTRICI LA INSTALAȚIA DE CĂLIRE PRIN INDUCȚIE ELECTROMAGNETICĂ CTC100K15

În vederea studierii efectelor regimului deformant introdus în rețeaua electrică în timpul funcționării instalației de călire prin inducție electromagnetică, s-au efectuat măsurători ale valorilor instantanee ale curenților și tensiunilor trifazate în punctul de racord al acestui consumator la rețeaua electrică de distribuție de 0,4kV.

Măsurătorile s-au efectuat prin două metode. Prima metodă constă în utilizarea unui analizor trifazat pentru măsurarea calității energiei electrice CA 8334B [56]. Prin a doua metodă se achiziționează semnalele de tensiune și curent folosind un *bloc de adaptare* a tensiunilor și curenților mari la nivelele de tensiune acceptate de o placă de achiziție de date și placa de achiziție de date propriu zisă.

Prin ambele metode se calculează parametrii electrici importanți pentru studiul regimului deformant. Acești parametri sunt: puterile în regim trifazat, coeficienții de distorsiune ai tensiunii și curentului, componentele de secvență directă, inversă și homopolară ale tensiunii și curentului, precum și alte mărimi electrice ce vor fi prezentate în cele ce urmează.

### 2.1. Regimul periodic nesinusoidal în sistemul electroenergetic

În sistemul electroenergetic formele de undă ale tensiunilor și curenților electrici pot fi nesinusoidale și conțin pe lângă fundamentală ce are frecvența  $f_1 \cong 50\text{Hz}$  și alte oscilații cu frecvențe  $f_k = k \cdot f_1$  ( $k = 2, 3, 4, \dots$ ) numite armonici superioare. Există variații ale tensiunilor și curenților ce pot conține și interarmonici care sunt oscilații cu frecvențe cu astfel de valori, încât  $k$  ia valori fracționare. [4].

#### 2.1.1. Funcții periodice nesinusoidale. Aspecte generale

Curbele de curent sau tensiune într-o rețea poluată armonic sunt periodice și pot fi descrise de funcția [4]:

$$f(t) = f(t \pm kT), \quad (2.1)$$

unde  $k = 1, 2, 3, \dots$ ,  $T = 2\pi / \omega$  este perioada funcției, iar  $\omega$  este pulsația curbei fundamentale.

Dacă funcția îndeplinește condițiile Dirichlet, curba nesinusoidală, pe intervalul unei perioade, poate fi exprimată de seria Fourier:

$$f(t) = c_0 + \sum_{k=1}^{\infty} c_k \cdot \sin(k\omega t + \phi_k) \quad (2.2)$$

unde:

$$c_k = b_k + ja_k = c_k \cdot e^{j\phi_k}, \quad \phi_k = \arctg \frac{a_k}{b_k} \quad (2.3)$$

Coefficienții care intervin în relațiile anterioare se pot deduce potrivit relațiilor:

$$\begin{aligned}
 c_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot dt \\
 a_k &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin k\omega t \cdot dt \\
 b_k &= \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos k\omega t \cdot dt
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

Amplitudinea armonicii de ordinul k se poate determina cunoscând coeficienții  $a_k$  și  $b_k$  potrivit relației:

$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \tag{2.5}$$

#### Valoarea medie pe o perioadă a funcției nesinusoidale

Fiind dată funcția periodică  $f(t)$  [6], valoarea medie pe o perioadă T este:

$$F_{med} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot dt \tag{2.6}$$

#### Valoarea efectivă a funcției nesinusoidale periodice

Valoarea efectivă a funcției nesinusoidale periodice se calculează cu relația:

$$F_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T f^2(t) \cdot dt} = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} F_{efk}^2}, \text{ unde } F_{efk} = F_k / \sqrt{2}, \tag{2.7}$$

relație în care  $F_{efk}$  reprezintă valoarea efectivă a armonicii de rang k, iar  $F_k$  amplitudinea acesteia [6].

#### Reziduul deformant al funcției periodice nesinusoidale

Pentru o funcție periodică nesinusoidală, reziduul deformant are expresia [6]:

$$F_d = \sqrt{F_{ef}^2 - F_{ef1}^2} \tag{2.8}$$

#### Coeficientul de vârf

Coeficientul de vârf [4], [6] este definit ca raportul dintre valoarea maximă a curbei nesinusoidale periodice și valoarea efectivă a funcției:

$$k_v = \frac{F_{max}}{F_{ef}} \tag{2.9}$$

#### Coeficientul de distorsiune

Coeficientul de distorsiune se definește ca raportul dintre reziduul deformant și valoarea efectivă a curbei [4], [6]:

$$k_d = \frac{F_d}{F_{ef}} \quad (2.10)$$

### Distorsiunea armonică totală

Distorsiunea armonică totală a curbei nesinusoidale este un indicator calculat cu următoarea relație [4], [6]:

$$THD = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{F_k}{F_1}\right)^2} \cdot 100 \quad [\%] \quad (2.11)$$

### Distorsiunea armonică parțial ponderată

Distorsiunea armonică parțial ponderată este un indicator ce s-a introdus pentru a lua în considerare că odată cu creșterea rangului, armonicile descresc în amplitudine [6].

$$THD_p = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} k \cdot \left(\frac{F_k}{F_1}\right)^2} \cdot 100 \quad [\%] \quad (2.12)$$

## 2.1.2. Definirea puterilor în rețelele de distribuție monofazate poluate armonic

Curbele de tensiune și curent într-un nod oarecare al rețelei electrice poluată armonic pot fi descrise de relațiile [4]:

$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cdot \sin(k\omega t + \alpha_k) \quad (2.13)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_k \cdot \sin(k\omega t + \beta_k) \quad (2.14)$$

unde:

$U_k, I_k$  sunt amplitudinile armonicilor de tensiune, respectiv de curent de rang  $k$ .

$U_0, I_0$  sunt componentele continue ale curbelor de tensiune, respectiv de curent

$\alpha_k, \beta_k$  reprezintă unghiul de defazaj al armonicii de tensiune, respectiv de curent de rang  $k$  în raport cu o axă de referință cuprinsă în planul armonicii de rang  $k$ .

**Puterea activă** transferată prin nodul considerat se definește ca valoarea medie pe o perioadă a puterii instantanee:

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt \quad (2.15)$$

**Puterea reactivă** într-un circuit monofazat poluat armonic este definită prin expresia:

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} U_{efk} \cdot I_{efk} \cdot \sin \Phi = \sum_{k=1}^{\infty} Q_k \quad (2.16)$$

Această expresie poate fi dedusă pe baza principiului formulat de prof. C. Budeanu de descompunere a puterii aparente în trei componente ortogonale [6]. Pe baza relațiilor (2.13) și (2.14), puterea transferată rezultă:

$$S^2 = \sum_{k=0}^{\infty} U_{efk}^2 \cdot \sum_{k=0}^{\infty} I_{efk}^2 = \sum_{k=0}^{\infty} U_{efk}^2 \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \left( I_{efk}^2 \cdot \cos^2 \phi_k + I_{efk}^2 \cdot \sin^2 \phi_k \right) \quad (2.17)$$

Relația (2.17) poate fi scrisă și sub forma:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (2.18)$$

unde  $D$  [VA] este **puterea deformantă** ce apare în rețelele electrice poluate armonic, independent de puterea reactivă.

### 2.1.3. Energii electrice în rețele monofazate poluate armonic

**Energia activă** are următoarea expresie [4]:

$$W_a = \int_{t_1}^{t_2} P \cdot dt = U_0 \cdot I_0 \cdot (t_2 - t_1) + \sum_{k=1}^{\infty} \int_{t_1}^{t_2} P_k \cdot dt \quad (2.19)$$

unde  $t_2 - t_1$  este intervalul de timp în care se efectuează măsurătoarea. Primul termen al expresiei (2.19) reprezintă energia electrică transmisă pe componenta continuă, iar al doilea termen reprezintă suma energiilor active transmise pe componentele alternative.

**Energia reactivă** se determină cu relația [4]:

$$W_r = \int_{t_1}^{t_2} Q \cdot dt = \sum_{k=1}^{\infty} \int_{t_1}^{t_2} Q_k \cdot dt \quad (2.20)$$

**Energia deformantă** este [4]:

$$W_d = \int_{t_1}^{t_2} D \cdot dt \quad (2.21)$$

**Energia aparentă** are următoarea expresie [4]:

$$W_s = \int_{t_1}^{t_2} S \cdot dt \quad (2.22)$$

Deoarece puterile activă, reactivă și deformantă se definesc ca valori medii pe o perioadă a tensiunii alternative aplicate, rezultă că și factorul de putere, exprimat ca raport de puteri, poate fi definit numai pe o perioadă.

**Factorul de putere** în circuite monofazate în regim deformant se calculează cu relația [4]:

$$K = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (2.23)$$

### 2.1.4. Definirea puterilor în rețele trifazate nesimetrice și nesinusoidale

În rețele trifazate (R, S, T) cu conductor de nul, tensiunea și curentul pot fi exprimate după următoarele relații [6]:



$$U_e = \sqrt{\frac{U_R^2 + U_S^2 + U_T^2}{3}}, I_e = \sqrt{\frac{I_R^2 + I_S^2 + I_T^2}{3}} \quad (2.24)$$

iar în rețele trifazate fără conductor de nul:

$$U_e = \sqrt{\frac{U_{RS}^2 + U_{ST}^2 + U_{TR}^2}{9}} \quad (2.25)$$

Rezultă următoarea relație pentru puterea aparentă echivalentă:

$$S_e = 3 \cdot U_e \cdot I_e \quad (2.26)$$

Tensiunea  $U_e$  și curentul  $I_e$ , ca valori efective, prezintă câte două componente - una corespunzătoare fundamentalei și alta armonicilor:

$$U_e^2 = U_{e1}^2 + U_{ek}^2, I_e^2 = I_{e1}^2 + I_{ek}^2 \quad (2.27)$$

unde:

$$U_{e1}^2 = \frac{U_{R1}^2 + U_{S1}^2 + U_{T1}^2}{3}, I_{e1}^2 = \frac{I_{R1}^2 + I_{S1}^2 + I_{T1}^2}{3} \quad (2.28)$$

$$U_{ek}^2 = \sum_{k \neq 1} \left[ \frac{U_{Rk}^2 + U_{Sk}^2 + U_{Tk}^2}{3} \right], I_{ek}^2 = \sum_{k \neq 1} \left[ \frac{I_{Rk}^2 + I_{Sk}^2 + I_{Tk}^2}{3} \right] \quad (2.29)$$

Prin urmare și puterea aparentă are două componente, una corespunzătoare fundamentalei  $S_{e1}$  și alta armonicilor  $S_{eN}$  [6], adică:

$$S_e^2 = S_{e1}^2 + S_{eN}^2 \quad (2.30)$$

Se definește distorsiunea armonică totală echivalentă (de fapt reziduu deformant - Total Harmonic Distorsion) pentru tensiune, respectiv curent ca fiind:

$$THD_{Ue} = \frac{U_{ek}}{U_{e1}}, THD_{Ie} = \frac{I_{ek}}{I_{e1}} \quad (2.31)$$

și corespunzător, puterea aparentă nefundamentală normalizată:

$$\left( \frac{S_{eN}}{S_{e1}} \right)^2 = (THD_{Ue})^2 + (THD_{Ie})^2 + (THD_{Ue} \cdot THD_{Ie})^2 \quad (2.32)$$

Puterea aparentă fundamentală  $S_{e1}$  poate fi divizată în doi termeni: unul corespunzător secvenței directe fundamentale  $S_1^+$  și altul corespunzător puterii aparente dezechilibrate fundamentale (puterii aparente de nesimetrie pe fundamentală)  $S_{n1}$  adică:

$$S_{e1}^2 = (S_1^+)^2 + S_{n1}^2 \quad (2.33)$$

Puterea aparentă fundamentală se poate descompune de asemenea în componentele activă respectiv reactivă.

Gradul de poluare armonică se apreciază după mărimea raportului:

$$\frac{S_{eN}}{S_{e1}} \quad (2.34)$$

### 34 Măsurarea parametrilor electrici la instalația de călire prin inducție

Gradul de poluare nesimetrică se apreciază prin raportul:

$$\frac{S_{n1}}{S_{e1}} \quad (2.35)$$

În aceste condiții se definește factorul de putere fundamental  $KF_1$ , prin relația [6]:

$$KF_1 = \frac{Re(S_{e1})}{S_{e1}} = \frac{P_{e1}}{S_{e1}} = \frac{P_1^+ + P_1^- + P_1^0}{S_{e1}} \quad (2.36)$$

și factorul de putere total:

$$KF = \frac{Re(S_e)}{S_e} = \frac{P}{S_e} = \frac{P_1^+ + P_1^- + P_1^0 + P_d}{S_e}, \quad (2.37)$$

relații în care  $P_{e1}$  reprezintă puterea activă echivalentă pe fundamentală,  $P_d$  puterea activă disipată pe armonici iar  $P_1^+$ ,  $P_1^-$  și  $P_1^0$  componentele directă, inversă respectiv homopolară a puterii active pe fundamentală.

În tabelul 2.1 sunt prezentați indicatorii primari de calitate ce trebuie respectați de către consumatorii racordați la rețelele de distribuție a energiei electrice [22].

Tabel. 2.1. Indicatori primari de calitate ai energiei electrice.

Indicator	Norma		
	EN 50160	UNPEDE DISNORM 12/89 *	Prescripții energetice valabile în România **
Frecvența	50 Hz ± 1% în 95% din timp 50 Hz ± 4% în 100% din timp	50 Hz ± 2%	PE 026/1992 [54]; PE 932/93 [55] 50 Hz ± 1% în 100% din timp 50 Hz ± 0,5% în 99% din timp 50 Hz ± 0,1% în 90% din timp
Amplitudinea tensiunii ( $U_n$ tensiunea nominală, $U_c$ tensiunea contractată)	$U_c$ ± 10% în 95% din timp	$U_n$ ± 10% la JT $U_n$ ± (5...10)% la MT	STAS 930/89 $U_n$ ± 10% la JT $U_n$ ± (5...20)% la MT și IT
Întreruperi de scurtă durată	Zeci până la sute pe an; 70% dintre întreruperi au o durată sub 1 s.	Durata sub 1 min. Se definesc prin frecvența anuală de apariție pe un fider.	PE 124/93 [59]; PE 013/94 [58] Se definesc prin număr mediu și maxim, cu un anumit nivel de risc.
Întreruperi de lungă durată	10...50 / an	Durata peste 1min. Se definesc prin frecvența anuală de apariție și du- rata medie.	PE 124/93; PE 013/94 Se definesc prin număr mediu, durată medie, număr maxim, durată maximă, cu un anumit nivel de risc. Valorile se stabilesc cu consumatorul.
Armonici	Limite de nivel de armonici și coeficient de distorsiune pe curba de tensiune, în 95% din timp.	Limite de nivel de armonici. Coeficient de distorsiune 8%.	PE 143/94 [56]. Coeficient de distorsiune la JT și MT de 8%, la ÎT de 3%. Valori limită pentru nivel armonici până la rangul 40.

\* Standard european de calitate ce cuprinde definițiile caracteristicilor fizice ale energiei electrice livrate din sistemele publice la joasă și medie tensiune, precum și valori ale indicatorilor de calitate.

\*\* PE (prescripții energetice valabile în România) – sunt specificate în bibliografie [58], [59], [60], [61], [62], [63].

În cele ce urmează sunt prezentate datele obținute prin măsurarea parametrilor electrici descriși mai sus utilizând metodele prezentate la începutul capitolului.

## 2.2. Măsurarea parametrilor electrici cu analizorul trifazat pentru măsurarea calității energiei electrice CA8334B

### 2.2.1. Analizorul trifazat CA 8334B

În vederea urmării parametrilor electrici ce caracterizează funcționarea instalației electrotermice (fig. 2.1), s-a utilizat un analizor trifazat pentru calitatea energiei tip CA 8334B, marca Chauvin Arnoux, conectat la interfața cu rețeaua electrică de distribuție și anume pe barele de 0,4kV ale tabloului electric de distribuție ce alimentează instalația electrotermică.

Analizorul CA 8334B (fig. 2.2) poate prezenta în timp real caracteristicile electrice ale rețelei electrice la care este conectat, calculând parametrii acesteia atât în regim tranzitoriu, cât și în regim permanent [56].



Fig. 2.1. Instalația electrotermică.

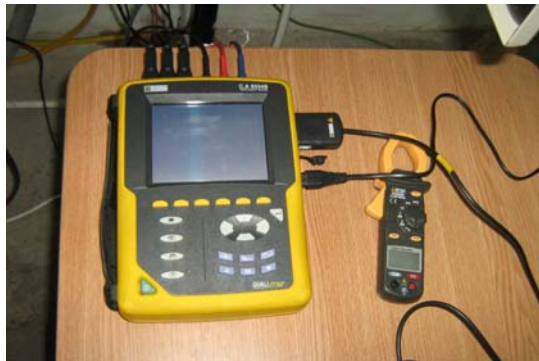


Fig. 2.2. Analizor pentru calitatea energiei tip CA 8334B.

Cu ajutorul acestui analizor se pot determina armonicile de curent și tensiune generate de sarcinile neliniare. Parametrii electrici pot fi calculați și reprezentați în formă grafică și vizualizați prin intermediul unui ecran LCD.

Rezultatele măsurărilor se pot tipări la imprimantă sau afișa, deoarece datele obținute pot fi transferate în mod bidirecțional către un calculator personal folosind interfața serială RS232. CA 8334B poate măsura și calcula utilizând relațiile prezentate mai sus următorii parametri electrici: frecvența rețelei electrice, valorile efective pentru curenții și tensiunile de fază și linie, coeficientul de vârf, distorsiunea

armonică totală a curbelor de tensiune și curent, puterile activă, reactivă și aparentă, factorul de putere.

Toți acești parametri electrici au propriile reprezentări grafice care se pot obține selectând diferite canale [56].

### **2.2.2. Soft-ul Qualistar View, versiunea 2.5**

Utilizând interfața serială RS232, datele pot fi transferate către un calculator personal pentru a fi analizate cu ajutorul unui soft dedicat, ca de pildă Qualistar View [56].

Acest soft poate crea diferite tipuri de fișiere: pentru studiul proceselor tranzitorii (achiziția datelor se efectuează cu perioada de eșantionare  $T_e = 0,1\text{ms}$ ) și pentru studiul regimului permanent (achiziția datelor se efectuează cu perioada de eșantionare  $T_e = 1\text{s}$ ).

Informațiile pot fi exportate în fișiere Microsoft Excel pentru a fi analizate sub formă tabelară. Utilizând formule adecvate, pot fi obținute variații ale altor parametri electrici [56].

### **2.2.3. Măsurarea mărimilor electrice ale instalației de călire prin inducție electromagnetă**

Transformatorul de înaltă frecvență care alimentează inductorul de călire 150 kVA, 70-120 kHz, cu tensiunea în primar de 500V are următoarele trepte de reglaj pentru tensiunea din înfășurarea secundară: 3:1, 4:1, 5:1, 6:1, 7:1, 8:1, 9:1 și 10:1 [51].

În cele ce urmează sunt prezentate variațiile parametrilor electrici măsurați cu înfășurarea secundară a transformatorului pe treptele 5:1 și 3:1. Datele sunt achiziționate cu perioadele de eșantionare  $T_e = 0,1\text{ms}$  și  $T_e = 1\text{s}$ . Puterea activă poate fi ajustată în trepte, prin urmare valorile alese pentru efectuarea măsurărilor sunt 4,5kW, 9kW și 15kW. Figurile 2.3, 2.4, 2.5 prezintă variația tensiunii de fază și a curentului măsurați cu  $T_e = 0,1\text{s}$  pe fazele 1, 2, 3 pentru puterile active de  $P=4,5\text{kW}$ , 9kW și 15kW și raportul de transformare 5:1. Figurile 2.6, 2.7, 2.8 prezintă variația tensiunii de fază și a curentului cu  $T_e = 0,1\text{ms}$  pe fazele 1, 2, 3 pentru puterile active de  $P=4,5\text{kW}$ , 9kW și 15kW și raportul de transformare 3:1. Figurile 2.9 și 2.10 prezintă variația parametrilor electrici măsurați cu  $T_e = 1\text{s}$  pentru puterile active de  $P=4,5\text{kW}$  și 15kW și raportul de transformare 5:1. Figurile 2.11 și 2.12 prezintă variația aceluiași parametri cu raportul de transformare 3:1.

Se observă în figurile 2.9 ÷ 2.12 că variația puterilor active și reactive cuprinde 3 faze. O primă fază este caracterizată de valoarea mare a puterilor, corespunzătoare intervalului de timp în care temperatura piesei ajunge la punctul Curie. Acest interval este cu atât mai mic cu cât puterea este mai mare. A doua fază corespunde încălzirii în continuare a piesei până spre punctul de topire, după care piesa este scoasă din inductor, interval în care puterile tind spre zero.

Aceste intervale se regăsesc și în variația valorilor efective a curenților și a distorsiunii armonice totale a curenților. Se observă că distorsiunea armonică totală a curenților este mai redusă atunci când instalația lucrează în sarcină, față de cazul când lucrează în gol. Acest fapt se explică prin creșterea fundamentalei când instalația funcționează în sarcină.

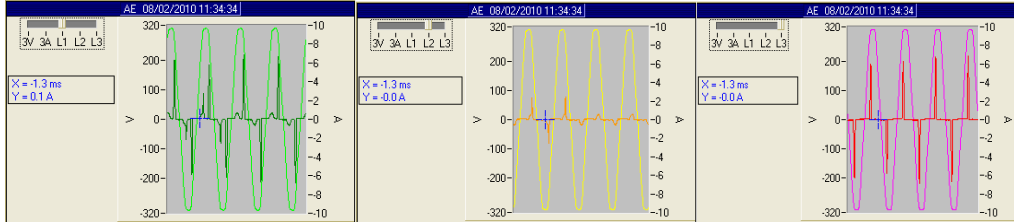


Fig. 2.3. Variația tensiunii de fază și a curentului ( $T_e = 0,1ms$ ),  $P = 4,5kW$ , 5:1.



Fig. 2.4. Variația tensiunii de fază și a curentului ( $T_e = 0,1ms$ ),  $P = 9kW$ , 5:1.

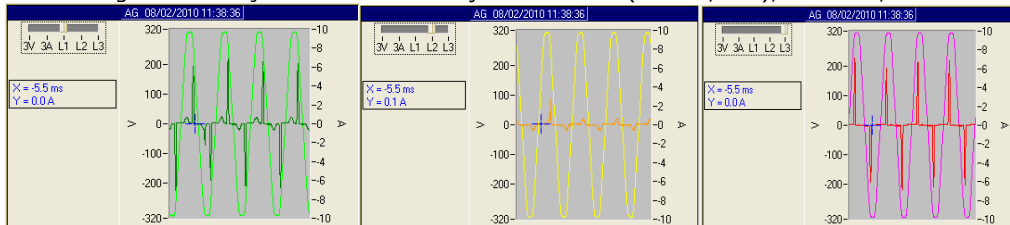


Fig. 2.5. Variația tensiunii de fază și a curentului ( $T_e = 0,1ms$ ),  $P = 15kW$ , 5:1.

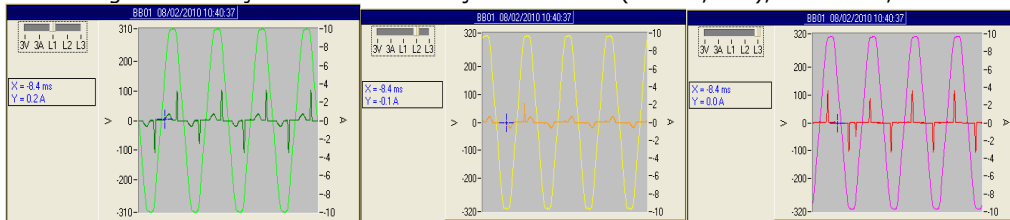


Fig. 2.6. Variația tensiunii de fază și a curentului ( $T_e = 0,1ms$ ),  $P = 4,5kW$ , 3:1.



Fig. 2.7. Variația tensiunii de fază și a curentului ( $T_e = 0,1ms$ ),  $P = 9kW$ , 3:1.

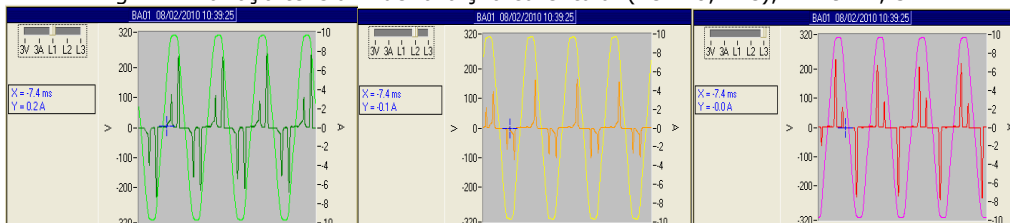


Fig. 2.8. Variația tensiunii de fază și a curentului ( $T_e = 0,1ms$ ),  $P = 15kW$ , 3:1.

### 38 Măsurarea parametrilor electrici la instalația de călire prin inducție

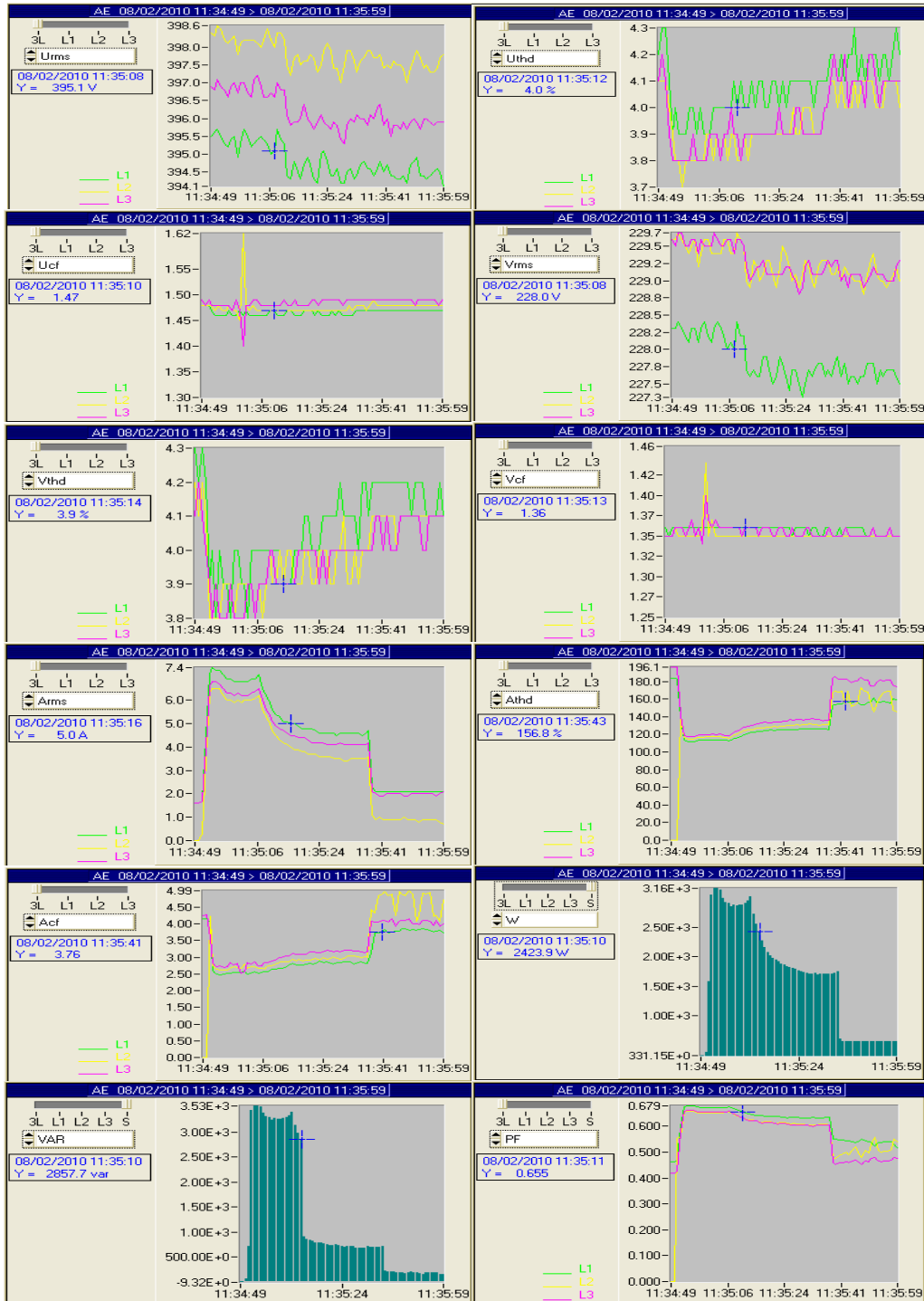


Fig. 2.9. Variația parametrilor electrici măsurați ( $T_e = 1s$ ),  $P = 4,5kW$ , raport de transformare 5:1.

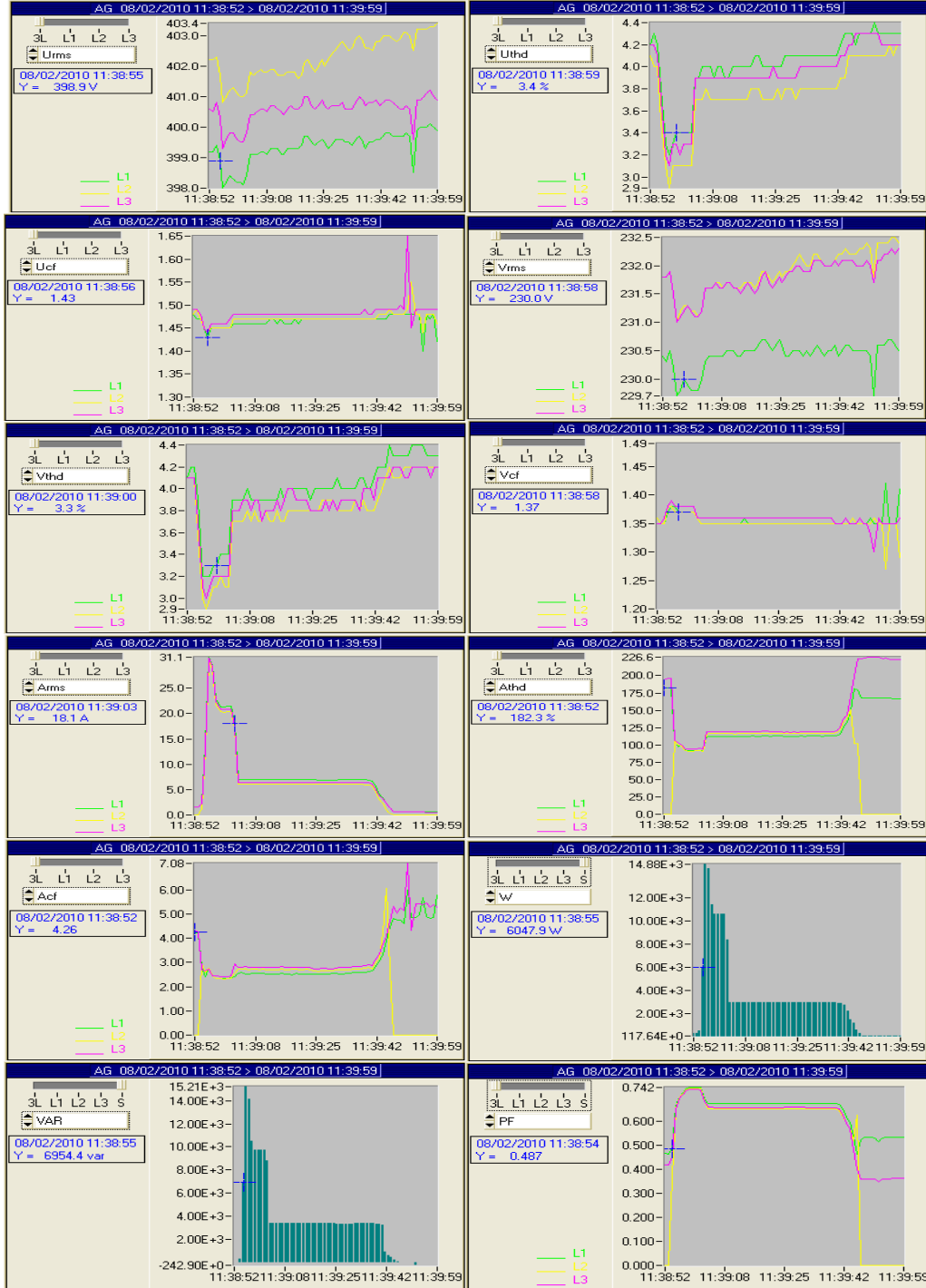


Fig. 2.10. Variația parametrilor electrici măsurați, ( $T_e = 1s$ ),  $P = 15kW$ , raport de transformare 5:1.

#### 40 Măsurarea parametrilor electrici la instalația de călire prin inducție

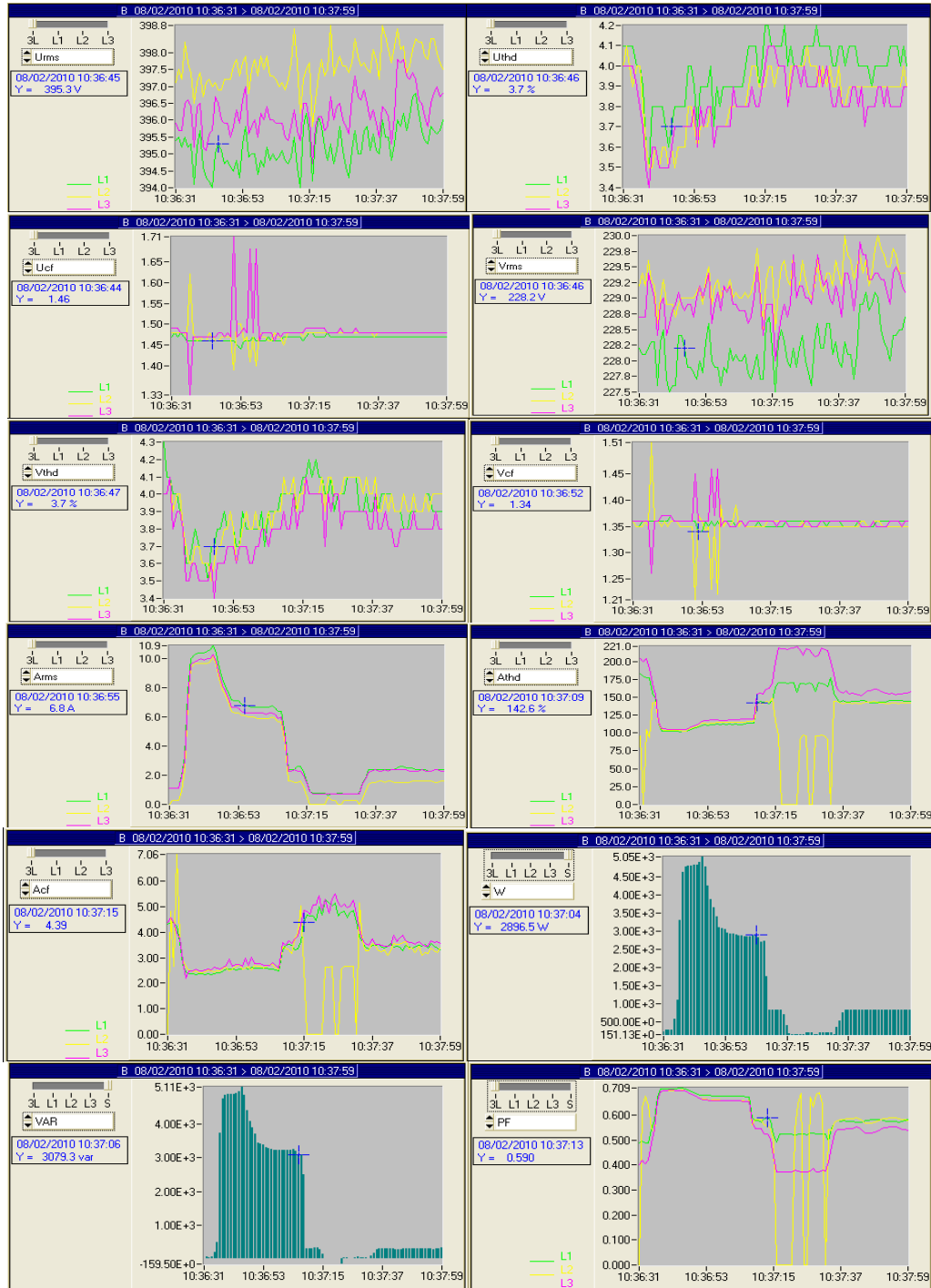


Fig. 2.11. Variația parametrilor electrici măsurați, ( $T_e = 1s$ ),  $P = 4,5kW$ , raport de transformare 3:1.





Fig. 2.12. Variația parametrilor electrici măsurați ( $T_e = 1s$ ),  $P = 15kW$ , raport de transformare 3:1.

S-au utilizat următoarele notații [56]

- $U_{RMS}$  [V] este valoarea efectivă a tensiunii de linie ( $U_l$ ), reprezentată pe cele 3 faze.
- $U_{THD}$  [%] este distorsiunea armonică totală a tensiunii de linie ( $THD_{U_l}$ ), reprezentată pe cele 3 faze.
- $U_{CF}$  [-] este amplitudinea la vârf a tensiunii de linie raportată la valoarea efectivă a tensiunii de linie.
- $V_{RMS}$  [V] este valoarea efectivă a tensiunii de fază ( $U_f$ ), reprezentată pe cele 3 faze.
- $V_{THD}$  [%] este distorsiunea armonică totală a tensiunii de fază ( $THD_{U_f}$ ), reprezentată pe cele 3 faze.
- $V_{CF}$  [-] este amplitudinea la vârf a tensiunii de fază raportată la valoarea efectivă a tensiunii de fază.
- $A_{RMS}$  [A] este valoarea efectivă a curentului de fază ( $I_f$ ), reprezentat pe cele 3 faze.
- $A_{THD}$  [%] este distorsiunea armonică totală a curentului de fază ( $THD_{I_f}$ ), reprezentată pe cele 3 faze.
- $A_{CF}$  [-] este amplitudinea la vârf a curentului de fază raportată la valoarea efectivă a curentului de fază.
- $W$  [W] este puterea activă ( $P$ ), suma puterilor active de pe fiecare fază.
- $VAR$  [VAR] este puterea reactivă ( $Q$ ), suma puterilor reactive de pe fiecare fază.
- $PF$  [-] este factorul de putere ( $\cos\phi$ ), reprezentat pe cele 3 faze.

O observație importantă referitoare la utilizarea analizorului CA 8334B constă în faptul că acesta nu poate măsura puterile reactivă și deformantă, măsurând doar puterile activă și aparentă. Puterea reactivă este calculată astfel:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (2.38)$$

Acest fapt conduce la concluzia că, în realitate, indicația aparatului corespunzătoare puterii reactive se referă la  $\sqrt{Q^2 + D^2}$ . Acest lucru este important mai ales în situațiile în care puterea deformantă este predominantă, conducând la concluzia greșită că măsurăm o putere reactivă de o anumită valoare, când de fapt aparatul indică puterea  $\sqrt{Q^2 + D^2}$ . În concluzie, acolo unde aparatul indică o putere reactivă  $Q$ , de fapt acesta măsoară  $\sqrt{Q^2 + D^2}$ .

Tabelele 2.2.a și 2.2b sintetizează datele obținute din figurile 2.9...2.12 și prezintă valorile medii pentru parametrii electrici măsurați la puterile de 4,5kW și 15kW, cu rapoartele de transformare 5:1 și 3:1, perioada de eșantionare a achiziției de date fiind  $T_e = 1s$ .

Perioada de eșantionare egală cu 0,1 ms specifică achiziției datelor prezentate în figurile 2.3...2.8 permite un studiu eficient asupra formei de undă a tensiunilor și curenților de fază.

Se poate observa că tensiunile sunt aproape sinusoidale, spre deosebire de curbele curenților care sunt puternic deformate. De asemenea, se poate observa o creștere a valorilor efective ale curenților odată cu creșterea puterii instalației.

După cum se observă din figurile 2.9...2.12, măsurătorile s-au desfășurat într-un interval de timp de aproximativ 67s, perioada de eșantionare fiind egală cu 1s. Tensiunile de fază, respectiv de linie sunt relativ constante și echilibrate pe cele trei faze. De asemenea, distorsiunea armonică totală a curbelor de tensiune este sub limita prevăzută de normele în vigoare.

Tabel 2.2.a. Valori medii pentru parametrii electrici calculați cu ajutorul analizorului CA 8334B pe durata achiziției (aproximativ 67s), P=4,5kW.

Raport de transf.		5:1			3:1		
Faza		L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	L <sub>3</sub>	L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	L <sub>3</sub>
4,5 kW	U <sub>rms</sub> (U <sub>i</sub> ) [V]	395,5	398,6	397	395,5	398	396,5
	U <sub>THD</sub> (THD <sub>Ui</sub> ) [%]	4,3	4,1	4,2	4,1	4	4
	U <sub>CF</sub> [-]	1,47	1,48	1,49	1,47	1,47	1,47
	V <sub>rms</sub> (U <sub>f</sub> ) [V]	228,4	229,7	229,7	228,2	229,5	229,3
	V <sub>THD</sub> (THD <sub>Uf</sub> ) [%]	4,3	4,2	4,2	4,1	4,1	4,1
	V <sub>CF</sub> [-]	1,36	1,35	1,35	1,36	1,36	1,36
	A <sub>rms</sub> (I <sub>f</sub> ) [A]	7,7	6,6	6,8	10	10	10
	A <sub>THD</sub> (THD <sub>I</sub> ) [%]	118	118	118	140	140	140
	A <sub>CF</sub> [-]	2,6	2,7	2,8	4,5	4,5	4,5
	W (P) [W]	3194,15			4763,1		
	VAR $\sqrt{Q^2 + D^2}$	3625,52			4923,6		
	PF (cosφ) [-]	0,67	0,66	0,65	0,7	0,68	0,7

Tabel 2.2.b. Valori medii pentru parametrii electrici calculați cu ajutorul analizorului CA 8334B pe durata achiziției (aproximativ 67s), P=15kW.

Raport de transf.		5:1			3:1		
Faza		L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	L <sub>3</sub>	L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	L <sub>3</sub>
15 kW	U <sub>rms</sub> (U <sub>i</sub> ) [V]	399,2	402,3	400,7	394,2	397,5	395,3
	U <sub>THD</sub> (THD <sub>Ui</sub> ) [%]	4,2	4,2	4,2	4,1	3,9	3,9
	U <sub>CF</sub> [-]	1,47	1,47	1,47	1,48	1,48	1,48
	V <sub>rms</sub> (U <sub>f</sub> ) [V]	230	231,8	231,8	227,7	229	228,7
	V <sub>THD</sub> (THD <sub>Uf</sub> ) [%]	3,9	3,9	3,9	4	4	3,9
	V <sub>CF</sub> [-]	1,38	1,38	1,38	1,35	1,35	1,35
	A <sub>rms</sub> (I <sub>f</sub> ) [A]	31,1	31,1	31,1	28	28	28
	A <sub>THD</sub> (THD <sub>I</sub> ) [%]	105	106	105	150	150	150
	A <sub>CF</sub> [-]	2,8	2,8	2,8	4,7	3,5	5
	W (P) [W]	14880			13610		
	VAR $\sqrt{Q^2 + D^2}$	15210			13150		
	PF (cosφ) [-]	0,7	0,7	0,7	0,6	0,6	0,6

Valorile efective ale curenților variază în limite largi pe parcursul procesului de călire, valorile lor crescând odată cu creșterea puterii absorbite de instalație. Curenții sunt puternic distorsionați (THD>100%).

#### 44 Măsurarea parametrilor electrici la instalația de călire prin inducție

În figura 2.13 sunt prezentate variațiile tensiunii și ale curentului de fază pe faza L1 pentru fiecare din situațiile studiate: funcționare în gol, 4,5kW, 9kW, 15kW cu rapoartele de transformare 5:1 și 3:1.

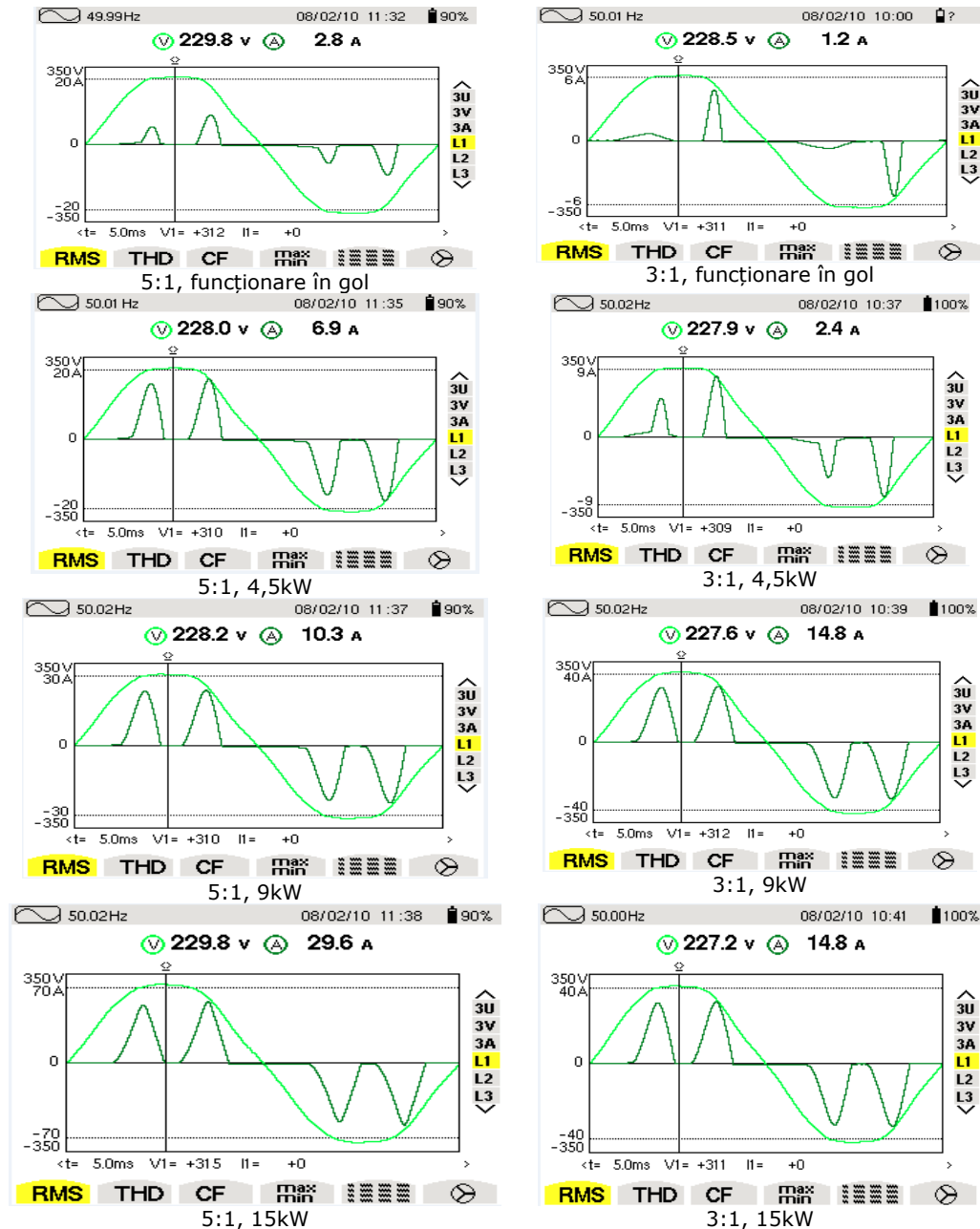


Fig. 2.13. Variațiile în interval de o perioadă ale tensiunilor și curenților de pe faza L1 măsurati la puterile de 4,5kW, 9kW și 15kW, cu rapoartele de transformare 5:1 și 3:1.

Din figurile 2.13 se observă variația puternic distorsionată a curenților de pe faza L1. Valorile efective cresc odată cu creșterea puterii absorbite. Distorsiunea curbelor de tensiune este nesemnificativă.

#### 2.2.4. Analiza armonică a curenților și tensiunilor

Cu ajutorul softului Qualistar View, pentru spectrul de armonici s-a înregistrat câte un instantaneu pentru fiecare situație studiată. În figura 2.14 sunt reprezentate spectrele de armonici pentru raportul de transformare 5:1.

Instantaneele înregistrate precizează valorile efective ale curenților pe fiecare fază. În tabelele 2.3.a, b, c, d sunt expuse valorile efective ale armonicilor de curent de rang impar până la  $k = 25$ . Valoarea efectivă a curentului total  $I_{total}$  este calculată cu relația:

$$I_{total} = \sqrt{\sum_{k=1}^{25} I_k^2} \text{ [A]} \quad (2.39)$$

iar distorsiunea armonică totală a curbelor de curent  $THD_I$  este calculată cu relația:

$$THD_I = \sqrt{\sum_{k=2}^{25} \left(\frac{I_k}{I_1}\right)^2} \cdot 100 \text{ [%]} \quad (2.40)$$

unde  $k = 25$  și reprezintă rangul armonicii de curent.

Armonicile de curent de rang par se consideră neglijabile și nu vor fi luate în calcul, așa cum reiese și din figurile 2.14.

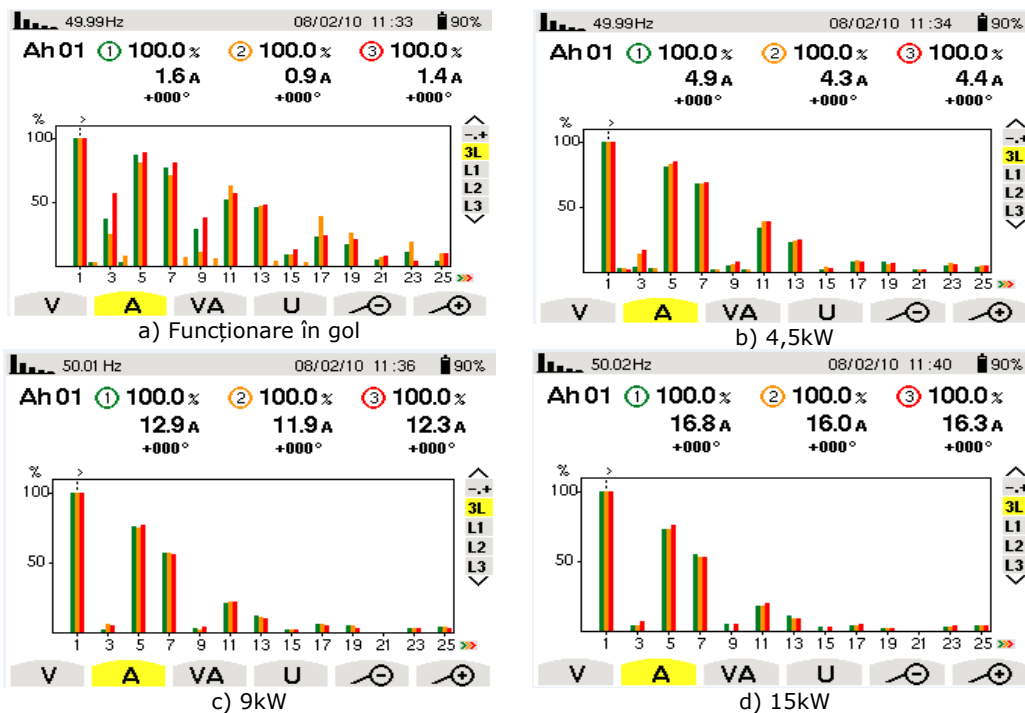


Fig. 2.14. Spectrele armonicilor de curent înregistrate pentru situațiile studiate: a) Funcționare în gol; b)  $P = 4,5\text{kW}$ ; c)  $P = 9\text{kW}$ ; d)  $P = 15\text{kW}$ , cu raportul de transformare 5:1.

#### 46 Măsurarea parametrilor electrici la instalația de călire prin inducție

Tabel 2.3.a. Valorile efective ale armonicilor de curent de rang impar 1...25, la funcționare în gol, raport de transformare 5:1.

Ordin armonică	Curent faza L <sub>1</sub> 1,6A		Curent faza L <sub>2</sub> 0,9A		Curent faza L <sub>3</sub> 1,4A	
	Armonica de curent pe faza L <sub>1</sub>		Armonica de curent pe faza L <sub>2</sub>		Armonica de curent pe faza L <sub>3</sub>	
	[%]	[A]	[%]	[A]	[%]	[A]
1	100	1,6	100	0,9	100	1,40
3	34	0,54	20,50	0,18	52,50	0,73
5	80	1,28	70,50	0,63	70,50	0,98
7	70,50	1,12	64	0,57	74,50	1,04
9	27	0,43	10	0,09	35	0,49
11	44,50	0,71	49,50	0,44	52	0,72
13	42,50	0,68	44,75	0,40	43,50	0,61
15	6,50	0,10	6	0,05	10,50	0,15
17	19,50	0,31	38	0,34	22	0,31
19	15,50	0,25	25,50	0,23	18,50	0,26
21	4	0,06	5,50	0,50	7	0,10
23	8	0,13	17,50	0,15	4	0,06
25	2,50	0,04	8	0,07	8	0,11
I <sub>total</sub> [A]	2,67		1,47		2,43	
THD <sub>i</sub> [%]	133,38		128,72		141,99	

Tabel 2.3.b. Valorile efective ale armonicilor de curent de rang impar 1...25, la P =4,5kW, raport de transformare 5:1.

Ordin armonică	Curent faza L <sub>1</sub> 4,9A		Curent faza L <sub>2</sub> 4,3A		Curent faza L <sub>3</sub> 4,4A	
	Armonica de curent pe faza L <sub>1</sub>		Armonica de curent pe faza L <sub>2</sub>		Armonica de curent pe faza L <sub>3</sub>	
	[%]	[A]	[%]	[A]	[%]	[A]
1	100	4,90	100	4,30	100	4,40
3	6	0,29	17,50	0,75	17,50	0,77
5	88,50	4,34	80,50	3,46	79	3,47
7	62	3,04	60,50	2,60	70	3,08
9	5	0,25	6,50	0,28	8,75	0,39
11	41,50	2,03	46,50	1,99	40	1,76
13	25	1,22	25	1,08	26,25	1,16
15	2,5	0,12	5	0,22	3,75	0,17
17	11,50	0,56	10	0,43	8,75	0,39
19	12	0,59	6,25	0,27	7,50	0,33
21	4	0,20	2,50	0,11	2,50	0,11
23	7,50	0,37	7,50	0,32	5	0,22
25	7,50	0,37	7	0,30	7	0,31
I <sub>total</sub> [A]	7,67		6,60		6,82	
THD <sub>i</sub> [%]	120,40		116,41		118,49	

Tabel 2.3.c. Valorile efective ale armonicilor de curent de rang impar 1...25, la P =9kW, raport de transformare 5:1.

Ordin armonică	Curent faza L <sub>1</sub> 12,9A		Curent faza L <sub>2</sub> 11,3A		Curent faza L <sub>3</sub> 12,3A	
	Armonica de curent pe faza L <sub>1</sub>		Armonica de curent pe faza L <sub>2</sub>		Armonica de curent pe faza L <sub>3</sub>	
	[%]	[A]	[%]	[A]	[%]	[A]
1	100	12,90	100	11,90	100	12,30
3	3,50	0,45	7,50	0,89	12,50	1,54
5	85,50	11,03	82,50	9,82	84,50	10,40
7	59,50	7,68	60,50	7,20	62	7,63
9	2,50	0,33	2	0,24	5	0,62
11	26,60	3,43	29,50	3,51	25,50	3,14
13	15	1,94	15	1,79	15	1,85
15	4	0,52	2,50	0,30	4	0,50
17	6	0,77	5	0,60	4	0,50
19	6	0,77	5	0,60	5	0,62
21	0	0	0	0	0	0
23	4	0,52	2,50	0,30	2,50	0,31
25	3,50	0,45	2,50	0,30	2	0,25
I <sub>total</sub> [A]	19,10		17,53		18,29	
THD <sub>I</sub> [%]	109,16		108,12		110,04	

Tabel 2.3.d. Valorile efective ale armonicilor de curent de rang impar 1...25, la P =15kW, raport de transformare 5:1.

Ordin armonică	Curent faza L <sub>1</sub> 16,8A		Curent faza L <sub>2</sub> 16A		Curent faza L <sub>3</sub> 16,3A	
	Armonica de curent pe faza L <sub>1</sub>		Armonica de curent pe faza L <sub>2</sub>		Armonica de curent pe faza L <sub>3</sub>	
	[%]	[A]	[%]	[A]	[%]	[A]
1	100	16,80	100	16	100	16,30
3	5	0,84	7	1,12	10	1,63
5	78	13,10	83	13,28	84,50	13,77
7	58,50	9,83	56	8,96	55	8,97
9	5	0,84	0	0	5	0,82
11	22,50	3,78	23,50	3,76	20	3,26
13	17,50	2,94	7,50	1,60	10	1,63
15	4	0,67	0	0	3,75	0,61
17	5	0,84	7,50	1,20	6,25	1,02
19	2,50	0,42	2,50	0,40	2,50	0,41
21	0	0	0	0	0	0
23	2,50	0,42	2,50	0,40	5	0,82
25	5	0,84	5	0,80	5	0,82
I <sub>total</sub> [A]	24,02		23,09		23,56	
THD <sub>I</sub> [%]	102,21		104,02		104,40	

Studiind figurile 2.14, precum și tabelele 2.3, se poate observa că odată cu creșterea puterii absorbite se înregistrează o scădere a distorsiunii armonice totale a curbelor de curent (de la 142 la 102%). Cu toate acestea, aceste valori depășesc cu mult valorile admise prin normativele tehnice în vigoare.

## 2.3. Măsurarea parametrilor electrici utilizând placa de achiziție de date NI 6221

### 2.3.1. Sistemul de achiziție a semnalelor de curent și tensiune

Variația parametrilor electrici ce caracterizează funcționarea instalației electrotermice s-a urmărit folosind o placă de achiziție de date NI-6221, fabricată de National Instruments și care are următoarele caracteristici tehnice [57]: 16 intrări analogice, 250kS/s, rezoluție 16 biți, 2 ieșiri analogice, 740kS/s, rezoluție 16 biți, 24 intrări/ieșiri compatibile TTL, 1 ieșire de tren de impulsuri pe 32 biți, 1 trigger digital;

Achiziția semnalelor de curent și tensiune s-a făcut prin intermediul unui racord electric din cablul de alimentare la tensiunea de 0,4kV a instalației electrotermice. În scopul preluării din rețeaua de alimentare cu energie electrică a semnalelor de curent de fază  $i_R(t)$ ,  $i_S(t)$  și  $i_T(t)$  și a semnalelor de tensiune de fază  $u_R(t)$ ,  $u_S(t)$  și  $u_T(t)$ , a fost necesară utilizarea unui *bloc de adaptare* a curenților și tensiunilor la sistemul de achiziție de date (figura 2.15). Figura 2.16 prezintă schematic modul de conectare la rețeaua electrică de distribuție 0,4kV a sistemului de achiziție de date. *Blocul de adaptare* trebuie să realizeze compatibilitatea între tensiunea semnalelor preluate din rețeaua de alimentare și nivelele de tensiune ale plăcii de achiziție de date ( $\pm 10V$ ) [6]. O altă cerință impusă în proiectarea *blocului de adaptare* o constituie izolarea galvanică între instalația electrotermică și sistemul de achiziție în vederea protecției acestuia din urmă [6]. În figura 2.17 este prezentată schema bloc a blocului de adaptare. *Blocul de adaptare* este compus din trei canale de tensiune și trei canale de curent [6]. Divizorul rezistiv (DR) are rolul de a diviza corespunzător tensiunea de la intrare. Amplificatorul de izolare (AI) are rol de izolare galvanică între rețeaua de alimentare și sistemul de achiziție de date. Amplificatorul de curent alternativ (ACA) este utilizat pentru preluarea și amplificarea semnalelor de la ieșirea amplificatorului de izolare, având o rezistență de intrare mare și rezistența de ieșire mică. De asemenea are rolul de a rejecta oscilațiile din componența tensiunii de la ieșirea amplificatorului de izolare, jucând rolul unui filtru trece jos. Traductorul de curent TC furnizează un curent cu amplitudine proporțională cu cea a curentului de măsurat, realizând în felul acesta și o izolare galvanică între rețeaua de alimentare și placa de achiziție de date. Deoarece sistemul de achiziție poate prelua numai semnale de tensiune, este utilizat convertorul curent tensiune CCT. Cu ajutorul blocului de alimentare BA se obțin tensiunile de alimentare necesare funcționării elementelor schemei.

Traductorul de curent TC este de tip LC100S, iar convertorul curent tensiune CCT este realizat cu o rezistență cu valoarea de  $1k\Omega$ . AI conține circuitul integrat ISO122P [64], [65], care este un amplificator de izolare cu modulare-demodulare. Amplificatorul de curent alternativ ACA este realizat cu amplificator operațional tip OPA177GP [64], [65]. Toate aceste componente sunt alimentate prin blocul de alimentare BA. Blocul de alimentare are în componență un transformator de alimentare 230/17/8,5V prevăzut cu două înfășurări secundare cu tensiunile 17V și



8,5V ca în figura 2.18. Înfășurarea secundară cu tensiunea de 17V alimentează traductoarele de curent, amplificatoarele de izolare și amplificatoarele de curent alternativ prin intermediul unor circuite de redresare și stabilizare la potențialele  $V_0^+ = +15V$ ,  $V_0^- = -15V$  și masă.

Înfășurarea secundară cu tensiunea de 8,5V alimentează amplificatoarele de izolare prin intermediul unor circuite de redresare și stabilizare la potențialele  $V_i^+ = +15V$ ,  $V_i^- = -15V$  și masă izolată galvanic față de masa circuitelor din amonte. Această izolare galvanică este realizată prin intermediul unor convertoare de tensiune de tip CINCON [64], [65].



Fig. 2.15. Blocul de adaptare a curentilor și tensiunilor la sistemul de achiziție de date.

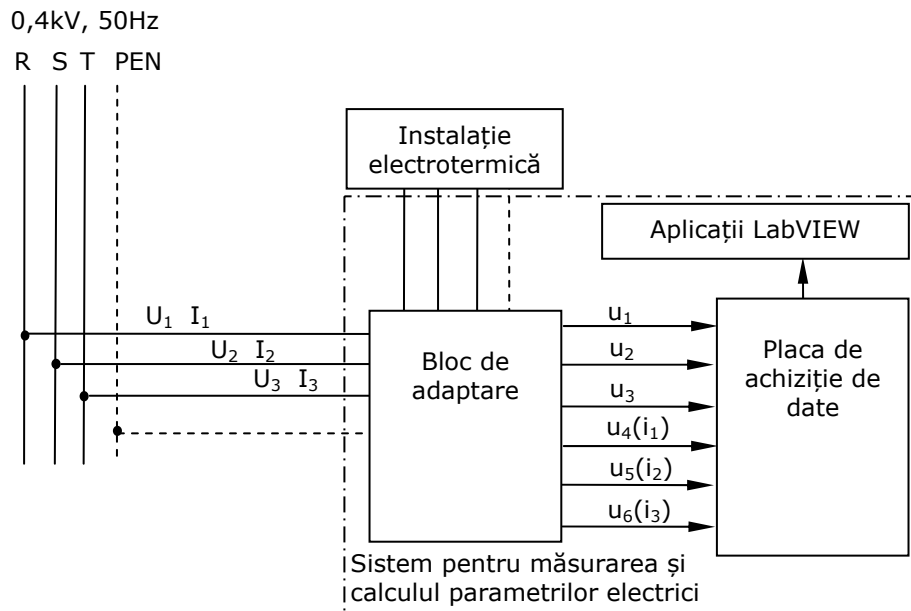


Fig. 2.16. Conectarea la rețeaua electrică a sistemului pentru măsurarea și calculul parametrilor electrici.

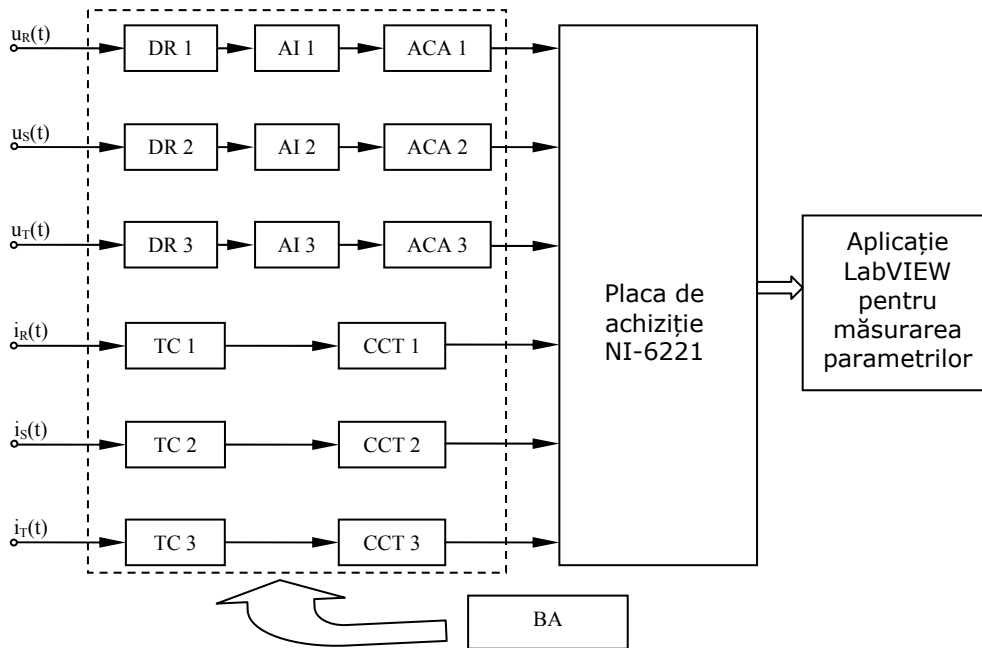


Fig. 2.17. Schema bloc a blocului de adaptare pentru măsurarea parametrilor electrici.

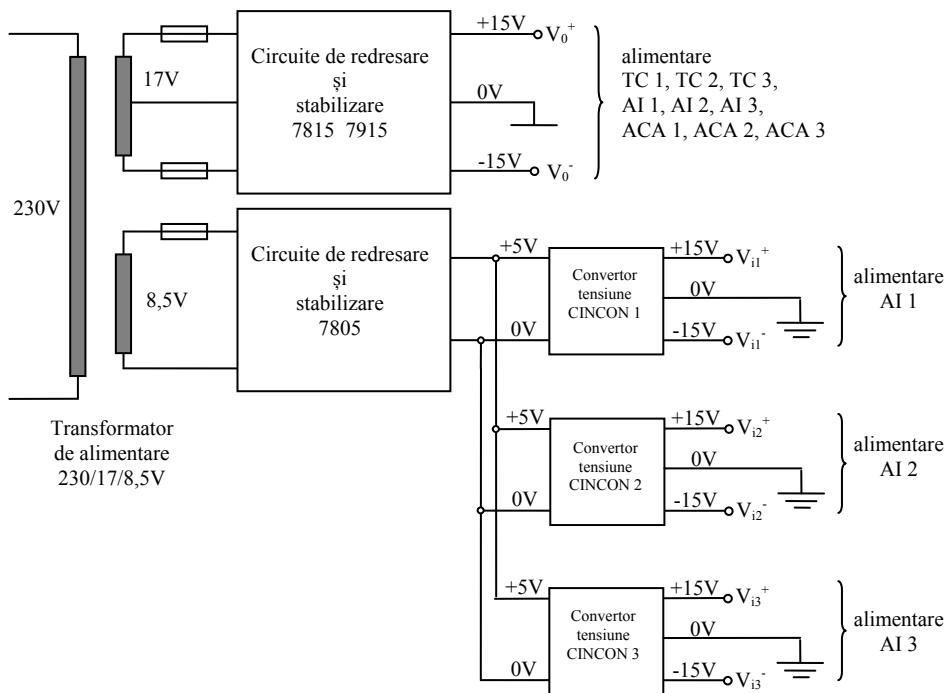


Fig. 2.18. Schema desfășurată a blocului de alimentare BA.

În figura 2.19 este prezentată schema desfășurată a blocului de adaptare pentru măsurarea parametrilor electrici. Semnalele  $i_R$ ,  $i_S$ ,  $i_T$  sunt semnalele de curent și  $u_{R0}$ ,  $u_{S0}$ ,  $u_{T0}$  sunt semnalele de tensiune ce trebuie preluate de placa de achiziție.

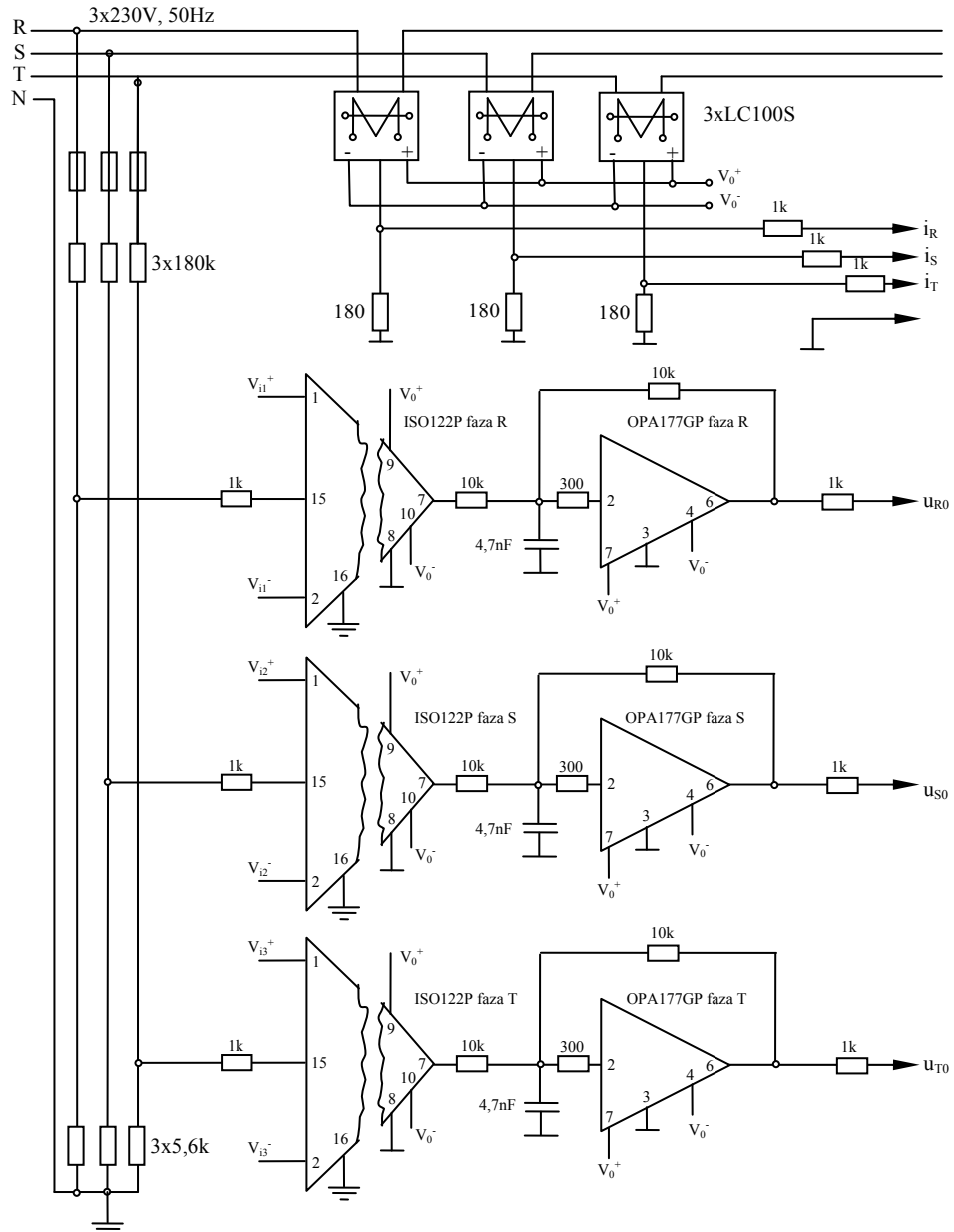


Fig. 2.19. Schema desfășurată a blocului de adaptare pentru măsurarea parametrilor electrici.

### 2.3.2. Aplicații soft pentru achiziția semnalelor de curent și tensiune

Aplicațiile soft sunt realizate utilizând mediul de programare LabVIEW 2011. Utilizând subrutinele existente, s-a configurat placa de achiziție de date în scopul prelevării de eșantioane din semnalele distorsionate de curent și tensiune care se doresc a fi studiate.

Placa de achiziție de date se configurează pentru utilizarea a zece canale analogice de intrare. Frecvența de eșantionare  $f_s$  a dispozitivului este 250kHz, prin urmare frecvența maximă de achiziție pe un canal analogic utilizat va fi 25kHz.

Achiziția s-a efectuat într-un interval de timp de 10s, pe durata călirii unei piese de oțel OLC45.

Numărul de eșantioane preluate în fiecare perioadă se calculează astfel:

$$N = f_s \cdot T = 25000 \text{ Hz} \cdot 0,02 \text{ s} = 500 \text{ eșantioane} \quad (2.38)$$

Rezultă că în 10s s-au prelevat 250000 de eșantioane.

Prin intermediul aplicației de achiziție realizată în LabVIEW, eșantioanele prelevate se salvează în documente cu extensia txt.

În figura 2.20 este prezentată schema logică a aplicației de achiziție.

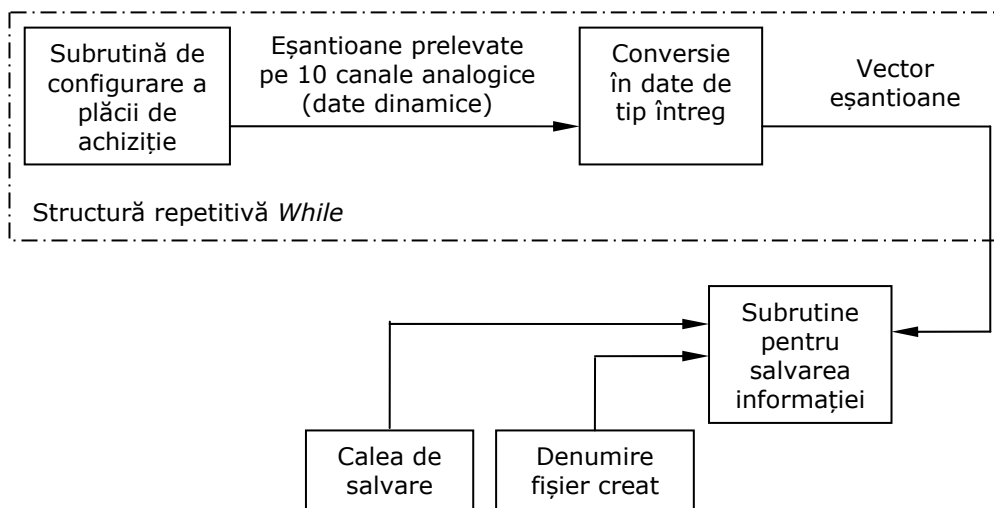


Fig. 2.20. Schema logică a aplicației de achiziție.

Utilizând aplicația prezentată mai sus s-au efectuat 10 seturi de măsurători, achiziționându-se astfel eșantioane din semnalele de curent și tensiune de fază în timpul funcționării instalației de călire. Seturile de măsurători s-au realizat crescând de fiecare dată puterea instalației cu 10 procente din puterea nominală.

*Aplicația de redare* a eșantioanelor prelevate încarcă informația din fișierele salvate cu aplicația de achiziție și afișează pe panoul frontal variația în domeniul timp a curenților și tensiunilor de fază. De asemenea, este afișată și variația în domeniul frecvență a acestor parametri. În cele ce urmează, curenții și tensiunile de fază vor purta denumirea generică de parametri principali.

*Aplicația de redare* conține un bloc matematic prin care sunt calculați și alți parametri electrici ce caracterizează funcționarea instalației de călire, denumiți în continuare parametri secundari. Sunt utilizate relațiile de calcul descrise în

paragraful 2.1. Parametrii secundari sunt: putere activă [W], putere reactivă [VAR], putere deformantă [VAd], putere aparentă [VA], distorsiune armonică totală generată de curenți de fază [%] și distorsiune armonică totală generată de tensiuni de fază [%]. Schema logică a aplicației de redare este prezentată în figura 2.21, iar panoul frontal al aplicației de redare este prezentat în figura 2.22

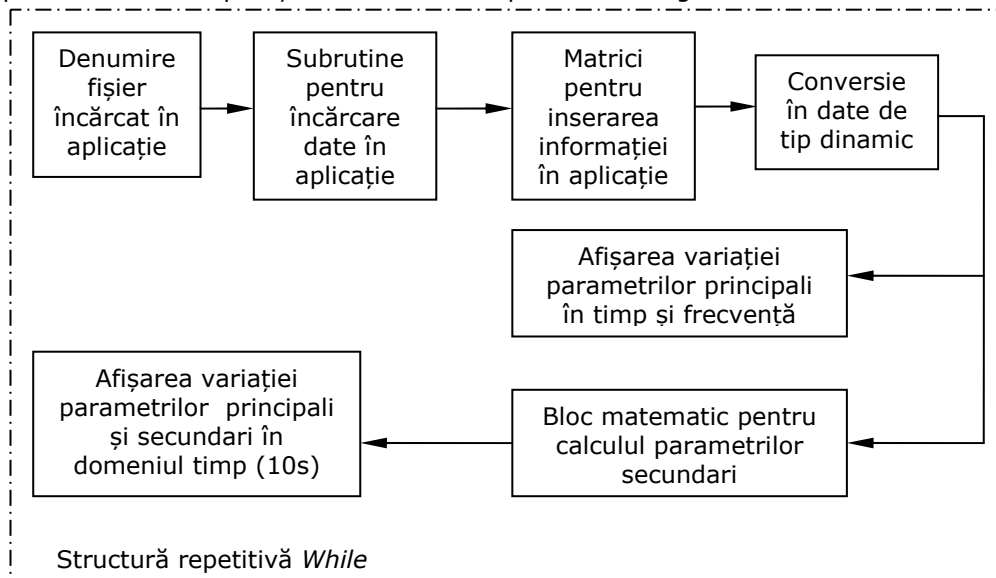


Fig. 2.21. Schema logică a aplicației de redare.

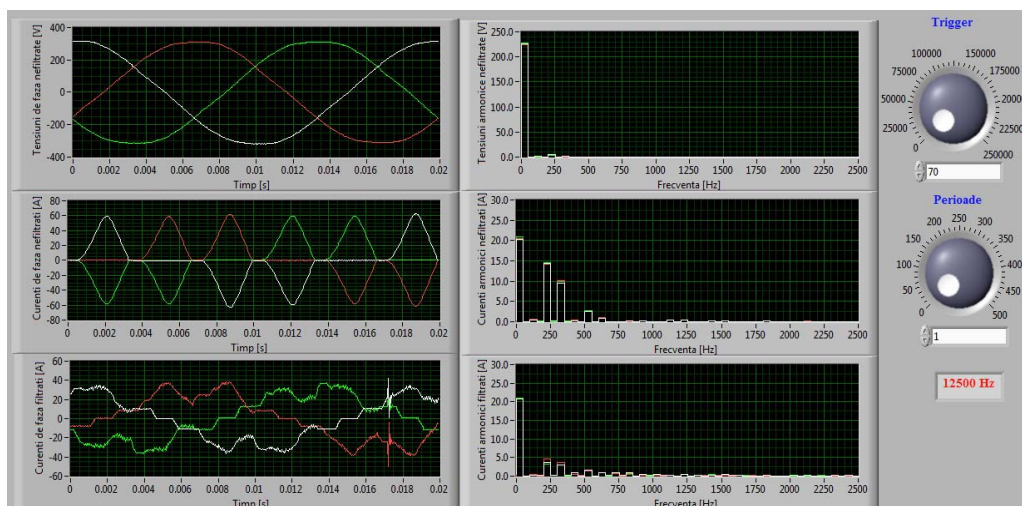


Fig. 2.22. Panoul frontal al aplicației de redare.

În figurile 2.23 a, b, c sunt prezentate variațiile în timp și frecvență pentru parametrii principali obținuți prin funcționarea instalației la 30%, 60%, respectiv 100% din puterea nominală. Raportul de transformare a transformatorului de înaltă frecvență este 5:1. Variațiile în timp și frecvență pentru parametrii electrici obținuți în urma măsurătorilor fără filtre sunt prezentate în Anexa 1.

54 Măsurarea parametrilor electrici la instalația de călire prin inducție

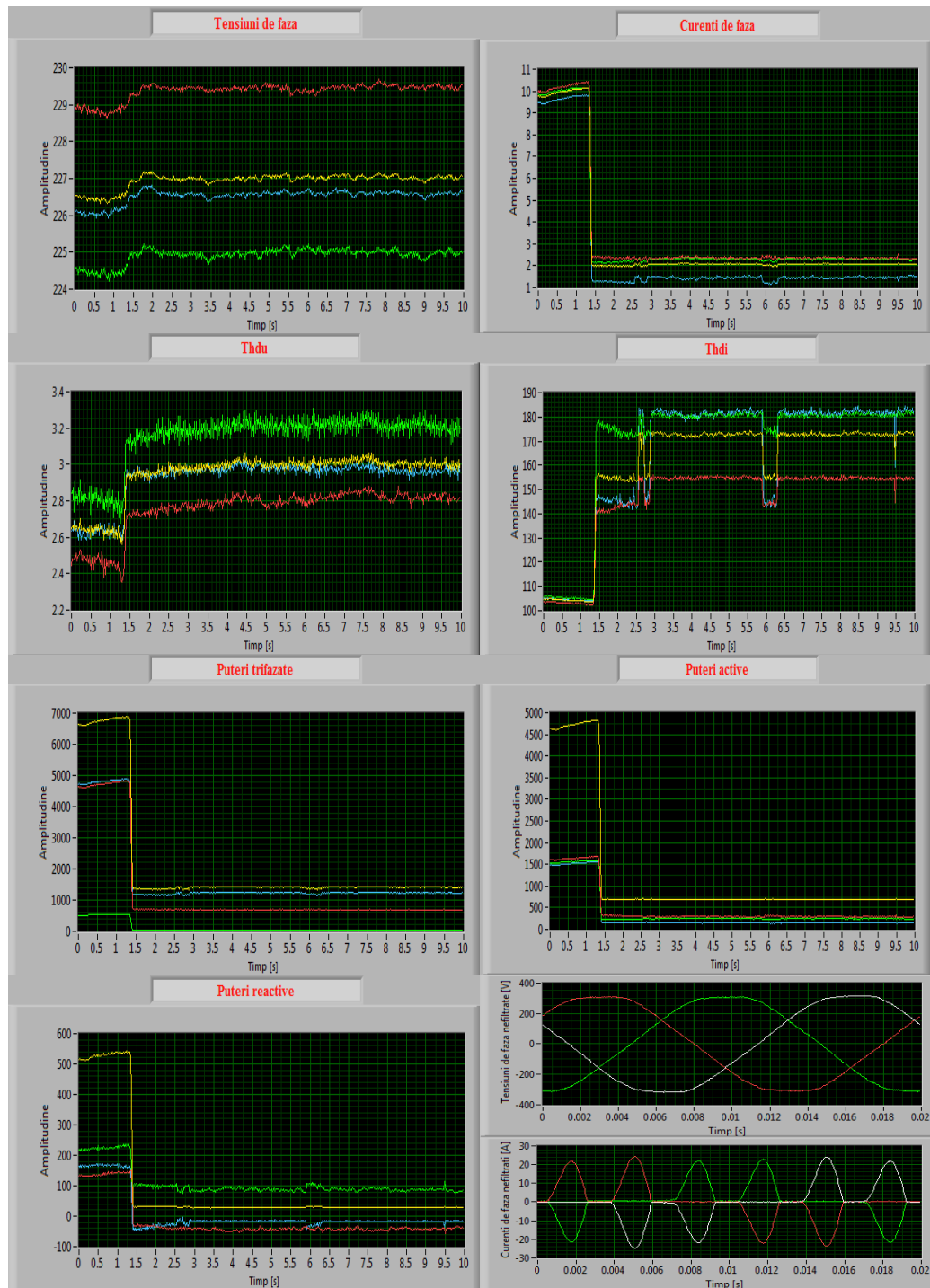


Fig. 2.23.a. Variația parametrilor principali și secundari, P = 4,5kW (30% Pn).

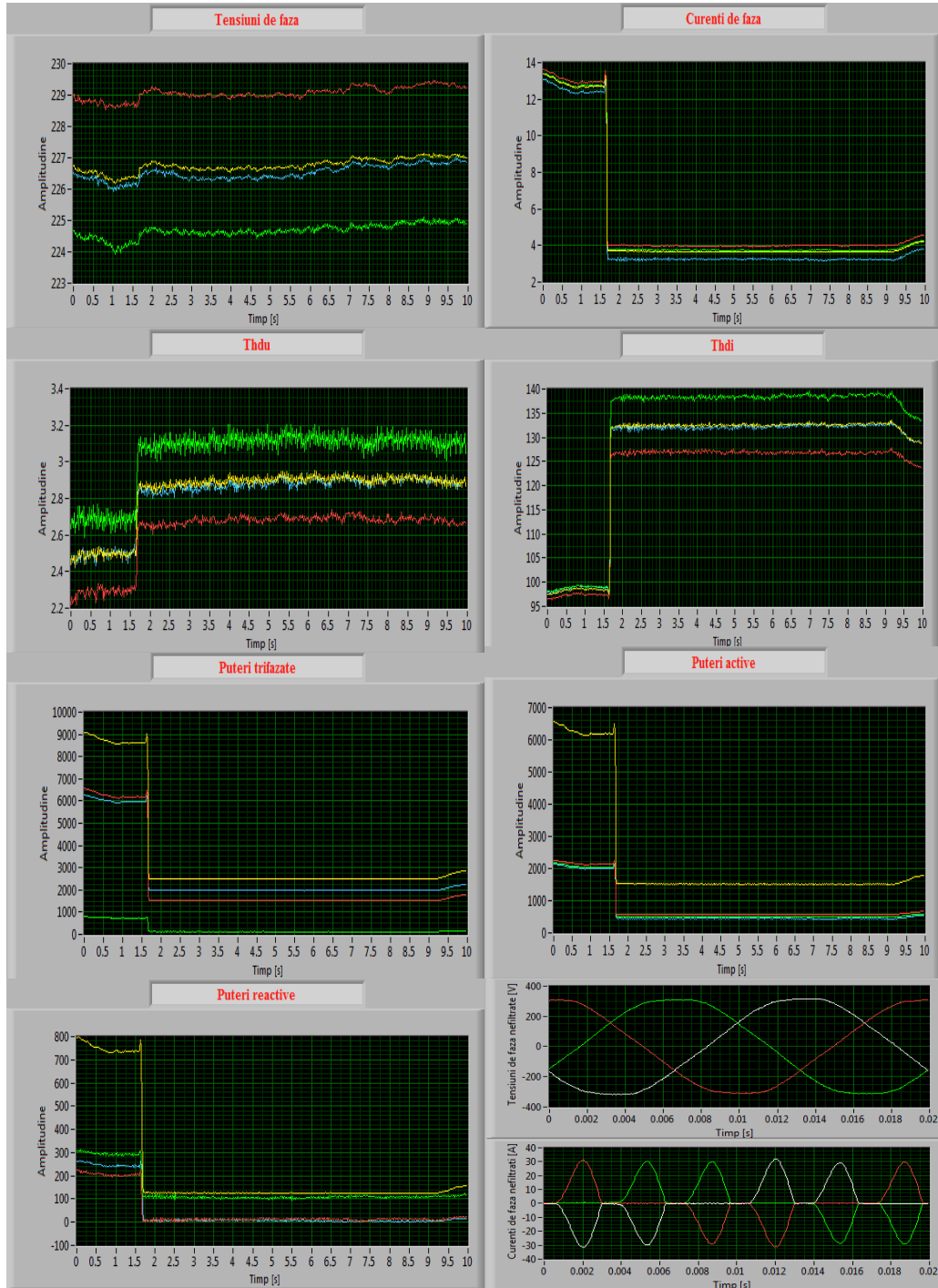


Fig. 2.23.b. Variația parametrilor principali și secundari,  $P = 9\text{kW}$  (60%  $P_n$ ).

56 Măsurarea parametrilor electrici la instalația de călire prin inducție

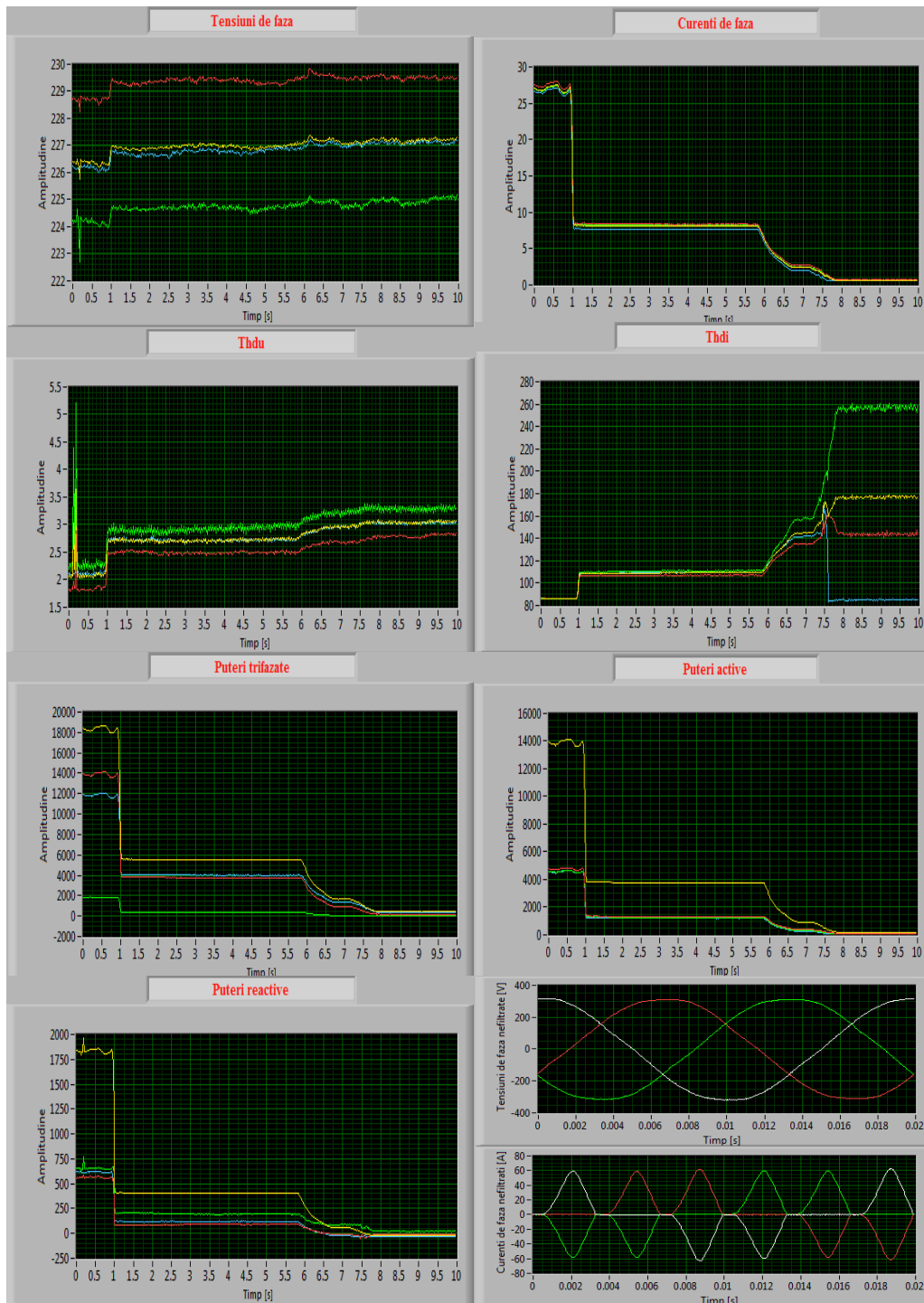


Fig. 2.23.c. Variația parametrilor principali și secundari, P = 15kW (100% Pn).



Sunt necesare următoarele observații. Pentru meniul *Puteri trifazate*, semnificația culorilor este următoarea:

- galben (plot 1) – puterea aparentă S
- roșu (plot 2) – puterea activă P
- verde (plot 3) – puterea reactivă Q
- albastru (plot 4) – puterea deformantă D

Pentru celelalte meniuri, semnificația culorilor este următoarea:

- galben (plot 1) – total
- roșu (plot 2) – faza 1
- verde (plot 3) – faza 2
- albastru (plot 4) – faza 3

Tabelul 2.4 prezintă valorile parametrilor principali și secundari în aceleași condiții de măsurare. Tabelul 2.5 sintetizează amplitudinile armonicilor de curent pentru cele 10 seturi de măsurători efectuate.

Tabel. 2.4. Valorile parametrilor secundari calculați prin aplicația de redare.

Parametri electrici							
Tensiune de fază [V]	Curent de fază [A]	Putere activă [W]	Putere reactivă [VAr]	Putere deformantă [VAd]	Putere aparentă [VA]	THD tensiuni [%]	THD curenți [%]
Puterea instalației de călire P = 1,5kW (10% Pn)							
226,5	3,5	1300	180	1750	2187	2,95	140
Puterea instalației de călire P = 3kW (20% Pn)							
227	6	2700	300	3100	4122	2,8	120
Puterea instalației de călire P = 4,5kW (30% Pn)							
226,5	10	4700	500	4800	6737	2,65	105
Puterea instalației de călire P = 6kW (40% Pn)							
226,6	10,5	4800	500	4900	6878	2,7	105
Puterea instalației de călire P = 7,5kW (50% Pn)							
226,5	11	5500	750	5300	7675	2,65	100
Puterea instalației de călire P = 9kW (60% Pn)							
226,5	13	6200	800	6000	8665	2,5	98
Puterea instalației de călire P = 10,5kW (70% Pn)							
226,3	15,5	7500	1000	7000	10308	2,4	95
Puterea instalației de călire P = 12kW (80% Pn)							
227	19	9500	1500	8500	12835	2,35	92
Puterea instalației de călire P = 13,5kW (90% Pn)							
227	24	11500	1700	10000	15334	2,1	90
Puterea instalației de călire P = 15kW (100% Pn)							
226,5	27	14000	2000	12000	18547	2	85

În figurile 2.24 a, b, c sunt expuse spectrele de armonici pentru curbele de curent, respectiv de tensiune pentru 30, 60, respectiv 100% din puterea nominală a instalației.

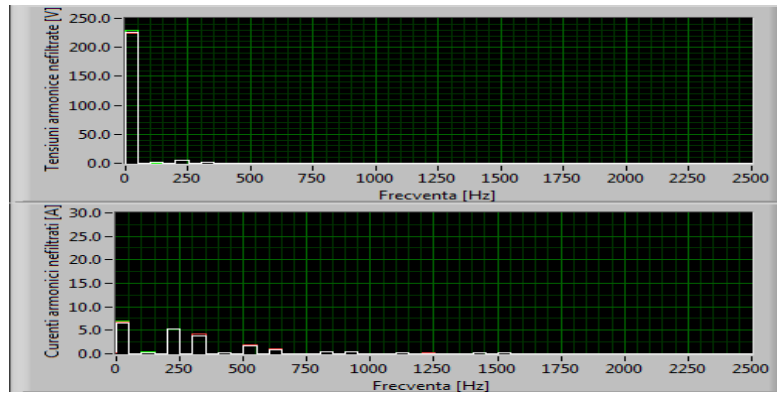


Fig. 2.24 a. Spectre de armonici obținute din curbele de curent și tensiune  $P = 4,5\text{kW}$  (30%  $P_n$ ).

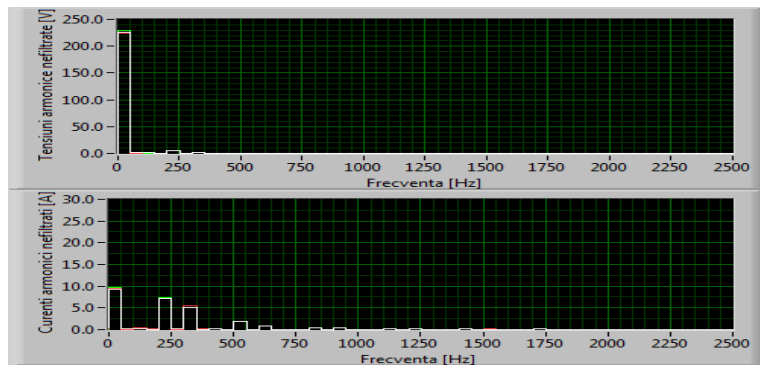


Fig. 2.24 b. Spectre de armonici obținute din curbele de curent și tensiune  $P = 9\text{kW}$  (60%  $P_n$ ).

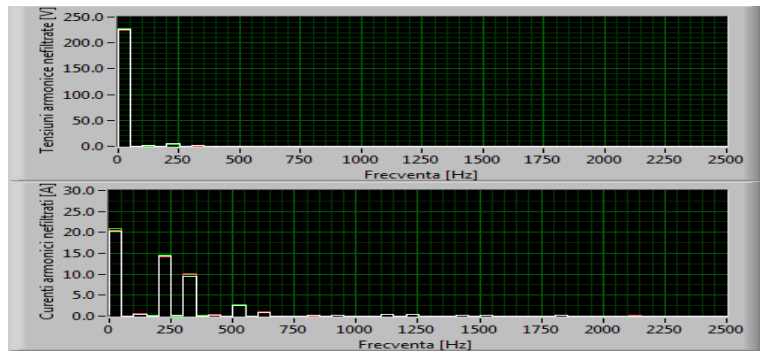


Fig. 2.24 c. Spectre de armonici obținute din curbele de curent și tensiune  $P = 15\text{kW}$  (100%  $P_n$ ).

Tabel. 2.5. Variația amplitudinilor curenților armonici.

Puterea instalației [kW]	Curenți armonici [A]											
	Rang →	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21
1,5	2,5	0,3	1,7	1,6	-	1	0,8	0,4	0,3	0,1	-	-
3	4	-	3	2,7	-	1,5	1	0,3	0,1	-	-	-
4,5	6,7	-	5	4	-	2,8	1	0,1	-	-	-	-
6	6	-	4,3	3,8	-	1,8	1	-	-	-	-	-
7,5	8	-	6	4,8	-	2	1,5	0,2	-	-	-	-
9	9,2	-	7	5,3	-	2	1,5	0,1	-	-	-	-
10,5	11,5	-	8	6	-	2	1,5	0,1	-	-	-	-
12	14	-	10	7,5	-	2,4	1,8	-	-	-	-	-
13,5	17	-	12,5	9,5	-	2,4	1,9	-	-	-	-	-
15	20	-	15	10	-	2,5	2	-	-	-	-	-

Din variația parametrilor principali și secundari în domeniul timp (figurile 2.23 și tabelul 2.4), se poate observa că factorul de distorsiune ce caracterizează curbele tensiunilor de fază este mic (cuprins între 2 și 2,95%), spre deosebire de cel al curbelor de curent. Acestea sunt puternic distorsionate, valoarea distorsiunii armonice totale variind între 85 și 140%. Chiar dacă valorile acestor distorsiuni armonice descresc odată cu creșterea puterii absorbite de la rețea, valorile pentru curbele curenților depășesc cu mult limitele admise prin normativele în vigoare.

Valorile efective ale tensiunilor de fază au o slabă variație odată cu creșterea puterii absorbite de la rețea. Factorul de putere are o variație crescătoare la creșterea puterii absorbite de la rețea (0,59...0,75).

Studiind variațiile tensiunilor și curenților în domeniul frecvență (tabelul 2.5), se poate observa că la puteri absorbite de valori mici, spectrul armonicilor de curent este foarte bogat, fiind semnificativă și armonica de rang 21. Odată cu creșterea puterii, rămân important de studiat armonicile de curent de rang 5, 7, 11 și 13 care cresc constant în amplitudine. Pe parcursul efectuării măsurărilor, armonica de rang 5 atinge valoarea maximă de 15A, armonica de rang 7 are valoarea 10A, armonicile de rang 11 și 13 au valorile 2,5A, respectiv 2A.

## 2.4. Concluzii

În acest capitol sunt descrise dispozitivele hard și soft cu ajutorul cărora s-au înregistrat și calculat variațiile parametrilor electrici ce caracterizează funcționarea unei instalații electrotermice de călire prin inducție electromagnetică.

Măsurătorile s-au efectuat prin două metode.

Prima metodă utilizează analizorul trifazat CA 8334B cu care se achiziționează valori instantanee ale tensiunilor și curenților în punctul de racord al instalației electrotermice la rețeaua electrică de distribuție 0,4kV, 50Hz. Acest

dispozitiv preia valori instantanee ale semnalelor de curent și tensiune și calculează următorii parametri electrici: puteri activă, reactivă, aparentă, factor de vârf, factor de putere, distorsiuni armonice totale ale curbilor de curent și tensiune, afișând totodată și variațiile în timp și frecvență ale acestor parametri. S-au efectuat măsurători în situațiile în care transformatorul de înaltă frecvență ce alimentează inductorul de călire are tensiunile în înfășurarea secundară 100V (raport de transformare 5:1), respectiv 166,6V (raport de transformare 3:1), pentru următoarele valori ale puterii absorbite: 4,5kW, 9kW, 15kW.

A doua metodă utilizează un sistem de achiziții de date compus dintr-un calculator echipat cu o placa de achiziție NI 6221 și dintr-o interfață de adaptare a semnalelor de curent și tensiune preluate din rețeaua de distribuție 0,4kV. Prin intermediul unor aplicații realizate în mediul de programare LabVIEW 2011, se achiziționează eșantioane din semnalele de curent și tensiune. Sunt calculați parametrii electrici prezentați la prima metodă de măsurare. Tensiunea în înfășurarea secundară a transformatorului de înaltă frecvență este 100V (raport de transformare 5:1). Puterea absorbită s-a reglat în trepte, din 10 în 10% din puterea nominală.

În tabelul 2.6 se compară datele obținute prin cele două metode, raportul de transformare al transformatorului de înaltă frecvență fiind 5:1.

Tabel 2.6. Variația parametrilor electrici măsurați, respectiv calculați utilizând cele două metode (raport de transformare 5:1).

Parametrii electrici	Măsurători efectuate cu analizorul CA 8443B (metoda 1)		Măsurători efectuate cu placa de achiziție de date NI-6221 (metoda 2)	
	4,5kW (30% P <sub>n</sub> )	15kW (100% P <sub>n</sub> )	4,5kW (30% P <sub>n</sub> )	15kW (100% P <sub>n</sub> )
Tensiune de fază [V]	229	231	226,5	226,5
Curent de fază [A]	6,91	31,1	10	27
Putere activă [W]	3160	14880	4700	14000
Puterea $\sqrt{Q^2 + D^2}$ (metoda 1) Putere reactivă [VAr] (metoda 2)	3530	15210	500	2000
Putere aparentă [VA]	4787,8	21257	6737	18547
Factor de putere [-]	0,66	0,7	0,7	0,75
THD tensiuni [%]	4,23	3,9	2,65	2
THD curenți [%]	118	103	105	85

Comparând rezultatele obținute utilizând cele două metode, se pot concluziona următoarele:

Valorile efective ale tensiunilor sunt aproximativ constante în tot procesul de măsurare a parametrilor. Valorile curenților, precum și factorul de putere cresc odată cu creșterea puterii absorbite de la rețea.

Distorsiunea armonică totală a curbilor de tensiune se încadrează în limitele admise prin normativele în vigoare (8%). În timpul funcționării instalației de călire, curbele curenților din rețeaua de distribuție se deformează puternic de la forma sinusoidală, astfel că distorsiunea armonică totală depășește 140%.

### **3. DIMENSIONAREA INSTALAȚIILOR DE ÎMBUNĂȚIRE A INDICATORILOR DE CALITATE**

Dacă în urma analizei formelor curbelor de tensiune și de curent electric, într-un punct al rețelei electrice se constată depășirea valorilor admise ale distorsiunilor, sunt necesare măsuri pentru reducerea nivelului de poluare armonică.

În mod uzual, aspectele legate de poluarea armonică a rețelelor de distribuție de energie electrică sunt considerate încă din faza de proiectare a consumatorilor racordați la rețea. După adoptarea acestor măsuri stabilite în limite raționale din punct de vedere tehnico-economic, pentru aducerea regimului deformant în limite normale se pune problema conectării filtrelor de armonici în punctul de racord al consumatorului deformant [4].

Sursele de armonici au proprietatea că, în general, nivelul armonicilor scade odată cu creșterea rangului armonicilor. Acest fapt impune alegerea echipamentelor de filtrare astfel încât acestea să limiteze armonicile de rang inferior [27], [28], [30], [32].

Există în prezent trei tipuri de filtre de armonici: filtre pasive (absorbante și refulante), filtre active și filtre hibride [45], [46], [50], [53], [54], [55]. Filtrele pasive absorbante sunt compuse din montaje serie de bobine și condensatoare. Se montează în paralel pe consumatorul deformant (și cu sistemul de alimentare). Au o impedanță redusă (aproape nulă) la una sau mai multe frecvențe. Aceste filtre urmăresc scurtcircuitarea armonicilor de curent cât mai aproape de echipamentul care le produce. În felul acesta se evită pătrunderea armonicilor în rețeaua distribuitorului și deformarea tensiunii acesteia. Filtrele pasive refulante constau din circuite RLC paralel, rezonante pe o anumită frecvență aleasă corespunzător, care se conectează în circuitul de alimentare al receptorului neliniar, în serie cu acesta. Aceste filtre servesc la blocarea (refularea) armonicilor de curent de frecvență egală cu frecvența de rezonanță a circuitului dat de componentele sale reactive (armonica de ordin  $k$ ). Circuitul rezonant paralel LC este astfel acordat încât să prezinte o impedanță teoretic infinită armonicilor de ordin  $k$  a curentului [31], [33], [34], [36], [52]. Filtrele active sunt convertitoare statice de putere realizate cu dispozitive electronice de comutație care generează curenți de compensare în rețeaua electrică de distribuție, astfel încât curbele deformate ale curenților să devină sinusoidale [10], [11], [12], [13], [21].

Filtrele hibride constituie un ansamblu de filtre pasive și active ce funcționează pentru aceeași instalație ce generează regim deformant. Montarea de filtre pasive absorbante pe barele de alimentare ale consumatorului reprezintă mijlocul cel mai eficient pentru limitarea efectelor regimului deformant și încadrarea coeficientului de distorsiune în limitele admise [4].

Deoarece în urma măsurătorilor prezentate în capitolul precedent, s-a constatat prezența armonicilor de ordin 5, 7, 11 și 13. În acest capitol sunt prezentate detaliile de proiectare pentru un sistem de patru filtre pasive absorbante trifazate acordate pe armonicile 5, 7, 11 și 13. După cum s-a observat din capitolul 2, aceste armonici au nivelul cel mai ridicat. De asemenea, în acest capitol sunt descrise detaliile de proiectare a unui filtru activ realizat cu tranzistoare IGBT comandate utilizând aplicații soft [9], [10], [11], [15], [16], [17], [18], [19], [20].

### 3.1. Dimensionarea filtrelor pasive absorbante pe armonicile 5, 7, 11 și 13

În figura 3.1 este prezentată schema de conectare a unui filtru pasiv absorbant trifazat pe barele de alimentare ale consumatorului deformant [36], [38], [39], [41], [44], [47].

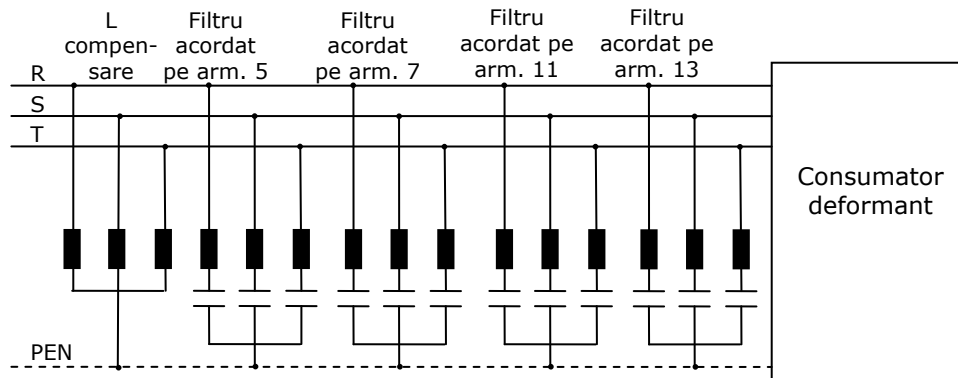


Fig. 3.1. Conectarea filtrelor pasive absorbante acordate pe armonicile 5, 7, 11, 13.

Curenții nominali necesari pentru dimensionarea filtrelor absorbante rezultați în urma măsurărilor prezentate în capitolul al 2-lea au următoarele valori:

- curentul nominal al filtrului pentru armonica 5:  $I_n^5 = 20A$
- curentul nominal al filtrului pentru armonica 7:  $I_n^7 = 15A$
- curentul nominal al filtrului pentru armonica 11:  $I_n^{11} = 5A$
- curentul nominal al filtrului pentru armonica 13:  $I_n^{13} = 5A$

Deoarece există posibilitatea apariției unor circulații de curenți armonici proveniți de la consumatorii deformanți îndepărtați [6], valorile curenților necesari dimensionării filtrelor sunt mai mari decât ale curenților armonici reali prezentați în capitolul al 2-lea.

În acest capitol sunt prezentate patru metode de dimensionare a filtrelor pasive absorbante [6], precum și rezultatele obținute utilizând aceste metode.

I. Prima metodă permite dimensionarea filtrelor absorbante pe baza condițiilor privitoare la tensiunea și solicitarea termică a condensatoarelor [6], [30].

Ca ipoteză simplificatoare s-a presupus că prin filtrul acordat pe o anumită armonică circulă la un moment dat doar curentul armonicii respective și curentul fundamentalei [6].

a) Prima condiție [6] impune ca tensiunea la bornele capacității filtrului, datorată atât fundamentalei, cât și armonicii de ordin  $k$ , să fie mai mică decât tensiunea admisibilă la bornele condensatorului ales, conform următoarei relații:

$$U_{C50} + U_{Ck} \leq U_{adm} \quad (3.1)$$

unde  $U_{C50}$  reprezintă pierderea de tensiune datorată fundamentalei,  $U_{Ck}$  - pierderea de tensiune datorată armonicii de ordin  $k$  și  $U_{adm}$  - tensiunea admisibilă la bornele condensatorului ales.

Această relație poate fi scrisă sub forma:

$$\frac{k^2}{k^2 - 1} U_f + \frac{I_n^k}{k\omega C} \leq U_{adm} \quad (3.2)$$

unde  $U_f$  este tensiunea de fază. Astfel rezultă prima condiție de dimensionare a capacității filtrului bazată pe limitarea tensiunii la bornele acestuia:

$$C_u \geq \frac{I_n^k}{k\omega \left( U_{adm} - \frac{k^2}{k^2 - 1} U_f \right)} \quad (3.3)$$

b) A doua condiție impune ca puterea disipată pe filtru să fie mai mică decât cea admisibilă, adică:

$$\omega \cdot C \cdot U_{C50}^2 \cdot tg\delta + \frac{I_n^k}{k\omega C} \cdot tg\delta \leq \omega \cdot C \cdot U_{adm}^2 \cdot tg\delta \quad (3.4)$$

unde  $tg\delta$  reprezintă tangenta unghiului de pierderi dielectrice al condensatoarelor alese. Din această relație rezultă a doua condiție de dimensionare a capacității filtrului bazată pe solicitarea termică a acestuia:

$$C_t \geq \frac{I_n^k}{\omega \sqrt{k \left( U_{adm}^2 - \left( \frac{k^2}{k^2 - 1} \right)^2 \cdot U_f^2 \right)}} \quad (3.5)$$

Capacitatea filtrului se alege astfel încât să fie respectate simultan relațiile (3.3) și (3.5).

Inductivitatea filtrului acordat pe armonica de ordin  $k$  se face pe baza relației:

$$L = \frac{1}{k^2 \omega^2 C} \quad (3.6)$$

Performanțele filtrului se pot determina pe baza valorilor elementelor din structura acestuia. Astfel, curentul corespunzător frecvenței de 50 Hz este dat de relația:

$$I_{50} = \frac{U_f}{\frac{1}{\omega C} - \omega L} = \frac{k^2}{k^2 - 1} \cdot \omega C U_f \quad (3.7)$$

iar curentul total care străbate filtrul este:

$$I_F^k = \sqrt{(I_{50})^2 + (I_n^k)^2} \quad (3.8)$$

Notând cu  $Q_0$  puterea reactivă admisibilă pe un condensator, cu  $U_0$  tensiunea admisibilă a unei laturi și cu  $n$  numărul de condensatoare conectate în paralel, curentul admisibil este dat de relația:

$$I_{adm} = n \cdot \frac{Q_0}{U_0} \quad (3.9)$$

## 64 Dimensionarea instalațiilor de îmbunătățire a indicatorilor de calitate

Verificarea corectitudinii proiectării filtrului din punct de vedere al curentului care străbate condensatoarele se face pe baza relației:

$$\frac{I_F^k}{I_{adm}} \leq 1,3 \quad (3.10)$$

Tensiunea la bornele capacității filtrului se poate obține pe baza relației:

$$U_C = \frac{k^2}{k^2 - 1} \cdot U_f + \frac{I_n^k}{k\omega C} \quad (3.11)$$

pe baza căreia se poate verifica dacă raportul între tensiunea la bornele capacității și tensiunea admisibilă să îndeplinească condiția:

$$\frac{U_C}{U_0} \leq 1,1 \quad (3.12)$$

Deoarece la frecvența de 50 Hz impedanțele filtrelor de absorbție au caracter capacitiv, puterea reactivă totală absorbită de către acestea este dată de relația:

$$Q_{Filtru} = Q_{C50} - Q_{L50} = 3 \cdot \frac{U^2}{X_{C50}} \cdot \frac{k^2}{k^2 - 1} \quad (3.13)$$

O condiție nerestrictivă care intervine în proiectarea filtrelor de absorbție constă în aceea că impedanțele caracteristice ale filtrelor trebuie să fie egale. Aceasta se poate scrie sub forma:

$$Z_C^5 = Z_C^7 = Z_C^{11} = Z_C^{13} \quad (3.14)$$

$$\text{sau} \quad \frac{L^5}{C^5} = \frac{L^7}{C^7} = \frac{L^{11}}{C^{11}} = \frac{L^{13}}{C^{13}} \quad (3.15)$$

II. A doua metodă de dimensionare a filtrelor absorbante prezentată în [6], constă în *determinarea numărului de condensatoare paralel după alegerea prealabilă a tipului de condensator* respectând condițiile:

$$\text{a) } U_{C50} + U_{Ck} \leq U_0 \quad \text{și} \quad (3.16)$$

$$\text{b) } \sqrt{\left( I_{50}^2 + (I_n^k)^2 \right)} \leq 1,3 \cdot I_{adm} \quad (3.17)$$

$U_0$  reprezentând tensiunea maximă admisibilă pe o latură.

Numărul de condensatoare conectate în paralel se calculează cu relațiile:

$$n_1 \geq \frac{\frac{U_0^2}{Q_0} \cdot I_n^k}{k \left( U_0 - \frac{k^2}{k^2 - 1} \cdot U_f \right)} \quad (3.18)$$

$$\text{respectiv} \quad n_2 \geq \frac{\frac{U_0}{Q_0} \cdot I_n^k}{\sqrt{1,3^2 - \left( \frac{k^2}{k^2 - 1} \right)^2 \cdot \frac{U_f^2}{U_0^2}}} \quad (3.19)$$



Numărul de condensatoare conectate în paralel se alege astfel încât să fie respectate simultan (3.18) și (3.19), potrivit relației:

$$n = \max([n_1], [n_2]) \quad (3.20)$$

celelalte elemente ale filtrului absorbant fiind calculate pe baza relațiilor prezentate la metoda anterioară. În continuare proiectarea filtrului decurge în mod similar metodei precedente.

III. A treia metodă [6] realizează dimensionarea filtrului pe baza *condițiilor privitoare la tensiunea și curentul admisibil*, fiind denumită și *metoda U-I*. Potrivit normelor, [4], în cazul acestei metode este necesar a fi îndeplinite simultan condițiile (3.16) și

$$a) I_{50}^2 + (I_n^k)^2 \leq (1,5I_0)^2, \text{ potrivit normelor VDE 0560 sau} \quad (3.21)$$

$$b) I_{50}^2 + (I_n^k)^2 \leq (1,3I_0)^2, \text{ potrivit normelor CEI 70/1967} \quad (3.22)$$

În ipoteza în care se dorește proiectarea conform normelor VDE 0560 tensiunea  $U_0$  trebuie să îndeplinească relația:

$$U_0 \geq \frac{k^2}{k^2 - 1} \cdot \frac{k^2 + \sqrt{1,25k^2 + 2,25}}{k^2 - 2,25} \cdot U_f = aU_f \quad (3.23)$$

Valoarea capacității filtrului se determină pe baza relației:

$$C \geq \frac{I_n^k}{\omega U_f} \cdot \frac{1}{k} \cdot \frac{k^2 - 1}{k^2} \cdot \frac{k^2 - 2,25}{k^2 + \sqrt{1,25k^2 + 2,25}} = \frac{I_n^k}{\omega U_f} \cdot \beta \quad (3.24)$$

În tabelul 3.1 sunt prezentate valorile coeficienților  $a$  și  $\beta$  pentru armonicile de diferite ordine.

Tabel 3.1. Valorile parametrilor  $a$  și  $\beta$  pentru diferite armonici la metoda U-I.

$k$	3	5	7	11	13
$a$	2,1124	1,4037	1,2439	1,1326	1,1077
$\beta$	1,0128	0,5434	0,6402	0,7313	0,7582

IV. A patra metodă prezentată în [6] realizează dimensionarea filtrului pe baza *condițiilor privitoare la tensiunea și puterea admisibilă*, fiind denumită și *metoda U-P*. În cazul acestei metode este necesar a fi îndeplinite simultan relațiile (3.16) și

$$\omega C \cdot U_{C50}^2 \cdot \text{tg}\delta + k\omega C \cdot U_{Ck}^2 \cdot \text{tg}\delta \leq \omega C \cdot U_0^2 \cdot \text{tg}\delta \quad (3.25)$$

În mod similar cu metoda precedentă pe baza relațiilor (3.16) și (3.25) se obțin relațiile de dimensionare a capacității filtrului:

$$U_0 \geq \left(\frac{k}{k-1}\right)^2 \cdot U_f = aU_f \quad (3.26)$$

Valoarea capacității filtrului se determină din condiția:

$$\frac{I_n^k}{k\omega C} \leq \frac{2}{k-1} \cdot U_{C50} = \frac{2}{k-1} \cdot \frac{k^2}{k^2-1} \cdot U_f \quad (3.27)$$

din care rezultă relația de dimensionare a capacității filtrului:

$$C \geq \frac{I_n^k}{\omega U_f} \cdot \frac{k-1}{2k} \cdot \frac{k^2-1}{k^2} = \frac{I_n^k}{\omega U_f} \cdot \beta \quad (3.28)$$

În mod similar cu metoda precedentă, valorile coeficienților  $\alpha$  și  $\beta$  pentru armonicile de diferite ordine sunt prezentate în tabelul 3.2.

Tabel 3.2. Valorile parametrilor  $\alpha$  și  $\beta$  pentru diferite armonici la metoda U-P.

$k$	3	5	7	11	13
$\alpha$	2,2500	1,5625	1,3611	1,2100	1,1736
$\beta$	0,2963	0,3840	0,4198	0,4508	0,4588

În cazul acestei metode după determinarea valorii capacității filtrului este necesară o verificare suplimentară a faptului că încărcarea în curent să nu fie mai mare decât  $1,3xI_{adm}$ , (potrivit normelor CEI 70/1967) sau  $1,5xI_{adm}$  (potrivit normelor VDE 0560).

Atât în cazul metodei U-I cât și în cazul metodei U-P după alegerea valorii capacității filtrului proiectarea decurge în mod asemănător cu prima metodă [6].

Utilizând metodele prezentate mai sus, precum și rezultatele măsurărilor privitoare la curenții armonici prezentate în capitolul al 2-lea, s-au dimensionat filtrele absorbante pentru armonicile 5, 7, 11 și 13.

Indiferent de metoda de proiectare utilizată, în prima fază de proiectare se alege tipul de condensator. În continuare este descrisă dimensionarea filtrului absorbant acordat pe armonica 5 utilizând cele 4 metode prezentate mai sus. Dimensionarea filtrelor acordate pe armonicile 7, 11 și 13 se face în mod analog.

Filtrul se conectează la tensiunea de fază a rețelei de distribuție  $U_f = 230V$ .

Tensiunea la care trebuie să reziste condensatorul echivalent unei laturi este dată de relația:

$$U_0 = U_{max} = 1,2U_f = 276 V \quad (3.29)$$

Condensatoarele alese vor avea tensiunea nominală:

$$U_n = 400V \quad (3.30)$$

Aplicând prima metodă de dimensionare a filtrelor pe baza condițiilor privitoare la tensiunea și solicitarea termică a condensatoarelor rezultă potrivit relațiilor (3.3) și (3.5) condițiile:

$$C_u \geq 79,41 \mu F \quad (3.31)$$

$$C_t \geq 88,92 \mu F \quad (3.32)$$

Pentru a fi îndeplinite simultan relațiile (3.31) și (3.32), valoarea capacității filtrului se alege:

$$C = 100 \mu F \quad (3.33)$$

filtru care necesită utilizarea unui condensator conectat în paralel pe fiecare fază.

Utilizând *a doua metodă* de dimensionare, din relațiile (3.18), (3.19) rezultă:

$$n_1 \geq 5,03 \quad (3.34)$$

$$n_2 \geq 3,43 \quad (3.35)$$

Conform celei de a doua metode, se observă că numărul de condensatoare conectate în paralel pe o fază trebuie să fie minim 5.

Alegând valoarea condensatorului potrivit celei de *a treia metode* de proiectare prezentate potrivit relației (3.24) se obține:

$$C \geq 150,48 \mu F \quad (3.36)$$

Alegând valoarea condensatorului potrivit celei de *a patra metode* de proiectare prezentate potrivit relației (3.28) se obține:

$$C \geq 106,34 \mu F \quad (3.37)$$

În final, pe fiecare fază se vor alege 6 condensatoare cu capacitatea  $C = 100 \mu F$  conectate în paralel.

Pe baza valorii alese pentru capacitatea filtrului, din relația (3.6) rezultă valoarea inductivității filtrului:

$$L = 0,675 mH \quad (3.38)$$

Verificarea corectitudinii proiectării filtrului din punct de vedere al curentului se face utilizând relațiile (3.7) – (3.10). Se obțin pe rând:

$$I_{50} = 45,13 A,$$

$$I_F^5 = 49,36 A, \quad (3.39)$$

$$I_{adm} = 36,1 A$$

fiind îndeplinită și condiția impusă de relația (3.10):

$$\frac{I_F^5}{I_{adm}} = 1,3 \leq 1,3 \quad (3.40)$$

Din punct de vedere al tensiunii la bornele capacității filtrului din relația (3.11) se obține

$$U_C = 260,81 V \quad (3.41)$$

valoare care verifică condiția (3.12):

$$\frac{U_C}{U_0} = 0,94 \leq 1,1 \quad (3.42)$$

Puterea reactivă absorbită de filtrul pe *armonica 5* este dată de relația (3.13), rezultând:

$$Q_{Filtru}^5 = 31,14 kVAR \quad (3.43)$$

În mod analog se dimensionează filtrele absorbante acordate pe armonicile 7, 11 și 13. Rezultatele sunt prezentate în tabelul 3.3.

Presupunând că la un moment dat sunt conectate toate filtrele, rezultă pe treapta de putere maximă un consum de putere reactivă de:

$$Q_{max} = Q_{100\%} + Q^5 + Q^7 + Q^{11} + Q^{13} = -39,32 kVAR \quad (3.44)$$

Unde  $Q_{100\%}$  este puterea reactivă absorbită de instalația fără filtre.

Compensarea puterii reactive  $Q_{max}$  se face cu inductivitatea:

$$L = \frac{3U_f^2}{\omega Q} = 12,85 mH \quad (3.45)$$

Tabel 3.3. Rezultatele dimensionării filtrelor pasive acordate pe armonicile 5, 7, 11 și 13.

	Armonica 5	Armonica 7	Armonica 11	Armonica 13
$C_u$ [ $\mu$ F]	79,41	41,3	8,61	7,26
$C_t$ [ $\mu$ F]	88,92	55,75	14,73	13,53
$C$ [ $\mu$ F]	600	400	150	150
$L$ [mH]	0,675	0,516	0,558	0,399
$I_{50}$ [A]	45,13	29,48	10,92	10,89
$I_F^K$ [A]	49,36	33,08	12	11,98
$I_{adm}$ [A]	36,1	24	9,02	9,02
$\frac{I_F^K}{I_{adm}} < 1,3$	1,3	1,3	1,3	1,3
$U_C$ [V]	260,81	251,85	241,56	239,53
$\frac{U_C}{U_0} < 1,1$	0,94	0,91	0,87	0,86
$Q^{(k)}$ [kVar]	31,14	20,34	7,53	7,51

### 3.2. Dimensionarea filtrului activ

Filtrele active sunt convertoare electronice care detectează în timp real forma distorsionată a curbelor de curent sau tensiune și generează semnale care compensează această distorsiune. Filtrele active pot fi conectate în configurație serie (în serie cu generatorul de armonici), sau paralel (în paralel cu generatorul de armonici) [31], [35], [37].

Acest capitol își propune dimensionarea unui filtru activ de tip paralel (shunt). În general, un filtru activ shunt este alcătuit din două componente principale [23], [24], [25], [26]:

- controlerul filtrului activ care procesează semnalele de curent sau tensiune distorsionate și

- converterul PWM care preia continuu semnalele generate de controler și comandă în consecință funcționarea dispozitivelor semiconductoare (sistem denumit în continuare *modul IGBT*) care generează semnale ce compensează distorsiunea curentilor sau tensiunilor [40], [42], [43], [48].

În figura 3.2 este prezentat modul de conectare în sistem a filtrului activ shunt.

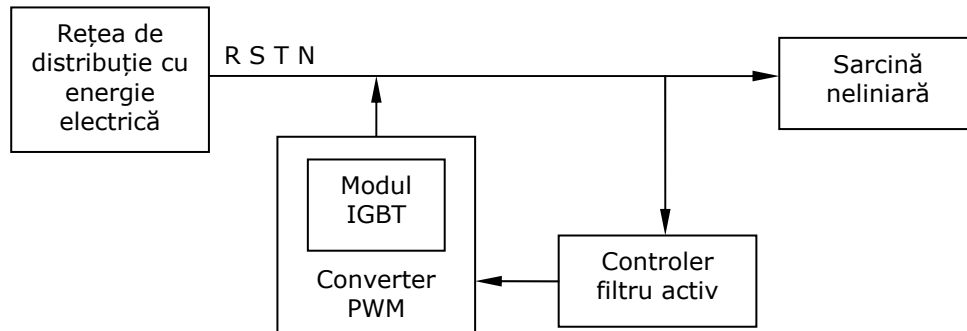


Fig. 3.2. Conectarea filtrului activ la sarcina neliniară.

Filtrul activ propus aici achiziționează semnalele de curent și tensiune din rețeaua electrică de distribuție 0,4kV, 50Hz care alimentează cu energie electrică instalația electrotermică [7], [8]. Achiziționarea acestor semnale presupune utilizarea interfeței de adaptare și a plăcii de achiziție de date descrise în capitolul al 2-lea. Utilizând o aplicație soft realizată în mediul de programare LabVIEW 2011, din componența semnalelor distorsionate se extrag componentele reziduale care comandă funcționarea unui sistem de șase tranzistoare IGBT utilizând aceeași placă de achiziție. Cele șase tranzistoare generează semnalele ce urmează să compenseze curenții distorsionați din rețea.

### 3.2.1. Controlerul filtrului activ

În acest caz controlerul filtrului activ este alcătuit din sistemul de achiziție descris în capitolul al 2-lea și aplicația LabVIEW denumită în continuare *controler filtru activ*.

Aplicația soft poate prelua în timp real eșantioane din semnalele achiziționate sau poate încărca fișiere de tip text ce conțin informații privitoare la aceste eșantioane. Frecvența de eșantionare la nivelul unui canal de achiziție este  $f_s = 25\text{kHz}$ . Numărul de eșantioane pe perioadă rezultă din relația:

$$N = f_s \cdot T = 25\text{kHz} \cdot 0,02\text{s} = 500 \text{ eșantioane} \quad (3.46)$$

Pentru a urmări principiul de funcționare descris mai sus, aplicația soft preia semnalele distorsionate de curent și tensiune  $i_1(t)$ ,  $i_2(t)$ ,  $i_3(t)$ ,  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$  și  $u_3(t)$ . Acestor semnale li se aplică Transformata Fourier Rapidă pentru a se extrage din fiecare amplitudinea și faza componentei fundamentale [7], [8].

Componentele fundamentale de curent și tensiune se calculează în complex astfel:

$$\underline{I}_{11} = I_{11} \cdot e^{j \cdot \Phi_{11}}, \quad \underline{I}_{21} = I_{21} \cdot e^{j \cdot \Phi_{21}}, \quad \underline{I}_{31} = I_{31} \cdot e^{j \cdot \Phi_{31}} \quad (3.47)$$

$$\underline{U}_{11} = U_{11} \cdot e^{j \cdot \Phi_{11}}, \quad \underline{U}_{21} = U_{21} \cdot e^{j \cdot \Phi_{21}}, \quad \underline{U}_{31} = U_{31} \cdot e^{j \cdot \Phi_{31}} \quad (3.48)$$

unde  $I_{mn}$  reprezintă amplitudinea fazorului  $\underline{I}_{mn}$ ,  $\Phi$  este defazajul,  $m$  este faza, iar  $n$  este ordinul armonicii de curent. Pentru tensiuni notațiile sunt asemănătoare.

Utilizând metoda componentelor simetrice se pot determina valorile componentelor de secvență directă (notate cu +) și de secvență inversă (notate cu -) ale componentelor fundamentale de curent și tensiune:

$$\begin{aligned}
\underline{I}_{11}^+ &= \frac{1}{3}(\underline{I}_{11} + a \cdot \underline{I}_{21} + a^2 \cdot \underline{I}_{31}), \quad \underline{U}_{11}^+ = \frac{1}{3}(\underline{U}_{11} + a \cdot \underline{U}_{21} + a^2 \cdot \underline{U}_{31}) \\
\underline{I}_{21}^+ &= \frac{1}{3}(\underline{I}_{21} + a \cdot \underline{I}_{31} + a^2 \cdot \underline{I}_{11}), \quad \underline{U}_{21}^+ = \frac{1}{3}(\underline{U}_{11} + a \cdot \underline{U}_{21} + a^2 \cdot \underline{U}_{31}) \\
\underline{I}_{31}^+ &= \frac{1}{3}(\underline{I}_{31} + a \cdot \underline{I}_{11} + a^2 \cdot \underline{I}_{21}), \quad \underline{U}_{31}^+ = \frac{1}{3}(\underline{U}_{31} + a \cdot \underline{U}_{11} + a^2 \cdot \underline{U}_{21}) \\
\underline{I}_{11}^- &= \frac{1}{3}(\underline{I}_{11} + a^2 \cdot \underline{I}_{21} + a \cdot \underline{I}_{31}), \quad \underline{U}_{11}^- = \frac{1}{3}(\underline{U}_{11} + a^2 \cdot \underline{U}_{21} + a \cdot \underline{U}_{31}) \\
\underline{I}_{21}^- &= \frac{1}{3}(\underline{I}_{21} + a^2 \cdot \underline{I}_{31} + a \cdot \underline{I}_{11}), \quad \underline{U}_{21}^- = \frac{1}{3}(\underline{U}_{21} + a^2 \cdot \underline{U}_{31} + a \cdot \underline{U}_{11}) \\
\underline{I}_{31}^- &= \frac{1}{3}(\underline{I}_{31} + a^2 \cdot \underline{I}_{11} + a \cdot \underline{I}_{21}), \quad \underline{U}_{31}^- = \frac{1}{3}(\underline{U}_{31} + a^2 \cdot \underline{U}_{11} + a \cdot \underline{U}_{21})
\end{aligned} \tag{3.49}$$

unde  $a$  este operatorul complex de rotire:

$$a = e^{j \cdot 2\pi / 3} \tag{3.50}$$

Curenții reziduali se obțin prin scăderea componentelor de secvență directă ale componentelor fundamentale de curent din semnalele distorsionate de curent (semnalele de intrare).

$$\begin{aligned}
i_{1r}(t) &= i_1(t) - i_{11}^+(t) \\
i_{2r}(t) &= i_2(t) - i_{21}^+(t) \\
i_{3r}(t) &= i_3(t) - i_{31}^+(t)
\end{aligned} \tag{3.51}$$

În figura 3.3 este prezentată schema bloc de generare a curenților reziduali.

În vederea generării variației în timp a componentelor de secvențe directă și inversă a componentelor fundamentale de curent și tensiune, aplicația soft conține generatoare virtuale de semnal sinusoidal configurate cu frecvența de eșantionare  $f_s = 25\text{kHz}$  și  $N = 500$  eșantioane/periodă.

### 3.2.2. Converterul PWM al filtrului activ

Datele prezentate în capitolul al 2-lea evidențiază necesitatea proiectării unui dispozitiv de compensare a distorsiunilor curbilor de curent. Prin *urmărire converterul PWM al filtrului activ* va genera semnale utilizate doar pentru compensarea semnalelor de curent.

Aplicația *controler filtru activ* preia curenții reziduali  $i_{1r}(t)$ ,  $i_{2r}(t)$  și  $i_{3r}(t)$  și îi aplică unui bloc matematic care separă alternanțele pozitive de cele negative ale acestor semnale. Cele șase semnale rezultate sunt modulate în durată utilizând aplicațiile *converter PWM1+*, *PWM1-*, *PWM2+*, *PWM2-*, *PWM3+*, *PWM3-*, realizate în LabVIEW 2011. Pulsurile generate comandă prin intermediul plăcii de achiziție intrarea în conducție a șase tranzistoare IGBT care generează semnalele de compensare ale filtrului activ (figura 3.4).

În acest paragraf este descris principiul de proiectare al aplicațiilor *converter PWM*, urmând ca în paragraful 3.2.3 să se detalieze modul de construcție și funcționare a *modulului IGBT*.

Aplicațiile *converter PWM1+*, *PWM1-*, *PWM2+*, *PWM2-*, *PWM3+*, *PWM3-* sunt proiectate ca subrutine ce funcționează în cadrul programului principal care este aplicația *controler filtru activ*. Cele șase semnale reziduale de curent  $i_{1r+}(t)$ ,  $i_{1r-}(t)$ ,  $i_{2r+}(t)$ ,  $i_{2r-}(t)$ ,  $i_{3r+}(t)$  și  $i_{3r-}(t)$  sunt preluate eșantion cu eșantion de către aplicațiile

converter PWM care generează pulsuri cu durată proporțională cu amplitudinea semnalelor reziduale. Din relația (3.46) rezultă că numărul maxim de eșantioane pe perioadă al semnalelor generate de aplicațiile descrise aici este  $N = 500$  eșantioane / perioadă.

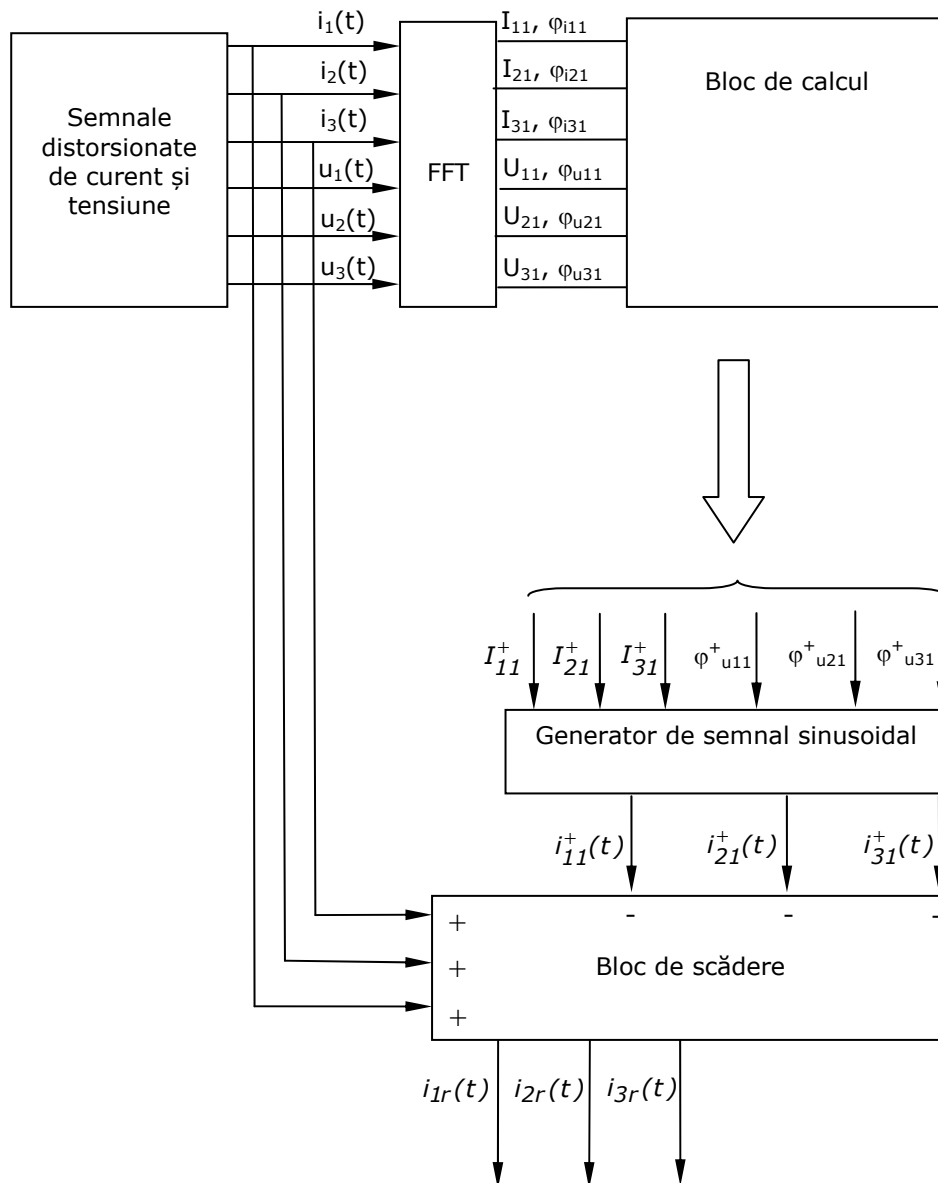


Fig. 3.3. Schema bloc de generare a curenților reziduali.

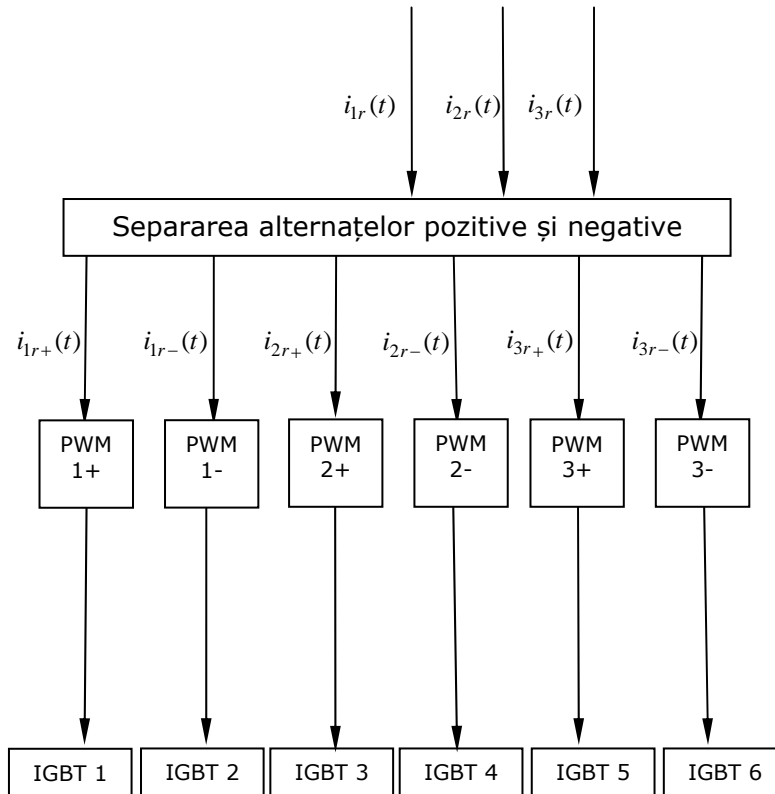


Fig. 3.4. Generarea semnalelor de comandă pentru tranzistoarele IGBT.

Fiecare convertor PWM este proiectat să funcționeze la diferite frecvențe de modulație, această opțiune conferind acuratețe variabilă pentru pulsurile rezultate.

Valorile frecvențelor de modulație sunt alese dintre divizorii valorii frecvenței maxime de clock a plăcii de achiziție de date,  $f_{\text{clock}} = 100\text{kHz}$ . Aceste frecvențe sunt: 2500Hz, 4000Hz, 5000Hz, 10000Hz și 12500Hz și pot fi selectate de pe panoul frontal al aplicației din figura 3.4.

### 3.2.3. Modulul IGBT

Pulsurile provenite de la cele șase convertere PWM comandă *modulul IGBT* prin intermediul pinilor digitali de ieșire ai plăcii de achiziție de date. *Modulul IGBT* este echipat cu șase tranzistoare IGBT conectate ca în schema electrică din figura 3.5. Pentru izolarea galvanică a plăcii de achiziție de date față de modul, schema conține șase circuite optocuploare.

Pinii de ieșire ai filtrului activ sunt *faza R*, *faza S* și *faza T*. Semnalele de ieșire reprezintă curenții de compensare generați de filtrul activ descris în acest capitol.



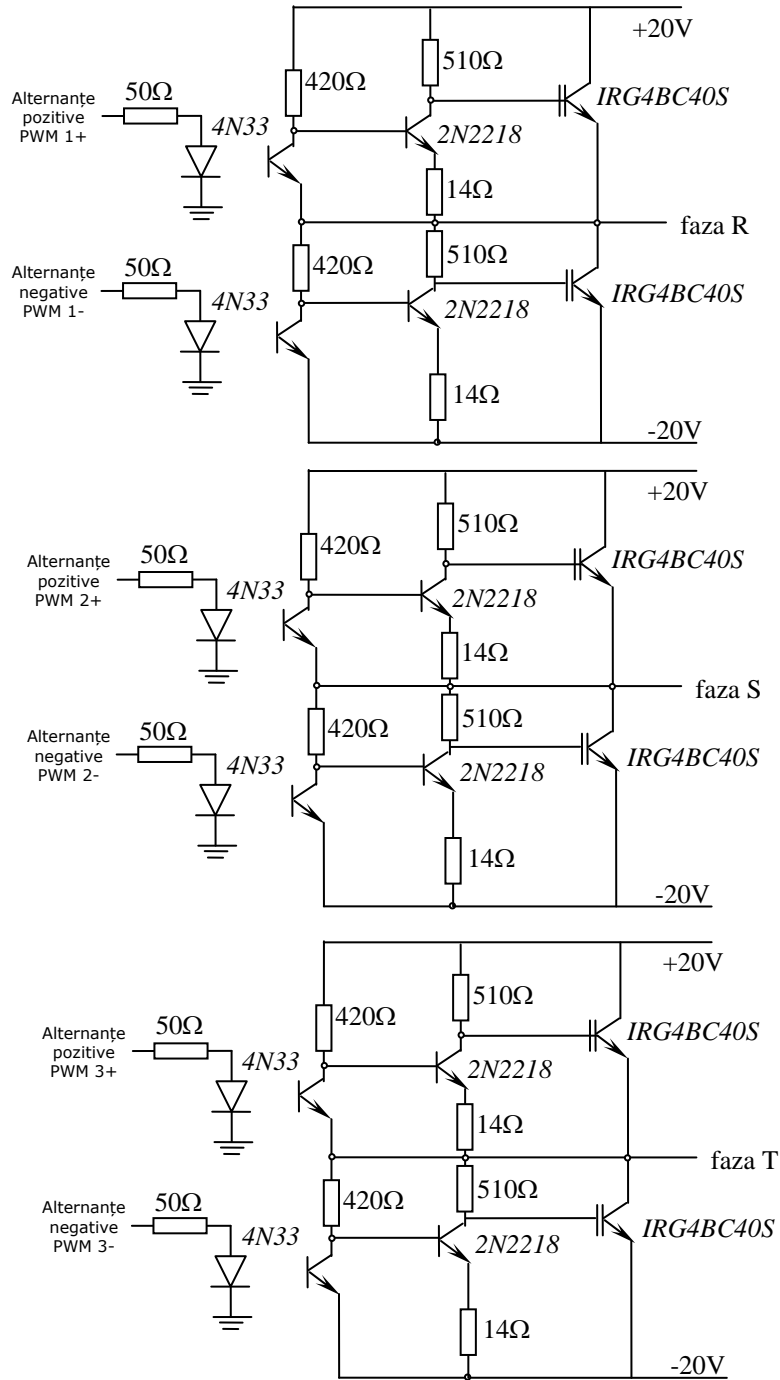


Fig. 3.5. Schema electrică a *modulului IGBT*.

### 3.3. Concluzii

În urma setului de măsurători ai parametrilor electrici ce caracterizează instalația de călire și care a fost prezentat în capitolul al 2-lea, s-au propus metode de reducere a distorsiunilor armonice ale curbelor de curent din rețeaua electrică de distribuție a energiei electrice.

Prin urmare, în acest capitol s-a realizat dimensionarea unui filtru hibrid compus dintr-un sistem trifazat de filtre pasive absorbante și un filtru activ trifazat realizat cu șase tranzistoare IGBT comandate soft.

Studiind spectrul curenților armonici generați în rețea de către instalația de călire și care a fost, de asemenea, prezentat în capitolul al 2-lea, apare necesitatea reducerii amplitudinilor curenților armonici de rang 5, 7, 11 și 13. Pe frecvențele acestor armonici s-au dimensionat filtre pasive absorbante realizate din bobine și condensatoare. Valorile inductivităților și capacităților acestui sistem de filtre sunt prezentate în continuare:

- Filtru pasiv acordat pe armonica 5:  $C^5 = 600 \mu\text{F}$ ,  $L^5 = 0,675 \text{ mH}$ ;
- Filtru pasiv acordat pe armonica 7:  $C^7 = 400 \mu\text{F}$ ,  $L^7 = 0,516 \text{ mH}$ ;
- Filtru pasiv acordat pe armonica 11:  $C^{11} = 150 \mu\text{F}$ ,  $L^{11} = 0,558 \text{ mH}$ ;
- Filtru pasiv acordat pe armonica 13:  $C^{13} = 150 \mu\text{F}$ ,  $L^{13} = 0,399 \text{ mH}$ ;

Dimensionarea filtrelor pasive s-a realizat utilizând patru metode, în așa fel încât să fie îndeplinite condițiile privitoare la tensiunea și solicitarea termică a condensatoarelor, condițiile privitoare la tensiunea și curentul admisibil, respectiv condițiile privitoare la tensiunea și puterea admisibilă.

Valorile capacităților și inductivităților obținute prin proiectare urmează a fi utilizate în capitolul al 4-lea la simularea funcționării schemei electrice a instalației de călire utilizând programul PSCAD-EMTDC. Astfel se va putea urmări comportarea instalației de călire utilizând aceste dispozitive de reducere a distorsiunilor armonice.

Filtrul activ proiectat în acest capitol este compus din *controlerul filtrului activ* și *converterul PWM*. *Controlerul filtrului activ* constă într-o aplicație realizată în mediul de programare LabVIEW care achiziționează eșantioane de curent și tensiune utilizând sistemul de achiziție descris în capitolul al 2-lea. *Converterul PWM*, o altă aplicație LabVIEW, generează semnale de comandă *modulului IGBT* realizat cu șase tranzistoare IGBT. Aceste tranzistoare produc un sistem trifazat de curenți care pot compensa prin forma lor de variație distorsiunile curenților din rețeaua electrică.

## **4. MODELAREA ȘI SIMULAREA FUNCȚIONĂRII INSTALAȚIEI DE CĂLIRE UTILIZÂND PROGRAMUL PSCAD-EMTDC**

### **4.1. Modelarea și simularea funcționării instalației de călire fără dispozitive de reducere a efectului deformant**

#### **4.1.1. Modelarea schemei electrice a instalației de călire utilizând PSCAD**

În urma rezultatelor măsurătorilor prezentate în capitolul al 2-lea, este necesară proiectarea unor dispozitive de atenuare a regimului deformant introdus în rețeaua electrică prin funcționarea instalației de călire cu inducție electromagnetică.

În acest capitol sunt prezentate rezultatele simulării funcționării instalației de călire utilizând programul PSCAD-EMTDC (Power System CAD, Electro Magnetic Transients in DC Systems), versiunea Professional care este un mediu de programare pentru sisteme electrice de putere de curent continuu și curent alternativ. PSCAD constituie o interfață grafică flexibilă, iar EMTDC, motorul de simulare. PSCAD oferă posibilitatea utilizatorului să construiască schematic un circuit electric, să ruleze o simulare și să coordoneze datele într-un mediu grafic, complet integrat. Biblioteca PSCAD conține opțiuni de control, măsurare și afișare a datelor obținute. EMTDC studiază următoarele componente [6]:

- rezistoare, inductivități, capacități
- transformatoare
- linii de transmisie și cabluri;
- surse de curent și de tensiune;
- comutatoare, întreruptoare;
- diode, tranzistoare, tiristoare;
- funcții de control analogic și digital;
- modele de mașini electrice, stabilizatoare;
- aparate de măsură;
- HVDC, SVC (Static Var Compensator) și alte dispozitive FACTS.

Utilizând componentele din biblioteca PSCAD, s-a construit schema electrică a instalației de călire (fig. 4.1) urmărind figura 1.7 din capitolul 1 [12], [17], [18], [21].

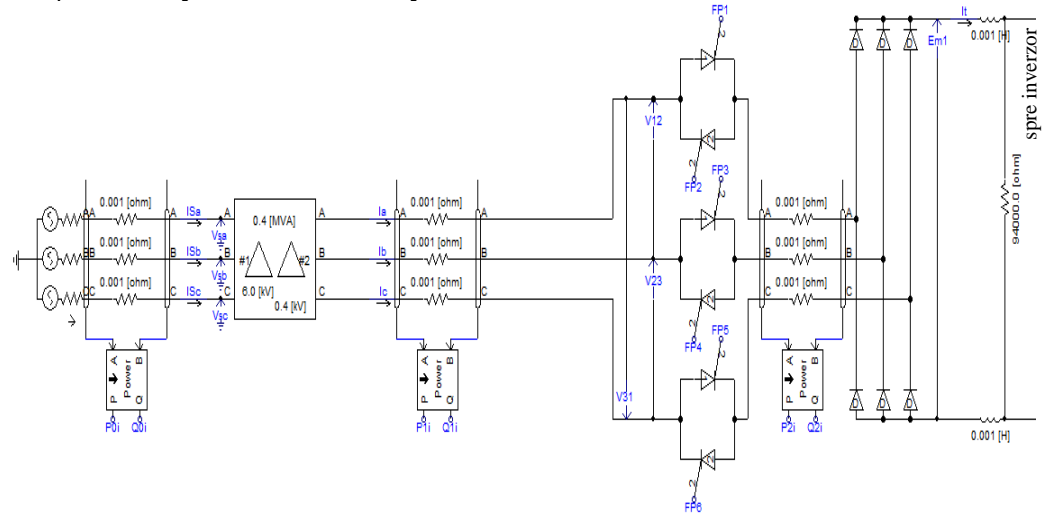
#### **Sursa de tensiune**

Ca și sursă de alimentare s-a utilizat o sursă trifazată cu tensiunea nominală  $U_n = 6\text{kV}$  și frecvența  $f = 50\text{Hz}$ . Transformatorul de putere are următoarele caracteristici:  $U_{n1}/U_{n2} = 6 / 0,4\text{kV}$ , puterea nominală  $S_n = 400\text{kVA}$ , conexiune  $\Delta/\Delta$ , pierderile în miez  $P_{Fe} = 930\text{W}$ , pierderile în înfășurări  $P_{Cu} = 4600\text{W}$ , curentul de magnetizare  $I = 1,9\%$ .

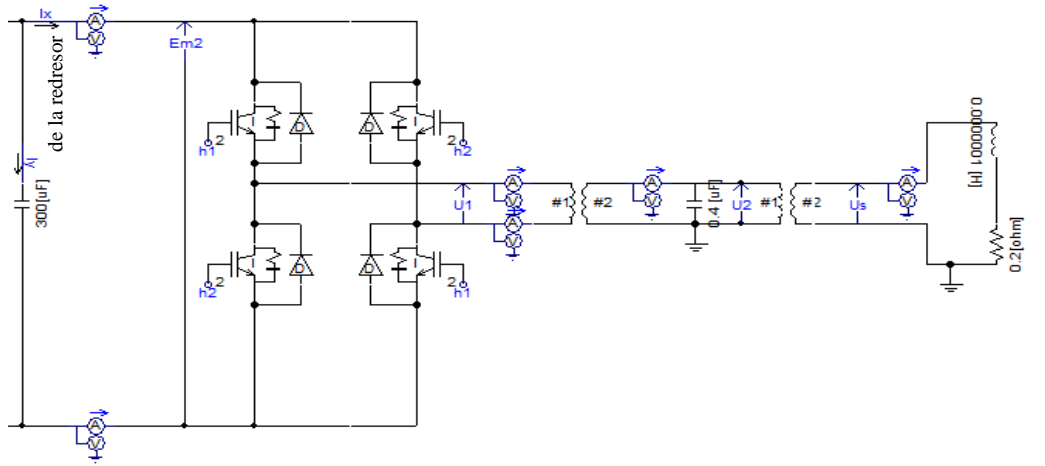
**Contactorul static**

Contactorul static trifazat este modelat utilizând pe fiecare fază câte două tiristoare montate în antiparalel pe fiecare fază. Cele șase tiristoare sunt comandate utilizând un bloc de control al impulsurilor.

Generarea semnalului de ieșire al blocului de control este realizată în baza unei comparații între două tipuri diferite de semnale: *high input* și *low input* (fig. 4.2). Semnalul *low input* este un unghi de aprindere notat *Alpha*, iar semnalul *high input* provine de la un bloc de control în tensiune VCO care generează un semnal rampă ce funcționează la frecvența de 50Hz.



Sursă de tensiune	Transformator de putere	Wattmetru	Contactor static	Redresor+filtru netezire
-------------------	-------------------------	-----------	------------------	--------------------------



	Invertor	Transformator ÎF T1	Transformator ÎF T2	Inductor
--	----------	---------------------	---------------------	----------

Fig. 4.1. Schema electrică a instalației de călire fără dispozitive de reducere a regimului deformant (simulare PSCAD).

În momentul în care semnalul rampă VCO (variabil între 0 și 360°) atinge valoarea unghiului  $\text{Alph}_k$ , se generează un impuls de comandă a tiristorului K. Unghiurile de comandă a tiristoarelor sunt decalate cu câte 60°, cu excepția primului care este reglabil manual de la slider-ul  $\text{Alph}_1$ .

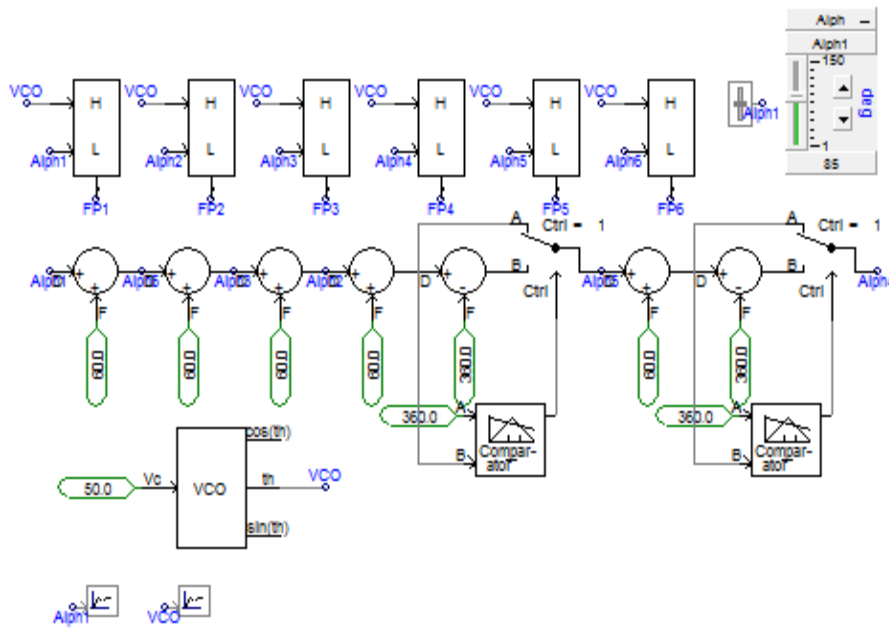


Fig. 4.2. Modelul PSCAD pentru comanda contactorului static.

### Redresorul și filtrul de netezire

Pentru redresarea tensiunii alternative, se utilizează un redresor în punte cu diode și un filtru de netezire, realizat cu două bobine cu inductivitățile  $L=1\text{mH}$  și un condensator cu capacitatea  $C=300\mu\text{F}$ . Cu ajutorul voltmetrului Em1 se măsoară tensiunea la bornele redresorului, iar cu voltmetrul Em2 tensiunea la bornele filtrului de netezire.

### Invertorul

Schema din figura 4.1 are în componență un inverter monofazat tip FF150R12KS4 cu patru tranzistoare IGBT. Acestea sunt comandate prin intermediul unui bloc de control al impulsurilor de comandă care generează semnalele de aprindere  $h1$  și  $h2$  (ca în figura 4.3). Blocul de control în tensiune VCO din figura 4.3 funcționează la frecvența de 100kHz și generează un semnal rampă notat *Angle*. Acest semnal reprezintă *high input* pentru blocul de control al impulsurilor de comandă. Semnalele tip *low input* sunt constituite din unghiurile *Alfastart* și *Alfastop* pentru blocul care generează semnalul  $h1$ , respectiv din unghiurile *Betastart* și *Betastop* pentru blocul care generează semnalul  $h2$ .

Semnalele  $h1$  și  $h2$  comandă intrarea în conducție, respectiv blocarea tranzistoarelor IGBT1 respectiv IGBT2. Semnalele *Alfastart* și *Betastart* controlează intrarea în conducție a tranzistoarelor IGBT1 și IGBT2, fiind defazate cu 180°.

Semnalele *Alfastop* și *Betastop* controlează blocarea tranzistoarelor IGBT1 și IGBT2, fiind de asemenea defazate cu 180°. Intervalul în care tranzistoarele conduc este *Teta*, reglabil în vederea obținerii unei puteri variabile pe sarcină.

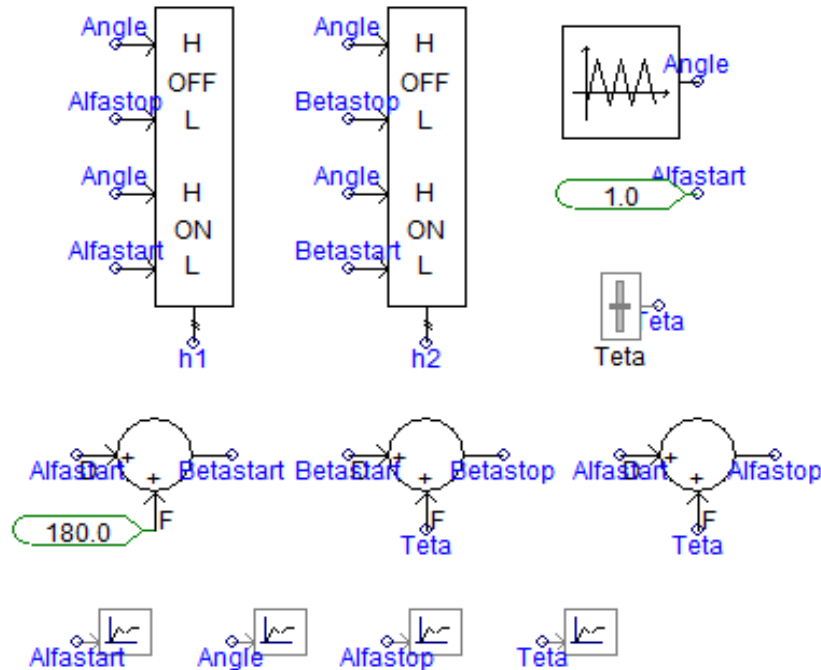


Fig. 4.3. Modelul PSCAD pentru comanda inverterului.

Distorsiunea armonică totală a curbelor curenților de fază se calculează în secundarul transformatorului de putere utilizând Transformata Fourier Rapidă și un calculator de distorsiuni armonice din biblioteca PSCAD.

#### Transformatoarele de înaltă frecvență și inductorul

Transformatorul de înaltă frecvență T1 are următoarele caracteristici:  $U_1/U_2=0,6/0,5\text{kV}$ ,  $S_{T1}=40\text{kVA}$ , frecvența de funcționare  $f=100\text{kHz}$ . Transformatorul de înaltă frecvență T2 are următoarele caracteristici:  $U_1/U_2=0,5/0,1\text{kV}$ ,  $S_{T2}=150\text{kVA}$ , frecvența de funcționare  $f=100\text{kHz}$ .

Instalația este prevăzută cu baterie de condensatoare pentru compensarea factorului de putere  $0,4\mu\text{F}$ . Inductorul este modelat cu ajutorul unui circuit RL serie cu următoarele valori:  $R=0,2\Omega$ ,  $L=1\cdot 10^{-7}\text{H}$ .

Pentru a urmări variația puterilor activă și reactivă, s-au conectat multimetre atât în înfășurările primare, cât și în cele secundare ale transformatoarelor T1 și T2. Aceste multimetre măsoară mărimile în raport cu masa, prin urmare s-a proiectat un model pentru măsurarea corectă a puterilor.

#### 4.1.2. Rezultatele obținute în urma simulării funcționării schemei electrice a instalației de călire

Simularea funcționării schemei electrice a instalației de călire permite studiul variației parametrilor electrici în orice punct al schemei. Acești parametri sunt măsurați cu ajutorul instrumentelor de măsură conectate pe schemă (figura 4.1). Pentru a compara rezultatele obținute în capitolul al 2-lea cu rezultatele simulărilor, se studiază variațiile distorsiunii armonice totale a curbelor de curent, precum și a

curenților armonici în punctul de racord al instalației de călire la rețeaua electrică de distribuție.

În figura 4.4 sunt prezentate formele de undă obținute prin simulare pentru tensiunile și curenții cu frecvența de 50Hz, în figura 4.5, variația puterilor active și reactive, a armonicilor de curent de rang 5, 7, 11 și 13 și a distorsiunii armonice totale, iar în figura 4.6 sunt expuse variațiile tensiunilor și curenților la înaltă frecvență.

Curbele prezentate în aceste figuri au următoarele semnificații:

- $V_{Sa}, V_{Sb}, V_{Sc}$  [kV] sunt tensiunile de fază în primarul transformatorului de putere.
- $I_{Sa}, I_{Sb}, I_{Sc}$  [A] sunt curenții de fază în primarul transformatorului de putere.
- $I_a, I_b, I_c$  [A] sunt curenții de fază în secundarul transformatorului de putere.
- $V_1, V_2, V_3$  [V] sunt tensiunile de fază în secundarul transformatorului de putere.
- $E_{m1}$  [kV] este tensiunea redresată aplicată inverterului
- $E_{m2}$  [kV] este tensiunea redresată și filtrată aplicată inverterului
- $P, Q$  [kW, kVAr] sunt puterile activă, respectiv reactivă măsurate la bornele sursei de tensiune.
- $P_0, Q_0$  [kW, kVAr] sunt puterile activă, respectiv reactivă măsurate la bornele înfășurării primare ale transformatorului de putere.
- $P_1, Q_1$  [kW, kVAr] sunt puterile activă, respectiv reactivă măsurate la bornele înfășurării secundare ale transformatorului de putere.
- $P_2, Q_2$  [kW, kVAr] sunt puterile activă, respectiv reactivă măsurate la bornele de ieșire ale contactorului static.
- $P_3, Q_3$  [kW, kVAr] sunt puterile activă, respectiv reactivă măsurate la bornele înfășurării primare ale transformatorului de înaltă frecvență T1.
- $P_4, Q_4$  [kW, kVAr] sunt puterile activă, respectiv reactivă măsurate la bornele înfășurării primare ale transformatorului de înaltă frecvență T2.
- $P_5, Q_5$  [kW, kVAr] sunt puterile activă, respectiv reactivă măsurate la bornele înfășurării secundare ale transformatorului de înaltă frecvență T2.
- THD [%] reprezintă distorsiunea armonică totală a curenților de fază din secundarul transformatorului de putere.
- $arm5, arm7, arm11, arm13$  [A] sunt curenții armonici de rang 5, 7, 11, respectiv 13 măsurați în înfășurarea secundară a transformatorului de putere.
- $U_1, U_2, U_s$  reprezintă tensiunile în primarul transformatorului T1, în primarul transformatorului T2, respectiv la bornele inductorului de călire.
- $I_1, I_2, I_s$  reprezintă curentul de fază în primarul transformatorului T1, în primarul transformatorului T2, respectiv prin inductorul de călire.
- Angle reprezintă semnalul generat de blocul de control în tensiune VCO din schema de comandă a inverterului.
- Alfastart, Alfastop, Teta reprezintă unghiuri de comandă pentru inverter.
- $I_{d1}, I_{d2}, I_{d3}, I_{d4}$  sunt curenții generați de tranzistoarele inverterului.

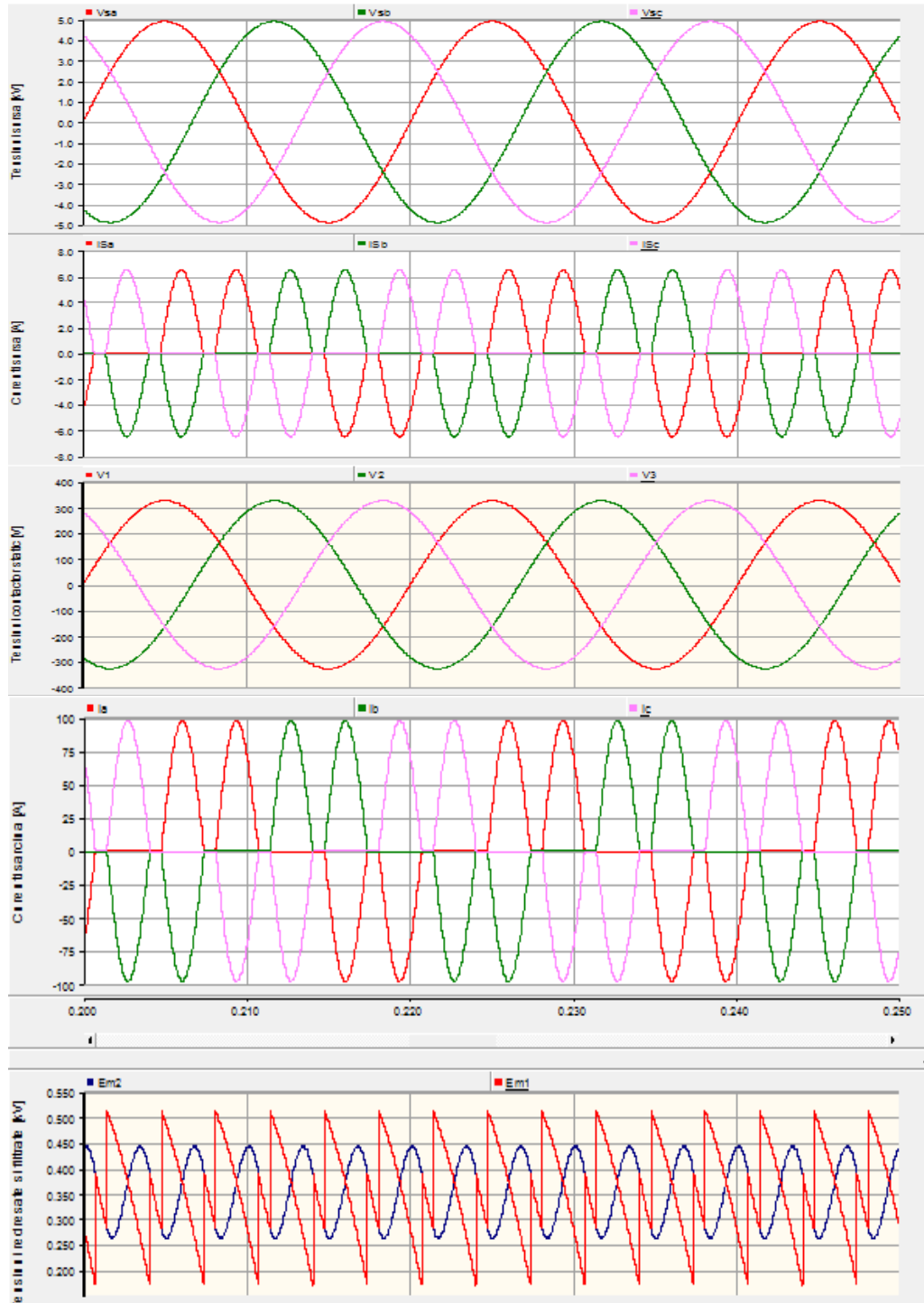


Fig. 4.4. Variația tensiunilor și curenților cu frecvența de 50Hz (simulare PSCAD).



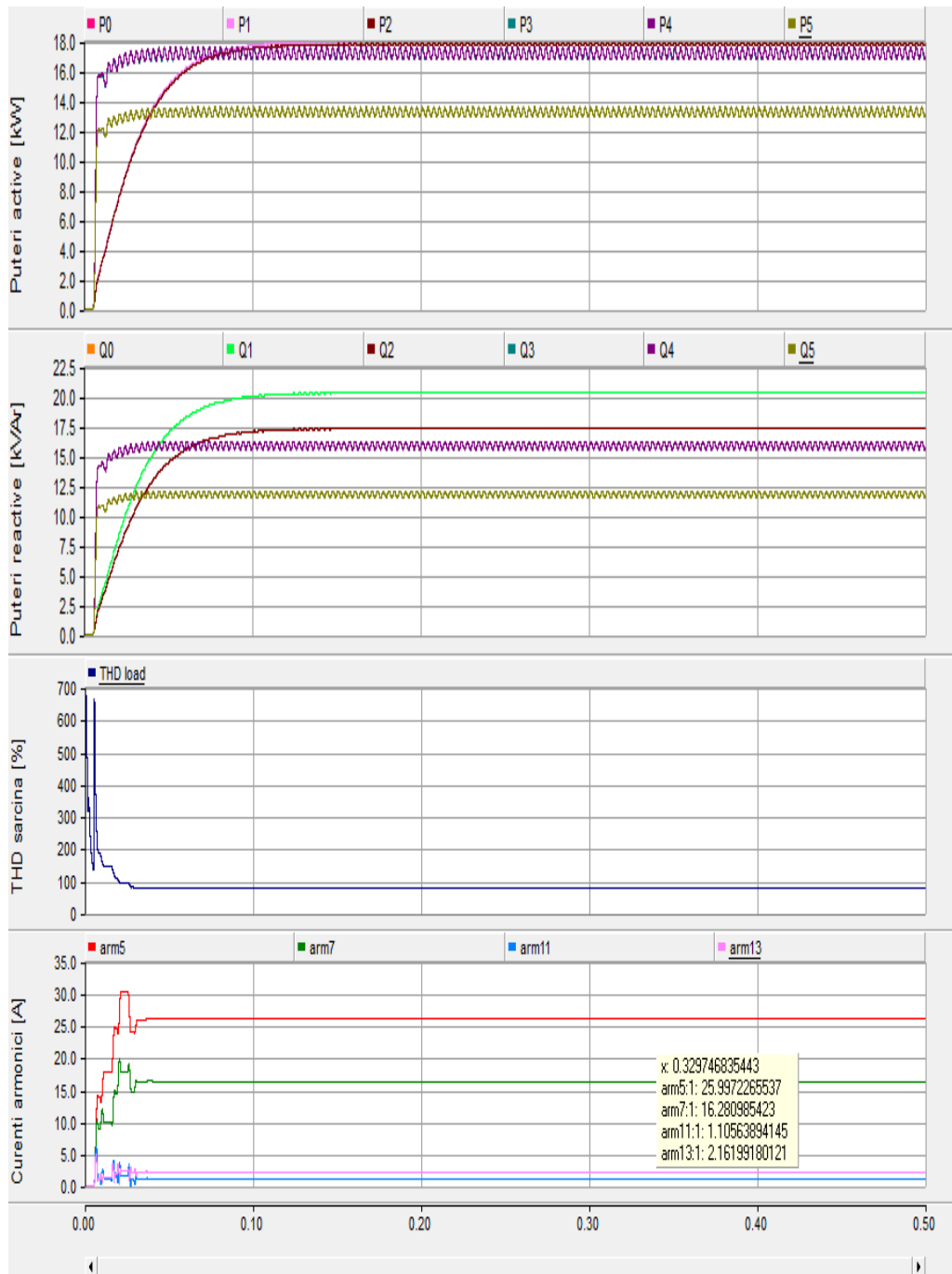


Fig. 4.5. Variația puterilor active și reactive, a armonicilor de curent de rang 5, 7, 11 și 13 și a distorsiunii armonice totale (simulare PSCAD).

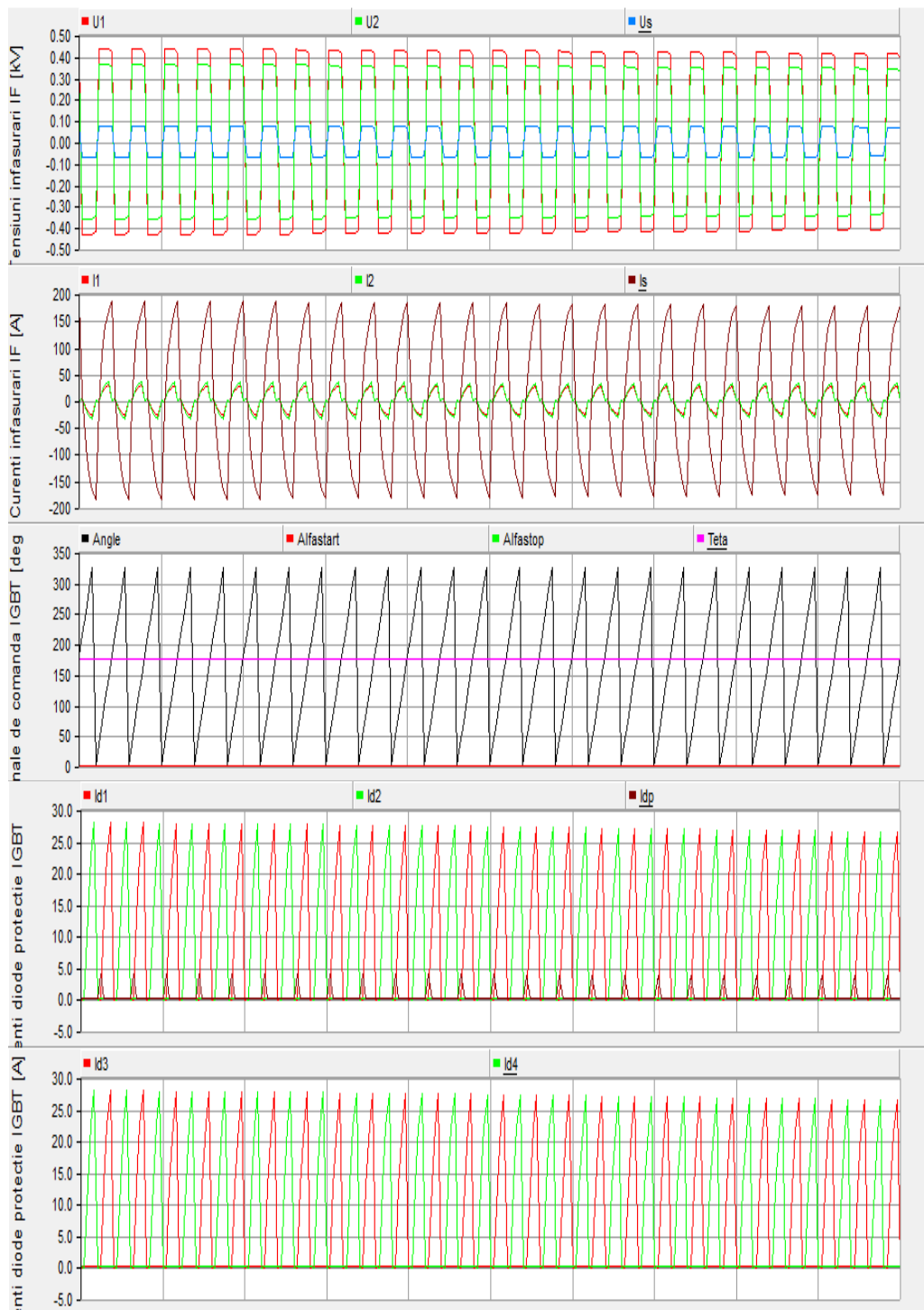


Fig. 4.6. Variația tensiunilor și curentilor la înaltă frecvență (simulare PSCAD).

Tabelul 4.1 sintetizează datele obținute prin simularea funcționării instalației de călire.

Tabel 4.1. Variația mărimilor electrice la funcționarea instalației de călire.

Tensiuni și curenți la frecvența de 50Hz (valori efective)					
$V_{Sa,b,c}$ [kV]	$I_{Sa,b,c}$ [A]	$V_{1,2,3}$ [V]	$I_{a,b,c}$ [A]		
3,53	2,3	233,3	35		
Puteri active					
$P_0$ [kW]	$P_1$ [kW]	$P_2$ [kW]	$P_3$ [kW]	$P_4$ [kW]	$P_5$ [kW]
17,94	17,94	17,71	16,75	16,7	12,91
Puteri reactive					
$Q_0$ [kVAr]	$Q_1$ [kVAr]	$Q_2$ [kVAr]	$Q_3$ [kVAr]	$Q_4$ [kVAr]	$Q_5$ [kVAr]
20,31	20,31	17,29	15,75	15,75	11,68
Curenți armonici și THD					
$I_{arm5}$ [A]	$I_{arm7}$ [A]	$I_{arm11}$ [A]	$I_{arm13}$ [A]	THD [%]	
25,99	16,28	1,1	2,16	78,8	
Tensiuni și curenți la frecvența de 100kHz (valori la vârf)					
$U_1$ [V]	$U_2$ [V]		$U_s$ [V]		
430	360		90		
$I_s$ [A] (valoare la vârf)					
180					

#### 4.2. Modelarea și simularea funcționării instalației de călire utilizând filtre pasive

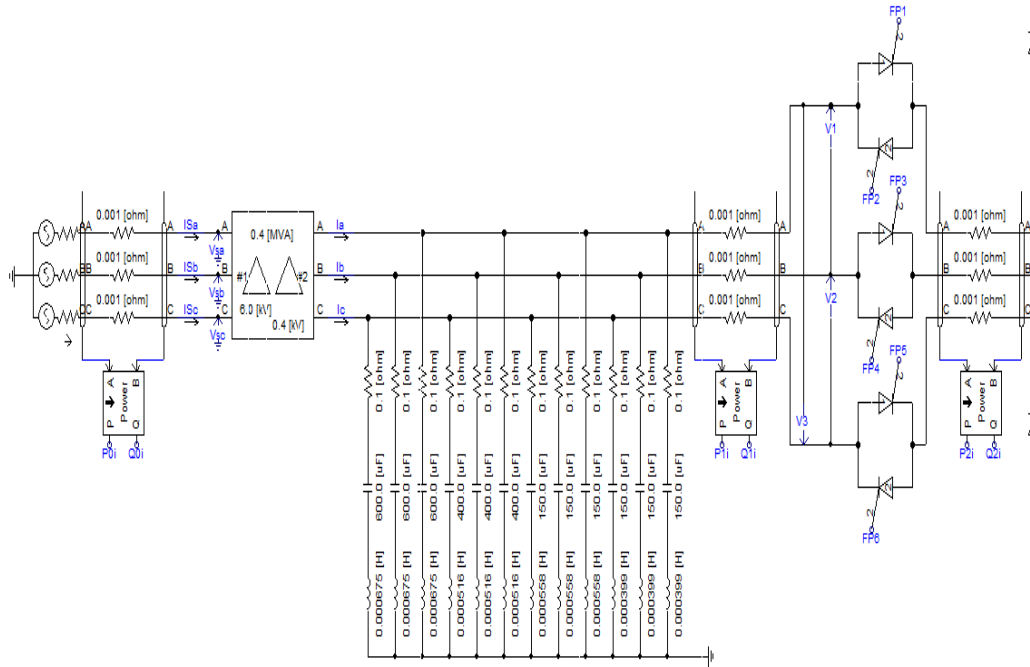
În acest paragraf sunt prezentate rezultatele simulării funcționării instalației de călire la care a fost conectat un sistem de filtre pasive absorbante LC acordate pe armonicile 5, 7, 11 și 13.

Proiectarea acestor filtre s-a realizat în capitolul al 3-lea, valorile capacităților și inductivităților pe o fază ale sistemului de filtre fiind redată în tabelul 4.2. Figura 4.7 prezintă schema electrică a instalației de călire utilizând acest sistem de filtre pasive.

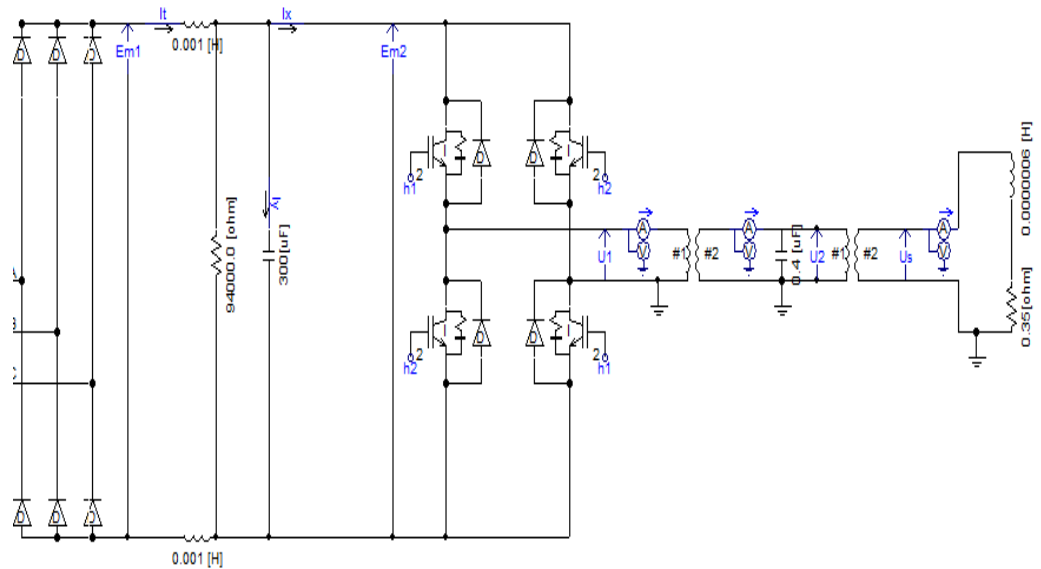
Tabel 4.2. Valorile inductivităților și capacităților sistemului de filtre pasive.

	Armonica 5	Armonica 7	Armonica 11	Armonica 13
C [ $\mu$ F]	600	400	150	150
L [mH]	0,675	0,516	0,558	0,399

84 Modelarea și simularea funcționării instalației utilizând PSCAD-EMTDC



Sursă de tensiune	Transformator	Filtru pasiv acordat pe armonicile 5, 7, 11, 13	Contactor static
-------------------	---------------	---	------------------



Redresor	Invertor	Transformator ÎF T1	Transformator ÎF T2	Inductor
----------	----------	---------------------	---------------------	----------

Fig. 4.7. Schema electrică a instalației de călire având conectat sistemul de filtre pasive (simulare PSCAD).

Figurile prezintă variația parametrilor electrici la conectarea sistemului de filtrare pasivă după cum urmează:

În figura 4.8 sunt prezentate formele de undă obținute prin simulare pentru tensiunile și curenții cu frecvența de 50Hz, în figura 4.9, variația puterilor active și reactive, a armonicilor de curent de rang 5, 7, 11 și 13 și a distorsiunii armonice totale, iar în figura 4.10 sunt expuse variațiile tensiunilor și curenților la înaltă frecvență. În tabelul 4.3 sunt sintetizate datele obținute prin simularea funcționării instalației de călire după conectarea sistemului de filtre pasive.

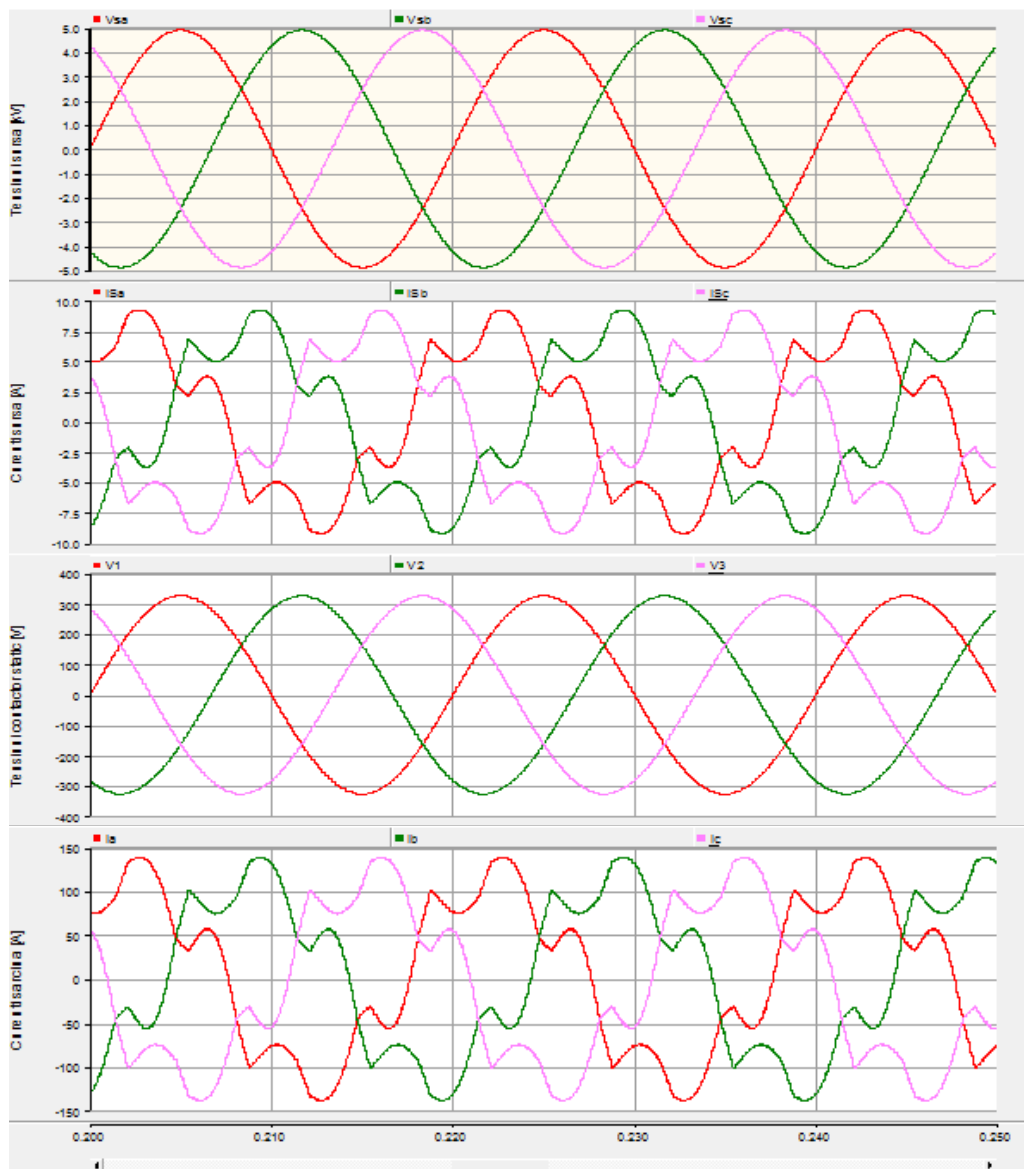


Fig. 4.8. Variația tensiunilor și curenților cu frecvența de 50Hz după conectarea sistemului de filtre (simulare PSCAD).

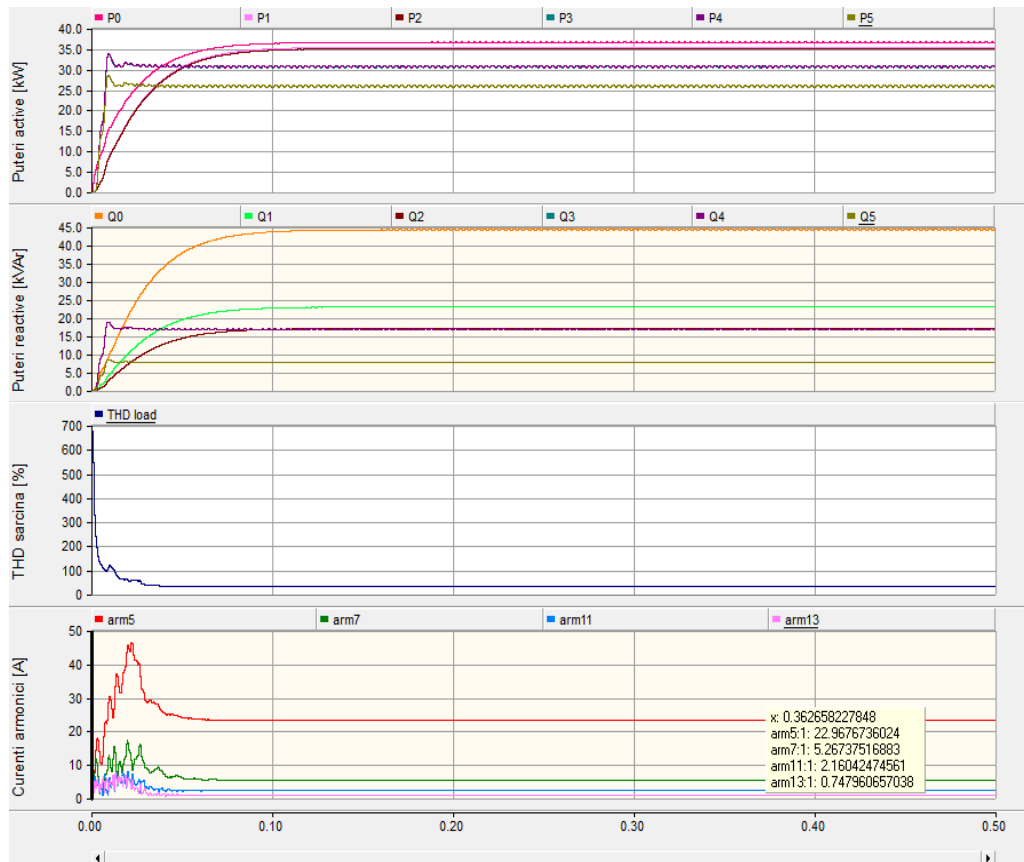


Fig. 4.9. Variația puterilor active și reactive, a armonicilor de curent de rang 5, 7, 11 și 13 și a distorsiunii armonice totale după conectarea sistemului de filtre (simulare PSCAD).

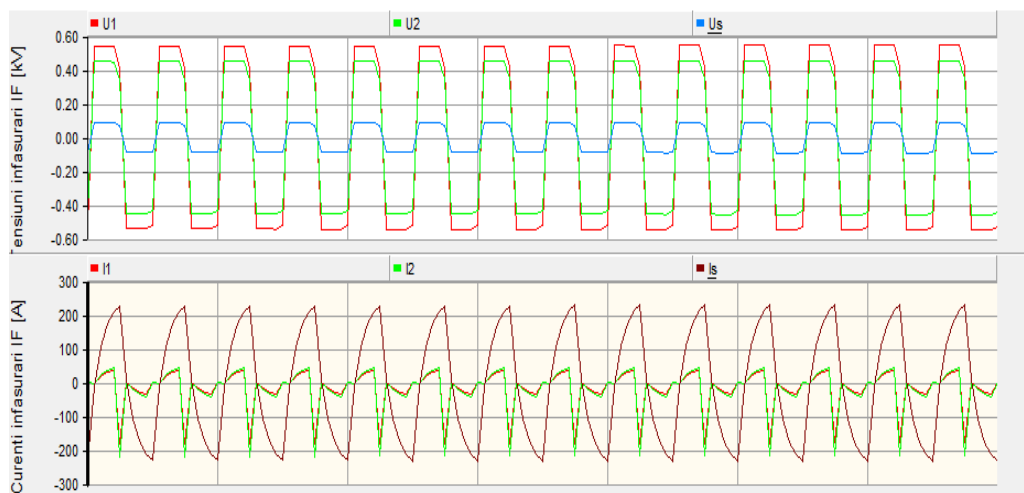


Fig. 4.10. Variația tensiunilor și curenților la înaltă frecvență după conectarea sistemului de filtre (simulare PSCAD).

Tabel 4.3. Variația mărimilor electrice la funcționarea instalației de călire la conectarea sistemului de filtre pasive.

Tensiuni și curenți la frecvența de 50Hz (valori efective)					
$V_{S_{a,b,c}}$ [kV]	$I_{S_{a,b,c}}$ [A]		$V_{1,2,3}$ [V]	$I_{a,b,c}$ [A]	
3,53	5,5		388,85	99	
Puteri active					
$P_0$ [kW]	$P_1$ [kW]	$P_2$ [kW]	$P_3$ [kW]	$P_4$ [kW]	$P_5$ [kW]
36,57	35,36	35,02	30,47	30,4	25,76
Puteri reactive					
$Q_0$ [kVAr]	$Q_1$ [kVAr]	$Q_2$ [kVAr]	$Q_3$ [kVAr]	$Q_4$ [kVAr]	$Q_5$ [kVAr]
44,19	22,91	16,99	16,73	16,73	7,61
Curenți armonici și THD					
$I_{arm5}$ [A]	$I_{arm7}$ [A]	$I_{arm11}$ [A]	$I_{arm13}$ [A]	THD [%]	
22,96	5,26	2,16	0,74	28,63	
Tensiuni și curenți la frecvența de 100kHz (valori la vârf)					
$U_1$ [V]	$U_2$ [V]		$U_s$ [V]		
550	450		90		
$I_s$ [A] (valoare la vârf)					
240					

#### 4.3. Concluzii

Acest capitol prezintă în primul paragraf modelarea și simularea schemei electrice a instalației de călire, precum și rezultatele simulărilor efectuate. Programul de simulare ales este PSCAD-EMTDC.

Studiind formele de variație ale parametrilor electrici la frecvența de 50Hz, se observă că tensiunile atât în înfășurarea primară, cât și în cea secundară a transformatorului de putere sunt sinusoidale. În timpul funcționării instalației de călire, curbele curenților din înfășurările transformatorului de putere se abat puternic de la forma sinusoidală, distorsiunea armonică totală a acestora având valoarea de 78,8%. Această valoare depășește cu mult limita impusă de 8% prevăzută prin normativele tehnice în vigoare.

S-au conectat multimetre pentru măsurarea puterilor active și reactive în diverse puncte ale schemei, astfel încât puterea activă absorbită de instalația de călire din rețeaua electrică este 17,94kW, iar puterea reactivă este 20,31kVAr.

S-au măsurat curenții armonici de rang 5, 7, 11 și 13, valorile acestora fiind prezentate în tabelul 4.1.

Frecvența de funcționare a inverterului este stabilită la 100kHz, formele de undă ale tensiunilor la această frecvență sunt dreptunghiulare. În înfășurarea primară a transformatorului T1 tensiunea  $U_1$  are amplitudinea de 430V. Tensiunea  $U_2$  are amplitudinea de 360V, iar tensiunea la bornele inductorului este 90V. Se poate observa că se verifică rapoartele de transformare ale transformatoarelor de

înalță frecvență (T1: 600/500V, T2: 500/100V). Curentul prin înfășurarea inductorului are valoarea la vârf de 180A. Studiind variațiile din figurile 4.4, 4.5 și 4.6, precum și tabelul 4.1 se concluzionează că rezultatele simulărilor efectuate sunt comparabile cu cele obținute prin măsurătorile reale prezentate în capitolul al 2-lea.

În al doilea paragraf sunt prezentate rezultatele simulărilor schemei instalației care utilizează dispozitive de reducere a efectului deformat și anume filtre pasive acordate pe armonicile 5, 7, 11 și 13. Aceste filtre au fost dimensionate în capitolul al 3-lea. Studiind tabelul 4.3, se observă că în urma conectării sistemului de filtre se reduce valoarea distorsiunii armonice totale de la 78,8% la 28,63%. În schimb, cresc puterile active și reactive absorbite la 36,57kW, respectiv 44,19kVAr.



## **5. VALIDAREA EXPERIMENTALĂ LA NIVEL DE LABORATOR A INSTALAȚIEI ELECTROTERMICE UTILIZÂND INSTALAȚII DE ÎMBUNĂȚĂȚIRE A INDICATORILOR DE CALITATE A ENERGIEI ELECTRICE**

În acest capitol sunt descrise dispozitivele pentru compensarea armonicilor de curent determinate de funcționarea instalației de călire cu inducție electromagnetică [7], [8], [12], [13], [19].

Experimentele prezentate în acest capitol sunt organizate în două etape. În prima etapă s-au montat filtre pasive shunt acordate pe armonicile 5, 7, 11 și 13 proiectate în capitolul al 3-lea, precum și cele trei bobine care asigură compensarea puterii reactive capacitive. S-au efectuat măsurători pentru parametrii electrici crescând din 10 în 10% puterea nominală a instalației, salvându-se valorile celor trei curenți și tensiuni pe durata a 10s în fișiere de tip text. Acest proces s-a realizat utilizând *aplicația de achiziție* realizată în mediul de programare LabVIEW 2011 și descrisă în capitolul al 2-lea. Rezultatele acestor măsurători sunt prezentate în paragraful 5.1. al acestui capitol.

În a doua etapă s-au determinat efectele de îmbunătățire a calității energiei electrice utilizând filtrul activ proiectat în capitolul al 3-lea. În această etapă, pe baza valorilor eșantioanelor curenților și tensiunilor (citite din fișierele salvate în prima etapă), s-au generat impulsurile de comandă a tranzistoarelor IGBT din componența filtrului activ. Acest lucru s-a realizat utilizând o placă de achiziții de date, impulsurile fiind obținute la ieșirile numerice ale acesteia. Simultan, s-au achiziționat curenții de compensare obținuți la ieșirea filtrului activ. Curenții rezultați în urma filtrării utilizând atât filtrul pasiv, cât și filtrul activ, au fost scăzuți din curenții de fază, rezultând curenții filtrați. Obținerea curenților de compensare s-a făcut prin utilizarea unui modulator trifazat având ca semnal de intrare curenți reziduali și frecvența de modulație variabilă. Valorile frecvenței de modulație sunt: 12500Hz, 10000Hz, 5000Hz, 4000Hz și 2500Hz.

Rezultatele măsurătorilor au fost analizate determinându-se atât efectele filtrelor pasive, cât și ale filtrului activ.

### **5.1. Descrierea sistemului de filtrare pasivă**

În capitolul al 3-lea s-a dimensionat un sistem trifazat de filtre pasive de tip shunt realizat cu bobine și condensatoare acordate pe armonicile de curent de rang 5, 7, 11 și 13.

Deoarece valorile puterii reactive de natură capacitivă introdusă pe fundamentală de către filtrele pe armonici proiectate în capitolul al 3-lea sunt prea mari, s-a încercat reducerea valorilor capacităților condensatoarelor (în același timp

cu creșterea inductivităților) până la valori la care acestea să nu se distrugă. Astfel, noile valori ale elementelor filtrelor sunt:

- filtrul pasiv acordat pe armonica 5:  $L_5 = 16,21\text{mH}$ ,  $C_5 = 25\mu\text{F}$
- filtrul pasiv acordat pe armonica 7:  $L_7 = 2,5\text{mH}$ ,  $C_7 = 80\mu\text{F}$
- filtrul pasiv acordat pe armonica 11:  $L_{11} = 2,1\text{mH}$ ,  $C_{11} = 40\mu\text{F}$
- filtrul pasiv acordat pe armonica 13:  $L_{13} = 1,5\text{mH}$ ,  $C_{13} = 40\mu\text{F}$

Pentru a calcula puterea reactivă absorbită de fiecare filtru în parte, se calculează reactanțele capacitive ale acestora.

#### **Filtrul acordat pe armonica de rang 5**

Reactanța capacitivă la frecvența industrială este:

$$X_{C50} = \frac{1}{\omega C} = 127,38\Omega \quad (5.1)$$

Puterea reactivă absorbită de filtrul acordat pe armonica 5 se calculează cu relația:

$$Q_{\text{Filtru}}^5 = \frac{3 \cdot U_f^2}{X_{C50}} \cdot \frac{k^2}{k^2 - 1} = 1,29\text{kVAr} \quad (5.2)$$

#### **Filtrul acordat pe armonica de rang 7**

Reactanța capacitivă la frecvența industrială este:

$$X_{C50} = \frac{1}{\omega C} = 39,8\Omega \quad (5.3)$$

Puterea reactivă absorbită de filtrul acordat pe armonica 7 se calculează cu relația:

$$Q_{\text{Filtru}}^7 = \frac{3 \cdot U_f^2}{X_{C50}} \cdot \frac{k^2}{k^2 - 1} = 4,07\text{kVAr} \quad (5.4)$$

#### **Filtrul acordat pe armonica de rang 11**

Reactanța capacitivă la frecvența industrială este:

$$X_{C50} = \frac{1}{\omega C} = 79,61\Omega \quad (5.5)$$

Puterea reactivă absorbită de filtrul acordat pe armonica 11 se calculează cu relația:

$$Q_{\text{Filtru}}^{11} = \frac{3 \cdot U_f^2}{X_{C50}} \cdot \frac{k^2}{k^2 - 1} = 2,01\text{kVAr} \quad (5.6)$$

#### **Filtrul acordat pe armonica de rang 13**

Reactanța capacitivă la frecvența industrială este:

$$X_{C50} = \frac{1}{\omega C} = 79,61\Omega \quad (5.7)$$

Puterea reactivă absorbită de filtrul acordat pe armonica 13 se calculează cu relația:

$$Q_{\text{Filtru}}^{13} = \frac{3 \cdot U_f^2}{X_{C50}} \cdot \frac{k^2}{k^2 - 1} = 2\text{kVAr} \quad (5.8)$$

Puterea reactivă suplimentară introdusă în rețeaua electrică prin funcționarea acestor filtre are caracter capacitiv și are valoarea:

$$Q_{\text{Filtru}} = 9,37\text{kVAr} \quad (5.9)$$

Puterea reactivă totală introdusă în rețea implică și puterea reactivă măsurată în situația în care instalația funcționează fără filtre. Aceasta din urmă are valoarea de 1,8kVAr și are caracter inductiv. Acest fapt rezultă din figura 2.23c.

Rezultă că puterea reactivă totală introdusă în rețea este

$$Q_{total} = Q_{fara\_filtre} - Q_{Filtru} = -7,57kVAr \quad (5.10)$$

Inductivitatea de compensare va avea valoarea:

$$L = \frac{3U_f^2}{\omega Q} = 66,73mH \quad (5.11)$$

În figura 5.1 este prezentat filtrul pasiv trifazat utilizat pentru compensarea armonicilor de curent de rang 5, 7, 11 și 13.



Fig. 5.1. Filtrul pasiv trifazat.

În figurile 5.2 a, b, c sunt prezentate variațiile pe intervalul 10s pentru următorii parametri electrici generați în urma filtrării pasive: tensiuni de fază, curenți de fază, THD pentru tensiuni, THD pentru curenți, puteri active, reactive, aparente și deformante pentru 30%, 60%, respectiv 100% din puterea nominală a instalației de călire. Toate variațiile cuprind trei etape. În prima etapă piesa se încălzește până la punctul Curie. În a doua etapă procesul de încălzire continuă, dar proprietățile materialului de călit se modifică. În ultima etapă piesa este scoasă din inductor. Pentru funcționarea instalației este esențială prima etapă în care se debitează puterea activă maximă.

De asemenea, figurile 5.2 conțin și variațiile pe o perioadă pentru curenții și tensiunile de fază ale rețelei de distribuție.

Variațiile obținute pentru celelalte valori ale puterii instalației utilizând filtre pasive sunt prezentate în Anexa 2.

Tabelul 5.1 sintetizează datele obținute prin măsurătorile efectuate crescând puterea instalației din 10 în 10%.

Aplicația care calculează acești parametri și care generează variația lor pe intervalul de 10s este descrisă în paragraful 5.2. Această aplicație este un filtru activ comandat soft care generează semnale de comandă pentru un modul realizat cu tranzistoare IGBT. Afișarea parametrilor electrici se poate realiza atât utilizând filtrarea pasivă, cât și hibridă (pasivă și activă).

În figurile 5.3 a, b, c sunt expuse spectrele de armonici pentru curbele de curent, respectiv de tensiune pentru 30, 60, respectiv 100% din puterea nominală a instalației în situația filtrării pasive. Sunt necesare următoarele observații. Pentru meniul *Puteri trifazate*, semnificația culorilor este următoarea: galben (puterea aparentă S), roșu (puterea activă P), verde (puterea reactivă Q), albastru (puterea deformantă D). Pentru celelalte meniuri, semnificația culorilor este următoarea: galben (total), roșu (faza 1), verde (faza 2), albastru (faza 3).

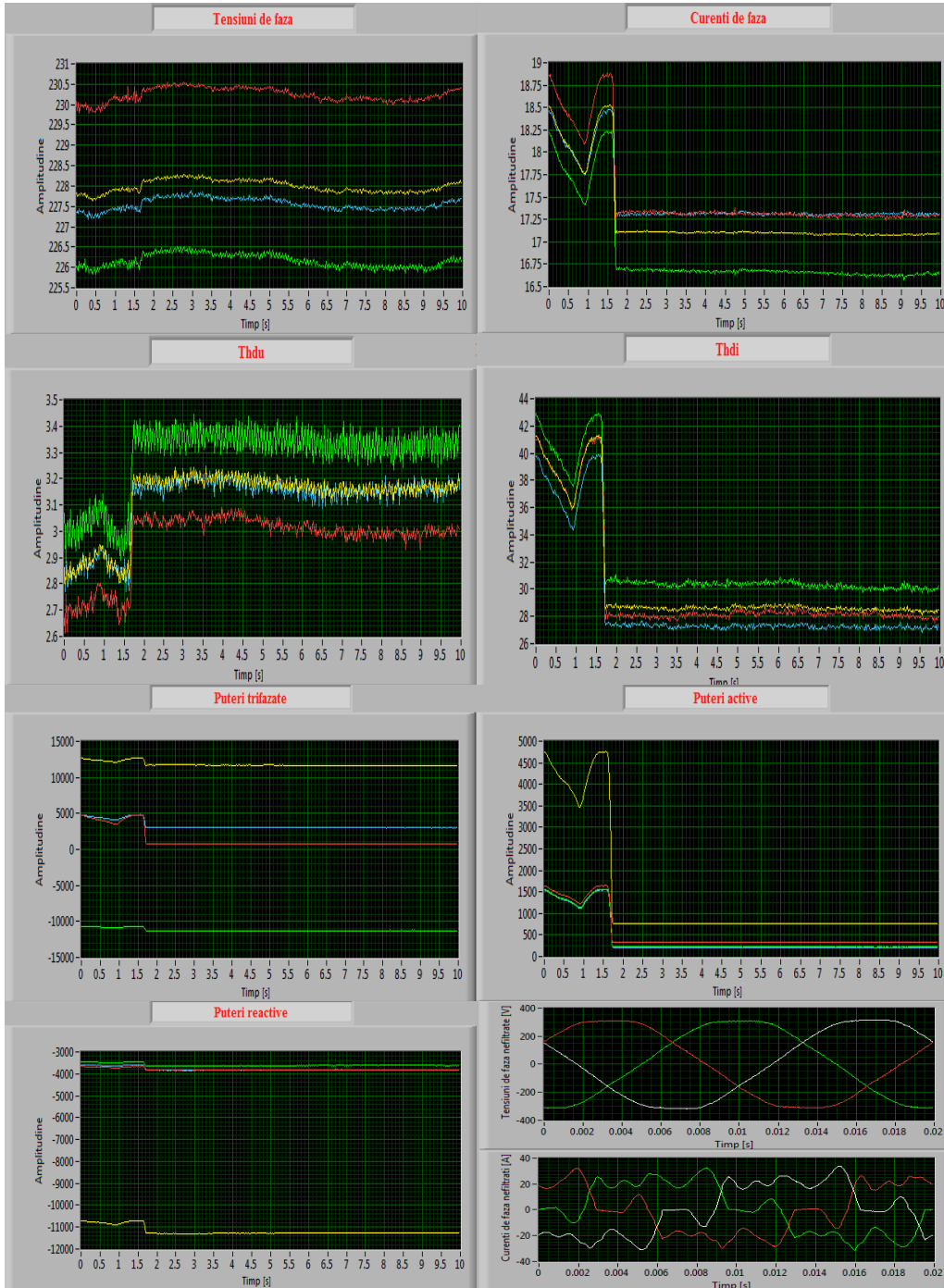


Fig. 5.2 a. Variația parametrilor principali și secundari, utilizând sistemul trifazat de filtre pasive,  $P = 4,5\text{kW}$  (30%  $P_n$ ).

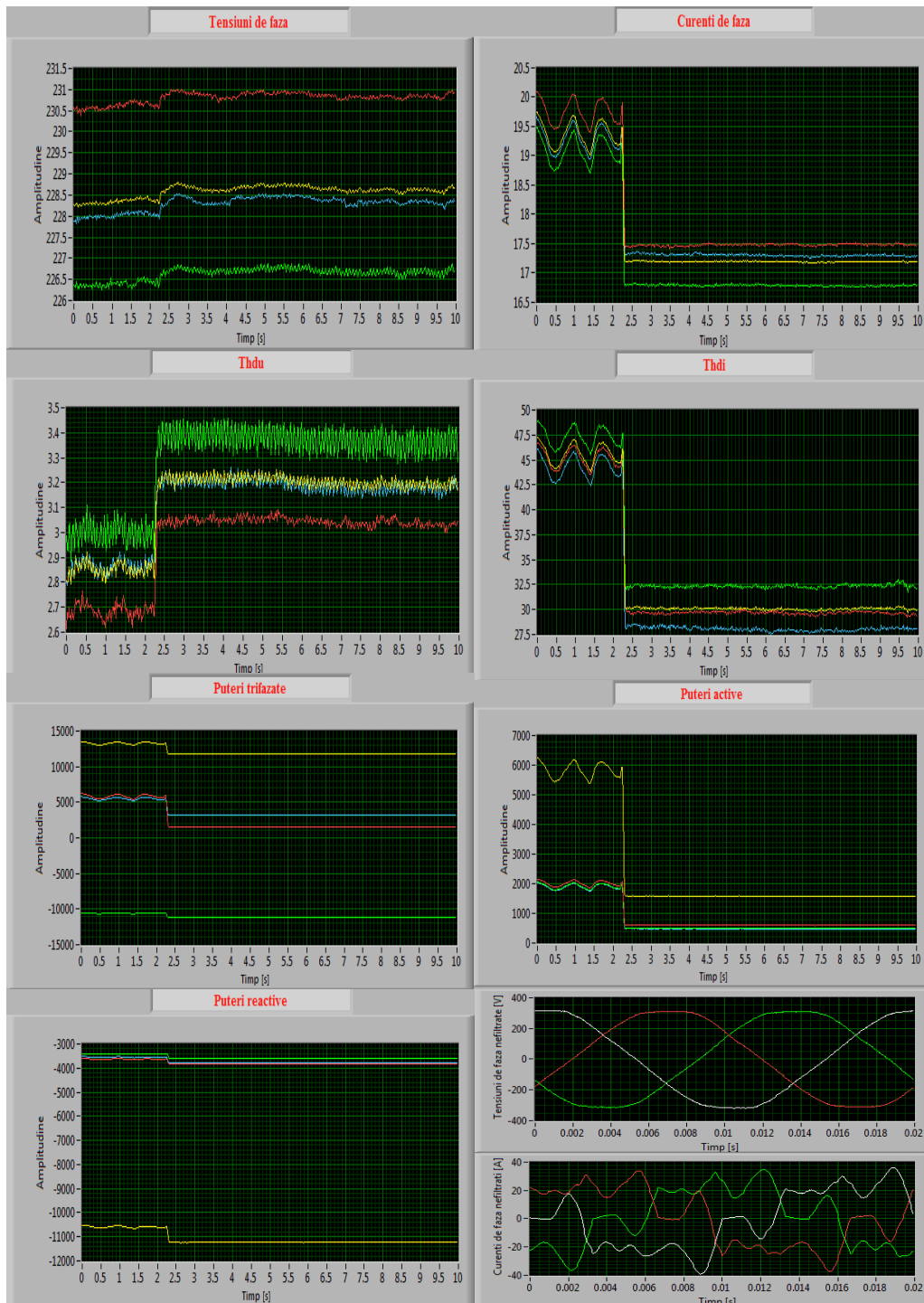


Fig. 5.2 b. Variația parametrilor principali și secundari, utilizând sistemul trifazat de filtre pasive,  $P = 9\text{kW}$  (60%  $P_n$ ).

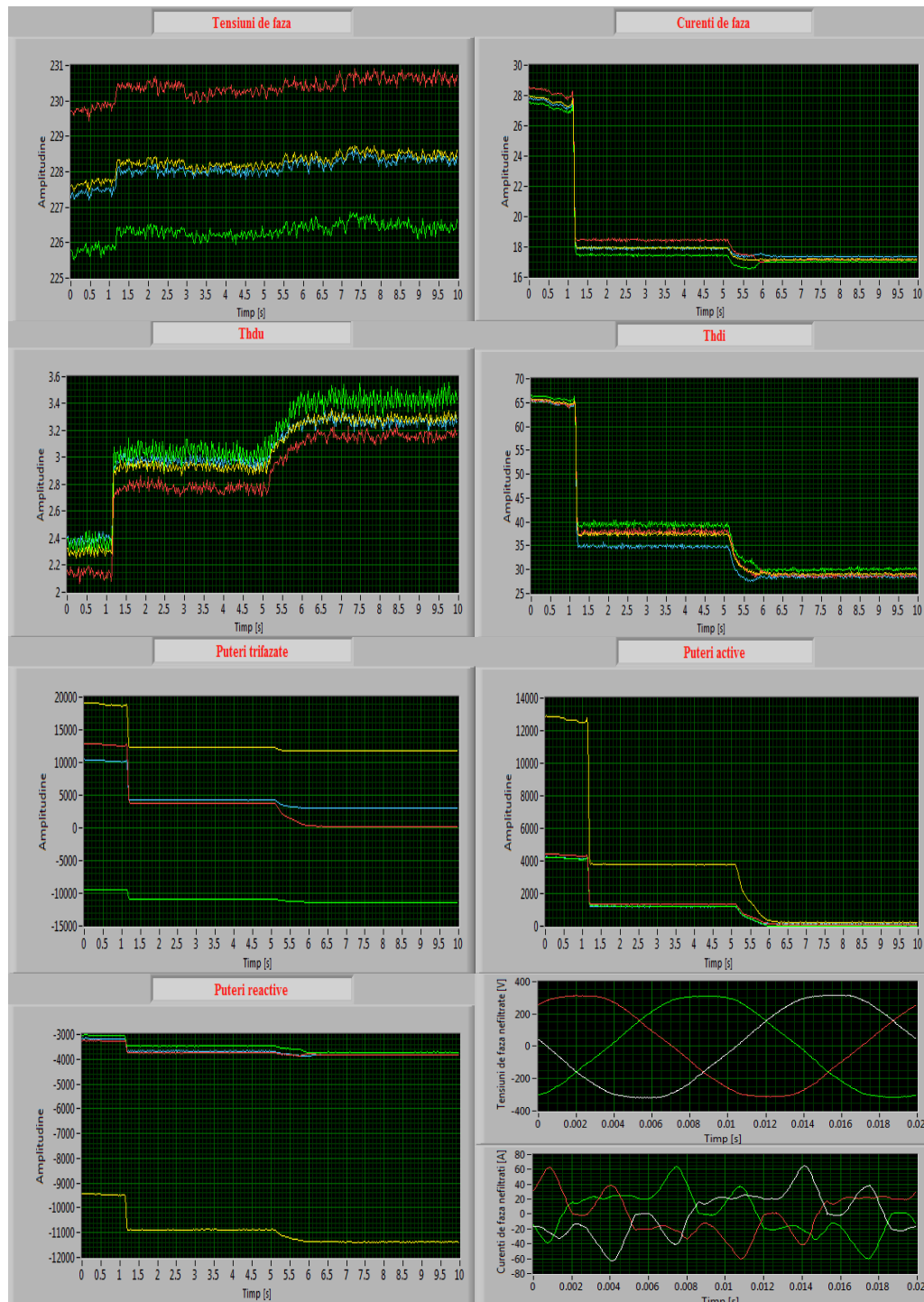


Fig. 5.2 c. Variația parametrilor principali și secundari, utilizând sistemul trifazat de filtre pasive,  $P = 15\text{kW}$  ( $100\% P_n$ ).

Tabel 5.1. Valorile parametrilor electrici obținuți utilizând sistemul de filtre pasive.

Parametri electrici							
Tensiune de fază [V]	Curent de fază [A]	Putere activă [W]	Putere reactivă [VAr]	Putere deformantă [VAd]	Putere aparentă [VA]	THD tensiuni [%]	THD curenți [%]
Puterea instalației de călire P = 1,5kW (10% Pn)							
227,6	17	1300	-11000	3000	11476	3,15	28,6
Puterea instalației de călire P = 3kW (20% Pn)							
228	17,4	2700	-11000	3000	11717	3	33
Puterea instalației de călire P = 4,5kW (30% Pn)							
228	18	4000	-10800	4800	12477	2,9	39
Puterea instalației de călire P = 6kW (40% Pn)							
228	18,1	4000	-10800	4800	12477	2,9	37
Puterea instalației de călire P = 7,5kW (50% Pn)							
228	18,7	5000	-10800	5000	12909	2,85	42,5
Puterea instalației de călire P = 9kW (60% Pn)							
228,4	19,3	5800	-10700	5000	13158	2,85	45
Puterea instalației de călire P = 10,5kW (70% Pn)							
228,8	19,5	6000	-10700	6000	13656	2,8	45
Puterea instalației de călire P = 12kW (80% Pn)							
228,2	22,2	8800	-10000	7000	15048	2,65	55
Puterea instalației de călire P = 13,5kW (90% Pn)							
228	25	11000	-10000	8000	16882	2,5	60
Puterea instalației de călire P = 15kW (100% Pn)							
227,5	28	13000	-9500	10000	18954	2,3	65

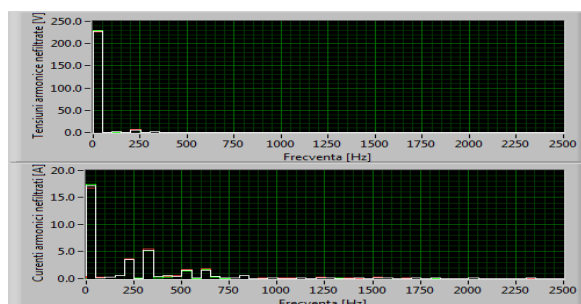


Fig. 5.3 a. Spectre de armonici obținute din curbele de curent și tensiune utilizând filtre pasive P = 4,5kW (30% Pn).

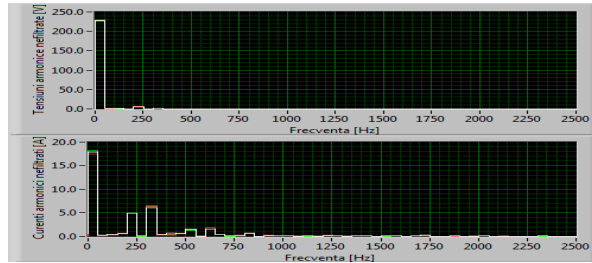


Fig. 5.3 b. Spectre de armonici obținute din curbele de curent și tensiune utilizând filtre pasive, P = 9kW (60% Pn).

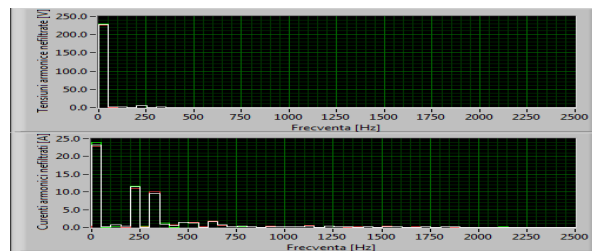


Fig. 5.3 c. Spectre de armonici obținute din curbele de curent și tensiune utilizând filtre pasive, P = 15kW (100% Pn).

Tabel. 5.2. Variația amplitudinilor curenților armonici utilizând filtre pasive.

Puterea instalației [kW]	Curenți armonici [A]											
	Rang →	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21
1,5	16	-	2	4	-	3	2	-	-	-	-	-
3	16	-	3	4	-	2	2	-	-	-	-	-
4,5	17	-	4	5	-	2	2	-	-	-	-	-
6	17	-	3	5	-	2	2	-	-	-	-	-
7,5	17,5	-	4	6	-	2	2	-	-	-	-	-
9	18	-	5	6	-	2	3	-	-	-	-	-
10,5	18	-	5	6	-	2	3	-	-	-	-	-
12	20	-	7	7,5	-	2	3	-	-	-	-	-
13,5	21	-	9	8	-	2	2	-	-	-	-	-
15	23	-	11	10	-	2	3	-	-	-	-	-

Studiind tabelele 5.1 și 5.2 se poate concluziona că prin utilizarea sistemului trifazat de filtre pasive s-a redus THD al curenților de fază de la 140% la 28,6% pe treapta minimă de putere și de la 85% la 65% la putere maximă. Sistemul de filtrare presupune apariția unei puteri reactive de natură capacitivă care variază între -11000 și -9500VAr.



### 5.2. Descrierea sistemului de filtrare activă

În vederea unei mai bune compensări a armonicilor de curent, în urma filtrării pasive se utilizează un filtru activ a cărui funcționare este descrisă în continuare.

Dimensionarea *sistemului de filtrare activă* s-a realizat în capitolul al 3-lea. Schema bloc de realizare a acestui sistem este prezentată în figura 5.4. *Sistemul de filtrare activă* este constituit dintr-o aplicație soft realizată în LabVIEW și un modul cu tranzistoare IGBT.

Principiul de funcționare este următorul:

Aplicația soft este structurată secvențial utilizând o structură specifică din biblioteca LabVIEW și este alcătuită din subrutine ce rulează din programul principal.

În prima secvență denumită *Sistem de încărcare eșantioane în aplicație*, programul permite încărcarea fișerelor cu extensia .txt. Aceste fișiere conțin eșantioanele de curent și tensiune achiziționate în timpul funcționării instalației de călire echipată cu sistemul trifazat de filtre pasive.

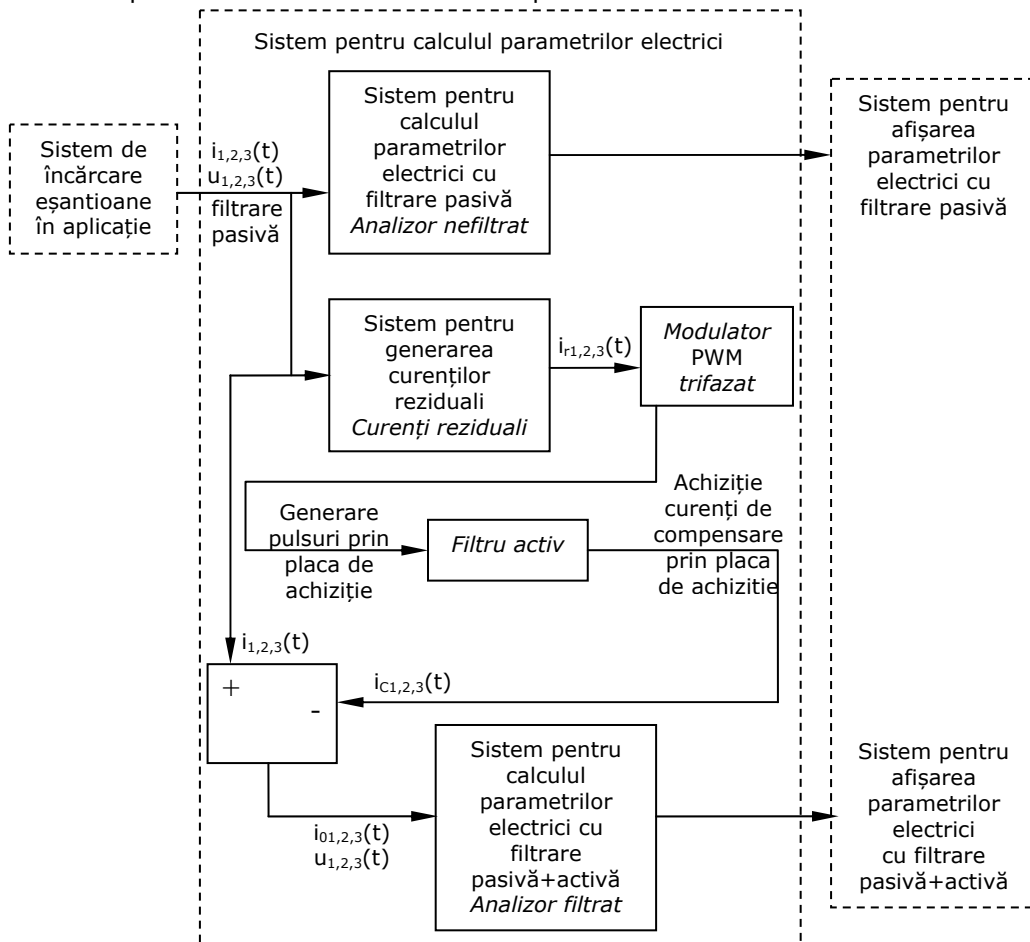


Fig. 5.4. Schema bloc a sistemului de filtrare activă.

*Sistemul pentru calculul parametrilor electrici* se regăsește în a doua secvență și calculează parametrii electrici din eșantioanele aferente filtrării pasive. De asemenea, în cadrul acestui sistem se generează curenții reziduali, respectiv curenții de compensare pentru semnalele distorsionate de curent.

A treia secvență a programului principal se numește *Sistem pentru afișarea parametrilor electrici* și determină afișarea selectivă pe panoul frontal al aplicației a variației parametrilor electrici pe intervalul de 10s.

În cele ce urmează sunt descrise modul de realizare și funcționarea fiecărei subrutine.

### 5.2.1. Sistemul de încărcare eșantioane în aplicație

Comunicația aplicației soft cu placa de achiziție de date este limitată la frecvența de eșantionare  $f_s = 250\text{kHz}$ . Utilizând subrutinele specifice pentru comunicația cu placa de achiziție de date folosite, s-au configurat 10 canale analogice de intrare utilizate de *aplicația de achiziție* prezentată în capitolul al 2-lea.

Astfel frecvența de eșantionare la nivelul unui canal de achiziție este  $f_s = 25\text{kHz}$ . Numărul de eșantioane pe perioadă rezultă din relația:

$$N = f_s \cdot T = 25\text{kHz} \cdot 0,02\text{s} = 500 \text{ eșantioane} \quad (5.12)$$

Achiziția se realizează în intervalul de 10s. Rezultă că numărul de eșantioane achiziționate pe un canal este 250000.

În vederea încărcării fișierelor .txt în aplicație, s-a utilizat un sistem de 10 matrici care se inițializează cu 250000 de elemente de zero pentru a putea fi încărcate cu eșantioanele salvate. Utilizând subprogramele existente în biblioteca LabVIEW se selectează de pe panoul frontal setul de măsurători dorit, specificându-se calea fișierului și extensia acestuia. Sistemul generează un vector ale cărui elemente reprezintă amplitudinile eșantioanelor preluate în aplicație. *Sistemul de încărcare eșantioane în aplicație* este prezentat în figura 5.5.

### 5.2.2. Sistemul pentru calculul parametrilor electrici

Acest sistem este rulat în a doua secvență de program.

Subrutinele specifice acestei secvențe sunt:

- *Analizor nefiltrat* în care aplicația calculează parametrii electrici secundari: THD pentru curenți și tensiuni și puteri active, reactive, deformante și aparente. Această subrutină utilizează eșantioanele de curent și tensiune provenite în urma filtrării pasive.

- *Curenți reziduali* unde sunt extrase semnalele ce determină distorsiunile curenților. Acești curenți reziduali comandă funcționarea modulatorilor PWM.

- *Modulator trifazat* este o subrutină care generează pulsuri de durată variabilă și amplitudine de 5V unui modul realizat cu tranzistoare IGBT și utilizând o placă de achiziție de date. Curenții de compensare de la ieșirea modului IGBT sunt achiziționați cu aceeași placă de achiziție de date pentru a compensa la nivel soft curenții distorsionați preluați de aplicație din fișierele .txt.

- *Fitru activ* este subrutina care configurează placa de achiziție în vederea generării pulsurilor, respectiv a achiziției curenților de compensare.

- *Analizor filtrat* în care aplicația calculează aceiași parametri electrici ca și subrutina *Analizor nefiltrat*, cu deosebirea că aici se utilizează curenții rezultați în urma compensării. Astfel, *Analizor filtrat* determină parametrii principali și secundari în urma filtrării pasivă și activă.

Continuitatea în funcționare este asigurată prin structuri repetitive.

Sistemul pentru calculul parametrilor electrici este prezentat în figura 5.6.

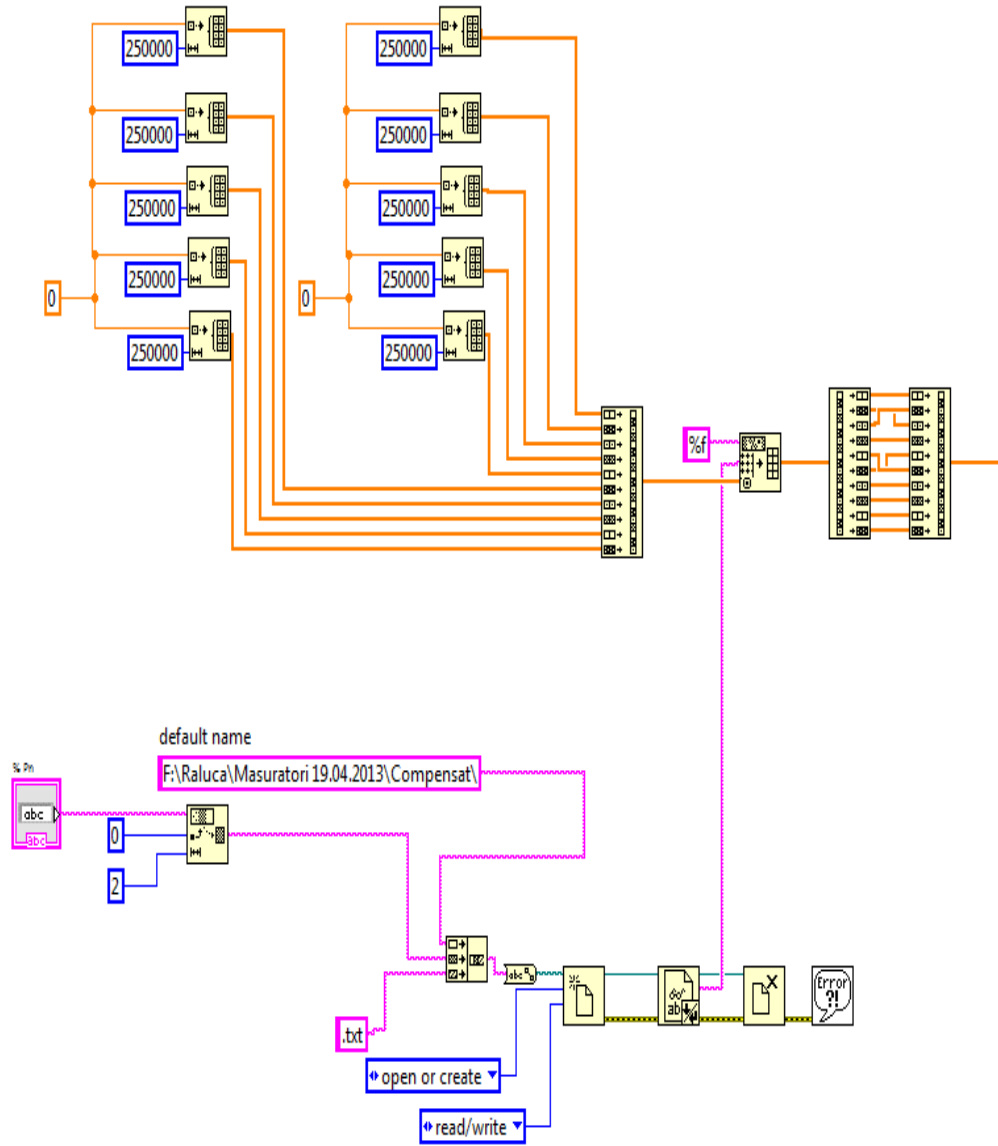


Fig. 5.5. Subrutina de încărcare eșantioane în aplicație.

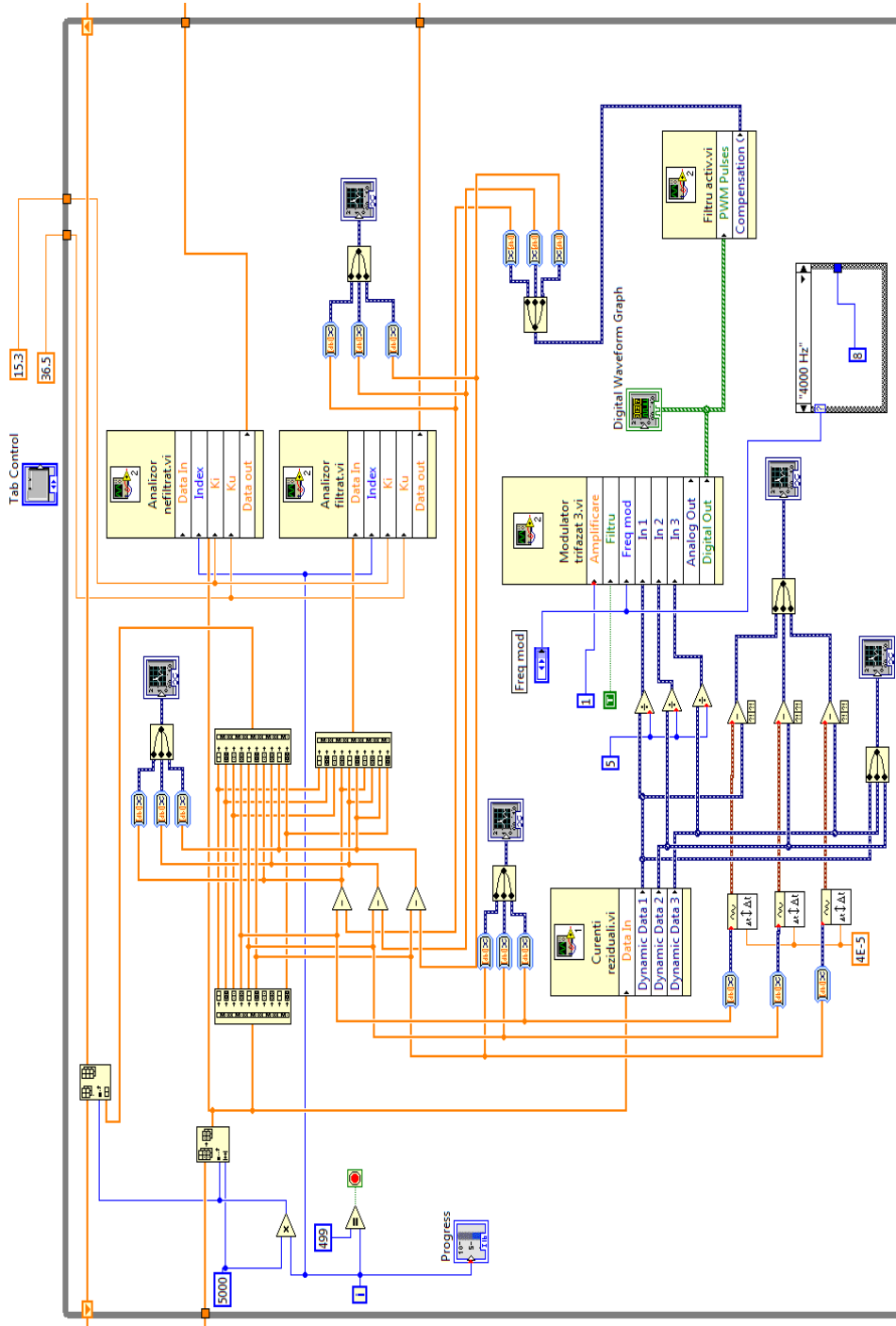


Fig. 5.6. Sistemul pentru calculul parametrilor electrici.

**Subrutina Analizor nefiltrat**

În cadrul acestei subrutine se calculează parametrii electrici secundari amintiți mai sus din eșantioanele achiziționate în timpul funcționării instalației de călire echipată cu sistemul trifazat de filtre pasive. Eșantioanele de curent și tensiune sunt preluate din vectorul provenit din secvența de încărcare prezentată în paragraful 5.2.1. Utilizând funcțiile cu matrici din biblioteca LabVIEW, această aplicație separă eșantioanele de curent de cele de tensiune, calculând valorile efective ale curenților și tensiunilor de fază în fiecare perioadă a tensiunii rețelei de alimentare.

Valorile efective ale tensiunii pe fiecare fază sunt calculate cu relația:

$$U_{ef}(i) = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} U(i, n)^2} \quad (5.13)$$

Valorile efective ale curentului pe fiecare fază sunt calculate cu relația:

$$I_{ef}(i) = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} I(i, n)^2} \quad (5.14)$$

unde  $N$  este numărul de eșantioane / perioadă,  $N = 500$ , iar  $i$  este faza,  $i = 1...3$ . Astfel,  $U(i, n)$  reprezintă amplitudinea eșantionului de tensiune de pe faza  $i$  și de pe poziția  $n$  din vectorul de lungime  $N$ .

Valorile totale ale tensiunilor și curenților se calculează cu relațiile:

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{U_{ef}^2(1) + U_{ef}^2(2) + U_{ef}^2(3)}{3}} \quad (5.15)$$

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{I_{ef}^2(1) + I_{ef}^2(2) + I_{ef}^2(3)}{3}} \quad (5.16)$$

Constantele numerice  $k_i$  și  $k_u$  reprezintă factorii de divizare necesari pentru aducerea valorilor curenților și tensiunilor la nivelele solicitate de sistemul de achiziții de date.

În figura 5.7 este prezentată schema subrutinei *Analizor nefiltrat*. Din această figură se poate observa că puterile active și reactive sunt calculate utilizând subrutina *Măsurare trifazată* (figura 5.8) ce rulează din cadrul *Analizor nefiltrat*. Subrutinele *Măsurare faza 1*, *2*, respectiv *3* (figura 5.9) calculează puterile active și reactive, precum și curenții și tensiunile armonice utilizând subrutine specializate din biblioteca LabVIEW.

Puterea activă pe faza  $i$  se calculează cu relația

$$P(i) = \sum_{k=1}^{50} U_{efk}(i) \cdot I_{efk}(i) \cdot \cos \phi(i) \quad (5.17)$$

Puterea reactivă pe faza  $i$  se calculează cu relația:

$$Q(i) = \sum_{k=1}^{50} U_{efk}(i) \cdot I_{efk}(i) \cdot \sin \phi(i) \quad (5.18)$$

În relațiile (5.17) și (5.18)  $k$  reprezintă ordinul armonicii.

Tensiunea armonică pe faza  $i$  se calculează cu relația:

$$U_{thd}(i) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{50} U_{harm}(i, n)^2}}{U_{harm}(i, 1)} \quad (5.19)$$

Curentul armonic pe faza  $i$  se calculează cu relația:

$$I_{thd}(i) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{50} I_{harm}(i, n)^2}}{I_{harm}(i, 1)} \quad (5.20)$$

unde  $N$  este numărul de eșantioane / perioadă, iar  $i$  este faza.

Valorile totale ale puterilor active și reactivă se calculează cu relațiile:

$$P = \sum_{i=1}^3 P_i, \quad Q = \sum_{i=1}^3 Q_i \quad (5.21)$$

Puterea aparentă totală este calculată cu relația:

$$S = 3 \cdot U_{ef} \cdot I_{ef} \quad (5.22)$$

Puterea deformantă se calculează cu relația:

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (5.23)$$

Valorile totale ale tensiunilor și curenților armonici se calculează cu relațiile:

$$U_{thd} = \sqrt{\frac{U_{thd(1)}^2 + U_{thd(2)}^2 + U_{thd(3)}^2}{3}} \quad (5.22)$$

$$I_{thd} = \sqrt{\frac{I_{thd(1)}^2 + I_{thd(2)}^2 + I_{thd(3)}^2}{3}} \quad (5.23)$$

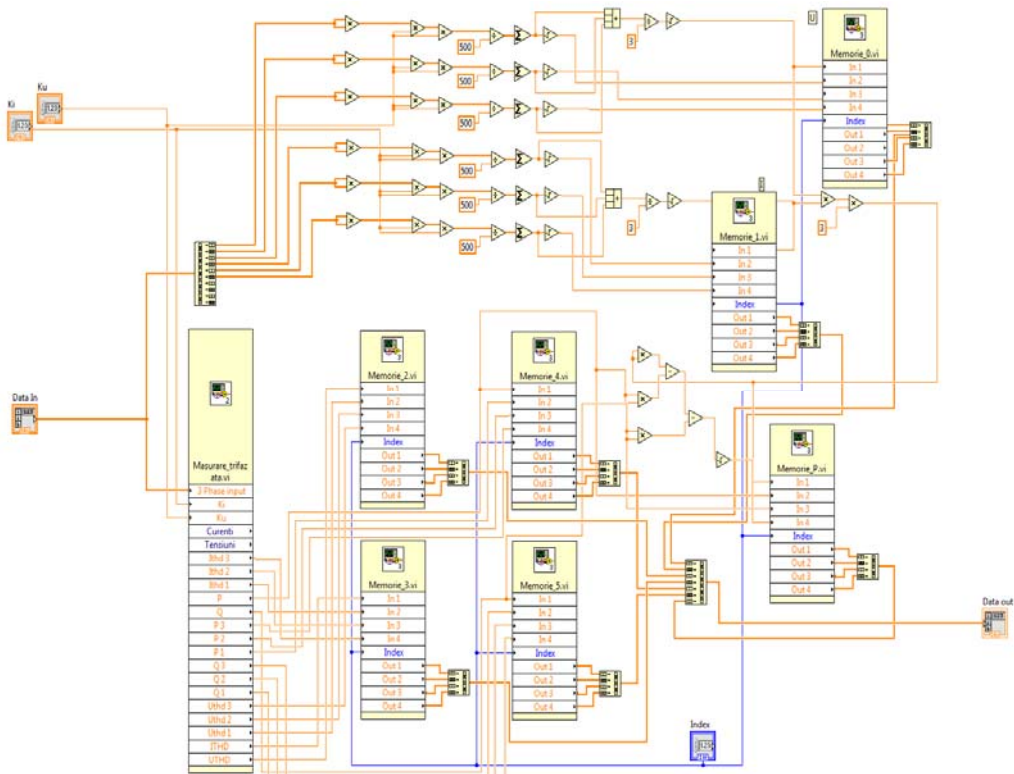


Fig. 5.7. Subrutina Analizor nefiltrat.

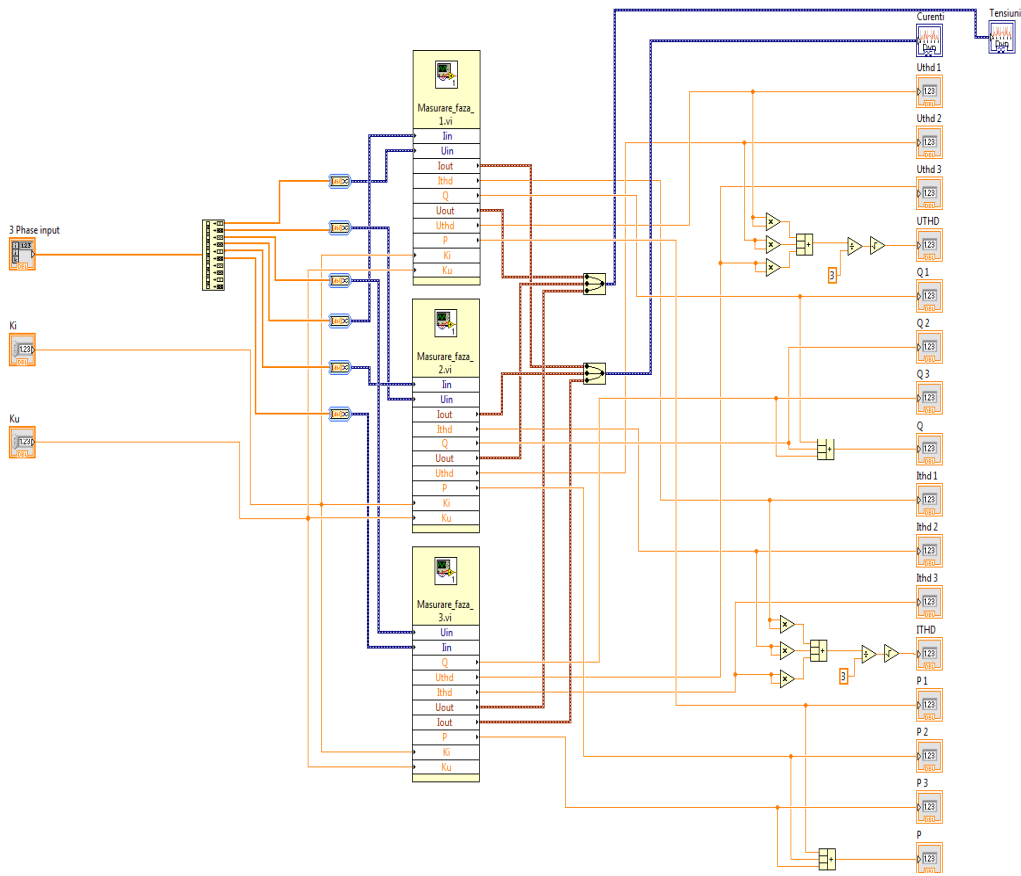


Fig. 5.8. Subrutina Măsurare trifazată.

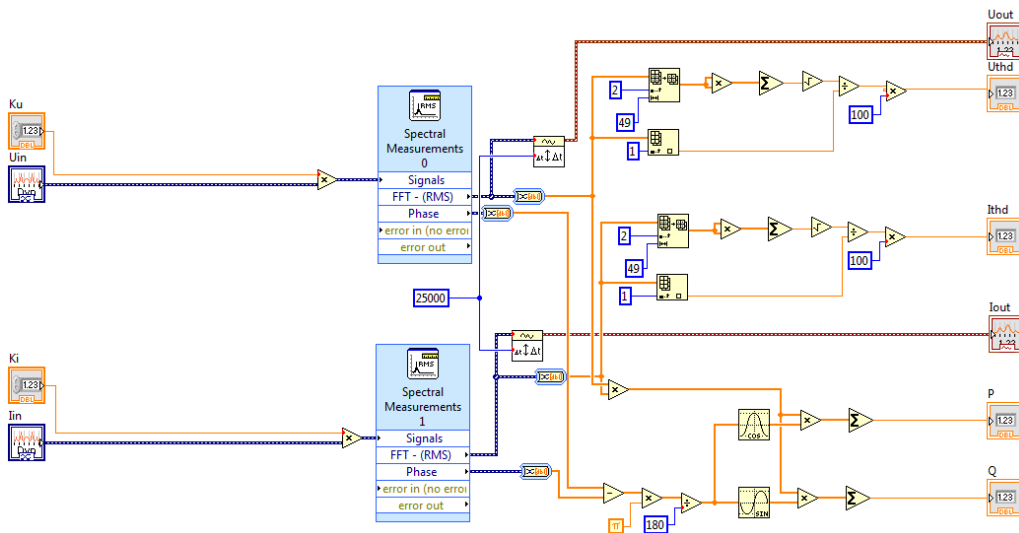
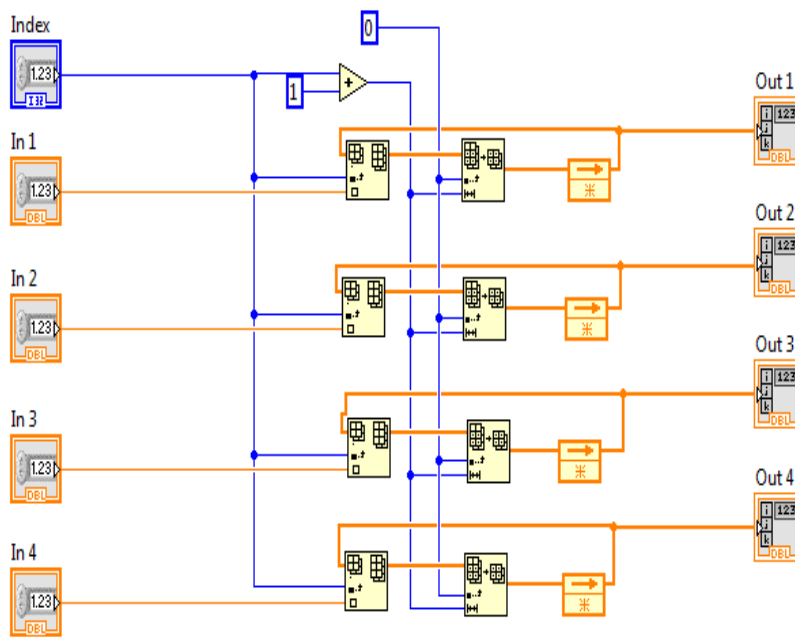


Fig. 5.9. Subrutina Măsurare fază 1, 2, respectiv 3.

Subrutina *Analizor nefiltrat* conține un sistem de memorare a informațiilor calculate. La fiecare iterație a structurii repetitive globale, deci pentru fiecare perioadă, aplicația calculează câte o valoare pentru fiecare parametru. Datele calculate se inserează în matrici, iar cu ajutorul unui sistem de feedback se reține informația de la iterația curentă la următoarea utilizând subrutinele *Memorie* (figura 5.10).

Fig. 5.10. Subrutinele *Memorie*.

### Subrutina *Curenți reziduali*

Generarea curenților reziduali se realizează conform considerațiilor teoretice prezentate în paragraful 3.2.1. Utilizând subrutinele pentru studiul spectral existente în biblioteca LabVIEW, aplicația soft preia semnalele distorsionate de curent și tensiune, cărora li se aplică Transformata Fourier Rapidă pentru a se extrage din fiecare semnal amplitudinea și faza componentei fundamentale.

Componentele fundamentale de curent și tensiune sunt calculate în complex astfel:

$$\underline{I}_{11} = I_{11} \cdot e^{j \cdot \Phi_{11}}, \quad \underline{I}_{21} = I_{21} \cdot e^{j \cdot \Phi_{21}}, \quad \underline{I}_{31} = I_{31} \cdot e^{j \cdot \Phi_{31}} \quad (5.24)$$

$$\underline{U}_{11} = U_{11} \cdot e^{j \cdot \Phi_{11}}, \quad \underline{U}_{21} = U_{21} \cdot e^{j \cdot \Phi_{21}}, \quad \underline{U}_{31} = U_{31} \cdot e^{j \cdot \Phi_{31}} \quad (5.25)$$

unde  $I_{ik}$  reprezintă valoarea efectivă a fazorului  $\underline{I}_{ik}$ ,  $\Phi$  este defazajul,  $i$  este faza, iar  $k$  este ordinul armonicii de curent. Pentru tensiuni notațiile sunt asemănătoare.

Cu ajutorul subrutinelor *Fazori curenți* și *Fazori tensiuni* se calculează utilizând relația (3.49) componentele de secvență directă a componentelor fundamentale de curent și tensiune în modul și fază.



Urmărind schema bloc din figura 3.3, pentru generarea variațiilor curenților de secvență directă se utilizează trei generatoare de semnal sinusoidal setate la frecvența de 50Hz, amplitudinile egale cu modulul componentelor fundamentale de curent și fazele generate de subrutinele *Fazori curenți* și *Fazori tensiuni* utilizând relațiile (3.49).

Curenții reziduali rezultă prin scăderea curenților de secvență directă a componentelor fundamentale din curenții distorsionați conform relațiilor (3.51).

Subrutina *Curenți reziduali* este prezentată în figura 5.11, iar în figura 5.12 este prezentată subrutina *Fazori curenți*.

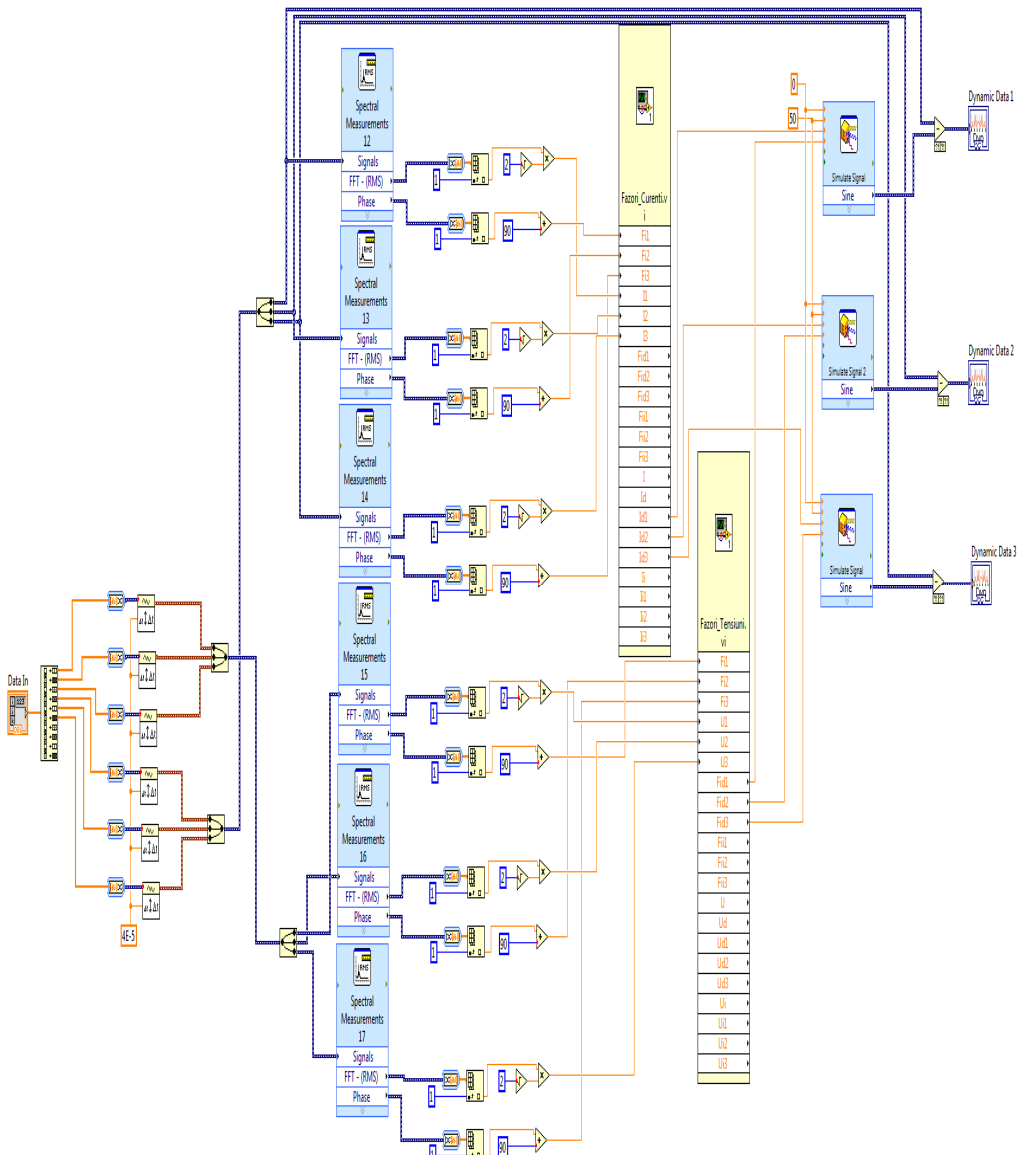
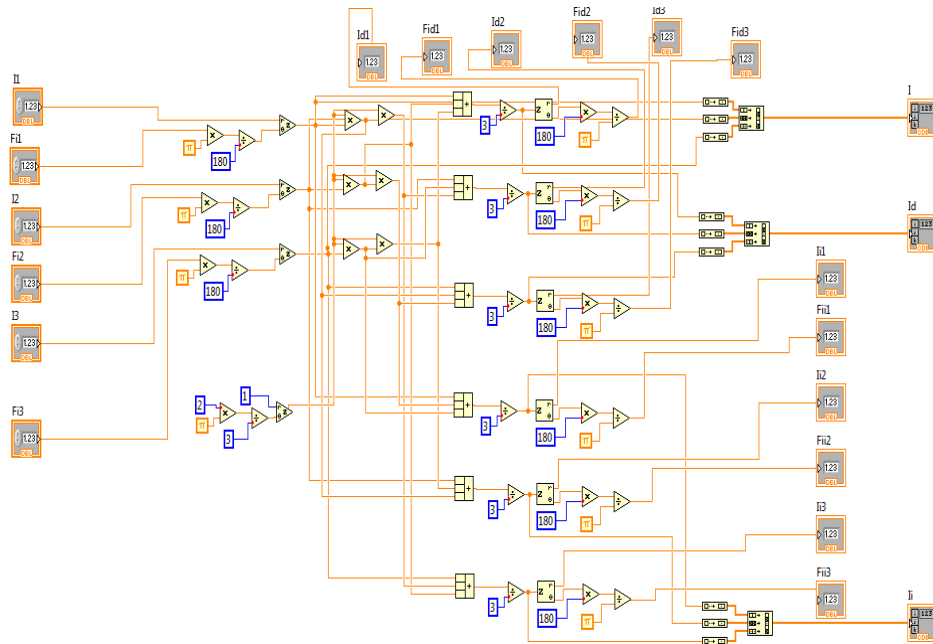


Fig. 5.11. Subrutina *Curenți reziduali*.

Fig. 5.12. Subrutina *Fazori curenți*.

### Subrutina *Modulator trifazat*

Pentru a genera pulsuri de durată variabilă, proporțională cu amplitudinea eșantioanelor semnalelor de intrare, s-au proiectat 6 modulatori PWM: trei pentru alternanțele pozitive și trei pentru alternanțele negative ale curenților reziduali. Separarea alternanțelor se realizează utilizând funcții matematice din biblioteca LabVIEW.

Modulatorii PWM proiectați pot fi utilizați la diferite frecvențe de modulare. Acest fapt îi conferă fiabilitate, oferindu-i un nivel variabil de precizie pentru semnalele de ieșire.

Modulatorii vor prelua cele 500 de eșantioane/periodă ale semnalelor distorsionate și vor genera la rândul lor 500 de pulsuri/periodă ce vor avea lățimea variabilă. S-au ales frecvențele de modulație ale modulatorului  $f_m$  astfel: 2500 Hz, 4000 Hz, 5000 Hz, 10000 Hz și 12500 Hz și pot fi selectate de pe panoul frontal prin intermediul unui selector de meniuri *Case*. Aceste frecvențe de modulație se aplică și modulatorilor ca semnale de intrare.

Generarea pulsurilor este posibilă datorită generatoarelor de puls - subrutine specifice existente în biblioteca LabVIEW. Fiecare generator de puls creează un vector ce conține un model de puls. Acestei subrutine i se poate ajusta *numărul de eșantioane* sau domeniul în care subrutina generează puls, *durata pulsului*, *amplitudinea* acestuia și *întârzierea* sau numărul de eșantioane după care se generează pulsul. Se utilizează 250 astfel de subrutine. Parametrul *număr de eșantioane* depinde de frecvența de clock  $f_{clock}$  și de frecvența de modulație  $f_m$  a converterului PWM, ca în relația:

$$N_{eșantioane} = \frac{f_{clock}}{f_m} \quad (5.26)$$

Amplitudinea pulsurilor generate este 5V, iar întârzierea este zero. Valorile calculate cu relația (5.26) sunt 40, 25, 20, 10 și 8. Aceste valori, corelate cu frecvențele 2500Hz, 4000Hz, 5000Hz, 10000Hz și 12500Hz comandă funcționarea subrutinelor generatoare de puls. Lățimea pulsului generat depinde de amplitudinea eșantionului corespunzător al semnalului rezidual.

În scopul determinării lățimii pulsului care trebuie generat, s-a creat o bază de selecție a eșantionului dorit din semnalul rezidual. Această bază de selecție este constituită dintr-un vector liniar construit după cum urmează: cele 500 de eșantioane / perioadă din semnalul rezidual sunt intercalate de patru ori utilizând funcții specifice din biblioteca LabVIEW. Se obține astfel un vector liniar constituit din 2000 de eșantioane, care reprezintă o singură perioadă a semnalului rezidual, eșantionată cu o frecvență de patru ori mai mică. Acest vector este concatenat cu el însuși de cinci ori pentru a obține un vector de 10000 de elemente, care a fost menționat anterior a fi baza de selecție a eșantionului dorit.

Selecția eșantionului care determină lățimea pulsului este realizată prin intermediul funcțiilor matriciale. Se returnează de fiecare dată un element din baza de selecție.

Relația (5.26) prezintă numărul de pulsuri generate de convertorul PWM într-o perioadă a semnalului rezidual:

$$N_{puls} / perioada = \frac{f_m}{f} \quad (5.27)$$

Aceste numere sunt: 50, 80, 100, 200 și 250, corelate cu frecvențele 2500Hz, 4000Hz, 5000Hz, 10000Hz și 12500Hz.

Selectarea eșantionului care determină durata pulsului este realizată cu funcții matriciale (câte una pentru fiecare puls) care returnează un element al bazei de selecție. În cele ce urmează sunt relatate situațiile care apar prin variația frecvenței de modulație  $f_m$ .

a) dacă  $f_m = 2500$  Hz, durata pulsului este citită de la indexul:

$$n_{2500} = 40 \cdot i \quad (5.28)$$

b) dacă  $f_m = 4000$  Hz, durata pulsului este citită de la indexul:

$$n_{4000} = 25 \cdot i \quad (5.29)$$

c) dacă  $f_m = 5000$  Hz, durata pulsului este citită de la indexul:

$$n_{5000} = 20 \cdot i \quad (5.30)$$

d) dacă  $f_m = 10000$  Hz, durata pulsului este citită de la indexul:

$$n_{10000} = 10 \cdot i \quad (5.31)$$

e) dacă  $f_m = 12500$  Hz, durata pulsului este citită de la indexul:

$$n_{12500} = 8 \cdot i \quad (5.32)$$

unde  $i = 0 \dots 249$  reprezintă numărul de ordine pentru pulsul generat.

Se poate observa că durata pulsului generat este minimă când frecvența de modulație este maximă, produsul dintre ele fiind o constantă egală cu 2000.

Subrutina *Modulator trifazat* este prezentată în figura 5.13, iar subrutina *Modulator 1+* (faza 1, alternanțe pozitive) este prezentată în figura 5.14.

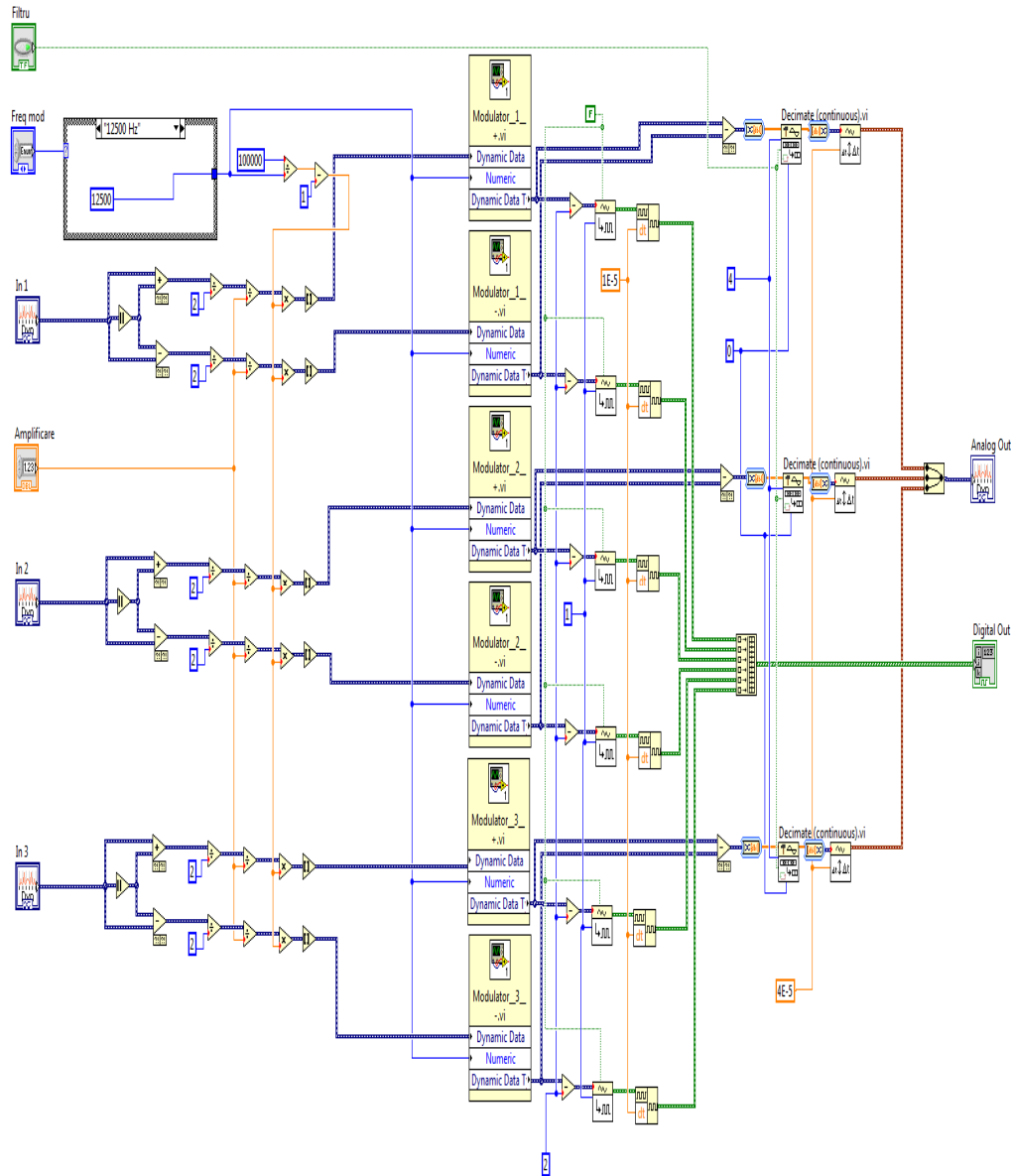


Fig. 5.13. Subrutina *Modulator trifazat*.

**Subrutina *Filtru activ***

În cadrul acestei subrutine aplicația transmite pulsurile generate de modulatorul trifazat *modulului IGBT* utilizând 6 pini digitali de tip OUT ai plăcii de achiziție de date. De asemenea, placa de achiziție de date se configurează pentru a achiziționa semnalele generate de modulul IGBT prin intermediul a 3 pini analogici de tip IN (figura 5.15).

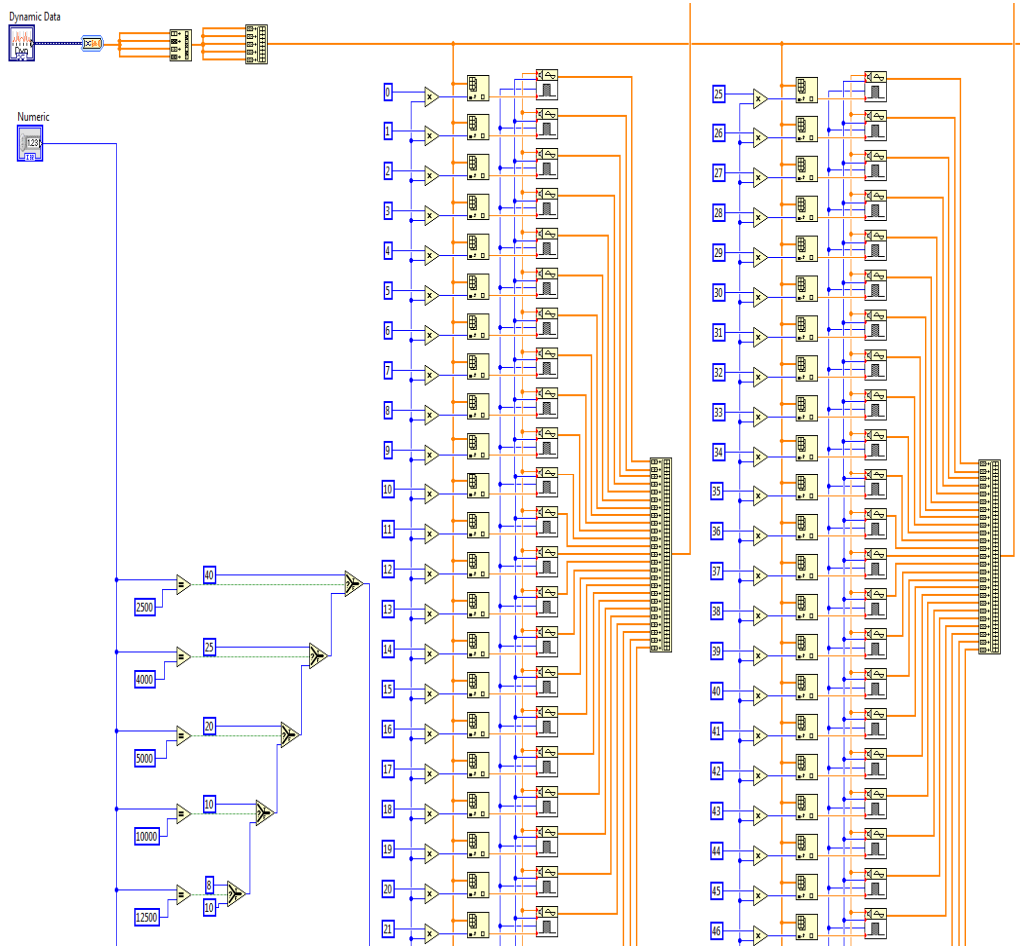


Fig. 5.14. Subrutina *Modulator 1+*.

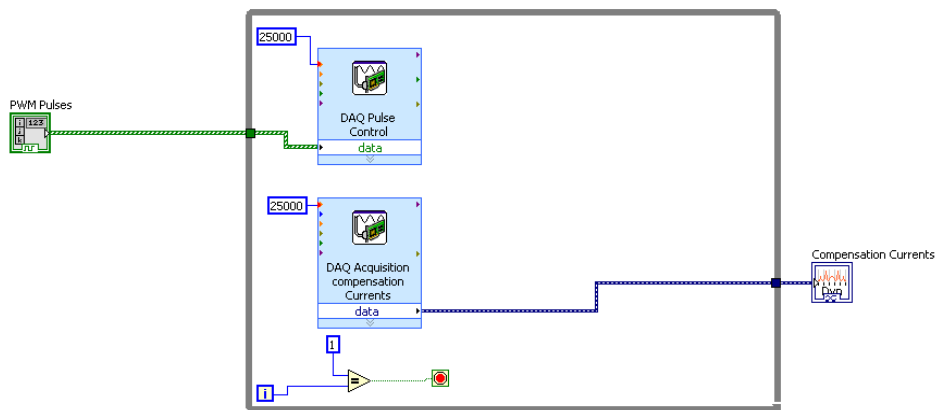


Fig. 5.15. Subrutina *Filtru activ*.

#### **Subrutina *Analizor filtrat***

Structura acestei subrutine este aceeași cu cea a subrutinei *Analizor nefiltrat*. Diferența apare la datele introduse în aplicație.

Subrutina *Analizor filtrat* prelucrează datele obținute în urma filtrării active și calculează parametrii electrici principali și secundari în consecință.

#### **5.2.3. Sistemul de afișare a variației parametrilor electrici**

A treia secvență a aplicației principale reprezintă *Sistemul de afișare a variației parametrilor electrici* cu filtrare pasivă, respectiv pasivă+activă. Afișarea variației parametrilor electrici determinați cu aplicația descrisă în paragraful 5.2.2 se realizează pe panoul frontal în două situații distincte: variația pe o perioadă și variația pe intervalul de 10s.

Informațiile provenite de la subrutinele *Analizor nefiltrat* (parametrii calculați în urma filtrării pasive) și *Analizor filtrat* (parametrii calculați în urma filtrării pasive+active) sunt afișate pe intervalul de 10s și pot fi redade pe grafic selectiv, utilizând structuri *Case*.

Parametrii afișați pe o perioadă a tensiunii rețelei de alimentare sunt parametrii principali (tensiuni și curenți de fază), precum și parametrii generați de filtrul activ (impulsuri pentru comanda modulatorului trifazat, curenți de fază nefiltrați, curenți reziduali, curenți filtrați ideal, curenți de compensare și curenți filtrați).

În cadrul acestei secvențe s-au proiectat două subrutine care afișează spectrele de armonici pentru curenți și tensiuni (în cazul filtrării pasive), respectiv spectrele de armonici pentru curenți (în cazul filtrării pasive+active). În figura 5.17 este prezentată subrutina *Spectru armonici*.

În figurile 5.18 a, b, c sunt prezentate variațiile pe intervalul 10s pentru următorii parametrii principali: tensiuni de fază, curenți de fază și parametrii secundari: THD pentru curbele de tensiune, THD pentru curbele de curent, puteri active, reactive, aparente și deformante pentru 30%, 60%, respectiv 100% din puterea nominală a instalației de călire în timpul funcționării filtrului activ având frecvența de modulație  $f_m = 12500\text{Hz}$ .

De asemenea, figurile 5.18 conțin și variațiile pe o perioadă pentru curenții de fază ai rețelei de distribuție.

Variațiile obținute pentru celelalte valori ale puterii instalației utilizând sistemul de filtrare pasivă+activă sunt prezentate în Anexa 3.

Tabelul 5.3 sintetizează datele obținute prin măsurătorile efectuate crescând puterea instalației din 10 în 10%.

În figurile 5.19 a, b, c sunt prezentate spectrele de armonici pentru curbele de curent pentru 30, 60, respectiv 100% din puterea nominală a instalației în situația utilizării sistemelor de filtrare pasivă și activă.

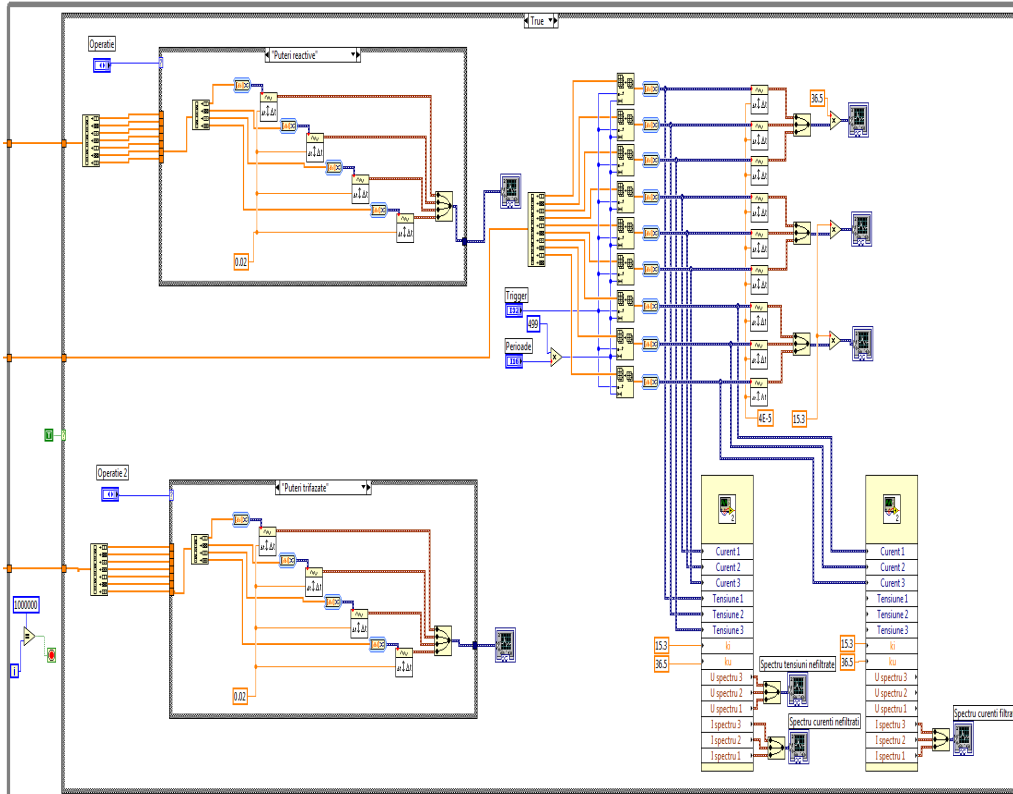


Fig. 5.16. Sistem de afișare a variației parametrilor electrici.

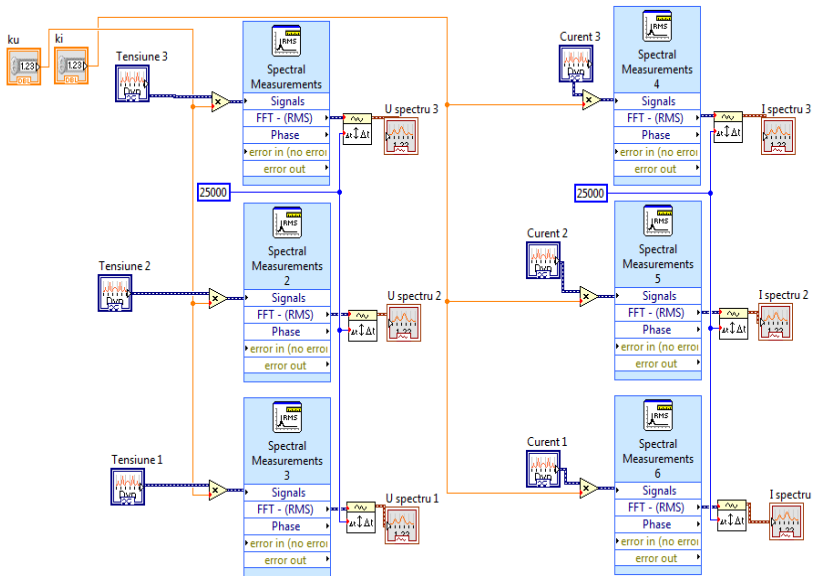


Fig. 5.17. Subrutina Spectru armonici.

112 Validarea experimentală la nivel de laborator a instalației electrotermice

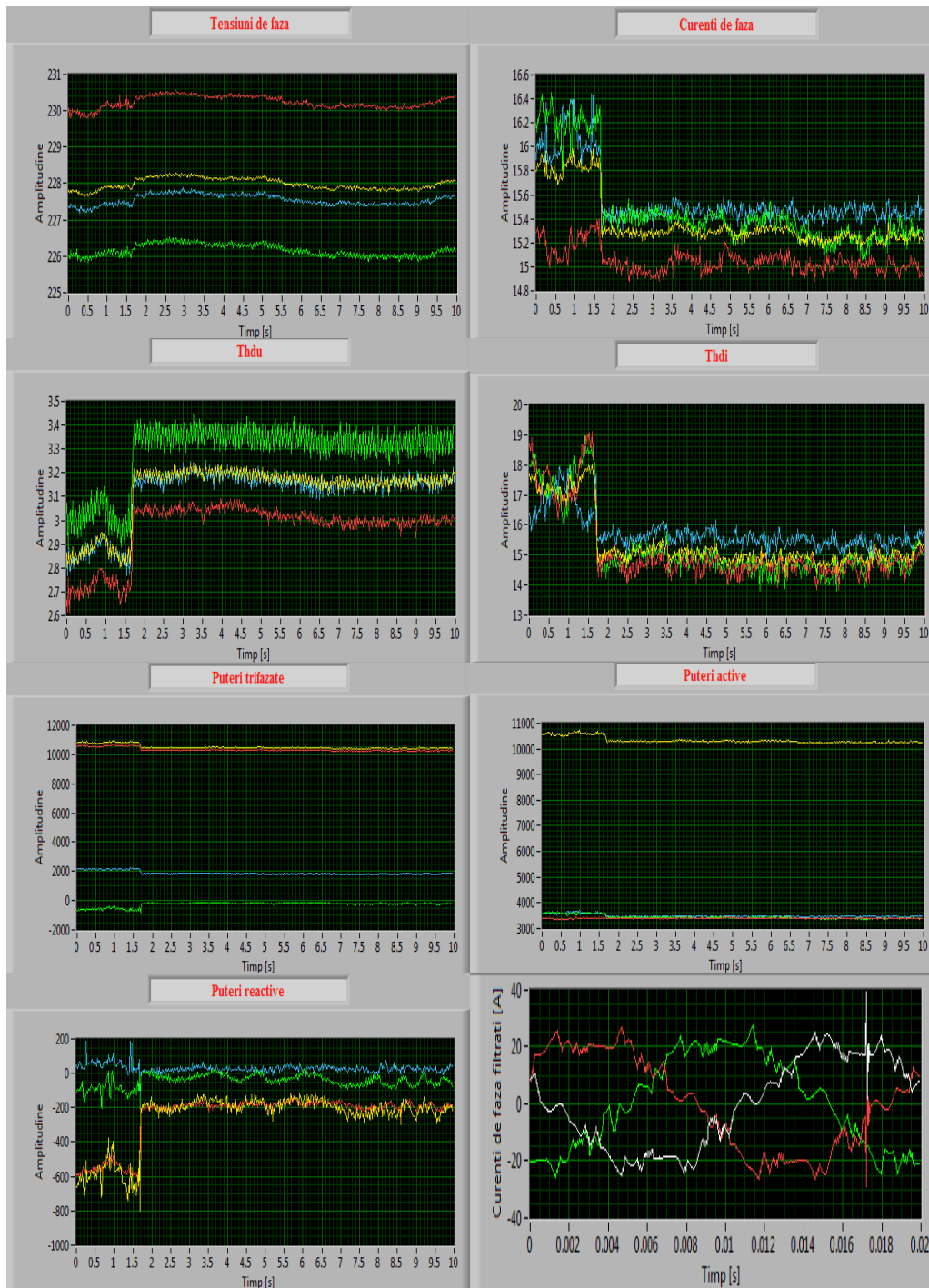


Fig. 5.18 a. Variația parametrilor principali și secundari, utilizând sistemul de filtrare activă,  $f_m = 12500\text{Hz}$ ,  $P = 4,5\text{kW}$  (30%  $P_n$ ).



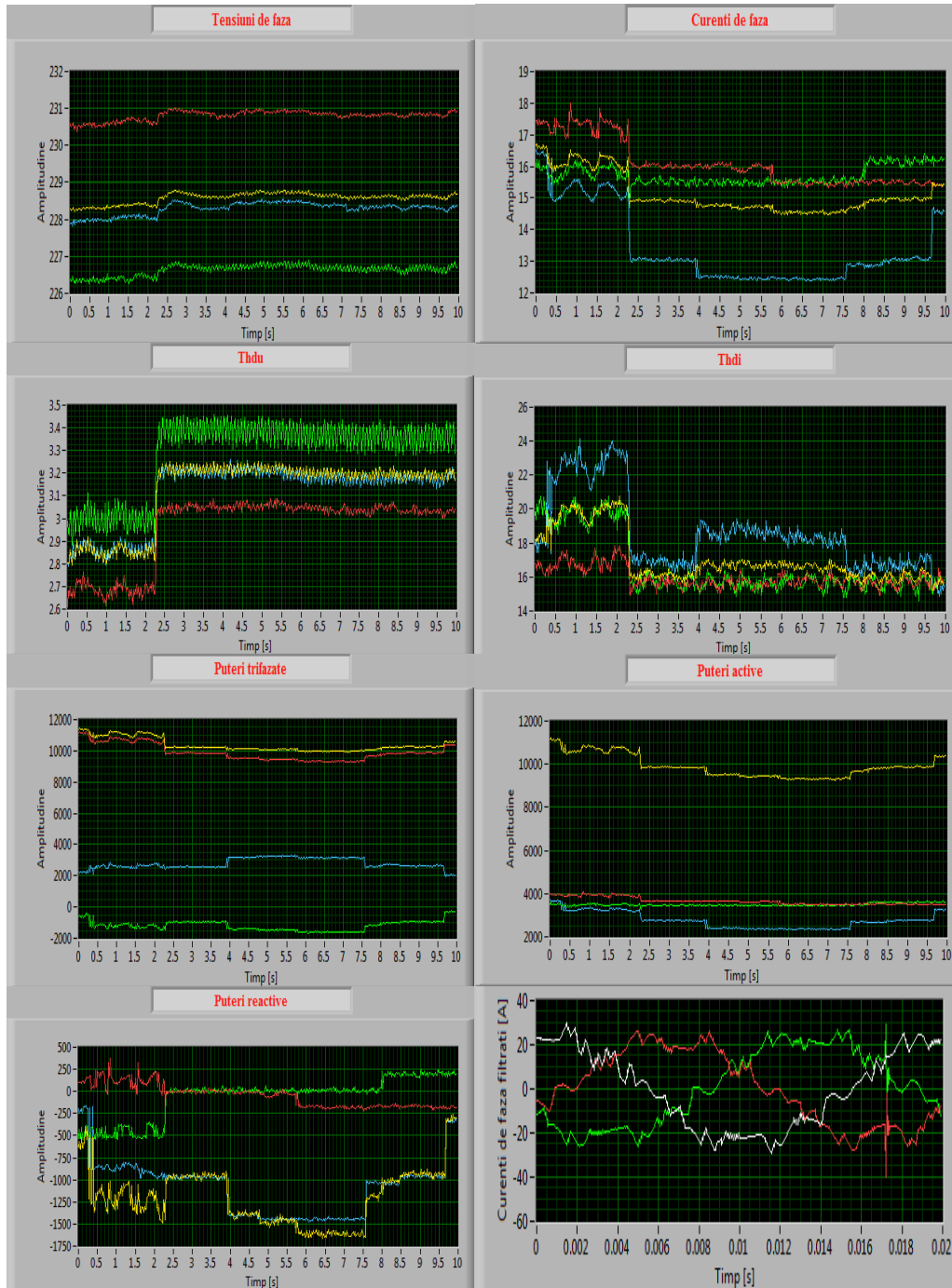


Fig. 5.18 b. Variația parametrilor principali și secundari, utilizând sistemul de filtrare activă,  $f_m = 12500\text{Hz}$ ,  $P = 9\text{kW}$  (60%  $P_n$ ).

114 Validarea experimentală la nivel de laborator a instalației electrotermice

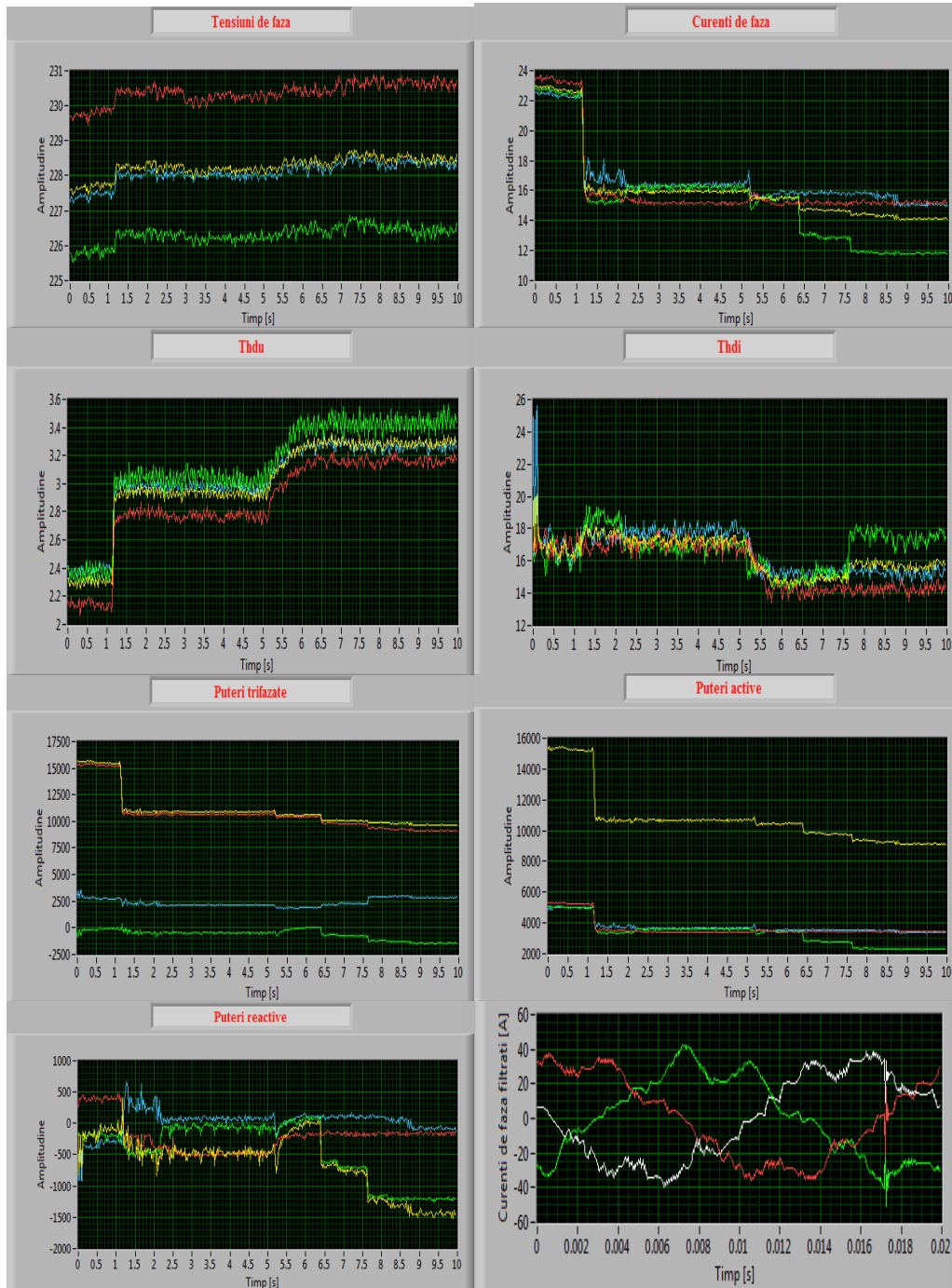


Fig. 5.18 c. Variația parametrilor principali și secundari, utilizând sistemul de filtrare activă,  $f_m = 12500\text{Hz}$ ,  $P = 15\text{kW}$  (100%  $P_n$ ).

Tabel 5.3. Valorile parametrilor electrici obținuți utilizând sistemele de filtrare pasivă și activă.

Parametri electrici							
Tensiune de fază [V]	Curent de fază [A]	Putere activă [W]	Putere reactivă [VAr]	Putere deformantă [VAd]	Putere aparentă [VA]	THD tensiuni [%]	THD curenți [%]
Puterea instalației de călire P = 1,5kW (10% Pn)							
228	14,7	9500	-1250	3000	10041	3,15	16
Puterea instalației de călire P = 3kW (20% Pn)							
228	15,5	10500	-800	2000	10719	3	17,5
Puterea instalației de călire P = 4,5kW (30% Pn)							
228	15,8	10600	-600	2100	10823	2,9	17,5
Puterea instalației de călire P = 6kW (40% Pn)							
228	15	9800	-2000	3000	10442	2,9	20
Puterea instalației de călire P = 7,5kW (50% Pn)							
228	16	10500	-1250	3000	10991	2,85	20
Puterea instalației de călire P = 9kW (60% Pn)							
228,3	16,5	10800	-1200	2200	11087	2,85	19
Puterea instalației de călire P = 10,5kW (70% Pn)							
228,7	16,5	11000	-250	2500	11283	2,8	18
Puterea instalației de călire P = 12kW (80% Pn)							
228,3	19	12500	-1200	3000	12911	2,61	21
Puterea instalației de călire P = 13,5kW (90% Pn)							
228	21,5	14000	-80	2300	14188	2,5	17
Puterea instalației de călire P = 15kW (100% Pn)							
227,8	23	15000	-100	2500	15207	2,3	17

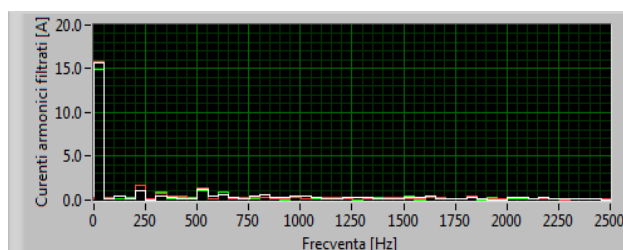


Fig. 5.19 a. Spectre de armonici obținute din curbele de curent utilizând sistemele de filtrare pasivă și activă P = 4,5kW (30% Pn).

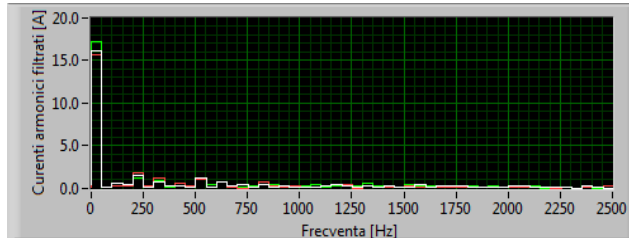


Fig. 5.19 b. Spectre de armonici obținute din curbele de curent utilizând sistemele de filtrare pasivă și activă, P = 9kW (60% Pn).

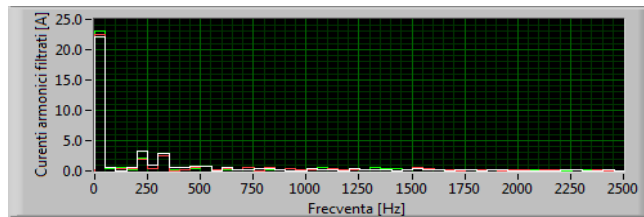


Fig. 5.19 c. Spectre de armonici obținute din curbele de curent utilizând sistemele de filtrare pasivă și activă, P = 15kW (100% Pn).

Tabel. 5.4. Variația amplitudinilor curenților armonici utilizând sistemele de filtrare pasivă și activă.

Puterea instalației [kW]	Curenți armonici [A]											
	Rang →	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21
1,5	16	-	2	4	-	3	2	-	-	-	-	-
3	15	-	2	4	-	2	2	-	-	-	-	-
4,5	15	-	2	1	-	2	1	-	-	-	-	-
6	4,8	-	2	3	-	1	1	-	-	-	-	-
7,5	15	-	3	2	-	1	1	-	-	-	-	-
9	16	-	2	1	-	1	1	-	-	-	-	-
10,5	16	-	2	2	-	1	1	-	-	-	-	-
12	19	-	3	3	-	1	1	-	-	-	-	-
13,5	21	-	2	3	-	1	1	-	-	-	-	-
15	24	-	3	3	-	1	1	-	-	-	-	-

În figurile 5.20 a, b, c, d, e sunt prezentate variațiile în interval de o perioadă a parametrilor electrici generați prin funcționarea fitrului activ având frecvență de modulație variabilă (12500Hz, 10000Hz, 5000Hz, 4000Hz, 2500Hz). Acești parametri electrici sunt: impulsuri pentru comanda modulatorului trifazat, curenți de fază nefiltrați, curenți reziduali, curenți filtrați ideal, curenți de compensare și curenți filtrați. Variațiile sunt corespunzătoare puterii maxime a instalației de călire.

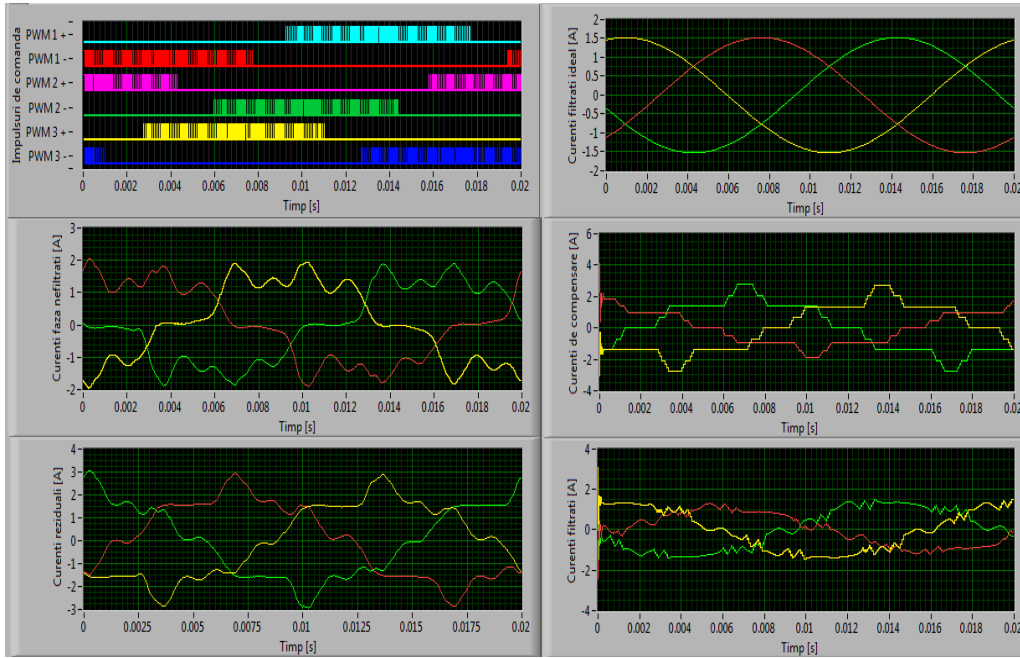


Fig. 5.20 a. Variațiile parametrilor electrici generați de filtrul activ,  $P = 15\text{kW}$  (100%  $P_n$ ),  $f_m = 12500\text{Hz}$

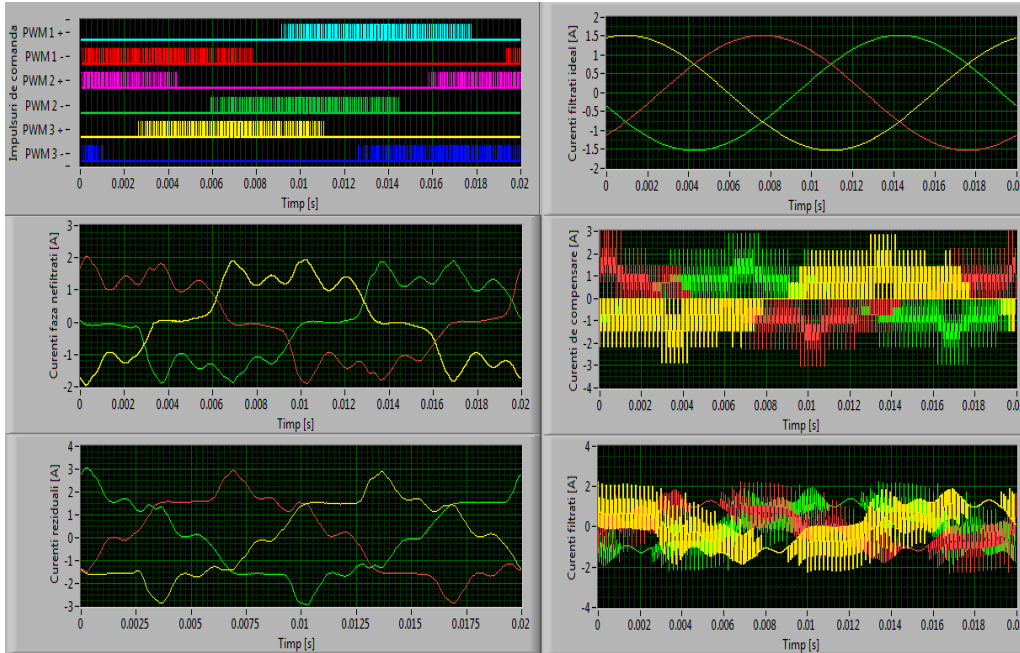


Fig. 5.20 b. Variațiile parametrilor electrici generați de filtrul activ,  $P = 15\text{kW}$  (100%  $P_n$ ),  $f_m = 10000\text{Hz}$

118 Validarea experimentală la nivel de laborator a instalației electrotermice

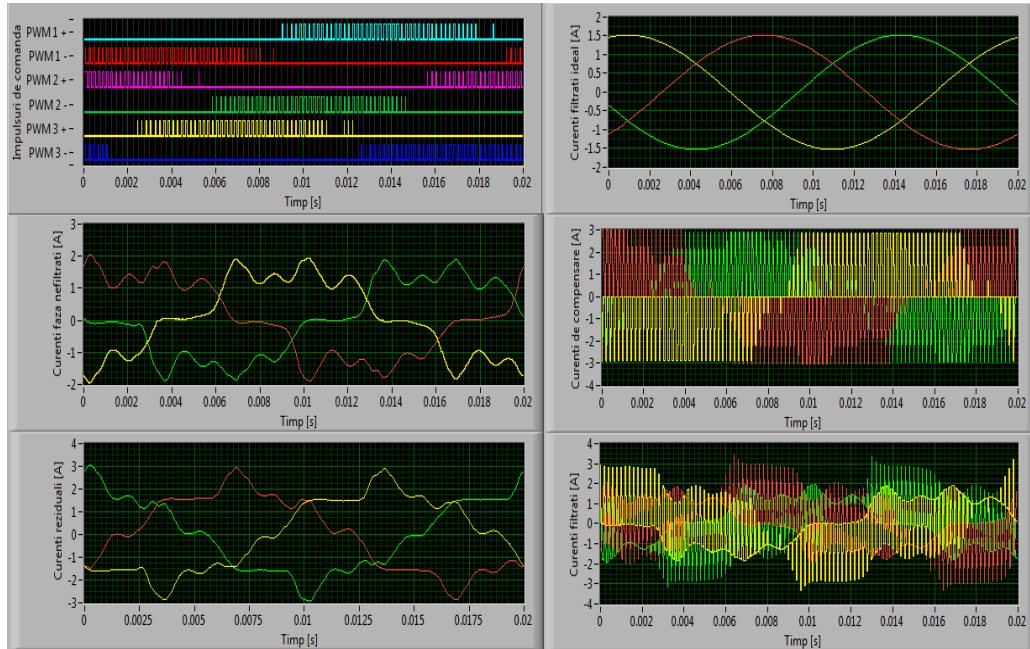


Fig. 5.20 c. Variațiile parametrilor electrici generați de filtrul activ,  $P = 15\text{kW}$  (100%  $P_n$ ),  $f_m = 5000\text{Hz}$

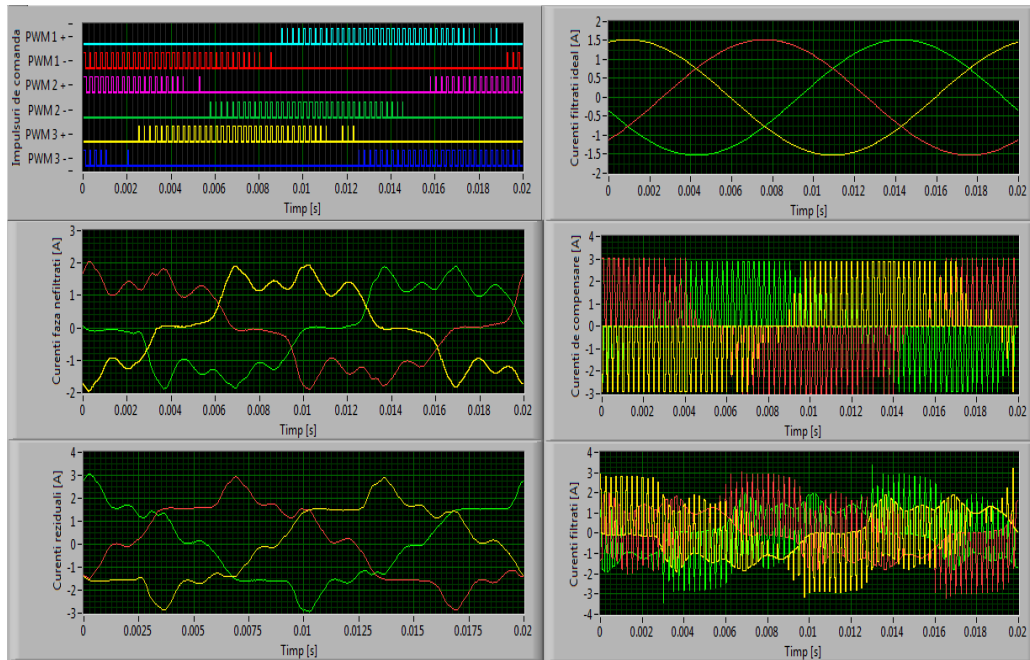


Fig. 5.20 d. Variațiile parametrilor electrici generați de filtrul activ,  $P = 15\text{kW}$  (100%  $P_n$ ),  $f_m = 4000\text{Hz}$

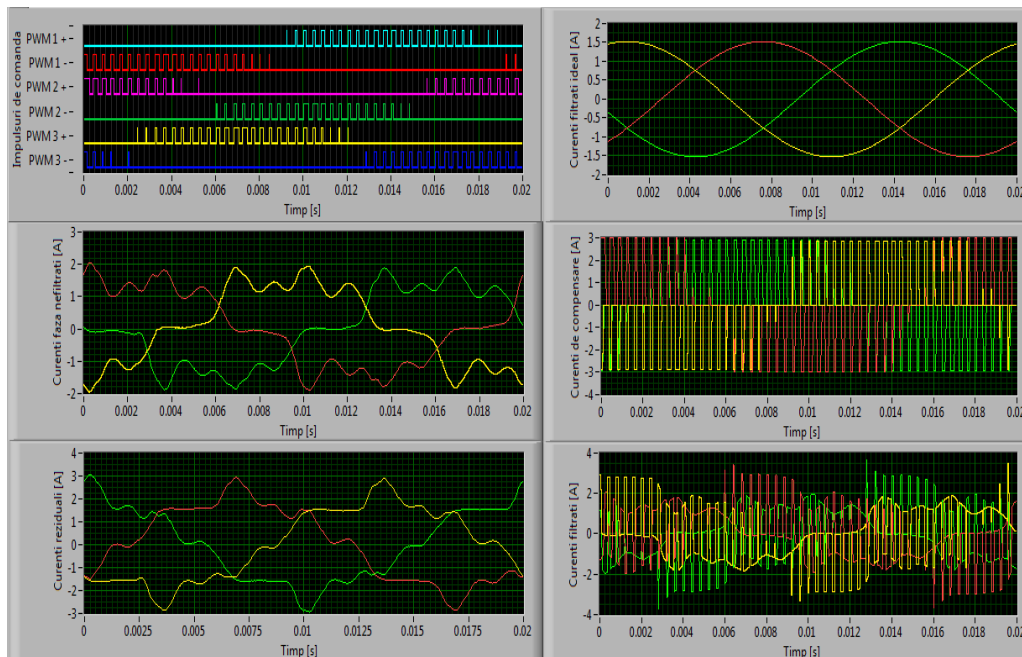


Fig. 5.20 e. Variațiile parametrilor electrici generați de filtrul activ,  $P = 15\text{kW}$  (100%  $P_n$ ),  $f_m = 2500\text{Hz}$

Studiind tabelele 5.3 și 5.4 se observă că odată cu introducerea sistemului de filtrare activă, se observă o reducere a THD pentru curenții de fază față de situația utilizării doar a sistemului de filtre pasive. Reducerea este de la 28,6% la 16% pe treapta minimă de putere, respectiv de la 65% la 17% la treapta maximă de putere.

### 5.3. Concluzii

În acest capitol sunt prezentate cele două sisteme utilizate pentru îmbunătățirea indicatorilor de calitate a energiei electrice.

În paragraful 5.1 este descris modul de realizare al sistemului trifazat de filtre pasive. S-a proiectat câte un filtru pasiv trifazat realizat cu bobine și condensatoare pentru fiecare dintre armonicile de curent 5, 7, 11 și 13. În capitolul al 2-lea s-a dovedit că aceste armonici au amplitudinile cele mai ridicate din spectrul armonicilor de curent.

Conectând sistemul de filtre pasive în punctul de racord al instalației electrotermice de călire la rețeaua electrică de distribuție, s-au achiziționat eșantioane din semnalele de curent și tensiune din care s-au calculat parametrii electrici prezentați în acest capitol.

În paragraful 5.2 este descris modul de funcționare al unui filtru activ alcătuit dintr-o aplicație realizată în mediul de programare LabVIEW. Această aplicație preia eșantioanele de curent și tensiune filtrate pasiv și prin intermediul modulatorilor PWM realizează comandă un modul realizat cu tranzistoare IGBT utilizând o placă de achiziții de date. Curenții de compensare obținuți de asemenea soft generează o reducere a distorsiunii armonice a curenților.

Acest capitol prezintă variația parametrilor electrici calculați atât pe o perioadă a tensiunii rețelei de alimentare, cât și pe intervalul de 10s în cele două

situații studiate: utilizând sistemul de filtrare pasivă și utilizând sistemul de filtrare pasivă+activă.

Parametrii electrici calculați și afișați pe o perioadă a tensiunii rețelei de alimentare sunt: tensiunile și curenții de fază, spectrele de armonici ale tensiunilor și curenților de fază, curenți reziduali, curenți filtrați ideal, curenți de compensare și curenți filtrați. Parametrii electrici calculați pe intervalul de 10s sunt: valorile efective ale tensiunilor și curenților de fază, distorsiunile armonice totale ale curenților și tensiunilor de fază, puterile active, reactive, deformante și aparente.

Tabelul 5.5 sintetizează variația THD a curenților de fază în situația funcționării instalației fără filtre, a utilizării sistemului de filtrare pasivă și a sistemului de filtrare pasivă+activă.

Tabel. 5.5. Variația THD a curenților de fază.

Puterea instalației [kW]	THDI [%] Fără filtre	THDI [%] Filtrare pasivă	THDI [%] Filtrare pasivă+activă				
			$f_m = 12500\text{Hz}$	$f_m = 10000\text{Hz}$	$f_m = 5000\text{Hz}$	$f_m = 4000\text{Hz}$	$f_m = 2500\text{Hz}$
			1,5	140	28,6	16	15
3	120	33	17,5	15	15,5	19	31
4,5	105	39	17	14,5	17	20	31
6	105	37	20	16	18	21	32
7,5	100	42,5	20	17	20	22	32
9	98	45	19,5	16	18,5	21,5	31,5
10,5	95	45	18	15	19	22	33
12	92	55	21	19	20	24	33
13,5	90	60	17	16	22,5	26	35
15	85	65	17	18	24	27,5	36

Din tabelul 5.5 se poate observa că introducerea sistemului de filtrare pasivă determină o reducere a THD a curenților de fază față de situația funcționării fără filtre de la 140% la 28,6% pe treapta minimă de putere, respectiv de la 85% la 65% la puterea maximă. Introducând și sistemul de filtrare activă, această reducere este și mai pronunțată după cum urmează: reducerea THD ajunge la 16% la treapta minimă de putere, respectiv la 17% pentru puterea maximă. Filtrarea activă are eficiență maximă în situația utilizării sistemului la frecvența mare de modulație (12500Hz, 10000Hz).



## 6. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII PERSONALE

Această lucrare constituie un studiu privind îmbunătățirea indicatorilor de calitate a energiei electrice în funcționarea unei instalații electrotermice de călire cu inducție electromagnetică. În urma studiului asupra variației parametrilor electrici ce caracterizează funcționarea acestei instalații de călire, s-a realizat un sistem trifazat de filtre pasive și un filtru activ realizat cu tranzistoare IGBT și care este comandat soft utilizând o aplicație realizată în mediul de programare LabVIEW.

### Capitolul 1.

În primul capitol sunt prezentate considerații teoretice privind instalațiile de încălzire prin inducție electromagnetică. De asemenea, sunt prezentate elementele componente ale instalației electrotermice studiate.

### Capitolul 2.

În capitolul al 2-lea s-a proiectat și s-a prezentat modul de realizare a blocului de adaptare a curenților și tensiunilor mari la nivele compatibile cu placa de achiziție de date. De asemenea, este descris modul de implementare a programului de calcul al mărimilor electrice pornind de la eșantioanele achiziționate din semnalele de curent și tensiune. În acest capitol s-a realizat un studiu comparativ între două metode de măsură a parametrilor electrici: utilizând blocul de adaptare cu programul de calcul și folosind un analizor trifazat pentru calitatea energiei electrice CA 8334B. În urma acestui studiu s-a concluzionat că utilizând eșantioanele din semnalele de curent și tensiune se pot obține informații corecte și mai complete asupra variației parametrilor electrici decât în situația utilizării analizorului.

*Contribuțiile proprii ale autoarei în acest capitol sunt proiectarea și realizarea practică a blocului de adaptare, aplicațiile soft de achiziție, respectiv de redare a parametrilor electrici.*

### Capitolul 3.

În acest capitol s-a proiectat un sistem trifazat de filtre pasive acordate pe armonicile 5, 7, 11 și 13, precum și un sistem de compensare a puterii reactive capacitive introdusă de filtrele pe armonici. De asemenea, s-au descris etapele de proiectare pentru un filtru activ. Aplicația de comandă a filtrului activ utilizează un modulator PWM realizat soft cu frecvența de modulație selectabilă în 5 trepte.

*Contribuțiile proprii ale autoarei în acest capitol sunt proiectarea sistemului trifazat de filtre pasive și active.*

### Capitolul 4.

În cadrul acestui capitol sunt prezentate simularea funcționării instalației de călire prin inducție și validarea măsurătorilor mărimilor electrice efectuate cu sistemul de achiziții de date. De asemenea, este validată prin simulare corectitudinea proiectării filtrelor pe armonicile 5, 7, 11 și 13, precum și instalația de compensare a puterii reactive introdusă de filtre.

*Contribuțiile proprii ale autoarei în acest capitol sunt modelarea și simularea instalației de călire utilizând mediul PSCAD-EMTDC în vederea validării corectitudinii proiectării filtrelor pasive.*

Capitolul 5.

În acest capitol este prezentat programul de achiziție a eșantioanelor de curent și tensiune pe durata a 10s în vederea generării semnalelor de comandă pentru filtrul activ. Măsurătorile pentru parametrii electrici s-au realizat în 3 ipoteze:

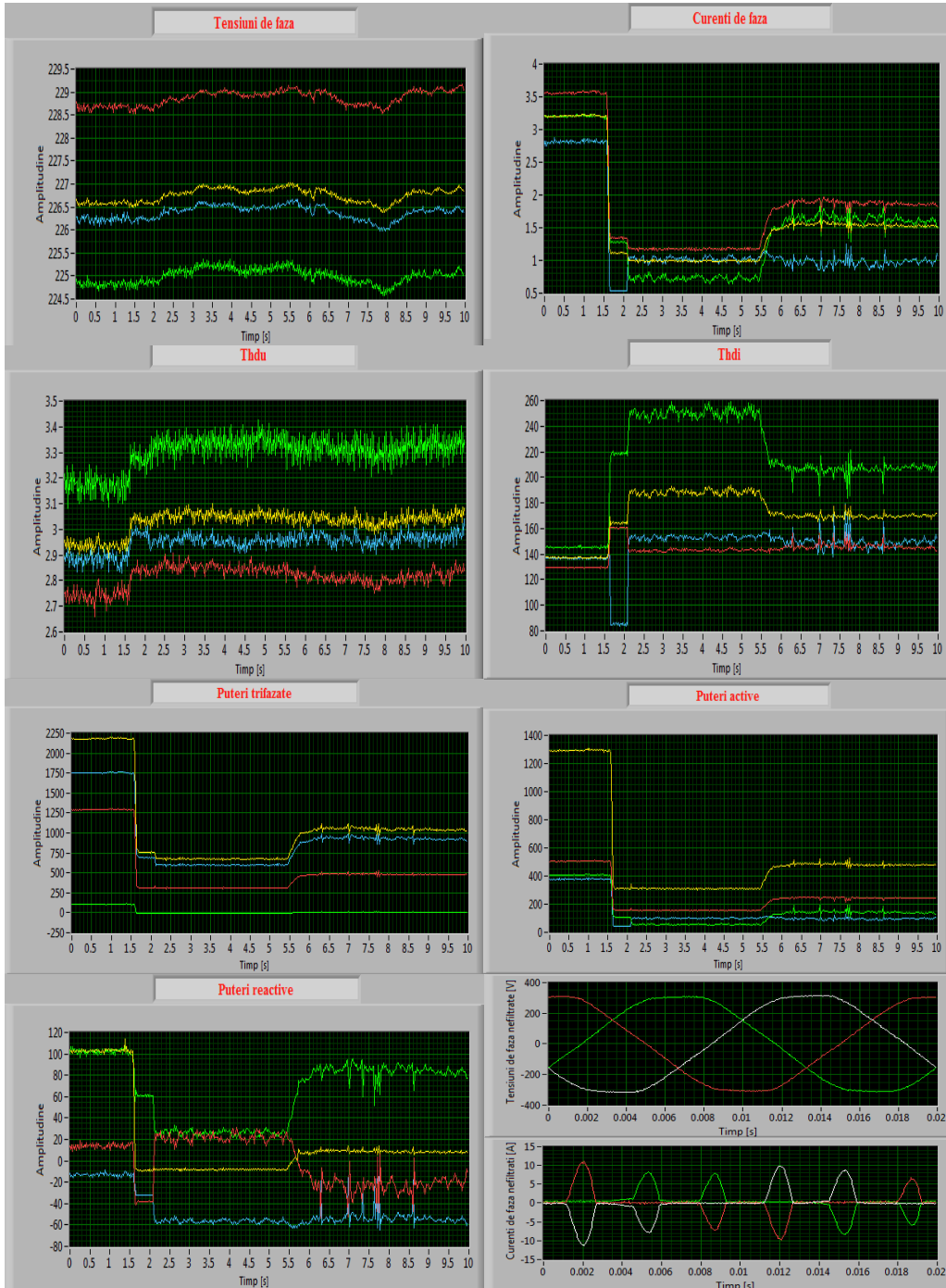
- fără instalații de filtrare pasivă sau activă.
- utilizând filtre pasive acordate pe armonicile 5, 7, 11 și 13 și instalație de compensare a puterii reactive capacitive introdusă de filtre.
- cu filtrare pasivă+activă, măsurând curenții de compensare și determinând valorile curenților rezultați.

În acest capitol s-a realizat un studiu referitor la variațiile mărimilor electrice în ipoteza utilizării filtrelor pasive, respectiv în utilizării sistemului de filtre pasive+active.

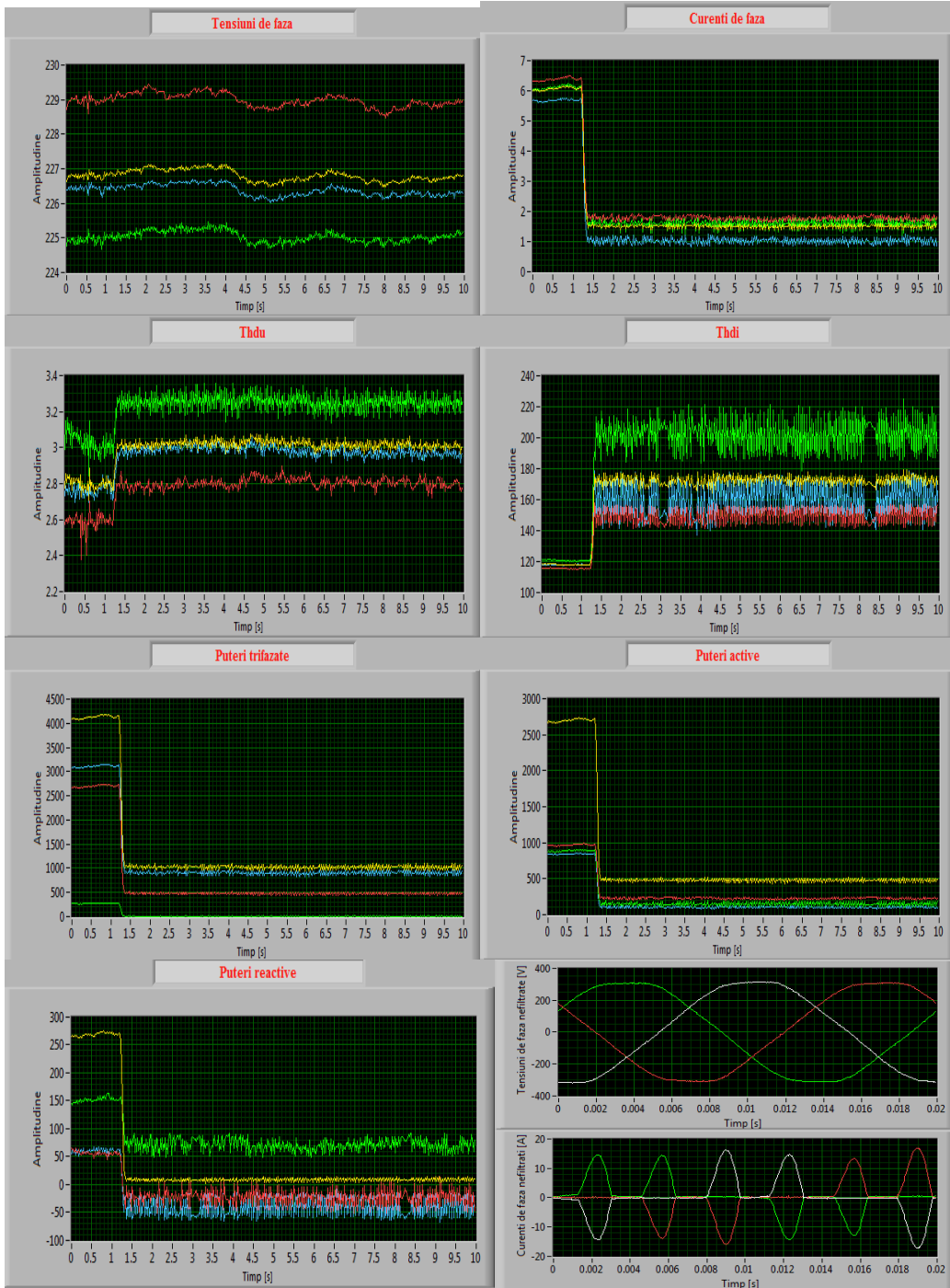
*Contribuțiile proprii ale autoarei în acest capitol constau în realizarea aplicației pentru calculul parametrilor electrici pe perioada de achiziție de 10s, precum și aplicația soft de comandă a filtrului activ. De asemenea, contribuții proprii sunt și măsurătorile care s-au efectuat pentru realizarea acestei lucrări.*

## **ANEXA 1**

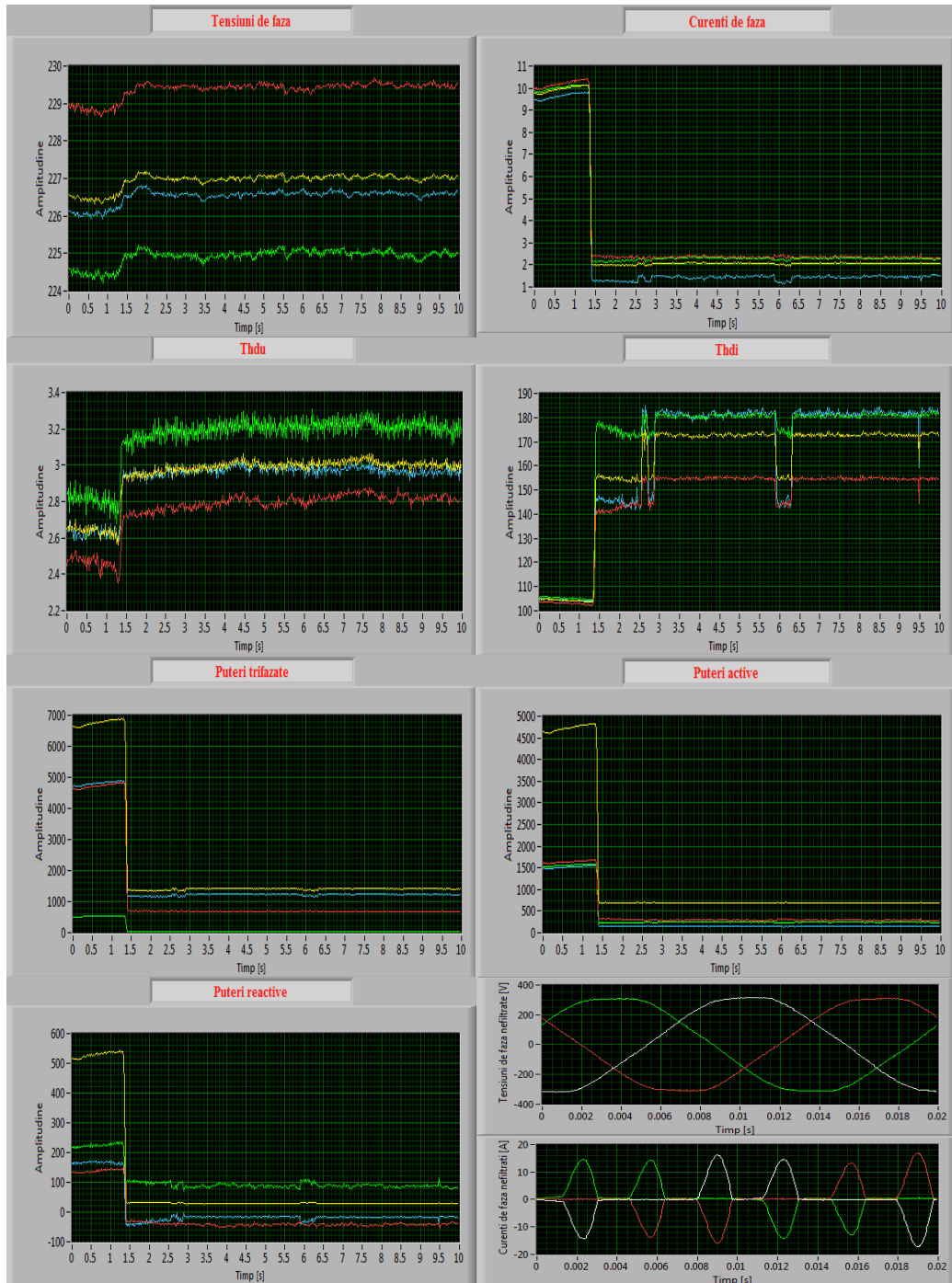
Instalația de călire fără filtre  
 Parametrii electrici 10s, P = 1,5kW, 10%Pn



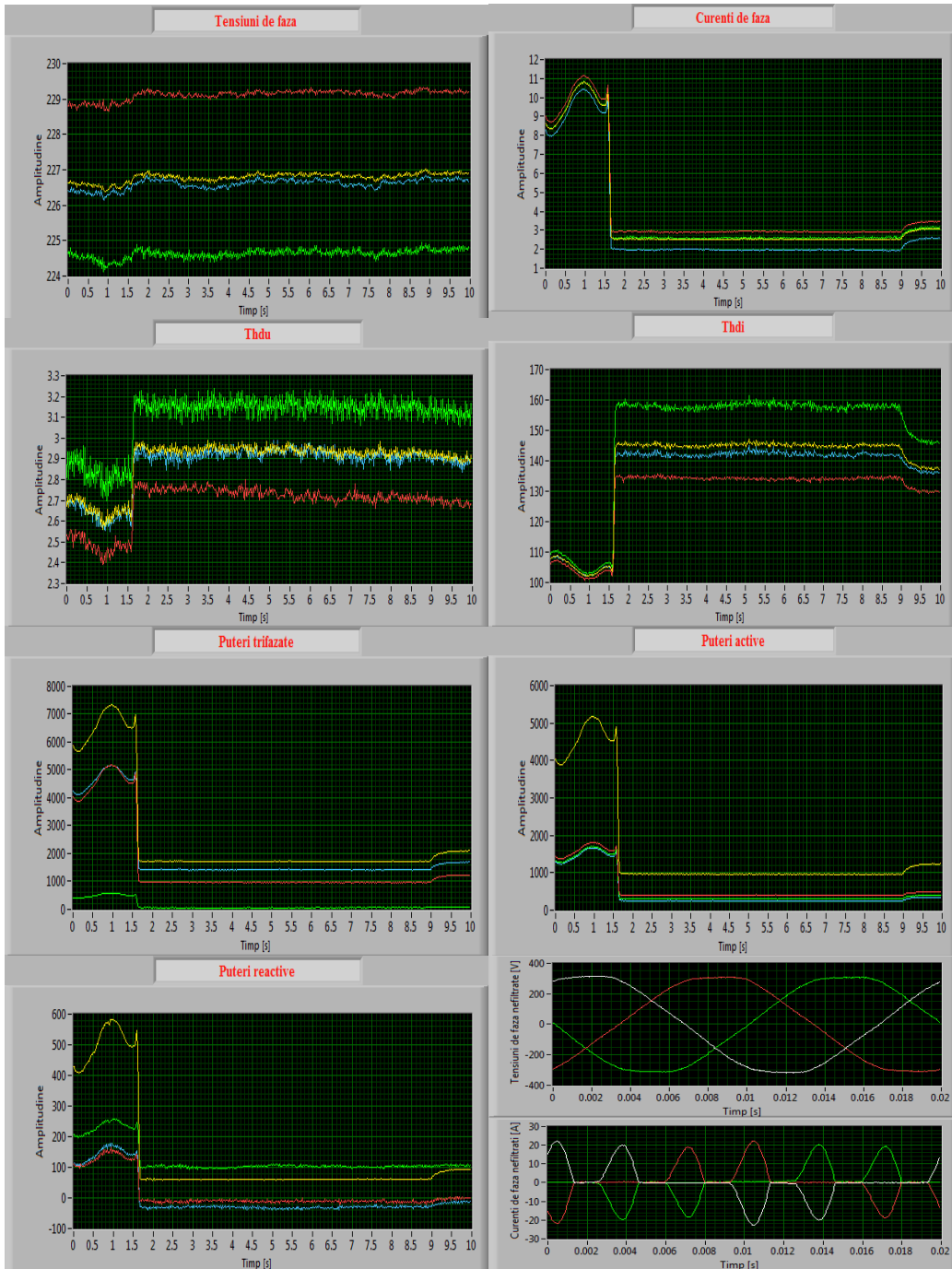
Instalația de călire fără filtre  
 Parametrii electrici 10s, P = 3kW, 20%Pn



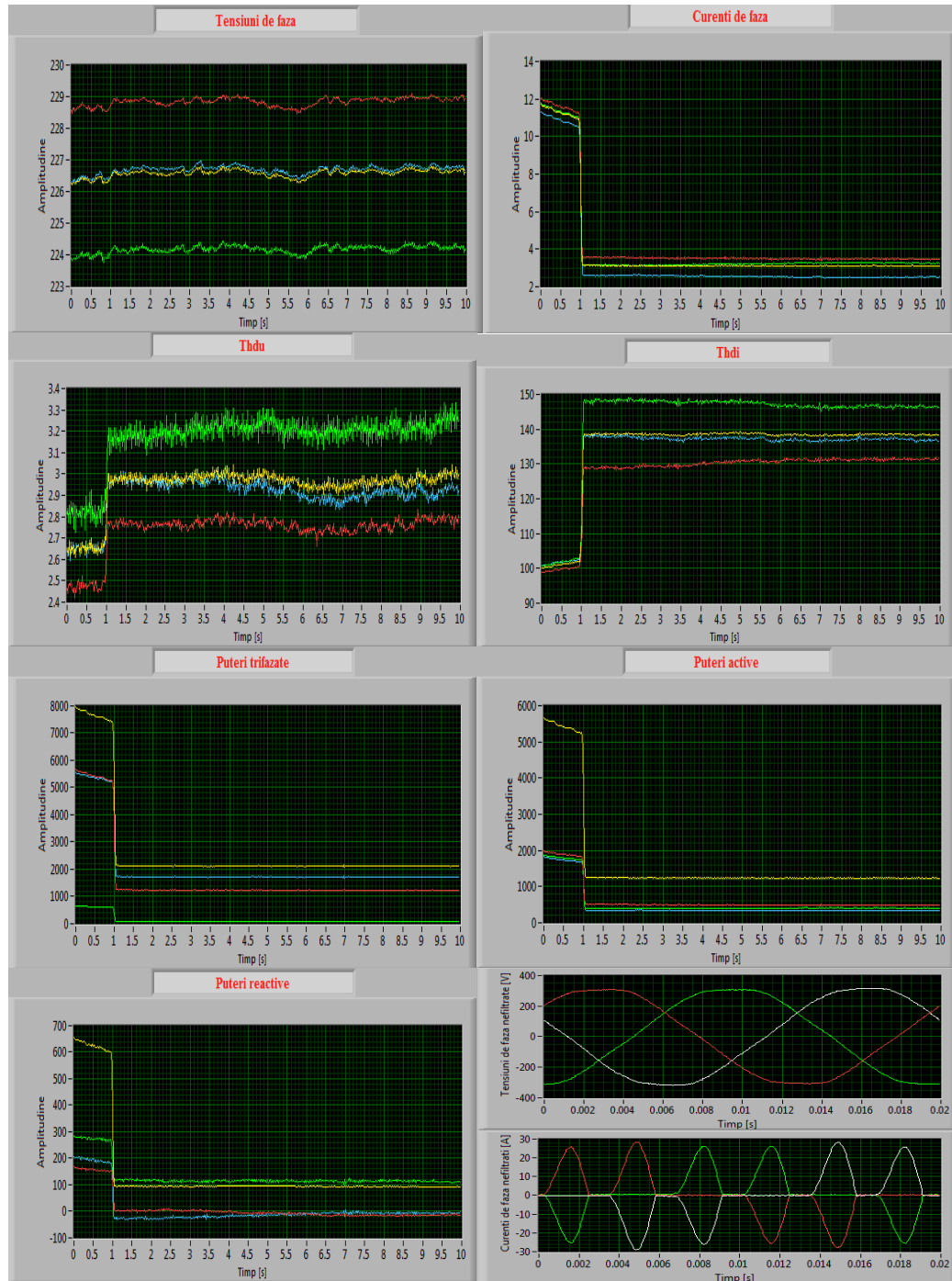
Instalația de călire fără filtre  
 Parametrii electrici 10s, P = 3kW, 30%Pn



Instalația de călire fără filtre  
 Parametrii electrici 10s, P = 6kW, 40%Pn

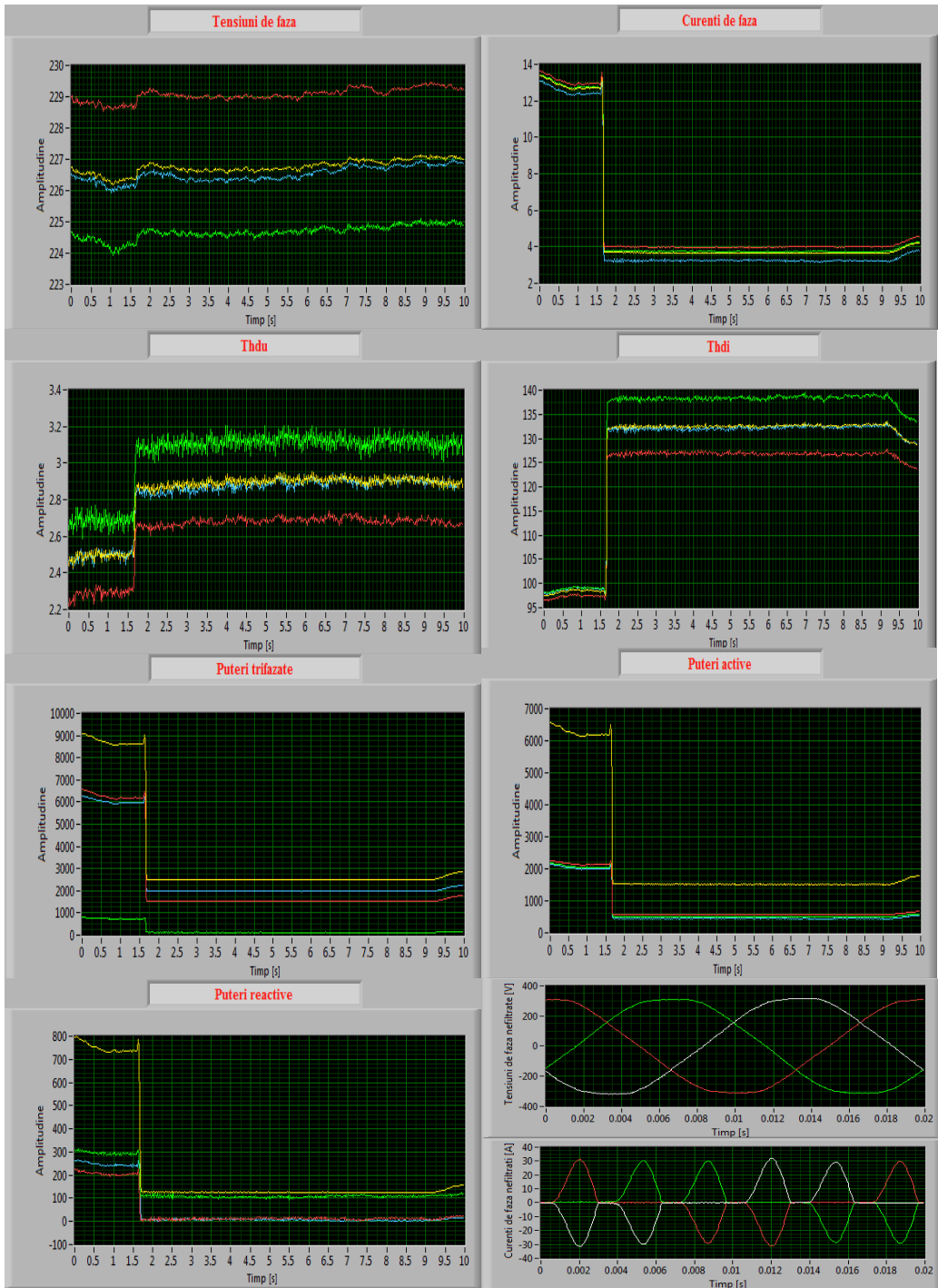


Instalația de călire fără filtre  
 Parametrii electrici 10s, P = 7,5kW, 50%Pn

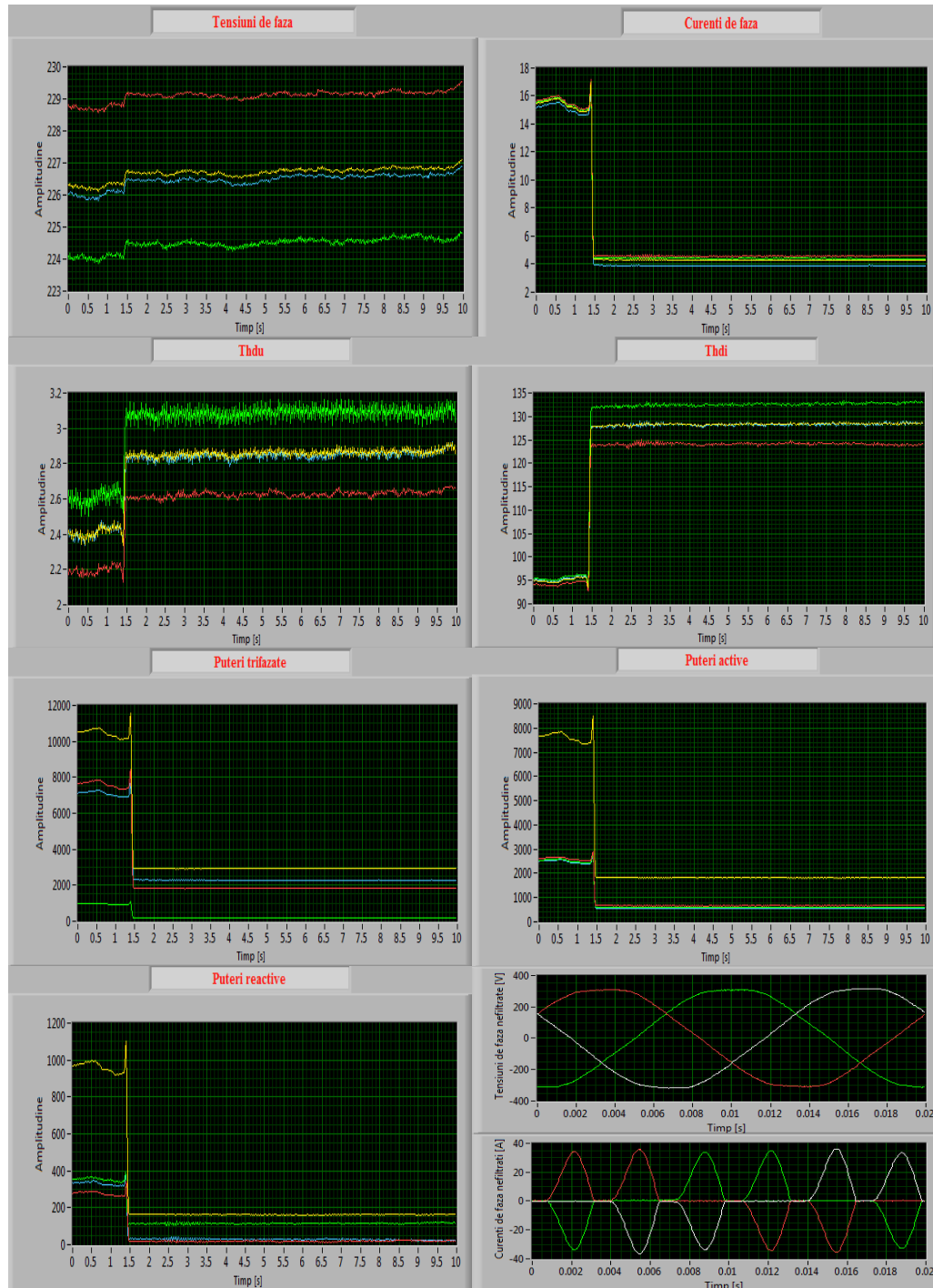




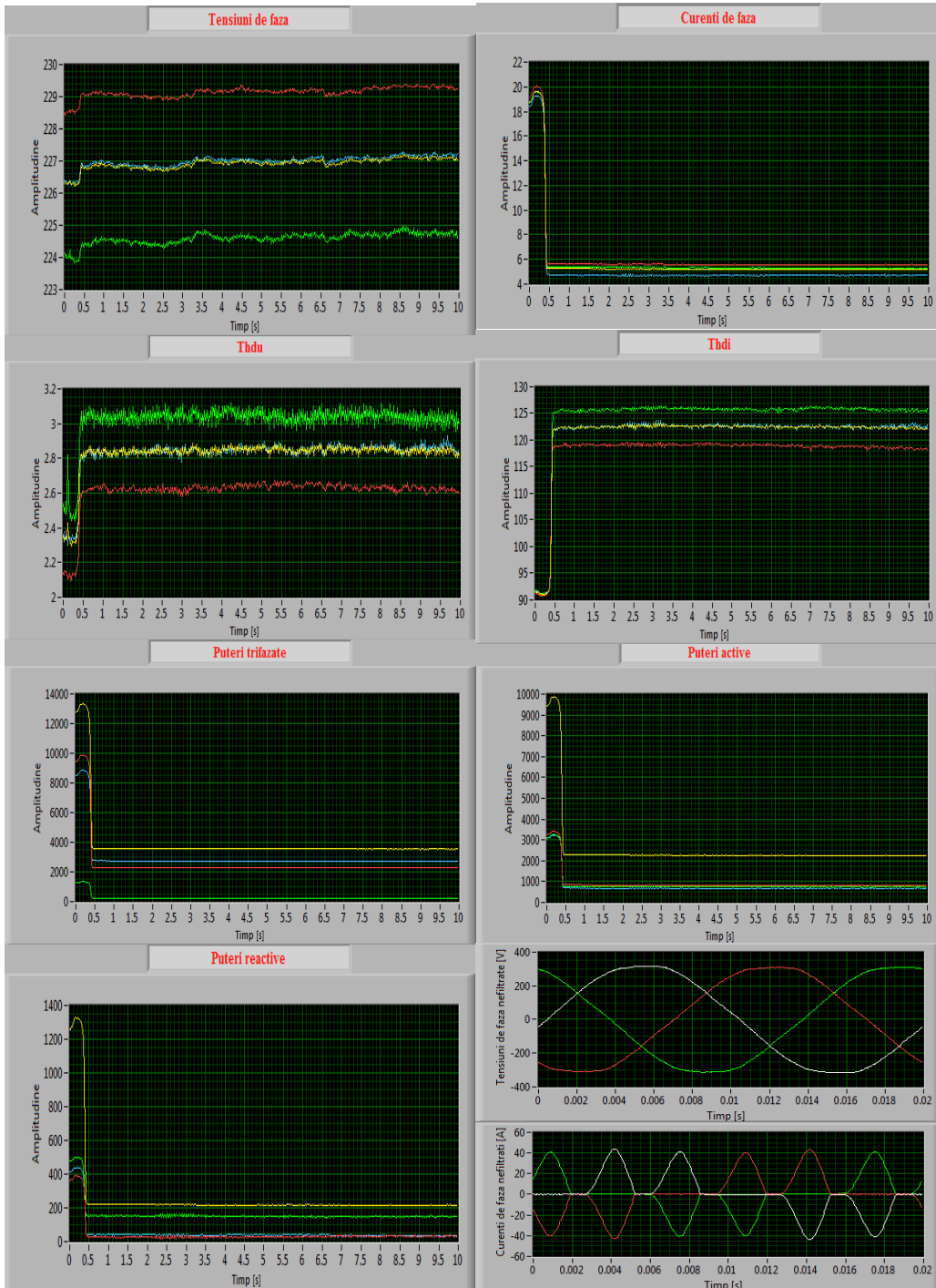
Instalația de călire fără filtre  
 Parametrii electrici 10s, P = 9kW, 60%Pn



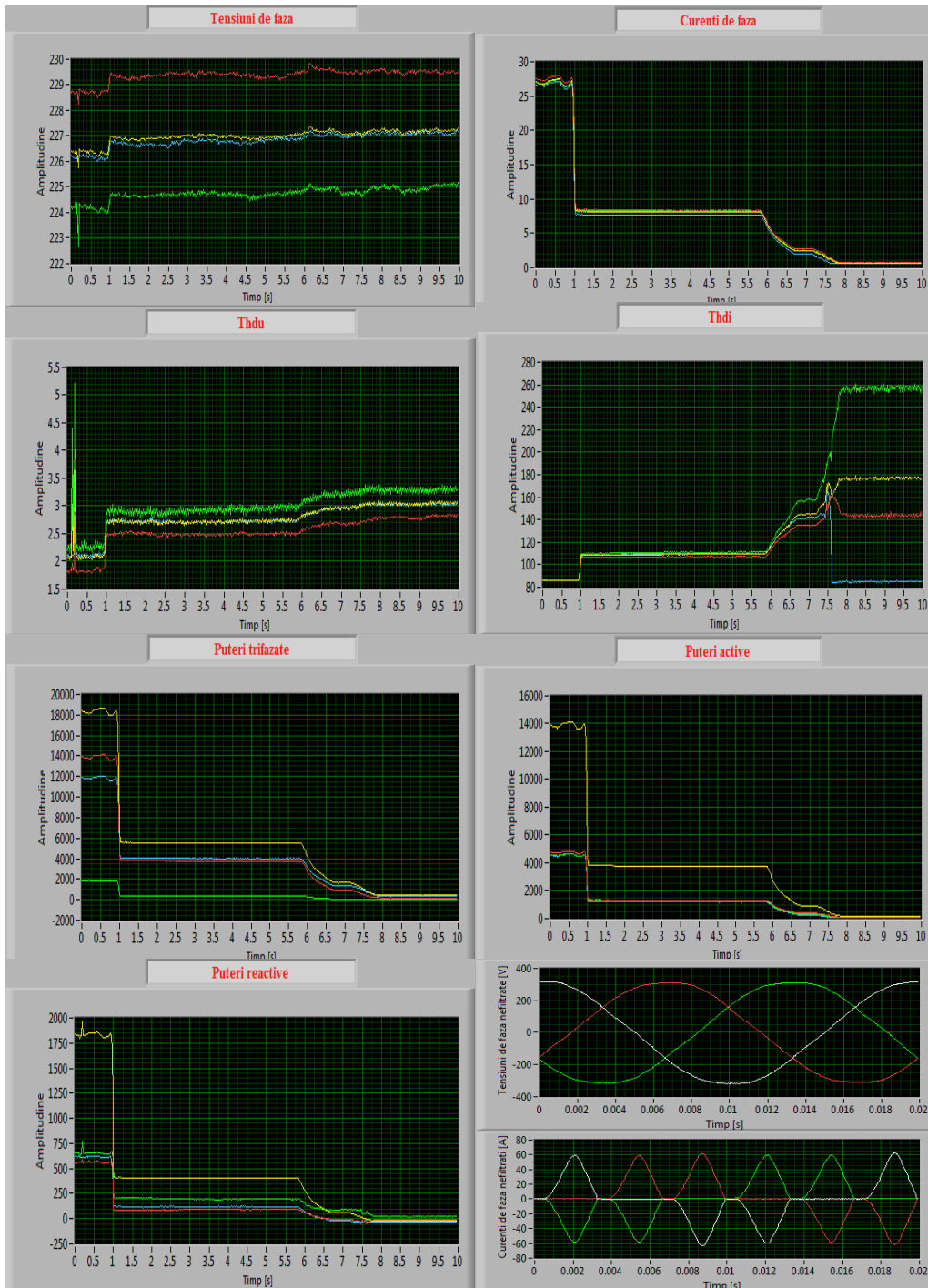
Instalația de călire fără filtre  
 Parametrii electrici 10s, P = 10,5kW, 70%Pn



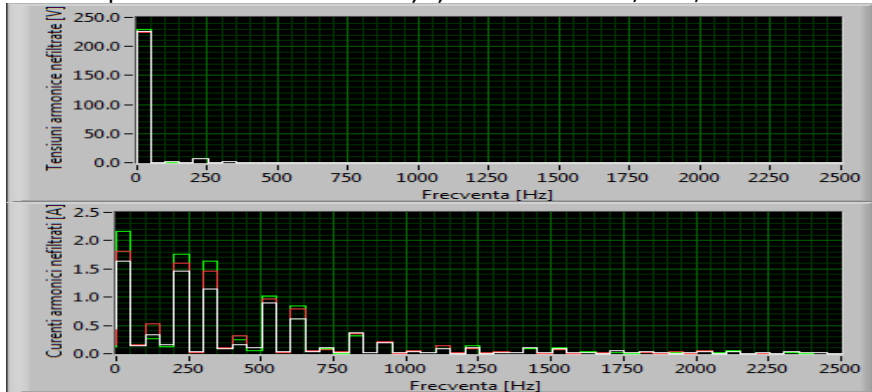
Instalația de călire fără filtre  
 Parametrii electrici 10s, P = 12kW, 80%Pn



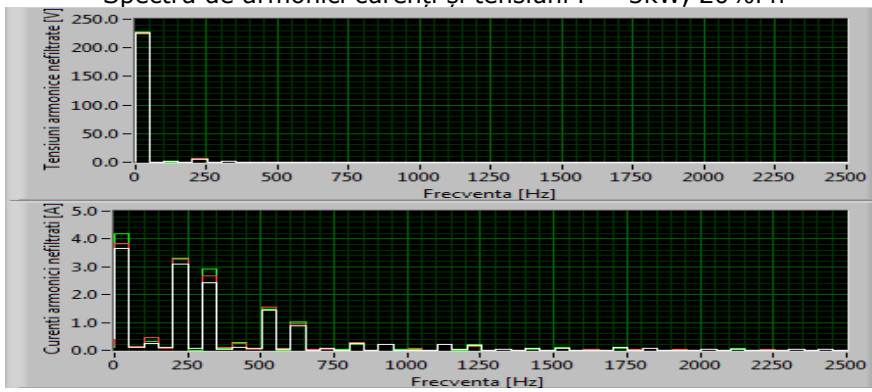
Instalația de călire fără filtre  
 Parametrii electrici 10s, P = 15kW, 100%Pn



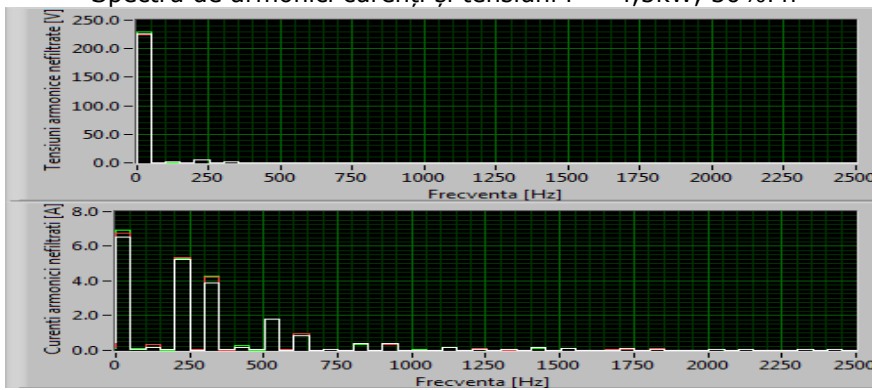
Instalația de călire fără filtre  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 1,5kW, 10%Pn



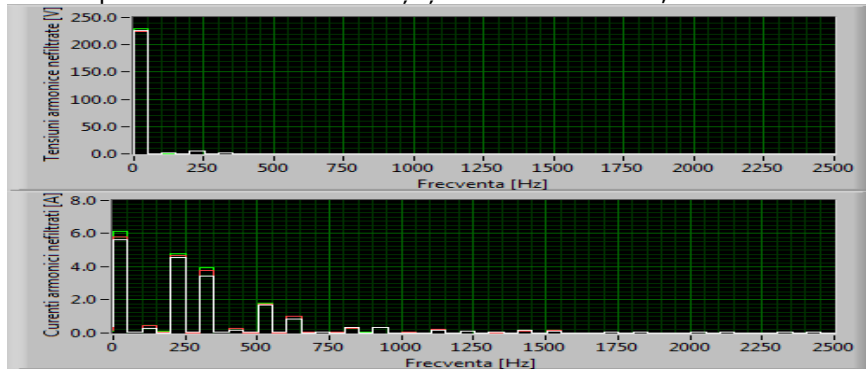
Instalația de călire fără filtre  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 3kW, 20%Pn



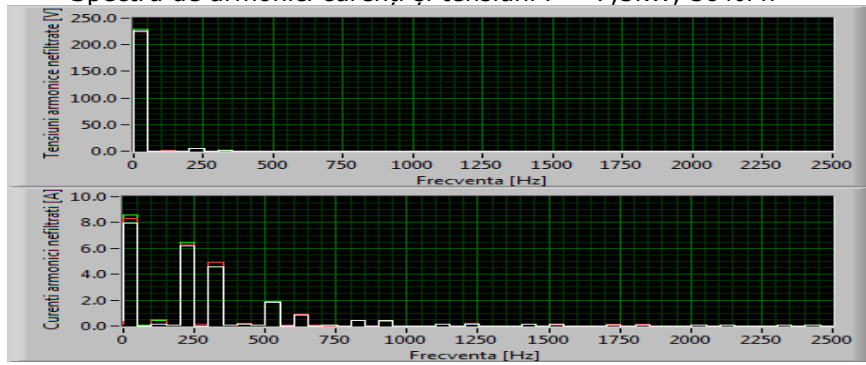
Instalația de călire fără filtre  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 4,5kW, 30%Pn



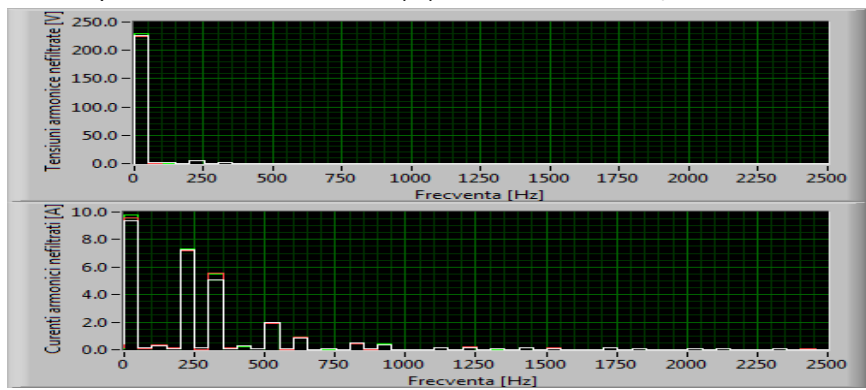
Instalația de călire fără filtre  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 6kW, 40%Pn



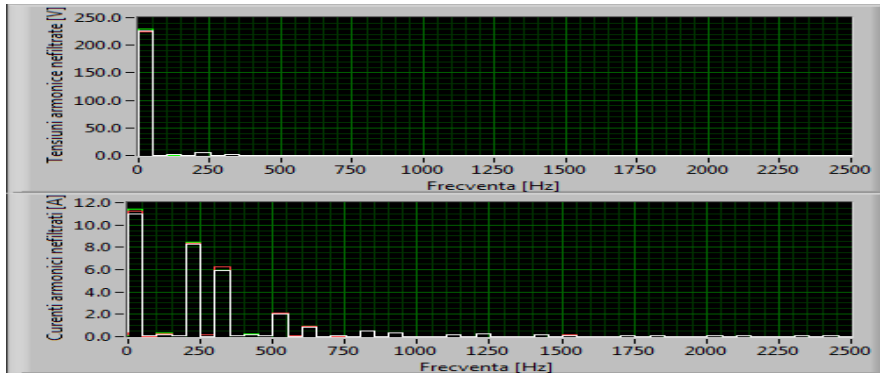
Instalația de călire fără filtre  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 7,5kW, 50%Pn



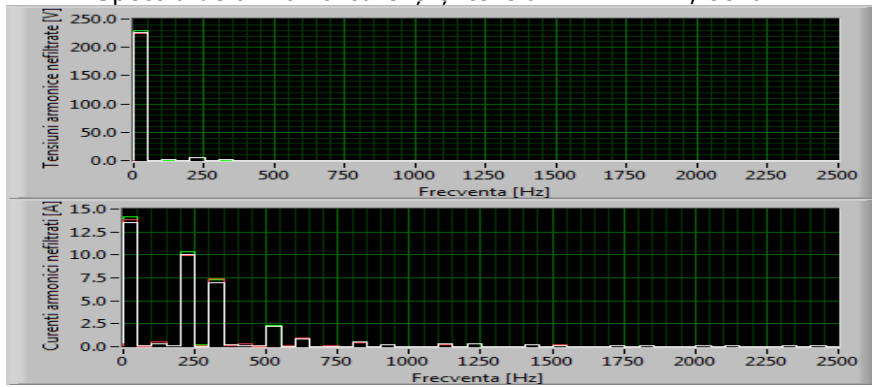
Instalația de călire fără filtre  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 9kW, 60%Pn



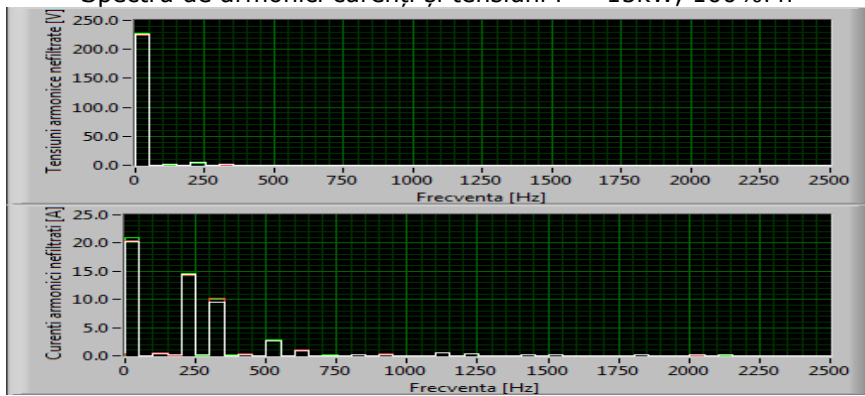
Instalația de călire fără filtre  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 10,5kW, 70%Pn



Instalația de călire fără filtre  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 12kW, 80%Pn



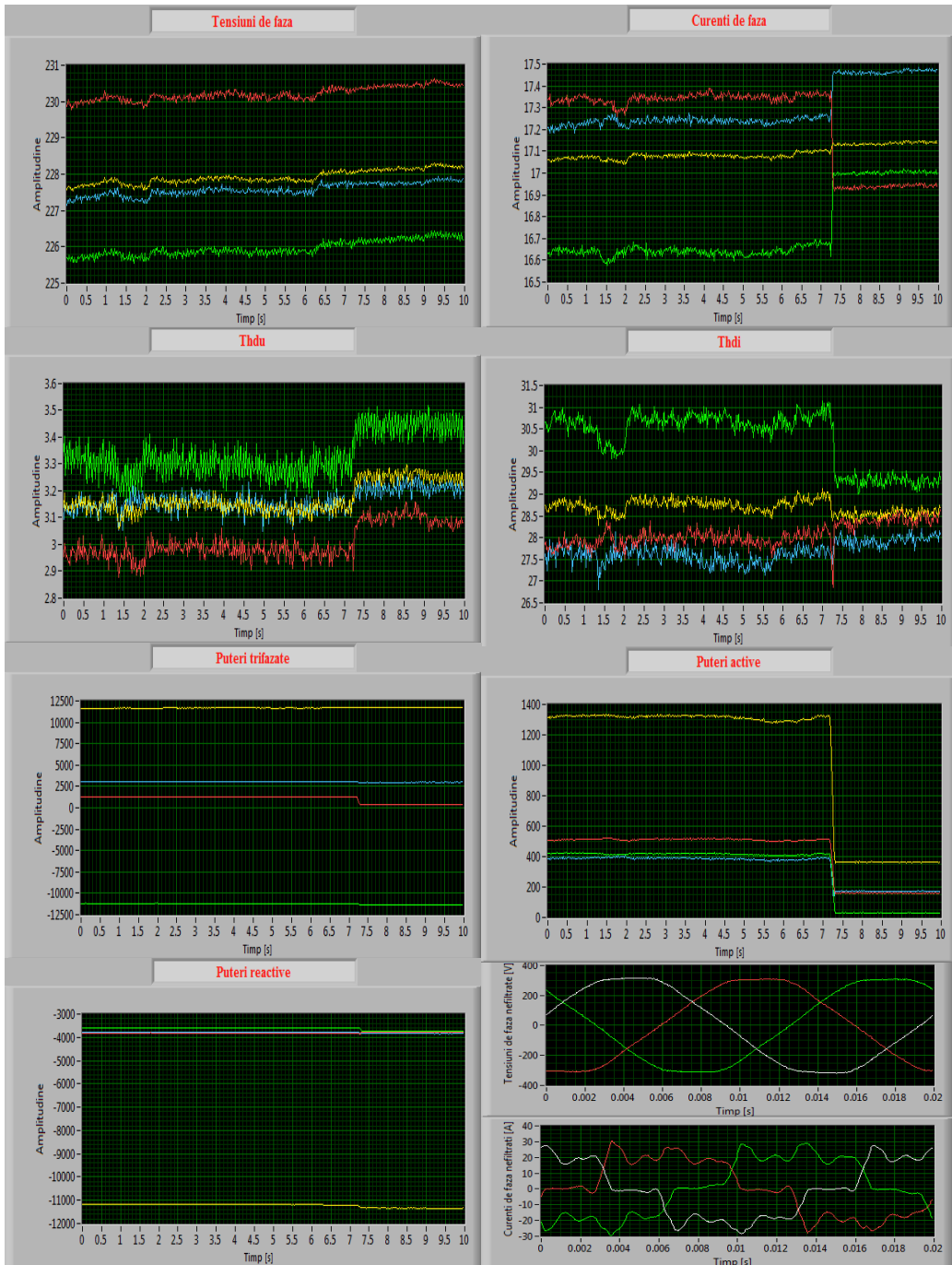
Instalația de călire fără filtre  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 15kW, 100%Pn



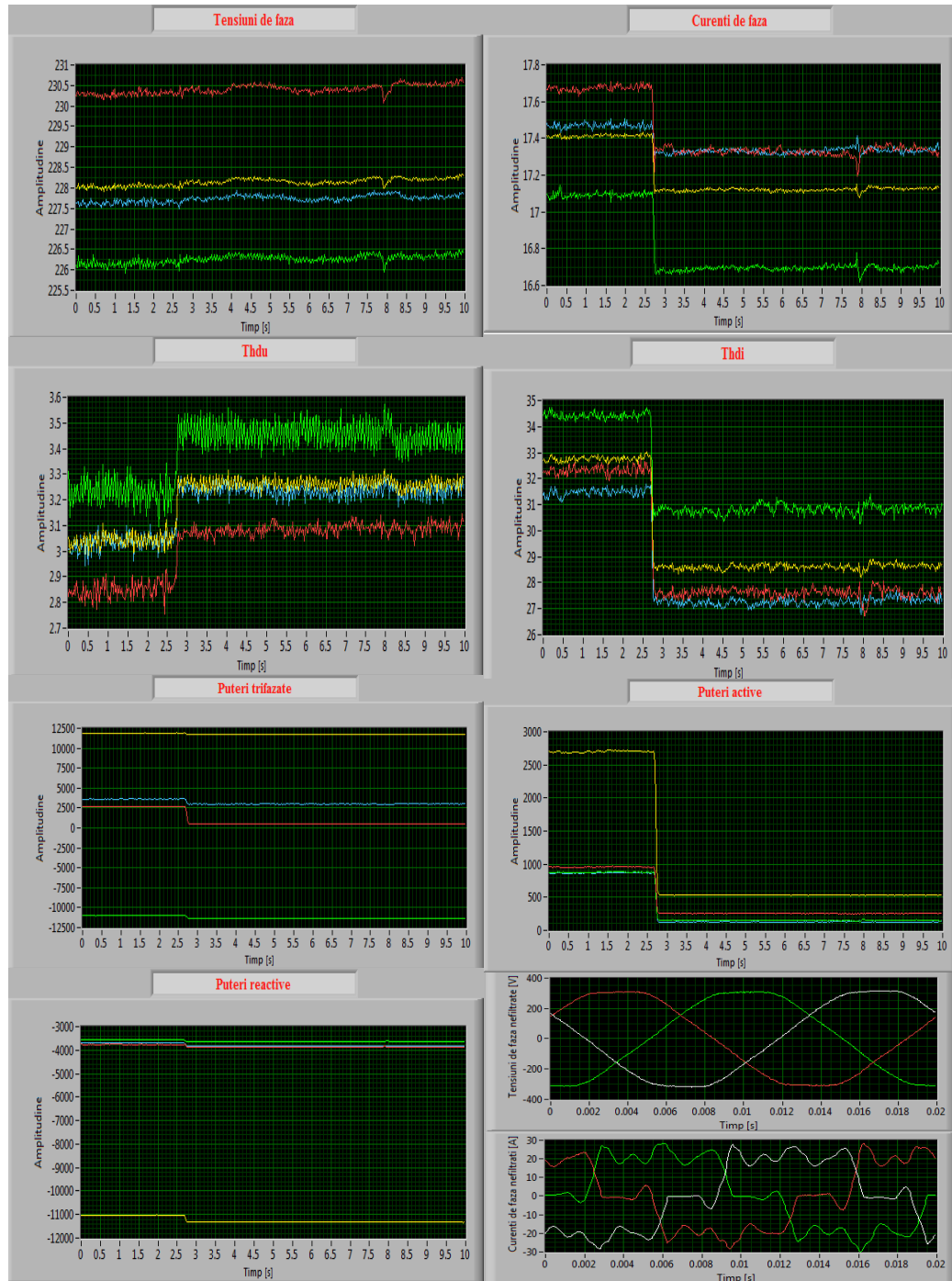
## ANEXA 2



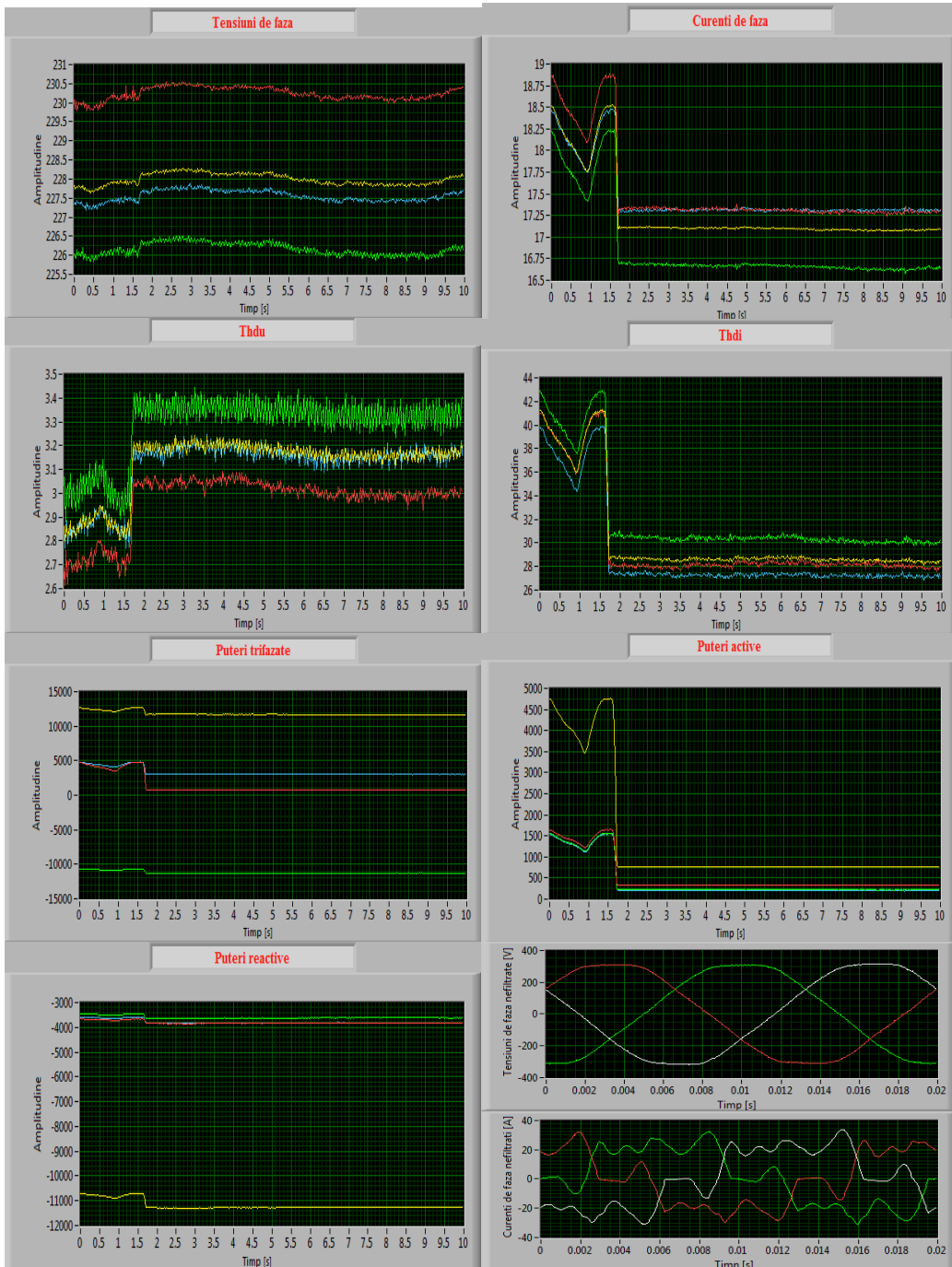
Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
 Parametrii electrici 10s, P = 1,5kW, 10%Pn



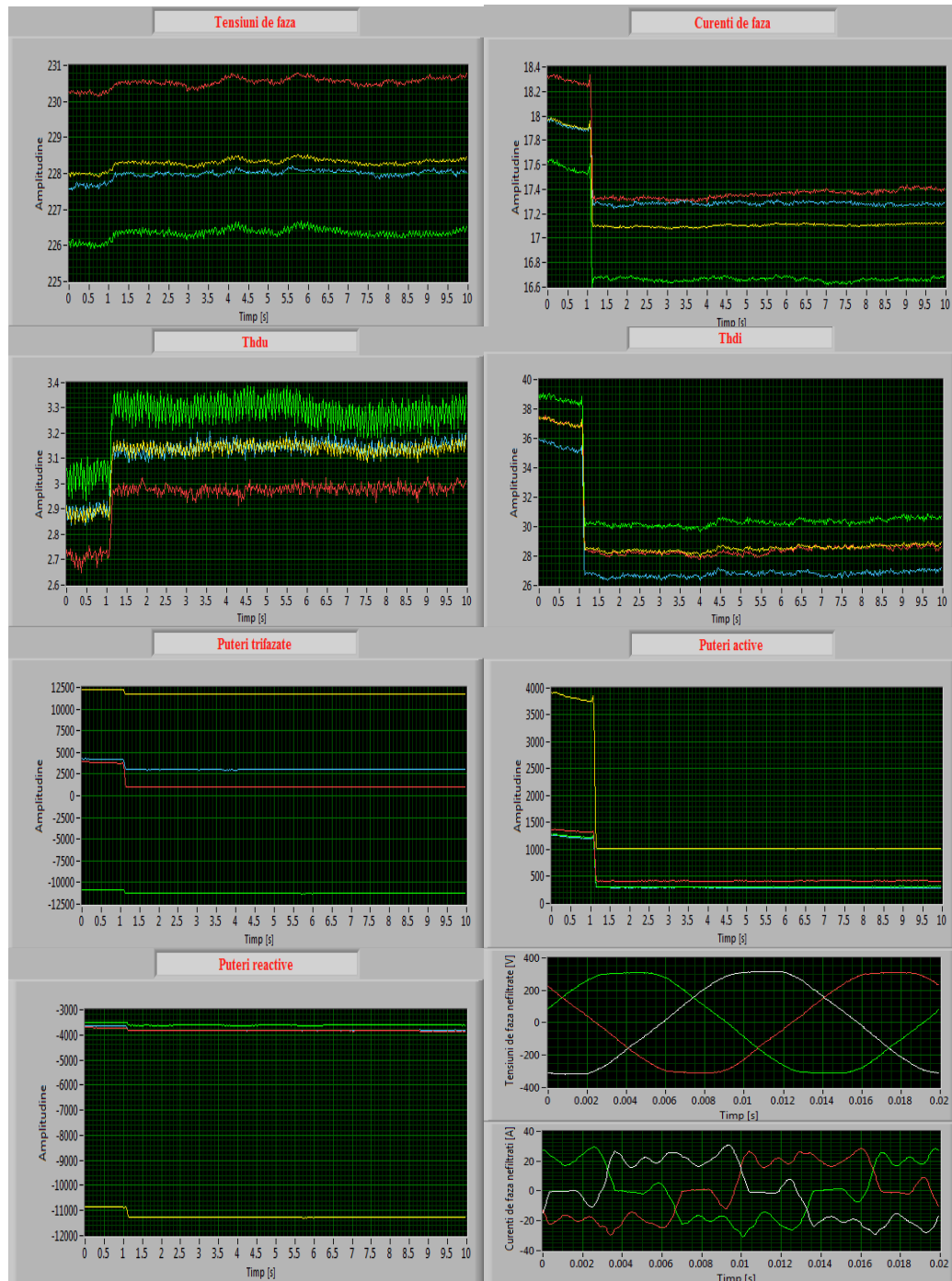
Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
 Parametrii electrici 10s, P = 3kW, 20%Pn



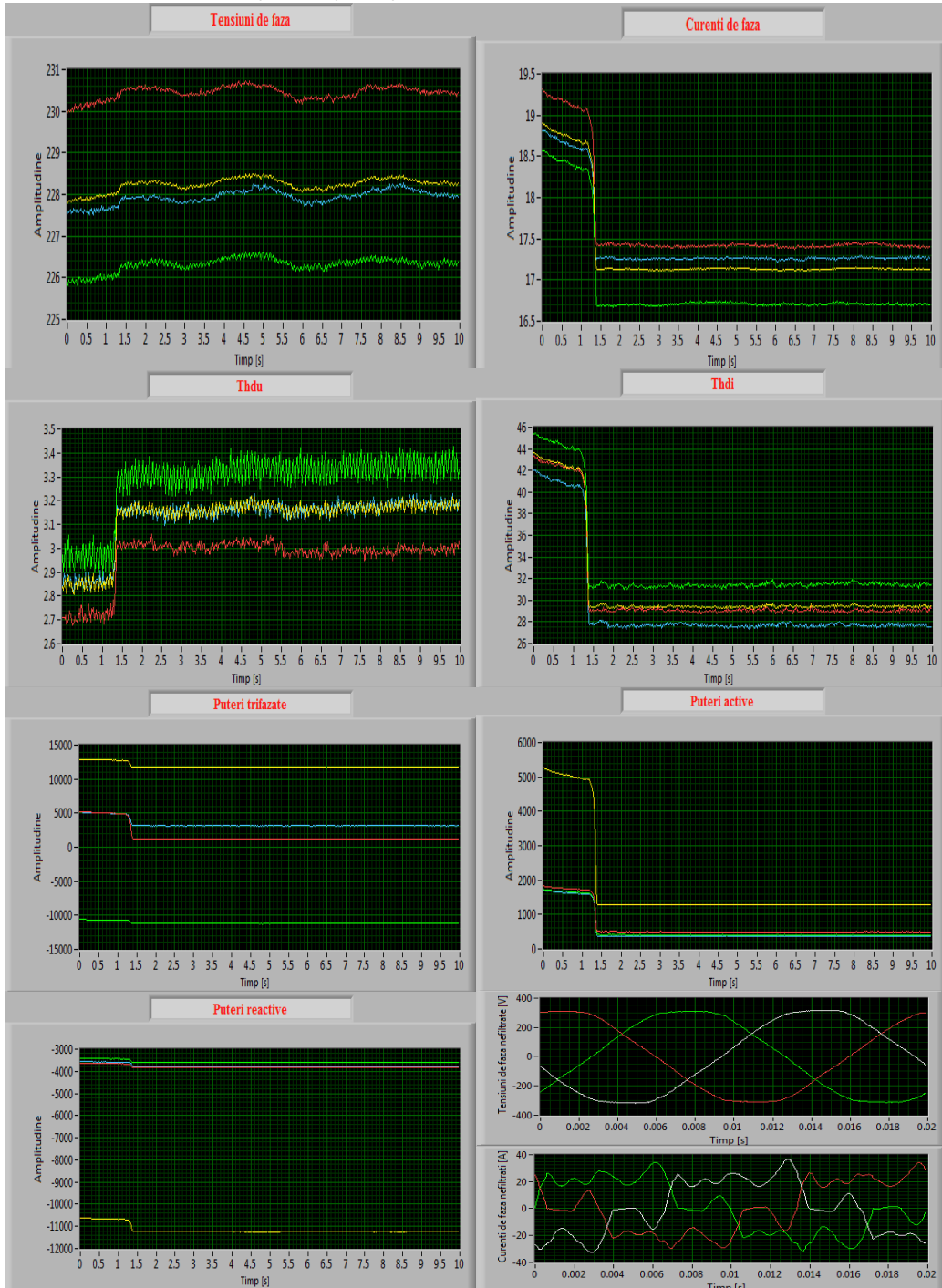
Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
 Parametrii electrici 10s, P = 4,5kW, 30%Pn



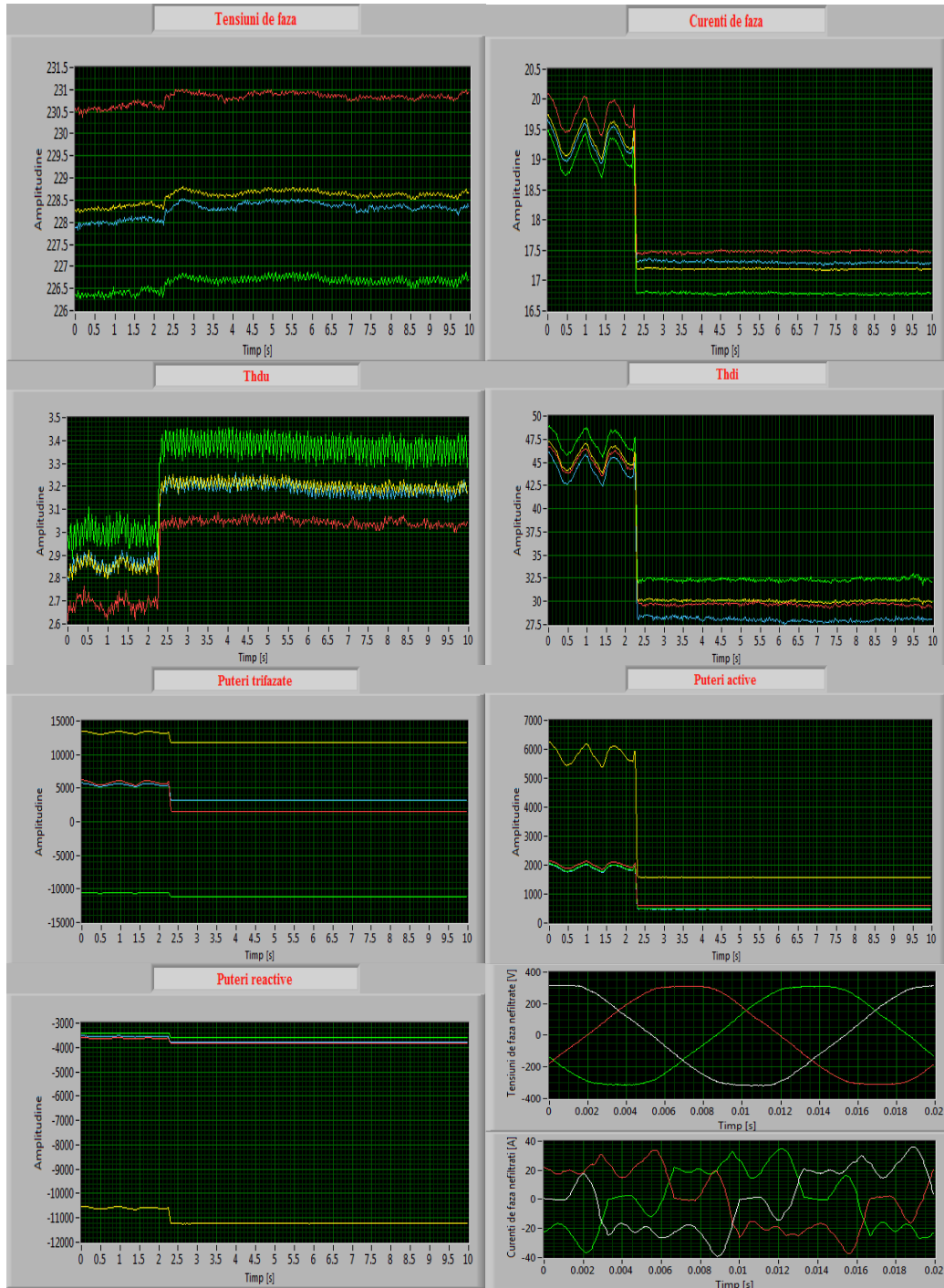
Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
 Parametrii electrici 10s, P = 6kW, 40%Pn



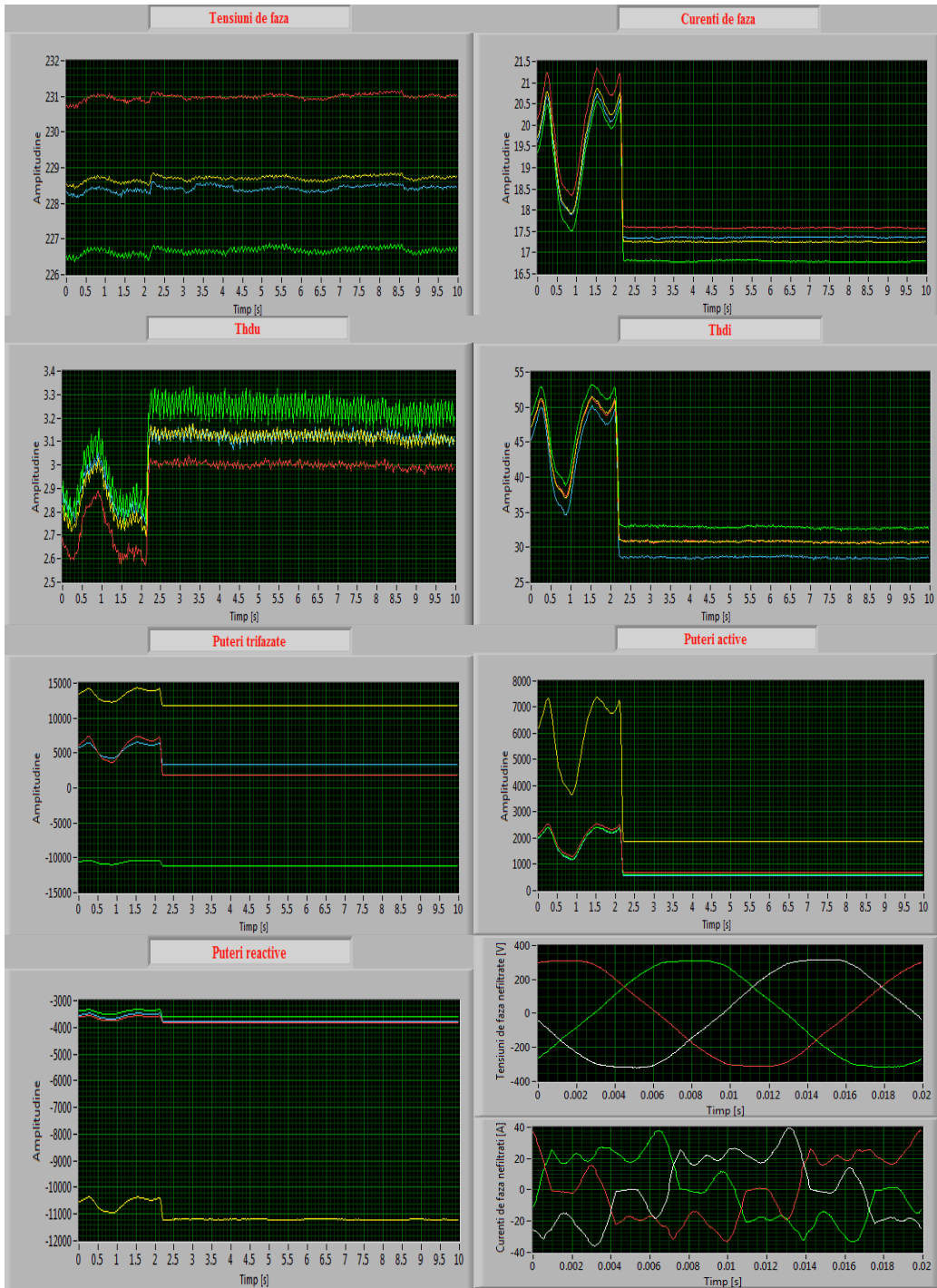
Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
 Parametrii electrici 10s, P = 7,5kW, 50%Pn



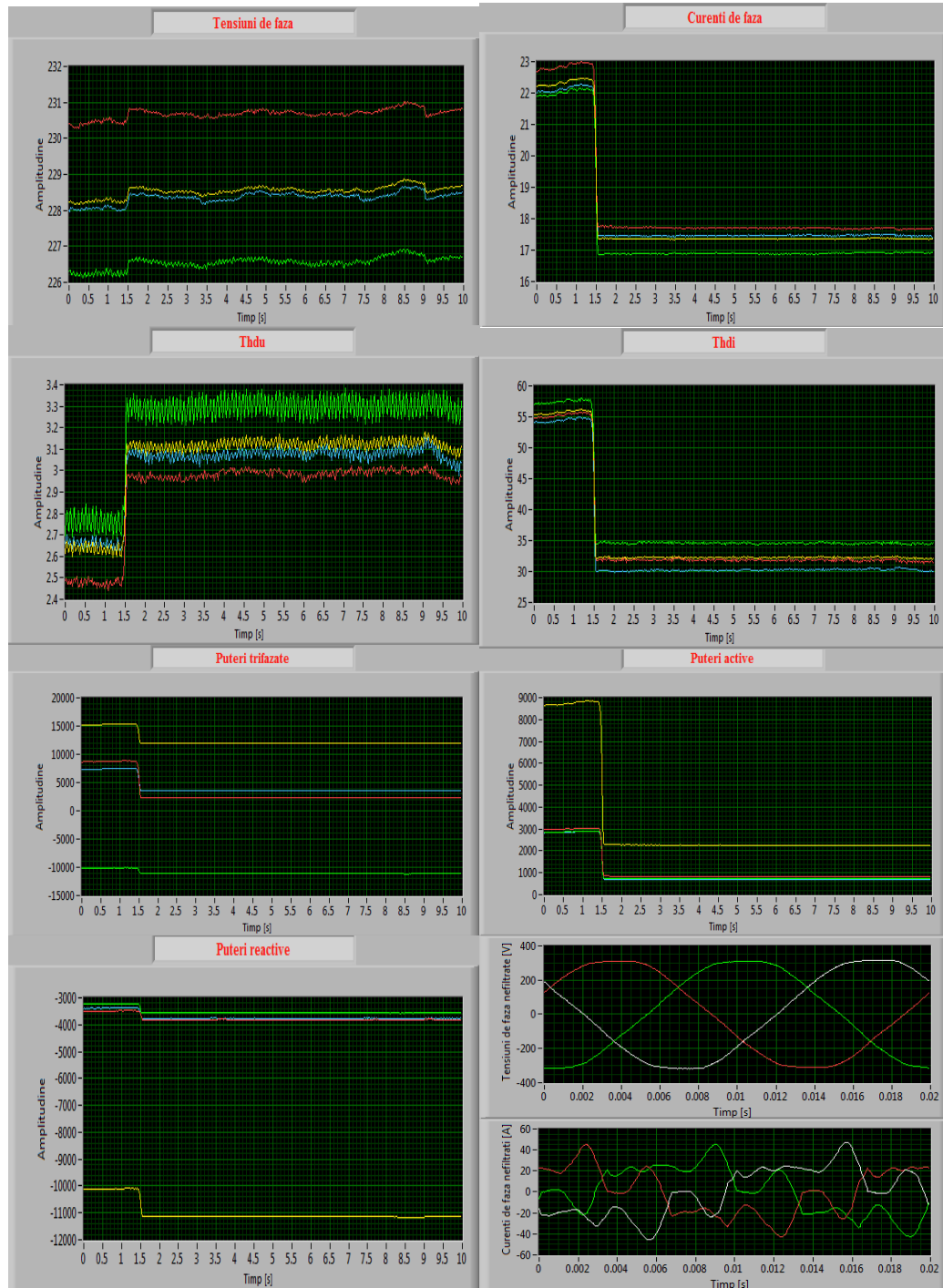
Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
 Parametrii electrici 10s, P = 9kW, 60%Pn



Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
 Parametrii electrici 10s, P = 10,5kW, 70%Pn

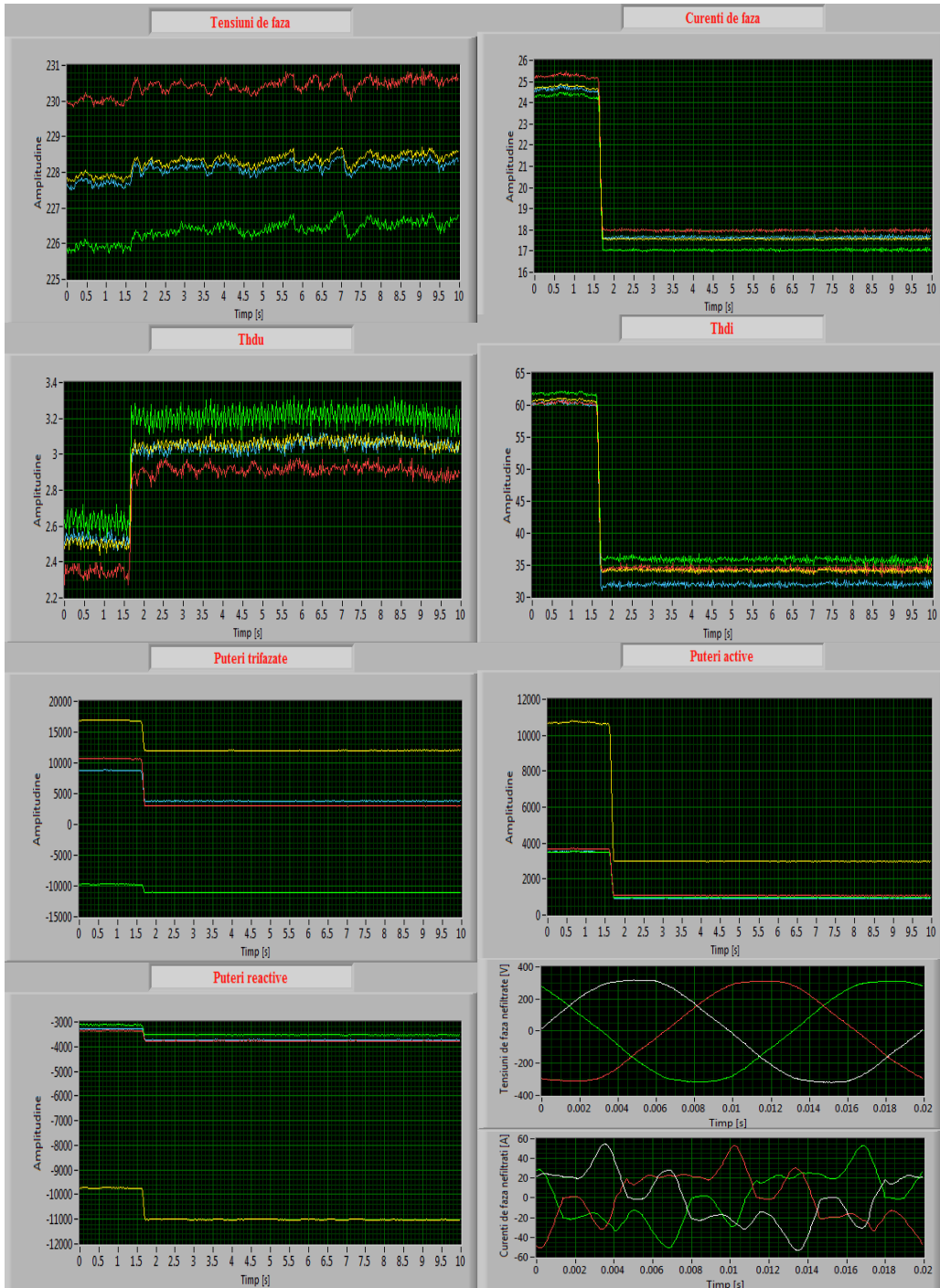


Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
 Parametrii electrici 10s, P = 12kW, 80%Pn

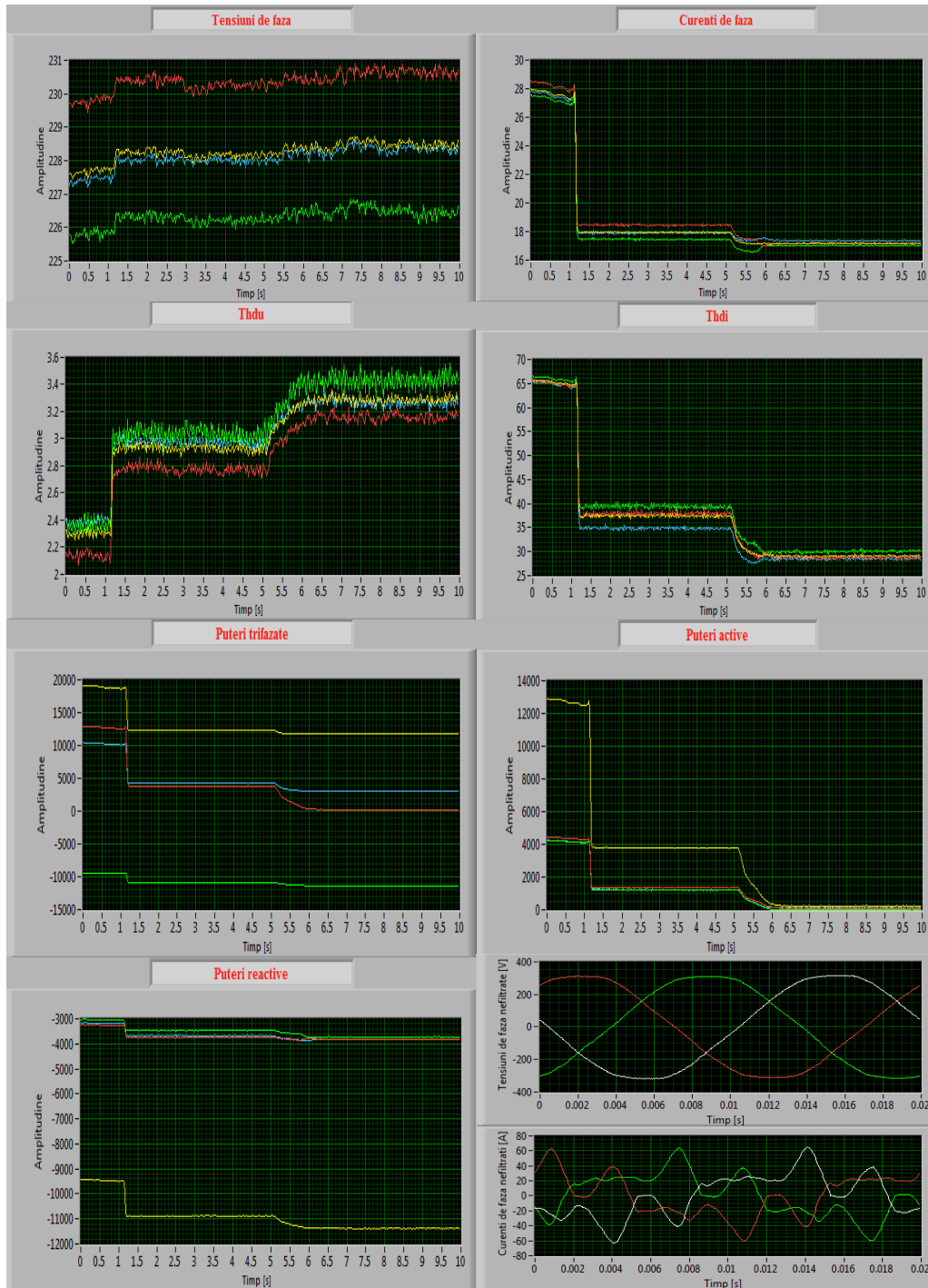




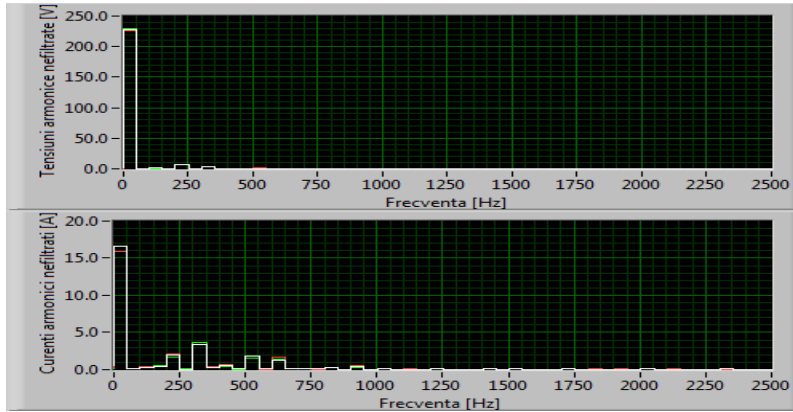
Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
 Parametrii electrici 10s, P = 13,5kW, 90%Pn



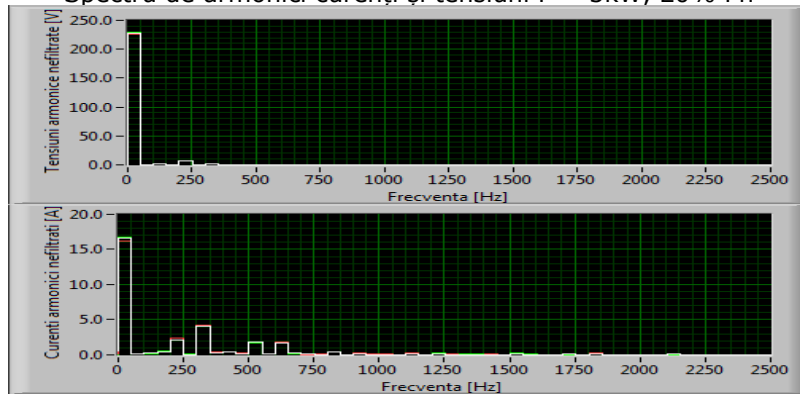
Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
 Parametrii electrici 10s, P = 15kW, 100%Pn



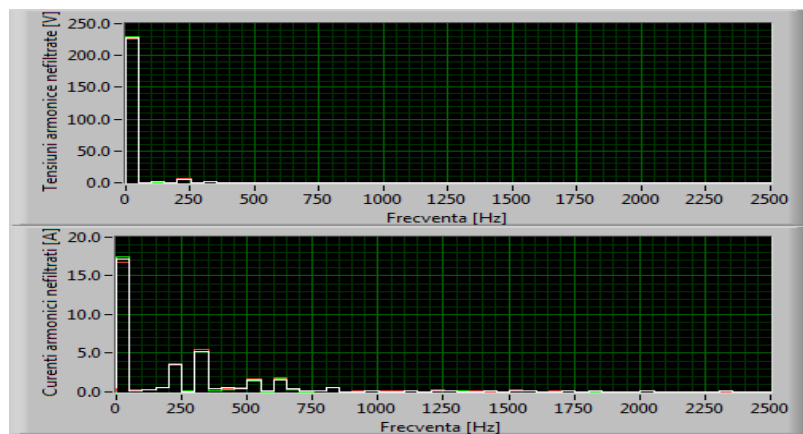
Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 1,5kW, 10% Pn



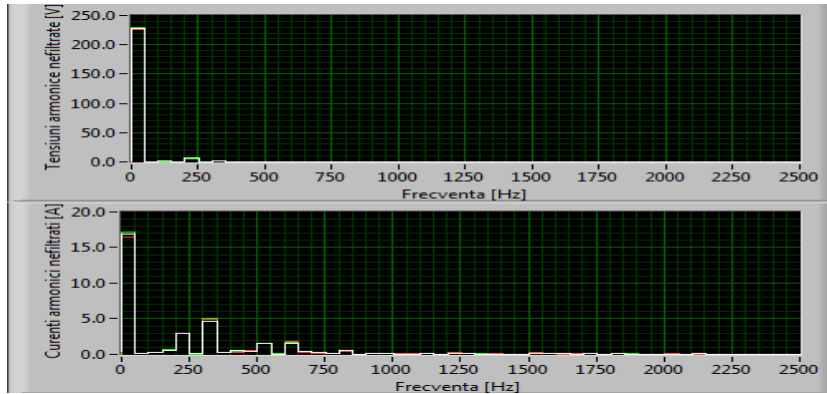
Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 3kW, 20% Pn



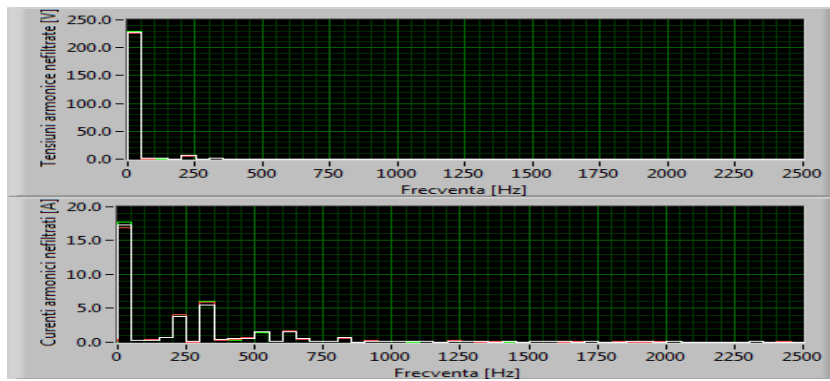
Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 4,5kW, 30% Pn



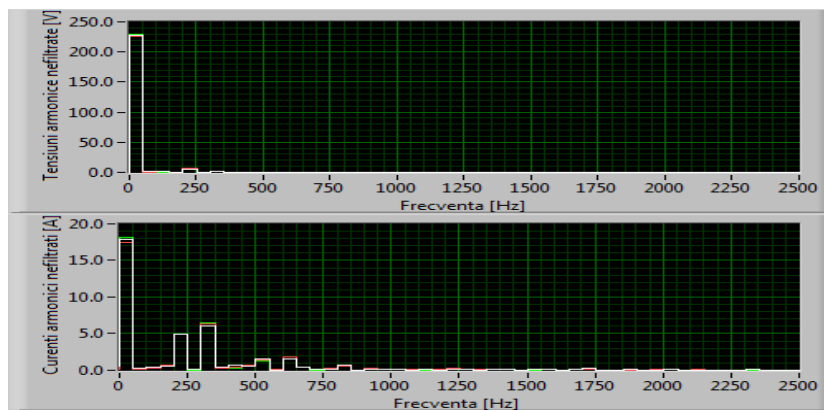
Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 6kW, 40% Pn



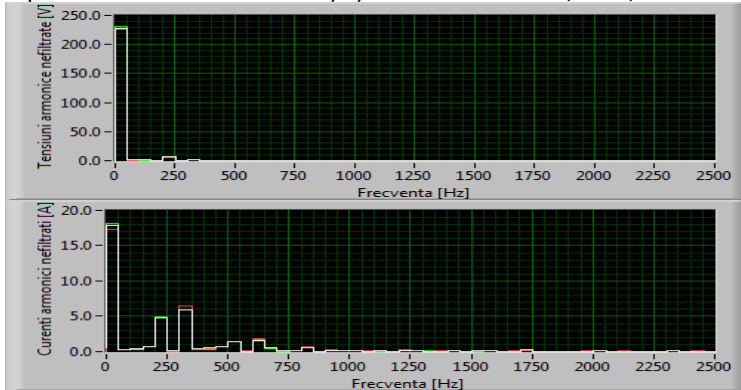
Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 7,5kW, 50% Pn



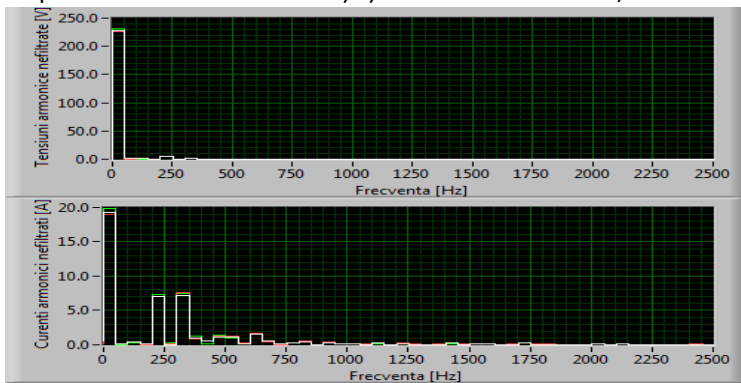
Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 9kW, 60% Pn



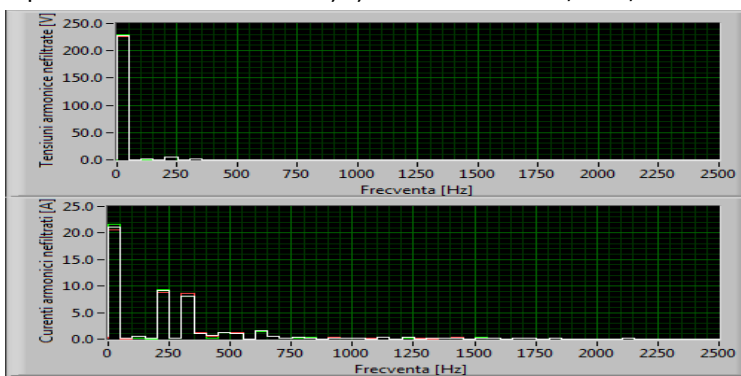
Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 10,5kW, 70% Pn



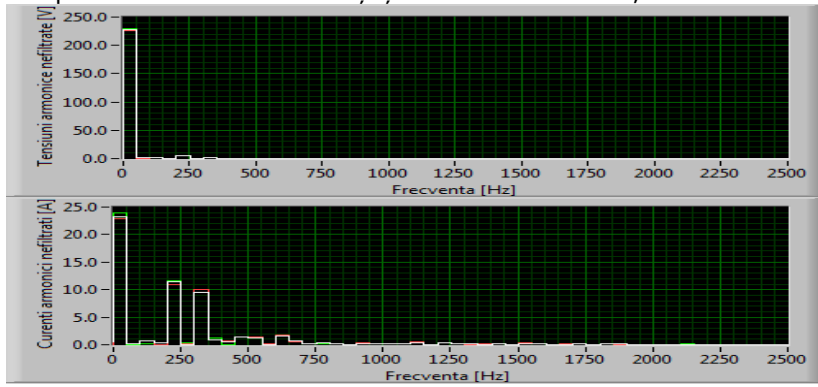
Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 12kW, 80% Pn



Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 13,5kW, 90% Pn

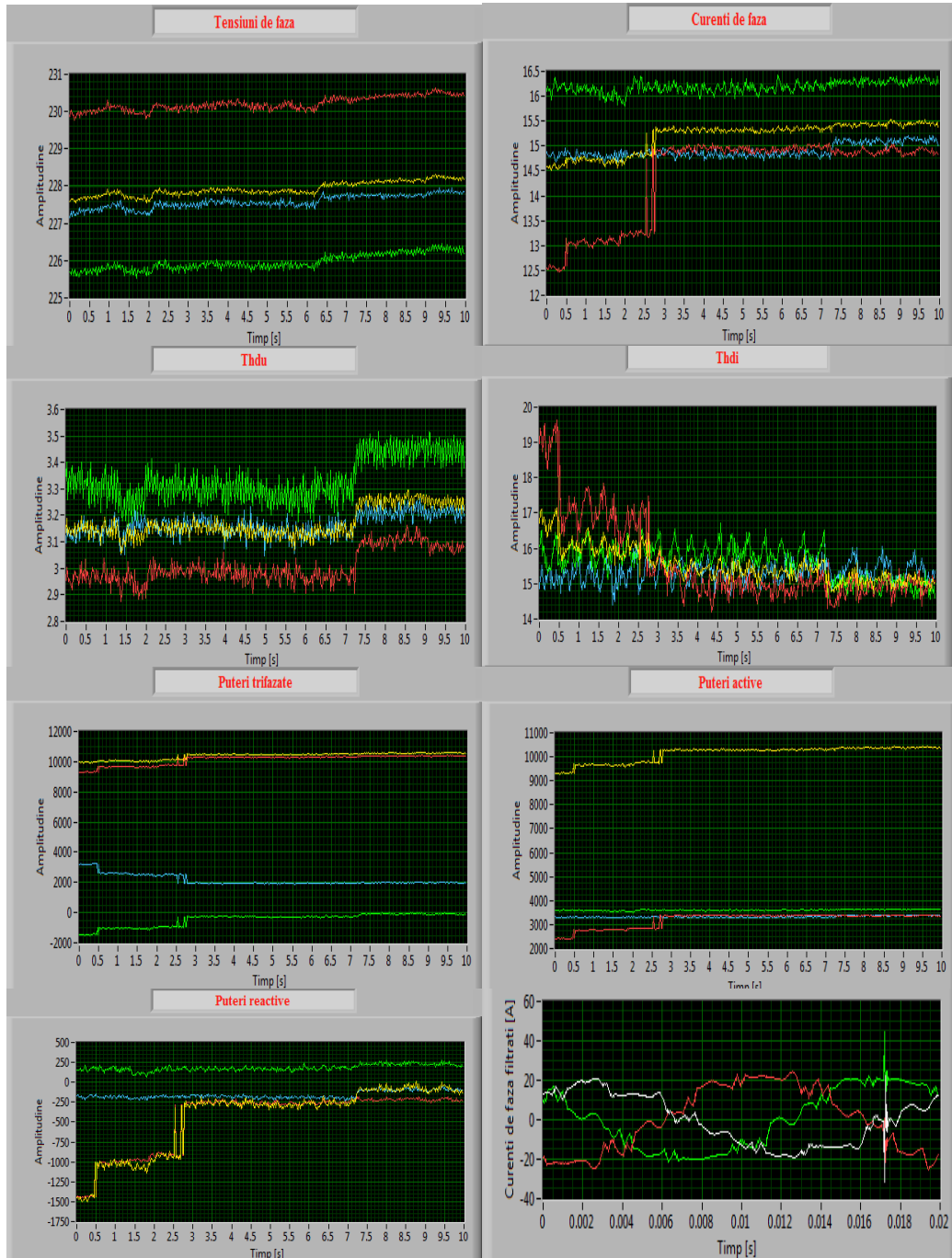


Instalația de călire echipată cu filtre pasive  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 15kW, 100% Pn



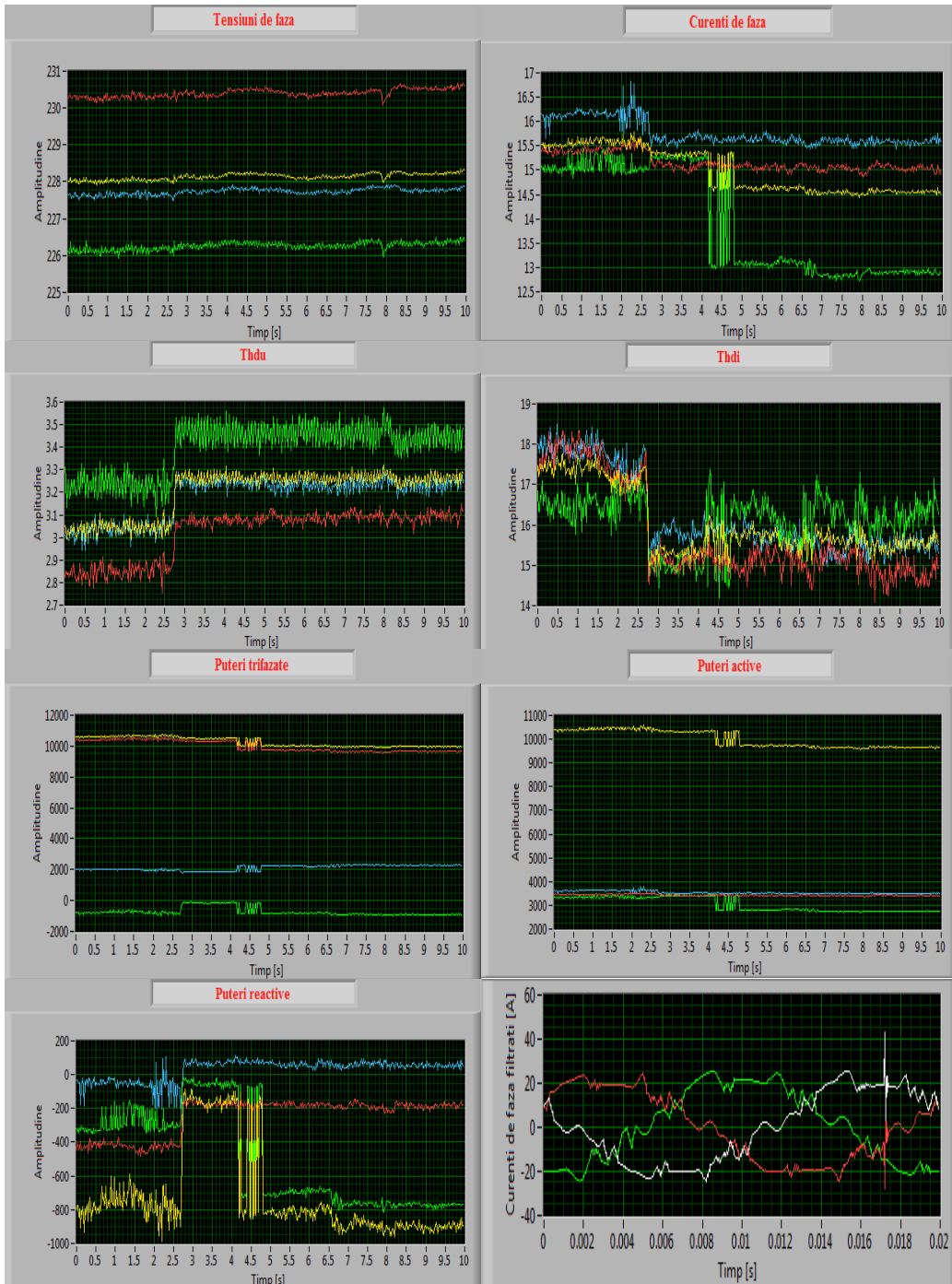
## **ANEXA 3**

Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
 Parametrii electrici 10s, P = 1,5kW, 10%Pn

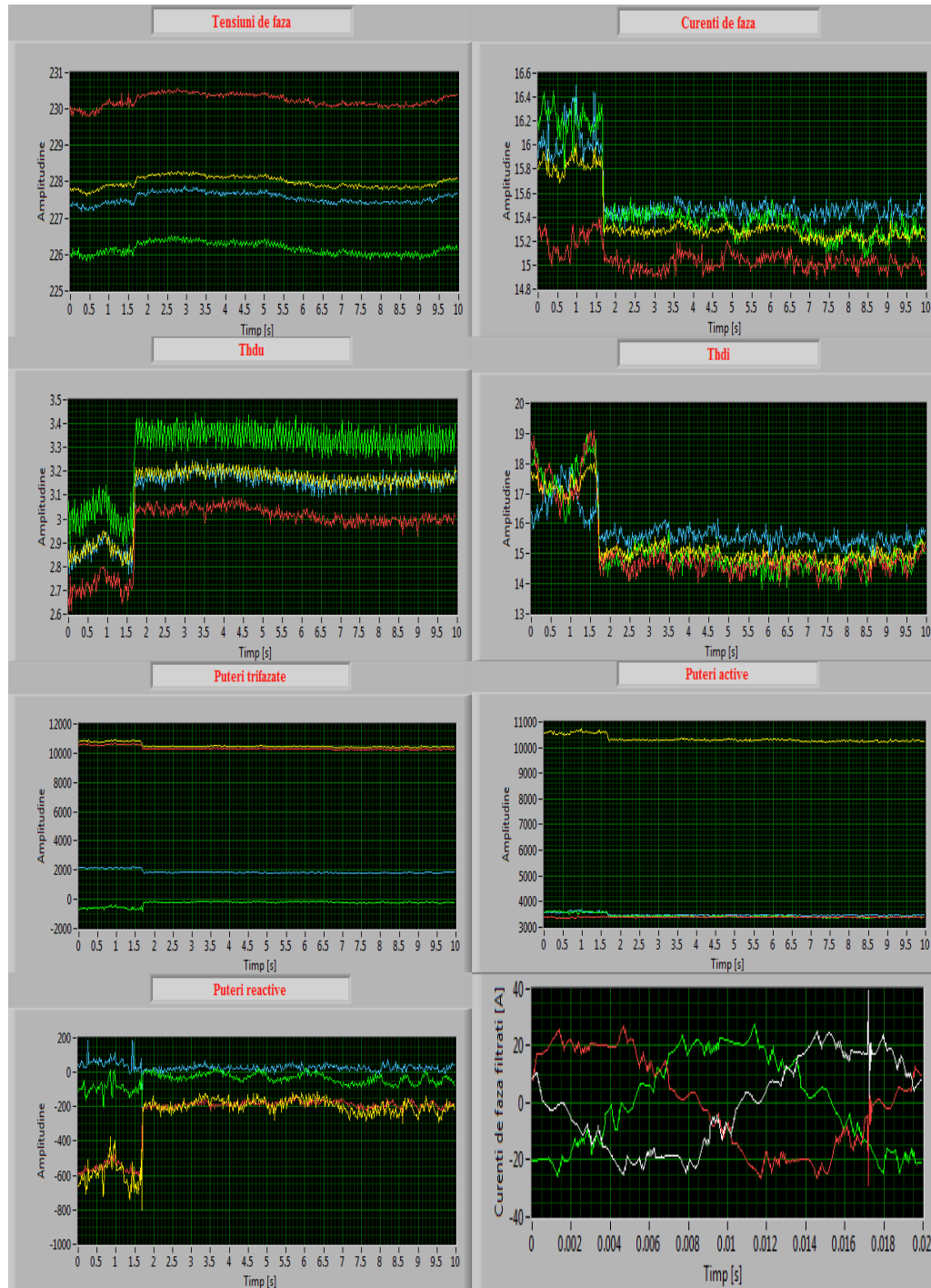




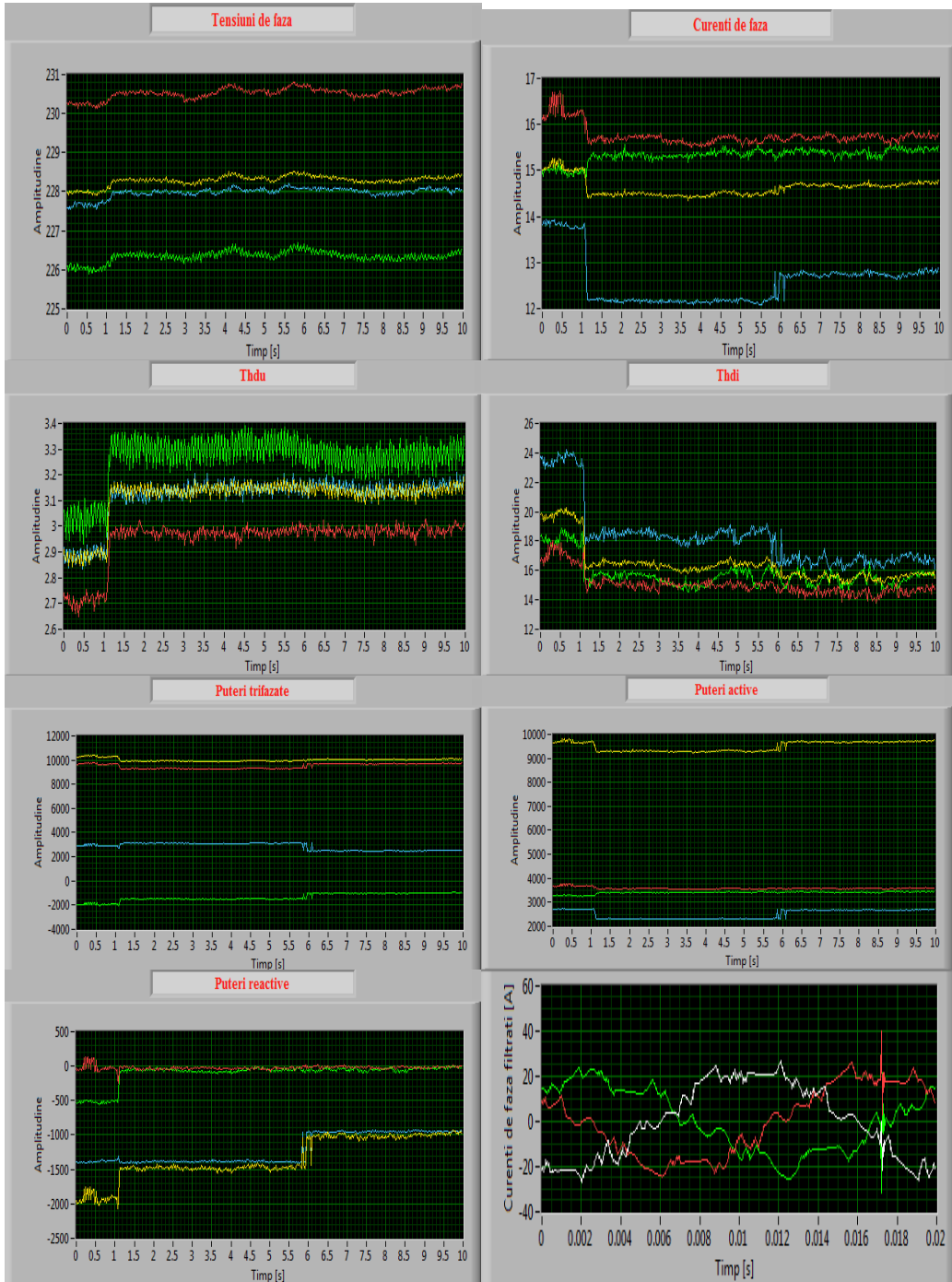
Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
 Parametrii electrici 10s, P = 3kW, 20%Pn



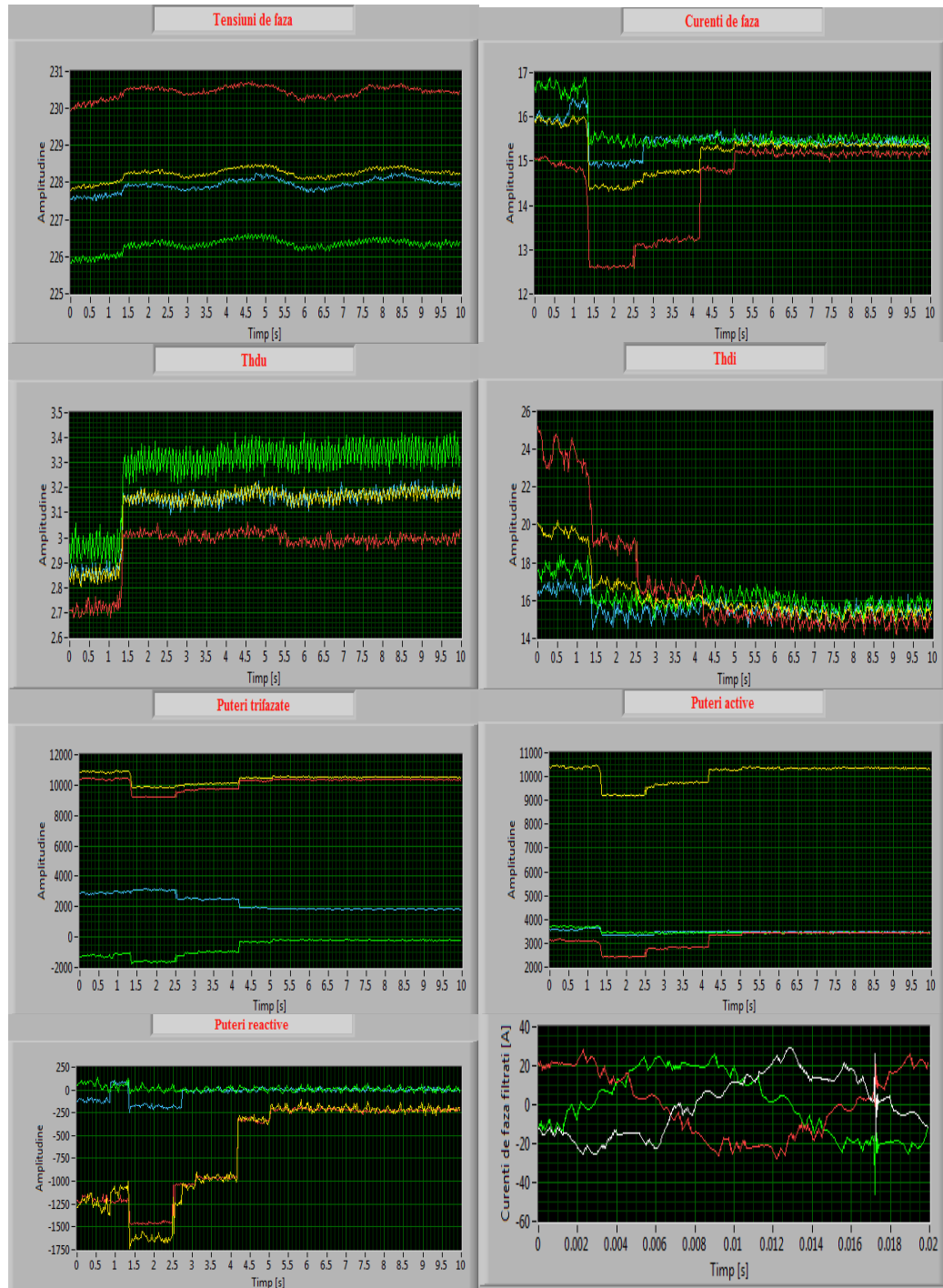
Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
Parametrii electrici 10s, P = 4,5kW, 30%Pn



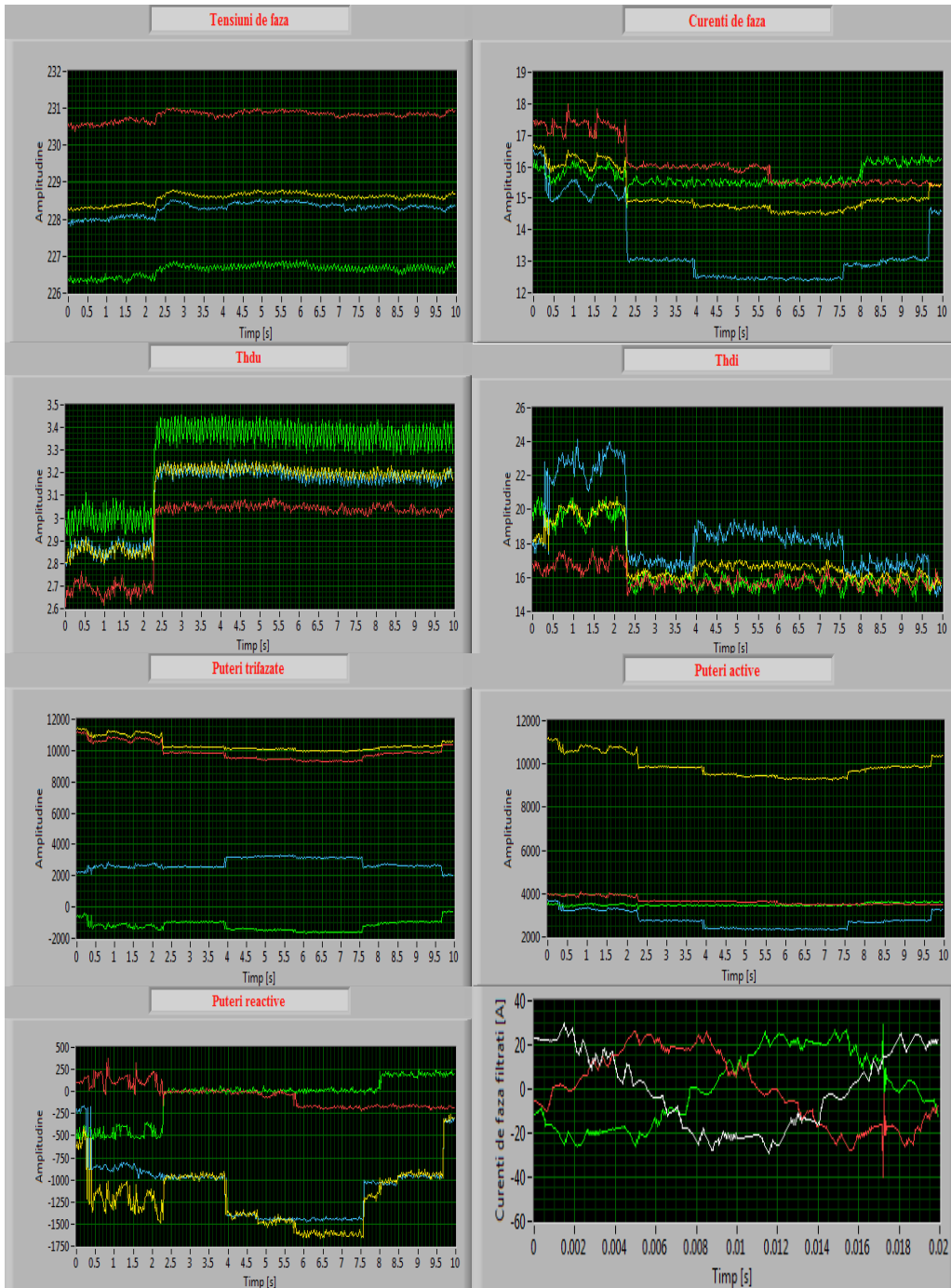
Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
 Parametrii electrici 10s, P = 6kW, 40%Pn



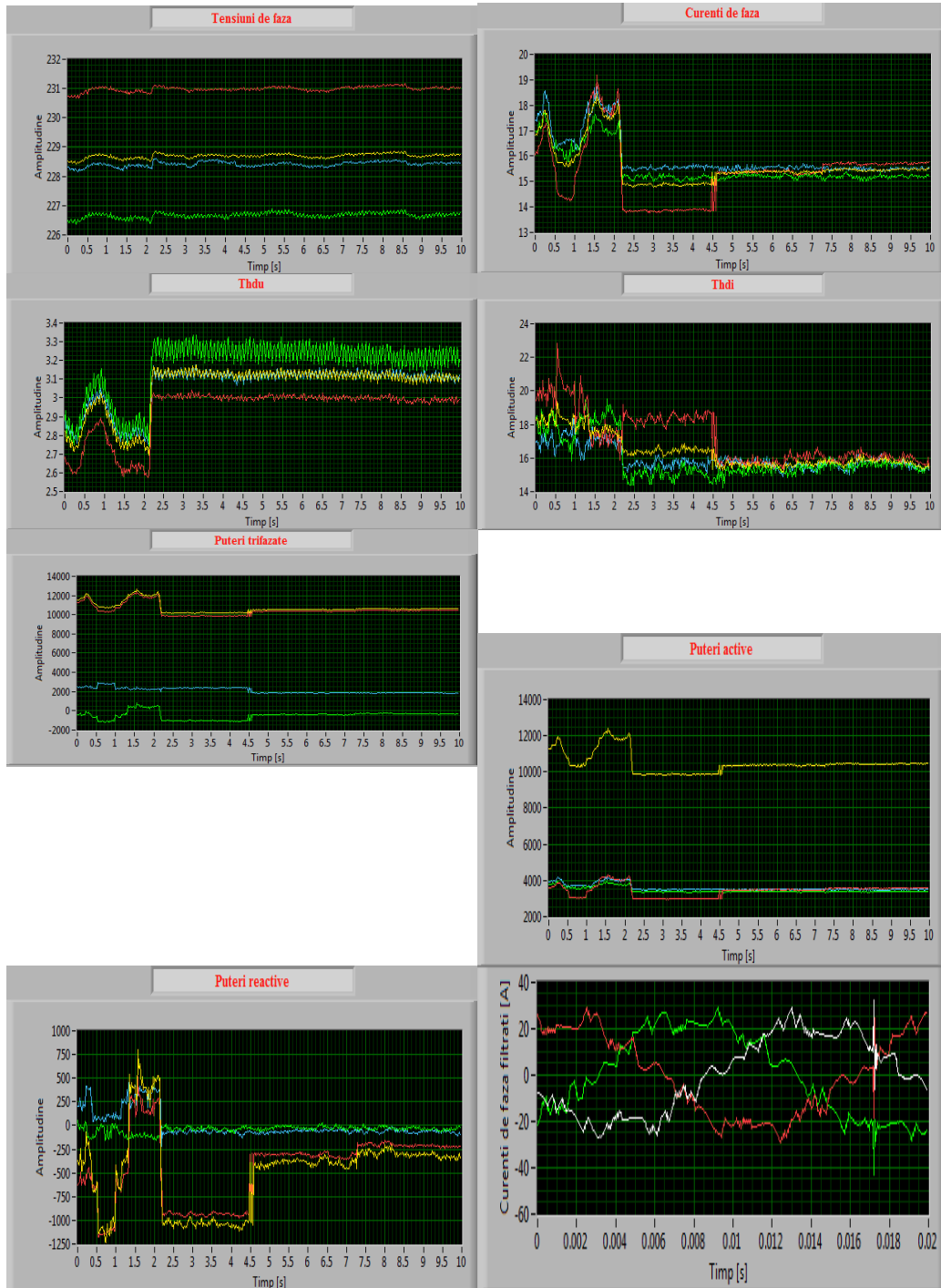
Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
 Parametrii electrici 10s, P = 7,5kW, 50%Pn



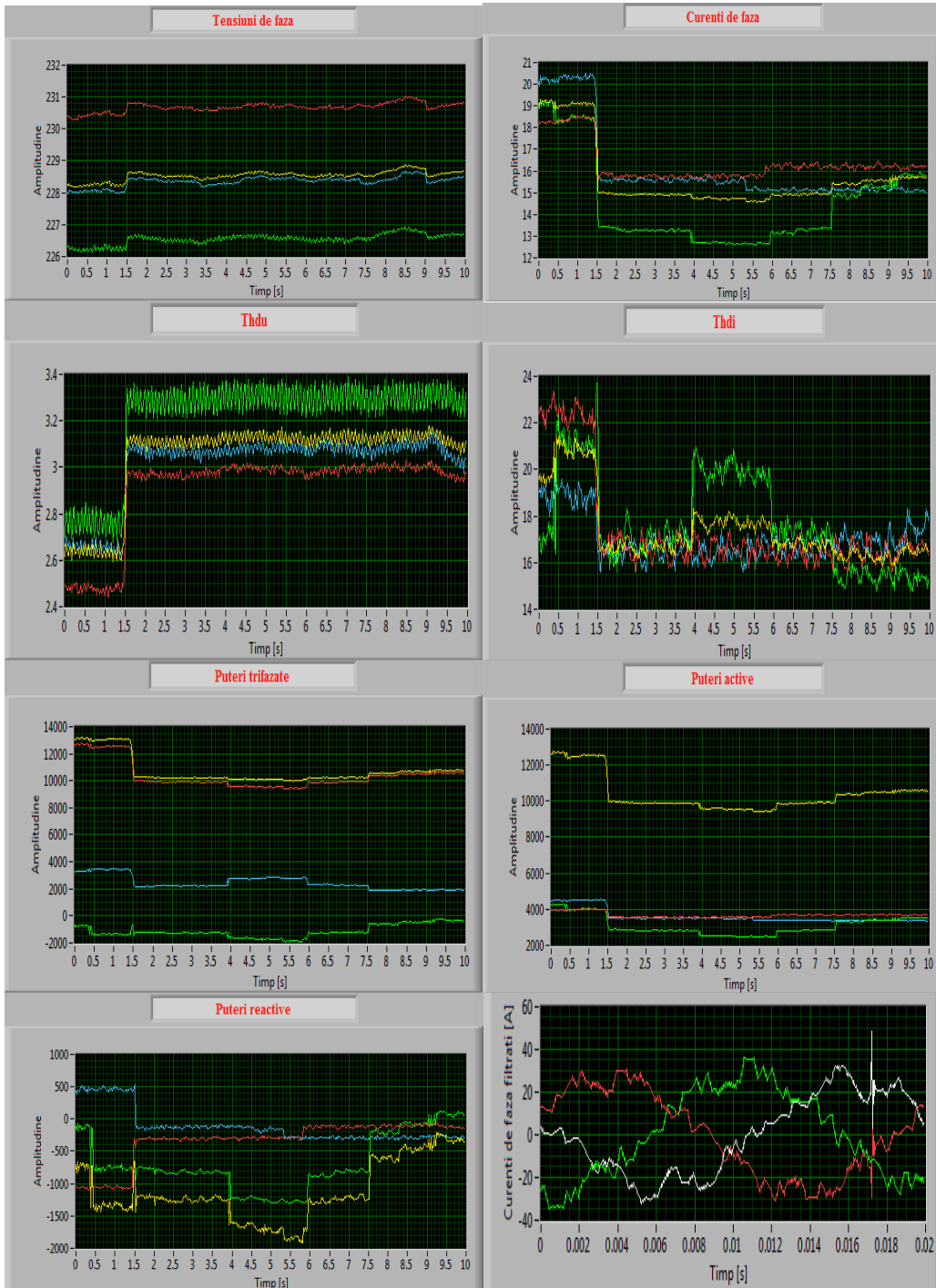
Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
 Parametrii electrici 10s, P = 9kW, 60%Pn



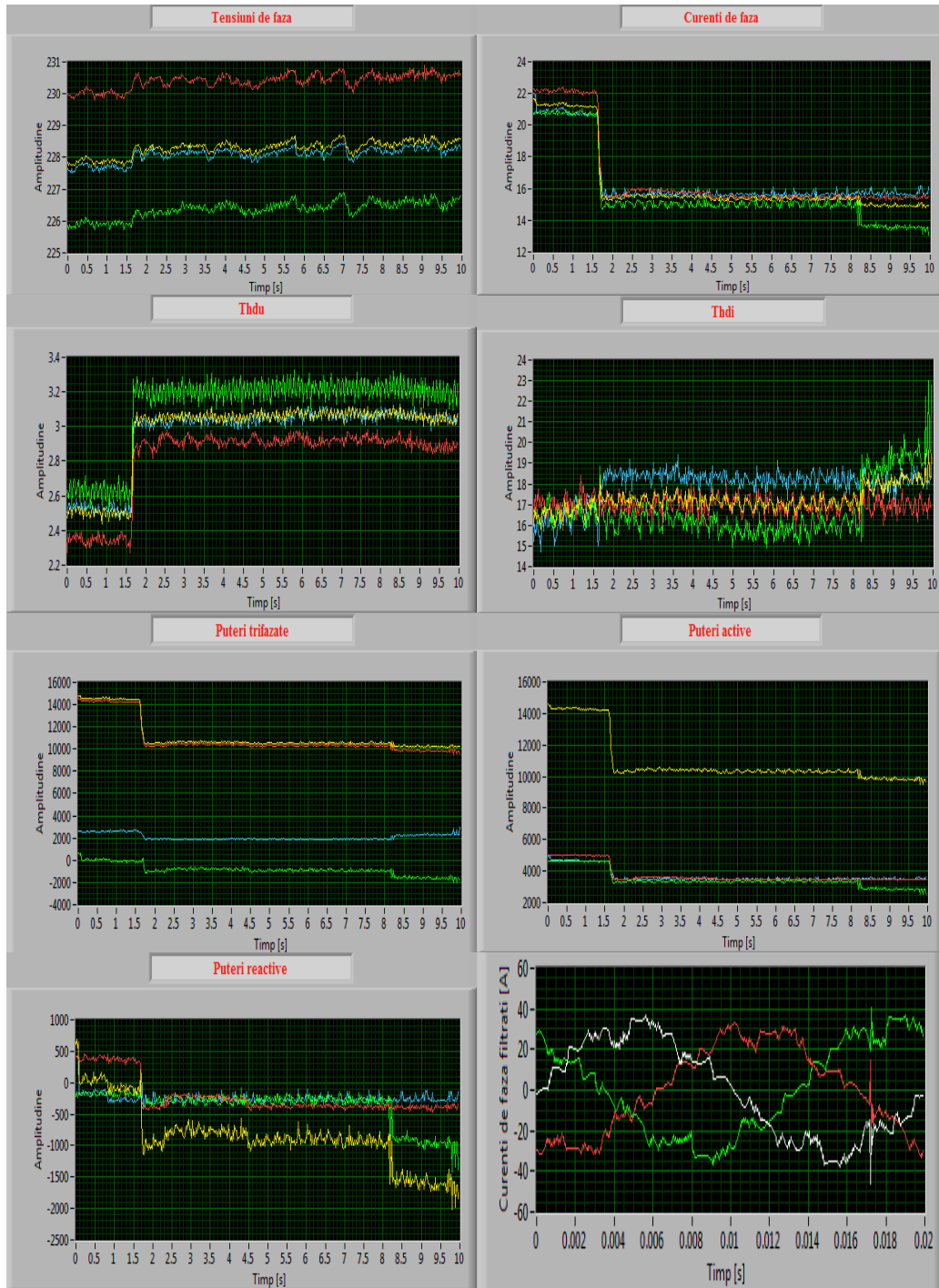
Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
 Parametrii electrici 10s, P = 10,5kW, 70%Pn



Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
 Parametrii electrici 10s, P = 12kW, 80%Pn

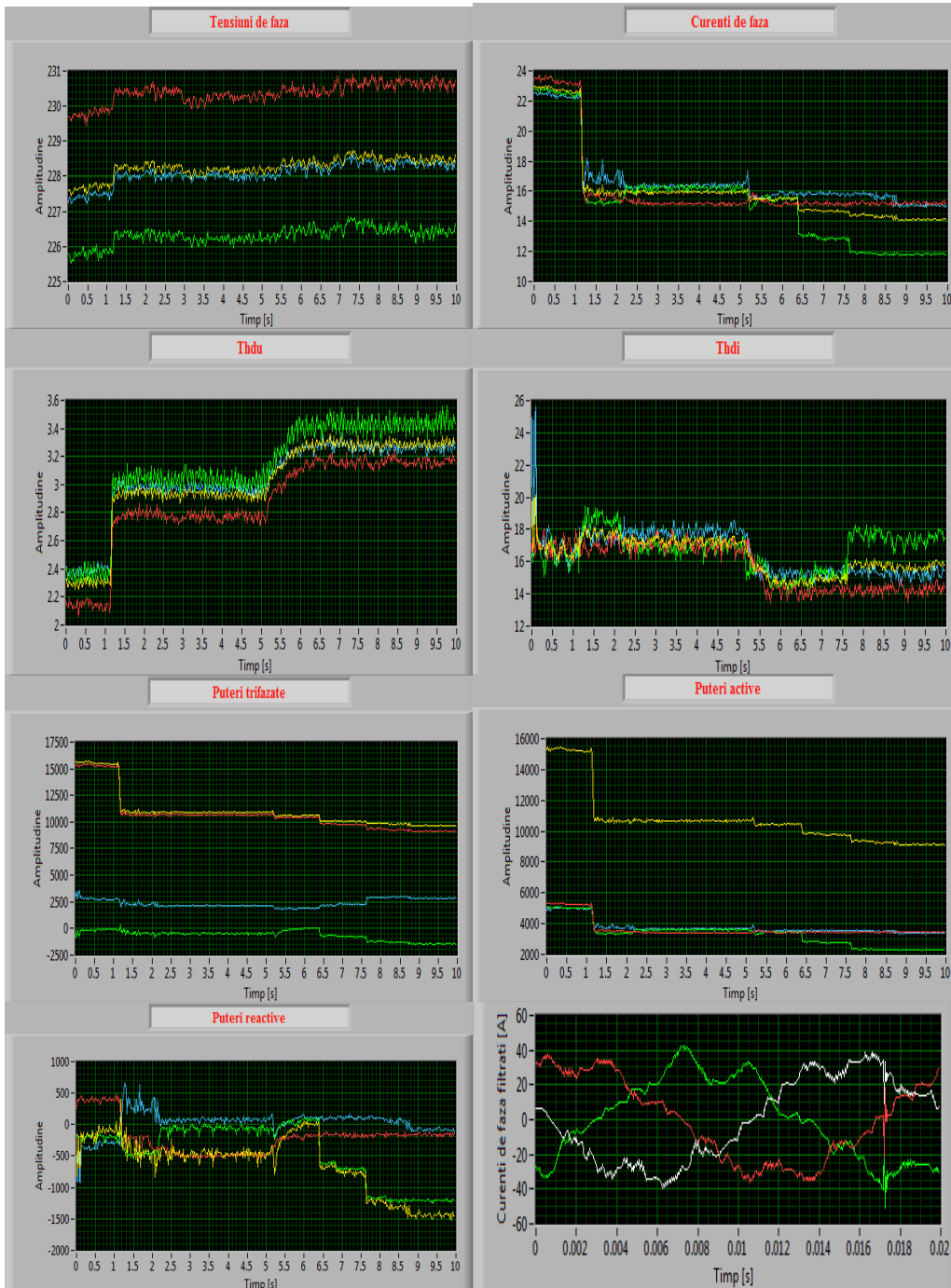


Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
 Parametrii electrici 10s, P = 13,5kW, 90%Pn

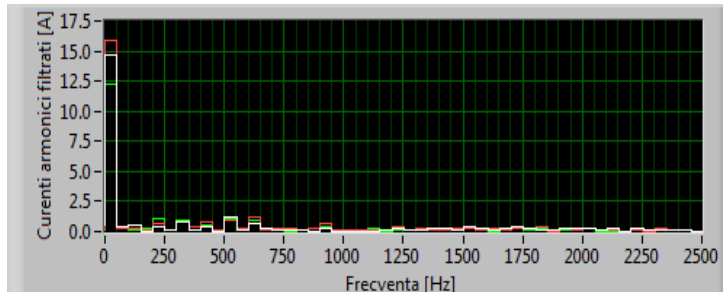




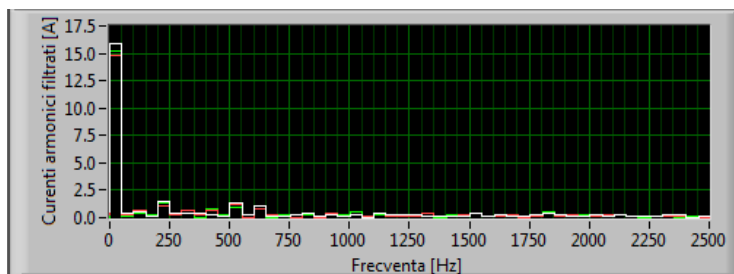
Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
 Parametrii electrici 10s, P = 15kW, 100%Pn



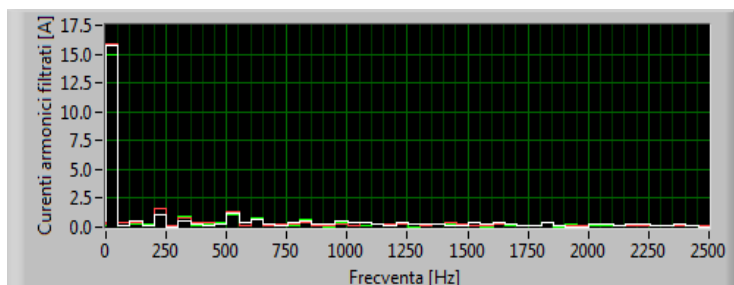
Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 1,5kW, 10% Pn



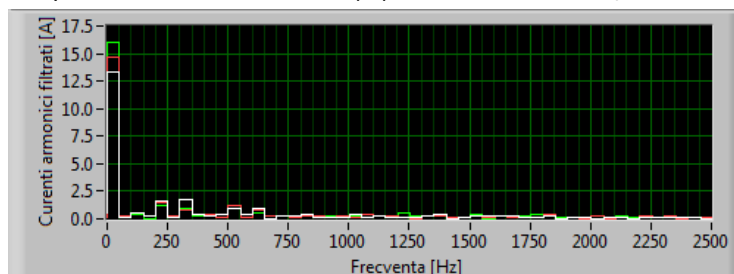
Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 3kW, 20% Pn



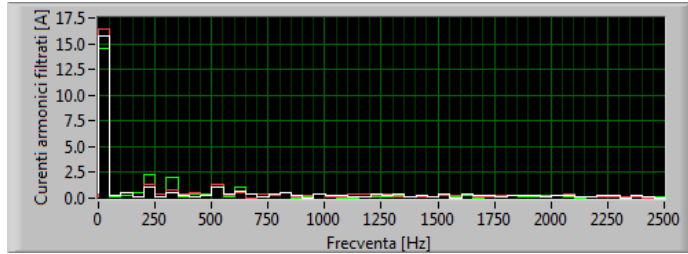
Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 4,5kW, 30% Pn



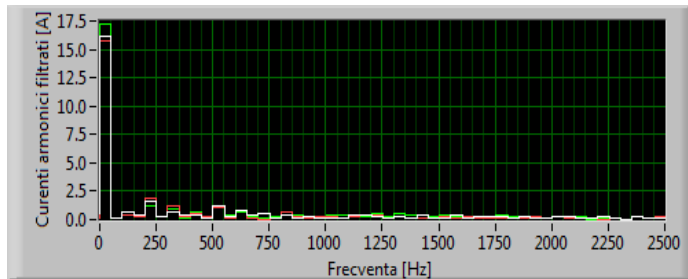
Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 6kW, 40% Pn



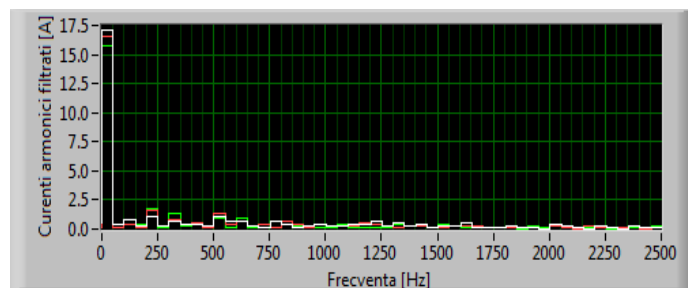
Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 7,5kW, 50% Pn



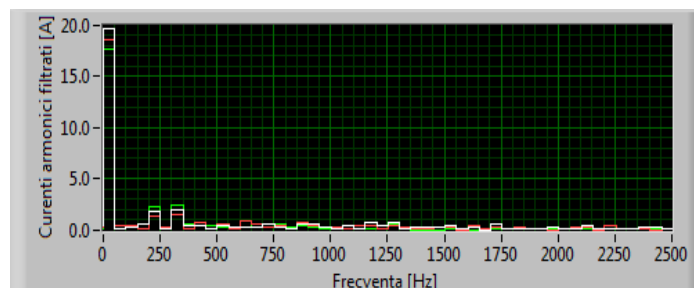
Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 9kW, 60% Pn



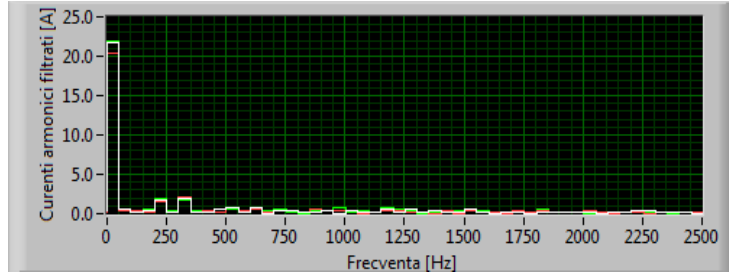
Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 10,5kW, 70% Pn



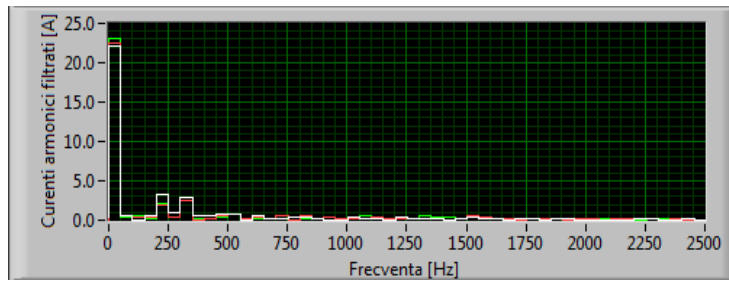
Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 12kW, 80% Pn



Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 13,5kW, 90% Pn



Instalația de călire echipată cu filtre pasive+active  
Spectru de armonici curenți și tensiuni P = 15kW, 100% Pn



## Listă cu lucrări publicate în domeniul tezei

- [1] **Raluca Rob**, Anca Iordan, Caius Pănoiu, Manuela Pănoiu, „Applications of the Markov Stochastic Processes in Functioning of the Energy Entities Modelling”, Proceedings of the 13-th WSEAS International Conference on Systems, Rodos, Grecia, 22-24 Iulie, pag. 248-253, ISBN 978-960-474-097-0, 2009.
- [2] **Raluca Rob**, Ioan Șora, Caius Pănoiu, Manuela Pănoiu, „Researches Regarding the Electric Energy Quality on High Frequency Electrothermal Installation with Electromagnetic Induction”, Proceedings of the 8-th WSEAS International Conference on System Science and Simulation in Engineering, Genova, Italia, 17-19 Octombrie, pag. 288-293, ISBN 978-960-474-131-1, 2009.
- [3] **Raluca Rob**, Cezara Raț, „Mathematical Model for Studying the Variation of the Electrical Parameters in Functioning of Nonlinear Load”, Symposium on Numerical Optimization Techniques for Mitigating the Hydrodynamic and Aerodynamic Turbulence with Applications ICNAAM, Rodos, Grecia, 21-27 Septembrie 2013. (acceptată spre publicare).
- [4] **Raluca Rob**, Ioan Șora, Caius Pănoiu, Manuela Pănoiu, „Harmonic Filters Influences Regarding the Power Quality on High Frequency Electrothermal Installation with Electromagnetic Induction”, WSEAS Transactions on Systems, volumul 9, pag. 72-81, ISSN 1109-2777, 2010.
- [5] **Raluca Rob**, Ioan Șora, Caius Pănoiu, Manuela Pănoiu, „The Influence of Static Contactor on the THD Generated by Currents on a High Frequency Electrothermal Installation with Electromagnetic Induction”, WSEAS Transactions on Power Systems, Volumul 6, pag. 53-62, ISSN: 1790-5060, 2011.
- [6] Caius Pănoiu, **Raluca Rob**, Manuela Pănoiu, Gabriel Popa, „Active Power Influence on the Electrical Parameters of an Electro Thermal Installation with Electromagnetic Induction”, WSEAS Transactions on Power Systems, Volumul 6, pag. 63-72, ISSN: 1790-5060, 2011.
- [7] Caius Pănoiu, **Raluca Rob**, Ioan Baciu, Manuela Pănoiu, „Shunt Active Filter Command Designed in LabVIEW”, International Journal of Circuits, Systems and Signal Processing, Volumul 5, pag. 513-520, ISSN: 1998-4464, 2011.
- [8] **Raluca Rob**, Ioan Șora, Caius Pănoiu, Manuela Pănoiu, „Using Active Filters in Reducing of the Total Harmonic Distortion on Electro Thermal Installation with Electromagnetic Induction”, International Symposium of Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2010, Pisa, Italia, 14-16 Iunie, pag. 233-238, ISBN 978-1-4244-4986-6, 2010.
- [9] **Raluca Rob**, Ioan Șora, Caius Pănoiu, Manuela Pănoiu, „Functioning Analysis of a High Frequency Electrothermal Installation with Electromagnetic Induction Using PSCAD/EMTDC Tool”, Proceedings of the 14th WSEAS International Conference on System, Corfu, Grecia, 22-24 Iulie, ISBN: 978-960-474-199-1, pag. 210-215, 2010.
- [10] Caius Pănoiu, **Raluca Rob**, Manuela Pănoiu, Gabriel Popa, “Measurements of the Electrical Parameters of an Electro Thermal Installation with Electromagnetic Induction”, Proceedings of the 14th WSEAS International

- Conference on System, Corfu, Grecia, 22-24 Iulie, ISBN: 978-960-474-199-1, pag. 216-221, 2010.
- [11] **Raluca Rob**, Caius Pănoiu, Manuela Pănoiu, Angela Iagăr, "Determining of the electrical parameters of a hardening inductor", WSEAS European Computing Conference Paris, Franta, 28-30 Aprilie, ISBN: 978-960-474-297-4, pag. 187-192, 2011.
- [12] Caius Pănoiu, **Raluca Rob**, Ioan Baci, Manuela Pănoiu, "IGBT Command in Active Filtering of the Harmonics Current", WSEAS European Computing Conference Paris, Franta, 28-30 Aprilie, ISBN: 978-960-474-297-4, pag. 158-163, 2011.
- [13] **Raluca Rob**, Caius Pănoiu, Ioan Șora, Manuela Pănoiu, "Simulation of an Active Filter Functioning Using LabVIEW", 3rd World Conference on Innovation and Computer Sciences, Izmir, Turcia, 9-14 Mai, ISSN: 2147-5105, pag. 186-191, 2012.
- [14] Caius Pănoiu, **Raluca Rob**, Manuela Pănoiu, Ioan Șora, "PWM Controller Used in Active Filtering Realised in LabVIEW", 3rd World Conference on Innovation and Computer Sciences, Izmir, Turcia, 9-14 Mai, ISSN: 2147-5105, pag. 192-197, 2012.
- [15] Caius Pănoiu, **Raluca Rob**, Manuela Pănoiu, Ioan Șora, "Measuring System for Distorted Regime Generated by Three Phase Nonlinear Loads", 15th International Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC, Novi Sad, Serbia, 4-6 Septembrie, ISBN: 978-1-4673-1972-0, 2012.

## BIBLIOGRAFIE

- [1] Golovanov, N., Şora, I., Cantemir, L, ş.a. *Electrotermie și Electrotehnologii - vol.1 Electrotermie*, Editura Tehnică, București 1997.
- [2] Şora, I., ş.a., *Utilizări ale energiei electrice*, Editura Facla, Timișoara, 1984.
- [3] Akagi, A.; Watanabe, E.; Aredes, M.; : *Instantaneous Power Theory and applications to power conditioning. A Treatise on Electricity and Magnetism*, IEEE Press series, John Wiley&Sons Inc. Publication.
- [4] Arie, A., Neguș, C., Golovanov, C., Golovanov, N., *Poluarea cu armonici a sistemelor electroenergetice funcționând în regim permanent simetric*, Editura Academiei Române, București, 1994.
- [5] Comșa, D., *Instalații electrotermice industriale vol.II*, Editura Tehnică, București 1986.
- [6] Pănoiu, M., Pănoiu, C., *Modelarea și simularea proceselor neliniare în electrotermie*, Editura Mirton, Timisoara 2008.
- [7] Raluca Rob, Cezara Raț, *Mathematical Model for Studying the Variation of the Electrical Parameters in Functioning of Nonlinear Load*, Symposium on Numerical Optimization Techniques for Mitigating the Hydrodynamic and Aerodynamic Turbulence with Applications ICNAAM, Rodos, Grecia, 21-27 Septembrie 2013. (acceptată spre publicare).
- [8] Pănoiu Caius, Rob Raluca, Pănoiu Manuela, Şora Ioan, *Measuring System for Distorted Regime Generated by Three Phase Nonlinear Loads*, 15th International Power Electronics and Motion Control EPE-PEMC Septembrie, Novi Sad, Serbia, 2012.
- [9] Pănoiu Caius, Rob Raluca, Pănoiu Manuela, Şora Ioan, *PWM Controller Used in Active Filtering Realised in LabVIEW*, 3rd World Conference on Innovation and Computer Sciences, Izmir, Turcia, pag. 192-197, 2012.
- [10] Rob Raluca, Pănoiu Caius, Şora Ioan, Pănoiu Manuela, *Simulation of an Active Filter Functioning Using LabVIEW*, 3rd World Conference on Innovation and Computer Sciences, Izmir, Turcia, pag. 186-191, 2012.
- [11] Rob Raluca, Şora Ioan, Pănoiu Caius, Pănoiu Manuela, *Shunt Active Filter Command Designed in LabVIEW*, 6th International Conference: Days of the Academy of Technical Science from Romania, pag. 93-98, Timișoara, Romania, 2011.
- [12] Rob Raluca, Şora Ioan, Pănoiu Caius, Pănoiu Manuela, *The Influence of Static Contactor on the THD Generated by Currents on a High Frequency Electrothermal Installation with Electromagnetic Induction*, WSEAS Transactions on Power Systems, vol. 6, pag. 53-62, 2011.

- 
- [13] Pănoiu Caius, Rob Raluca, Pănoiu Manuela, Popa Gabriel, *Active Power Influence on the Electrical Parameters of an Electrothermal Installation with Electromagnetic Induction*, WSEAS Transactions on Power Systems, vol. 6, pag. 63-72, 2011.
- [14] Rob Raluca, Pănoiu Caius, Pănoiu Manuela, Iagăr Angela, *Determining of the electrical parameters of a hardening inductor*, WSEAS European Computing Conference Paris, Franta, pag. 187-192, 2011.
- [15] Pănoiu Caius, Rob Raluca, Baciu Ioan, Pănoiu Manuela, *IGBT Command in Active Filtering of the Harmonics Current*, Proceedings of the WSEAS International Conference on Systems, Paris, Franța, Aprilie 28-30, pag. 158-163, 2011.
- [16] Rob Raluca, Șora Ioan, Pănoiu Caius, Pănoiu Manuela, *Using Active Filters in Reducing of the Total Harmonic Distortion on Electro Thermal Installation with Electromagnetic Induction*, International Symposium of Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM, Pisa, Italia, pag. 233-238, 2010.
- [17] Rob Raluca, Șora Ioan, Pănoiu Caius, Pănoiu Manuela, *Functioning Analysis of a High Frequency Electrothermal Installation with Electromagnetic Induction Using PSCAD/EMTDC Tool*, Proceedings of the 14th WSEAS International Conference on System, Corfu, Grecia, pag. 210-215, 2010.
- [18] Rob Raluca, Șora Ioan, Pănoiu Caius, Pănoiu Manuela, *Harmonic Filters Influences Regarding the Power Quality on High Frequency Electrothermal Installation with Electromagnetic Induction*, WSEAS Transactions on Systems, vol. 9, pag. 72-81, 2010.
- [19] Pănoiu Caius, Rob Raluca, Manuela Pănoiu, Gabriel Popa, *Measurements of the Electrical Parameters of an Electro Thermal Installation with Electromagnetic Induction*, Proceedings of the 14th WSEAS International Conference on System, Corfu, Grecia, pag. 216-221, 2010.
- [20] Rob Raluca, Șora Ioan, Pănoiu Caius, Pănoiu Manuela: *Using Active Filters in Reducing of the Total Harmonic Distortion on Electro Thermal Installation with Electromagnetic Induction*, International Symposium of Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2010, Pisa, Italy, Iunie 17-19, pag. 233-238, 2010.
- [21] Rob Raluca, Șora Ioan, Pănoiu Caius, Pănoiu Manuela, *Researches regarding the electric energy quality on high frequency electrothermal installation with electromagnetic induction*, Proceedings of the 8th WSEAS International Conference on Systems Science and Simulation, Genova, Italia, pag. 288-293, 2009.
- [22] Rob Raluca, Jordan Anca, Pănoiu Caius, Pănoiu Manuela, *Applications of the Markov Stochastic Processes in Functioning of the Energy Entities Modelling*, Proceedings of the 13-th WSEAS International Conference on Systems, Rodos, Grecia, 22-24 Iulie, pag. 248-253, 2009.
- [23] Akagi, A.; Watanabe, E.; Aredes, M.: *The P-Q theory for active filter control: some problems and solutions*, Revista Controle & Automacao/Vol.15 nr.1, Martie 2004.



- [24] Akagi, A., Isozaki, K.: *A Hybrid Active Filter for a Three-Phase 12-Pulse Diode Rectifier Used as the Front End of a Medium-Voltage Motor Drive*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, nr. 1, pag. 69-77, ianuarie 2012.
- [25] Aredes, M.; Watanabe, E.H.: *New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters*, IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 10, Nr. 3, pag. 1649-1656, Iulie 1995.
- [26] Bhattacharya, S., Cheng, P.T., Divan, D.M, *Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications*, IEEE Transactions Industrial Application, vol. 33, nr.3, pag. 732-747, 1997.
- [27] Chindriș M., Cziker A., ș.a., *Reducerea poluării armonice a rețelelor electrice industriale*, Editura Mediamira, Cluj – Napoca, 2003.
- [28] Șora, C., *Bazele electrotehnicii*, Editura Didactică și Pedagogică, București 1982.
- [29] Comșa, D., Pantelimon, L., *Electrotermie*, Editura Didactică și Pedagogică București 1979.
- [30] Das J.D., *Passive filter – potentialities and limitations*, IEEE Transactions on Industry Application, vol. 40, nr. 1, 2004.
- [31] Fujita, H; Akagi, H., *The Unified Power Quality Conditioner: the Integration of Series and Shunt Active filters*, IEEE Tran. Power Electronics 13(2), pag. 315-322.
- [32] Ghosh, R.; Narayanan, G., *Control of three phase, four wire PWM rectifier*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, Nr. 1, pag. 96-106, Ianuarie 2008.
- [33] Hedeș A., Șora I., *Echipamente cu înaltă frecvență pentru sudarea cu arc electric*, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2001.
- [34] Jacobina, C.; de Rossiter Correa, M.; Ferreira Pinheiro, R.; de Silva, E.; Nogueira Lima, A., *Modeling and control of unbalanced three phase systems containing PWM converters*, IEEE Transactions on Industry Applications, no. 6, vol. 37, pag. 1807-1816.
- [35] Ionescu, F., Floricău, D. ș.a. *Electronică de putere. Convertoare statice*, Editura Tehnică, București, 1998.
- [36] Kapoor A.K., Mahanty R., *A quasi passive filter for power quality improvement*, Proceedings of IEEE International Conference of Industrial Technology vol.1, pag. 526-529, 2000.
- [37] Kelemen, A., Imecs, M., *Mutatoare*, Editura Didactică și Pedagogică București, 1978.
- [38] Kim, S., Enjeti, P.N., *A new hybrid active filter (APF) topology*, IEEE Transactions Power Electronics, vol. 17, nr. 1, pag. 48-54, 2002.
- [39] Mahanty R., Kapoor A.K., *Quasi passive filter for harmonic filtering*, Electronic Power Systems Res., vol.78, pag. 1456-1465, 2008.
- [40] Matsuo, H.; Kurokawa, F.; Luo, Z.; Makino, Y.; Ishizuka, Y.; Oshikata, T., *Partially resonant active filter using the digital PWM control circuit with the*

- DSP*, 3<sup>rd</sup> Telecommunications Energy Special Conference, Dresden, Germany, Mai 7-10, pag. 307-311, 2000.
- [41] Mircea, I., *Instalații și echipamente electrice. Ghid teoretic și practic*, Editura Didactică și Pedagogică București, 1996.
- [42] Moleykutty, G.; Basu, K.; *Modeling and Control of Three-Phase Shunt Active Power Filter*, American Journal of Applied Sciences 5 (8), pag. 1064-1070, 2008.
- [43] Moleykutty, G.; Basu, K.; *Performance Comparison of Three-Phase Shunt Active Power Filter Algorithms*, American Journal of Applied Sciences, 5 (11), pag. 1424-1428, 2008.
- [44] Nalini Kiran, C., *Power Quality Improvement Using Active and Passive Power Filters*, International Journal of Modern Engineering Research, vol. 2, pag. 76-79.
- [45] Par X. Yang, J. Nuns, *Les perturbations basses frequences generees sur les reseaux alimentant des installations de chauffage par induction*, Les applications industrielles de l'induction, nr. 5, Mai 2004.
- [46] Phinney Joshua, David J. Perreault, *Filters With Active Tuning for Power Applications*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, nr. 2, Martie 2003.
- [47] Prisăcaru, V., Huțanu, C., Ioachim, D., *Utilizările energiei electrice*, Editura Didactică și Pedagogică București, 1969.
- [48] Rahmani, K.; Al-Haddad, H.; Y. Kanaan; *Two PWM techniques for single phase shunt active power filters employing a direct current control strategy*, Power Electronics IET Vol. 1, pag. 376-385, Septembrie 2008.
- [49] Sippola, Mika, *Developments for the high frequency power transformer. Design and implementation*, Electronic Publications E3 Espoo 2003.
- [50] Rastogi, M., Mohan, N., Edris, A.A.: *Hybrid-active filtering of harmonic currents in power system*, Transactions Power Deliv, vol. 10, nr. 4, 1995, pag. 1994-2000.
- [51] SC AAGES Ltd. Târgu Mureș, *Transistor based frequency converter type CTC 100K15. Electrical documentation*.
- [52] Șurianu, F., *Consumatori de energie electrică*, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara 2007.
- [53] Senturk Osman, Hava Ahmet, *Performance Enhancement of the Single-Phase Series Active Filter by Employing the Load Voltage Waveform Reconstruction and Line Current Sampling Delay Reduction Methods*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, nr. 8, pag. 2210-2220, august 2011.
- [54] Rivas Darwin, Luis Morán, Juan W. Dixon, José R. Espinoza, *Improving Passive Filter Compensation Performance With Active Techniques*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, nr. 1, Februarie 2003 161.
- [55] Zamora, I., A. J. Mazon. P. Eguia, I. Albizu, K. J. Sagastabeitia, E. Fernández, *Simulation by MATLAB/Simulink of active filters for reducing THD created by*

- 
- industrial systems*, IEEE Bologna Power Tech. Conference, Bologna, Italy, 23-26 Iunie 2003.
- [56] \*\*\*, Chauvin Arnoux, *Three phase power quality analyzer CA 8332B, CA 8334B. User's manual* .
- [57] \*\*\*, *NI 622x Specifications*, National Instruments Corporation.
- [58] PE 026/92 Normativ pentru proiectarea Sistemului Energetic Național
- [59] PE 932/93 Regulament pentru furnizarea și utilizarea energiei electrice RFUEE
- [60] PE 143/94 Normativ privind limitarea regimului nesimetric și deformant în rețelele electrice.
- [61] I7/2009 Normativ pentru proiectarea și executarea instalațiilor electrice cu tensiuni până la 1000V.
- [62] PE 013/95 Normativ privind metodele și elementele de calcul al siguranței în funcționare a instalațiilor energetice.
- [63] PE 124/95 Normativ pentru stabilirea soluțiilor de alimentare cu energie electrică a consumatorilor industriali și similari.
- [64] <http://www.assemtech.co.uk/products>
- [65] <http://www.datasheetcatalog.org>