

# CONTRIBUȚII LA STUDIUL TEORETIC ȘI EXPERIMENTAL AL SURSELOR DE ALIMENTARE PENTRU CUPTOARELE DE ÎNCĂLZIRE INDUCTIVĂ

Teză destinată obținerii  
titlului științific de doctor inginer  
la

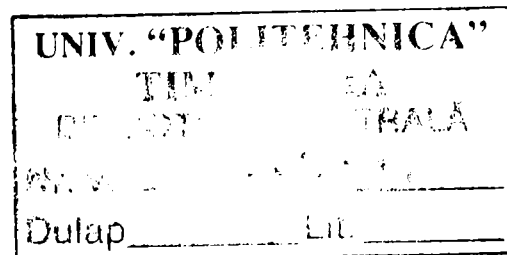
Universitatea "Politehnica" din Timișoara  
în domeniul INGINERIE ELECTRONICĂ ȘI  
TELECOMUNICAȚII  
de către

**Ing. Marin-Titus Tomșe**

Conducător științific:  
Referenți științifici:

prof.univ.dr.ing. Viorel Popescu  
prof.univ.dr.ing. Teodor Leuca  
prof.univ.dr.ing. Zeno Schlett  
prof.univ.dr.ing. Ioan Șora

2008



Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

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

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

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2008

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

Această teză reprezintă rezultatul activității desfășurate în perioada de pregătire ca doctorand fără frecvență la Facultatea de Electronică și Telecomunicații din Timișoara.

Odată cu creșterea poluării atmosferei și a costurilor energie electrice se cere dezvoltarea unor procedee tehnologice de prelucrare a metalelor cu o poluare redusă a mediului ambiant și cu eficiență energetică și productivitate cât mai ridicate. Încălzirea prin inducție electromagnetică este unul dintre procedeele de încălzire a materialelor conductoare care răspunde cel mai bine acestor cerințe. Aplicațiile încălzirii prin inducție s-au diversificat tot mai mult existând o cerere tot mai mare pentru soluții moderne, eficiente tehnologic și energetic, adaptate cât mai bine fiecărei aplicații în parte.

Această diversificare a aplicațiilor care pot utiliza încălzirea inductivă trebuie întâmpinată de către producătorii de instalații de încălzire prin inducție printr-o regândire a metodelor clasice de proiectare, care folosesc multe ipoteze simplificatoare, în sensul folosirii pe scară tot mai largă a posibilităților numerice de modelare și analiză. În acest sens au crescut preocupările de a dezvolta modele numerice care să aproximeze cât mai bine funcționarea instalațiilor de încălzire inductivă.

Pe aceeași direcție au fost și preocupările autorului, care s-a străduit în această teză să obțină modele matematice cât mai exacte pentru sursele de alimentare ale instalațiilor de încălzire inductivă, modele care să permită obținerea de concluzii utile îmbunătățirii funcționării acestor surse. Modelele obținute sunt studiate în diverse medii de programare și sunt verificate experimental.

Pentru realizarea prezentei lucrări doresc să aduc alese mulțumiri conducătorului științific, domnului prof. univ. dr. ing. Viorel POPESCU care cu competență și răbdare m-a îndrumat în perioada de pregătire și elaborare a acestei teze de doctorat.

Îmi exprim înalta considerație față de membrii comisiei de doctorat, domnul președinte al comisiei prof. univ. dr. ing. Marius OTEȘTEAN decanul Facultății de Electronică și Telecomunicații din Timișoara și domnii prof. univ. dr. ing. Teodor LEUCA de la Universitatea din Oradea, prof. univ. dr. ing. Zeno SCHLETT de la Universitatea de Vest din Timișoara și prof. univ. dr. ing. Ioan ȘORA de la Universitatea „Politehnica” din Timișoara, care au răspuns favorabil solicitării de a face parte din comisia de analiză a tezei, pentru observațiile făcute și pentru timpul acordat.

Mulțumiri din inimă adresez doamnei prof. univ. dr. ing. Cornelia GORDAN de la Facultatea de Inginerie Electrică și Tehnologia Informației din Oradea pentru sprijinul acordat pe parcursul elaborării acestei teze.

Nu în ultimul rând, doresc să mulțumesc domnului ing. Gabor Molnar, director al societății comerciale AAGES Ltd. din Târgu Mureș și colaboratorilor săi, pentru sprijinul deosebit de important acordat la realizarea verificărilor experimentale.

Timișoara, martie 2008

Marin-Titus Tomșe

Tomșe, Marin-Titus

### **Contribuții la studiul teoretic și experimental al surselor de alimentare pentru cuptoarele de încălzire inductivă**

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. 5, Editura Politehnica, 2008, 196 pagini, 104 figuri, 15 tabele.

ISSN: 1842-7014

ISBN: 978-973-625-608-0

Cuvinte cheie:

încălzire prin inducție electromagnetică, modelarea invertoarelor rezonante, model de semnal mare, model de semnal mic, comandă fuzzy

Rezumat:

Încălzirea prin inducție electromagnetică reprezintă unul din cele mai utilizate procedee de încălzire a materialelor conductoare datorită avantajelor pe care le oferă. Aplicațiile încălzirii prin inducție s-au diversificat existând o cerere tot mai mare pentru soluții moderne, eficiente tehnologic și energetic, adaptate cât mai bine fiecărei aplicații în parte. Sursele de alimentare care respectă cel mai bine cerințele instalațiilor de încălzire inductivă sunt cele realizate pe baza invertoarelor rezonante. Dintre acestea, invertoarele rezonante serie sunt reconsiderate tot mai mult, odată cu perfecționarea și diversificarea dispozitivelor semiconductoare de putere, având posibilități de comandă mai mari decât a invertoarelor rezonante paralel. În scopul folosirii pe scară tot mai largă a posibilităților numerice de modelare și analiză au crescut preocupările de a dezvolta modele numerice care să aproximeze cât mai bine funcționarea instalațiilor de încălzire inductivă.

Pe aceeași direcție au fost și preocupările autorului, care s-a străduit în această teză să obțină modele matematice cât mai exacte pentru sursele de alimentare ale instalațiilor de încălzire inductivă, modele care să permită obținerea de concluzii utile îmbunătățirii funcționării acestor surse. Modelele obținute sunt studiate în diverse medii de programare și sunt verificate experimental.

# CUPRINS

<b>Cap. 1. Introducere</b> .....	7
<b>Cap. 2. Caracteristici ale instalațiilor de încălzire prin inducție electromagnetică</b> .....	10
2.1. Puterea transmisă corpului de încălzit.....	11
2.2. Schema electrică echivalentă a ansamblului inductor – corp de încălzit....	16
2.3. Randamentul electric la încălzirea prin inducție.....	17
2.4. Factorul de putere la încălzirea prin inducție.....	22
2.5. Concluzii .....	26
<b>Cap. 3. Contribuții la studiul metodelor de comandă ale invertoarelor rezonante</b> .....	28
3.1. Comanda invertoarelor rezonante serie prin decalare de fază .....	29
3.2. Comanda fuzzy a invertoarelor rezonante.....	45
3.2.1. Realizarea regulatorului fuzzy.....	47
3.2.2. Simularea invert. rez. serie comandat de reglatoare fuzzy.....	52
3.3. Concluzii .....	58
<b>Cap. 4. Modelarea invertoarelor rezonante serie folosind metoda descompunerii în serii trigonometrice</b> .....	60
4.1 Determinarea modelului de semnal mare al circuitului de putere.....	62
4.2. Determinarea modelului de semnal mic al circuitului de putere.....	69
4.3. Determinarea modelului de semnal mic al buclei de reglare a puterii.....	71
4.4. Determinarea modelului de semnal mic al buclei de control a frecvenței .	73
4.5. Modelul de semnal mic complet al inverterului rezonant serie.....	77
4.6. Analiza invert. rez. serie cu ajutorul modelului de semnal mic obținut.....	81
4.6.1. Analiza buclei de control a frecvenței.....	81
4.6.2. Analiza buclei de reglare a puterii.....	88
4.6.3. Analiza comportării inverterului rezonant la perturbații.....	89
4.7. Concluzii .....	96
<b>Cap. 5. Modelarea invertoarelor rezonante folosind metoda generală de mediere</b> .....	98
5.1. Baza teoretică a folosirii metodei generale de mediere la modelarea invertoarelor rezonante.....	98
5.2. Modelarea invertoarelor rezonante.....	101
5.2.1. Modelarea invertoarelor rezonante folosind prima componentă Fourier.....	102
5.2.2. Modelarea invert. rez. folosind mai multe componente Fourier....	106
5.3. Simularea și analiza comparativă a modelelor obținute prin metoda generală de mediere .....	112
5.3.1. Simularea invert. rezonant folosind modelele de semnal mare....	112
5.3.2. Simularea invert. rezonant folosind modelele de semnal mic.....	126
5.4. Concluzii .....	133
<b>Cap. 6. Verificări experimentale</b> .....	134

6.1. Prezentarea instalației experimentale.....	134
6.2. Verificarea rezultatelor obținute în paragraful 3.1.....	136
6.3. Verificarea rezultatelor obținute în capitolul 4 .....	139
6.4. Concluzii .....	143
<b>Cap. 7. Concluzii generale. Contribuții .....</b>	<b>145</b>
7.1. Concluzii generale.....	145
7.2. Contribuțiile autorului.....	147
<b>Bibliografie .....</b>	<b>150</b>
<b>Anexe.....</b>	<b>160</b>
Anexa 1.....	160
Anexa 2.....	160
Anexa 3.....	161
Anexa 4.....	161
Anexa 5.....	162
Anexa 6.....	163
Anexa 7.....	168
Anexa 8.....	169
Anexa 9.....	170
Anexa 10.....	171
Anexa 11.....	172
Anexa 12.....	173
Anexa 13.....	174
Anexa 14.....	175
Anexa 15.....	176
Anexa 16.....	177
Anexa 17.....	179
Anexa 18.....	180
Anexa 19.....	181
Anexa 20.....	183
Anexa 21.....	184
Anexa 22.....	186
Anexa 23.....	187
Anexa 24.....	189
Anexa 25.....	190
Anexa 26.....	192
Anexa 27.....	193

# Cap. 1. INTRODUCERE

Dezvoltarea în timp a societății omenеști din punct de vedere economic a presupus un consum de metale din ce în ce mai mare. Odată cu creșterea poluării atmosferei și cu creșterea costurilor la energie se cere dezvoltarea unor procedee tehnologice de prelucrare a metalelor cu o poluare redusă a mediului ambiant și cu eficiență energetică și productivitate cât mai ridicate. Încălzirea prin inducție electromagnetică este unul dintre procedeele de încălzire a materialelor conductoare care răspunde cel mai bine acestor cerințe. De aceea ponderea energiei electrice consumate de instalațiile de inducție în consumul energetic general al instalațiilor electrotermice a crescut considerabil, ajungând în țările europene dezvoltate la 9 % în 1995 [79]. Aplicațiile încălzirii prin inducție s-au diversificat tot mai mult existând o cerere tot mai mare pentru soluții moderne, eficiente tehnologic și energetic, adaptate cât mai bine fiecărei aplicații în parte.

Și în țara noastră, după o perioadă de stagnare, evoluția economică din ultimii ani arată o creștere a solicitărilor de instalații de încălzire inductivă, de obicei de capacități relativ reduse și în special pentru neferoase. Această evoluție a pieței instalațiilor de încălzire inductivă se poate proba prin dezvoltarea continuă a societății comerciale AAGES Ltd. din Târgu-Mureș, cel mai cunoscut producător român de instalații de încălzire inductivă, care în 2007 a ajuns la o cifră de afaceri de 35 milioane euro.

Această diversificare a aplicațiilor care pot utiliza încălzirea inductivă trebuie întâmpinată de către producătorii de instalații de încălzire printr-o regândire a metodelor clasice de proiectare, care folosesc multe ipoteze simplificatoare, în sensul folosirii pe scară tot mai largă a posibilităților numerice de modelare și analiză. În acest sens au crescut preocupările de a dezvolta modele numerice care să aproximeze cât mai bine funcționarea instalațiilor de încălzire inductivă.

Pe aceeași direcție este și preocuparea autorului, care s-a străduit în această teză să obțină modele matematice cât mai exacte pentru sursele de alimentare ale instalațiilor de încălzire inductivă, modele care să permită obținerea de concluzii utile îmbunătățirii acestor surse.

Această teză de doctorat este structurată pe 7 capitole, bibliografie și anexe. Capitolul 1 conține această introducere și continuă cu prezentare celorlalte părți ale tezei.

În capitolul 2 se face o prezentare sintetică a fenomenelor referitoare la încălzirea prin inducție electromagnetică și la aplicațiile industriale ale acesteia, reținând din literatura de specialitate informațiile utile proiectării surselor de alimentare ale instalațiilor de încălzire prin inducție electromagnetică. Puterea transmisă corpului de încălzit, care este una din caracteristicile importante ale instalațiilor de încălzire prin inducție electromagnetică, s-a prezentat pentru cele mai utilizate configurații ale ansamblului inductor - corp de încălzit. Sunt prezentați parametrii electrice ai ansamblului inductor - corp de încălzit pentru configurația cilindrică. Autorul face o analiză teoretică privind factorii care influențează randamentul electric și factorul de putere, pe baza simulărilor efectuate în mediul de programare MATLAB / SIMULINK. Sunt avute în vedere influențele dimensiunilor geometrice, rezistivității electrice, permeabilității magnetice și frecvenței pentru diferitele procedee ale încălzirii prin inducție electromagnetică. Toate aceste date

reprezintă punctul de plecare în vederea proiectării surselor de alimentare ale instalațiilor de încălzire prin inducție.

Capitolul 3 conține contribuții ale autorului la studierea metodelor de comandă ale invertoarelor rezonante serie. Dintre metodele de comandă care se pot utiliza pentru invertoarelor rezonante serie au fost luate în considerare metoda de comandă prin defazarea ramurilor punții invertoare și metoda de comandă fuzzy. Pentru metoda de comandă prin defazarea ramurilor punții invertoare autorul a realizat un studiu amănunțit care să stabilească condițiile în care comutația întrerupătoarelor de putere are loc la tensiune zero (ZVS). Au fost studiate două moduri diferite de defazare a semnalelor de comandă ale întrerupătoarelor de putere, stabilind pentru fiecare mod care sunt întrerupătoarele care au probleme de comutație. Au fost identificate mărimile care influențează regimul de comutație al întrerupătoarelor și pe baza simulărilor în ORCAD au fost determinate valorile limită ale acestor mărimi, valori care despart regimul de comutație non-ZVS de regimul ZVS. Pentru metoda de comandă fuzzy au fost studiate patru variante de reglaje fuzzy, care au fost implementate în MATLAB folosind editorul grafic FUZZY și toolbox-ul SIMULINK. Pe baza simulărilor s-a făcut o comparație a performanțelor celor patru reglaje, rezultând concluzii utile pentru proiectarea unui astfel de regulator.

Capitolul 4 cuprinde contribuțiile autorului la modelarea invertoarelor rezonante serie cu comandă defazată a ramurilor punții invertoare prin metoda descompunerii funcțiilor periodice în serii trigonometrice. Pentru început este arătat modul de obținere al modelului de semnal mare al invertorului rezonant, după care acest model este analizat cu ajutorul unor programe scrise în MathCAD. În continuare, prin perturbarea variabilelor de stare, de intrare și de ieșire în jurul punctului static de funcționare este determinat modelul de semnal mic al invertorului rezonant. Acest model, obținut inițial sub formă analitică, conține puntea invertoare, bucla de reglare a puterii și bucla de control a frecvenței, care sunt interdependente. Pentru studierea modelului de semnal mic în programe specializate în simularea circuitelor cum sunt PSPICE și ORCAD, modelul de semnal mic sub formă analitică este transformat într-un model de semnal mic sub formă de circuit echivalent folosind surse de tensiune controlate în tensiune, surse de tensiune controlate în curent, surse de curent controlate în tensiune și surse de curent controlate în curent și surse de tensiune controlate printr-o funcție Laplace de către o altă tensiune. Utilizând modelul de semnal mic obținut este analizată bucla de control a frecvenței pentru diferite nivele ale puterii de sarcină și urmărind influența modificării parametrilor sarcinii în timpul încălzirii asupra performanțelor acestei bucle. Din rezultatele obținute autorul a prezentat o serie de concluzii utile în ce privește proiectarea acestei bucle. Pentru toate situațiile analizate au fost calculați parametrii modelului de semnal mic pentru acele situații și sunt prezentați sub forma unor tabele. De asemenea este analizată și bucla de reglare a puterii pentru diferite puncte statice de funcționare, corespunzătoare unor puteri de sarcină diferite. La finalul acestui capitol autorul a prezentat rezultatele analizei comportării invertorului la perturbații, care pot să apară în timpul funcționării acestuia. Din analiza simulărilor efectuate s-a arătat că modelul de semnal mic răspunde corect în toate situațiile prezentate.

În capitolul 5 este prezentat modul de obținere al modelelor de semnal mare și de semnal mic pentru invertoarele rezonante folosind metoda generală de mediere, care se mai numește și metoda de mediere multi-frecvență sau a componentelor Fourier. Autorul a obținut modelele de semnal mare și de semnal mic sub formă analitică pentru un inverter rezonant serie cu comandă prin defazarea



ramurilor punții invertoare, atât pentru cazul în care se folosește o singură componentă Fourier, cât și pentru cazul în care se folosesc mai multe componente Fourier pentru reprezentarea variabilelor de stare. Dacă se folosesc mai multe componente Fourier pentru fiecare variabilă de stare acuratețea modelelor crește, dar într-o măsură mai mare crește și complexitatea modelelor obținute. Pentru analiza invertorului rezonant serie folosind modelele obținute s-a utilizat mediul de programare MathCAD datorită ușurinței cu care acesta permite rezolvarea ecuațiilor diferențiale și vizualizarea rezultatelor. Simulările au fost realizate pentru mai multe nivele de putere și pentru mai multe valori ale parametrilor sarcinii, astfel încât să fie acoperite o mare varietate de situații care pot să apară în practică. Rezultatele obținute în urma simulărilor conduc la concluzii foarte asemănătoare cu cele obținute în capitolul patru privind modul de proiectare al invertorului.

În capitolul 6 sunt prezentate rezultatele verificărilor experimentale realizate în cadrul societății AAGES Ltd. din Târgu Mureș, care confirmă o parte dintre contribuțiile teoretice ale autorului. Verificările experimentale au fost efectuate pe un stand experimental de mică putere. Sunt prezentate formele de undă și rezultatele măsurătorilor care confirmă analiza efectuată în capitolul trei referitor la regimul de comutație ZVS al invertoarelor rezonante serie comandate prin defazarea ramurilor punții invertoare. De asemenea au fost determinate caracteristicile amplitudine – frecvență ale buclelor de reglare ale frecvenței și puterii, caracteristici care sunt comparate cu cele obținute cu ajutorul modelului prezentat în capitolul patru.

Capitolul 7 conține concluziile generale ale tezei de doctorat și principalele contribuții ale autorului la studiul teoretic și experimental al surselor de alimentare pentru cuptoarele de încălzire inductivă. Tot aici sunt indicate câteva posibilități de continuare a cercetărilor asupra sursele de alimentare pentru cuptoarele de încălzire inductivă.

Bibliografia conține un număr de 146 de cărți sau articole mai importante folosite de către autor în etapa de pregătire a acestei teze de doctorat. Dintre aceste referințe bibliografice 22 aparțin autorului, în calitate de autor principal sau coautor. Tot în cadrul bibliografiei sunt prezentate câteva dintre adresele de Internet mai reprezentative care au fost consultate.

Anexele conțin programele realizate de către autor în diferite medii de programare, cu ajutorul cărora au fost realizate simulările din cadrul acestei teze de doctorat. La final sunt prezentate poze ale instalațiilor folosite pentru verificări experimentale, instalații realizate la societatea comercială AAGES Ltd. din Târgu Mureș.

## 2. CARACTERISTICI ALE INSTALAȚIILOR DE ÎNCĂLZIRE PRIN INDUCȚIE ELECTROMAGNETICĂ

*În cadrul acestui capitol se va face o prezentare sintetică a fenomenelor referitoare la încălzirea prin inducție electromagnetică și la aplicațiile industriale ale acesteia, reținând din literatura de specialitate informațiile utile proiectării surselor de alimentare ale instalațiilor de încălzire prin inducție electromagnetică. Se vor prezenta fenomenele fizice asociate transmiterii puterii în corpul de încălzit și se va face o analiză privind căile de maximizare a puterii active transmise. Având în vedere importanța pe care o au parametrii electrici ai ansamblului inductor – corp de încălzit în proiectarea și analiza surselor de alimentare ei sunt prezentați prin relațiile analitice care îi definesc. Randamentul electric și factorul de putere, doi parametri energetici deosebit de importanți, vor fi amplu prezentați. Autorul face o analiză teoretică privind factorii care influențează randamentul electric și factorul de putere, pe baza simulărilor efectuate în mediul de programare MATLAB / SIMULINK. Sunt avute în vedere influențele dimensiunilor geometrice, rezistivității electrice, permeabilității magnetice și frecvenței pentru diferitele procedee ale încălzirii prin inducție electromagnetică. Toate aceste date reprezintă punctul de plecare în vederea proiectării surselor de alimentare ale instalațiilor de încălzire prin inducție, care reprezintă tema acestei teze de doctorat.*

Încălzirea prin inducție electromagnetică este unul din cele mai utilizate procedee de încălzire a materialelor conductoare. Avantajelor pe care le prezintă sunt:

- o încălzire rapidă datorită densităților mari de putere ( $> 1000 \text{ kW/m}^2$ );
- localizarea precisă a efectului termic în cazul proiectării adecvate a inductorului și alegerii corecte a frecvenței de lucru;
- inerție termică foarte mică, sistemul de încălzire prin inducție electromagnetică răspunde practic instantaneu în cele mai multe aplicații;
- posibilitatea încălzirii la temperaturi ridicate cu eficiență practic independentă de temperatura de încălzire;
- instalații relativ simple, existând posibilitatea lucrului în vid sau atmosferă controlată;
- posibilitatea de automatizare și funcționare în flux continuu;
- randamentul încălzirii inductive este adesea foarte ridicat;
- se asigură condiții bune de lucru, cu o poluare redusă a mediului ambiant.

Funcționarea optimă a instalațiilor de încălzire inductivă presupune de cele mai multe ori alimentarea cu o frecvență diferită de frecvența industrială, ceea ce determină creșterea costurilor financiare a schemelor de alimentare cu energie electrică. De asemenea, este necesară limitarea perturbațiilor determinate de funcționarea instalațiilor de încălzire inductivă asupra rețelei electrice de alimentare (consum mare de energie reactivă, regim nesinusoidal).

Autorul își propune să contribuie la îmbunătățirea performanțelor surselor de alimentare pentru instalațiile de încălzire prin inducție electromagnetică. Pentru aceasta este necesară cunoașterea amănunțită a problemelor teoretice și practice

deosebit de complexe care însoțesc fenomenul de încălzire prin inducție electromagnetică.

## 2.1. Puterea transmisă corpului de încălzit

În corpurile din materiale conductoare, situate în câmpul electromagnetic variabil în timp al unei bobine, se induc tensiuni electromotoare ce determină apariția unor curenți turbionari. Curenții electrici turbionari induși produc căldură prin efect Joule, determinând încălzirea corpului în care au luat naștere. Bobina, care parcursă fiind de un curent alternativ produce câmpul electromagnetic variabil se numește inductor, iar corpul de încălzit se numește indus. În cazul corpurilor din materiale cu proprietăți magnetice (fier, oțel, etc.) la puterea disipată prin inducție electromagnetică se adaugă și efectul termic datorat fenomenului de histerezis magnetic. Încălzirea prin histerezis este cu atât mai pronunțată cu cât aria ciclului de histerezis este mai mare. Puterea disipată prin histerezis este în general mult mai mică decât puterea disipată prin inducție electromagnetică ( $< 10\%$  în majoritatea cazurilor) [42, 45].

Pentru determinarea puterii disipate în corpul de încălzit este utilă determinarea expresiei vectorului Poynting  $\bar{S}$  pe baza ecuațiilor Maxwell pentru regim armonic permanent în corpuri imobile, scrisă în complex [19, 33, 36]:

$$\underline{S}_0 = \underline{E} \cdot \underline{H}^* = H_0^2 \cdot \frac{\rho}{\delta} \cdot (F + jG) = P + jQ \quad (2.1)$$

unde  $\underline{S}_0$  este valoarea vectorului Poynting la suprafața corpului de încălzit,  $\underline{E}$  - intensitatea câmpului electric,  $\underline{H}$  - intensitatea câmpului magnetic,  $H_0$  - valoarea efectivă a intensității câmpului magnetic la suprafața corpului,  $\rho$  - rezistivitatea electrică a materialului corpului de încălzit,  $\delta$  - adâncimea de pătrundere,  $F$  - funcția de transmitere a puterii active,  $G$  - funcția de transmitere a puterii reactive,  $P$  - puterea activă disipată prin efect Joule raportată la unitatea de suprafață a corpului de încălzit, iar  $Q$  este puterea reactivă corespunzătoare.

Adâncimea de pătrundere  $\delta$  a câmpului electromagnetic într-un material conductor este definită prin relația [19, 33, 36]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (2.2)$$

în care  $\omega$  este frecvența unghiulară a câmpului electromagnetic,  $\mu$  - permeabilitatea magnetică a materialului conductor,  $\sigma$  - conductivitatea electrică a materialului conductor,  $\rho$  - rezistivitatea electrică a materialului conductor, iar  $f$  este frecvența câmpului electromagnetic.

Din relația (2.1) se observă că puterile activă și reactivă absorbite la suprafața corpului de încălzit depind de expresiile funcțiilor  $F$ , respectiv  $G$ . Ele sunt prezentate în [19, 33] pentru diverse situații care apar în practică:

- Cazul semispațiului conductor infinit (cazul teoretic):  $F = 1$ ,  $G = 1$ .
- Cazul corpului de încălzit sub formă de placă conductoare având grosimea  $a$ , excitat pe una dintre fețe:

$$F = \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{2a}{\delta}\right) + \sin\left(\frac{2a}{\delta}\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{2a}{\delta}\right) - \cos\left(\frac{2a}{\delta}\right)}, \quad G = \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{2a}{\delta}\right) - \sin\left(\frac{2a}{\delta}\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{2a}{\delta}\right) - \cos\left(\frac{2a}{\delta}\right)} \quad (2.3)$$

În figura 2.1 este prezentată dependența funcțiilor F și G de raportul dintre grosimea a și adâncimea de pătrundere  $\delta$  exprimată prin relațiile (2.3). Se observă că puterea activă este minimă dacă:  $\frac{a}{\delta} = 1,57$ , de aici rezultând că un inductor corect dimensionat trebuie să respecte această condiție. Dacă placa reprezintă indusul, adică partea pentru care puterea activă este o putere utilă, atunci se impune condiția:  $\frac{a}{\delta} < 1$ .

**În figura 2.2 autorul propune un alt mod de a prezenta dependența funcției F de frecvență, pentru diferite grosimi ale plăcii conductoare.** Prin acest mod de reprezentare se pune în evidență mai ușor legătura dintre randament și frecvență la încălzirea plăcilor subțiri în câmp magnetic transversal. Se observă că valoarea funcției F la frecvențe joase este cu atât mai mare cu cât grosimea plăcii este mai mică.

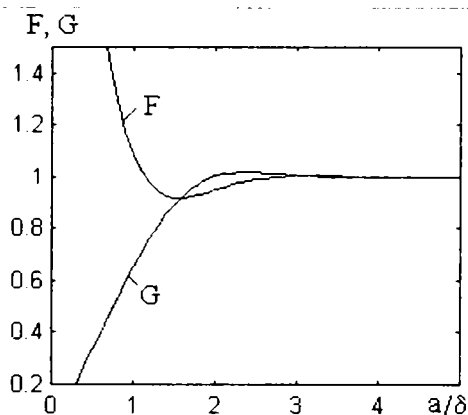


Fig.2.1. Reprezentarea funcțiilor F și G în cazul unei plăci de grosime finită excitată pe una din fețe.

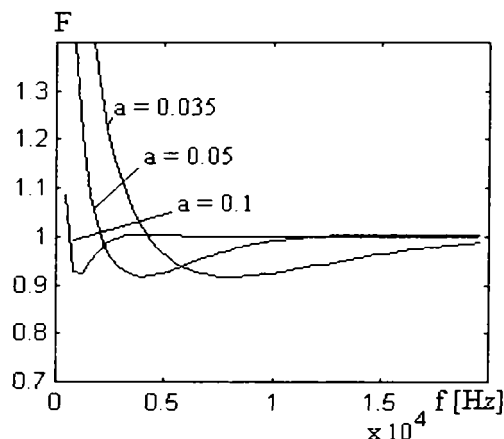


Fig.2.2. Dependența funcției F de frecvență având grosimea plăcii ca parametru.

- c) Cazul corpului de încălzit sub formă de placă conductoare, având grosimea  $a$ , excitat pe ambele fețe:

$$F = \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{2a}{\delta}\right) + \sin\left(\frac{2a}{\delta}\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{2a}{\delta}\right) - \cos\left(\frac{2a}{\delta}\right)} - (1 + \cos \phi) \frac{\cos\left(\frac{2a}{\delta}\right) \operatorname{sh}\left(\frac{2a}{\delta}\right) + \sin\left(\frac{2a}{\delta}\right) \operatorname{ch}\left(\frac{2a}{\delta}\right)}{\operatorname{ch}^2\left(\frac{2a}{\delta}\right) - \cos^2\left(\frac{2a}{\delta}\right)} \quad (2.4)$$

$$G = \frac{\operatorname{sh}\left(\frac{2a}{\delta}\right) - \sin\left(\frac{2a}{\delta}\right)}{\operatorname{ch}\left(\frac{2a}{\delta}\right) - \cos\left(\frac{2a}{\delta}\right)} - (1 + \cos \phi) \frac{\cos\left(\frac{2a}{\delta}\right) \operatorname{sh}\left(\frac{2a}{\delta}\right) - \sin\left(\frac{2a}{\delta}\right) \operatorname{ch}\left(\frac{2a}{\delta}\right)}{\operatorname{ch}^2\left(\frac{2a}{\delta}\right) - \cos^2\left(\frac{2a}{\delta}\right)}$$

unde  $\phi$  reprezintă unghiul de defazaj dintre intensitățile câmpului magnetic pe cele două fețe ale plăcii conductoare.

Reprezentările funcțiilor F și G, pentru cazul plăcilor conductoare excitate pe ambele fețe, sunt prezentate în figurile 2.3 și 2.4. Se observă că valoarea unghiului  $\phi$  are o influență mare asupra celor două funcții. Cazul în care defazajul este nul apare la încălzirea unei plăci conductoare într-un inductor solenoidal. În cazul

instalațiilor cu mai multe inductoare, alimentate de la faze diferite ale rețelei trifazate, pot apare situații în care defazajul este diferit de zero. Pentru  $\phi = 180^\circ$  se obține un grafic asemănător cu cel din figura 2.1, dacă se consideră că grosimea plăcii este  $a/2$ .

d) Cazul corpurilor de încălzit de formă cilindrică, având diametrul  $d$ :

$$F = \sqrt{2} \cdot \frac{\text{ber}(x) \cdot \text{ber}'(x) + \text{bei}(x) \cdot \text{bei}'(x)}{(\text{ber}(x))^2 + (\text{bei}(x))^2} \quad (2.5)$$

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

unde **ber** și **bei** sunt funcțiile lui Kelvin, iar  $x = \frac{d}{\delta \cdot \sqrt{2}}$ .

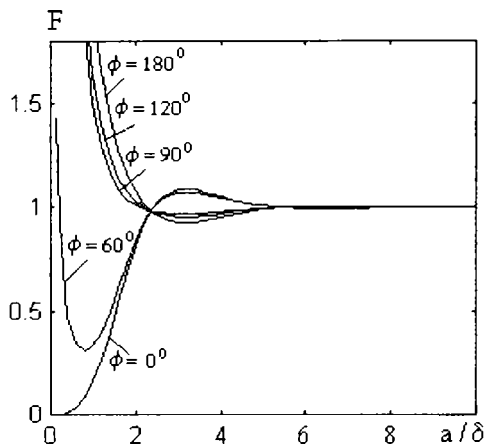


Fig.2.3. Reprezentarea funcției F pentru plăci de grosime finită excitată pe ambele fețe, având unghiul  $\phi$  ca parametru.

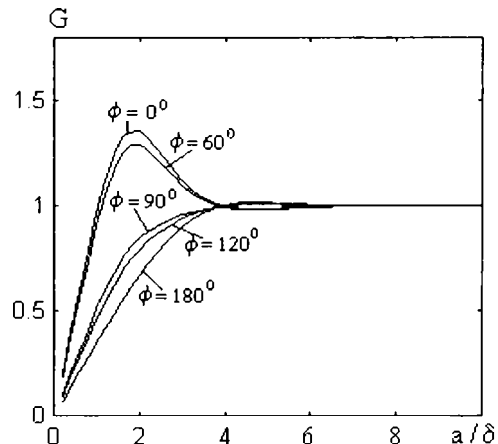


Fig.2.4. Reprezentarea funcției G pentru plăci de grosime finită, excitată pe ambele fețe, având unghiul  $\phi$  ca parametru.

Variația funcțiilor F și G pentru cazul încălzirii corpurilor cilindrice este prezentată în figura 2.5 (s-a folosit Anexa 1).

e) Cazul corpului de încălzit sub formă de țevă excitat la interior, având diametrul exterior  $d$  și grosimea peretelui  $a$ :

$$F = \frac{\left(\frac{a}{\delta}\right)^3}{\left(\frac{a}{\delta}\right)^4 + \mu_r \left(\frac{a}{d}\right)^2} \quad (2.6)$$

Dependența funcției F, pentru cazul corpului de încălzit sub formă de țevă excitat la interior, de raportul dintre grosimea peretelui țevii  $a$  și adâncimea de pătrundere  $\delta$  și având ca parametru raportul dintre grosimea peretelui țevii  $a$  și diametrul exterior al acesteia  $d$  este prezentată în figura 2.6. Comparând graficele din figurile 2.5 și 2.6 se observă că pentru valori convenabile ale raporturilor  $a/\delta$  și  $a/d$  puterea activă transmisă corpului sub formă de țevă este mai mare decât cea transmisă corpului cilindric plin, de același diametru.

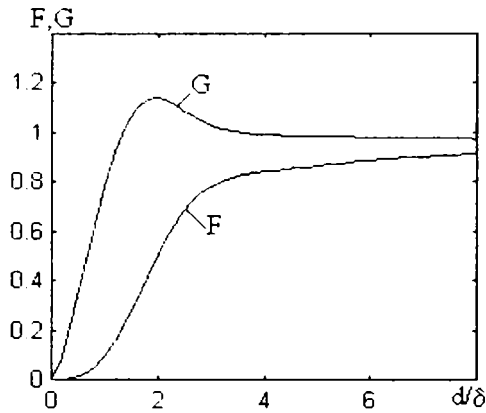


Fig.2.5. Graficul funcțiilor F și G, pentru încălzirea corpurilor cilindrice.

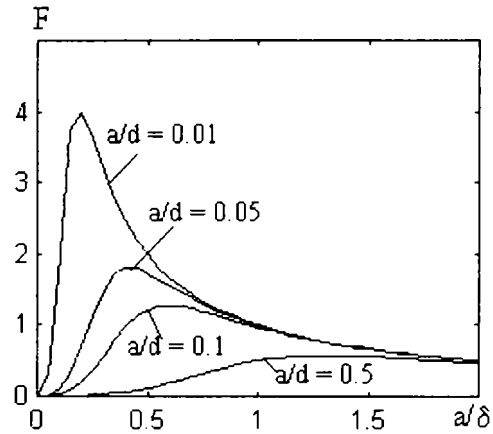


Fig. 2.6. Reprezentarea funcției F pentru încălzirea țevilor excitate la interior, având raportul dintre grosimea peretelui țevii  $a$  și diametru exterior  $d$  ca parametru.

f) Cazul corpului de încălzit sub formă de țevă excitat la exterior, având diametrul exterior  $d$  și grosimea peretelui  $a$ :

- pentru  $\frac{a}{\delta} > 1$  (când diametrul interior al țevii este mic) expresia funcțiilor F și G este dată de relația (2.5), fiind asimilat cazului încălzirii corpurilor cilindrice pline.
- pentru  $\frac{a}{\delta} \leq 1$  expresia funcției F este dată de relația (2.6).

Având în vedere că densitatea curentului electric într-un conductor scade de la suprafața sa către interior – efect Skin – după o curbă exponențială (figura 2.7), scădere care este cu atât mai accentuată cu cât frecvența tensiunii de alimentare este mai mare, puterea dezvoltată în zona adâncimii de pătrundere  $\delta$  este [36]:

$$P(\delta) = 0,865 \cdot P \quad (2.7)$$

unde  $P$  este puterea totală disipată în semispațiul conductor.

Concentrarea puterii în zona adâncimii de pătrundere este un fenomen pe care se bazează majoritatea aplicațiilor industriale ale încălzirii prin inducție electromagnetică. Variația cu frecvența a adâncimii de pătrundere exprimată prin relația (2.2) pentru diferite materiale și temperaturi este prezentată în figura 2.8.

Din analiza relațiilor (2.1)...(2.6) și a graficelor din figurile 2.1 ... 2.8 autorul a ajuns la următoarele concluzii referitoare la limitările care apar asupra valorii maxime a puterii transmise în corpul de încălzit:

- a) Creșterea puterii prin intermediul intensității câmpului magnetic  $H_0$ , care presupune creșterea numărului de spire ale inductorului și / sau creșterea curentului acestuia, este limitată de spațiul disponibil pentru inductor și de valoarea maximă admisă pentru curentul prin inductor. La materialele feromagnetice, valoarea maximă a intensității câmpului magnetic trebuie aleasă astfel încât să se evite saturația magnetică a materialului, întrucât duce la scăderea randamentului electric prin scăderea permeabilității magnetice relative.
- b) Valorile ridicate ale rezistivității materialului din care este confecționat corpul de încălzit și creșterea ei cu temperatura favorizează creșterea puterii transmise,

această creștere fiind foarte pronunțată în jurul punctului de topire al materialului.

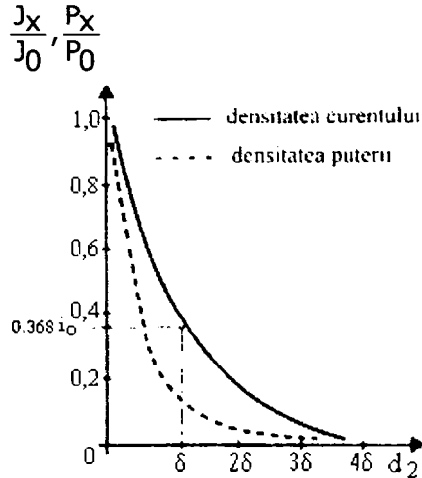


Fig.2.7. Variația densității de curent  $J_x$  și a puterii  $P_x$  disipate prin efect Joule în corpul de încălzit.

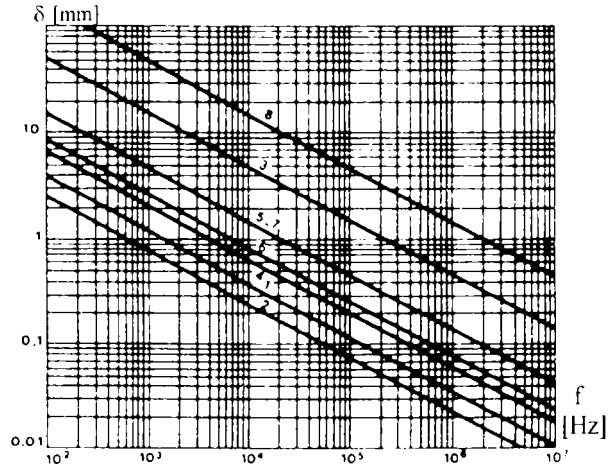


Fig.2.8. Variația cu frecvența a adâncimii de pătrundere  $\delta$  pentru diferite materiale și temperaturi: 1 - oțel la 20 °C,  $\mu_r = 40$ ; 2 - oțel la 20 °C, 3 - oțel la 800 °C; 4 - Cu la 20 °C; 5 - Cu la 800 °C; 6 - Al la 20 °C; 7 - Al la 500 °C; 8 - grafit.

- c) Creșterea puterii prin intermediul frecvenței este limitată de scăderea factorului de putere datorită creșterii reactanței inductorului direct proporțional cu frecvența, spre deosebire de putere care crește cu rădăcina pătrată a frecvenței. De asemenea, odată cu creșterea frecvenței cresc și pierderile în bateria de condensatoare, concentratoarele magnetice de câmp, suportți, etc., ceea ce duce la scăderea randamentului energetic al instalației de încălzire.
- d) Procedul de încălzire utilizat condiționează puterile specifice maxime. Puterile specifice mari sunt obținute pentru valori mari ale frecvenței, deci valori mici ale adâncimii de pătrundere și sunt utilizabile numai pentru încălziri de suprafață. Pentru încălzirea în profunzime sunt necesare adâncimi de pătrundere mai mari, care corespund unor frecvențe mai mici și în consecință unor puteri specifice mai mici.
- e) Întrucât la materialele feromagnetice puterea transmisă la temperaturi care depășesc punctul Curie este mai mică decât puterea transmisă la temperaturi sub punctul Curie (datorită scăderii abrupte a permeabilității magnetice relative peste punctul Curie) este necesar să se folosească frecvențe diferite înainte și după punctul Curie (frecvență mai mare peste punctul Curie) pentru a asigura densități ridicate ale puterii transmise.
- f) Puterea activă transmisă este influențată de forma corpului de încălzit prin intermediul funcției F. Din analiza graficelor funcției F se observă că pentru frecvențe convenabil alese puterea transmisă corpurilor de încălzit sub formă de placă sau țevă este mai mare decât cea transmisă corpurilor cilindrice, la aceleași dimensiuni exterioare.

## 2.2. Schema electrică echivalentă a ansamblului inductor – corp de încălzit

Configurațiile geometrice și pozițiile reciproce ale inductorului și corpului de încălzit au o influență mare asupra transferului energiei electromagnetice. Metodele de determinare a parametrilor electrici ai sistemului inductor – corp de încălzit pot fi împărțite în două categorii:

- metode analitice, care permit calculul în cazul unor configurații relativ simple;
- metode numerice, care se pot utiliza și pentru configurațiile complexe.

Metodele analitice se bazează pe ecuațiile de funcționare ale transformatoarelor fără miez din fier. Se asociază ansamblului inductor – corp de încălzit schema electrică echivalentă din figura 2.9.

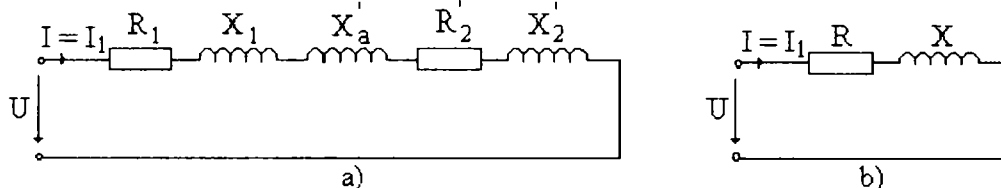


Fig.2.9. Schema electrică echivalentă a sistemului inductor-corp de încălzit:  
a) detaliată; b) concentrată.

Pentru încălzirea corpurilor de formă cilindrică cu ajutorul inductoarelor solenoidale, care reprezintă cazul cel mai des întâlnit în practică, dacă se ține cont de dimensiunile finite ale inductorului și ale corpului de încălzit, se obțin următoarele relații pentru parametrii electrici echivalenți din figura 2.9 [19, 33, 36]:

$$R_1 = \rho_1 \frac{n \cdot d_1}{l_1 \cdot \delta_1 \cdot g} \cdot N^2 \cdot F_1 \quad (2.8)$$

$$X_1 = \rho_1 \frac{n \cdot d_1}{l_1 \cdot \delta_1 \cdot g} \cdot N^2 \cdot G_1 \quad (2.9)$$

$$X'_a = \omega \cdot \mu_0 \cdot \left( \frac{n \cdot d_{1m}^2}{4 \cdot l_1} \cdot \alpha_1 - \xi \cdot \frac{n \cdot d_{2m}^2}{4 \cdot l_2} \cdot \alpha_2 \right) \cdot N^2 \quad (2.10)$$

$$R_2 = \rho_2 \frac{n \cdot d_2}{l_2 \cdot \delta_2} \cdot N^2 \cdot F_2 \cdot \xi \quad (2.11)$$

$$X'_2 = \rho_2 \frac{n \cdot d_2}{l_2 \cdot \delta_2} \cdot N^2 \cdot G_2 \cdot \xi \quad (2.12)$$

$$R = R_1 + R_2 \quad (2.13)$$

$$X = X_1 + X'_a + X'_2 \quad (2.14)$$

Semnificația mărimilor care apar în relațiile (2.8)...(2.14) este următoarea:

- \$R\_1\$, \$X\_1\$ sunt parametrii echivalenți puterilor activă și reactivă în inductor;
- \$R\_2\$, \$X'\_2\$ sunt parametrii echivalenți puterilor activă și reactivă în corpul de încălzit;
- \$X'\_a\$ reprezintă reactanța echivalentă puterii reactive în spațiul dintre inductor și corpul de încălzit;
- \$\rho\_1\$ - rezistivitatea materialului inductorului (de obicei cupru);



- $\delta_1$  - adâncimea de pătrundere a câmpului electromagnetic în inductor;
- $\rho_2$  - rezistivitatea materialului corpului de încălzit;
- $\delta_2$  - adâncimea de pătrundere a câmpului electromagnetic în corpul de încălzit;
- $d_1$  - diametrul interior al inductorului;
- $d_{1m} = d_1 + \delta_1 / 2$  - diametrul mediu al inductorului;
- $d_2$  - diametrul exterior al corpului de încălzit;
- $d_{2m} = d_2 - \delta_2 / 2$  - diametrul mediu al corpului de încălzit;
- $l_1$  - lungime inductorului;
- $l_2$  - lungimea corpului de încălzit;
- $N$  - numărul de spire ale inductorului;
- $g$  - factorul de umplere al inductorului;
- $F_1, G_1$  - funcțiile de transmitere ale puterilor activă și reactivă în inductor;
- $F_2, G_2$  - funcțiile de transmitere ale puterilor activă și reactivă în corpul de încălzit;
- $\xi$  - coeficient de raportare al ansamblului inductor – corp de încălzit, care depinde de dimensiunilor finite ale inductorului și corpului de încălzit;
- $\alpha_1, \alpha_2$  - coeficienți de corecție ai inductivităților inductorului, respectiv corpului de încălzit care ține seama de dimensiunile finite ale acestora.

În cazuri mai complexe parametrii electrici ai schemei echivalente sunt determinați nu numai prin calcul ci și pe baza rezultatelor unor teste și experiențe. Analiza funcționării unei instalații de încălzire prin inducție electromagnetică arată faptul că parametrii electrici ai schemei echivalente se modifică în timpul încălzirii. Cea mai pronunțată variație o au parametrii  $R_2'$  și  $X_2'$ , datorită dependenței lor de temperatura variabilă în timp a corpului de încălzit.

### 2.3. Randamentul electric la încălzirea prin inducție

Randamentul electric este raportul dintre puterea activă indusă în corpul de încălzit și puterea activă absorbită de inductor [36]:

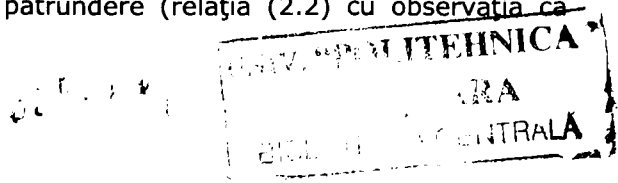
$$\eta_e = \frac{P_2}{P_1 + P_2} = \frac{R_2' \cdot I_1'^2}{R_1 \cdot I_1'^2 + R_2' \cdot I_1'^2} = \frac{R_2'}{R_1 + R_2'} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2'}} \quad (2.15)$$

unde  $P_1$  este puterea consumată prin efect Joule în inductor, iar  $P_2$  puterea activă indusă în corpul de încălzit.

Înlocuind expresiile rezistențelor,  $R_1$  și  $R_2'$ , din relațiile (2.8) și (2.12) se obține:

$$\eta_e = \frac{1}{1 + \frac{\rho_1 \cdot \delta_2 \cdot d_1 \cdot l_2 \cdot F_1 \cdot \frac{1}{g} \cdot \frac{1}{\xi}}{\rho_2 \cdot \delta_1 \cdot d_2 \cdot l_1 \cdot F_2}} \quad (2.16)$$

iar înlocuind expresiile adâncimilor de pătrundere (relația (2.2) cu observația că  $\mu_{r1} = 1$ ):



$$\eta_e = \frac{1}{1 + \frac{d_1}{d_2} \cdot \frac{l_2}{l_1} \cdot \sqrt{\frac{\rho_1}{\rho_2 \cdot \mu_{r2}} \cdot \frac{F_1}{F_2} \cdot \frac{1}{g} \cdot \frac{1}{\xi}}} \quad (2.17)$$

**Autorul a făcut o analiză amănunțită în ceea ce privește influența mărimilor care apar în relațiile (2.16) sau (2.17) asupra valorii randamentului electric, punând în evidență căile de creștere ale acestuia (s-a folosit Anexa 2). Concluziile la care a ajuns sunt prezentate în continuare structurate pe grupe de mărimi:**

**a) Efectul dimensiunilor geometrice asupra randamentului electric.**

- În figura 2.10 se prezintă variația randamentului pentru diverse valori ale raportului dintre diametrul inductorului  $d_1$  și diametrul corpului de încălzit  $d_2$ . Se observă că valorile mai ridicate ale randamentului se obțin pentru cazul în care cele două diametre sunt apropiate ca valoare. Prezența izolatorilor electrici, protecția mecanică și termică, etc. conduc la valori ale raportului diametrelor mai mari în general decât 1,1.
- Întreaga lungime a inductorului trebuie să fie folosită pentru încălzirea corpului de încălzit. Unde este posibil, pentru a minimiza „efectele de capăt”, lungimea inductorului  $l_1$  se alege mai mare decât lungimea corpului de încălzit  $l_2$ . Se folosesc inductoare având coeficient de umplere axială  $g$  cât mai mare ( $g \rightarrow 1$ ).
- Dimensiunile geometrice ale inductorului și ale corpului de încălzit influențează randamentul și prin intermediul factorului de cuplaj  $\xi$ . Un cuplaj mai bun asigură un randament mai mare. Aceasta se întâmplă pentru cazul sistemelor în care inductorul și corpul de încălzit au dimensiuni apropiate, iar raportul dintre lungimea lor și diametru cât mai mare. Factorul de cuplaj poate fi crescut prin utilizarea concentratoarelor magnetice.

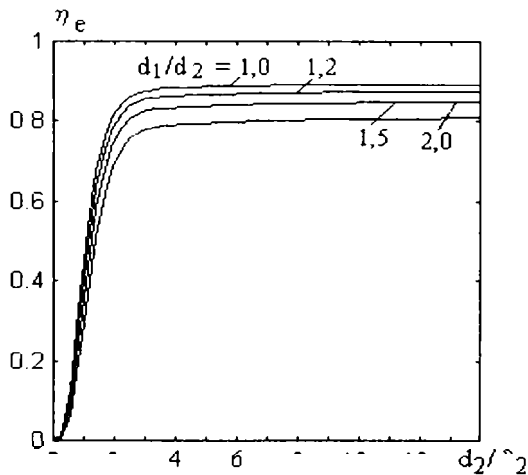


Fig.2.10. Dependenta randamentului electric de raportul  $d_2 / \delta_2$  în funcție de geometria sistemului.

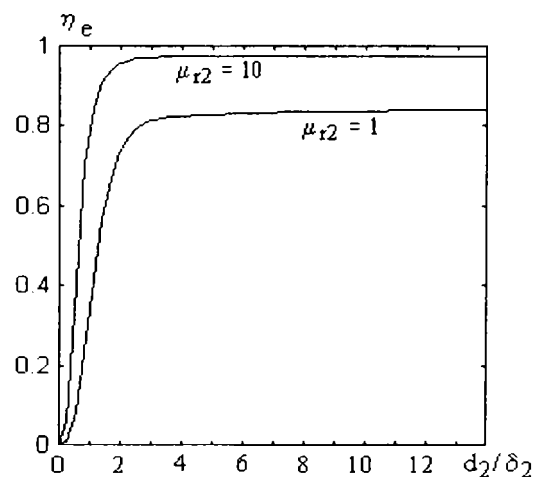


Fig.2.11. Dependenta randamentului electric de raportul  $d_2 / \delta_2$  în funcție de permeabilitatea magnetică relativă.

**b) Efectul permeabilității magnetice relative asupra randamentului.**

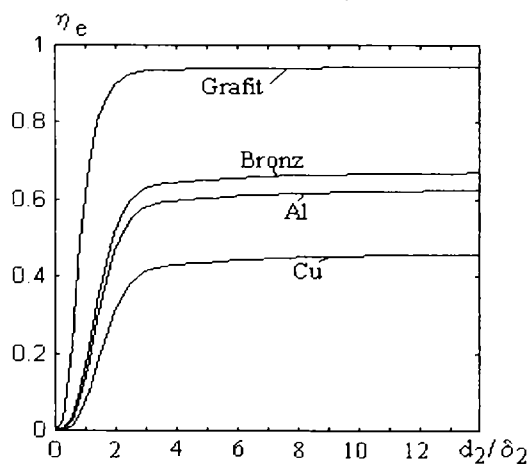
Permeabilitatea magnetică relativă influențează randamentul pe două căi:

- Pe de o parte permeabilitatea magnetică relativă a corpului de încălzit  $\mu_{r2}$  apare în mod explicit în expresia randamentului. Așa cum rezultă și din figura 2.11 o valoare mare a permeabilității magnetice relative duce la creșterea randamentului. Pentru materialele magnetice, randamentul este mai ridicat decât pentru cele nemagnetice. O situație specială apare la încălzirea materialelor magnetice peste punctul Curie, când  $\mu_{r2} = 1$ . În aceste condiții randamentul electric poate rămâne ridicat cu condiția ca  $\rho_2$  și  $F_2$  să aibă valori ridicate, deci pentru o frecvență corespunzător aleasă.
- Pe de altă parte permeabilitatea magnetică relativă  $\mu_{r2}$  apare implicit în expresia factorului de transmitere a puterii  $F_2$  prin intermediul adâncimii de pătrundere  $\delta_2$ . Deoarece adâncimea de pătrundere a curentului în corpul de încălzit este tot mai mică pe măsură ce permeabilitatea magnetică relativă crește, analizând graficul din figura 2.5, rezultă că datorită creșterii factorului de transmitere a puterii în corpul de încălzit și pe această cale randamentul electric crește odată cu creșterea permeabilității magnetice relative.

### c) Efectul rezistivității electrice asupra randamentului electric.

Ca și în cazul permeabilității magnetice relative și rezistivitatea electrică influențează randamentul electric pe două căi:

- Prezența în mod explicit în expresia randamentului electric a rezistivității materialului corpului de încălzit  $\rho_2$  face ca o creștere a acesteia să aibă un efect pozitiv asupra creșterii randamentului electric.
- Prezența în mod implicit a rezistivității electrice  $\rho_2$  în expresia randamentului electric, prin intermediul funcției de transfer a puterii  $F_2$ , face ca și pe această cale rezistivitatea electrică a materialului corpului de încălzit să influențeze valoarea randamentului electric. Spre deosebire de permeabilitatea magnetică relativă, creșterea rezistivității duce la creșterea adâncimii de pătrundere, deci la scăderea factorului de transmitere a puterii în corpul de încălzit. Pentru a limita această influență frecvența trebuie să fie suficient de mare astfel încât raportul dintre diametrul corpului de încălzit și adâncimea de pătrundere să rămână mai mare decât 3,5.
- Randamentul electric crește odată cu creșterea temperaturii datorită creșterii rezistivității electrice  $\rho_2$ .



În figura 2.12 este prezentat randamentul electric pentru mai multe categorii de materiale (rezistivitatea este exprimată în  $\Omega m$ ). Se observă că pentru materiale cu rezistivitate mică (cupru, aluminiu și aliajele lor) randamentul electric maxim este cuprins între 50 și 75% în timp ce pentru grafit, care are o rezistivitate mare, randamentul electric maxim este de 96 %.

Fig.2.12. Dependența randamentului electric de raportul  $d_2/\delta_2$  pentru materiale cu rezistivitate diferită.

**d) Corelația dintre frecvență și randamentul electric pe tipuri de procedee.**

Frecvența influențează randamentul electric prin intermediul factorului de transmitere a puterii  $F_2$ , întrucât controlează adâncimea de pătrundere. Creșterea frecvenței duce la creșterea randamentului electric.

- **Topirea prin inducție electromagnetică:**

Pentru topirea prin inducție pentru a obține un randament electric ridicat se recomandă ca  $\frac{d_2}{\delta_2} \geq 10$ , adică [19]:

$$f \geq \frac{\rho_2}{4 \cdot d_2^2 \cdot \mu_{r2}} \cdot 10^8 \quad (2.18)$$

- Pentru cuptoarele de inducție cu creuzet se obțin randamente cuprinse între 0,5 și 0,8. Valorile reduse corespund topirii materialelor cu rezistivitate mică (cupru, aluminiu), iar valorile ridicate corespund topirii materialelor feroase cu rezistivitate mare. Îmbunătățirea randamentului la acest tip de cuptoare presupune reducerea grosimii peretelui creuzetului și a grosimii izolației termice. Aceasta necesită utilizarea unor materiale cu proprietăți mecanice și termice foarte bune, astfel încât să nu fie afectată rezistența mecanică a creuzetului și randamentul termic al acestuia.
- Pentru cuptoarele de inducție cu canal randamentul electric este foarte bun, fiind cuprins între 0,6 și 0,95. Observațiile referitoare la corelația dintre materialul care se topește și randament, făcute pentru cuptoarele cu creuzet, sunt valabile și pentru cuptoarele cu canal. Se observă că acest cuptoare sunt mai avantajoase din punct de vedere al randamentului electric decât cuptoarele de inducție cu creuzet.

- **Încălzirea în volum prin inducție electromagnetică:**

Pentru încălzirea în volum prin inducție electromagnetică se recomandă ca  $\frac{d_2}{\delta_2} = 3 \dots 7$  pentru a obține o relativă uniformitate a temperaturii și un randament electric ridicat. Aceasta presupune alegerea frecvenței astfel [19]:

$$\frac{\rho_2}{4 \cdot d_2^2 \cdot \mu_{r2}} \cdot 9 \cdot 10^6 \leq f \leq \frac{\rho_2}{4 \cdot d_2^2 \cdot \mu_{r2}} \cdot 49 \cdot 10^6 \quad (2.19)$$

- Dacă inductorul este destul de lung și  $\frac{d_2}{l_2} < 0,1$ , pentru intervalul de frecvență dat de relația (2.19) se pot obține randamente cuprinse între 0,4 și 0,8. Valorile mai mici ale randamentului electric corespunde materialelor nemagnetice și cu rezistivitate electrică mică, iar valorile mai mari corespund materialelor magnetice și materialelor cu rezistivitate electrică mare.
- Dacă  $\frac{d_2}{l_2} > 0,1$ , atunci coeficientul de raportare al ansamblului inductor – corp de încălzit  $\xi < 1$  și depinde sensibil de frecvență. De aceea, pentru a obține randamente ridicate este necesar să se aleagă frecvențe de lucru tot mai mari pe măsură ce raportul  $\frac{d_2}{l_2}$  crește.

▪ **Încălzirea la suprafață prin inducție electromagnetică. Tratarea termică prin inducție electromagnetică.**

- Pentru tratarea termică a pieselor cilindrice din oțel condițiile pe care trebuie să le îndeplinească simultan frecvența de lucru sunt [19]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta < \delta_2 < 4\Delta \\ \frac{d_2}{\delta_2} > 3 \end{array} \right. \Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} \frac{\rho_2 \cdot \Delta^2}{d_2^2 \cdot \mu_{r2}} \cdot 0,25 \cdot 10^6 < f < \frac{\rho_2 \cdot \Delta^2}{d_2^2 \cdot \mu_{r2}} \cdot 4 \cdot 10^6 \\ f > \frac{\rho_2}{d_2^2 \cdot \mu_{r2}} \cdot 2,25 \cdot 10^6 \end{array} \right. \quad (2.20)$$

în care  $\Delta$  reprezintă adâncimea de călire, iar  $\delta_2$  și  $\mu_2$  corespunde proprietăților de material la temperatura de călire  $\theta_\Delta$ . Prima condiție se referă la obținerea unui strat călit cu adâncimea  $\Delta$ , într-un timp cât mai scurt și fără a depăși temperatura maximă admisă, iar a doua condiție este condiția de randament electric ridicat. Randamentul electric obținut pentru călirea pieselor cilindrice din oțel este în general cuprins între 0,75 și 0,85.

- Pentru încălzirea la suprafață a plăcilor metalice subțiri de grosime  $a_2$  în câmp magnetic longitudinal graficul prezentat în figura 2.3, când  $\varphi = 0^\circ$ , ne arată că un randament ridicat se obține dacă:

$$\frac{a_2}{\delta_2} > 3 \Leftrightarrow f > \frac{\rho_2}{a_2 \cdot \mu_{r2}} \cdot 2,25 \cdot 10^6 \quad (2.21)$$

Pentru a respecta această condiție, cu cât grosimea plăcii  $a_2$  este mai mică cu atât adâncimea de pătrundere trebuie să fie mai redusă, ceea ce presupune că frecvențele utilizate trebuie să fie tot mai mari.

- Pentru încălzirea la suprafață a plăcilor metalice subțiri de grosime  $a_2$  în câmp magnetic transversal graficul prezentat în figura 2.3, când  $\varphi = 180^\circ$ , ne arată că un randament ridicat se obține dacă:

$$\frac{a_2}{\delta_2} < 3 \Leftrightarrow f < \frac{\rho_2}{a_2 \cdot \mu_{r2}} \cdot 2,25 \cdot 10^6 \quad (2.22)$$

Randamente mai bune se obțin pentru valori mai mici ale frecvenței. Randamentul electric la încălzirea benzilor de aluminiu având grosimi cuprinse între 1,5 mm și 6 mm este cel mult 0,7 în cazul încălzirii în câmp magnetic longitudinal și de cel puțin 0,8 în cazul încălzirii în câmp magnetic transversal [33].

- Pentru încălzirea corpurilor sub formă de țevă, datorită formei funcției de transfer  $F_2$  prezentată în figura 2.6, randamentul electric va avea un maxim a cărui poziție depinde de raportul dintre grosimea peretelui țevii  $a$  și diametrul ei exterior  $d_2$ . Valoarea maximă a randamentului se obține întotdeauna pentru  $\frac{d_2}{\delta_2} < 1$ , ceea ce corespunde unui efect superficial slab în pereții țevii.

**e) Randamentul electric maxim.**

Valoarea maximă a randamentului (valoarea teoretică) se obține atunci când  $d_1 = d_2$ ,  $l_1 = l_2$ ,  $F_1 = F_2$ ,  $g = 1$ ,  $\xi = 1$ ,  $\mu_{r1} = 1$  și are valoarea:

$$\eta_{e \max} = \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{\rho_1}{\rho_2 \cdot \mu_{r2}}}} \quad (2.23)$$

Se observă că randamentul electric maxim  $\eta_{e \max}$  depinde numai de natura materialului corpului de încălzit și a materialului inductorului, fiind independent de frecvență.

## 2.4. Factorul de putere la încălzirea prin inducție

Factorul de putere  $\cos \varphi$  ne arată care este relația dintre puterea activă și cea reactivă consumate de sistemul inductor – corp de încălzit [33]:

$$\cos \varphi = \frac{P_1 + P_2}{\sqrt{(P_1 + P_2)^2 + Q^2}} = \frac{R_1 + R_2'}{\sqrt{(R_1 + R_2')^2 + (X_1 + X_2' + X_a')^2}} \quad (2.24)$$

unde  $P_1$  este puterea activă disipată în inductor,  $P_2$  puterea activă disipată în corpul de încălzit, iar  $Q$  este puterea reactivă totală corespunzătoare reactanțelor inductorului  $X_1$ , corpului de încălzit  $X_2'$  și spațiului dintre inductor și corpul de încălzit  $X_a'$ .

**Pentru analiza factorului de putere al instalațiilor de încălzire inductivă, autorul, pornind de la relațiile (2.8)...(2.10), a determinat funcțiile  $R_1 = R_1\left(\frac{d_2}{\delta_2}\right)$ ,  $X_1 = X_1\left(\frac{d_2}{\delta_2}\right)$  și  $X_a' = X_a'\left(\frac{d_2}{\delta_2}\right)$ , astfel încât să se poată face o reprezentare grafică unitară a tuturor parametrilor electrici ai ansamblului inductor – corp de încălzit. S-au obținut relațiile:**

$$R_1 = \frac{d_1}{d_2} \cdot \frac{d_2}{\delta_2} \cdot \sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_1 \cdot \mu_{r2}}} \cdot \frac{n \cdot \rho_1}{l_1 \cdot g} \cdot N^2 \cdot F_1 \left( \frac{d_2}{\delta_2} \cdot \sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_1 \cdot \mu_{r2}}} \right) \quad (2.25)$$

$$X_1 = \frac{d_1}{d_2} \cdot \frac{d_2}{\delta_2} \cdot \sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_1 \cdot \mu_{r2}}} \cdot \frac{n \cdot \rho_1}{l_1 \cdot g} \cdot N^2 \cdot G_1 \left( \frac{d_2}{\delta_2} \cdot \sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_1 \cdot \mu_{r2}}} \right) \quad (2.26)$$

$$X_a' = \frac{n}{2} \cdot \left( \frac{d_2}{\delta_2} \right)^2 \cdot \frac{\left[ \left( \frac{d_1}{d_2} \right)^2 - 1 \right] \cdot \rho_2 \cdot N^2}{\mu_{r2} \cdot l_1} \quad (2.27)$$

Graficul funcțiilor  $R_1 = R_1\left(\frac{d_2}{\delta_2}\right)$  și  $R_2 = R_2\left(\frac{d_2}{\delta_2}\right)$  din relațiile (2.11) și (2.25)

este prezentat în figura 2.13, iar a funcțiilor  $X_2' = X_2'\left(\frac{d_2}{\delta_2}\right)$  și  $X_a' = X_a'\left(\frac{d_2}{\delta_2}\right)$  din relațiile (2.12) și (2.27) este prezentat în figura 2.14.

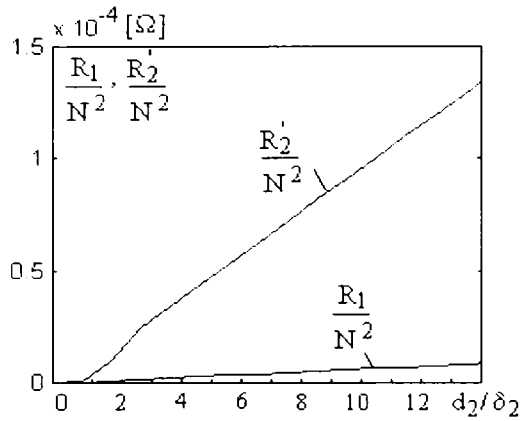


Fig.2.13. Graficul rezistențelor  $R_1$  și  $R_2'$ , raportate la o spiră, având următorii parametri:  $d_1/d_2=1,4$ ;  $l_1=l_2=0.3\text{m}$ ;  $\mu_{r2}=10$ .

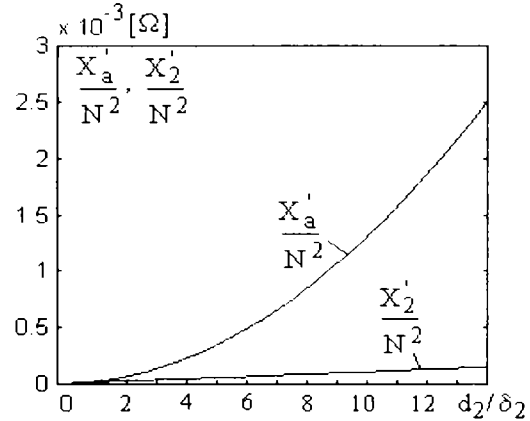


Fig.2.14. Graficul reactanțelor  $X_2'$  și  $X_a'$ , raportate la o spiră, pentru următorii parametri:  $d_1/d_2=1,4$ ;  $l_1=l_2=0.3\text{m}$ ;  $\mu_{r2}=10$ .

Din analiza relațiilor (2.11), (2.12), (2.25), (2.26) și (2.27) și a figurilor 2.13 și 2.14 se observă că între parametrii electrici ai ansamblului inductor – corp de încălzit se pot scrie următoarele inegalități:

$$R_1 \ll R_2'; \quad X_1 \ll X_2' \ll X_a'; \quad (R_1 + R_2') \ll (X_1 + X_2' + X_a') \quad (2.28)$$

Folosind inegalitățile din relația (2.28), expresia factorului de putere poate fi scrisă astfel:

$$\cos \varphi \cong \frac{R_1 + R_2'}{X_1 + X_2' + X_a'} \cong \frac{R_2'}{X_a'} \quad (2.29)$$

Folosind relațiile (2.10) și (2.11) și considerând cazul ideal (lungime infinită, adică  $a_1 = a_2 = 1$ ,  $\xi = 1$  și  $F_2 = 1$ ) [97] se obține:

$$\cos \varphi \cong \frac{4 \cdot \rho_2 \cdot d_2}{\omega \cdot \mu_0 \cdot \delta_2 (d_1^2 - d_2^2)} \cong \frac{4 \cdot \rho_2}{\omega \cdot \mu_0 \cdot d_2^2 \cdot \left( \left( \frac{d_1}{d_2} \right)^2 - 1 \right)} \frac{d_2}{\delta_2} \quad (2.30)$$

Folosind relația (2.2) se poate transforma relația (2.30) astfel încât să reiasă legătura factorului de putere cu permeabilitatea magnetică relativă  $\mu_{r2}$  și cu frecvența:

$$\cos \varphi \cong \frac{2 \cdot \mu_{r2}}{\left[ \left( \frac{d_1}{d_2} \right)^2 - 1 \right]} \cdot \left( \frac{d_2}{\delta_2} \right)^{-1} = \frac{2 \cdot \sqrt{\rho_2 \cdot \mu_{r2}}}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_0}} \cdot \frac{d_2}{d_1^2 - d_2^2} \quad (2.31)$$

**Concluziile autorului privind factorul de putere al instalațiilor de încălzire inductivă s-au bazat pe analiza tuturor mărimilor care intervin în relațiile (2.24), (2.29) și (2.30) și sunt prezentate în continuare structurate pe grupe de mărimi (s-a utilizat Anexa 3):**

**a) Efectul dimensiunilor geometrice asupra factorului de putere.**

- În figura 2.15 se prezintă variația factorului de putere pentru diverse valori ale raportului dintre diametrul inductorului  $d_1$  și diametrul corpului de încălzit  $d_2$ . Se observă că valorile mai ridicate ale factorului de putere se obțin pentru cazul în care cele două diametre sunt apropiate ca valoare. Prezența izolatorilor electrici între inductor și corpul de încălzit conduce la valori mai mici ale factorului de putere.
- Dimensiunile geometrice finite ale inductorului și ale corpului de încălzit influențează factorul de putere și prin intermediul factorului de cuplaj  $\xi$ , întrucât acesta intervine în expresiile lui  $R_2'$  și  $X_a'$  (relațiile (2.10) și (2.11)). Un cuplaj mai bun asigură un factor de putere mai mare. Aceasta se întâmplă pentru cazul sistemelor în care inductorul și corpul de încălzit au dimensiuni apropiate, iar raportul dintre lungimea lor și diametru cât mai mare. Factorul de cuplaj poate fi crescut prin utilizarea concentratoarelor magnetice.

**b) Efectul permeabilității magnetice relative asupra factorului de putere.**

- Permeabilitatea magnetică relativă a corpului de încălzit  $\mu_{r2}$  apare explicit în expresia factorului de putere. Așa cum rezultă și din figura 2.16 o valoare mare a lui  $\mu_{r2}$  duce la creșterea factorului de putere. Pentru materialele magnetice, factorul de putere este mai ridicat decât pentru cele nemagnetice.
- Permeabilitatea magnetică relativă  $\mu_{r2}$  apare implicit în expresia funcției de transmitere a puterii  $F$  prin intermediul adâncimii de pătrundere  $\delta$ , prin aceasta influențând valoarea rezistențelor  $R_1$  și  $R_2'$  (relațiile (2.8) și (2.11)). Deoarece adâncimea de pătrundere a curentului în corpul de încălzit este tot mai mică pe măsură ce permeabilitatea magnetică relativă crește, analizând graficul din figura 2.5, rezultă că datorită creșterii factorului de transmitere a puterii în corpul de încălzit și pe această cale factorul de putere are o ușoară creștere odată cu creșterea permeabilității magnetice relative.

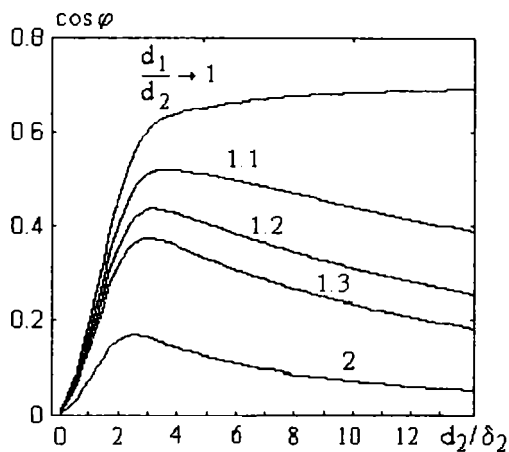


Fig.2.15. Reprezentarea factorului de putere folosind ca parametru geometria ansamblului inductor – corp de încălzit.

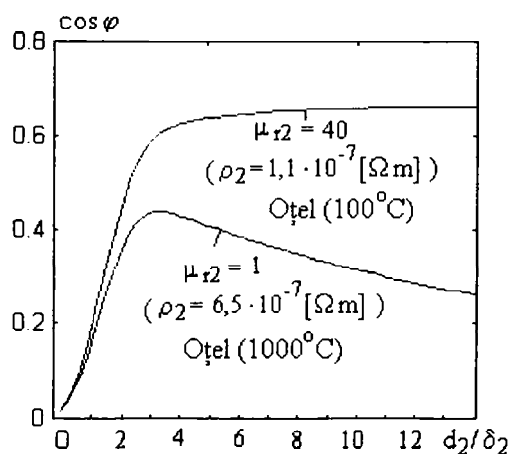


Fig.2.16. Reprezentarea factorului de putere folosind ca parametru permeabilitatea magnetică a materialului corpului de încălzit.

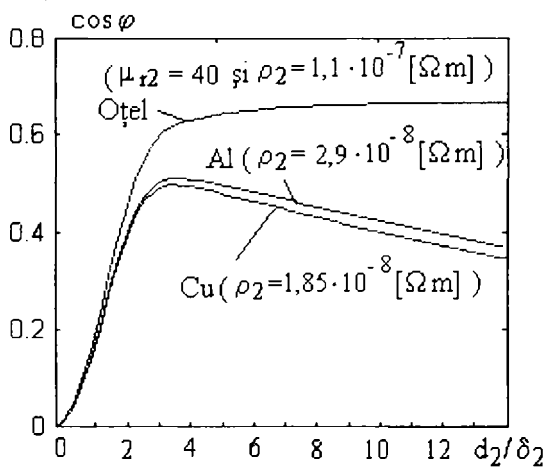


### c) Efectul rezistivității electrice asupra factorului de putere.

- Prezența în mod explicit în expresia randamentului electric a rezistivității materialului corpului de încălzit  $\rho_2$  face ca o creștere a acesteia să aibă un efect benefic asupra creșterii factorului de putere. Datorită dependenței rezistivității electrice de temperatură, creșterea temperaturii determină creșterea factorului de putere.
- Prezența în mod implicit a rezistivității electrice  $\rho_2$  în expresia factorului de putere, prin intermediul funcției de transfer a puterii  $F_2$ , face ca și pe această cale rezistivitatea electrică a materialului corpului de încălzit să influențeze valoarea factorului de putere. Spre deosebire de permeabilitatea magnetică relativă, creșterea rezistivității duce la creșterea adâncimii de pătrundere  $\delta_2$ , deci la scăderea factorului de transmitere a puterii în corpul de încălzit.

Dacă frecvența de lucru este aleasă încât  $\frac{d_2}{\delta_2} \geq 3,5$  atunci influența rezistivității

asupra factorului de putere, prin intermediul mărimii  $F_2$  devine nesemnificativă.



În figura 2.17 este prezentat factorul de putere pentru mai multe categorii de materiale cu rezistivități diferite. Se observă că, pentru materiale cu rezistivitate mică (cupru, aluminiu și aliajele lor) factorul de putere este mai mic decât pentru materialele cu rezistivitate mare (oțel, grafit, etc.).

Fig.2.17. Dependenta factorului de putere de rezistivitatea electrică a materialului corpului de încălzit:  $\cos \varphi = f(\rho_2 ; d_2/\delta_2)$ .

### d) Corelația dintre frecvență și factorul de putere pe tipuri de procedee.

Frecvența influențează factorul de putere pe mai multe căi:

- Cea mai mare influență asupra factorului de putere o are frecvența prin intermediul reactanței  $X_a'$ . Pe această cale, la creșterea frecvenței, factorul de putere scade datorită creșterii puterii reactive absorbite de spațiul dintre inductor și corpul de încălzit.
- Frecvența influențează factorul de putere și prin intermediul adâncimii de pătrundere, întrucât adâncimea de pătrundere apare în expresia tuturor parametrilor electrici ai inductorului și ai corpului de încălzit, atât în mod explicit cât și în mod implicit, prin funcțiile de transmitere a puterii. Pe această cale creșterea frecvenței duce la creșterea factorului de putere.

Întrucât adâncimea de pătrundere depinde de rădăcina pătrată a frecvenței, iar reactanța  $X_a'$  depinde de frecvența, la frecvențe mari efectul reactanței  $X_a'$  devine predominant, ceea ce face ca la frecvențe mari factorul de putere să scadă la creșterea frecvenței, așa cum se observă în figura 2.15. Există un interval de frecvențe la care factorul de putere prezintă valori mai ridicate.

Pentru a obține un factor de putere cât mai mare alegerea frecvenței pentru diferitele procedee ale încălzirii prin inducție se face astfel [33]:

- $\frac{d_2}{\delta_2} \geq 10$  pentru topirea prin inducția electromagnetică. Pentru cuptoarele de inducție cu creuzet se obțin valori ale factorului de putere cuprinse între 0,1 și 0,2, iar pentru cuptoarele de inducție cu canal valori cuprinse între 0,5 și 0,7.
- $\frac{d_2}{\delta_2} = 3 \dots 7$  pentru încălzirea în volum prin inducție electromagnetică. O mare influență asupra valorii factorului de putere o are geometria ansamblului inductor – corp de încălzit și materialul din care este confecționat corpul de încălzit.
- $\frac{d_2}{\delta_2} \geq 3$  pentru tratarea termică prin inducție electromagnetică. La acest procedeu factorul de putere are în general valori mici datorită frecvențelor mai mari care se utilizează.

La toate procedeele încălzirii prin inducție electromagnetică puterea reactivă trebuie compensată cu baterii de condensatoare, astfel încât sursa de alimentare să acopere numai puterea activă necesară. Deoarece parametrii electrici echivalenți ai ansamblului inductor – corp de încălzit se modifică pe durata procesului de încălzire, schemele de compensare a puterii reactive trebuie să asigure urmărirea puterii reactive pe toată durata procesului de încălzire.

## 2.5. Concluzii

**În acest capitol autorul a realizat o sinteză a principalele caracteristici electrice ale instalațiilor de încălzire prin inducție electromagnetică, care constituie un punct de plecare în vederea proiectării surselor de alimentare ale acestor instalații.**

Întrucât puterea transmisă corpului de încălzit este una din caracteristicile cele mai importante ale instalațiilor de încălzire prin inducție electromagnetică s-au prezentat sub formă analitică și grafică puterile activă și reactivă pentru cele mai utilizate configurații ale ansamblului inductor - corp de încălzit. **Pe baza relațiilor obținute și a analizei acestora în MATLAB autorul a prezentat un punct de vedere personal privind limitările care apar asupra puterii transmise corpului de încălzit.**

Având în vedere importanța pe care o au parametrii electrici ai ansamblului inductor – corp de încălzit în analiza randamentului electric și a factorului de putere, precum și în proiectarea și analiza surselor de alimentare ei sunt prezentați prin relațiile analitice care îi definesc.

Instalațiile de încălzire prin inducție electromagnetică fiind mari consumatoare de energie electrică randamentul electric și factorul de putere al acestora prezintă un interes deosebit. **Autorul face o analiză privind factorii care determină valorile randamentului electric și ale factorului de putere pentru aplicațiile de bază ale încălzirii inductive.** Sunt analizate efectele dimensiunilor geometrice ale inductorului și ale corpului de încălzit, ale permeabilității magnetice relative, ale rezistivității electrice și ale frecvenței. Sunt prezentate corelațiile frecvență – randament și frecvență – factor de putere pentru topire, încălzirea în volum și tratarea termică prin inducție electromagnetică.

**Contribuțiile autorului sunt mai însemnate în ce privește analiza factorului de putere pentru care datele prezentate în literatura de specialitate sunt mult mai sărace decât pentru celelalte mărimi.** Întrucât factorul de putere natural al instalațiilor de încălzire inductivă este cuprins între 0,1 și 0,7 se observă că se impune alegerea surselor de energie care permit compensarea factorului de putere ( $\cos\varphi \cong 1$ ). De asemenea, autorul a ajuns la concluzia că alegerea sursei de alimentare trebuie să fie făcută ținând cont de caracteristicile electrice ale fiecărei aplicații în parte.

### **3. CONTRIBUȚII LA STUDIUL METODELOR DE COMANDĂ ALE INVERTOARELOR REZONANTE**

*În acest capitol autorul prezintă contribuțiile proprii la studierea metodelor de comandă ale invertoarelor rezonante. Invertoarele rezonante paralel au fost până acum câțiva ani cel mai des utilizate pentru realizarea surselor de alimentare ale instalațiilor de încălzire prin inducție, de aceea sunt mai mult studiate în literatură. Odată cu perfecționarea și diversificarea dispozitivelor electronice de putere au început să fie utilizate tot mai mult invertoarele rezonante serie, a căror posibilități de comandă sunt mai mari decât a invertoarelor rezonante paralel. Dintre metodele de comandă care se pot utiliza pentru invertoarelor rezonante serie metoda de comandă defazată a ramurilor punții invertoare este cea mai potrivită. Pentru această metodă autorul a realizat un studiu amănunțit care să stabilească condițiile în care comutația întrerupătoarelor de putere are loc la tensiune zero (Zero Voltage Switching) (ZVS). Au fost studiate două moduri diferite de defazare a semnalelor de comandă ale întrerupătoarelor de putere, stabilind pentru fiecare mod care sunt întrerupătoarele care au probleme de comutație. Au fost identificate mărimile care influențează regimul de comutație al întrerupătoarelor și pe baza simulărilor în ORCAD au fost determinate valorile limită ale acestor mărimi, valori care despart regimul de comutație non-ZVS de regimul ZVS. O altă abordare în ce privește posibilitățile de comandă ale invertoarelor rezonante este oferită de logica fuzzy, care nu presupune o modelare matematică precisă și nici calcule complicate, ci o înțelegere calitativă a funcționării invertoarelor și capacitatea de-a extrage un set de reguli care să caracterizeze funcționarea lui. Pentru metoda de comandă fuzzy au fost studiate patru variante de reglatoare fuzzy, care au fost implementate în MATLAB folosind editorul grafic FUZZY și toolbox-ul SIMULINK. Pe baza simulărilor s-a făcut o comparație a performanțelor celor patru reglatoare, rezultând concluzii utile pentru proiectarea unui astfel de regulator.*

Realizarea unor dispozitive semiconductoare de putere ușor de comandat, lucrând la frecvențe mari și având capabilități mari în curent și tensiune a făcut să poată fi valorificate într-o măsură mai mare avantajele invertoarelor rezonante și să fie estompate dezavantajele lor [129]. Un mare avantaj al invertoarelor rezonante serie este capacitatea lor de a controla în mod direct puterea de ieșire, fără să fie necesar un circuit suplimentar de control al puterii, situat între sursa de alimentare și invertoare, cum este cazul la invertoarele rezonante paralel.

Metodele de comandă pentru invertoarele rezonante serie propuse până acum în literatura de specialitate sunt: metoda de comandă sincronă, metoda de comandă în frecvență, metoda de comandă PWM, metoda de comandă defazată a ramurilor punții invertoare și metoda de comandă prin modularea densității impulsurilor. Dintre aceste metode de comandă cele mai compatibile cu domeniul încălzirii prin inducție sunt ultimele două, întrucât aceste metode, dacă sunt corect folosite, permit comutație întrerupătoarelor de putere în regim ZVS, ceea ce face ca pierderile în comutație să fie mici. Dintre aceste metode de comandă autorul consideră că cea mai indicată este metoda de comandă defazată a ramurilor punții invertoare, ea fiind studiată în continuare.

### 3.1. Comanda invertoarelor rezonante prin defazarea ramurilor punții invertoare

Această metodă de comandă presupune comanda întrerupătoarelor punții invertoare cu impulsuri care au factorul de umplere egal cu 0,5 și pulsația puțin mai mare decât pulsația de rezonanță a circuitului de sarcină. Reglarea puterii de ieșire se realizează prin defazarea relativă a celor două tensiuni de comandă cu un unghi  $\delta$  față de poziția pe care acestea o au în cazul în care la ieșire se obține tensiunea maximă [1].

Diferența dintre frecvența impulsurilor de comandă și frecvența de rezonanță a circuitului de sarcină este minimă, atât cât să asigure comutația întrerupătoarelor, dar să asigure și un factor de putere cât mai bun. Întrucât frecvența de rezonanță se modifică în timpul încălzirii este necesară prezența circuitului de urmărire a ei, astfel încât în orice condiții să fie asigurată comutația corectă a întrerupătoarelor.

**Întrucât această metodă de comandă are o importanță foarte mare pentru domeniul încălzirii inductive autorul a realizat un studiu amănunțit care să stabilească condițiile în care comutația întrerupătoarelor de putere are loc la tensiune zero (regim ZVS).** Analiza este efectuată pe circuitul din figura 3.1. Există două moduri de defazare a semnalelor de comandă ale celor patru întrerupătoare. Pentru fiecare din cele două moduri de defazare sunt altele întrerupătoarele care au probleme de comutație. De aceea autorul a studiat ambele moduri de defazare pentru a stabili diferențele dintre ele. Formele de undă ale mărimilor care descriu funcționare invertoare pentru primul mod de comandă sunt prezentate în figura 3.2. Simulările au fost efectuate în ORCAD, un exemplu de modelare fiind prezentat în Anexa 5. Ca și întrerupătoare de putere au fost folosite IGBT-uri. Pentru început este prezentat cazul în care toate întrerupătoarele de putere lucrează în regim ZVS.

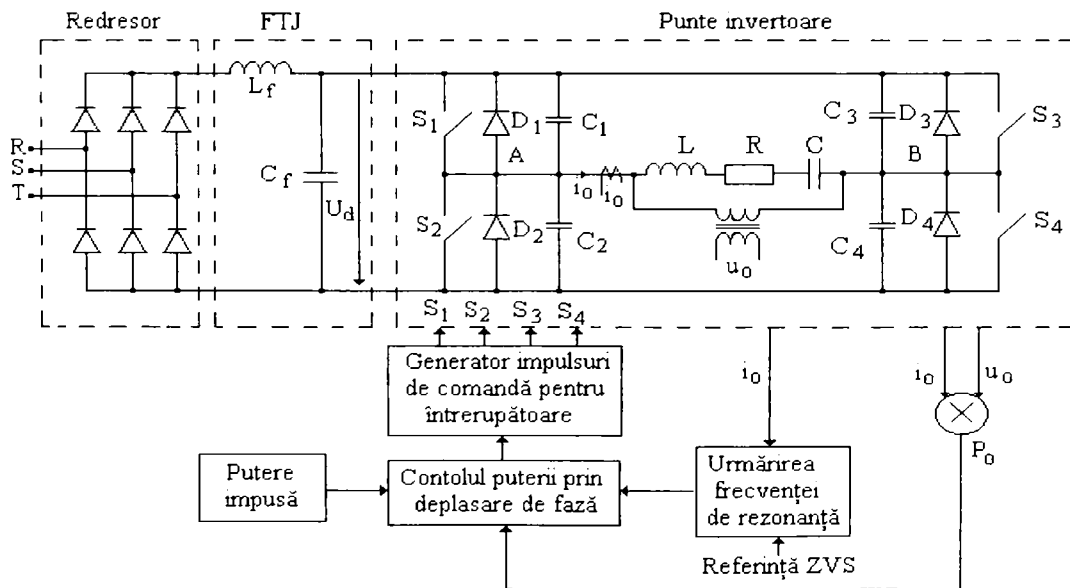


Fig.3.1. Schema bloc a invertoarelor rezonante prin defazarea ramurilor punții invertoare.

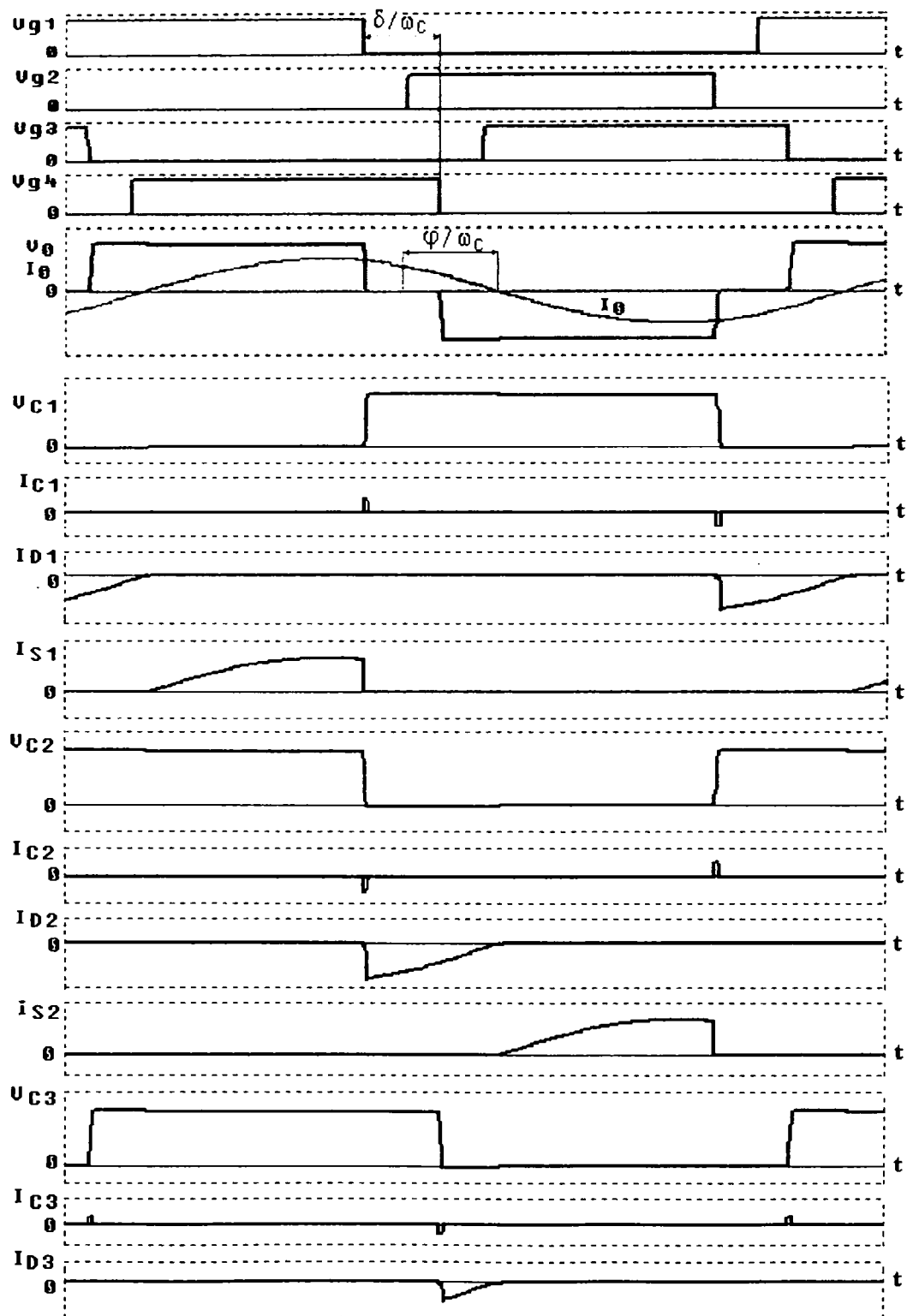


Fig.3.2. (Continuare pe pagina următoare).

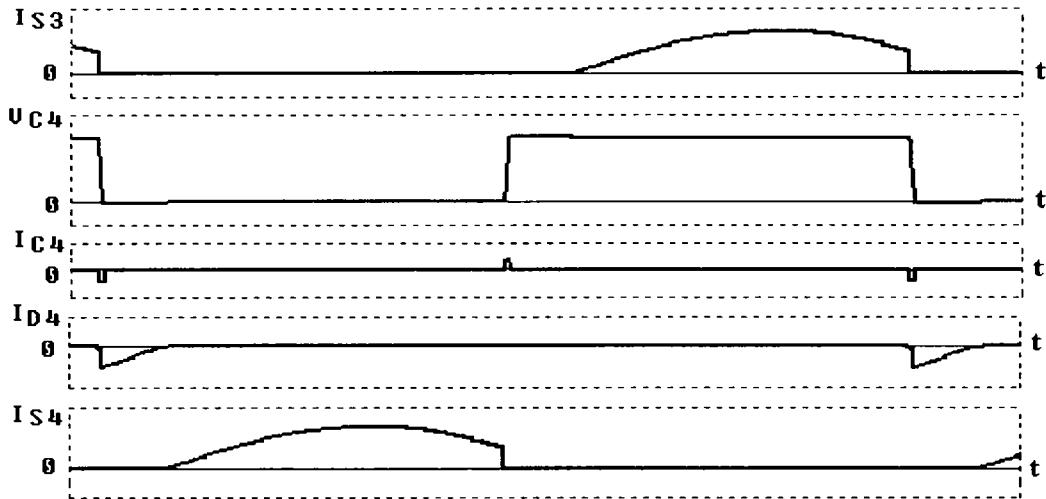


Fig.3.2. Formele de undă ale mărimilor care descriu funcționarea invertoarelor (regim ZVS) (modul 1 de defazare).

Se observă că există intervale de timp în care tensiunea de ieșire este nulă. Acest lucru se întâmplă atunci când se află în conducție un întrerupător și dioda din brațul aflat în fața acestuia. În cazul secvenței de comandă prin deplasare de fază prezentată în figura 3.2, comanda directă a întrerupătoarelor se face la momentul în care curentul de sarcină circulă prin diodele antiparalele ale acestora. Prin urmare, comutația directă a întrerupătoarelor are loc cu pierderi minime. Comutația inversă a întrerupătoarelor are loc însă la un curent diferit de zero. De aceea este necesar să se conecteze în paralel cu ele câte un snubber capacitiv, care să asigure o comutație la tensiune nulă (ZVS) cu pierderi minime.

Dacă se analizează funcționarea invertoarelor pe baza formelor de undă obținute se constată că acesta are zece stări distincte pe parcursul unei perioade de comutație, așa cum se arată în figura 3.3. Configurațiile circuitului de putere al invertoarelor corespunzătoare acestor stări de comutație pentru cazul comutației în regim ZVS sunt prezentate în figura 3.4.

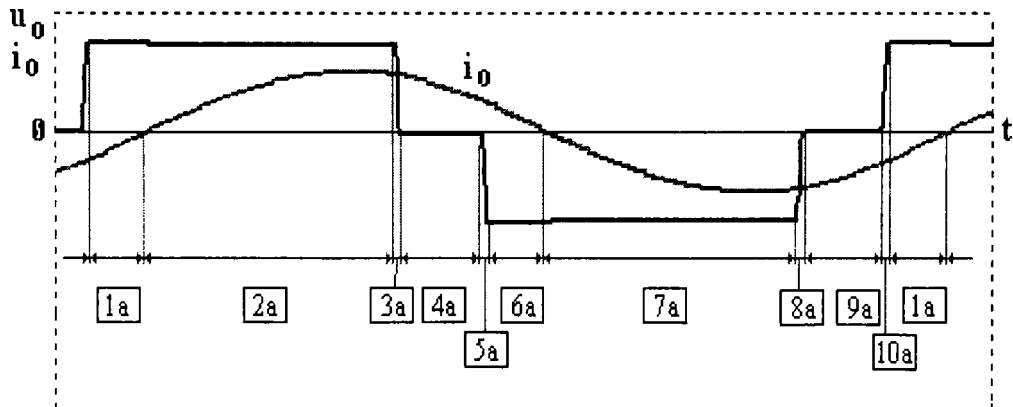
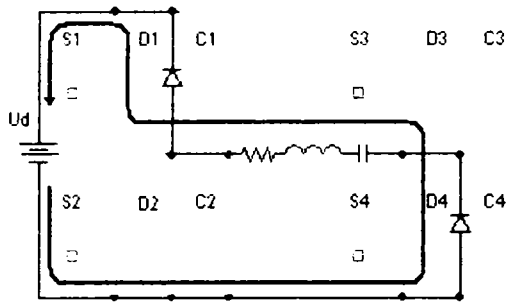
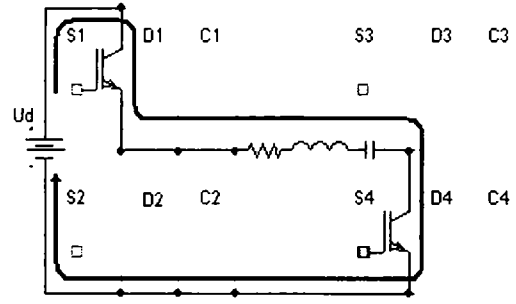


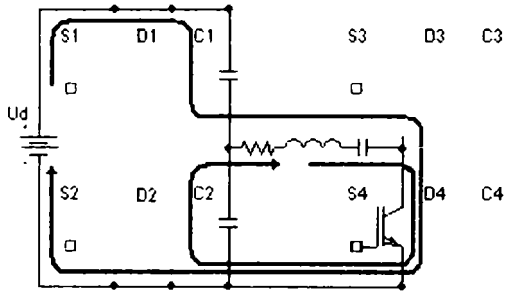
Fig.3.3. Stările de comutație ale invertoarelor rezonante pentru regimul ZVS (modul 1).



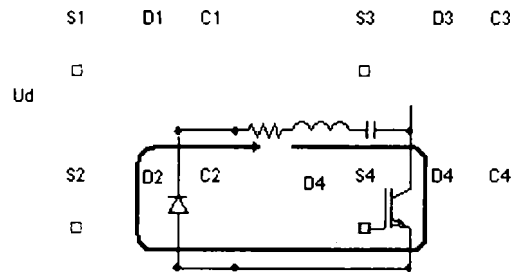
Starea 1a



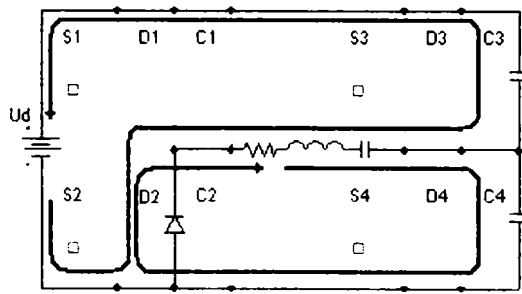
Starea 2a



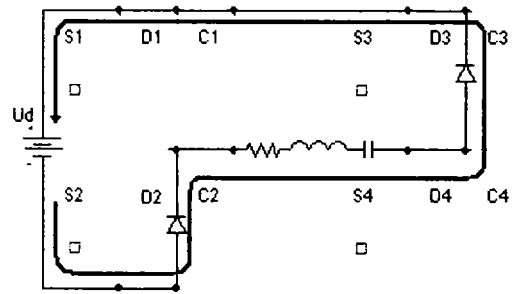
Starea 3a



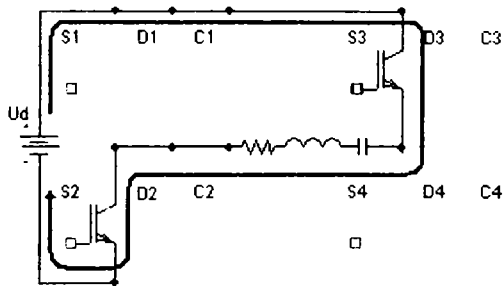
Starea 4a



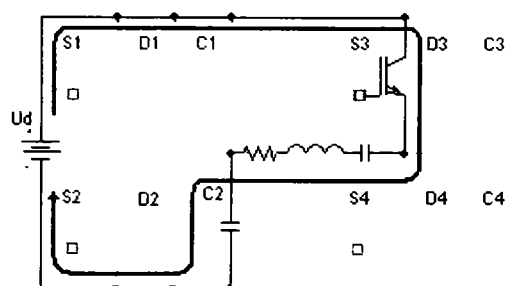
Starea 5a



Starea 6a



Starea 7a



Starea 8a

Fig.3.4. (Continuare pe pagina următoare).



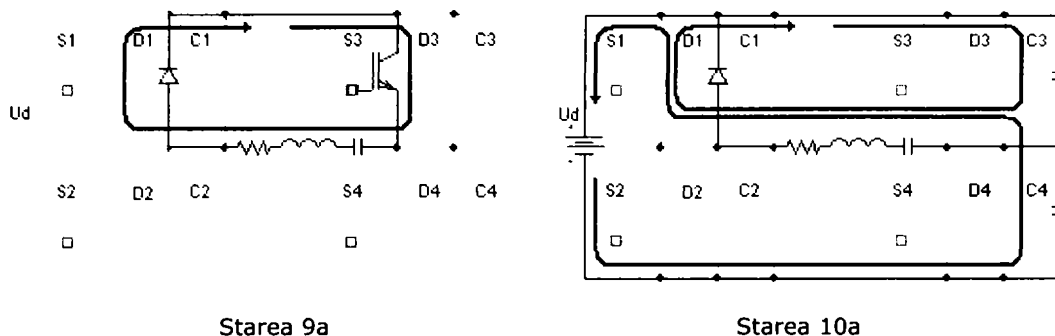


Fig.3.4. Configurațiile circuitului de putere corespunzătoare stărilor de comutație ale invertoarelor rezonante serie (regim ZVS) (modul 1 de defazare).

Chiar dacă frecvența de comutație este mai mare decât frecvența de rezonanță a circuitului de sarcină regimul ZVS poate fi pierdut dacă nu există timpul fizic necesar pentru a descărca condensatoarele snubber aflate în paralel cu întrerupătoarele de putere. Aceste condensatoare există chiar dacă nu sunt conectate din exterior datorită capacităților parazite ale întrerupătoarelor de putere. Formele de undă care rezultă în urma unui regim de comutație fără comutație la tensiune zero (non-ZVS) sunt prezentate în figura 3.5. Se constată că diodele  $D_3$  și  $D_4$  nu conduc, ceea ce înseamnă că întrerupătoarele  $S_3$  și  $S_4$  vor fi aduse în conducție la tensiune diferită de zero. Aceasta se întâmplă deoarece condensatoarele  $C_3$  și  $C_4$  nu sunt descărcate complet până când întrerupătoarele cu care se află în paralel nu sunt comandate pentru a fi aduse în conducție.

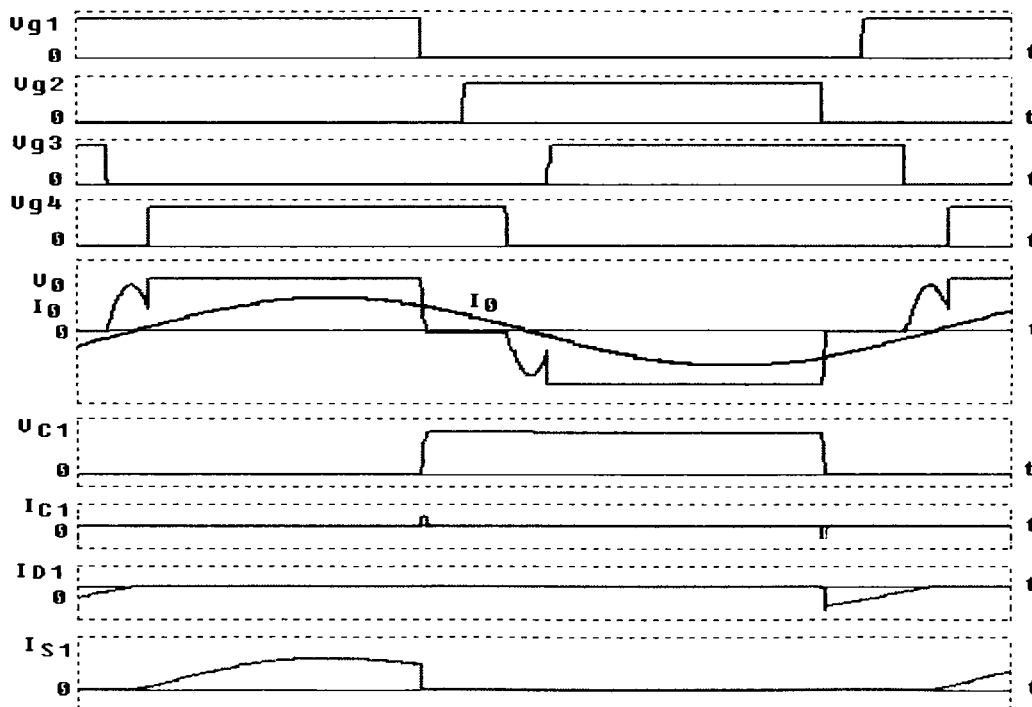


Fig.3.5. (Continuă pe pagina următoare).

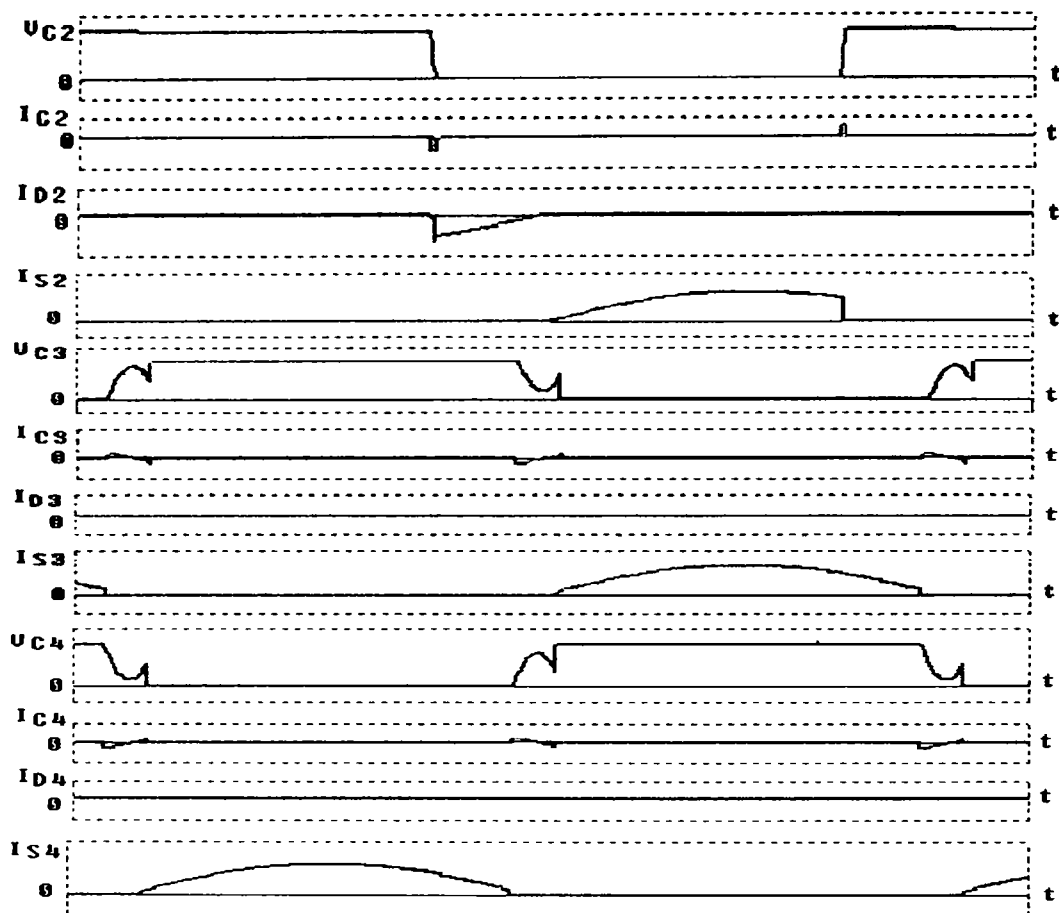


Fig.3.5. Formele de undă ale mărimilor care descriu funcționarea invertoarelor rezonante (regim non-ZVS) (modul 1 de defazare).

Analizând funcționarea invertoarelor rezonante în condițiile comutării la tensiune diferită de zero se constată că acesta are tot zece stări distincte pe parcursul unei perioade de comutație, așa cum se arată în figura 3.6. Configurațiile circuitului de putere al invertoarelor rezonante corespunzătoare acestor stări de comutație pentru cazul comutării în regim non-ZVS sunt prezentate în figura 3.7.

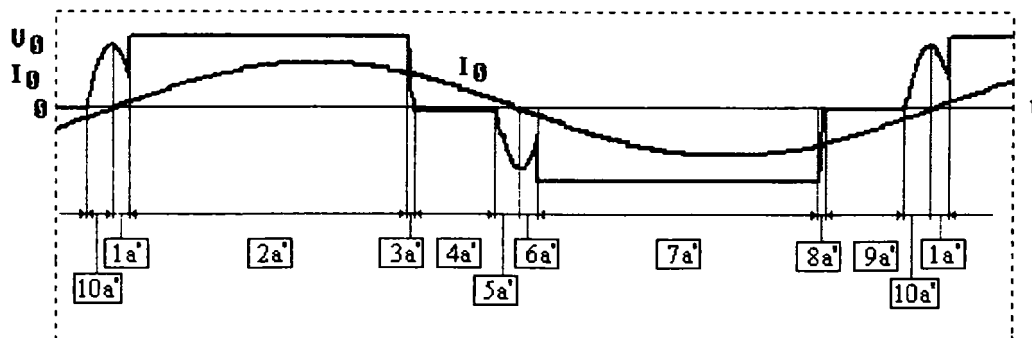


Fig.3.6. Stările de comutație ale invertoarelor rezonante pentru regimul non-ZVS (modul 1).

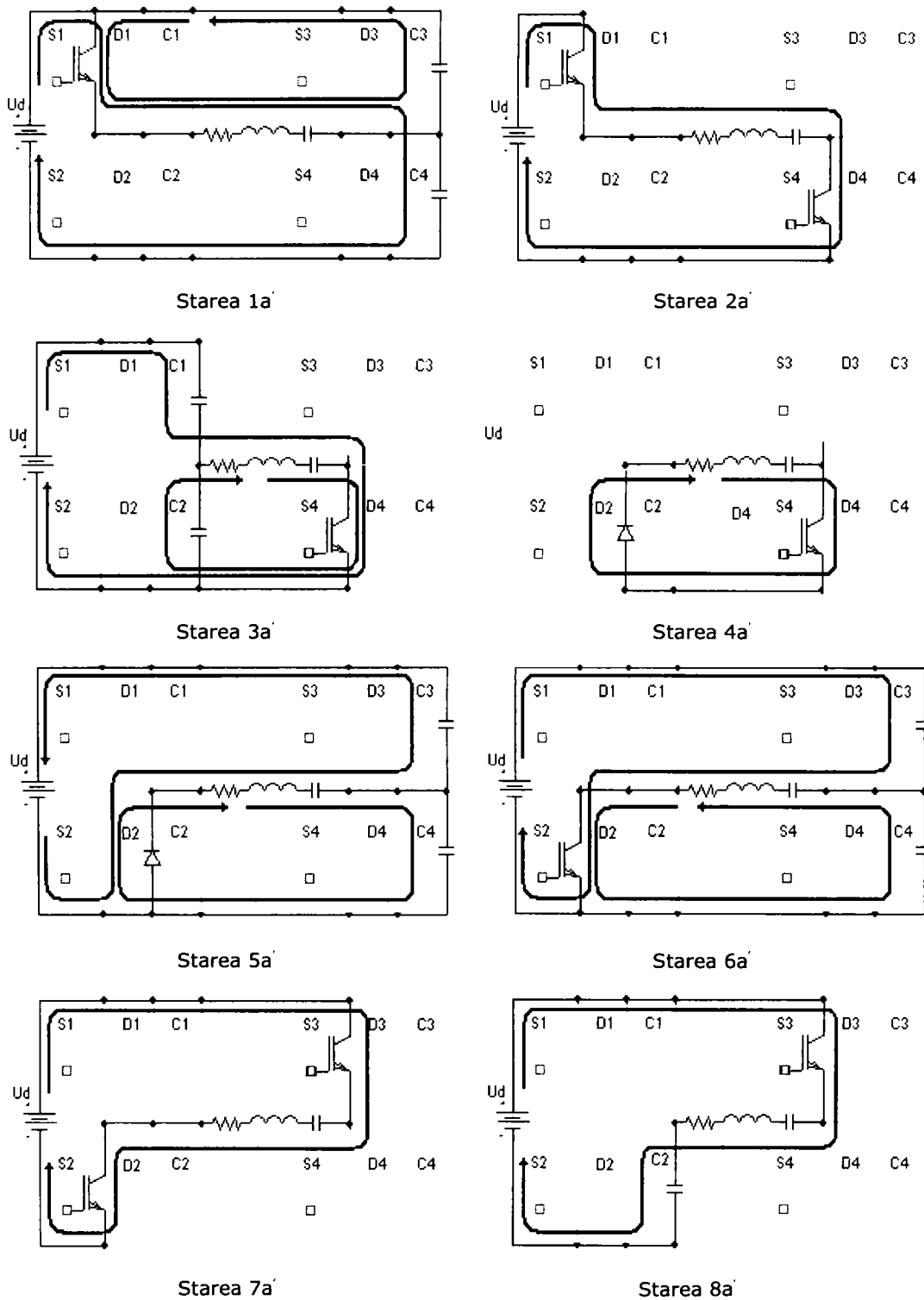


Fig.3.7 (Continuă pe pagina următoare).

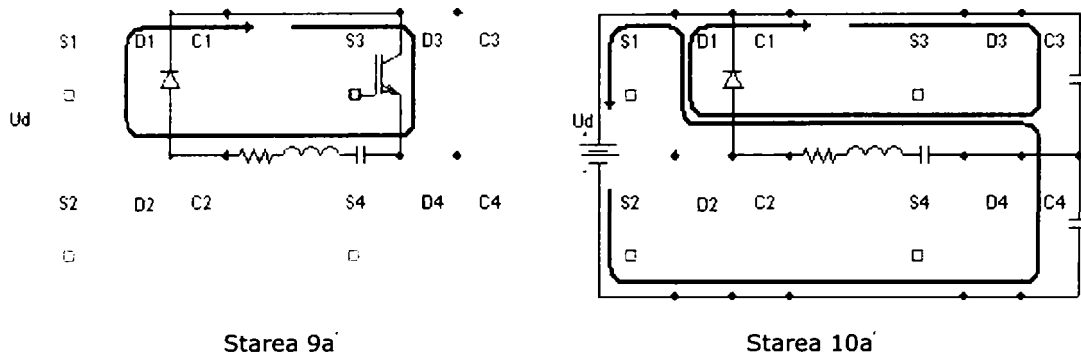


Fig. 3.7. Configurațiile circuitului de putere corespunzătoare stărilor de comutație ale invertoarelor rezonante serie (regim non-ZVS) (modul 1 de defazare).

Pentru a stabili factorii de care depinde regimul de lucru al întrerupătoarelor de putere autorul a efectuat un mare număr de simulări pentru diverse valori ale unghiului de comandă ( $\delta$ ), perioadei de comutație ( $T_c$ ) și parametrilor sarcinii. Din analiza rezultatelor simulărilor, care au fost efectuate în ORCAD, autorul a constatat că întrerupătoarele de putere  $S_1$  și  $S_2$  întotdeauna lucrează în regim ZVS în timp ce întrerupătoarele de putere  $S_3$  și  $S_4$  pot pierde regimul ZVS. Această observație se explică prin faptul că la comutarea întrerupătoarelor  $S_1$  (trecerea din starea **10a** în **1a** pentru regimul ZVS, respectiv trecerea din starea **10a'** în **1a'** pentru regimul non-ZVS) și  $S_2$  (trecerea din starea **5a** în **6a** pentru regimul ZVS, respectiv trecerea din starea **5a'** în **6a'** pentru regimul non-ZVS) curentul de sarcină are valori mari care poate descărca în timp util sarcina acumulată în condensatoarele conectate în paralel cu acestea, permițând diodelor să intre în conducție. Comutarea întrerupătoarelor  $S_3$  (trecerea din starea **6a** în **7a** pentru regimul ZVS, respectiv trecerea din starea **6a'** în **7a'** pentru regimul non-ZVS) și  $S_4$  (trecerea din starea **1a** în **2a** pentru regimul ZVS, respectiv trecerea din starea **1a'** în **2a'** pentru regimul non-ZVS) are loc când curentul de sarcină are valori mici și de aceea uneori comutația ZVS este pierdută. Insistând în analiză în special pe regimul de comutație al întrerupătoarelor  $S_3$  și  $S_4$  autorul a ajuns la concluzia că sunt patru parametri care stabilesc regimul de comutație pentru un anumit unghi de comandă și anume: perioada de comutație ( $T_c$ ), amplitudinea curentului de sarcină ( $I_{0m}$ ), defazajul între tensiunea și curentul de sarcină ( $\varphi$ ) și timpul de descărcare al condensatoarelor  $C_3$ , respectiv  $C_4$  ( $t_d$ ). Între regimul ZVS și regimul non-ZVS există un regim limită care le desparte și care se realizează în situația în care descărcarea completă a condensatorului snubber are loc cu puțin timp înaintea aducerii în conducție a întrerupătorului corespunzător. Precizarea grafică a valorilor limită a celor patru parametri este făcută în figura 3.8.

Parametrii invertoarelor analizate sunt:

$$R=0,6 \Omega; L=19,4\mu\text{H}; C=880 \text{ nF}; Q=7,88; U_d=30\text{V}; C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 2\text{nF}.$$

Pentru mai multe valori ale unghiului de comandă s-au căutat valorile limită ale mărimilor care caracterizează regimul de comutație al întrerupătoarelor de putere.

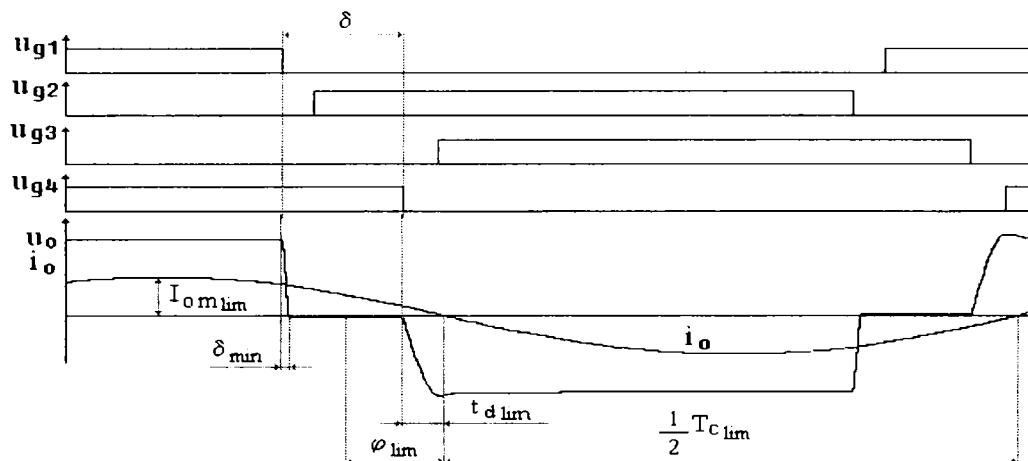


Fig.3.8. Precizarea mărimilor care caracterizează regimul de comutație al întrerupătoarelor.

Pe baza determinărilor efectuate în ORCAD sau obținut valorile prezentate în tabelul 3.1 și care folosind o relație de interpolare liniară în MATLAB au condus la graficele prezentate în figura 3.9.

Tabelul 3.1. Valorile limită care caracterizează regimul de comutație al întrerupătoarelor.

$\delta$	[°]	10	20	40	60	80	100
$T_{c\text{lim}}$	[ $\mu\text{s}$ ]	25,83	25,78	25,73	25,58	25,43	25,27
$f_{c\text{lim}}$	[Hz]	38710	38790	38870	39100	39320	39510
$I_{o\text{lim}}$	[A]	57,2	53,4	44,3	33,2	20,1	5
$\varphi_{\text{lim}}$	[°]	15	19	27	37	48	61
$t_{d\text{lim}}$	[ $\mu\text{s}$ ]	0,5	0,52	0,6	0,71	0,85	1

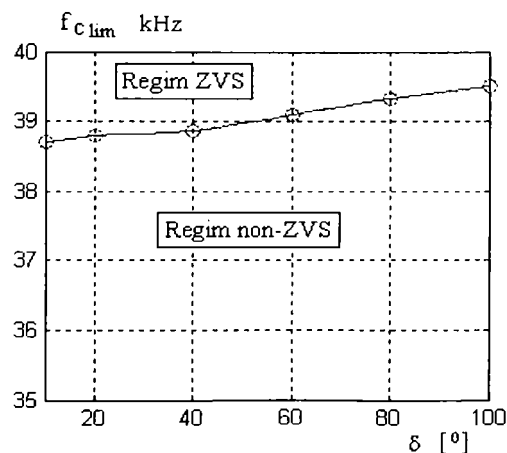
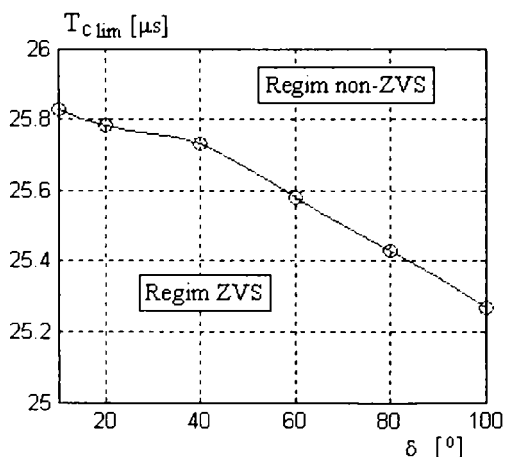


Fig.3.9. (Continuă pe pagina următoare).

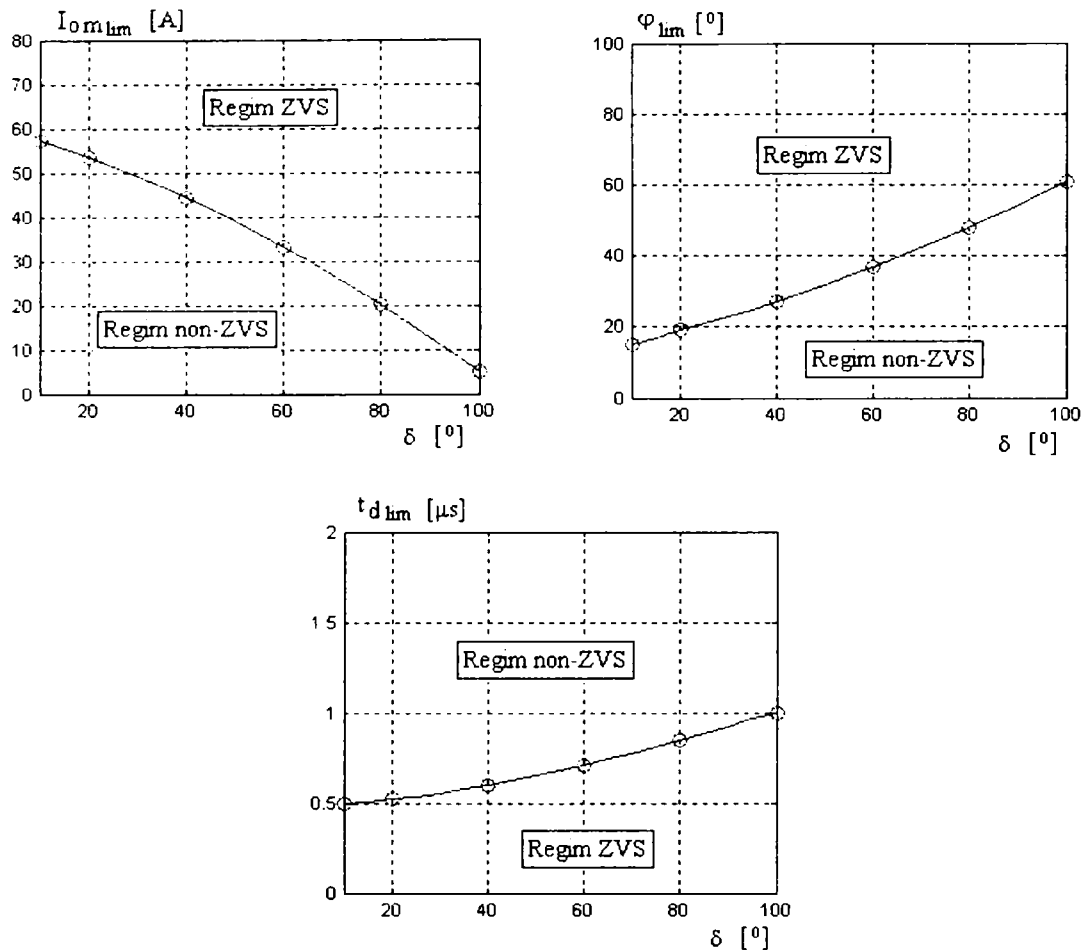


Fig.3.9. Valorile limită ale mărimilor care caracterizează regimul de comutație al întrerupătoarelor de putere.

Din figura 3.9 se observă că dacă unghiul de defazare ( $\delta$ ), crește frecvența de comutație trebuie să crească pentru a nu se pierde comutația în regim ZVS. În aceste condiții valorile limită pentru amplitudinea curentului de sarcină ( $i_0$ ) scade, pentru defazajul între tensiunea și curentul de sarcină ( $\varphi$ ) crește, iar pentru timpul de descărcare al condensatoarelor snubber ( $t_d$ ) crește. Concluzia generală care se desprinde este că pentru a avea un regim ZVS de comutație al întrerupătoarelor de putere este necesar ca toate mărimile indicate să se găsească în regiunea "Regim ZVS". Dacă oricare dintre mărimile prezentate se găsește în zona "regim non-ZVS" comutația întrerupătoarelor  $S_3$  și  $S_4$  are loc în regim non-ZVS

Așa cum s-a precizat anterior există două moduri de defazare a impulsurilor de comandă ale întrerupătoarelor. Până acum a fost analizat modul 1 de defazare la care semnalele de comandă ale întrerupătoarelor  $S_3$  și  $S_4$  sunt întârziate față de semnalele de comandă ale întrerupătoarelor  $S_1$  și  $S_2$ . În continuare v-a fi analizat modul 2 de defazare în care semnalele de comandă ale întrerupătoarelor  $S_1$  și  $S_2$  sunt întârziate față de semnalele de comandă ale întrerupătoarelor  $S_3$  și  $S_4$ .

Rezultatele simulărilor efectuate în ORCAD pentru modul 2 de defazare, cu un regim ZVS de comutare a întrerupătoarelor sunt prezentate în figura 3.10.

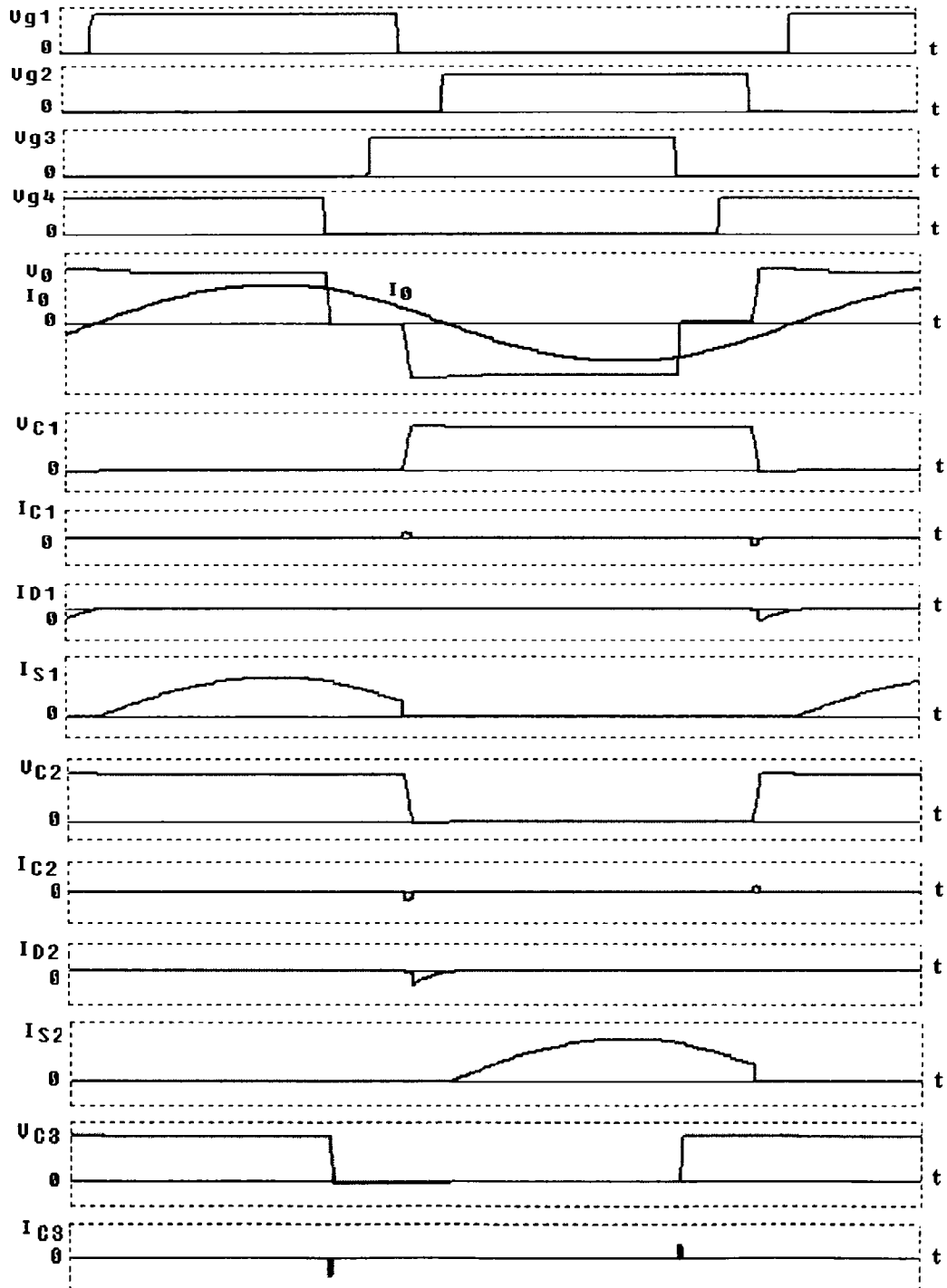


Fig.3.10. (Continuare pe pagina următoare).

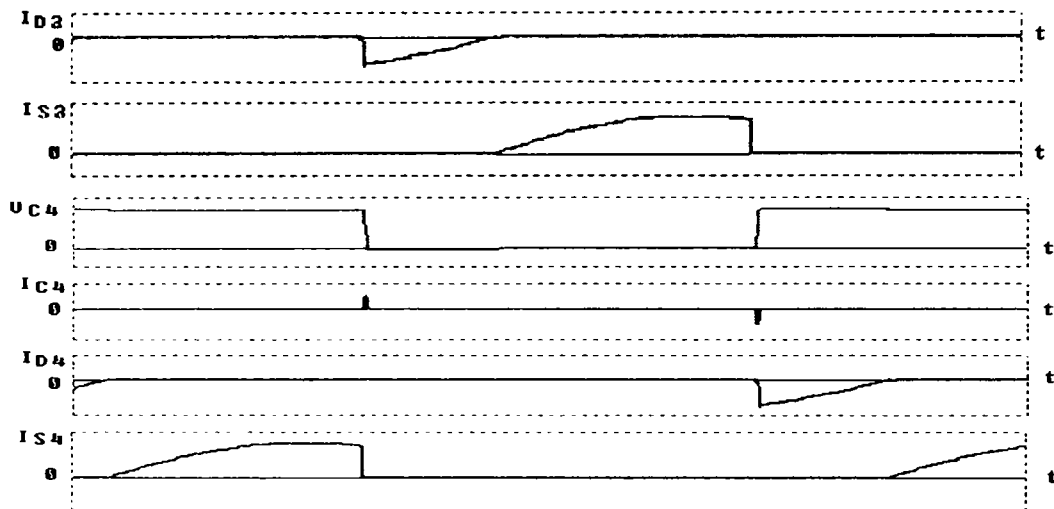


Fig.3.10. Formele de undă ale mărimilor care descriu funcționarea invertoarelor (regim ZVS) (modul 2 de defazare).

Dacă se analizează funcționarea invertoarelor pe baza formelor de undă obținute se constată că acestea au zece stări distincte pe parcursul unei perioade de comutație, așa cum se arată în figura 3.11. Configurațiile circuitului de putere al invertoarelor corespunzătoare acestor stări de comutație pentru cazul comutării în regim ZVS sunt prezentate în figura 3.12.

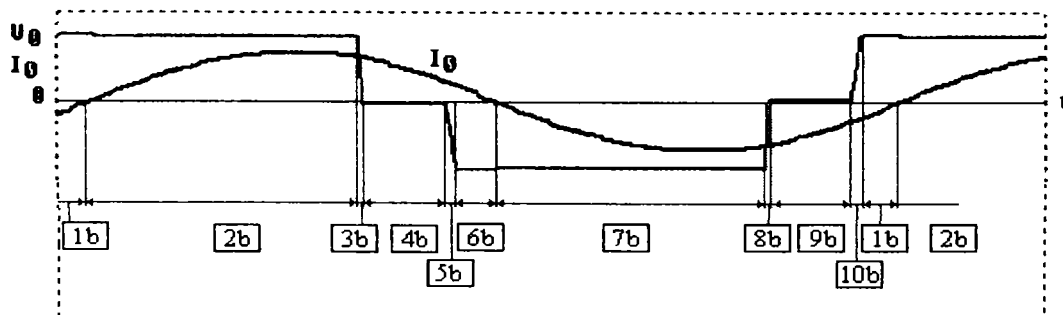


Fig.3.11. Stările de comutație ale invertoarelor rezonante pentru regimul ZVS (modul 2).

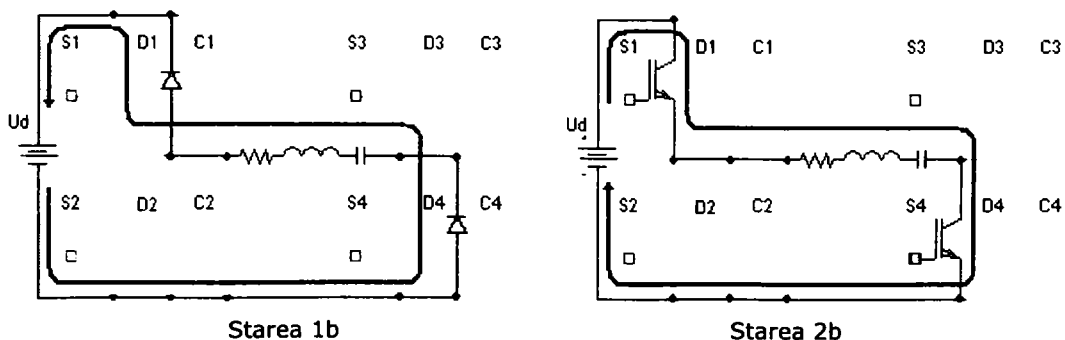


Fig.3.12. (Continuare pe pagina următoare).



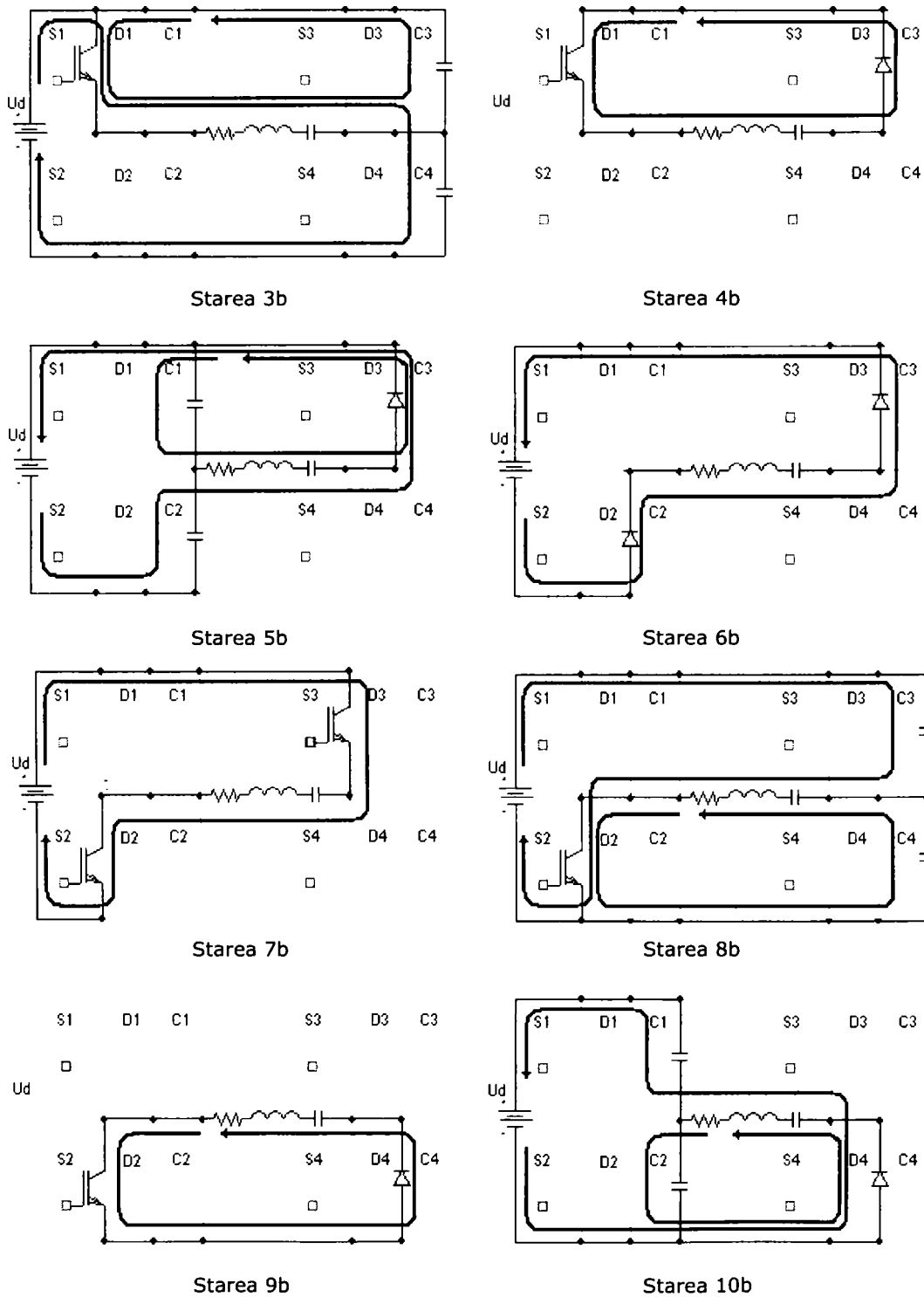


Fig.3.12. Configurațiile circuitului de putere corespunzătoare stărilor de comutație ale invertoarelor rezonante prin defazarea ramurilor punții invertoare (regim ZVS) (modul 2 de defazare).

Formele de undă care rezultă în urma unui regim de comutație fără comutație la tensiune zero (non-ZVS) sunt prezentate în figura 3.13. Se constată că diodele  $D_1$  și  $D_2$  nu conduc, ceea ce înseamnă că întrerupătoarele  $S_1$  și  $S_2$  vor fi aduse în conducție la tensiune diferită de zero. Aceasta se întâmplă deoarece condensatoarele  $C_1$  și  $C_2$  nu sunt descărcate complet până când întrerupătoarele cu care se află în paralel nu sunt comandate pentru a fi aduse în conducție.

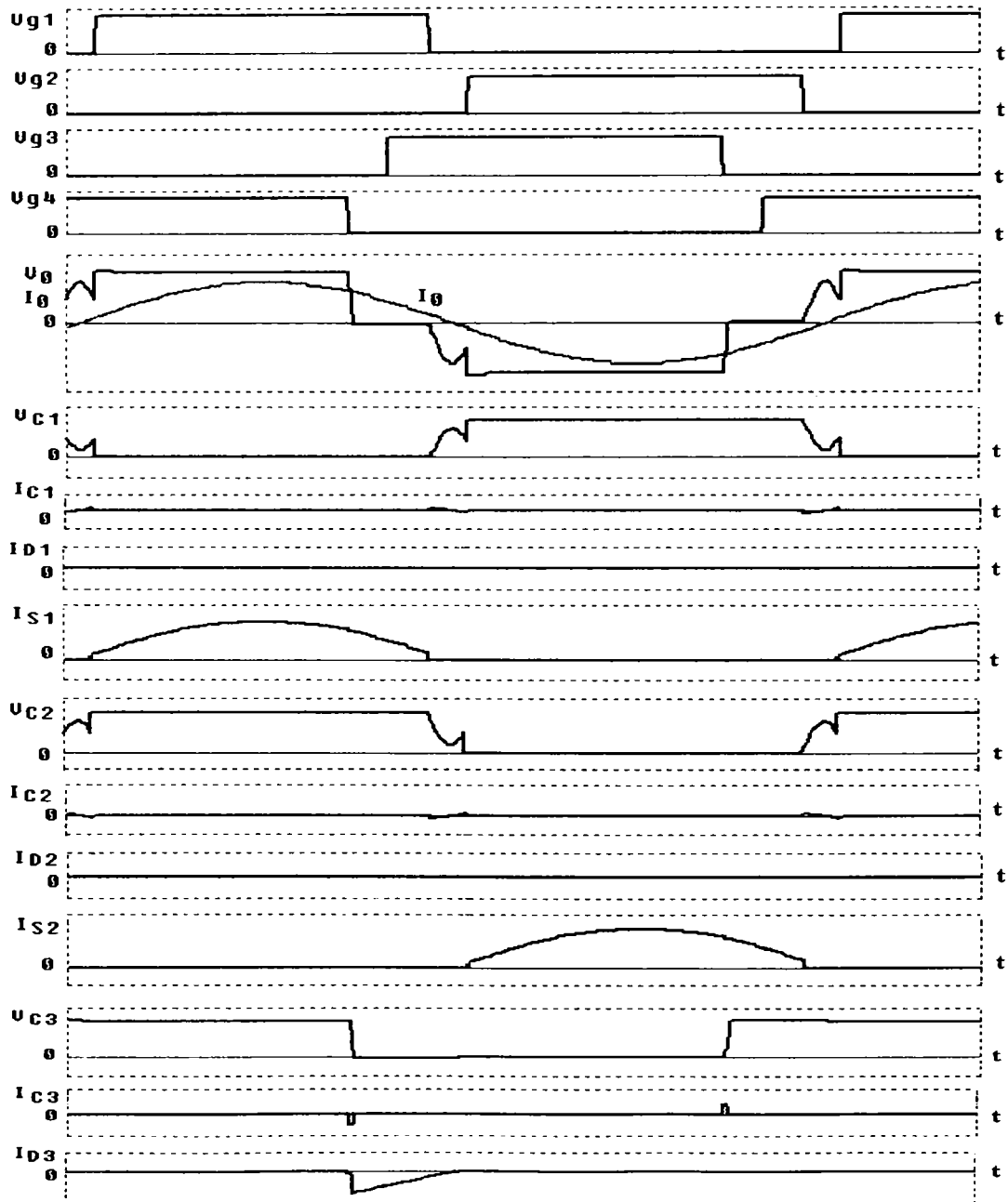


Fig.3.13. (Continuare pe pagina următoare).

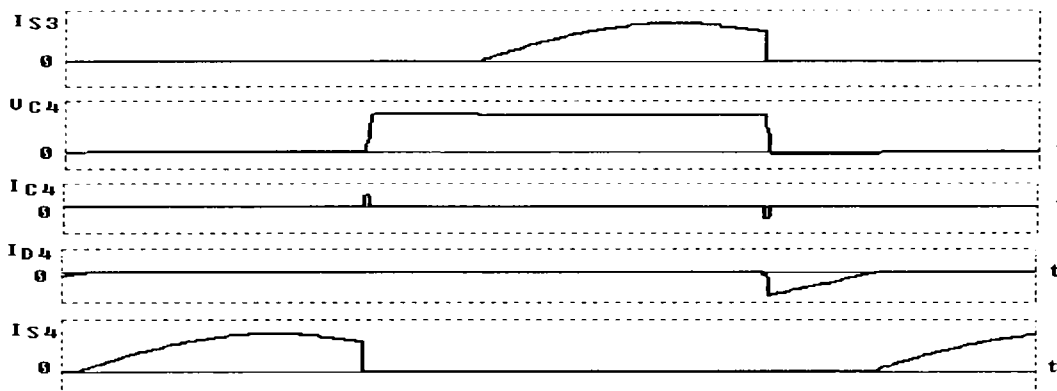


Fig.3.13. Formele de undă ale mărimilor care descriu funcționarea invertoarelor (regim non-ZVS) (modul 2 de defazare).

Analizând funcționarea invertoarelor în aceste condiții se constată că acestea are tot zece stări distincte pe parcursul unei perioade de comutație, așa cum se arată în figura 3.14. Configurațiile circuitului de putere al invertoarelor corespunzătoare acestor stări de comutație pentru cazul comutării în regim non-ZVS sunt prezentate în figura 3.15.

Din analiza rezultatelor simulărilor pentru modul 2 de defazare autorul a constatat că întrerupătoarele de putere  $S_3$  și  $S_4$  întotdeauna lucrează în regim ZVS în timp ce întrerupătoarele de putere  $S_1$  și  $S_2$  pot pierde regimul ZVS. Această observație se explică prin faptul că la comutarea întrerupătoarelor  $S_4$  (trecerea din starea  $10b$  în  $1b$  pentru regimul ZVS, respectiv trecerea din starea  $10b'$  în  $1b'$  pentru regimul non-ZVS) și  $S_3$  (trecerea din starea  $5b$  în  $6b$  pentru regimul ZVS, respectiv trecerea din starea  $5b'$  în  $6b'$  pentru regimul non-ZVS) curentul de sarcină are valoare mare care poate descărca în timp util sarcina acumulată în condensatoarele conectate în paralel cu acestea, permițând diodelor să intre în conducție. Comutarea întrerupătoarelor  $S_2$  (trecerea din starea  $6b$  în  $7b$  pentru regimul ZVS, respectiv trecerea din starea  $6b'$  în  $7b'$  pentru regimul non-ZVS) și  $S_1$  (trecerea din starea  $1b$  în  $2b$  pentru regimul ZVS, respectiv trecerea din starea  $1b'$  în  $2b'$  pentru regimul non-ZVS) are loc când curentul de sarcină are valori mici și de aceea uneori comutația ZVS este pierdută.

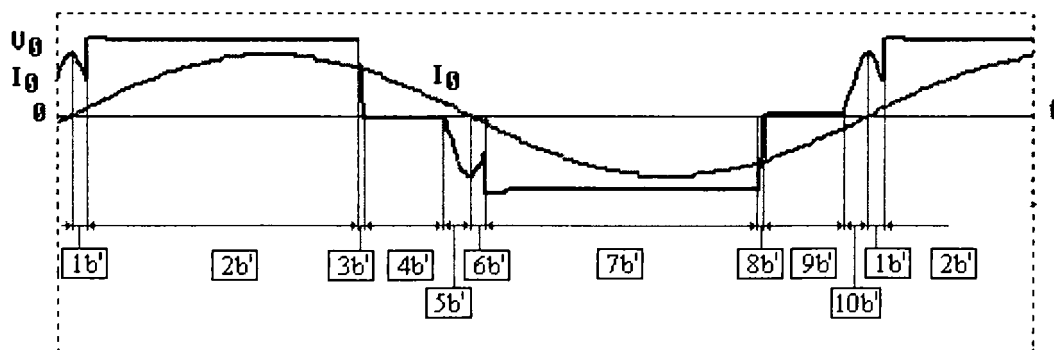
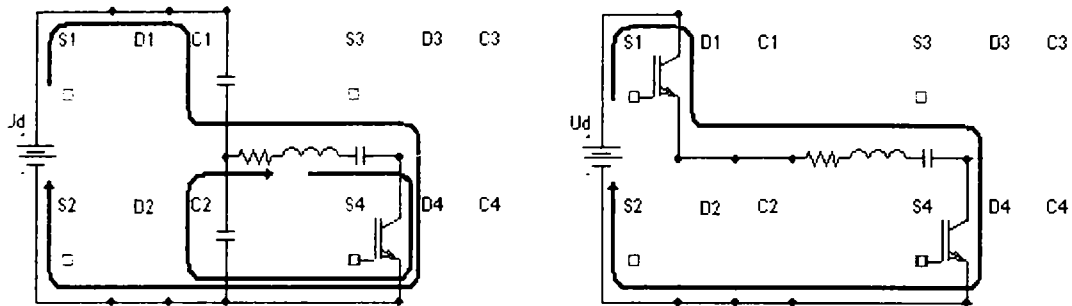
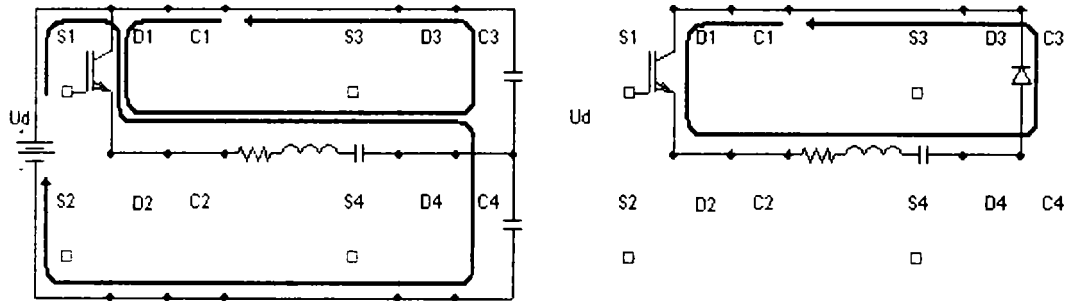


Fig.3.14. Stările de comutație ale invertoarelor rezonante pentru regimul non-ZVS (modul 2).



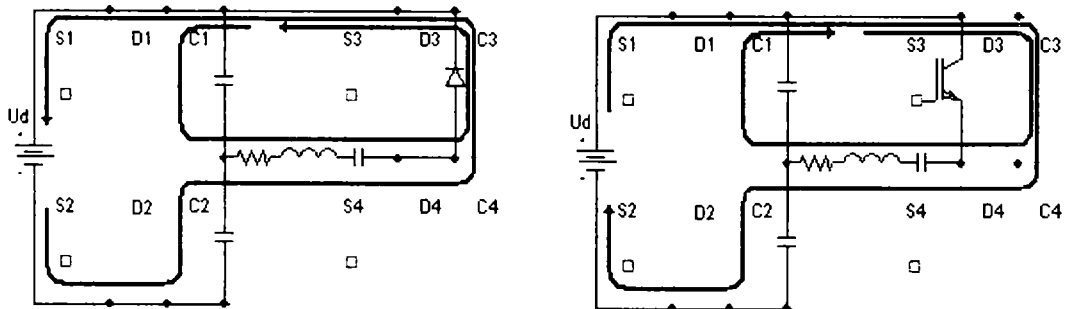
Starea 1b'

Starea 2b'



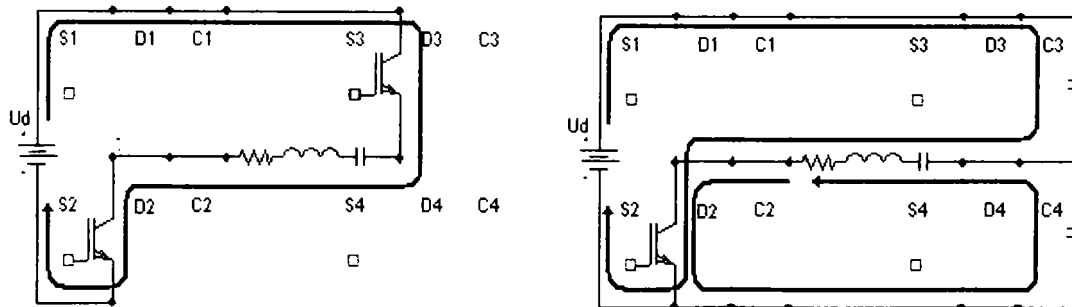
Starea 3b'

Starea 4b'



Starea 5b'

Starea 6b'



Starea 7b'

Starea 8b'

Fig.3.15. (Continuare pe pagina următoare).

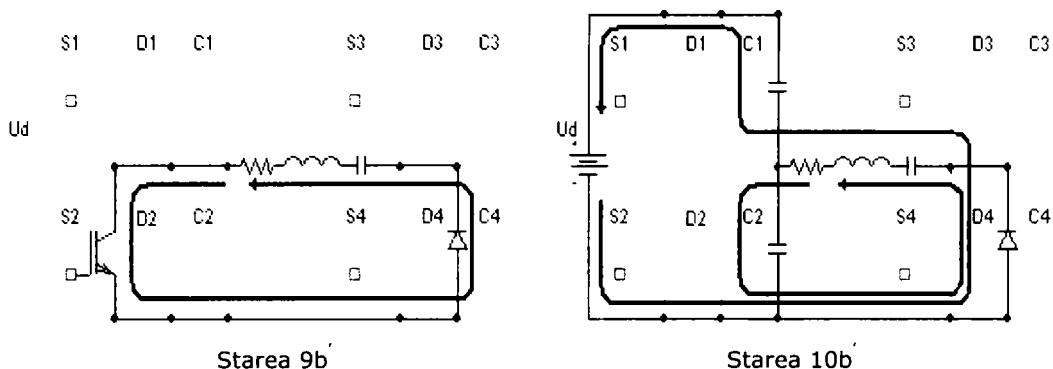


Fig. 3.15. Configurațiile circuitului de putere corespunzătoare stărilor de comutație ale invertorului rezonant serie (regim non-ZVS) (modul 2 de defazare).

Comparând rezultatele obținute pentru cele două moduri de defazare se constată că sunt foarte asemănătoare, putându-se observa că, concluziile obținute pentru modul 1 de defazare se pot transfera modului 2 de defazare dacă se fac următoarele schimbări de notații:

$$\mathbf{S_1 \rightarrow S_4} \qquad \mathbf{S_2 \rightarrow S_3} \qquad \mathbf{S_3 \rightarrow S_2} \qquad \mathbf{S_4 \rightarrow S_1}$$

Comanda prin deplasare de fază poate controla nu numai puterea de ieșire ci și componenta fundamentală a tensiunii de ieșire:

$$U_{o1} = U_d \cos \varphi \quad (3.1)$$

Puterea de ieșire a invertorului este dată de relația:

$$P_o = RI_o^2 = R \frac{U_{o1}^2}{|Z_1|^2} = \frac{U_d^2}{R} \cos^2 \varphi \quad (3.2)$$

în care pentru  $|Z_1|$  s-a folosit relația:  $|Z_1| = \frac{R}{\cos \varphi}$ .

**Autorul consideră comanda prin deplasare de fază cea mai indicată metodă de comandă a invertoarelor rezonante serie.** Controlul buclei de reglare a frecvenței de comandă a întrerupătoarelor, încât să garanteze că ZVS este întotdeauna asigurată, nu trebuie făcută cu o buclă PLL ci prin măsurarea sarcinii transportate de către curentul de sarcină în timpul tranziției ZVS, așa cum este prezentat în capitolul patru.

### 3.2. Comanda fuzzy a invertoarelor rezonante

Dificultatea care apare la analiza, modelarea și elaborarea modului de comandă al invertoarelor rezonante este dată de caracterul neliniar al sistemului reprezentat de inverter și sarcină. Metodele de comandă prezentate până acum presupun o bună cunoaștere a sistemului pentru a obține performanțele dinamice dorite. Ele se bazează în special pe modelul matematic de semnal mic al invertorului. Întrucât modelele de semnal mic se obțin făcând anumite simplificări, ele au validitate limitată. Performanțele lor depind mult de punctul static de funcționare (PSF) în jurul căruia se face liniarizarea, de aceea prezența unor variații ale tensiunii, curentului sau sarcinii face dificilă alegerea unei metode de comandă optime.

O altă abordare este oferită de logica de comandă fuzzy, care nu presupune o modelare matematică precisă și nici calcule complicate. Acest tip de comandă necesită înțelegerea calitativă a funcționării sistemului și capacitatea de a extrage un set de reguli care să caracterizeze funcționarea lui. Controlul fuzzy are avantajul, față de metodele de control clasice că poate realiza comanda și în cazul sistemelor puternic neliniare, cu o dinamică de semnal mare și cu variații pronunțate ale parametrilor. Comanda fuzzy nu realizează de obicei un răspuns de semnal mic mai bun decât cel realizat cu metodele de comandă obișnuite, dar permite o proiectare mai ușoară și o adaptabilitate mai bună. De multe ori trecerea de la un inverter la altul se poate face doar prin schimbarea câtorva factori de scalare. Având în vedere apariția de procesoare de semnal de tip fuzzy proiectarea regulatorului este mult ușurată.

Pentru exemplificarea posibilităților de control fuzzy în domeniul invertoarelor rezonante în figura 3.16 este prezentată schema de principiu a circuitului de control fuzzy al unui inverter cu comandă prin defazarea ramurilor punții invertoare.

Spre deosebire de sistemele de control clasice la care variabilele de intrare pot fi mărimi continue sau discrete, regulatoarele fuzzy au nevoie la intrare ca fiecare variabilă să fie fuzzificată, adică să fie exprimată prin seturi lingvistice cărora li se asociază etichete lingvistice. Intrările regulatorului fuzzy sunt eroarea  $E(k)$  și variația erorii  $\Delta E(k)$ , iar ieșirea regulatorului fuzzy este variația unghiului de comandă  $\Delta\delta(k)$ . Din acesta se obține unghiul de comandă  $\delta(k)$ , care reprezintă mărimea de control a inverterului. „ $k$ ” se referă la valori din perioada  $k$  de comutare. S-a ales ca mărime de ieșire  $\Delta\delta(k)$  și nu  $\delta(k)$ , întrucât prin aceasta se reduce eroarea de regim staționar, dând regulatorului un caracter asemănător unui regulator PI convențional.

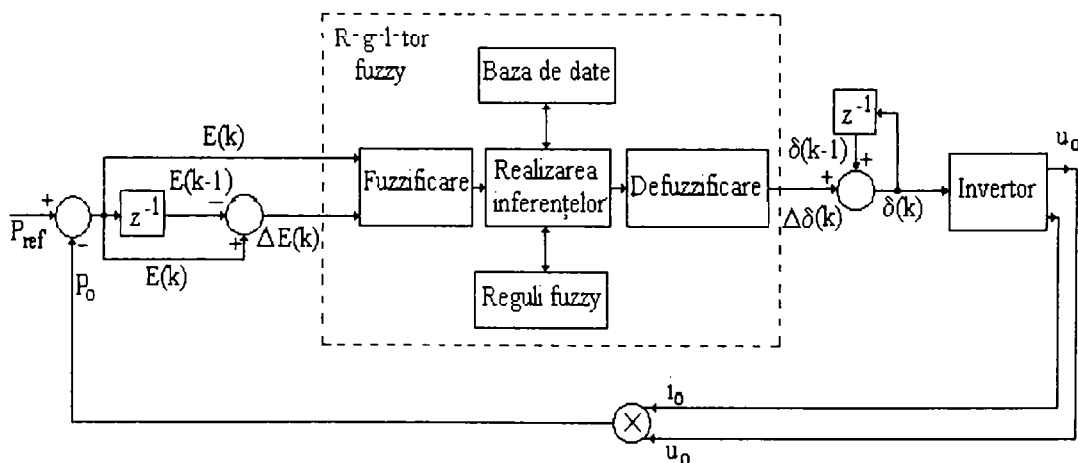


Fig. 3.16. Schema de principiu a regulatorului fuzzy al unui inverter rezonant cu comandă prin defazarea ramurilor punții.

$E$ ,  $\Delta E(k)$  și  $\Delta\delta(k)$  sunt definite cu relațiile:

$$E = P_{\text{ref}} - P_o \quad (3.3)$$

$$\Delta E(k) = E(k) - E(k-1) \quad (3.4)$$

$$\delta(k) = \delta(k-1) + \beta \cdot \Delta\delta(k) \quad (3.5)$$

- în care:
- $P_0$  - puterea de ieșire a invertorului rezonant;
  - $P_{ref}$  - puterea de referință (impusă) a invertorului rezonant;
  - $\delta(k)$  - unghiul de comandă în perioada „k” de comutare;
  - $\beta$  - câștigul regulatorului fuzzy.

După modul în care sunt alese funcțiile de apartenență ale variabilelor regulatorului fuzzy se pot modifica performanțele dinamice ale acestuia. Numărul optim de seturi fuzzy prin care sunt descrise funcțiile de apartenență este cinci sau șapte. Un număr mai mic de seturi fuzzy duce la o scădere a performanțelor de reglare a regulatorului, iar un număr prea mare de seturi fuzzy duce la creșterea nejustificată a complexității regulatorului fuzzy și la pierderea caracterului vag al acestuia.

Realizarea inferențelor necesită existența unui set de reguli fuzzy, alese intuitiv, care să caracterizeze cât mai bine funcționarea invertorului rezonant. Dintre metodele de inferență propuse în literatura de specialitate [93], cea mai potrivită pentru acest domeniu este *metoda de inferență max-min*. După aplicarea metodei de inferență propuse variabila de ieșire este tot o variabilă fuzzy, în timp ce comanda invertorului rezonant necesită o variabilă clasică obținută în urma defuzzificării. Dintre metodele de defuzzificare cea mai folosită este *metoda centrului de greutate*.

După cum se observă controlul fuzzy presupune parcurgerea mai multor etape, fiecare dintre acestea influențând comportarea invertorului rezonant. Modul de alegere a funcțiilor de apartenență pentru variabilele de intrare și ieșire, a setului de reguli fuzzy și a metodei de inferență, precum și a metodei de defuzzificare se face pe baza experienței proiectantului, intuiția acestuia jucând un rol important. Realizarea metodelor de comandă fuzzy este mult ușurată în etapa de proiectare de existența programelor de simulare a controlerelor fuzzy (de exemplu MATLAB/SIMULINK) care permit analiza ușoară a acestora, iar în etapa de implementare de prezența procesoarelor de semnal fuzzy.

### 3.2.1. Realizarea regulatorului fuzzy

Autorul a folosit editorul grafic FUZZY din mediul de programare MATLAB 7.0. După analiza mai multor variante de regulatoare pe care le-a realizat, autorul prezintă patru variante care sunt mai reprezentative (Anexa 6).

#### a) Regulatorul 1

Funcțiile de apartenență ale variabilelor de intrare  $E(k)$ ,  $\Delta E(k)$  și a variabilei de ieșire  $\Delta\delta(k)$  pentru regulatorul 1 sunt prezentate în figura 3.17. Intrările  $E(k)$  și  $\Delta E(k)$  sunt normate cu coeficienții  $k_E$  și  $k_{\Delta E}$ , iar ieșirea  $\Delta\delta(k)$  este normată cu coeficientul  $k_\delta$ .

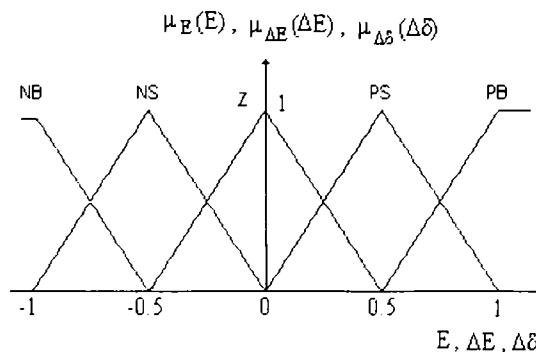


Fig.3.17. Funcțiile de apartenență ale variabilelor  $E$ ,  $\Delta E$ ,  $\Delta\delta$  pentru regulatorul 1.

$\mu_x(x)$  reprezintă funcția de apartenență a variabilei  $x$ . Fiecare funcție de apartenență este descrisă cu cinci seturi fuzzy: negativ mare (NB), negativ mic (NS), zero (Z), pozitiv mic (PS) și pozitiv mare (PB). Cu aceste funcții de apartenență efortul de a obține variabila de ieșire este minim, în timp ce eroarea de regim staționar este nulă. Pentru o anumită pereche de valori la intrare ( $E, \Delta E$ ) numai 4 din cele 25 de reguli fuzzy sunt luate în considerare pentru determinarea lui  $\Delta\delta(k)$ .

Alegerea regulilor de comandă fuzzy este foarte importantă pentru obținerea de către sistem a performanțelor dorite. Pentru scrierea regulilor fuzzy s-au folosit următoarele criterii de reglare:

- 1) Dacă puterea de ieșire este departe de valoarea de referință, atunci variația unghiului de comandă trebuie să fie mare pentru a readuce rapid puterea de ieșire la valoarea dorită.
- 2) Dacă puterea de ieșire a inverterului se apropie încet de valoarea dorită, atunci schimbarea unghiului de comandă trebuie să fie mică.
- 3) Dacă puterea de ieșire a inverterului se apropie rapid de valoarea dorită, atunci unghiul de comandă trebuie să rămână constant pentru a evita oscilațiile ieșirii.
- 4) Dacă valoarea de referință este atinsă, dar puterea de ieșire tinde să se modifice, atunci unghiul de comandă trebuie schimbat puțin încât să prevină devierea puterii de ieșire de la valoarea de referință
- 5) Dacă valoarea de referință este atinsă și puterea de ieșire nu are tendința de schimbare, atunci unghiul de comandă trebuie păstrat neschimbat.
- 6) Dacă eroarea puterii de ieșire este pozitivă atunci schimbarea unghiului de comandă este pozitivă.
- 7) Dacă eroarea puterii de ieșire este negativă atunci schimbarea unghiului de comandă este negativă.

Pe baza criteriilor de reglare prezentate s-a obținut setul de reguli fuzzy prezentat în tabelul 3.2.

Tabelul 3.2. Regulile fuzzy pentru regulatorul 1.

$\Delta E \backslash E$	NB	NS	Z	PS	PB
NB	NB	NB	NB	NS	PS
NS	NB	NS	NS	PS	PS
Z	NB	NS	Z	PS	PB
PS	NS	NS	PS	PS	PB
PB	NS	PS	PB	PB	PB

Suprafața de reglare pentru regulatorul 1 este prezentată în figura 3.18.

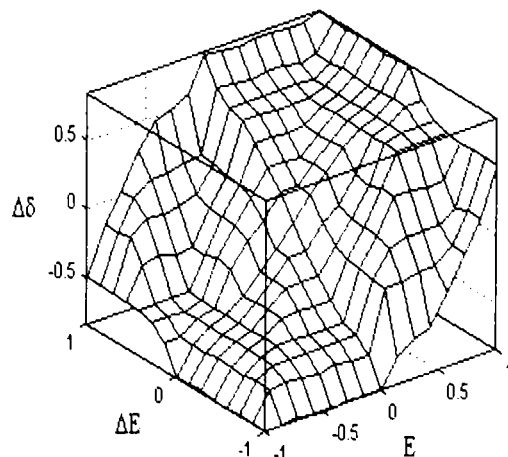


Fig.3.18. Suprafața de reglare a regulatorului 1.



**b) Regulatorul 2**

Funcțiile de apartenență ale variabilelor de intrare  $E(k)$ ,  $\Delta E(k)$  sunt prezentate în figura 3.19 și a variabilei de ieșire  $\Delta\delta(k)$  pentru regulatorul 2 sunt prezentate în figura 3.20. Spre deosebire de regulatorul 1 variabila  $\Delta E(k)$  este fuzzificată folosind numai trei seturi fuzzy. Aceasta scade numărul de calcule necesare, dar scad puțin și performanțele regulatorului așa cum se v-a arăta când se vor prezenta rezultatele simulărilor. Și funcțiile de apartenență ale variabilei  $\Delta\delta(k)$  suferă modificări de formă, fiind mai apropiate de origine.

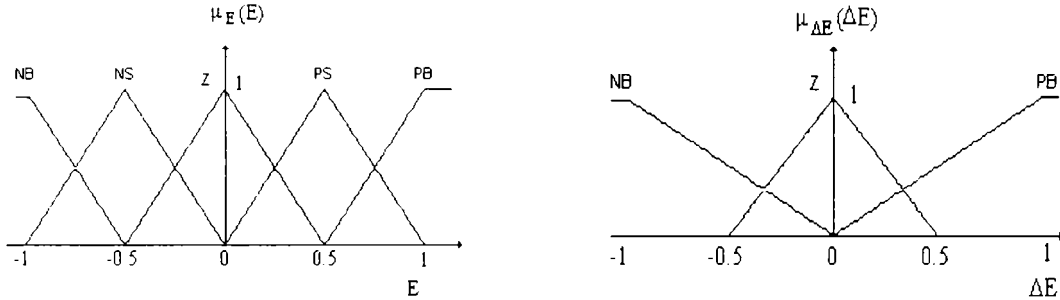
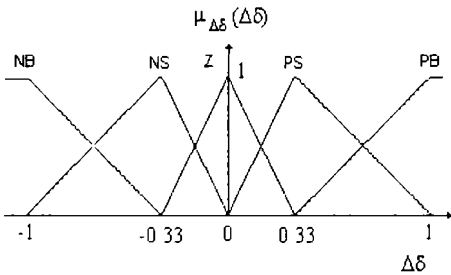


Fig.3.19. Funcțiile de apartenență ale variabilelor  $E$ ,  $\Delta E$  pentru regulatorul 2.



Folosind criteriile prezentate pentru primul regulator se poate obține setul de reguli fuzzy prezentat în Tabelul 3.3.

Fi .3.20. Funcțiile de a artenență ale variabilei  $\Delta\delta(k)$  pentru regulatorul 2

Tabelul 3.3. Regulile fuzzy pentru regulatorul 2.

$\Delta E \backslash E$	NB	NS	Z	PS	PB
NB	NB	NB	NS	PS	PB
Z	NB	NS	Z	PS	PB
PB	NB	NS	PS	PB	PB

Suprafața de reglare pentru regulatorul 2 este prezentată în figura 3.21. Din aceasta se observă caracterul mai vag al regulatorului 2 față de regulatorul 1.

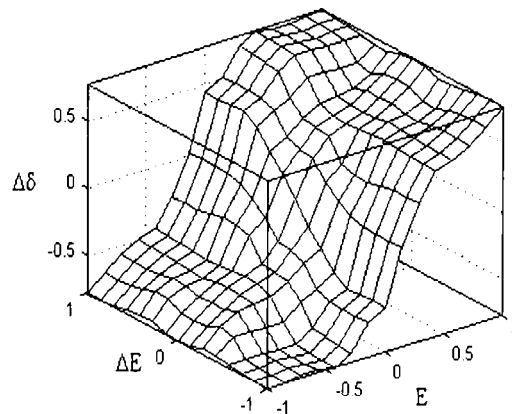


Fig.3.21. Suprafața de reglare a regulatorului 2.

**c) Regulatorul 3**

Funcțiile de apartenență ale variabilelor de intrare  $E(k)$ ,  $\Delta E(k)$  și a variabilei de ieșire  $\Delta\delta(k)$  pentru regulatorul 3 sunt prezentate în figura 3.22.

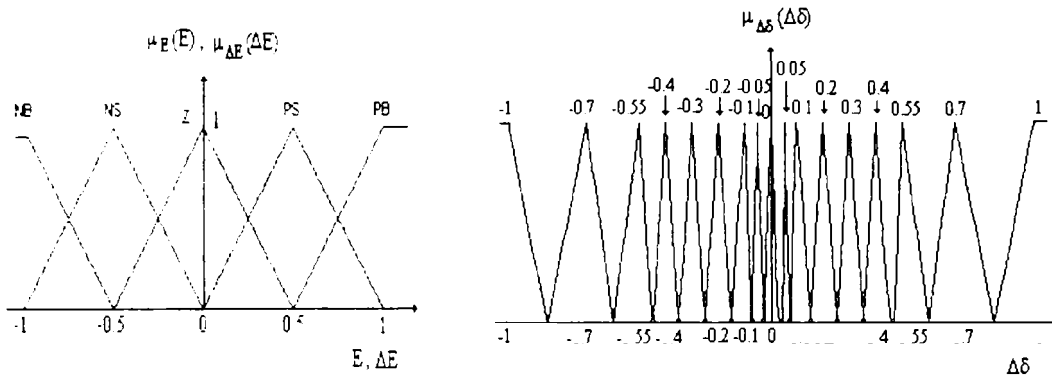


Fig.3.22. Funcțiile de apartenență ale variabilelor  $E$ ,  $\Delta E$ ,  $\Delta\delta$  pentru regulatorul 3.

Spre deosebire de regulatorul 1 și 2 variabila  $\Delta\delta(k)$  este fuzzificată folosind foarte multe seturi fuzzy pentru a obține un răspuns cât mai bun al regulatorului. Datorită numărului mare de seturi fuzzy utilizate pentru a fuzzifica variabila de ieșire  $\Delta\delta(k)$  s-au folosit cifre pentru a le denumi. Această variantă de fuzzificare se poate potriviște mai bine implementării regulatorului fuzzy cu ajutorul procesoarelor de semnal întrucât se pot folosi valori de tip singleton cu care este mai ușor de efectuat calcule.

Folosind aceleași criterii ca și la regulatorul 1 s-a obținut setul de reguli fuzzy prezentat în tabelul 3.4.

Tabelul 3.4. Reguliile fuzzy pentru regulatorul 3.

$\Delta E \backslash E$	NB	NS	Z	PS	PB
NB	-1	-0,55	-0,1	0	0,2
NS	-0,7	-0,3	-0,05	0,05	0,3
Z	-0,4	-0,1	0	0,1	0,4
PS	-0,3	-0,05	0,05	0,3	0,7
PB	-0,2	0	0,1	0,55	1

Suprafața de reglare pentru regulatorul 3 este prezentată în figura 3.23.

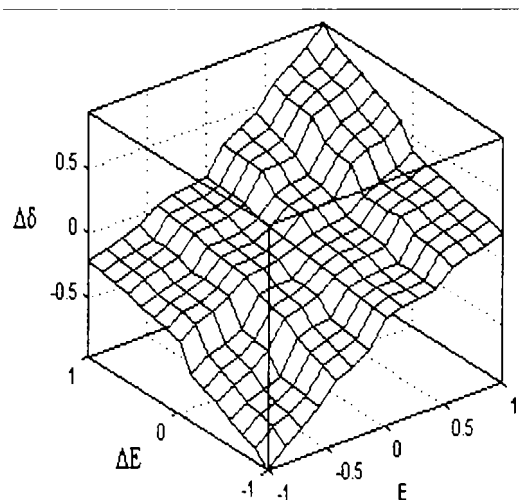


Fig.3.23. Suprafața de reglare a regulatorului 3.

### d) Regulatorul 4

Funcțiile de apartenență ale variabilelor de intrare  $E(k)$ ,  $\Delta E(k)$  și a variabilei de ieșire  $\Delta\delta(k)$  pentru regulatorul 4 sunt prezentate în figura 3.24. Toate variabilele sunt fuzzificate folosind șapte seturi fuzzy. În plus față de reglatoarele anterioare apar seturile fuzzy Negativ Mediu (NM) și Pozitiv Mediu (PM). Așa cum s-a arătat mai sus, din experiența celor care utilizează metoda de comandă fuzzy un număr mai mare de seturi fuzzy pentru variabilele de intrare nu este justificată, deoarece crește mult complexitatea regulatorului obținut fără a obține o creștere prea mare a performanțelor.

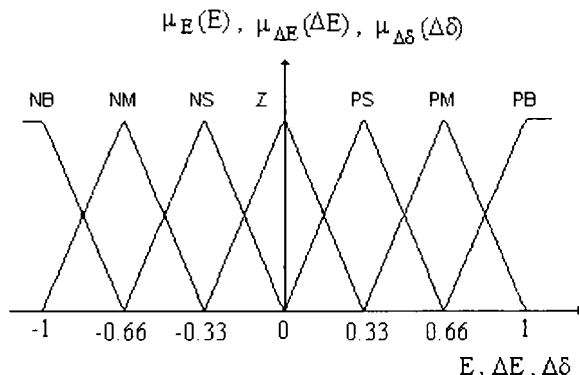


Fig.3.24. Funcțiile de apartenență ale variabilelor  $E$ ,  $\Delta E$ ,  $\Delta\delta$  pentru regulatorul 3.

Setul de reguli fuzzy pentru acest regulator este prezentat în tabelul 3.5. Așa cum se întâmplă și la celelalte reglatoarele prezentate anterior pentru orice pereche de valori ale variabilelor de intrare sunt luate în considerare cel mult patru reguli.

Tabelul 3.5. Reguliile fuzzy pentru regulatorul 4.

$\Delta E \backslash E$	NB	NS	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	Z
NM	NB	NB	NB	NM	NS	Z	PS
NS	NB	NB	NM	NS	Z	PS	PM
Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
PS	NM	NS	Z	PS	PM	PB	PB
PM	NS	Z	PS	PM	PB	PB	PB
PB	Z	PS	PM	PB	PB	PB	PB

Suprafața de reglare pentru regulatorul 4 este prezentată în figura 3.25.

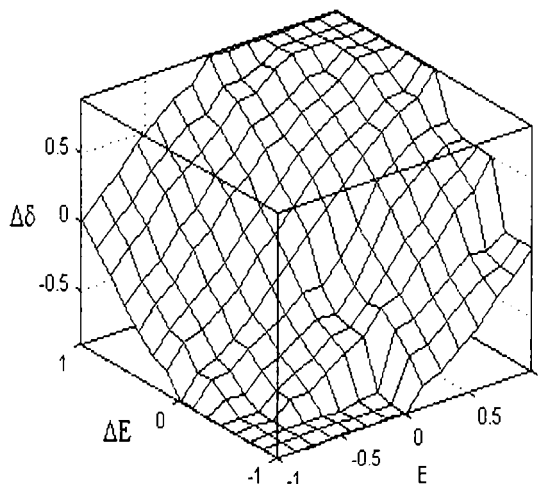


Fig.3.25. Suprafața de reglare a regulatorului 3.

### 3.2.2. Simularea invertoarelor rezonante serie comandate de reglatoare FUZZY

Pornind de la schema de principiu a unui regulator fuzzy propusă în figura 3.16 autorul a realizat în MATLAB / SIMULINK modelul unui inverter rezonant serie cu defazarea ramurilor punții inverteare comandat de un astfel de regulator fuzzy, așa cum se prezintă în figura 3.26. Se observă din figura 3.26 că intrările  $E(k)$  și  $\Delta E(k)$  sunt scalate cu coeficienții  $k_E$  și  $k_{\Delta E}$ , iar ieșirea  $\Delta\delta(k)$  este scalată cu coeficientul  $k_\delta$ , așa cum s-a precizat la prezentarea reglatoarelor fuzzy.

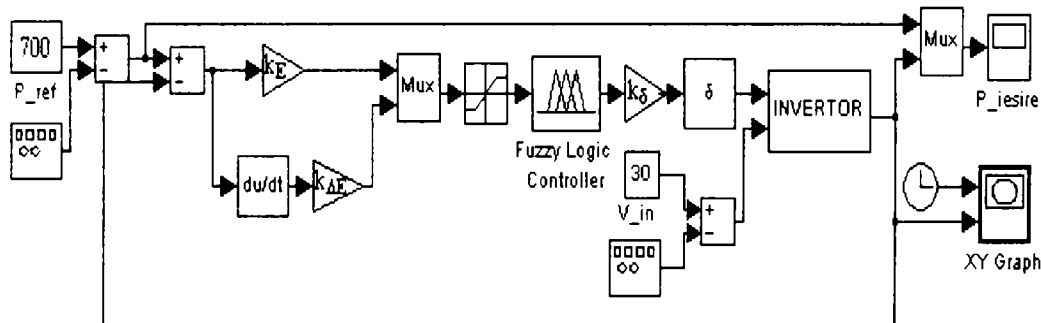


Fig.3.26. Inverter rezonant serie comandat de regulator fuzzy.

Inverterul rezonant serie cu comanda defazată a ramurilor punții inverteare este înlocuit cu modelul prezentat în capitolul 4 (figura 4.3), iar implementarea cu elemente SIMULINK este dată în figura 3.27 a). Relația (3.5) pentru calculul unghiului de comandă  $\delta$  este materializată folosind un circuit de întârziere, așa cum este prezentat în figura 3.27 b).

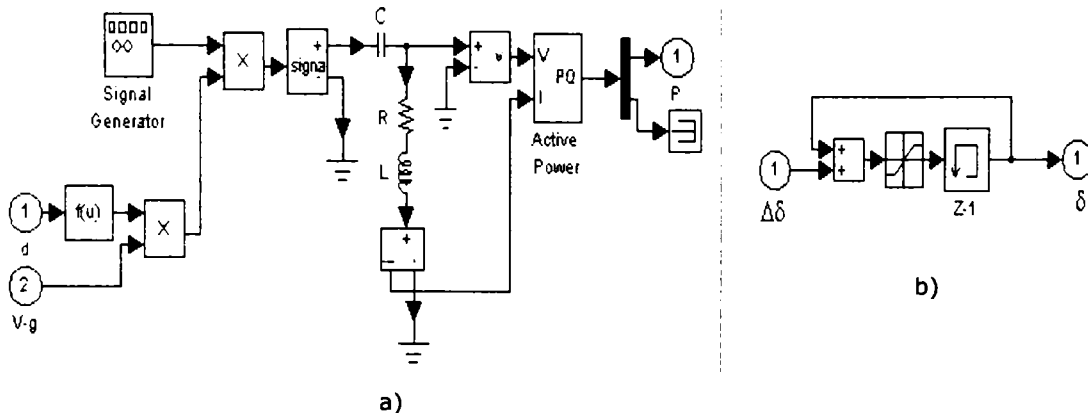


Fig. 3.27. Detalii ale implementării invertoarelor:

a) Implementarea modelului matematic al invertoarelor; b) Calculul unghiului de comandă.

Parametrii invertoarelor analizate sunt:  $R=0,6 \Omega$ ;  $L=19,4\mu H$ ;  $C=880nF$ ;  $Q=7,88$ ;  $U_d=30V$ ;  $P_{ref} = 700W$ ;  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 2nF$ . Pentru cele patru reglatoare propuse autorul a căutat combinația coeficienților care asigură cel mai bun timp de răspuns al invertoarelor, fără a avea oscilații. Combinația coeficienților și performanțele invertoarelor pentru cele patru tipuri de reglatoare fuzzy sunt prezentate în tabelul 3.6.

Tabelul 3.6. Valorile optime ale coeficienților obținuți din simulare în MATLAB.

Parametri	$k_E$	$k_{\Delta E}$	$k_\delta$	Suprareglaj	Timp de stabilire
Unități de măsură		$\times 10^{-8}$		[%]	[ms]
Regulator 1	0,0022	0,1	0,005	0	0,65
Regulator 2	0,002	1	0,005	0,5	0,85
Regulator 3	0,0075	10	0,004	0,5	1,1
Regulator 4	0,003	0,1	0,0055	0	0,5

Simulările au urmărit comportarea reguletoarelor fuzzy la diverse perturbații care pot să apară în timpul funcționării invertoarelor. Au fost studiate răspunsurile celor patru reguletoare la variații tip treaptă ale puterii de referință, respectiv ale tensiunii de alimentare. Rezultatele obținute pentru variația puterii de referință sunt prezentate în figura 3.28. Se observă că toate reguletoarele răspund corect la aceste perturbații, dar performanțele lor sunt diferite. Cel mai bun răspuns, așa cum s-a anticipat este oferit de **regulatorul 4**, care folosește pentru fuzzificarea variabilelor câte șapte seturi fuzzy.

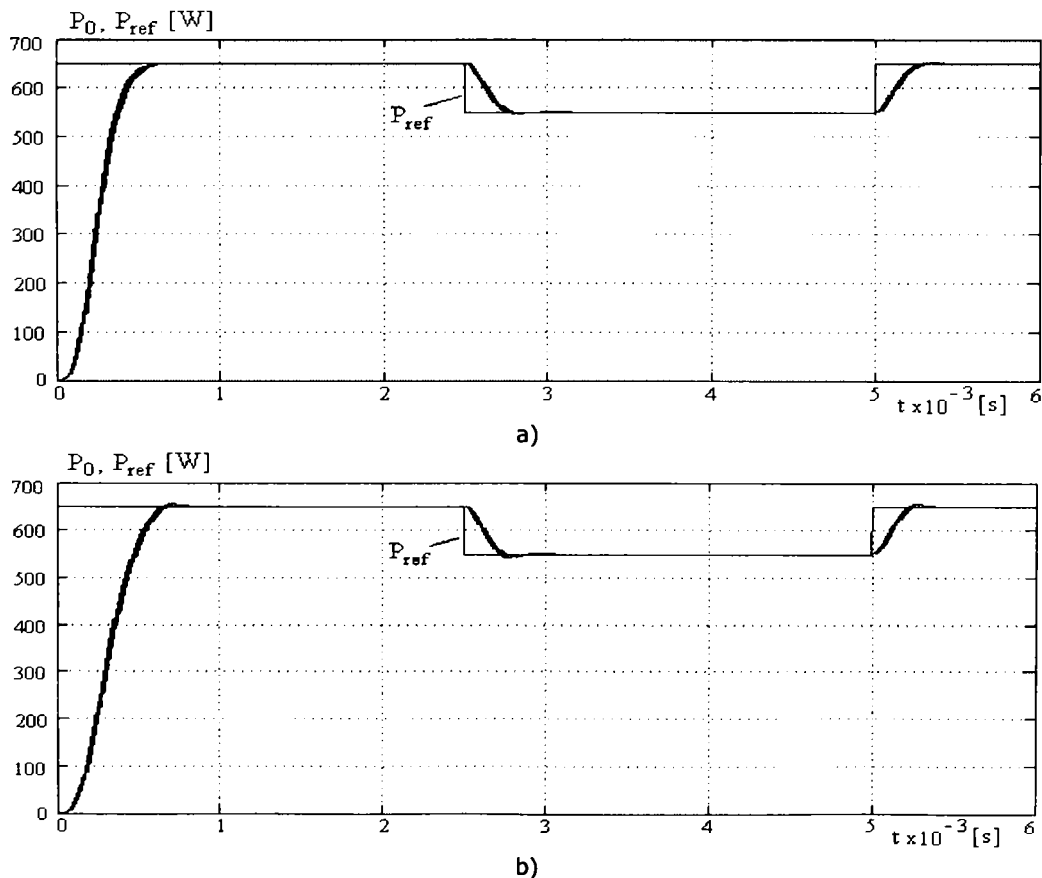


Fig. 3.28. (Continuă pe pagina următoare).

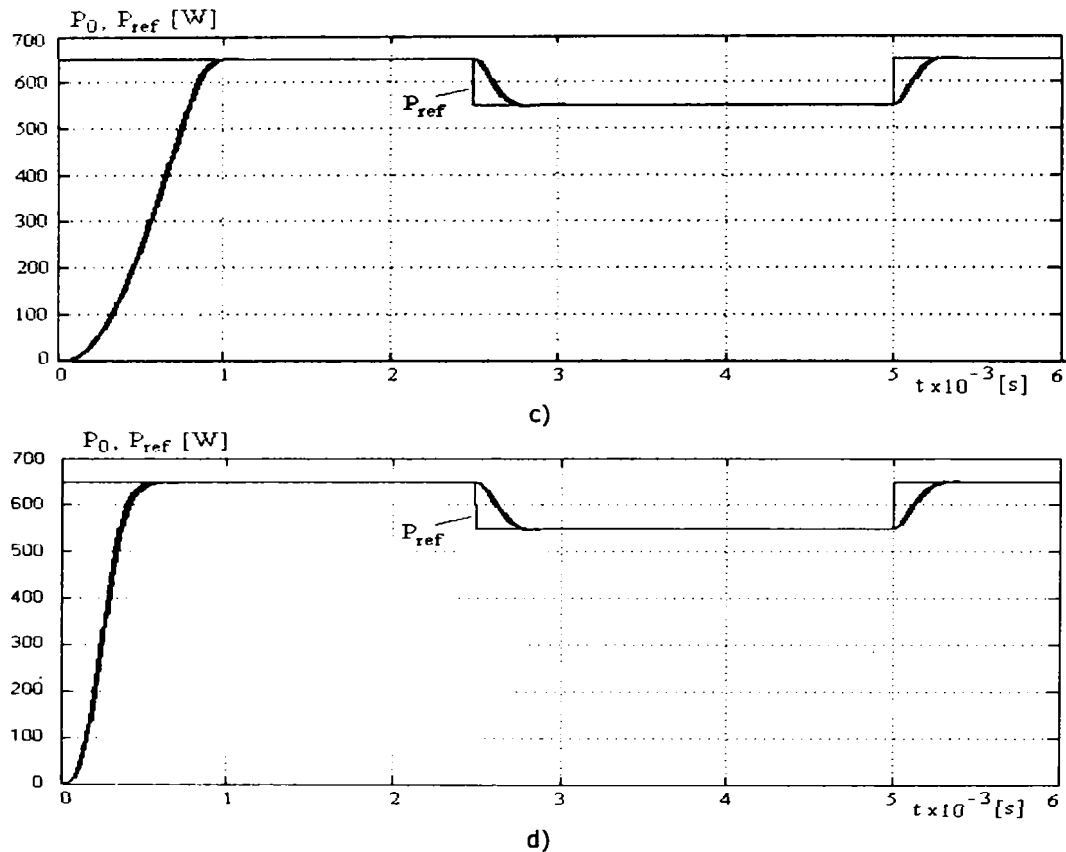


Fig. 3.28. Răspunsurile celor patru reglatoare fuzzy la variații ale puterii de referință:  
 a) – regulatorul 1; b) – regulatorul 2; c) – regulatorul 3; d) – regulatorul 3.

Al doilea regulator ca performanțe este **regulatorul 1**, care folosește cinci seturi fuzzy pentru fuzzificarea variabilelor, și care oferă un timp de răspuns puțin mai mare. **Regulatorul 2** pierde din performanțe în comparație cu **regulatorul 1** datorită simplificărilor care au fost efectuate, așa cum s-a prezentat la subcapitolul 3.2.1 și cum s-a anticipat. Cel mai slab răspuns este oferit de **regulatorul 3**, cu toate că oferă unele avantaje la implementarea practică cu procesoare de semnal. Variațiile unghiului de comandă pentru cele patru reglatoare sunt prezentate în figura 3.29.

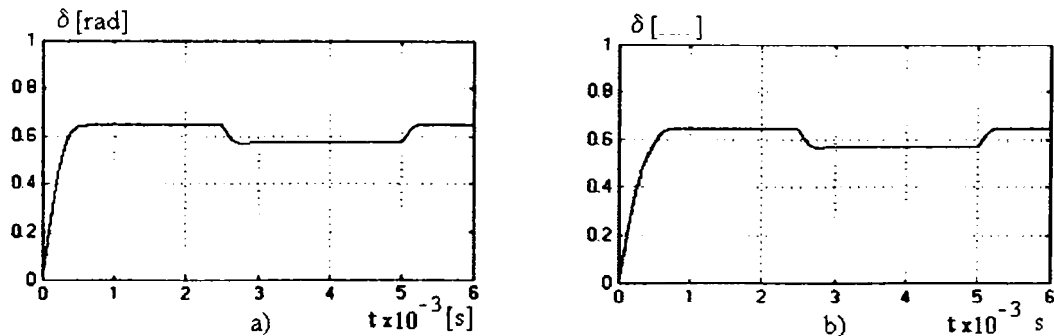


Fig. 3.29. (Continuă pe pagina următoare).

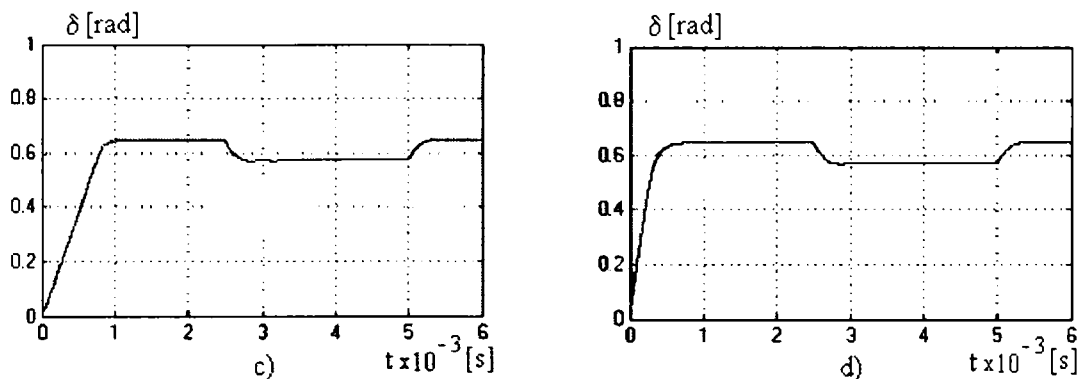


Fig.3.29. Variația unghiului de comandă corespunzător celor patru regulatoare fuzzy:  
a) - regulatorul 1; b) - regulatorul 2; c) - regulatorul 3; d) - regulatorul 3.

Rezultatele simulărilor la variații ale tensiunii de alimentare sunt prezentate în figura 3.31.

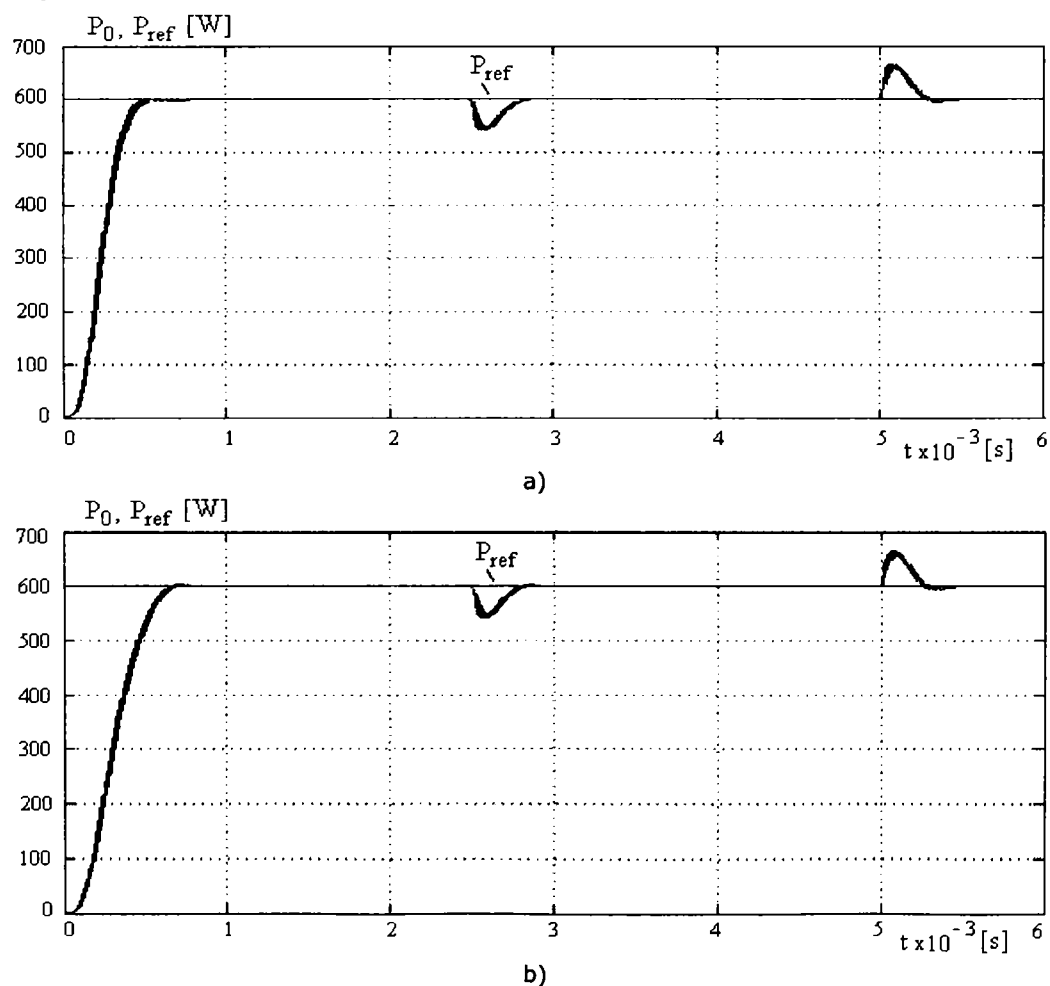


Fig. 3.30 (Continuă pe pagina următoare).

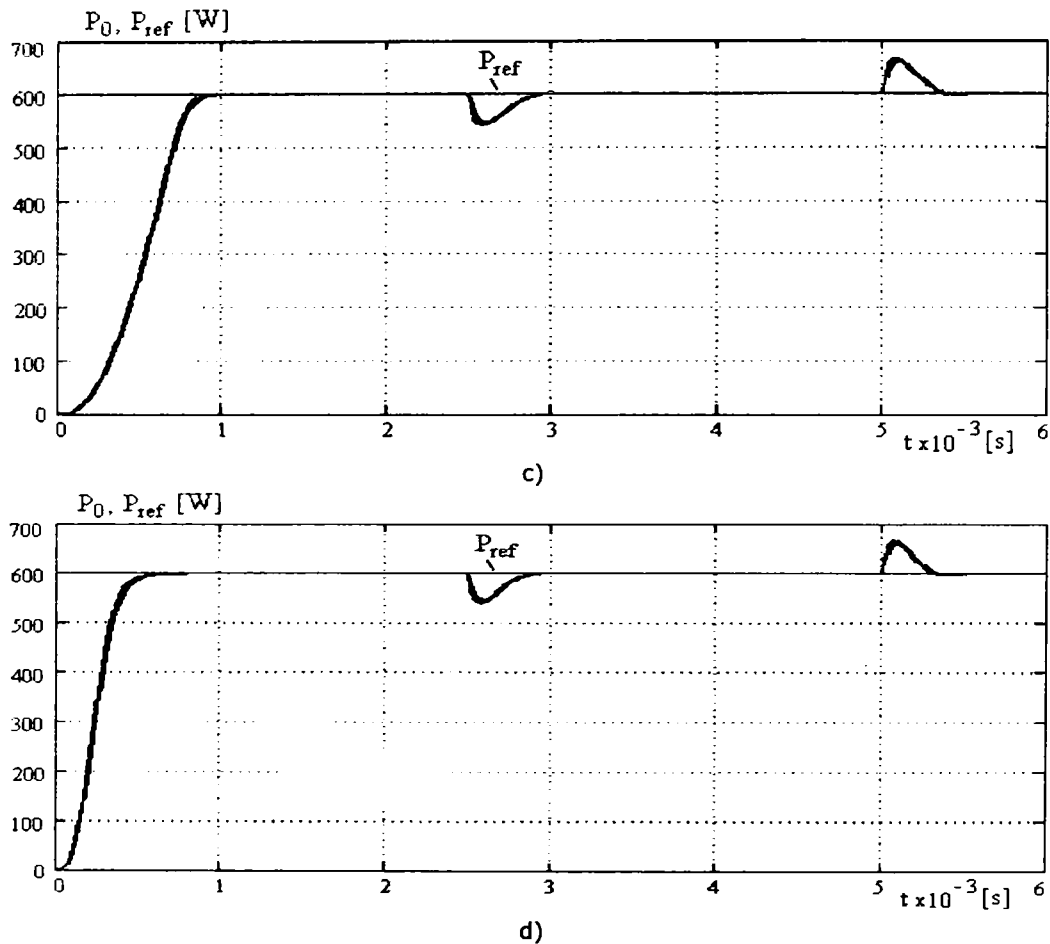


Fig. 3.30. Răspunsurile celor patru regulatoare fuzzy la variații ale tensiunii de alimentare: a) – regulatorul 1; b) – regulatorul 2; c) – regulatorul 3; d) – regulatorul 3.

Și din aceste grafice se observă că se păstrează concluziile obținute mai sus referitoare la cele patru regulatoare fuzzy. Variația tensiunii de alimentare care a fost considerată și variațiile unghiului de comandă pentru cele patru regulatoare la această perturbație sunt prezentate în figura 3.31.

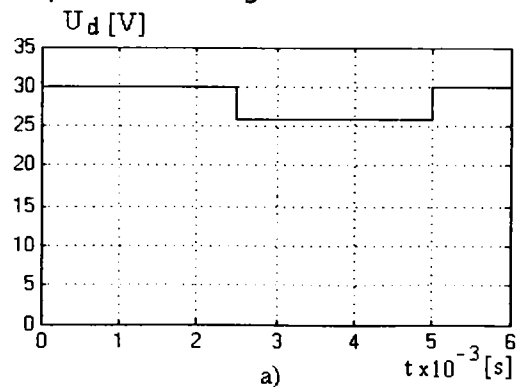


Fig. 3.31. (Continuă pe pagina următoare).



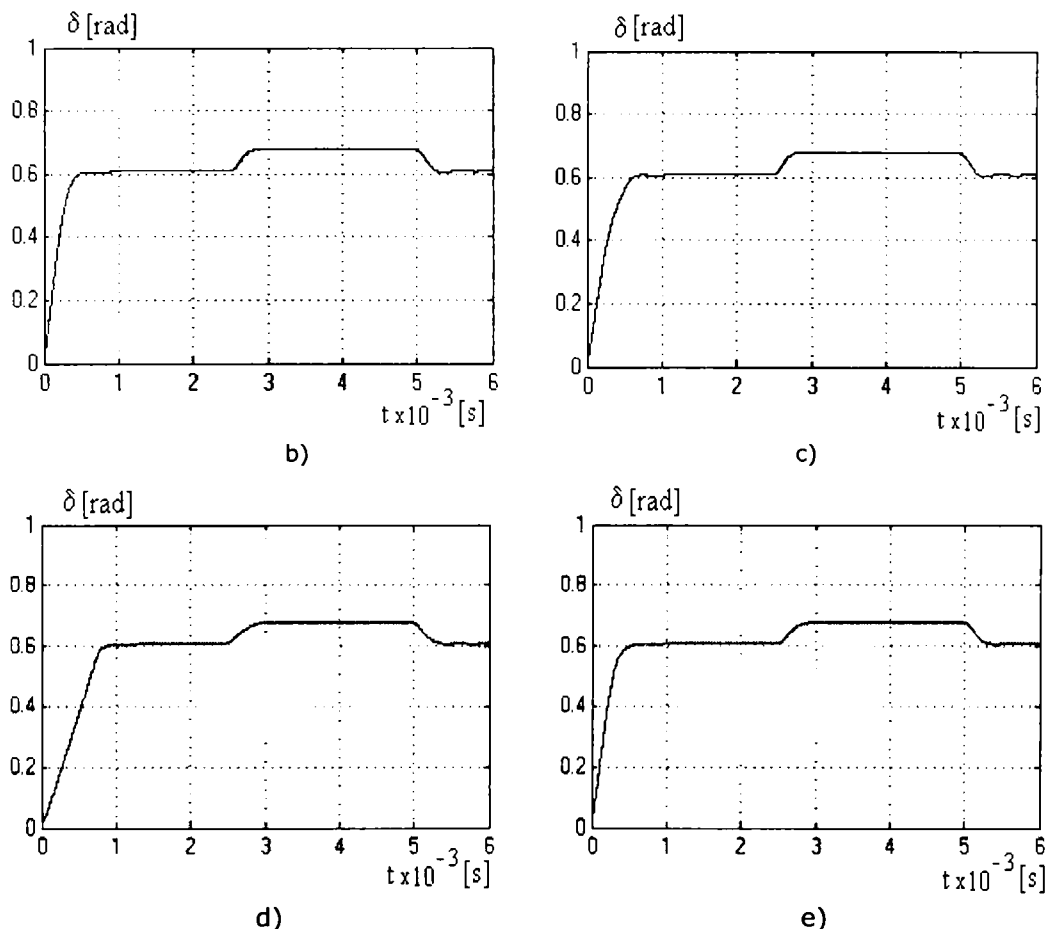
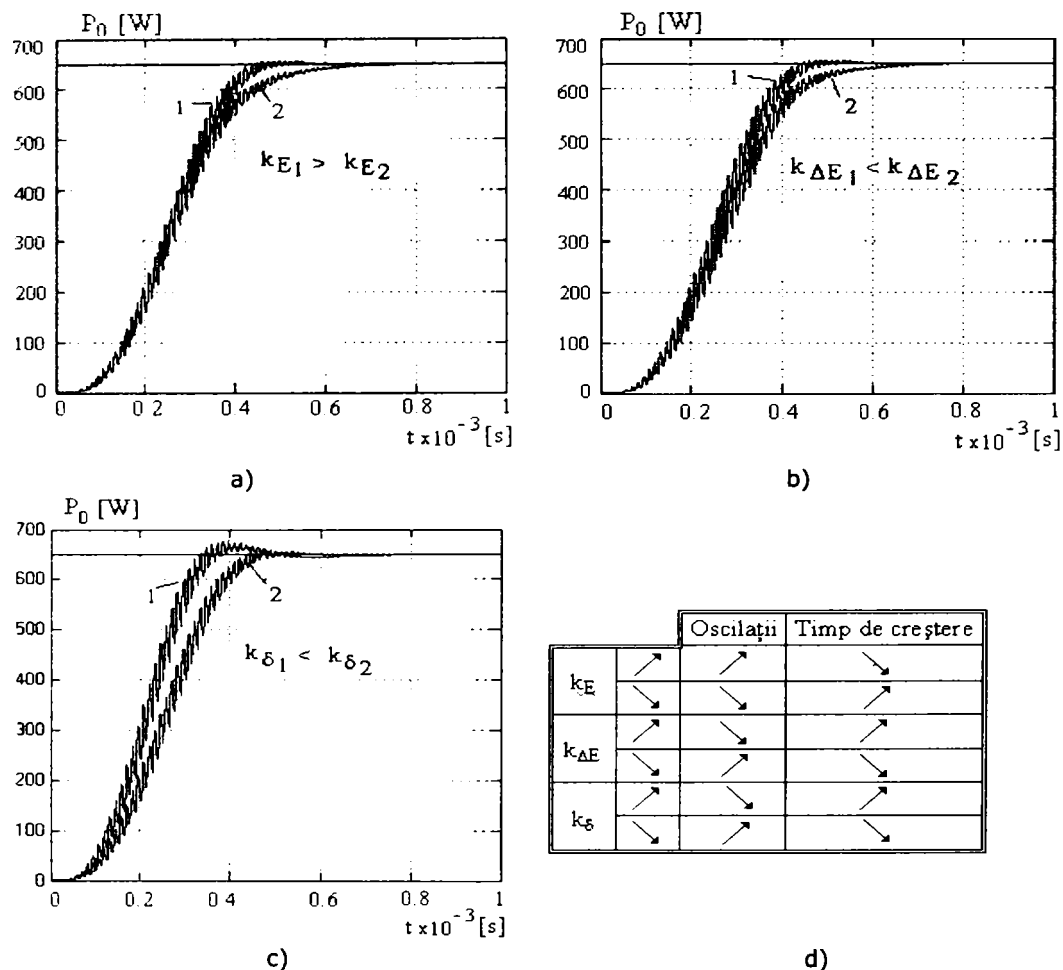


Fig.3.31. Variația unghiului de comandă corespunzător celor patru regulatoare fuzzy la variații ale tensiunii de intrare: a) – variația de 15 % a tensiunii de alimentare; b) – regulatorul 1; c) – regulatorul 2; d) – regulatorul 3; e) – regulatorul 3.

Pentru regulatorul 4, care a rezultat că este cel mai performant, autorul a studiat influența modificărilor coeficienților  $k_E$ ,  $k_{\Delta E}$  și  $k_\delta$  asupra performanțelor regulatorului. Pentru exemplificare sunt prezentate în figura 3.32 rezultatele obținute pentru două valori diferite ale fiecărui coeficient. Creșterea coeficientului  $k_E$  duce la scăderea timpului de stabilire și încurajează apariția regimului oscilant. Creșterea coeficientului  $k_{\Delta E}$  duce la creșterea timpului de stabilire și descurajează apariția regimului oscilant. Creșterea coeficientului  $k_\delta$  duce la scăderea timpului de stabilire și încurajează apariția regimului oscilant. Aceste concluzii au fost sintetizate în figura 3.32 d). Pe baza acestor concluzii se poate proceda la alegerea coeficienților optimi pentru un anumit regulator fuzzy. Pentru început este bine să se aleagă coeficientul  $k_E$  astfel încât pentru o anumită eroare maximă considerată să asigure normalizarea acesteia. Se continuă cu alegerea coeficientului  $k_\delta$  astfel încât să se obțină un timp de stabilire cât mai mic, chiar dacă apar mici oscilații care vor fi corectate prin alegerea coeficientului  $k_{\Delta E}$ .

Fig. 3.32. Influența modificărilor coeficienților  $k_E$ ,  $k_{\Delta E}$  și  $k_\delta$ :

a) – coeficientul  $k_E$ ; b) – coeficientul  $k_{\Delta E}$ ; c) – coeficientul  $k_\delta$ ; d) – tabelul cu influențe.

Pe baza rezultatelor obținute se poate afirma că metoda de comandă fuzzy este foarte indicată pentru comanda surselor de alimentare a instalațiilor de încălzire inductivă, performanțele obținute justificând această concluzie.

### 3.3. Concluzii

În acest capitol autorul prezintă contribuțiile proprii la studierea metodelor de comandă ale invertoarelor rezonante. În domeniul clasic de comandă posibilitățile de a propune noi metode de comandă sunt limitate. Din această cauză autorul și-a orientat preocupările sale spre perfecționarea metodelor de comandă existente.

O atenție deosebită a acordat-o metodei de comandă a invertoarelor rezonante serie prin defazarea ramurilor punții invertoare, pe care o consideră cea mai importantă metodă clasică de comandă pentru domeniul încălzirii prin inducție electromagnetică. **Pentru această metodă de comandă autorul a realizat un studiu amănunțit privind condițiile în care comutațiile întrerupătoarelor de putere au loc la tensiune zero (regim ZVS).** Au fost studiate două moduri de

defazare ale semnalelor de comandă ale celor patru întrerupătoare. Pentru aceasta a fost folosit mediul de simulare ORCAD. Pe baza formelor de undă obținute s-au stabilit că există zece configurații distincte pe parcursul unei perioade de comutație, atât pentru regimul de comutație ZVS cât și pentru regimul de comutație non-ZVS. În regim non-ZVS sunt două întrerupătoare de putere la care comutație se face la tensiune diferită de zero, adică cu pierderi mai mari de putere, ceea ce poate duce la încălzirea și distrugerea lor. **Au fost identificate mărimile care influențează regimul de comutație al întrerupătoarelor** și pe baza simulărilor în ORCAD **au fost determinate valorile limită ale acestor mărimi**, valori care despart regimul de comutație non-ZVS de regimul ZVS. Cele patru mărimi prin care se poate stabili regimul de comutație în care se găsește inverterul rezonant sunt: perioada de comutație ( $T_c$ ) (sau frecvența de comutație), amplitudinea curentului de sarcină ( $I_{0m}$ ), defazajul dintre tensiunea și curentul de sarcină ( $\varphi$ ) și timpul de descărcare al condensatoarelor snubber ( $t_d$ ). Concluzia generală care se desprinde este că pentru a avea un regim ZVS de comutație al întrerupătoarelor de putere este necesar ca toate mărimile indicate să se găsească în regiunea "Regim ZVS". Dacă oricare dintre mărimile prezentate se găsește în regiunea "regim non-ZVS" comutația a două întrerupătoare are loc în regim non-ZVS

Având în vedere că invertoarele rezonante folosite ca surse de alimentare ale instalațiilor de încălzire prin inducție sunt sisteme neliniare, cu o dinamică de semnal mare și cu variații pronunțate ale parametrilor, există dificultăți mari în elaborarea metodei lor de comandă în varianta clasică, întrucât aceasta presupune determinarea modelelor de semnal cât mai exacte ale inverterului, ceea ce este o operație foarte dificilă. Spre deosebire de aceste metode de comandă clasice, metoda de comanda fuzzy are avantajul că nu presupune o modelare matematică precisă și nici nu cere calcule complicate, ci numai înțelegerea calitativă a funcționării sistemului și capacitatea de a extrage reguli care să caracterizeze funcționarea lui.

**Autorul a propus un circuit de comandă fuzzy** pentru un inverter rezonant serie cu comandă prin defazarea ramurilor punții invertoare. De asemenea **a conceput mai multe variante de regulator fuzzy dintre care a reținut patru variante**, pe care le-a analizat prin simulare în MATLAB folosind editorul grafic FUZZY și toolbox-ul SIMULINK. **A stabilit criteriile de reglare pentru un inverter rezonant serie** și pe baza acestora **a scris regulile fuzzy care guvernează funcționarea acestor regulatoare**. Cele patru regulatoare diferă prin modul de fuzzificare al variabilelor de intrare și ieșire și prin regulile fuzzy care le guvernează. Pentru ușurarea implementării lor practice, variabilele sunt scalate cu coeficienți de scalare, care permit adaptarea lor mai ușoară de la o aplicație la alta. În urma simulărilor, s-au stabilit performanțele celor patru regulatoare fuzzy, rezultând concluzii utile privind proiectarea unui astfel de regulator. A fost studiată comportarea acestor regulatoare la perturbații ale puterii impuse și ale tensiunii de alimentare, rezultând comportări bune ale regulatoarelor fuzzy pentru astfel de situații. **De asemenea autorul a stabilit reguli de alegere a coeficienților de scalare**, pentru alegerea valorilor optime ale acestora, determinând aceste valori pentru aplicația pe care a studiat-o.

Rezultatele obținute în acest capitol au fost valorificate de către autor prin publicarea lucrărilor științifice [123] și [128].

## 4. MODELAREA INVERTOARELOR REZONANTE SERIE FOLOSIND METODA DESCOMPUNERII ÎN SERII TRIGONOMETRICE

În cadrul acestui capitol autorul prezintă modul de obținere a modelului de semnal mare și a celui de semnal mic al unui inverter rezonant serie cu comandă prin defazarea ramurilor punții inverteoare utilizând metoda descompunerii în serii trigonometrice. Aceste modele conțin atât partea de putere cât și buclele de control ale frecvenței, respectiv puterii. Modelul de semnal mare este studiat folosind programe proprii scrise în MathCAD, fiind determinat răspunsul inverterului la trei nivele de putere diferite. Modelul de semnal mic al inverterului este implementat în PSPICE și ORCAD și pe baza simulărilor efectuate sau putut prezenta o serie de concluzii utile în proiectarea inverteoarelor rezonante serie. Analiza modelului de semnal mic este realizată pentru diversele regimuri de funcționare care pot să apară în timpul utilizării acestor inverteoare rezonante și s-a arătat legătura dintre parametrii modelului de semnal mic și punctul static de funcționare al inverterului. S-a studiat influența modificărilor pe care le suferă parametrii sarcinii în timpul încălzirii asupra stabilității inverterului. Concluziile obținute sunt utile pentru proiectarea reguletoarelor buclelor de reglare ale frecvenței și puterii. De asemenea este prezentată comportarea inverterului rezonant la perturbații.

Pentru obținerea modelului complet al unui inverter rezonant serie autorul a plecat de la rezultatele prezentate în [38] în care sunt prezentate bazele matematice ale modelării inverteoarelor rezonante folosind aproximarea variabilelor de stare prin componenta lor fundamentală.. În acel articol puterea de ieșire a inverterului este modificată prin modularea în durată a semnalelor de comandă în timp ce autorul a ales ca metodă de comandă cea care folosește defazarea ramurilor punții inverteoare, întrucât este cea mai eficientă pentru inverteoarele rezonante serie, așa cum s-a prezentat în capitolul trei. În figura 4.1 se prezintă circuitul de putere al unui inverter rezonant serie.

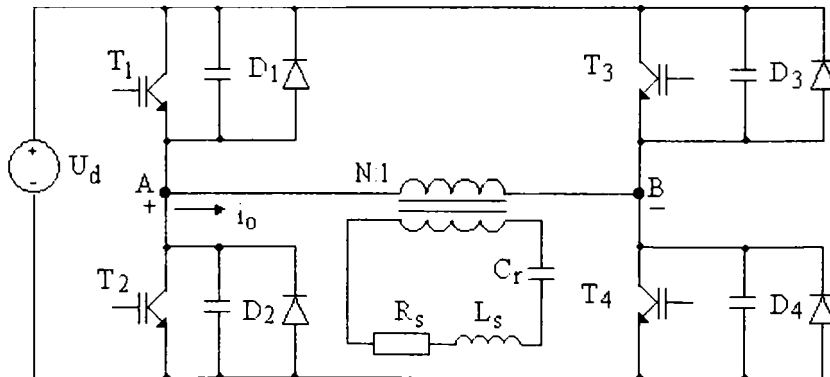


Fig.4.1. Circuitul de putere al unui inverter rezonant serie.

Pentru a putea funcționa la frecvențe de ordinul zecilor de KHz la implementarea întrerupătoarelor de putere s-au folosit IGBT-uri, deoarece acestea se comportă bine la astfel de frecvențe de comutare. În figura 4.1 semnificația mărimilor este următoarea:  $L_s$ ,  $R_s$  sunt inductanța, respectiv rezistența echivalentă ansamblului inductor- corp de încălzit, iar  $C_r$  – capacitatea rezonantă;

Cele patru tranzistoare,  $T_1 \div T_4$ , sunt comandate cu semnale de comandă având un factor de umplere egal cu 0,5 și frecvența  $f_c$  puțin mai mare decât

frecvența de rezonanță  $f_0$ , care are expresia:  $f_0 = \frac{1}{2n\sqrt{L_s C_r}}$ .

Când lucrează peste frecvența de rezonanță, curentul de sarcină,  $i_o$ , întârzie față de tensiunea cvasi-dreptunghiulară  $u_{AB}$ . Diodele de nul conduc curentul de sarcină după ce capacitățile de ieșire ale IGBT-urilor sunt descărcate. În timpul acestei perioade de conducție a diodelor, IGBT-urile pot fi aduse în conducție la tensiune zero. Comutarea la tensiune zero (ZVS), care asigură pierderi mici de putere în timpul comutației, trebuie asigurată în toate momentele pentru a preveni posibile distrugerii ale tranzistoarelor.

Puterea de ieșire a inverterului este reglată prin modificarea **defazajului ( $\delta$ )** între semnalele de comandă ale întrerupătoarelor  $T_1$  și  $T_4$ , respectiv  $T_2$  și  $T_3$ . Tensiunea care rezultă între punctele A și B are o formă de undă cvasi-dreptunghiulară cu factor de umplere  $d = 1 - \frac{\delta}{\pi}$ . Dacă frecvența de comutare este

păstrată constantă și apropiată de cea de rezonanță comutația la tensiune zero (ZVS) poate fi pierdută pentru valori mari ale lui  $\delta$ , deoarece curentul de sarcină devine pozitiv înainte de intrarea în conducție a lui  $T_4$ , respectiv  $T_3$ . Pentru a preveni pierderea ZVS, circuitul de control crește frecvența de comutare astfel încât să

permită obținerea unui curent negativ înainte de intrarea în conducție a lui  $T_2$ , respectiv  $T_3$ , asigurând o descărcare completă a capacităților de ieșire ale IGBT-urilor.

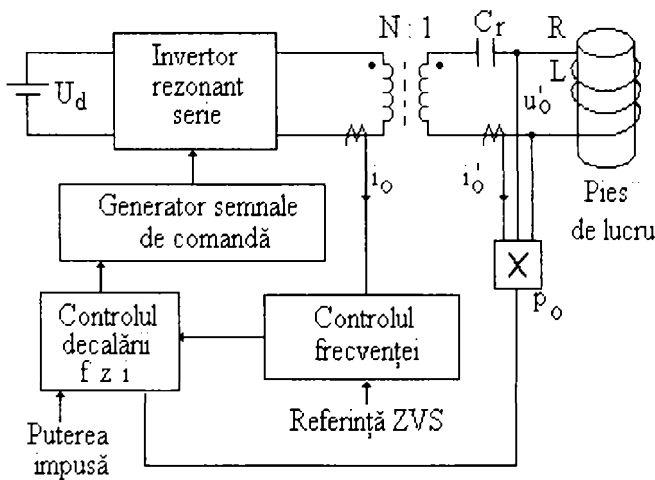


Fig.4.2. Schema bloc a buclor de control ale inverterului.

stabili cât de departe față de rezonanță trebuie să lucreze inverterul pentru a menține ZVS.

#### 4.1. Determinarea modelului de semnal mare al circuitului de putere

Pentru obținerea modelului de semnal mare al circuitului de putere se folosește metoda descompunerii funcțiilor periodice în serii trigonometrice [83]:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cdot \cos(k \cdot \omega \cdot t) + b_k \cdot \sin(k \cdot \omega \cdot t)) \quad (4.1)$$

În cazul invertoarelor rezonante, datorită selectivității naturale a circuitului de sarcină, la factori de calitate  $Q$  suficient de mari, componentele cu frecvență mare din spectrul tensiunii și curentului de ieșire sunt mult atenuate, astfel încât se pot face, cu erori mici, aproximațiile:

$$u_C(t) \cong u_{C_C}(t) \cdot \cos(\omega_c t) + u_{C_S}(t) \cdot \sin(\omega_c t) \quad (4.2)$$

$$i_0(t) \cong i_{0_C}(t) \cdot \cos(\omega_c t) + i_{0_S}(t) \cdot \sin(\omega_c t) \quad (4.3)$$

în care  $u_{C_C}$  și  $i_{0_C}$  reprezintă componentele cosinusoidale ale tensiunii și curentului de ieșire, iar  $u_{C_S}$  și  $i_{0_S}$  reprezintă componentele sinusoidale.

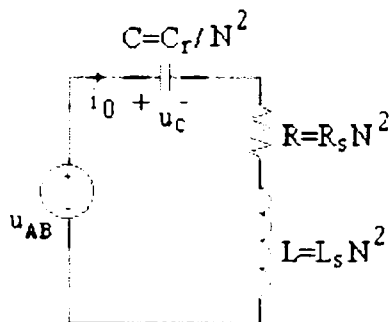


Fig.4.3. Circuitul echivalent al părții de putere a invertoarelor

Deoarece frecvența de comandă a tranzistoarelor este foarte apropiată de frecvența de rezonanță a circuitului de sarcină se poate afirma că circulația curentului de sarcină este puțin afectată de comutația tranzistoarelor. În aceste condiții circuitul de putere al invertoarelor rezonante serie cu defazarea ramurilor punții invertoare poate fi reprezentat de către circuitul echivalent din figura 4.3. Din cauza acestor aproximații asupra circuitului de putere al invertoarelor și a aproximării armonice a tensiunilor și curenților modelul care va fi obținut este un model mediat.

Folosind legea a doua a lui Kirchhoff pentru circuitul din figura 4.3 se pot scrie ecuațiile:

$$C \cdot \frac{du_C}{dt} = i_0 \quad (4.4)$$

$$L \cdot \frac{di_0}{dt} + u_C + i_0 \cdot R = u_{AB} \quad (4.5)$$

Înlocuind în relațiile (4.4) și (4.5) valorile aproximative ale tensiunii de pe condensator și curentului de sarcină din (4.2) și (4.3) se obține:

$$C \cdot \left( \frac{du_{C_C}}{dt} \cos(\omega_c t) + \frac{du_{C_S}}{dt} \cdot \sin(\omega_c t) \right) = -C \cdot \omega_c u_{C_S} \cdot \cos(\omega_c t) + C \cdot \omega_c u_{C_C} \cdot \sin(\omega_c t) + i_{0_C} \cdot \cos(\omega_c t) + i_{0_S} \cdot \sin(\omega_c t) \quad (4.6)$$

$$L \cdot \left( \frac{di_{0_C}}{dt} \cos(\omega_c t) + \frac{di_{0_S}}{dt} \cdot \sin(\omega_c t) \right) = -L \cdot \omega_c i_{0_S} \cdot \cos(\omega_c t) + L \cdot \omega_c i_{0_C} \cdot \sin(\omega_c t) - u_{C_C} \cdot \cos(\omega_c t) - u_{C_S} \cdot \sin(\omega_c t) - R(i_{0_C} \cdot \cos(\omega_c t) + i_{0_S} \cdot \sin(\omega_c t)) + u_{AB} \quad (4.7)$$

Aproximând tensiunea de intrare  $u_{AB}$  prin componenta fundamentală a acesteia putem scrie:

$$u_{AB} \cong \frac{4}{n} U_d \cdot \sin\left(\frac{n-\delta}{2}\right) \cdot \sin(\omega t) = \frac{4}{n} U_d \cdot \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \cdot \sin(\omega t) = u_{\delta} \cdot \sin(\omega t) \quad (4.8)$$

în care  $\delta$  reprezintă unghiul cu care sunt întârziate semnalele de comandă ale tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_4$  față de semnalele de comandă ale tranzistoarelor  $T_2$  și  $T_3$  sau unghiul de comandă.

Dacă se înlocuiește relația (4.8) în (4.7) și se separă componentele care conțin termenii de forma  $\cos(\omega_c t)$  de cei care conțin termenii de forma  $\sin(\omega_c t)$ , putem descompune (4.6) și (4.7) în patru ecuații:

- termenii cu  $\cos(\omega_c t)$ :

$$\frac{du_{C_c}}{dt} = \frac{i_{0_c}}{C} - \omega_c u_{C_s} \quad (4.9)$$

$$\frac{di_{0_c}}{dt} = -u_{C_c} \frac{1}{L} - i_{0_c} \frac{R}{L} - \omega_c i_{0_s} \quad (4.10)$$

- termenii cu  $\sin(\omega_c t)$ :

$$\frac{du_{C_s}}{dt} = \frac{i_{0_s}}{C} + \omega_c u_{C_c} \quad (4.11)$$

$$\frac{di_{0_s}}{dt} = -u_{C_s} \frac{1}{L} - i_{0_s} \frac{R}{L} + \omega_c i_{0_c} + \frac{4}{n} u_d \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \cdot \frac{1}{L} \quad (4.12)$$

Variabila de ieșire este puterea medie pe rezistență:

$$p_o = \frac{R \cdot i_o^2}{2} = \frac{R}{2} (i_{0_c}^2 + i_{0_s}^2) \quad (4.13)$$

Ecuațiile (4.9)-(4.13) **reprezintă modelul de semnal mare** al circuitului de putere al inverterului rezonant care poate fi utilizat pentru aflarea punctului de operare. Alegând vectorul variabilelor de stare  $x = [u_{C_c} \ u_{C_s} \ i_{0_c} \ i_{0_s}]^T$  se poate scrie modelul de semnal mare sub formă matriceală:

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_c & \frac{1}{C} & 0 \\ \omega_c & 0 & 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 & -\frac{R}{L} & -\omega_c \\ 0 & -\frac{1}{L} & \omega_c & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{4}{nL} \cdot \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \end{bmatrix} \cdot [0 \ 0 \ 0 \ u_d] \quad (4.14)$$

$$y = p_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{R}{2} i_{0_c} & \frac{R}{2} i_{0_s} \end{bmatrix} \cdot x$$

Pentru a obține modelul de semnal mic al circuitului de putere este necesar să se determine punctul static de funcționare (PSF) întrucât în jurul acestuia are loc liniarizarea circuitului. Pentru aceasta se anulează toate derivatele mărimilor de stare din modelul de semnal mare:

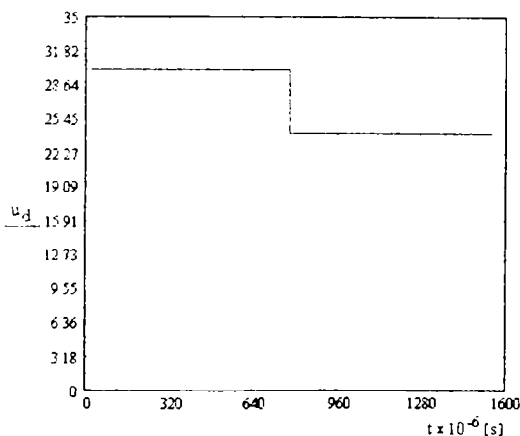
$$\begin{cases} 0 - U_{C_S} + \frac{1}{\Omega_c \cdot C} \cdot I_{0_C} + 0 = 0 \\ U_{C_C} + 0 + R \cdot I_{0_C} + \Omega_c \cdot L \cdot I_{0_S} = 0 \\ U_{C_C} + 0 + \frac{1}{\Omega_c \cdot C} \cdot I_{0_C} + 0 = 0 \\ 0 + U_{C_S} - \Omega_c \cdot L \cdot I_{0_C} + R \cdot I_{0_S} = \frac{4}{\pi} U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \end{cases} \quad (4.15)$$

Valorile în regim staționar ale variabilelor de stare  $[U_{C_C} \ U_{C_S} \ I_{0_C} \ I_{0_S}]$  sunt date de soluția sistemului (4.15) și sunt:

$$\begin{aligned} U_{C_C} &= \frac{\frac{4}{\pi} U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \cdot \Omega_c \cdot C \cdot R}{\Omega_c^4 L^2 C^2 - 2\Omega_c^2 LC + 1 + \Omega_c^2 R^2 C^2} \\ U_{C_C} &= \frac{\frac{4}{\pi} U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \cdot (1 - \Omega_c^2 \cdot L \cdot C)}{\Omega_c^4 L^2 C^2 - 2\Omega_c^2 LC + 1 + \Omega_c^2 R^2 C^2} \\ I_{0_C} &= \frac{\frac{4}{\pi} U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \cdot \Omega_c \cdot C \cdot R \cdot (1 - \Omega_c^2 \cdot L \cdot C)}{\Omega_c^4 L^2 C^2 - 2\Omega_c^2 LC + 1 + \Omega_c^2 R^2 C^2} \\ I_{0_S} &= \frac{\frac{4}{\pi} U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \cdot \Omega_c^2 \cdot C^2 \cdot R}{\Omega_c^4 L^2 C^2 - 2\Omega_c^2 LC + 1 + \Omega_c^2 R^2 C^2} \end{aligned} \quad (4.16)$$

în care  $U_d$  este tensiunea sursei de alimentare de la intrare,  $\Delta$  este unghiul de comandă al decalării de fază, iar  $\Omega_c$  este frecvența unghiulară de comandă, în punctul de operare.

Rezultatele simulării modelului de semnal mare al inverterului rezonant serie dat de ecuațiile (4.14) folosind mediul de simulare MathCAD sunt prezentate în figurile 4.4 ÷ 4.6.

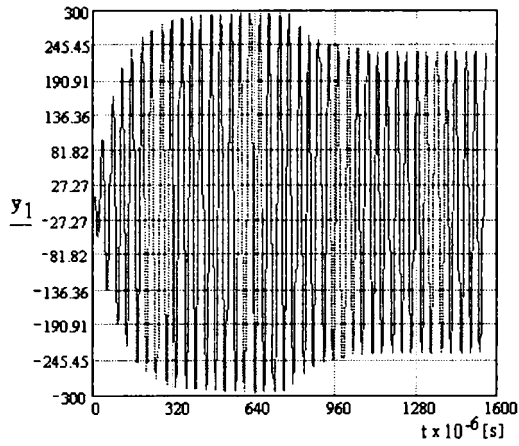


a)

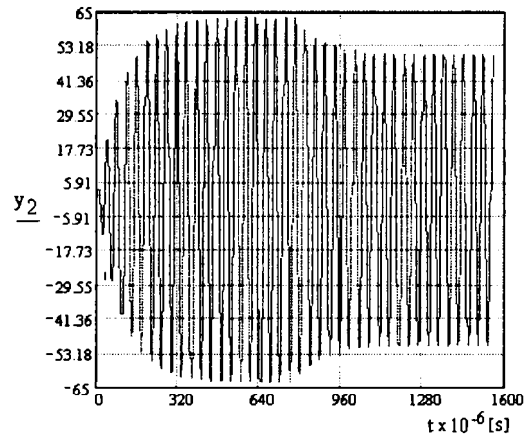
Semnificația variabililor prezentate în figurile 4.4 ÷ 4.6 este următoarea:

- $u_d$  – variația tensiunii de alimentare;
- $y_1$  – tensiunea pe condensator  $u_C$ ;
- $y_2$  – curentul de ieșire  $i_0$ ;
- $x_1$  – variabila de stare  $u_{C_C}$ ;
- $x_2$  – variabila de stare  $u_{C_S}$ ;
- $x_3$  – variabila de stare  $i_{0_C}$ ;
- $x_4$  – variabila de stare  $i_{0_S}$ ;

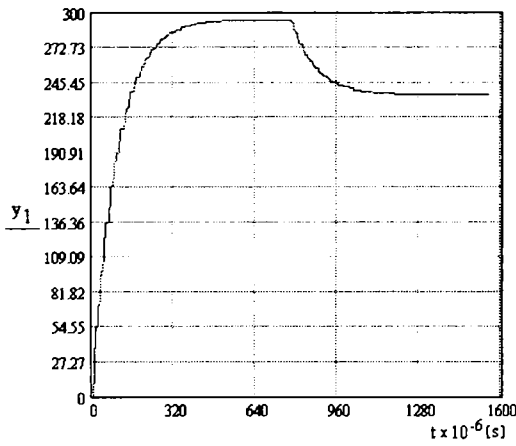




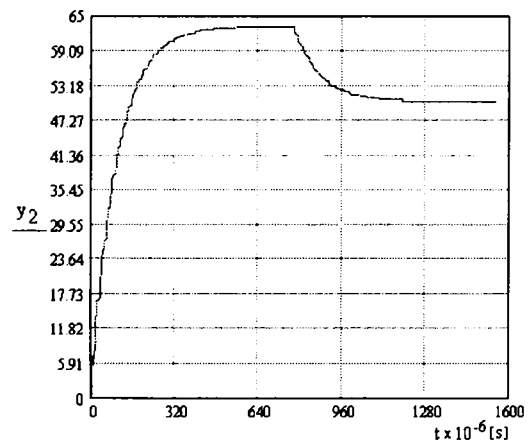
b)



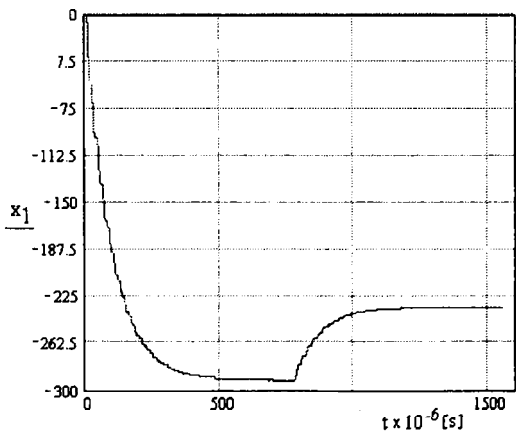
c)



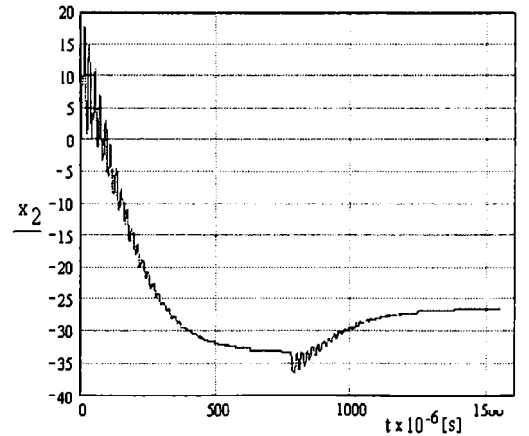
d)



e)



f)



g)

Fig. 4.4. (Continuă pe pagina următoare).

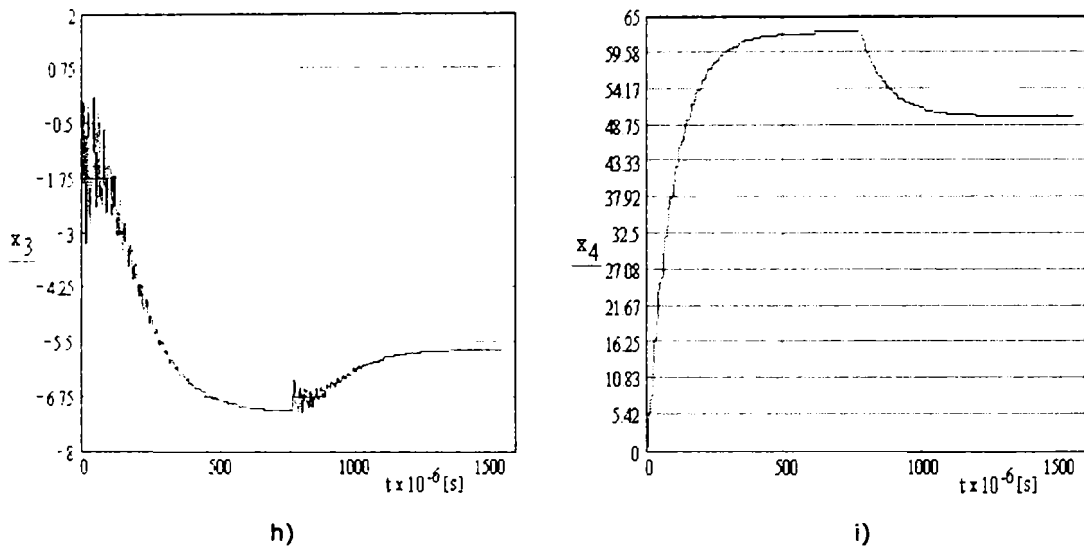


Fig. 4.4. Răspunsul de semnal mare al inverterului rezonant serie la scăderea tensiunii de alimentare cu 20 % față de valoarea inițială, pentru valoarea unghiului de comandă  $\delta = 9^\circ$  (corespunde unui nivel de putere mare).

În figurile 4.4 d) + i) precum și în figurile 4.5 și 4.6 sunt prezentate anvelopele variabilelor respective, pe baza cărora se poate determina timpul de răspuns al inverterului la variații ale tensiunii de alimentare.

Parametrii inverterului rezonant serie pentru care s-a determinat răspunsul de semnal mare prezentat în figurile 4.4 + 4.6 sunt:

$$R=0,6 \Omega ; \quad L=19,4\mu\text{H}; \quad C=880 \text{ nF}; \quad Q=7,88; \quad U_d=30\text{V}; \quad P_{\max}=1,5\text{KW}.$$

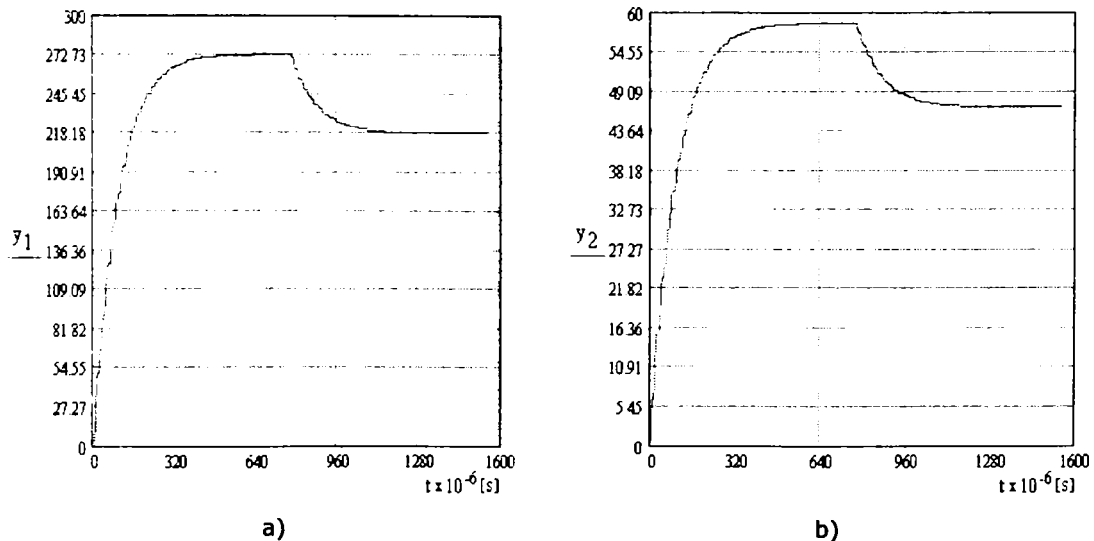


Fig. 4.5. (Continuă pe pagina următoare).

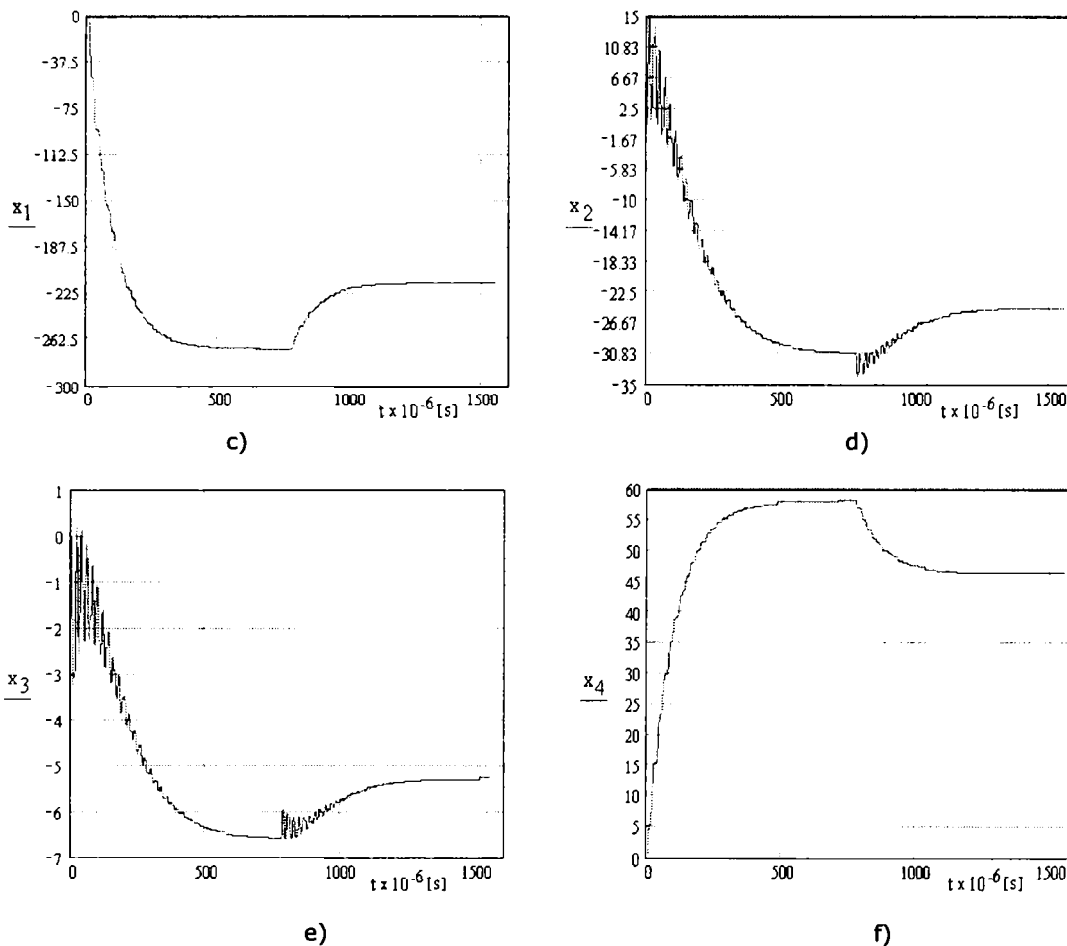


Fig. 4.5. Răspunsul de semnal mare al inverterului rezonant serie la scăderea tensiunii de alimentare cu 20 % față de valoarea inițială, pentru valoarea unghiului de comandă  $\delta = 45^\circ$  (corespunde unui nivel de putere mediu).

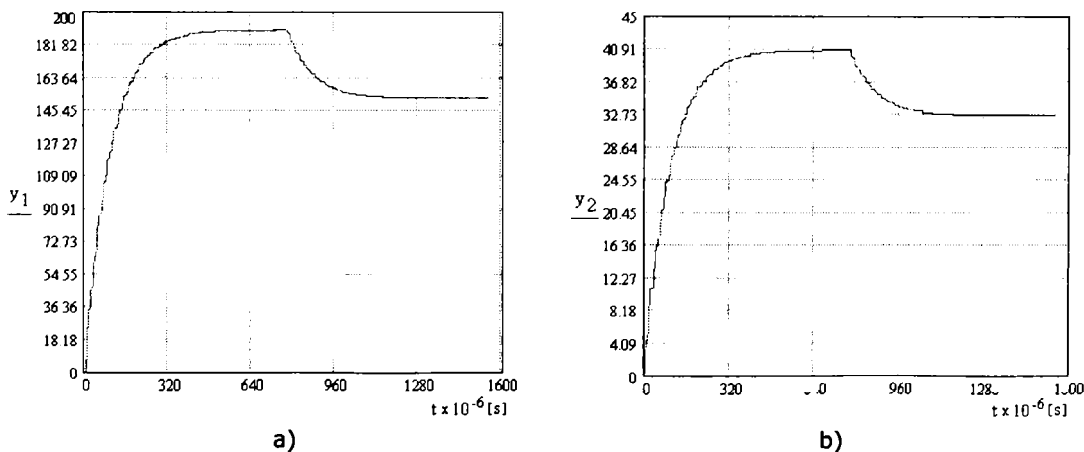


Fig. 4.6. (Continuă pe pagina următoare).

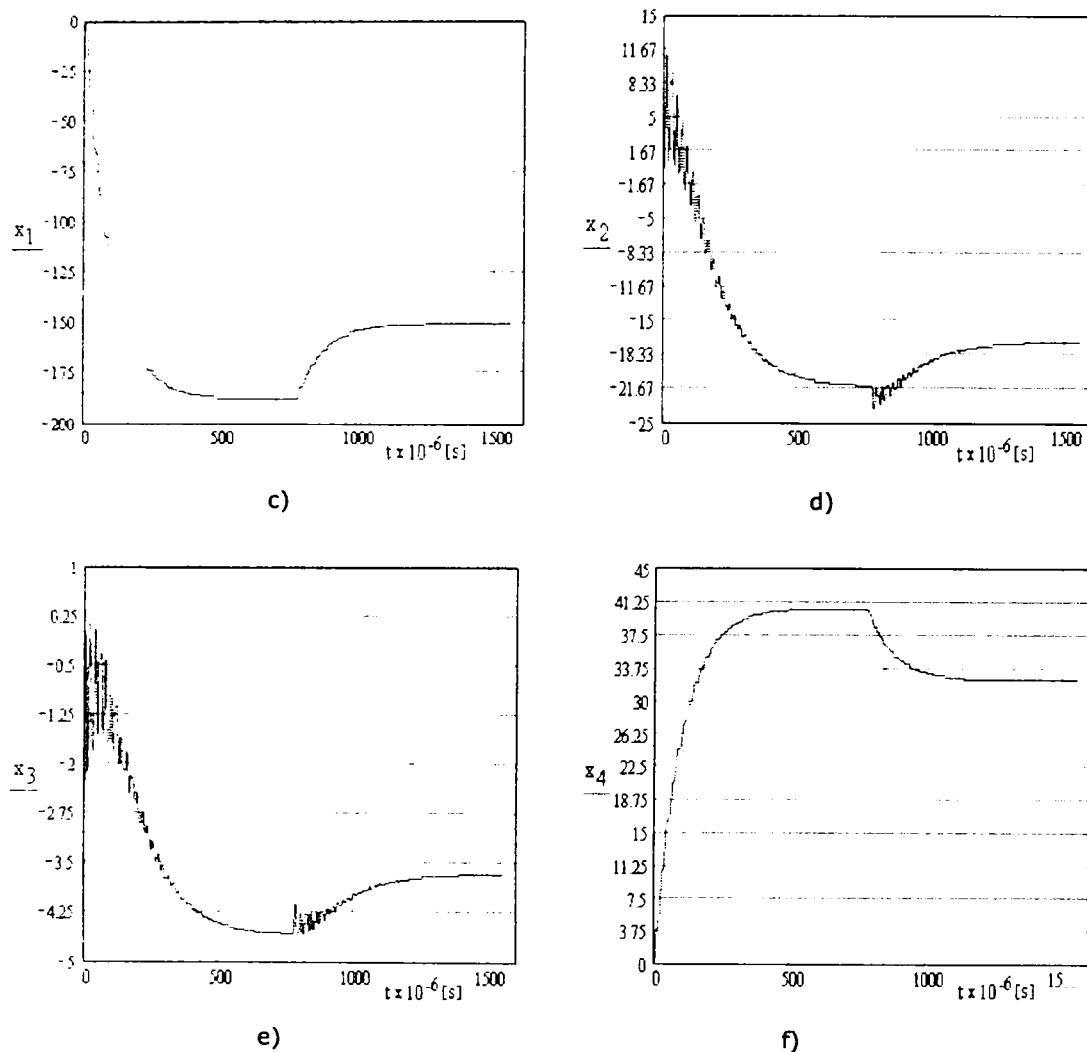


Fig. 4.6. Răspunsul de semnal mare al invertorului rezonant serie la scăderea tensiunii de alimentare cu 20 % față de valoarea inițială, pentru valoarea unghiului de comandă  $\delta = 100^\circ$  (corespunde unui nivel de putere mic).

S-a prezentat răspunsul invertorului rezonant serie pentru trei nivele de putere diferite, pentru a observa care este influența unghiului de comandă a decalării de fază asupra variabilelor de intrare și de ieșire, rezultate care vor fi verificate în partea experimentală.

Rezultatele simulărilor modelului de semnal mare permit determinarea valorilor variabilelor de stare și ale variabilelor de ieșire pentru diferite puncte de funcționare. Ele sunt necesare pentru a studia evoluția în timp a variabilelor invertorului rezonant, pentru a studia răspunsul acestuia la variațiile mărimilor de intrare și de asemenea furnizează valorile de regim staționar necesare determinării modelului de semnal mic.

Rezultatele prezentate în figurile 4.4 ÷ 4.6, obținute folosind programul MathCAD (Anexa 7), sunt identice cu cele obținute pe baza relațiilor (4.16) rezolvate în MATLAB și prezentate în tabelul 4.1.

## 4.2. Determinarea modelului de semnal mic al circuitului de putere

Modelul de semnal mic al circuitului de putere se obține prin perturbarea modelului de semnal-mare dat de (4.9)-(4.13) sau (4.14) în jurul punctului de operare. Vor fi perturbate variabilele de intrare, de stare și de ieșire. Fiecare dintre ele v-a avea forma:

$$m(t) = M + \hat{m}(t), \quad (4.17)$$

unde  $M$  este valoarea mărimii  $m(t)$  în punctul de operare,  $\hat{m}(t)$  este o perturbație de amplitudine mică a acelei mărimi. Dacă se introduc aceste variabile perturbate în ecuațiile (4.9)-(4.13), prin descompunerea în serie Taylor și considerând numai derivatele parțiale de ordinul întâi, se obține modelul liniarizat.

Dacă modelul de semnal mare este exprimat astfel:

$$\begin{aligned} \frac{du_{C_c}}{dt} &= f_1(u_{C_s}, i_{0_c}, \omega_c) \\ \frac{du_{C_s}}{dt} &= f_2(u_{C_c}, i_{0_s}, \omega_c) \\ \frac{di_{0_c}}{dt} &= f_3(u_{C_c}, i_{0_c}, i_{0_s}, \omega_c) \\ \frac{di_{0_s}}{dt} &= f_4(u_{C_s}, i_{0_c}, i_{0_s}, \omega_c, u_d, \delta) \\ p_0 &= f_5(i_{0_c}, i_{0_s}) \end{aligned} \quad (4.18)$$

atunci forma liniarizată a acestuia este:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{u}_{C_c}}{dt} &\cong \frac{\partial f_1}{\partial u_{C_s}} \cdot \hat{u}_{C_s} + \frac{\partial f_1}{\partial i_{0_c}} \cdot \hat{i}_{0_c} + \frac{\partial f_1}{\partial \omega_c} \cdot \hat{\omega}_c \\ \frac{d\hat{u}_{C_s}}{dt} &\cong \frac{\partial f_2}{\partial u_{C_c}} \cdot \hat{u}_{C_c} + \frac{\partial f_2}{\partial i_{0_s}} \cdot \hat{i}_{0_s} + \frac{\partial f_2}{\partial \omega_c} \cdot \hat{\omega}_c \\ \frac{d\hat{i}_{0_c}}{dt} &\cong \frac{\partial f_3}{\partial u_{C_c}} \cdot \hat{u}_{C_c} + \frac{\partial f_3}{\partial i_{0_c}} \cdot \hat{i}_{0_c} + \frac{\partial f_3}{\partial i_{0_s}} \cdot \hat{i}_{0_s} + \frac{\partial f_3}{\partial \omega_c} \cdot \hat{\omega}_c \\ \frac{d\hat{i}_{0_s}}{dt} &\cong \frac{\partial f_4}{\partial u_{C_c}} \hat{u}_{C_c} + \frac{\partial f_4}{\partial u_{C_s}} \hat{u}_{C_s} + \frac{\partial f_4}{\partial i_{0_c}} \hat{i}_{0_c} + \frac{\partial f_4}{\partial i_{0_s}} \hat{i}_{0_s} + \frac{\partial f_4}{\partial \omega_s} \hat{\omega}_s + \frac{\partial f_4}{\partial u_d} \hat{u}_d + \frac{\partial f_4}{\partial \delta} \hat{\delta} \\ \hat{p}_0 &= \frac{\partial f_5}{\partial i_{0_c}} \cdot \hat{i}_{0_c} + \frac{\partial f_5}{\partial i_{0_s}} \cdot \hat{i}_{0_s} \end{aligned} \quad (4.19)$$

în care fiecare  $\frac{\partial f_i}{\partial x_j}$  este evaluată în punctele de operare.

Ecuațiile (4.19) sunt adevărate atât timp cât perturbațiile sunt mici, caz în care neglijarea termenilor superiori ai seriei Taylor este posibilă. În aceste condiții modelul liniarizat complet este următorul:

$$\frac{d\hat{u}_{C_c}}{dt} = -\Omega_c \cdot \hat{u}_{C_s} + \frac{1}{C} \cdot \hat{i}_{0_c} - U_{C_s} \cdot \hat{\omega}_c$$

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{u}_{C_s}}{dt} &= \Omega_c \cdot \hat{u}_{C_c} + \frac{1}{C} \cdot \hat{i}_{0_s} + U_{C_c} \cdot \hat{\omega}_c \\ \frac{d\hat{i}_{0_c}}{dt} &= -\frac{1}{L} \cdot \hat{u}_{C_c} - \frac{R}{L} \cdot \hat{i}_{0_c} - \Omega_c \cdot \hat{i}_{0_s} - I_{0_s} \cdot \hat{\omega}_c\end{aligned}\quad (4.20)$$

$$\frac{d\hat{i}_{0_s}}{dt} = -\frac{1}{L} \cdot \hat{u}_{C_s} + \Omega_c \cdot \hat{i}_{0_c} - \frac{R}{L} \cdot \hat{i}_{0_s} + I_{0_c} \cdot \hat{\omega}_c + \frac{4}{n \cdot L} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \cdot \hat{u}_d - \frac{2 \cdot U_d}{n \cdot L} \sin\left(\frac{\Delta}{2}\right) \cdot \hat{\delta}$$

$$\hat{p}_0 = R \cdot I_{0_c} \cdot \hat{i}_{0_c} + R \cdot I_{0_s} \cdot \hat{i}_{0_s}$$

Acest model poate fi exprimat în formă matriceală:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= A \cdot \hat{x} + B_1 \cdot \hat{u}_1 + B_2 \cdot \hat{u}_2 + B_3 \cdot \hat{u}_3, \\ \hat{y} &= C \cdot \hat{x},\end{aligned}\quad (4.21)$$

unde:  $\hat{x} = [\hat{u}_{C_c} \ \hat{u}_{C_s} \ \hat{i}_{0_c} \ \hat{i}_{0_s}]^T$  este vectorul care include variabilele de stare perturbate;

$\hat{y} = \hat{p}_0$  este un vector care include variabila de ieșire perturbată;

$\hat{u}_1 = \hat{\omega}_c$ ;  $\hat{u}_2 = \hat{u}_d$ ;  $\hat{u}_3 = \hat{\delta}$  sunt variabile de intrare perturbate.

Cu aceste notații modelul de semnal mic devine:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= \begin{bmatrix} 0 & -\Omega_c & \frac{1}{C} & 0 \\ \Omega_c & 0 & 0 & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 & -\frac{R}{L} & -\Omega_c \\ 0 & -\frac{1}{L} & \Omega_c & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \cdot \hat{x} + \begin{bmatrix} -U_{C_s} \\ U_{C_c} \\ -I_{0_s} \\ I_{0_c} \end{bmatrix} \cdot \hat{\omega}_c + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{4}{n \cdot L} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \end{bmatrix} \cdot \hat{u}_d + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{2 \cdot U_d}{n \cdot L} \sin\left(\frac{\Delta}{2}\right) \end{bmatrix} \cdot \hat{\delta} \\ y &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & R \cdot I_{0_c} & R \cdot I_{0_s} \end{bmatrix} \cdot \hat{x}\end{aligned}\quad (4.22)$$

Valorile proprii ale matricei A sunt aceleași cu polii sistemului în buclă deschisă. Acești poli sunt calculați din ecuația:

$$\det(sI - A) = 0 \quad (4.23)$$

care se scrie astfel:

$$\begin{vmatrix} s & \Omega_c & -\frac{1}{C} & 0 \\ -\Omega_c & 0 & 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & 0 & s + \frac{R}{L} & \Omega_c \\ 0 & \frac{1}{L} & -\Omega_c & s + \frac{R}{L} \end{vmatrix} = 0 \quad (4.24)$$

Calculând determinatul de mai sus se ajunge la ecuația:

$$s^4 + 2 \frac{R^2}{L^2} s^3 + \left[ \frac{R^2}{L^2} + 2(\omega_c^2 + \omega_0^2) \right] s^2 + 2 \frac{R}{L} (\omega_c^2 + \omega_0^2) s + (\omega_c^2 + \omega_0^2)^2 - 4\omega_c^2 \omega_0^2 \left( 1 - \frac{1}{4Q^2} \right) = 0$$

în care  $Q = \frac{\Omega_c L}{R}$  reprezintă factorul de calitate al circuitului de sarcină.

Pentru a putea fi rezolvată mai ușor această ecuație poate fi scrisă astfel:

$$\left(s^2 + \frac{R}{L}s + (\omega_c^2 + \omega_0^2)\right)^2 - \left(2\omega_c\omega_0\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}\right)^2 = 0 \quad (4.25)$$

Din rezolvarea ecuației (4.25) rezultă cei patru poli ai circuitului de putere:

$$\begin{aligned} s_1 &= -\frac{1}{2} \frac{R}{L} + j \left( \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} - \omega_c \right) \\ s_2 &= -\frac{1}{2} \frac{R}{L} - j \left( \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} - \omega_c \right) \\ s_3 &= -\frac{1}{2} \frac{R}{L} + j \left( \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} + \omega_c \right) \\ s_4 &= -\frac{1}{2} \frac{R}{L} - j \left( \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} + \omega_c \right) \end{aligned} \quad (4.26)$$

Polii  $s_1$  și  $s_2$  sunt situați în apropierea așa numiților în literatura de specialitate „poli ai frecvenței de bătaie”, care sunt localizați la frecvența unghiulară  $\omega = \omega_0 - \omega_c$ . Acești poli sunt cei care influențează în mod semnificativ răspunsul de semnal mic al circuitului de putere. Din expresiile polilor  $s_1$  și  $s_2$  se vede că poziția lor este dependentă de factorul de calitate  $Q$ . „Frecvența de bătaie” nu este satisfăcător aproximată pentru valori mici ale lui  $Q$  și / sau când  $\omega_c$  este foarte apropiată de  $\omega_0$ . Situarea tuturor polilor modelului de semnal mic al circuitului de putere în semiplanul stâng al planului complex arată că circuitul de putere este stabil. Polii rămași,  $s_3$  și  $s_4$  sunt situați la înaltă frecvență astfel încât efectul lor poate fi neglijat la răspunsul de semnal mic al inverterului.

### 4.3. Determinarea modelului de semnal mic al buclei de reglare a puterii

Puterea de ieșire este reglată prin modificarea factorului de umplere al tensiunii de sarcină datorită comenzii defazate ale celor două ramuri ale punții invertore, așa cum s-a explicat anterior. După cum se observă din figura 4.7, strategia de control pentru bucla de reglare a puterii este simplă. Principalele sale componente sunt multiplicatorul analogic și un controler PWM integrat. Puterea de ieșire este măsurată prin multiplicarea tensiunii și curentului inductorului. Acest semnal este comparat cu o tensiune de referință. Dacă semnalul care reprezintă puterea de ieșire este mai mare decât tensiunea de referință, unghiul de comandă  $\delta$  crește. Dacă puterea de ieșire este mai mică decât referința,  $\delta$  descrește.

Figura 4.7 prezintă bucla de reglare a puterii de ieșire care ne permite determinarea modelului de semnal mare al acestei bucle și apoi prin perturbare și liniarizare determinarea modelului de semnal mic. Pentru determinarea dependenței unghiului de comandă de puterea de ieșire este necesar să se determine expresia tensiunii  $u_1$  la ieșirea filtrului trece jos format din elementele  $R_1$  și  $C_1$ .

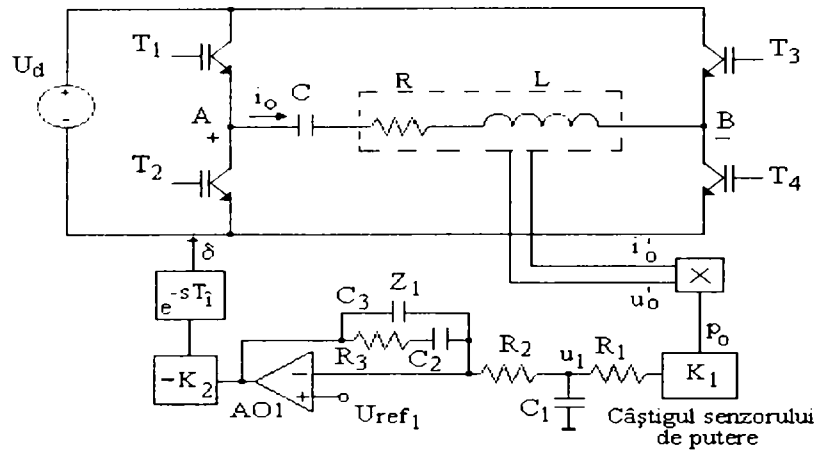


Fig. 4.7. Schema electrică a buclei de reglare a puterii de ieșire.

Întrucât controlerul este proiectat să regleze puterea de ieșire medie, a fost adăugat acest filtru care să medieze puterea de ieșire instantanee dată de multiplicator.

Frecvența de tăiere a FTJ se alege astfel încât să separe componenta de joasă frecvență de la ieșirea traductorului de putere, care este proporțională cu puterea de ieșire medie.

Tensiunea la ieșirea filtrului trece jos este:

$$U_1(s) = K_1 \cdot P_0(s) \cdot \frac{1}{s + \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot C_1} \cdot \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \quad (4.27)$$

unde  $K_1$  reprezintă câștigul traductorului de putere.

Circuitul care stabilește unghiul de comandă al invertorului are ca elemente componente un comparator și un amplificator inversor având amplificarea  $-K_2$ . Comparatorul compară tensiunea  $u_1$  cu tensiunea de referință  $U_{ref1}$  care este proporțională cu puterea de ieșire impusă. Impedanța  $Z_1$  este cea care stabilește caracterul PI al acestei bucle de reacție. Dacă se ține seama și de întârzierile care apar datorită generatorului semnalelor de comandă ale tranzistoarelor și ale circuitelor de comandă pe grilă a acestora se obține pentru unghiul de comandă (de defazare) relația:

$$\begin{aligned} \Delta(s) &= (U_1(s) - U_{ref1}) \cdot \frac{Z_1}{R_2} \cdot K_2 \cdot e^{-sT_i} = \\ &= \left( K_1 \cdot P_0(s) \cdot \frac{1}{s + a_p} \cdot \frac{1}{R_1 \cdot C_1} - U_{ref1} \right) \cdot \frac{Z_1}{R_2} \cdot K_2 \cdot e^{-sT_i} \end{aligned} \quad (4.28)$$

în care  $a_p = \frac{1}{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot C_1}$  reprezintă polul cu care contribuie FTJ în bucla de reacție a

puterii, iar  $T_i$  include întârzierile care apar din cauza generatorului semnalelor de comandă și ale circuitelor de comandă pe grilă ale tranzistoarelor de putere.



Relația (4.28) reprezintă modelul de semnal mare al buclei de reglare a puterii. Prin perturbarea și liniarizarea relației (4.28) se obține modelul de semnal mic al acestei bucle, reprezentat de următoarea relație pentru  $\hat{\delta}$  :

$$\hat{\delta} = K_1 \cdot K_2 \cdot \frac{Z_1}{R_2} \cdot \frac{e^{-sT_i}}{(s + a_p)R_1C_1} \cdot \hat{p}_o = K_1 \cdot K_2 \cdot H_{\delta} \cdot \frac{e^{-sT_i}}{(s + a_p)R_1C_1} \cdot \hat{p}_o, \quad (4.29)$$

în care  $\hat{\delta}$  reprezintă unghiul de decalaj perturbat, iar  $\hat{p}_o$  este puterea de ieșire perturbată.

### 4.4. Determinarea modelului de semnal mic al buclei de control a frecvenței

Pentru determinarea modelului de semnal mic al acestei bucle autorul folosește rezultatele prezentate în [38]. Circuitul de control a frecvenței este compus dintr-un circuit de măsurare a sarcinii (transportate de către curentul  $i_o$  din primarul transformatorului de adaptare (figura 4.3) pe durata comutării tranzistoarelor), un compensator PI și un oscilator controlat în tensiune (OCT) așa cum se prezintă în figura 4.8.

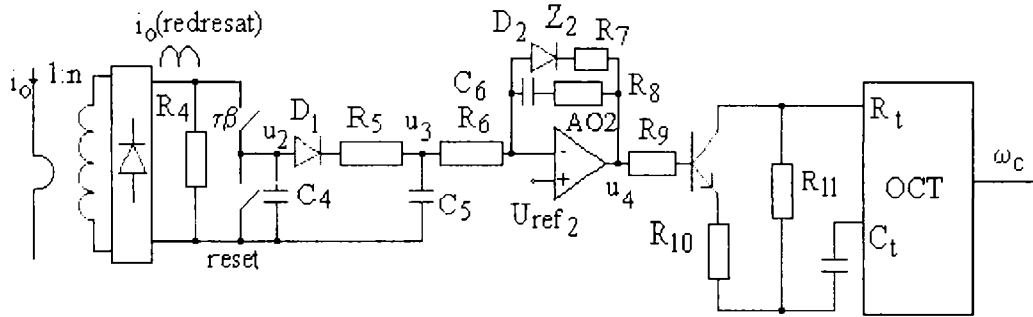


Fig.4.8. Schema electrică a buclei de control a frecvenței.

Formele de undă ale mărimilor care caracterizează circuitul buclei de control a frecvenței de comutare sunt prezentate în figura 4.9. Acest circuit reglează sarcina transportată de curentul de sarcină în timpul tranziției ZVS (zona hașurată) încât să

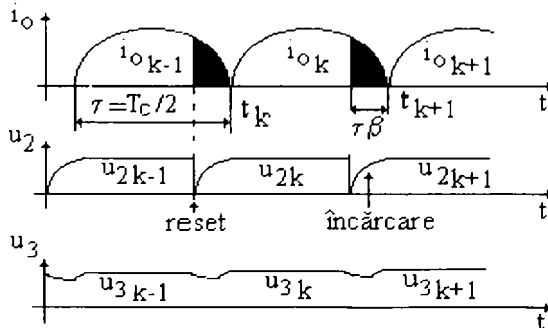


Fig.4.9. Formele de undă ale buclei de control a frecvenței.

ga. a. eze că ZV es.e î...o...e... asigurată. Dacă sarcina măsurată este mai mică decât cea dorită, circuitul va crește frecvența de comutare pentru a asigura un timp suplimentar (un defazaj suplimentar între tensiunea de ieșire și curentul de ieșire) astfel încât să crească cantitatea de sarcină. Dacă sarcina măsurată este mai mare decât cea dorită, atunci frecvența de comutare va scădește încât să îmbunătățească factorul de putere.

Circuitul de măsurare a sarcinii culege curentul de sarcină, îl reduce de un număr de ori ( $n$ ), îl redresează după care îl integrează în intervalul de timp  $\beta\tau$ . Rezultatul integrării este reprezentat de tensiunea  $u_3$ . Această tensiune este comparată cu tensiunea de referință  $U_{ref2}$  pentru a obține o tensiune de eroare  $u_4$ . Această tensiune de eroare controlează frecvența oscilatorului controlat în tensiune, astfel încât să fie asigurată comutația la tensiune zero a IGBT-urilor, așa cum s-a arătat mai sus.

Pentru a obține modelul de semnal mic al buclei de control a frecvenței este necesar să se găsească o relație care stabilește dependența dintre  $\omega_c$  și curentul  $i_0$ . Această ecuație va fi apoi liniarizată și atașată modelului circuitului de putere pentru a completa modelul circuitului în buclă închisă.

#### 4.4.1. Determinarea tensiunii $u_2$

Figura 4.10 prezintă schema echivalentă a circuitului de măsurare a sarcinii transportate de curentul de ieșire pe durata  $\tau\beta$ . În acest interval de timp condensatorul  $C_4$  este încărcat de curentul  $i_0$  încât se obține tensiunea  $u_3$ .

Dioda  $D_1$  se presupune că este blocată în acest interval de timp. Chiar dacă  $D_1$  se deschide în timpul încărcării lui  $C_4$  circuitul din figura 4.10 este încă o bună aproximație a circuitului de măsurare a sarcinii atâta timp cât  $R_5 // R_6 \gg R_4$  și  $C_4 \gg C_5$ .

Astfel, aplicând legea I a lui Kirchhoff circuitului din figura 4.10 se obține:

$$C_4 \frac{du_2}{dt} = \frac{i_0}{n} - \frac{u_2}{R_4}. \quad (4.30)$$

unde  $n$  reprezintă raportul de transformare al transformatorului de înaltă frecvență care culege curentul  $i_0$ .

Ecuția (4.30) permite calcularea tensiunii  $u_2$  în intervalul de timp  $\tau\beta$ . Din figura 4.9 se observă că  $u_2$  rămâne constantă în acest interval, până când este resetată la 0. Din această ecuație se poate calcula valoarea pe care o va avea  $u_2$  la  $t_{k+1}$  ( $k = 0, 1, 2, \dots$ ) și care se presupune că va rămâne neschimbată până la următoarea resetare. În realitate există o ușoară descreștere a  $u_2$  în intervalul de neîncărcare prin  $R_5 // R_6$  și acest efect va fi inclus mai târziu.

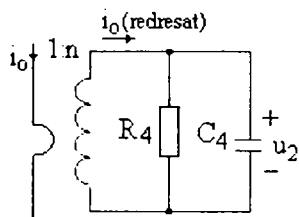


Fig.4.10. Circuitul de măsurare a sarcinii echivalent pentru durata  $\tau\beta$ .

Întrucât sunt studiate perturbațiile la frecvențe mai mici decât frecvența de rezonanță, putem presupune că  $u_{2k}$ ,  $i_{0k}$ , și  $\tau_k\beta_k$  rămân constante în decursul fiecărei perioade  $k$ . Expresia pentru  $u_{2k+1}$  este:

$$u_{2k+1}(t) = \int_{t_{k+1}-\beta_k\tau_k}^{t_{k+1}} \frac{e^{-a(t_{k+1}-t)}}{nC_4} |i_{0k}(t)| dt, \quad (4.31)$$

în care  $a = \frac{1}{R_4 \cdot C_4}$  reprezintă constanta de timp a circuitului de măsurare a sarcinii.

Dacă se înlocuiește expresia lui  $i_{0k}(s)$  din (4.3), ecuația (4.31) poate fi scrisă astfel:

$$u_{2k+1}(t) = \int_{t_{k+1}-\beta_k T_k}^{t_{k+1}} \frac{e^{-\alpha(t_{k+1}-t)}}{nC_4} \left| i_{0ck}(t) \cdot \cos(\omega_c t) + i_{0sk}(t) \cdot \sin(\omega_c t) \right| dt \quad (4.32)$$

Soluția acestei ecuații este [38]:

$$u_{2k+1} = \left| \frac{i_{0sk} \omega_{ck} - i_{0ck} \cdot a - e^{-\beta_k T_k a} \left[ (i_{0sk} a + i_{0ck} \omega_{ck}) \sin \beta_k \pi + (i_{0sk} \omega_{ck} - i_{0ck} a) \cos \beta_k \pi \right]}{nC_4 (a^2 + \omega_{ck}^2)} \right| \quad (4.33)$$

unde  $\beta \cdot T = \frac{T_c}{2} \cdot \frac{1}{n} \cdot \left( -\arctan\left(\frac{I_{0c}}{I_{0s}}\right) - \frac{\Delta}{2} \right)$  reprezintă întârzierea curentului de sarcină  $i_0$  față de tensiunea  $u_{AB}$ .

#### 4.4.2. Determinarea tensiunilor $u_3$ și $u_4$

Având expresia pentru  $u_2$  putem calcula  $u_3$  și lua în calcul descărcarea cauzată de către ( $R_5 // R_6$ ). Dioda  $D_1$  și circuitul  $R_5$ ,  $R_6$ ,  $C_4$  nu permit descărcarea lui  $u_3$  în timpul resetării  $u_2$ . Dezavantajul este că ( $R_5 // R_6$ )  $C_5$  contribuie cu un pol la bucla de reglare a frecvenței. Tot ce se poate face este ca frecvența polului respectiv să fie suficient de mare încât să nu influențeze performanțele sistemului în buclă închisă.

Tensiunea  $u_3$  se poate calcula cu relația:

$$U_3(s) = \frac{U_2(s)}{\left( s + \frac{1}{\frac{R_5 \cdot R_6}{R_5 + R_6} \cdot C_5} \right) \cdot R_5 C_5} = \frac{U_2(s)}{(s+b) \cdot R_5 C_5} \quad (4.34)$$

Tensiunea  $U_4(s)$  reprezintă tensiunea de eroare, ca rezultat al comparării dintre tensiunea  $U_3(s)$ , proporțională cu sarcina transportată de curentul de ieșire pe timpul comutației și tensiunea de referință  $U_{ref 2}$ , care este aleasă astfel încât sarcina transportată să fie mai mare decât o valoare impusă, necesară pentru golirea de sarcini a capacităților de ieșire a IGBT-urilor. Relația pentru tensiunea  $U_4(s)$  este:

$$U_4(s) = \left( \frac{U_{ref 2}}{s} - U_3(s) \right) \cdot \frac{Z_2}{R_4} = \left( \frac{U_{ref 2}}{s} - \frac{U_2(s)}{(s+b) \cdot R_5 C_5} \right) \cdot \frac{Z_2}{R_4} \quad (4.35)$$

#### 4.4.3. Determinarea pulsației $\omega_c$ a oscilatorului comandat în tensiune

Între pulsația semnalului generat de oscilatorul controlat în tensiune OCT și tensiunea de comandă  $u_4$  există o dependență liniară de forma:

$$\omega_c(s) = K_3 \cdot U_4(s) = K_3 \cdot \left( \frac{U_{ref 2}}{s} - \frac{U_2(s)}{(s+b) \cdot R_5 C_5} \right) \cdot \frac{Z_2}{R_4} \quad (4.36)$$

în care  $K_3$  reprezintă câștigul oscilatorului comandat în tensiune. Relația (4.36) reprezintă modelul de semnal mare al buclei de reglare a frecvenței.

Pentru determinarea modelului de semnal mic al buclei de control a frecvenței de comutare este necesară perturbarea și liniarizarea relației (4.36) în jurul punctului static de funcționare: Se obține:

$$\hat{\omega}_c(s) = -\frac{K_3}{(s+b) \cdot R_5 C_5} \cdot \frac{Z_2}{R_6} \cdot \hat{u}_2(s) \quad (4.37)$$

unde  $\hat{\omega}_c$  și  $\hat{u}_2$  reprezintă perturbațiile de semnal mic ale pulsației de comutare, respectiv a tensiunii  $u_2$ .

Pentru determinarea lui  $\hat{u}_2$  este necesară perturbarea și liniarizarea relației (4.33) în jurul punctului de operare dat de relația:

$$U_2 = \frac{I_{0s} \cdot \Omega_c - I_{0c} \cdot a - e^{-a \frac{\beta n}{\Omega_c}} \left[ (I_{0s} \cdot a + I_{0c} \cdot \Omega_c) \cdot \sin \beta n + (I_{0s} \cdot \Omega_c - I_{0c} \cdot a) \cdot \cos \beta n \right]}{n \cdot C_4 \cdot (a^2 + \Omega_c^2)} \quad (4.38)$$

În [38] este prezentată forma perturbată și liniarizată pentru relația (4.33):

$$\hat{u}_2^{k+1} = A \cdot (H_{i_{0c}\omega} \hat{b}_{ck} + H_{i_{0s}\omega} \hat{b}_{sk} + E_{\omega\omega} \cdot \hat{\omega}_{ck} - E_{\delta\omega} \cdot \hat{\delta}_k) \quad (4.39)$$

unde  $A$ ,  $H_{i_{0c}\omega}$ ,  $H_{i_{0s}\omega}$ ,  $E_{\omega\omega}$  și  $E_{\delta\omega}$  sunt coeficienți dependenți de punctul de funcționare și au forma:

$$A = \begin{cases} 1, \text{daca } U_2 > 0 \\ -1, \text{daca } U_2 < 0 \\ \text{Nedefinitdaca } U_2 = 0 \end{cases} \quad (4.40)$$

$$\hat{\omega}_c(s) = -H_\omega(s) \cdot H_e(s) \cdot A \cdot \left( H_{i_{0c}\omega} \hat{b}_{ck}(s) + H_{i_{0s}\omega} \hat{b}_{sk}(s) + E_{\omega\omega} \cdot \hat{\omega}_c(s) - E_{\delta\omega} \cdot \hat{\delta}(s) \right) \quad (4.41)$$

$$\frac{d\hat{b}_s}{dt} = -\frac{1}{L} \cdot \hat{u}_{Cs} + \Omega_c \cdot \hat{b}_c - \frac{R}{L} \cdot \hat{b}_s + I_{0c} \cdot \hat{\omega}_s + E_{ui} \cdot \hat{u}_d - E_\delta \cdot \hat{\delta} \quad (4.42)$$

$$E_{\omega\omega} = KK \cdot \left[ I_{0s} - e^{-a \frac{B}{\Omega_c}} \cdot \left( H_1 \cdot \left( \frac{aB}{\Omega_c^2} - \frac{2\Omega_c}{a^2 + \Omega_c^2} \right) + I_{0c} \cdot \sin B + I_{0s} \cdot \cos B \right) - \frac{2\Omega_c}{a^2 + \Omega_c^2} \cdot (I_{0s} \cdot \Omega_c - I_{0c} \cdot a) \right] \quad (4.43)$$

$$E_{\delta\omega} = e^{-a \frac{B}{\Omega_c}} \cdot KK \cdot \left[ \frac{a}{2 \cdot \Omega_c} \cdot H_1 + \frac{1}{2} \cdot H_2 \right] \quad (4.44)$$

cu notațiile:

$$H_1 = (I_{0s} \cdot a + I_{0c} \cdot \Omega_c) \cdot \sin B + (I_{0s} \cdot \Omega_c - I_{0c} \cdot a) \cdot \cos B \quad (4.45)$$

$$H_2 = (-I_{0s} \cdot a + I_{0c} \cdot \Omega_c) \cdot \cos B + (I_{0s} \cdot \Omega_c - I_{0c} \cdot a) \cdot \sin B \quad (4.46)$$

$$KK = \frac{1}{n \cdot C_4 \cdot (a^2 + \Omega_c^2)} \quad (4.47)$$

$$B = \beta n \quad (4.48)$$

Notarea cu „E” și „H” ține cont de faptul că variabila multiplicată este o sursă de tensiune controlată în tensiune sau o sursă de tensiune controlată în curent.

Ecuția (4.39) reprezintă o relație discretă între tensiunea de ieșire  $u_{2k+1}$  și  $i_{0ck}$ ,  $i_{0sk}$ ,  $\omega_{ck}$  și  $\delta_k$ . Asupra acestei ecuații poate fi aplicată transformarea  $z$  obținându-se:

$$z \cdot \hat{u}_2(z) = A \cdot \left( H_{i_{0C}\omega} \hat{b}_c(z) + H_{i_{0S}\omega} \hat{b}_s(z) + E_{\omega\omega} \cdot \hat{\omega}_c(z) - E_{\delta\omega} \cdot \hat{\delta}(z) \right) \quad (4.49)$$

Ecuția (4.49) poate fi transformată într-o ecuație în domeniul Laplace astfel:

$$\hat{u}_2(s) = \frac{s \cdot T}{(e^{sT} - 1)} \cdot A \cdot \left( H_{i_{0C}\omega} \hat{b}_c(s) + H_{i_{0S}\omega} \hat{b}_s(s) + E_{\omega\omega} \cdot \hat{\omega}_c(s) - E_{\delta\omega} \cdot \hat{\delta}(s) \right) \quad (4.50)$$

Înlocuind (4.50) în (4.37) se obține soluția finală pentru  $\hat{\omega}_c$ , adică modelul de semnal mic al buclei de reglare a frecvenței:

$$\hat{\omega}_c(s) = -H_\omega(s) \cdot H_e(s) \cdot A \cdot \left( H_{i_{0C}\omega} \hat{i}_{0c}(z) + H_{i_{0S}\omega} \hat{i}_{0s}(z) + E_{\omega\omega} \cdot \hat{\omega}_c(z) - E_{\delta\omega} \cdot \hat{\delta}(z) \right) \quad (4.51)$$

$$\text{unde: } H_\omega(s) = \frac{sT}{(e^{sT} - 1)} \cdot \frac{K_3}{(s+b) \cdot R_5 C_5} \quad \text{și} \quad H_e(s) = \frac{Z_2}{R_6} \quad (4.52)$$

## 4.5. Modelul de semnal mic complet al invertorului rezonant serie

Modelul complet pentru invertorul rezonant serie cu comandă defazată a ramurilor punții invertoare se obține prin reunirea ecuațiilor (4.20), (4.29) și (4.51).

- pentru partea de putere a invertorului:

$$\frac{d\hat{u}_{C_c}}{dt} = -\Omega_c \cdot \hat{u}_{C_c} + \frac{1}{C} \cdot \hat{b}_c - U_{C_s} \cdot \hat{\omega}_c$$

$$\frac{d\hat{u}_{C_s}}{dt} = \Omega_c \cdot \hat{u}_{C_c} + \frac{1}{C} \cdot \hat{b}_s + U_{C_c} \cdot \hat{\omega}_c$$

$$\frac{d\hat{b}_c}{dt} = -\frac{1}{L} \cdot \hat{u}_{C_c} - \frac{R}{L} \cdot \hat{b}_c - \Omega_c \cdot \hat{b}_s - I_{0_s} \cdot \hat{\omega}_c$$

$$\frac{d\hat{b}_s}{dt} = -\frac{1}{L} \cdot \hat{u}_{C_s} + \Omega_c \cdot \hat{b}_c - \frac{R}{L} \cdot \hat{b}_s + I_{0_c} \cdot \hat{\omega}_s + E_{ui} \cdot \hat{u}_d - E_\delta \cdot \hat{\delta}$$

$$\hat{p}_0 = R \cdot I_{0_c} \cdot \hat{b}_c + R \cdot I_{0_s} \cdot \hat{b}_s$$

$$\text{în care s-au folosit notațiile: } E_{ui} = \frac{4}{n \cdot L} \cdot \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \quad \text{și} \quad E_\delta = \frac{2 \cdot U_d}{n \cdot L} \cdot \sin\left(\frac{\Delta}{2}\right) \quad (4.53)$$

- pentru bucla de control a puterii:

$$\hat{\delta} = K_1 \cdot K_2 \cdot H_\delta \cdot \frac{e^{-sT_i}}{(s+a_p)R_1 C_1} \cdot \hat{p}_0$$

- pentru bucla de control a frecvenței:

$$\hat{\omega}_c(s) = -H_\omega(s) \cdot H_e(s) \cdot A \cdot \left( H_{i_{0C}\omega} \hat{i}_{0c}(z) + H_{i_{0S}\omega} \hat{i}_{0s}(z) + E_{\omega\omega} \cdot \hat{\omega}_c(z) - E_{\delta\omega} \cdot \hat{\delta}(z) \right)$$

Modelul de semnal mic se poate materializa folosind surse de tensiune controlate în tensiune, surse de tensiune controlate în curent, surse de curent controlate în tensiune și surse de curent controlate în curent.

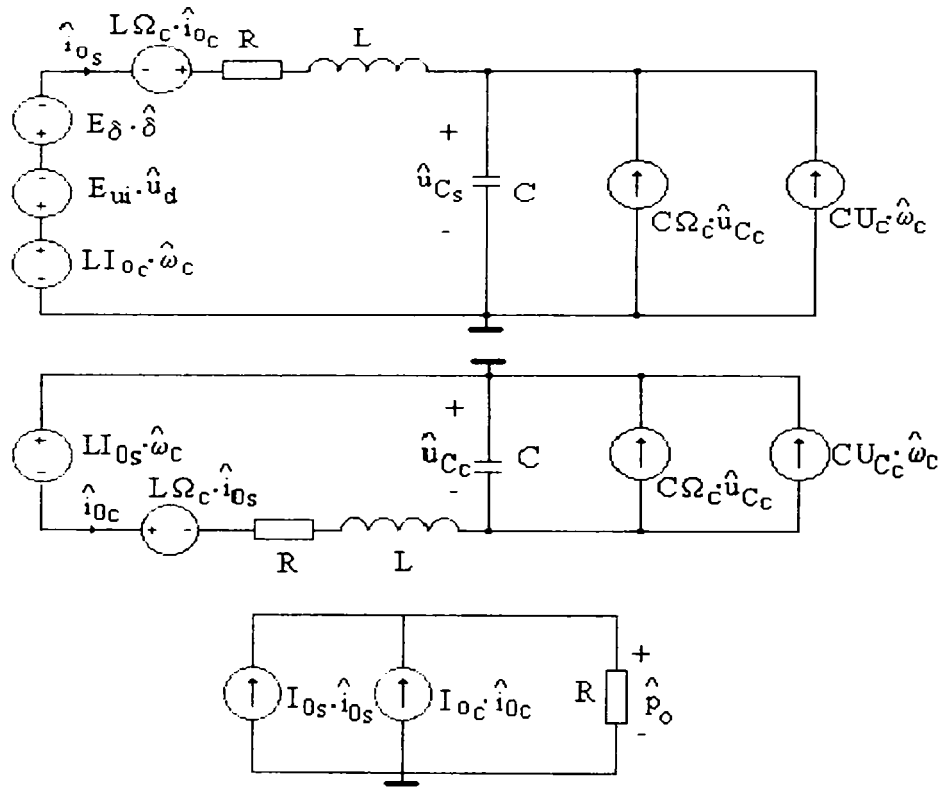


Fig.4.11. Modelul de semnal mic al circuitului de putere al inverterului.

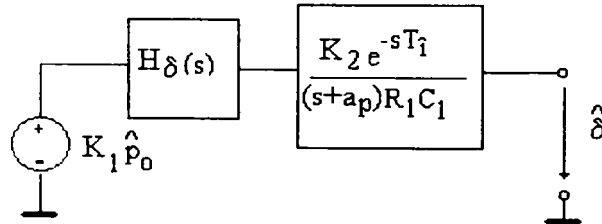


Fig.4.12. Modelul de semnal mic al buclei de control a puterii.

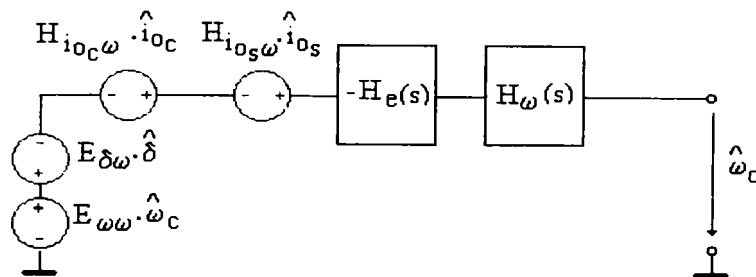


Fig.4.13. Modelul de semnal mic al buclei de control a frecvenței.

Modelul de semnal mic al inverterului rezonant serie cu comanda defazată a ramurilor punții inverteare prezentat în figurile 4.11 ÷ 4.13, care folosește surse comandate, poate fi implementat în programe de simulare a circuitelor electrice cum sunt PSPICE, ORCAD, MATLAB, etc. În figura 4.14 este prezentat modul de implementare a modelului de semnal mic în PSPICE, iar în figura 4.15 modul de implementare în ORCAD.

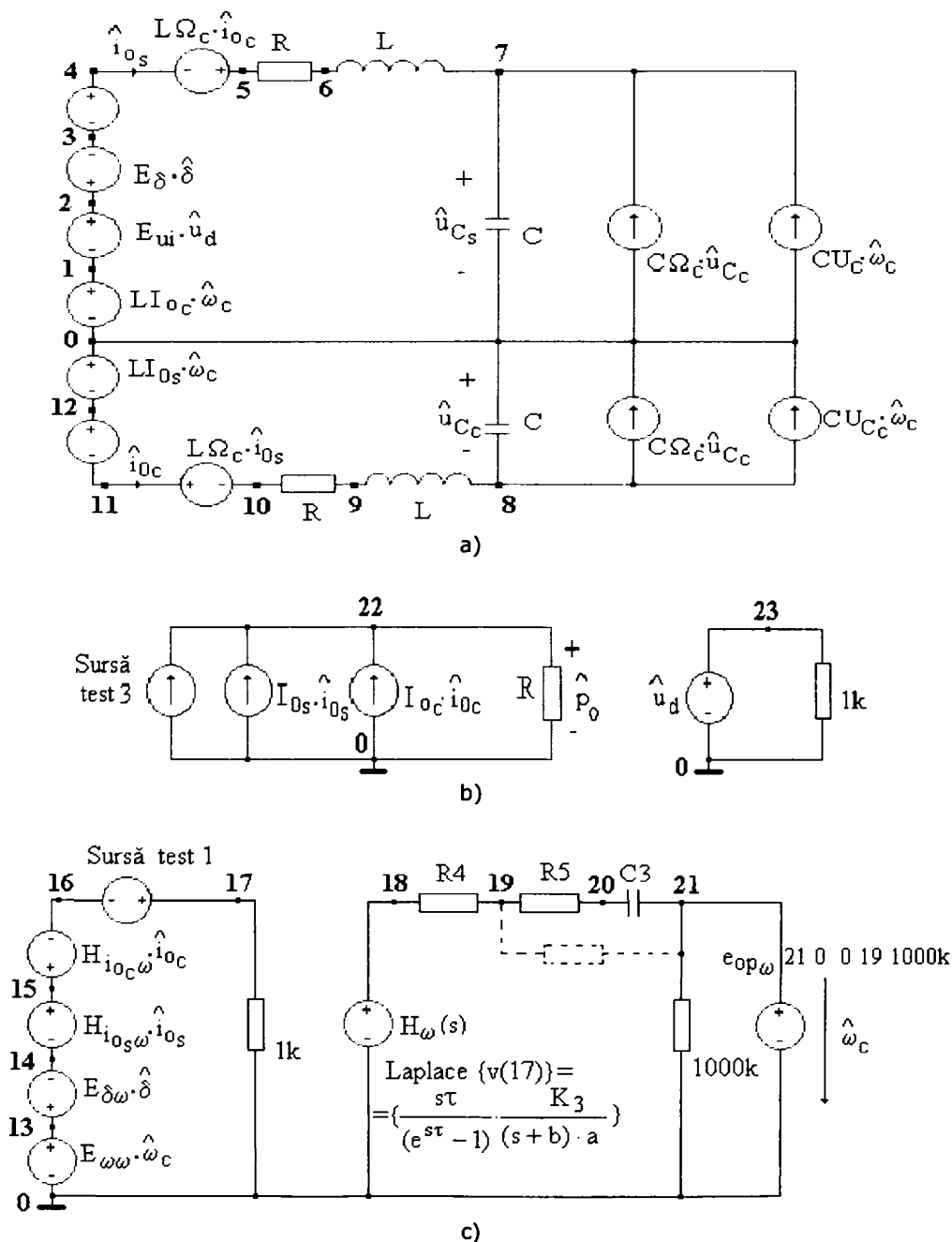


Fig. 4.14. (Continuă pe pagina următoare)

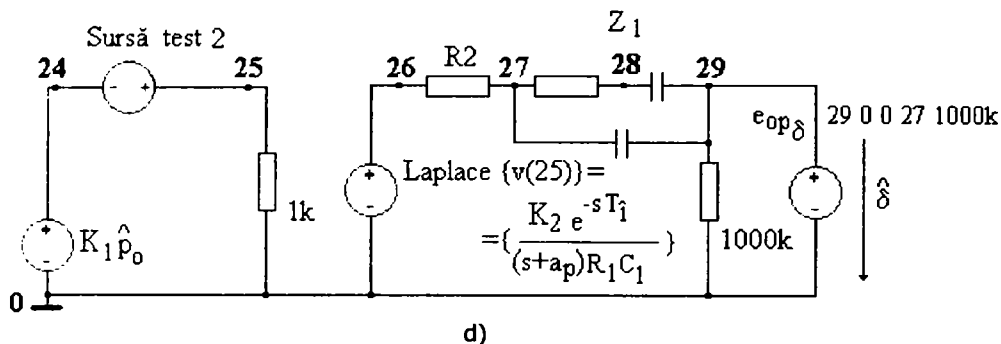


Fig.4.14. Implementare modelului de semnal mic al inverterului rezonant serie cu comandă defazată a ramurilor punții inverteare cu ajutorul programului PSPICE 8.2:  
 a) circuitul de putere; b) tensiunea de alimentare și puterea de ieșire;  
 c) bucla de reglare a frecvenței; d) bucla de reglare a puterii.

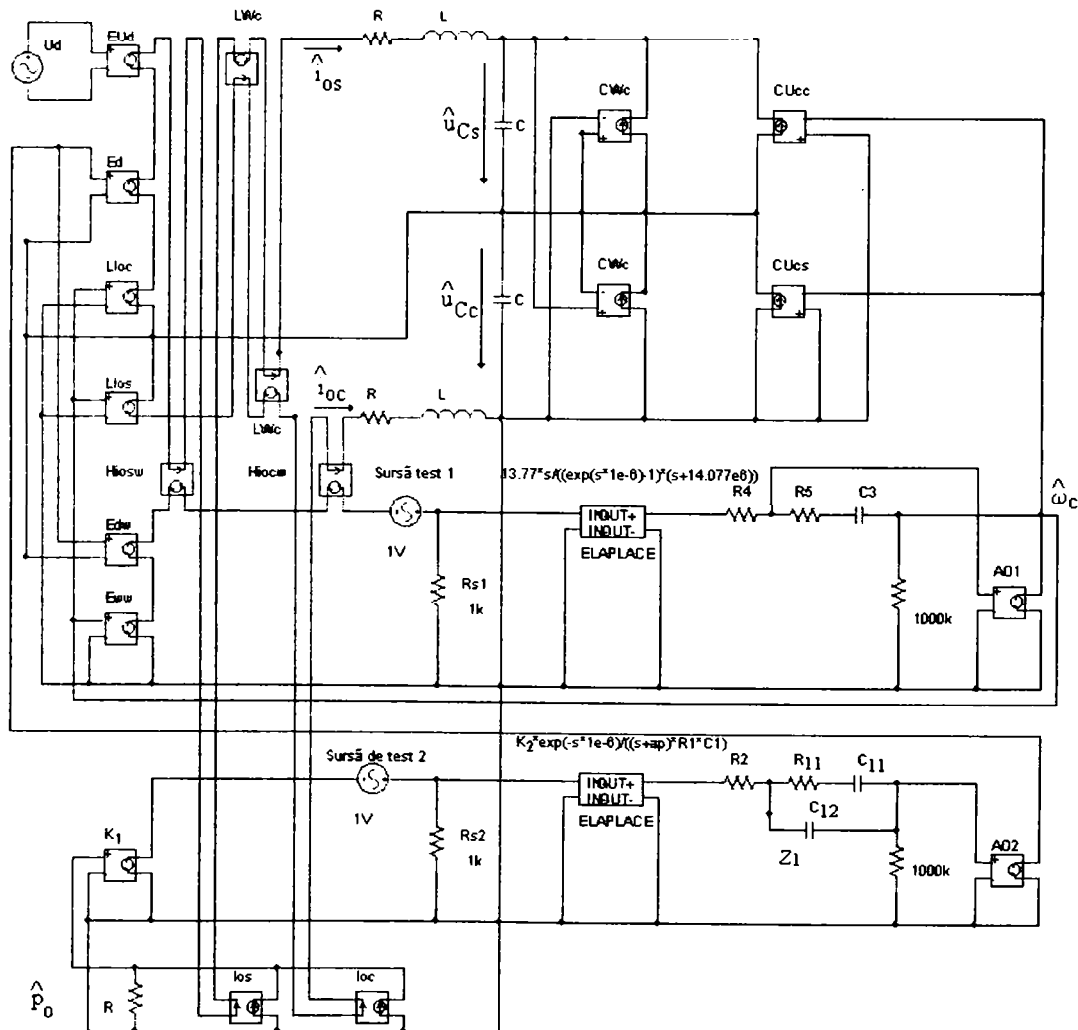


Fig.4.15. Modul de implementare al modelului de semnal mic al inverterului rezonant serie cu comandă defazată a ramurilor punții cu ajutorul programului ORCAD 9.2.



Pentru implementarea modelului de semnal mic s-au folosit surse de tensiune controlate în tensiune, surse de tensiune controlate în curent, surse de curent controlate în tensiune și surse de curent controlate în curent. Pentru implementare expresiilor Laplace din buclele de control ale frecvenței și puterii au fost folosite surse de tensiune controlate printr-o funcție Laplace de către o altă tensiune.

## **4.6. Analiza inverterului rezonant serie cu ajutorul modelului de semnal mic obținut**

### **4.6.1. Analiza buclei de control a frecvenței**

Bucula de control a frecvenței are o importanță deosebită în ceea ce privește siguranța în funcționare a inverterului rezonant discutat. Dacă în timpul funcționării inverterului este pierdut regimul ZVS, din cauza modificării parametrilor sarcinii inductive, pierderile de putere pe IGBT-uri cresc mult, ceea ce poate duce la distrugere lor. Totodată, bucla de reglare a frecvenței este cea care influențează factorul de putere al instalației de încălzire inductivă. Pentru a obține un factor de putere mare este necesar ca frecvența de comutare a IGBT-urilor să fie cât mai apropiată de frecvența de rezonanță. Pentru a împăca cele două cerințe contradictorii în ceea ce privește alegerea frecvenței de comutare se folosește circuitul de control a frecvenței prezentat în figura 4.8. Compensarea folosită pentru bucla de control a frecvenței este caracterizată de relația (4.51). O diodă a fost plasată în bucla de reacție a AO în scopul de a avea două situații diferite de compensare funcție de semnul erorii. Scopul acestei compensări neliniare este obținerea unui timp de răspuns cât mai mic, independent de saturație, când eroarea este pozitivă și să prevină saturația, deși penalizează timpul de răspuns, când eroarea este negativă. Ideal, dioda ar trebui să fie blocată când  $u_3$  este mai mică decât  $u_{ref 2}$ , adică, atunci când eroarea este pozitivă. Compensarea erorii pozitive include un pol la frecvență zero și un zero la frecvență joasă. Eroare pozitivă înseamnă că frecvența inverterului este prea mică și că ZVS poate fi pierdută. Astfel, este acceptabil să avem un AO saturat cu o ieșire pozitivă care să ducă la recâștigarea ZVS. Pe de altă parte, dioda va fi deschisă când  $u_3$  este mai mare decât  $u_{ref 2}$ , ceea ce înseamnă eroare negativă. În acest caz, polul nu este la zero ci la o frecvență relativ înaltă, ceea ce descrește câștigul în curent continuu. Compensarea erorii negative nu va satura AO așa de repede ca și în cazul erorii pozitive. O analiză completă a performanțelor în buclă închisă a acestei compensări neliniare nu este simplă, mai ales când analiza are loc în timpul răspunsului tranzitoriu.

Autorul a efectuat analiza acestei bucle de reglare a frecvenței pentru trei puncte statice de funcționare corespunzătoare la trei nivele de putere de ieșire diferite: o putere de ieșire apropiată de puterea maximă, corespunzătoare unui unghi de defazare  $\delta = 9^\circ$ , o putere de ieșire medie, corespunzătoare unui unghi de defazare  $\delta = 45^\circ$  și o putere de ieșire relativ mică, corespunzătoare unui unghi de comandă  $\delta = 100^\circ$ . Au fost alese aceste puncte statice de funcționare pentru a determina care este situația cea mai defavorabilă în ce privește performanțele buclei de reglare a frecvenței pentru a ține seama tocmai de această situație la proiectarea acestei bucle.

În tabelul 4.1 sunt prezentați parametrii modelului de semnal mic al inverterului rezonant calculați pentru cele trei puncte statice de funcționare specificate. Au fost folosite relațiile (4.16), (4.41), (4.42), (4.43), (4.44) și (4.53). Pentru relațiile (4.41) ÷ (4.44) s-a folosit MATLAB / SIMULINK, așa cum se prezintă în Anexa 9. Parametrii inverterului rezonant pentru care s-a determinat modelul de semnal mic sunt:

$$R=0,6 \Omega ; \quad L=19,4\mu\text{H}; \quad C=880 \text{ nF}; \quad Q=7,88; \quad U_d=30\text{V}; \quad P_{\max}=1,5\text{KW}.$$

Se observă că inverterul rezonant studiat este un inverter de putere mică, dar concluziile care vor fi obținute pot fi extrapolate și pentru invertoarele de putere mai mare.

Tabelul 4.1. Parametrii modelului de semnal mic al inverterului rezonant pentru trei puncte statice de funcționare

Nr.crt.	Parametru	a) $\delta = 9^\circ$	b) $\delta = 45^\circ$	c) $\delta = 100^\circ$
1.	$f_c$	38800 Hz	38950 Hz	39570 Hz
2.	$\Omega_c$	243787,59 s <sup>-1</sup>	244730,07 s <sup>-1</sup>	248625,64 s <sup>-1</sup>
3.	$I_{OC}$	-7,7121 A	-9,936 A	-9,956 A
4.	$I_{OS}$	62,66 A	57,09 A	37,97 A
5.	$U_{Cc}$	-292,1 V	-265,1 V	-175,3 V
6.	$U_{Cs}$	-33,19 V	-46,14 V	-45,97 V
7.	$L\Omega_c$	4,7295 $\Omega$	4,74776 $\Omega$	4,82333 $\Omega$
8.	$L I_{OC}$	-0,13847 mVs	-0,192758 mVs	-0,19514 mVs
9.	$L I_{OS}$	1,2156 mVs	1,10755 mVs	0,7366 mVs
10.	$C\Omega_c$	0,2145 $\Omega^{-1}$	0,21536 $\Omega^{-1}$	0,2187905 $\Omega^{-1}$
11.	$C U_{Cc}$	-0,25705 mAs	-0,23328 mAs	-0,15426 mAs
12.	$C U_{Cs}$	-29,2072 $\mu$ As	-40,6032 $\mu$ As	-40,4536 $\mu$ As
13.	$E_\delta$	1,49846 Vrad <sup>-1</sup>	7,3087 Vrad <sup>-1</sup>	14,6304 Vrad <sup>-1</sup>
14.	$E_{ui}$	1,2693	1,1763	0,8184
15.	$H_{IOS \omega}$	-28,7 $\Omega$	65,77 $\Omega$	653,1 $\Omega$
16.	$H_{IOC \omega}$	-1862 $\Omega$	-1982 $\Omega$	-2009 $\Omega$
17.	$E_{\delta\omega}$	8316 Vrad <sup>-1</sup>	-2923 Vrad <sup>-1</sup>	-17,99 KVrad <sup>-1</sup>
18.	$E_{\omega\omega}$	-2,085 mVs	6,24 mVs	-21,11 mVs
19.	$\tau$	1,2898e <sup>-5</sup> s	1,2837e <sup>-5</sup> s	1,2765e <sup>-5</sup> s

Circuitul de compensare al buclei de reglare a frecvenței în cazul unei erori pozitive ( $\omega_c < \omega_0$ ) are un pol la frecvență zero și un zero ales de către autor la frecvență joasă (22,72 Hz) astfel încât să crească câștigul în bandă al acestei bucle. Pentru cazul unei erori negative ( $\omega_c > \omega_0$ ) polul datorat circuitului de compensare se mută de la zero la frecvența de 6 Hz, ceea ce descrește câștigul în curent continuu al acestei bucle, astfel încât să întârzie saturarea AO al compensatorului. Valorile componentelor acestui circuit de compensare calculate de către autor se găsesc în programele ORCAD 9.2 ale acestei bucle prezentate în Anexele 9 ÷ 11.

În figurile 4.16 ÷ 4.21 sunt prezentate rezultatele simulărilor buclei de reglare a frecvenței în diverse puncte de funcționare, cu bucla de reglare a puterii deschisă. Din aceste curbe se poate observa că bucla de reglare a frecvenței este stabilă, dar câștigul și frecvența de trecere sunt relativ mici. Ele nu pot fi crescute prea mult din cauza posibilei saturări a AO din circuitul de compensare al acestei bucle în cazul unei erori negative.

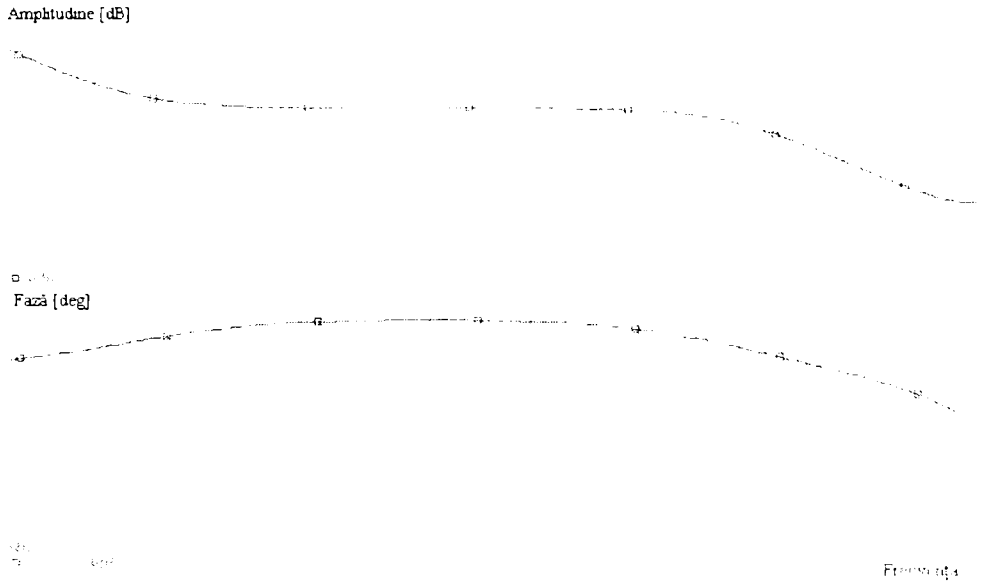


Fig.4.16. Caracteristicile amplitudine - frecvență și fază - frecvență ale buclei de reglare a frecvenței pentru un unghi de defazare  $\delta = 9^\circ$  (pentru eroare pozitivă).

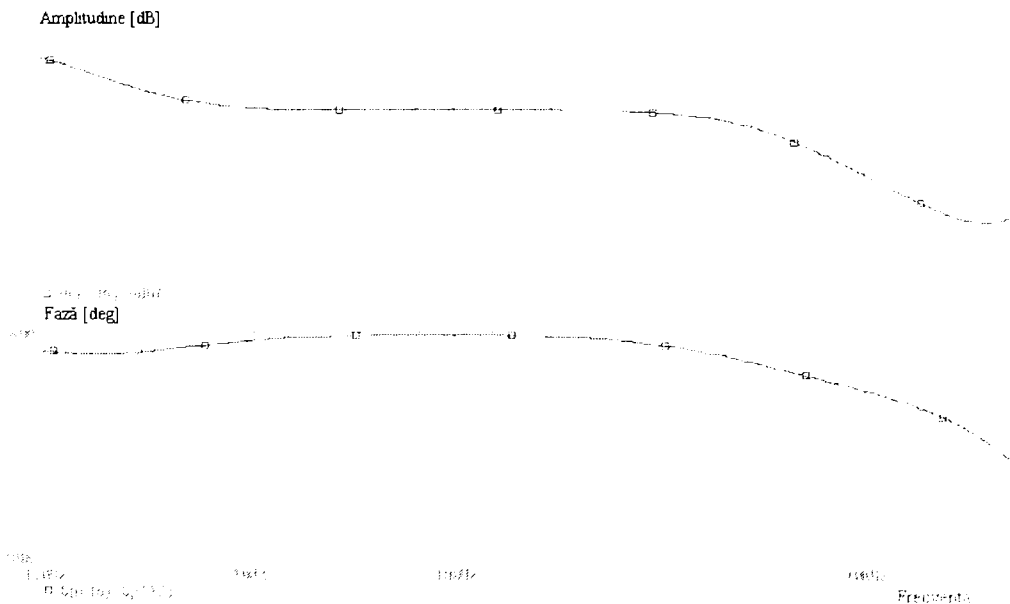


Fig.4.17. Caracteristicile amplitudine - frecvență și fază - frecvență ale buclei de reglare a frecvenței pentru un unghi de defazare  $\delta = 9^\circ$  (eroare negativă).

Figura 4.16 prezintă caracteristicile amplitudine – frecvență și fază – frecvență ale buclei de reglare a frecvenței pentru un nivel de putere mare (cazul a din tabelul 4.1) ( $\delta = 9^\circ$ ), în cazul unei erori pozitive. Valorile măsurate în ORCAD 9.2 pentru frecvența de trecere este de 9 kHz și rezerva de fază de aproximativ 84,5 grade. Rezerva de fază este suficientă, stabilitatea buclei fiind asigurată.

Figura 4.17 prezintă caracteristicile amplitudine – frecvență și fază – frecvență ale buclei de reglare a frecvenței pentru un nivel de putere mare (cazul a din tabelul 4.1) ( $\delta = 9^\circ$ ), în cazul unei erori negative. Câștigul în curent continuu și cel în bandă a scăzut cu câțiva decibeli față de cazul erorii negative. Valorile măsurate în ORCAD 9.2 pentru frecvența de trecere este de 6,368 kHz și rezerva de fază de aproximativ 98,68 grade. Stabilitatea buclei pentru acest caz se îmbunătățește (a crescut rezerva de fază), dar acest lucru este penalizat de creșterea timpului de răspuns al acestei bucle (din cauza scăderii frecvenței de trecere).

În figura 4.18 sunt arătate caracteristicile de frecvență ale buclei de reglare a frecvenței pentru cele trei puncte statice de funcționare din tabelul 4.1, în cazul erorilor pozitive ale frecvenței, iar în figura 4.19 pentru erorile negative.

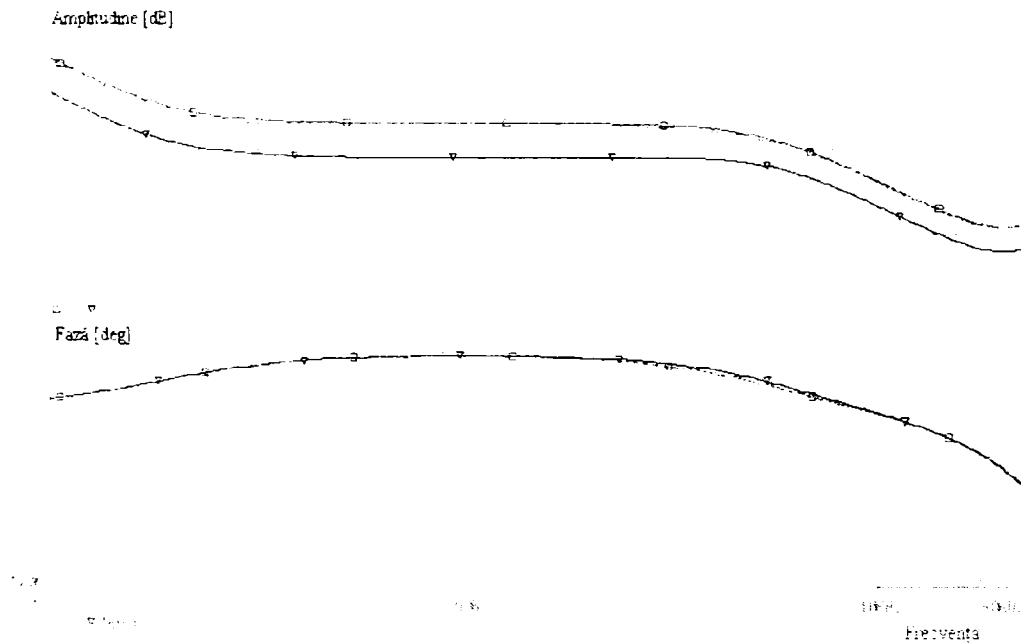


Fig.4.18. Caracteristicile de frecvență ale buclei de reglare a frecvenței pentru următoarele unghiuri de comandă (defazare):  $\circ$  -  $\delta = 9^\circ$ ;  $\square$  -  $\delta = 45^\circ$ ;  $\Delta$  -  $\delta = 100^\circ$  (eroare pozitivă).

Caracteristicile amplitudine - frecvență corespunzătoare unui nivel mic de putere ( $\delta = 100^\circ$ ) au un câștig în curent continuu și în bandă mic. Aceasta duce la o eroare în regim staționar și un timp de răspuns mai mari. Aceste dezavantaje sunt prețul plătit în cazul regulatorului ales, pentru a nu pierde funcționarea ZVS. De aceea este necesar să fie limitat unghiul de comandă (de defazare) maxim la aproximativ  $100^\circ$ , sau altfel spus limitele între care poate varia puterea de ieșire să fie micșorate.

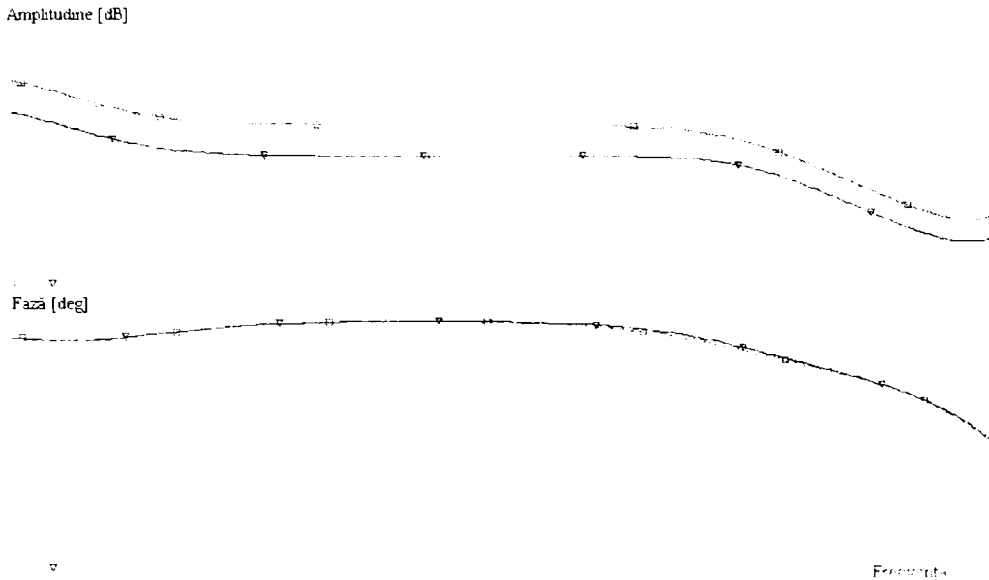


Fig.4.19. Caracteristicile de frecvență ale buclei de reglare a frecvenței pentru următoarele unghiuri de defazare:  $\square$  -  $\delta = 9^\circ$ ;  $\circ$  -  $\delta = 45^\circ$ ;  $\Delta$  -  $\delta = 100^\circ$  (eroare negativă).

Deoarece în timpul încălzirii piesei de lucru parametrii inductorului se modifică este important de văzut care sunt influențele acestor modificări asupra modelului de semnal mic al inverterului rezonant. O variație mare în timpul încălzirii inductive o suferă rezistența echivalentă a inductorului. Autorul a calculat parametrii modelului de semnal mic pentru trei valori diferite ale acestei rezistențe. Calculul a fost făcut pentru un unghi de comandă  $\delta = 9^\circ$ . În tabelul 4.2 sunt prezentați numai parametrii care suferă modificări, odată cu modificarea rezistenței echivalente a inductorului, față de valorile prezentate în tabelul 4.1, coloana a).

Tabelul 4.2. Parametrii modelului de semnal mic al inverterului rezonant pentru trei rezistențe de sarcină diferite ( $\delta = 9^\circ$ ).

Nr.crt.	Parametru	a) $R=0,5\Omega$	b) $R=0,6\Omega$	c) $R=0,7\Omega$
1.	$I_{OC}$	-10,2 A	-7,7121 A	-5,25 A
2.	$I_{OS}$	74,77 A	62,66 A	53,89 A
3.	$U_{CC}$	-348,5 V	-292,1 V	-251,2 V
4.	$U_{CS}$	-47,43 V	-33,19 V	-24,47 V
5.	$L I_{OC}$	-0,193146 mVs	-0,13847 mVs	-0,10185 mVs
6.	$L I_{OS}$	01,4505 mVs	1,2156 mVs	1,045466 mVs
7.	$C U_{CC}$	-0,30668 mAs	-0,25705 mAs	-0,221056 mAs
8.	$C U_{CS}$	-41,4384 $\mu$ As	-29,2072 $\mu$ As	-21,5336 $\mu$ As
9.	$H I_{OS \omega}$	-42,78 $\Omega$	-28,7 $\Omega$	-19,94 $\Omega$
10.	$H I_{OC \omega}$	-1862 $\Omega$	-1895 $\Omega$	-1837 $\Omega$
11.	$E_{\delta\omega}$	12750 $Vrad^{-1}$	8316 $Vrad^{-1}$	5655 $Vrad^{-1}$
12.	$E_{\omega\omega}$	-5,081 mVs	-2,085 mVs	-0,7925 mVs

Rezultatele simulărilor pentru cele două valori ale rezistenței de sarcină sunt prezentate în figura 4.20 (s-au folosit Anexele 12 și 13). Se observă că o creștere a rezistenței de sarcină are ca efect micșorarea câștigului buclei de reglare a frecvenței și scăderea rezervei de fază acestei bucle, adică o înrăutățire a stabilității acestei bucle. Pentru inverterul analizat câștigul buclei scade cu aproximativ 5 dB, iar rezerva de fază scade cu aproximativ 10 grade.

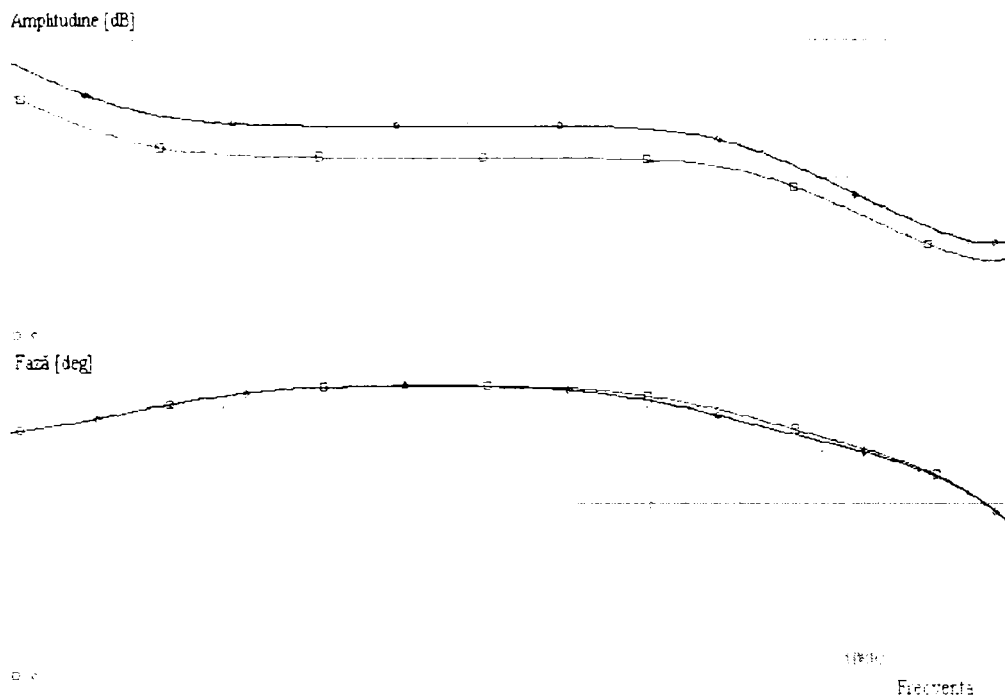


Fig.4.20. Caracteristicile de frecvență ale buclei de reglare a frecvenței pentru două valori diferite ale rezistenței de sarcină: □ - pentru  $R = 0,7 \Omega$ ; ◇ - pentru  $R = 0,5 \Omega$ .

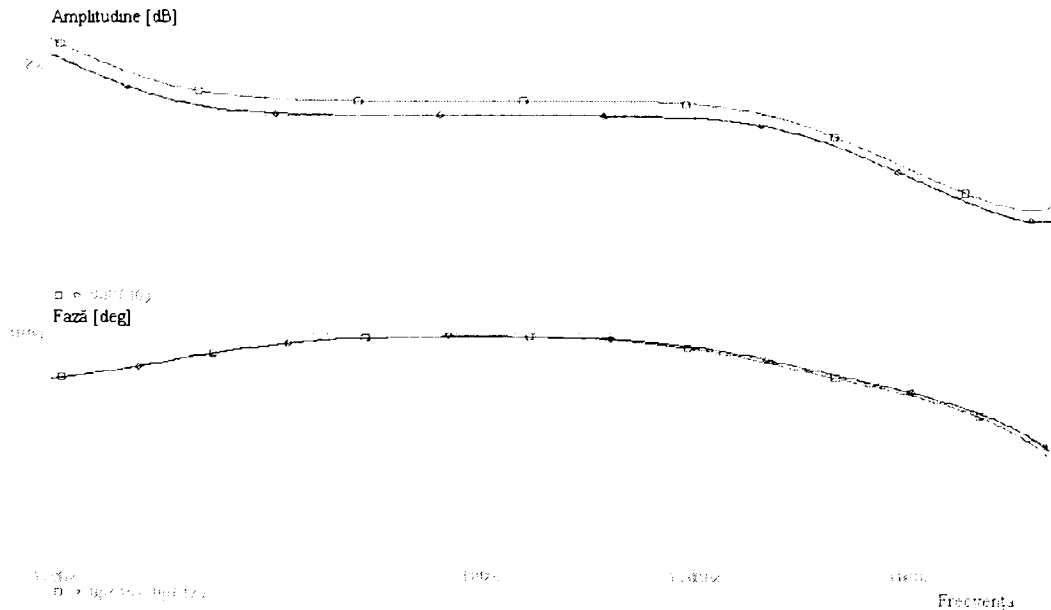
Întrucât în timpul procesului de încălzire rezistența inductorului crește pe măsura creșterii temperaturii, înseamnă că proiectarea acestei bucle trebuie să se facă pentru cea mai mare valoare a temperaturii care apare în timpul ciclului de funcționare la instalația de încălzire prin inducție.

În timpul încălzirii sau din cauza atingerilor accidentale dintre inductor și piesă poate avea loc și o modificare a inductivității  $L$  ceea ce determină modificări semnificative asupra parametrilor modelului de semnal mic așa cum se prezintă în tabelul 4.3. În acest tabel au fost prezentați numai parametrii care suferă modificări, odată cu modificarea inductivității echivalente a inductorului, față de valorile prezentate în tabelul 4.1, coloana a). Valorile parametrilor au fost calculați pentru o funcționare a inverterului cu o putere mare la ieșire ( $\delta = 9^\circ$ ).

Rezultatele simulărilor pentru cele două valori ale inductivității de sarcină sunt prezentate în figura 4.21 (s-au folosit Anexele 14 și 15). Se observă că o scădere a inductivității de sarcină are ca efect micșorarea câștigului în buclă și înrăutățirea stabilității prin micșorarea rezervei de fază. Întrucât în timpul procesului de încălzire  $L$  scade pe măsura creșterii temperaturii, mai ales peste punctul Curie, înseamnă că proiectarea acestei bucle trebuie să se facă pentru valoarea inductivității de sarcină care corespunde temperaturii maxime a piesei de lucru.

Tabelul 4.3. Parametrii modelului de semnal mic al invertorului rezonant pentru trei valori diferite ale inductivității  $L$  ( $\delta = 9^\circ$ ).

Nr.crt.	Parametru	a) $L=17.5\mu\text{H}$	b) $L=19.4\mu\text{H}$	c) $L=21,3\mu\text{H}$
1.	$f_c$	40900	38800	37040
2.	$\Omega_c$	$256982,27\text{ s}^{-1}$	$243787,59\text{ s}^{-1}$	$232729,18\text{ s}^{-1}$
3.	$I_{OC}$	-7,835 A	-7,7121 A	-7,746 A
4.	$I_{OS}$	62,48 A	62,66 A	62,51 A
5.	$U_{Cc}$	-267,3 V	-292,1 V	-305,2 V
6.	$U_{Cs}$	-34,65 V	-33,19 V	-37,82 V
7.	$L\Omega_c$	$4,4972\Omega$	$4,7295\Omega$	$4,9571\Omega$
8.	$L I_{OC}$	-0,13711 mVs	-0,13847 mVs	-0,16499 mVs
9.	$L I_{OS}$	1,0934 mVs	1,2156 mVs	1,3315 mVs
10.	$C\Omega_c$	$0,22615\Omega^{-1}$	$0,035436\Omega^{-1}$	$0,2048\Omega^{-1}$
11.	$C U_{Cc}$	-0,235224 mAs	-0,25705 mAs	0,268576 mAs
12.	$C U_{Cs}$	-30,492 $\mu\text{As}$	-29,2072 $\mu\text{As}$	-33,2816 $\mu\text{As}$
13.	$H I_{OS}\omega$	-33,94 $\Omega$	-28,7 $\Omega$	-36,4 $\Omega$
14.	$H I_{OC}\omega$	-1747 $\Omega$	-1895 $\Omega$	-1999 $\Omega$
15.	$E_{\delta\omega}$	$9048\text{ Vrad}^{-1}$	$8316\text{ Vrad}^{-1}$	$9805\text{ Vrad}^{-1}$
16.	$E_{\omega\omega}$	-2,813 mVs	-2,085 mVs	-3,267 mVs
17.	$\tau$	$1,222\text{ e}^{-5}\text{ s}$	$1,289\text{ e}^{-5}\text{ s}$	$1,35\text{ e}^{-6}\text{ s}$

Fig.4.21. Caracteristicile de frecvență ale buclei de reglare a frecvenței pentru două valori diferite ale inductivității de sarcină:  $\square$  - pentru  $L = 21,3\mu\text{H}$ ;  $\diamond$  - pentru  $L = 17,5\mu\text{H}$

Se observă că atât din punct de vedere al rezistenței de sarcină cât și al inductivității de sarcină proiectarea buclei de reglare a frecvenței este bine să se facă pentru valorile corespunzătoare temperaturii maxime de încălzire a piesei de lucru.

#### 4.6.2. Analiza buclei de reglare a puterii

Rețeaua de compensare folosită pentru bucla de reglare a puterii a fost prezentată în figura 4.7 și este caracterizată de relația (4.29). Această rețea de compensare asigură: un pol în zero (un integrator) pentru un câștig în curent continuu mare, un zero la frecvențe joase, pentru a crește câștigul în bandă al buclei și un pol la înaltă frecvență. De asemenea, filtrul trece jos folosit pentru medierea puterii de ieșire contribuie cu un pol la frecvențe medii.

Valorile componentelor din bucla de reglare a puterii sunt prezentate în programul corespunzător acestei bucle din Anexele 16 ÷ 18. Frecvența zeroului a fost aleasă de către autor la 159,15 Hz, iar frecvența polilor la 4774,65 kHz, respectiv 1,33 MHz.

Figura 4.22 prezintă caracteristicile de frecvență ale buclei de reglare a puterii cu bucla de reglare a frecvenței închisă, pentru un unghi de decalaj  $\delta = 9^\circ$ . Bucla de reglare a puterii este stabilă, având un câștig în curent continuu mare, un câștig în bandă suficient de mare și o rezervă de fază de  $90^\circ$ , iar frecvența de trecere de 3,744 kHz.



Fig.4.22. Caracteristicile amplitudine - frecvență și fază - frecvență ale buclei de reglare a puterii pentru un unghi de defazare  $\delta = 9^\circ$ .

Chiar dacă parametrii buclei de reglare a puterii suferă mai puține modificări decât cei ai buclei de reglare a frecvenței, totuși prin interacțiunile care apar între aceste bucle comportarea buclei de reglare a puterii se modifică la schimbarea



punctului static de funcționare. În figura 4.23 sunt prezentate caracteristicile de frecvență ale buclei de reglare a puterii pentru două puncte statice de funcționare diferite, corespunzătoare unghiurilor de comandă  $\delta = 9^\circ$  și  $\delta = 45^\circ$ .

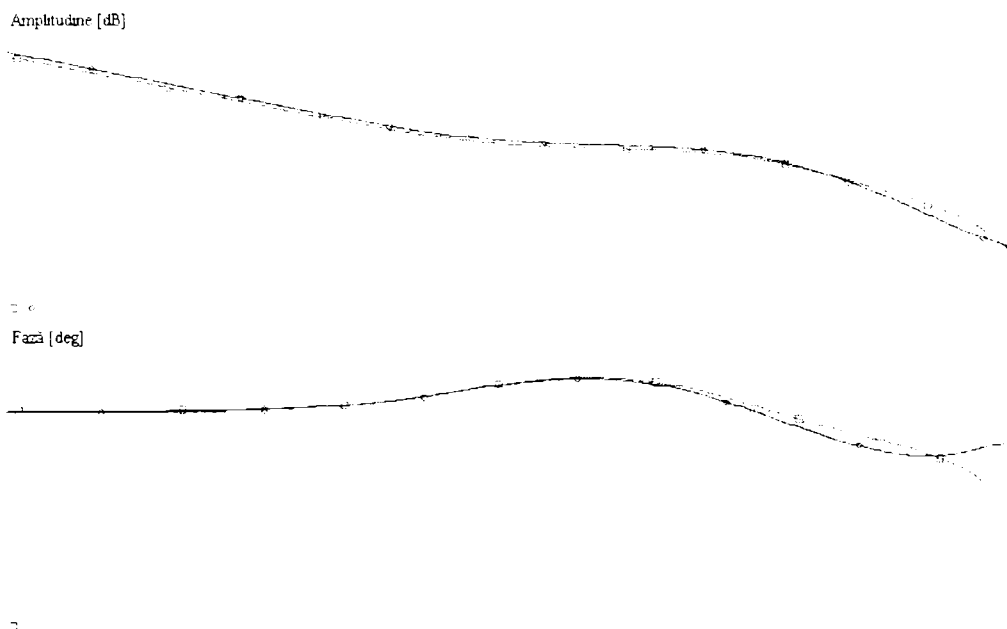


Fig.4.23. Caracteristicile de frecvență ale buclei de reglare a puterii pentru următoarele unghiuri de comandă (defazare):  $\circ$  -  $\delta = 9^\circ$ ;  $\diamond$  -  $\delta = 45^\circ$ .

Se observă că stabilitatea buclei de reglare a puterii se îmbunătățește pe măsură ce puterea de ieșire scade, ceea ce conduce la concluzia că proiectarea acestei bucle trebuie să se facă pentru punctul de funcționare corespunzător puterii maxime de ieșire.

### 4.6.3. Analiza comportării inverterului rezonant la perturbații

Pentru a caracteriza comportarea inverterului rezonant la perturbații se studiază răspunsul acestuia la semnal treaptă. Obținerea unor rezultate concludente se face alegând ca valoarea semnalului treaptă să nu fie foarte mare, astfel încât parametrii modelului de semnal mic să nu sufere modificări mari în timpul răspunsului. Figura 4.24 prezintă răspunsul modelului de semnal mic al inverterului la o variație pozitivă a tensiunii de intrare (s-a utilizat Anexa 19). A fost folosit modelul complet în care parametrii modelului au fost calculați pentru un unghi de comandă  $\delta = 9^\circ$  și au fost prezentați în tabelul 4.1 a). Semnificația nodurilor a căror tensiune a fost prezentată este cea din figura 4.14. Se observă că o creștere a tensiunii de alimentare duce la scăderea curenților de stare  $i_{0C}$  și  $i_{0S}$  (implicit a curentului de sarcină) astfel încât să mențină puterea de ieșire constantă. Pentru aceasta unghiul de comandă scade. Scăderea curentului de sarcină duce la creșterea frecvenței de comutație astfel încât să se asigure timpul necesar descărcării complete a capacităților de ieșire a IGBT-urilor.

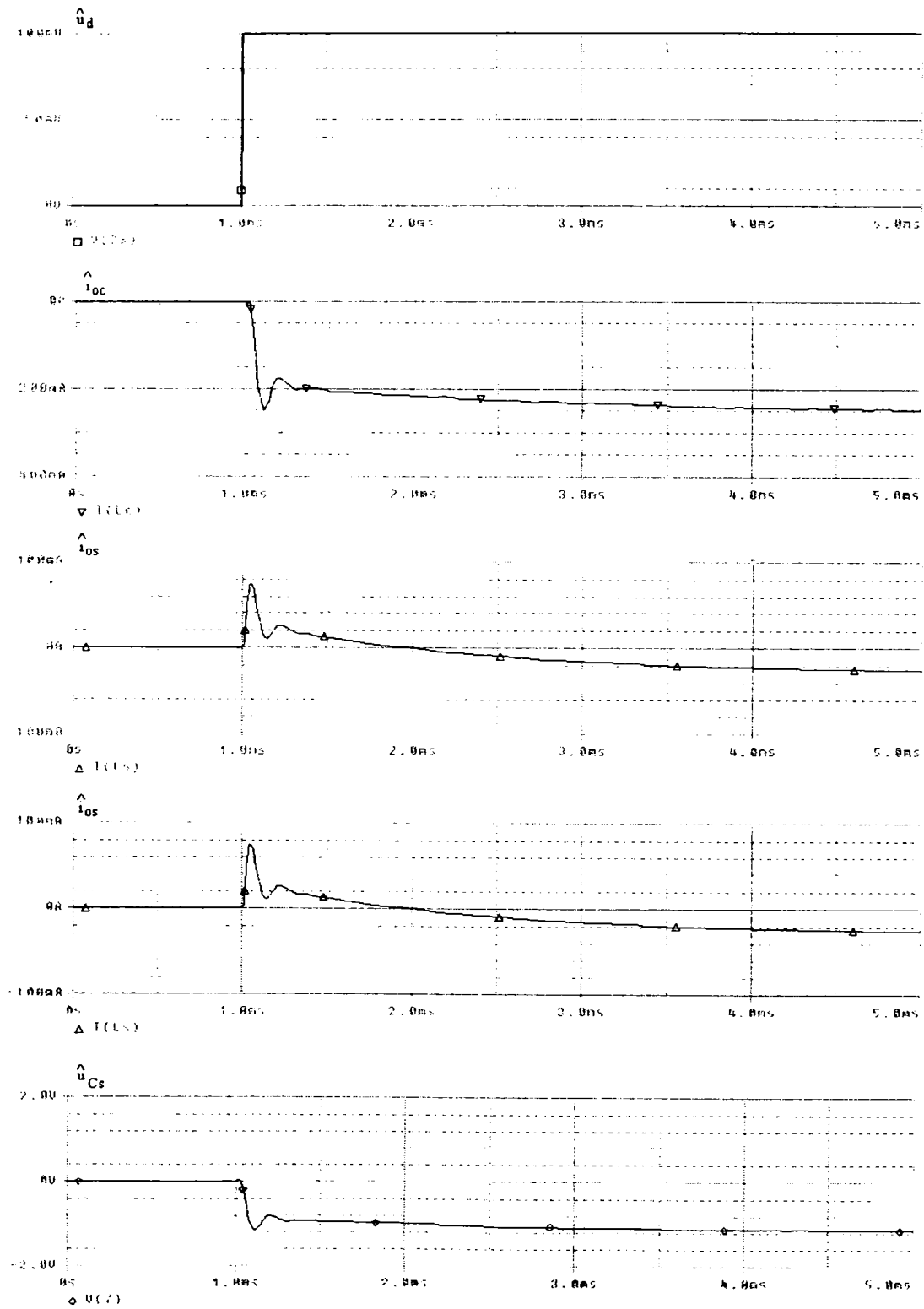


Fig. 4.24. (Continuă pe pagina următoare).

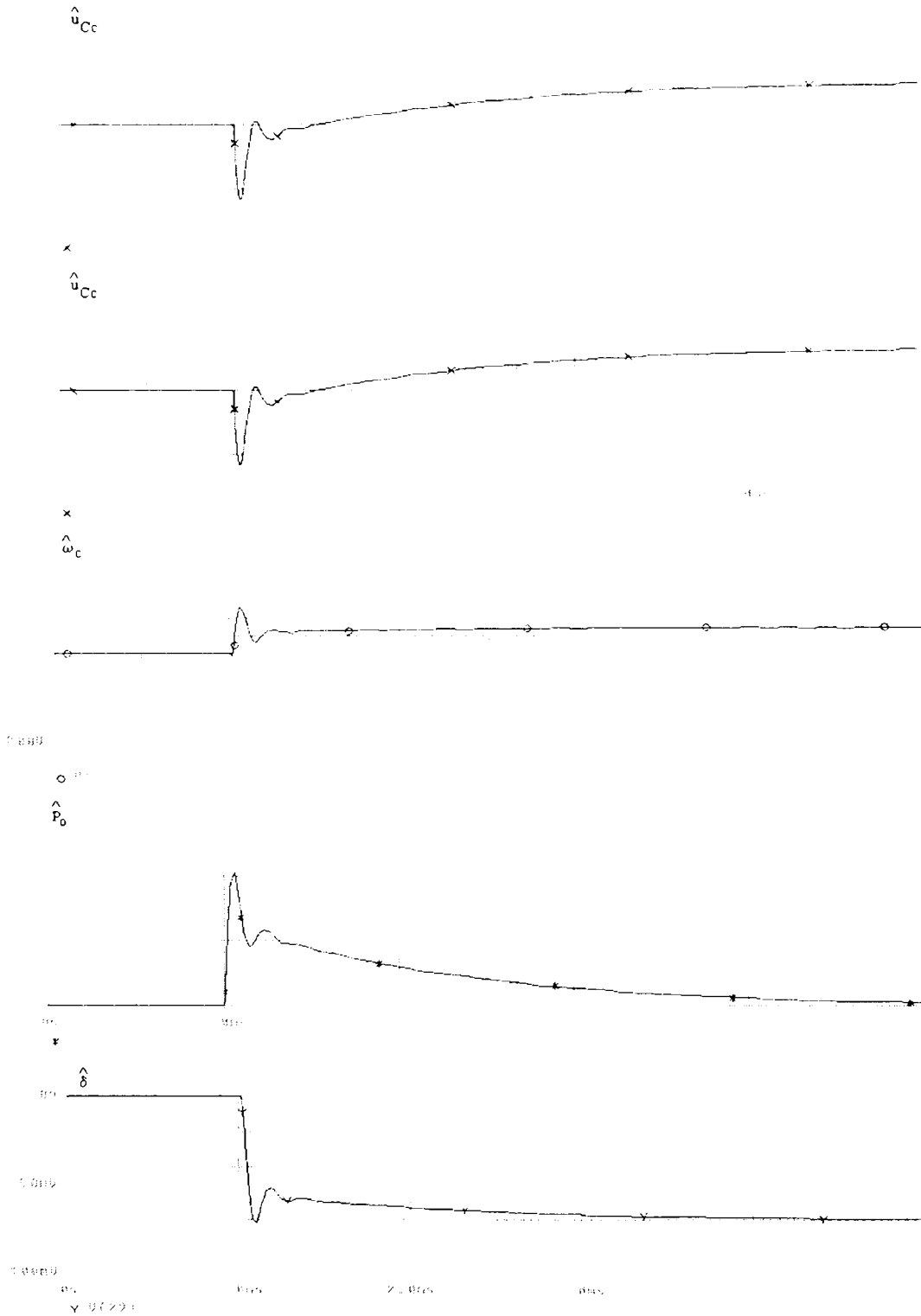


Fig.4.24. Răspunsul modelului de semnal mic complet al inverterului rezonant serie funcționând la un nivel mare de putere la o variație pozitivă a tensiunii de alimentare.

Figura 4.25 prezintă răspunsul modelului de semnal mic al inverterului rezonant serie la o variație negativă a tensiunii de intrare folosind modelul de semnal mic prezentat în Anexa 20. Scăderea tensiunii de alimentare duce la creșterea curenților de stare  $i_{0C}$  și  $i_{0S}$  (implicit a curentului de sarcină) astfel încât să mențină puterea de ieșire constantă. De asemenea unghiul de comandă crește. Crescând curentul de sarcină frecvența unghiulară scade întrucât timpul de descărcare a capacităților de ieșire a IGBT-urilor devine mai mic și astfel se poate folosi o frecvență mai apropiată de frecvența de rezonanță.

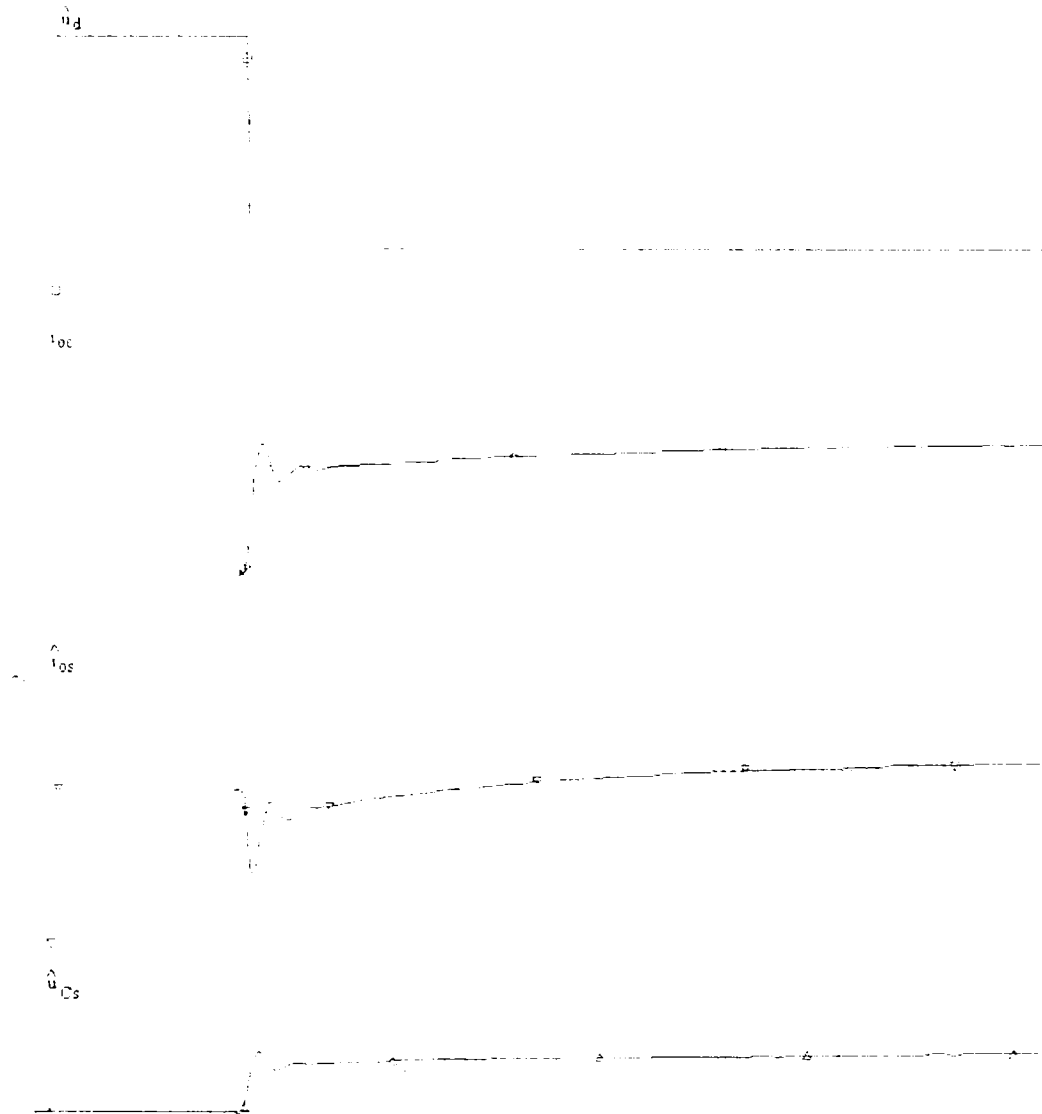


Fig. 4.25. (Continuă pe pagina următoare).

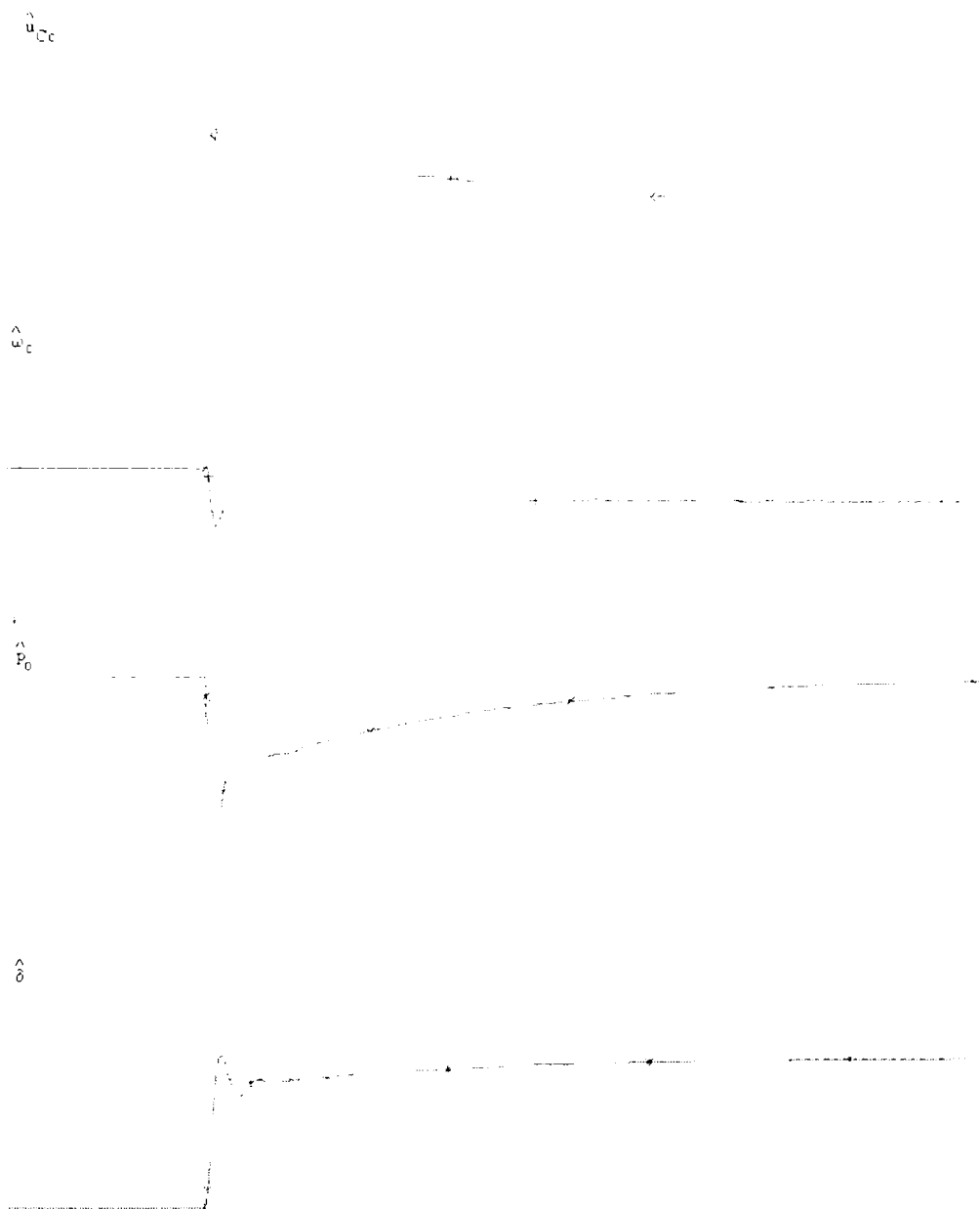


Fig.4.25. Răspunsul modelului de semnal mic complet al inverterului rezonant serie funcționând la un nivel mare de putere la o variație negativă a tensiunii de alimentare.

Figura 4.26 prezintă răspunsul modelului inverterului rezonant la un scurtcircuit între spirele inductorului (s-a utilizat Anexa 21). Acest scurtcircuit a fost simulat prin scăderea simultană a rezistenței și inductivității inductorului cu aproximativ 20 %. Rezultatele scurtcircuitului dat de modelul obținut coincid cu cele teoretice și cele constatate în practică. Astfel se observă că valorile curentului de sarcină cresc, de asemenea crește valoarea tensiunii pe condensatorul de

compensare, dar aceste creșteri sunt corelate astfel încât prin creșterea unghiului de comandă să se mențină constantă puterea de ieșire. O schimbare radicală suferă frecvența de comandă care imediat după producerea scurtcircuitului poate duce la pierderea regimului ZVC la comutația întrerupătoarelor de putere.

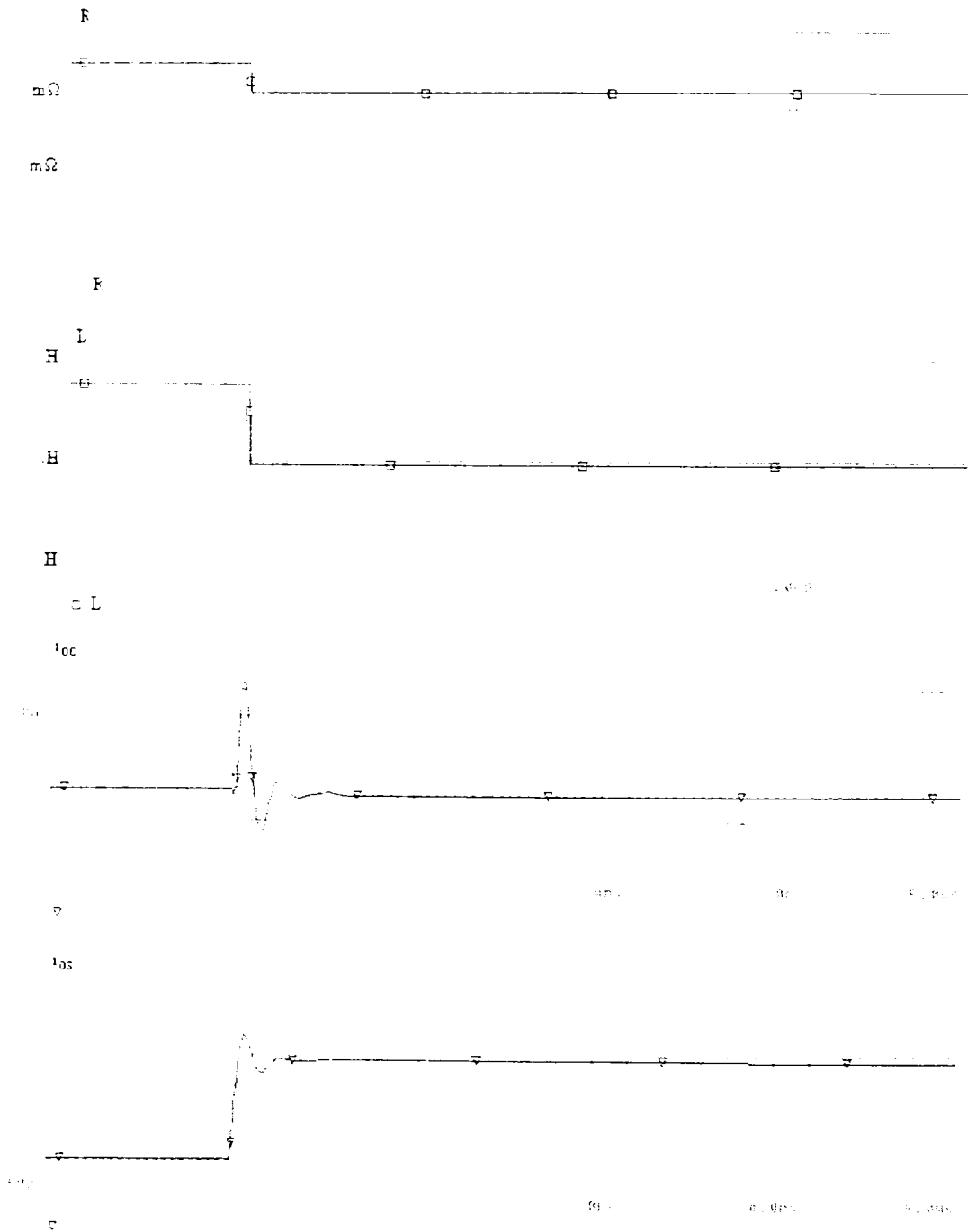


Fig. 4.26. (Continuă pe pagina următoare).

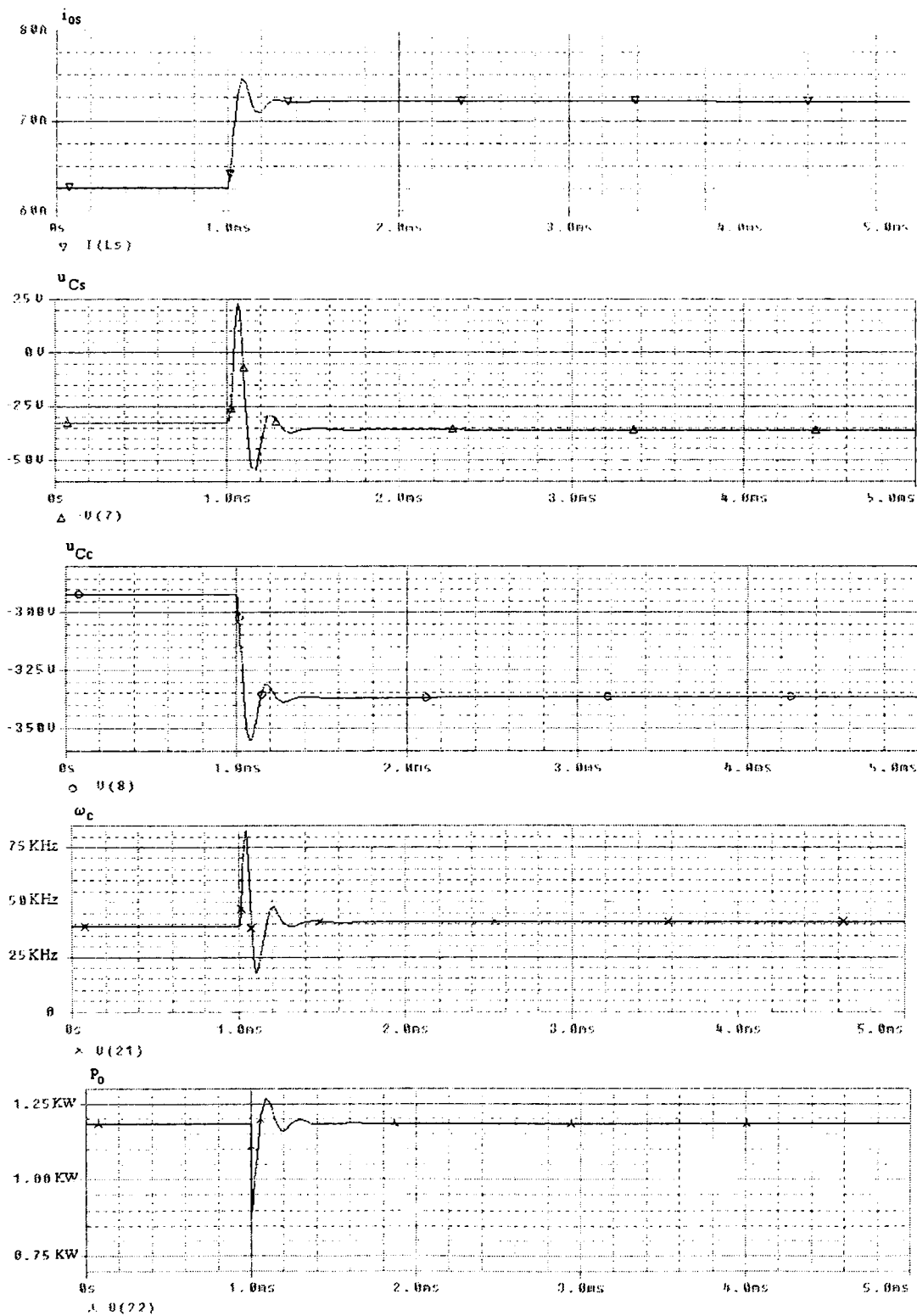


Fig. 4.26. (Continuă pe pagina următoare).

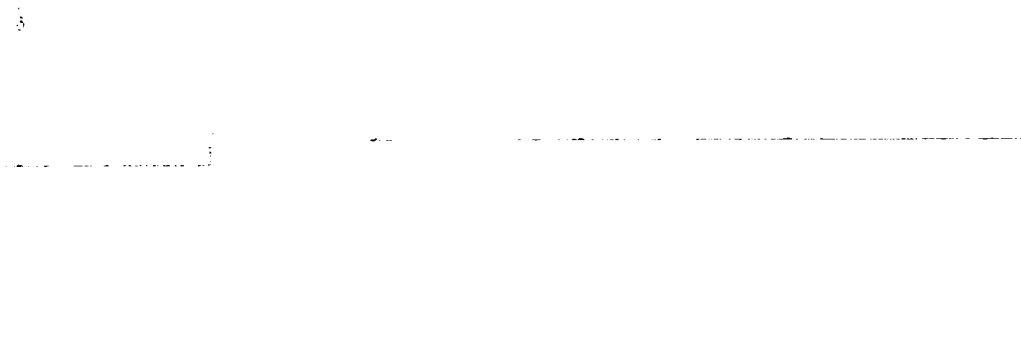


Fig.4.26. Răspunsul modelului de semnal mic complet al inverterului rezonant serie funcționând la un nivel mare de putere la un scurtcircuit între spiarele inductorului.

Din analiza simulărilor efectuate cu modelul de semnal mic se observă că acesta răspunde corect în toate situațiile prezentate, dovedind valabilitatea lui. Astfel a fost demonstrată utilitatea lui la proiectarea invertoarelor rezonante cu comandă defazată a ramurilor punții invertoare.

#### 4.7. CONCLUZII

În acest capitol au fost prezentate contribuțiile autorului la modelarea invertoarelor rezonante serie cu comandă defazată a ramurilor punții invertoare. Autorul a preluat bazele teoretice ale modelării convertoarelor rezonante prin metoda descompunerii funcțiilor periodice în serii trigonometrice și separarea termenilor în sinus și cosinus din [38]. **A fost determinat modelul complet al unui inverter rezonant serie conținând toate buclele de reglare ale inverterului.** După obținerea modelului de semnal mare **autorul a analizat acest model cu ajutorul unor programe pe care le-a scris în MathCAD și care sunt prezentate în Anexa 7.** Cu ajutorul acestor programe a fost studiată funcționarea inverterului la trei nivele de putere diferite pentru a demonstra valabilitatea modelului obținut pentru orice condiții de funcționare. Rezultatele obținute în urma simulărilor sunt în bună concordanță cu rezultatele determinate experimental, care sunt prezentate în capitolul șase. Pentru determinarea valorilor variabilelor de stare în punctul static de funcționare autorul a realizat un program în MATLAB pe care îl prezintă în Anexa 4.

Prin perturbarea variabilelor de stare, de intrare și de ieșire în jurul punctului static de funcționare **autorul a determinat modelul de semnal mic complet al inverterului rezonant.** Acest model, obținut inițial sub formă analitică, conține partea de putere a inverterului rezonant, bucla de reglare a puterii și bucla de control a frecvenței, care sunt interdependente. Orice modificare în funcționarea unei bucle a inverterului se reflectă și în funcționarea celorlalte bucle ale inverterului. Modelul de semnal mic sub formă analitică poate fi simulat folosind programe care pot rezolva ecuații diferențiale (cum sunt MATLAB sau MathCAD) sau poate fi "materializat" prin transformarea lui într-un circuit care conține componente electrice. Pentru studierea modelului de semnal mic în programe specializate în simularea circuitelor cum sunt PSPICE și ORCAD, **autorul a transformat modelul de semnal mic sub formă analitică într-un model de semnal mic sub formă de circuit echivalent folosind surse de tensiune controlate în tensiune, surse de tensiune controlate în curent, surse de curent controlate în tensiune și surse de curent controlate în curent.** Pentru implementarea



expresiilor Laplace din buclele de control ale frecvenței și puterii au fost folosite surse de tensiune controlate printr-o funcție Laplace de către o altă tensiune. **Pentru calcularea parametrilor modelului de semnal mic al inverterului, care sunt exprimați prin relații destul de complicate, autorul a realizat un program în MATLAB / SIMULINK și care este prezentat în Anexa 8.** Cu ajutorul acestui program autorul a putut calcula valorile parametrilor modelului de semnal mic al inverterului pentru diferite regimuri de funcționare ale inverterului.

**Autorul a analizat bucla de control a frecvenței** pentru diferite nivele ale puterii de sarcină și urmărind influența modificării parametrilor sarcinii în timpul încălzirii asupra performanțelor acestei bucle. Această buclă de reglare a frecvenței, care este foarte importantă în funcționarea sigură a inverterului, trebuie să păstreze frecvența de comandă cât mai aproape de frecvența de rezonanță a circuitului de sarcină fără însă a pierde comutația la tensiune zero (ZVS) chiar dacă au loc modificări ale parametrilor inverterului. **Din rezultatele obținute autorul a prezentat o serie de concluzii utile în ce privește proiectarea acestei bucle.** Pentru toate situațiile analizate au fost calculați parametrii modelului de semnal mic pentru acele situații și sunt prezentați sub forma unor tabele. **Autorul a realizat programe ORCAD / PSPICE care au permis analizele acestei bucle de reglare a frecvenței.** Aceste programe sunt prezentate în Anexele 9 ÷ 15 și din ele se pot afla toți parametrii modelului, în afara celor prezentați în cadrul capitolului. Pentru determinarea lor autorul a realizat numeroase simulări care să optimizeze funcționarea acestei bucle, fără ca aceste rezultate să fie prezentate explicit în cadrul capitolului.

De asemenea, **autorul a analizat și bucla de reglare a puterii** pentru diferite puncte statice de funcționare, corespunzătoare unor puteri de sarcină diferite. Chiar dacă parametrii buclei de reglare a puterii suferă mai puține modificări decât cei ai buclei de reglare a frecvenței, totuși prin interacțiunile care apar între aceste bucle comportarea buclei de reglare a puterii se modifică la schimbarea punctului static de funcționare. S-a arătat că stabilitatea buclei de reglare a puterii se îmbunătățește pe măsură ce puterea de ieșire scade, ceea ce duce la ideea proiectării acestei bucle astfel încât să fie asigurată stabilitatea ei pentru punctul de funcționare corespunzător puterii maxime de ieșire. Și pentru această buclă **autorul a realizat programe în ORCAD/PSPICE care permit analiza acestei bucle și care sunt prezentate în Anexele 16 ÷ 18.**

La finalul acestui capitol **autorul a prezentat rezultatele analizei comportării inverterului la perturbații** care pot să apară în timpul funcționării acestuia. Pentru aceasta au fost scrise programe care determină răspunsul inverterului la perturbații tip treaptă ale tensiunii de alimentare sau ale parametrilor sarcinii (care corespunde unui scurtcircuit al inductorului), aceste programe fiind prezentate în Anexele 19 ÷ 21. Din analiza simulărilor efectuate **s-a arătat că modelul de semnal mic răspunde corect în toate situațiile prezentate.**

În concluzie se poate afirma că a fost demonstrată valabilitatea modelelor obținute și utilitatea lor la proiectarea inverteoarelor rezonante serie cu comandă defazată a ramurilor punții inverteoare. Rezultatele obținute în acest capitol au fost valorificate de către autor prin publicarea lucrărilor științifice [121] și [122].

## 5. MODELAREA INVERTOARELOR REZONANTE FOLOSIND METODA GENERALĂ DE MEDIERE

În acest capitol autorul prezintă modul de obținere al modelelor de semnal mare și de semnal mic pentru invertoarele rezonante folosind metoda generală de mediere. Această metodă se poate folosi pentru modelarea circuitelor în care variabilele de stare suferă variații mari în jurul valorilor medii ale acestora, cum este cazul invertoarelor rezonante. Ideea de bază a metodei generale de mediere, care se mai numește și metoda de mediere multi - frecvență, este de a folosi componentele Fourier ale variabilelor de stare ca noi variabile de stare. Modelul mediat va fi cu atât mai exact cu cât folosește mai multe componente Fourier pentru reprezentarea fiecărei variabile de stare. Autorul a obținut modelele de semnal mare și de semnal mic în formă analitică folosind prima componentă Fourier pentru reprezentarea variabilelor de stare și modelele de semnal mare și de semnal mic folosind primele trei componente Fourier pentru reprezentarea variabilelor de stare. Aceste modele sunt simulate în MathCAD și se face o analiză comparativă între ele. De asemenea se face o comparație cu modelele obținute în capitolul anterior.

### 5.1. Baza teoretică a folosirii metodei generale de mediere la modelarea invertoarelor rezonante

Baza teoretică a metodei generale de mediere este preluată din [2] și [91]. Ea este prezentată de către autor în cadrul acestui subcapitol pentru a se putea înțelege modul în care a procedat la obținerea modelelor care vor fi prezentate. Metoda generală de mediere folosește seria Fourier pentru a reprezenta evoluția în timp a variabilelor de stare care caracterizează funcționarea invertoarelor rezonante. Astfel, o variabilă de stare  $x(\tau)$  având perioada  $T$  în intervalul  $(t-T)$  poate fi reprezentată sub forma:

$$x(\tau) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_k(t) \cdot e^{jk\omega\tau}, \quad k=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3... \quad (5.1)$$

unde  $\omega = \frac{2\pi}{T}$  și  $\langle x \rangle_k$  sunt componentele complexe ale seriei Fourier pentru variabila  $x(\tau)$ . Aceste componente sunt dependente de timp și sunt obținute prin integrarea variabilei de stare pe o perioadă:

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_0^T x(\tau) e^{-jk\omega\tau} d\tau \quad (5.2)$$

Se poate caracteriza funcționarea unui inverter rezonant cu ajutorul unui set de variabile de stare  $x_i(t)$  printr-un sistem de ecuații diferențiale. În cadrul metodei generale de mediere inverterul rezonant este reprezentat de noile variabile de stare  $\langle x_i \rangle_k(t)$  date de componentele seriei Fourier ale vechilor variabile de stare  $x_i(t)$ , componente obținute folosind (5.2). Folosirea mai multor componente pentru fiecare variabilă de stare permite o analiză mai exactă, dar și complexitatea modelului

crește foarte mult. Componentele Fourier fiind variabile complexe, ordinul modelului mediat final în planul real v-a avea un număr dublu de ecuații față de numărul de componente utilizate.

O problemă importantă privind folosirea componentelor Fourier ca variabile de stare este derivarea acestora în raport cu timpul. Modul de derivare al acestor componente este dat în [92]:

$$\frac{d\langle x \rangle_k(t)}{dt} = \left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle_k(t) - jk\omega \langle x \rangle_k(t) \quad (5.3)$$

Ecuția (5.3) este exactă pentru o frecvență unghiulară constantă. În cazul modificării în timp a frecvenței unghiulare (5.3) este aproximativă, dar aproximarea este bună pentru variații lente ale frecvenței unghiulare.

Un circuit electronic de putere poate fi descris cu ajutorul ecuațiilor de stare astfel:

$$\frac{dx(t)}{dt} = f\{x(t), u(t)\} \quad (5.4)$$

$$y(t) = g\{x(t), u(t)\} \quad (5.5)$$

unde  $x(t)$  este vectorul variabilelor de stare,  $u(t)$  este vectorul mărimilor de intrare și  $y(t)$  este vectorul variabilelor de ieșire. Funcțiile  $f(\cdot)$  și  $g(\cdot)$  pot fi liniare sau neliniare depinzând de tipul circuitului care trebuie modelat.

Primul pas în obținerea modelului mediat este aplicarea seriei Fourier ambelor părți ale ecuațiilor (5.4) și (5.5):

$$\left\langle \frac{dx(t)}{dt} \right\rangle_k = \langle f\{x(t), u(t)\} \rangle_k \quad (5.6)$$

$$\langle y(t) \rangle_k = \langle g\{x(t), u(t)\} \rangle_k \quad (5.7)$$

Pentru a obține modelul mediat funcție de noile variabile de stare, care sunt componentele Fourier variabile în timp este nevoie să transformăm ecuațiile (5.6) și (5.7) folosind (5.3). Astfel se obțin ecuațiile:

$$\frac{d\langle x(t) \rangle_k}{dt} = -jk\omega \langle x(t) \rangle_k + \langle f\{x(t), u(t)\} \rangle_k \quad (5.8)$$

$$\langle y(t) \rangle_k = \langle g\{x(t), u(t)\} \rangle_k \quad (5.9)$$

Ecuțiile (5.8) și (5.9) nu reprezintă încă modelul mediat final deoarece funcțiile  $f(\cdot)$  și  $g(\cdot)$  sunt încă funcții implicite de noile variabile de stare. Pentru a obține modelul final este nevoie să explicităm aceste funcții:

$$\frac{d\langle x(t) \rangle_k}{dt} = -jk\omega \langle x(t) \rangle_k + f_e \{ \langle x(t) \rangle_k, \langle u(t) \rangle_k \} \quad (5.10)$$

$$\langle y(t) \rangle_k = g_e \{ \langle x(t) \rangle_k, \langle u(t) \rangle_k \} \quad (5.11)$$

Acesta este cel mai dificil pas în procesul de modelare, în special când funcțiile  $f(\cdot)$  și  $g(\cdot)$  sunt neliniare. În mod fericit funcțiile  $f(\cdot)$  și  $g(\cdot)$  pentru invertoare rezonante sunt liniare, ceea ce simplifică mult analiza. Este important de observat că soluția pentru simplificarea ecuațiilor (5.10) și (5.11) este să se considere numărul minim de componente Fourier care să descrie funcționarea invertoarelor. Fiecare nouă componentă Fourier va crește cu două unități ordinul modelului final. De aceea considerând prea multe componente se complică mult modelul final fără să crească semnificativ acuratețea modelului. Pentru invertoarele rezonante este suficient în cele mai multe cazuri să se considere numai componentele de ordin  $k = \pm 1$ .

1) *Obținerea modelului de semnal mare*

În mod uzual se descrie funcționarea unui invertor rezonant prin intermediul ecuațiilor de stare astfel:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \quad (5.12)$$

$$y(t) = f(x(t), u(t)) \quad (5.13)$$

unde  $x(t)$  este vectorul variabilelor de stare,  $u(t)$  este vectorul mărimilor de intrare, iar  $y(t)$  este vectorul variabilelor de ieșire. Funcția  $f(\cdot)$  poate fi liniară sau neliniară după tipul invertorului care trebuie modelat.

Pentru a obține modelul de semnal mare mediat se descompun în serie Fourier ambele părți ale ecuațiilor (5.12) și (5.13):

$$\left\langle \frac{dx}{dt} \right\rangle_k(t) = A \langle x \rangle_k(t) + B \langle u \rangle_k(t) \quad (5.14)$$

$$\langle y \rangle_k(t) = \langle f(x(t), u(t)) \rangle_k \quad (5.15)$$

Folosind ecuația (5.3) și ordonând termenii se obțin următoarele relații:

$$\frac{d\langle x \rangle_k(t)}{dt} = (-jk\omega I + A) \langle x \rangle_k(t) + B \langle u \rangle_k(t) \quad (5.16)$$

$$\langle y \rangle_k(t) = f(\langle x \rangle_k(t), \langle u \rangle_k(t)) \quad (5.17)$$

unde  $I$  reprezintă matricea unitate.

Ecuațiile (5.16) și (5.17) reprezintă ecuațiile de stare ale modelului mediat. Acest model constă din mai multe ecuații diferențiale de ordinul întâi în care noile variabile de stare sunt componentele Fourier ale vechilor variabile de stare. Dacă toate componentele Fourier din (5.17) sunt prezentate într-un mod explicit acesta reprezintă modelul de semnal mare final.

Acest model este util pentru simularea funcționării invertorului rezonant prin integrarea ecuațiilor diferențiale care compun modelul. Tot din acest model se determină soluția de regim staționar pentru variabilele de stare și funcțiile de transfer de semnal mic ale invertorului.

2) *Soluția de regim staționar*

Condiția pentru funcționarea în regim staționar este:

$$\frac{d\langle x \rangle_k(t)}{dt} = 0 \quad (5.18)$$

Folosind această condiție în (5.16) și (5.17) soluția de regim staționar este:

$$\langle x_0 \rangle_k = (jk\omega_0 I - A)^{-1} B \langle u_0 \rangle_k \quad (5.19)$$

$$\langle y_0 \rangle_k = f(\langle x_0 \rangle_k, \langle u_0 \rangle_k) \quad (5.20)$$

3) *Funcțiile de transfer de semnal mic*

Funcțiile de transfer de semnal mic sunt ușor de obținut din ecuațiile (5.16) și (5.17). Introducând mici perturbații în modelul de semnal mare, liniarizând și folosind transformata Laplace pot fi obținute funcțiile de transfer de semnal mic. Pentru obținerea funcțiilor de transfer referitoare la frecvența de comutare este necesar să se introducă o mică perturbație frecvenței de comutație în timp ce mărimile de intrare sunt păstrate constante.

$$\omega = \omega_0 + \hat{\omega} \quad (5.21)$$

$$\langle u_k \rangle = \langle u_0 \rangle_k \quad (5.22)$$

Perturbațiile introduse asupra frecvenței de comutare produc schimbări asupra variabilelor de stare:

$$\langle x \rangle_k = \langle x_0 \rangle_k + \langle \hat{x} \rangle_k \quad (5.23)$$

Înlocuind (5.21), (5.22) și (5.23) în ecuația (5.16), se obține următoarea expresie:

$$\frac{d(\langle x_0 \rangle_k + \langle \hat{x} \rangle_k)}{dt} = (-jk(\omega_0 + \hat{\omega})\mathbb{I} + A)(\langle x_0 \rangle_k + \langle \hat{x} \rangle_k) + B\langle u_0 \rangle_k \quad (5.24)$$

Prin aranjarea ecuației (5.24) și neglijând termenii de ordinul doi se obține:

$$\frac{d\langle \hat{x} \rangle_k}{dt} = (-jk\omega_0\mathbb{I} + A)\langle \hat{x} \rangle_k - jk\hat{\omega}\langle x_0 \rangle_k \quad (5.25)$$

Se aplică transformata Laplace ecuației (5.25) și se obțin funcțiile de transfer:

$$\frac{\langle x \rangle_k(s)}{\omega(s)} = -[(s + jk\omega_0)\mathbb{I} - A]^{-1}jk\langle x_0 \rangle_k \quad (5.26)$$

Urmând o procedură similară se pot obține funcțiile de transfer referitoare la variațiile variabilelor de stare la modificarea mărimilor de intrare:

$$\frac{\langle x \rangle_k(s)}{\langle u \rangle_k(s)} = [(s + jk\omega_0)\mathbb{I} - A]^{-1}B \quad (5.27)$$

După ce se obțin funcțiile de transfer care determină variațiile variabilelor de stare se pot obține ușor funcțiile de transfer pentru variabilele de ieșire. O expresie generală pentru aceste funcții este:

$$y(s) = \left[ \frac{\partial f(\langle x \rangle_k, \langle u \rangle_k)}{\partial \langle x \rangle_k} \right]_0 \langle x \rangle_k(s) + \left[ \frac{\partial f(\langle x \rangle_k, \langle u \rangle_k)}{\partial \langle u \rangle_k} \right]_0 \langle u \rangle_k(s) \quad (5.28)$$

Ecuațiile (5.26)÷(5.28) reprezintă expresiile generale pentru funcțiile de transfer de semnal mic ale oricărui inverter rezonant.

## 5.2. Modelarea invertoarelor rezonante

Figura 5.1 prezintă circuitul de putere al invertorului rezonant serie care va fi modelat. Cele patru tranzistoare,  $T_1 \div T_4$ , sunt comandate cu semnale de comandă având un factor de umplere egal cu 0,5 și frecvența puțin mai mare decât frecvența de rezonanță. Când lucrează peste frecvența de rezonanță, curentul de sarcină,  $i_0$ , întârzie față de tensiunea cvasi-dreptunghiulară  $u_{AB}$ . Diodele de nul conduc curentul de sarcină după ce capacitățile de ieșire ale IGBT-urilor sunt descărcate. În timpul acestei perioade de conducție a diodelor, IGBT-urile pot fi aduse în conducție la tensiune zero. Comutarea la tensiune zero (ZVS), care asigură pierderi mici de putere în timpul comutației, trebuie asigurată în toate momentele pentru a preveni posibile distrugerii ale tranzistoarelor. Deoarece frecvența de comandă a tranzistoarelor este foarte apropiată de frecvența de rezonanță a circuitului de sarcină se poate afirma că circulația curentului de sarcină este puțin afectată de comutația tranzistoarelor.

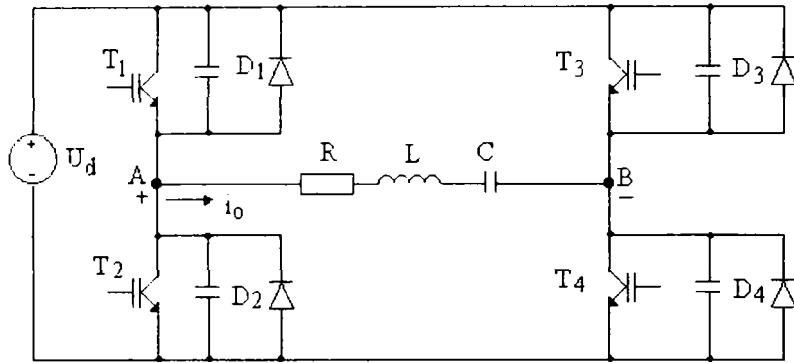


Fig.5.1. Circuitul de putere al invertorului rezonant serie.

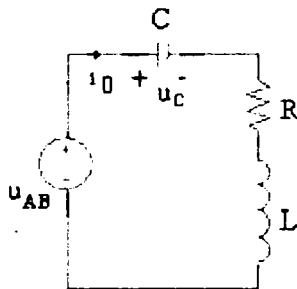


Fig.5.2. Circuitul echivalent al invertorului rezonant serie

În aceste condiții circuitul de putere al invertorului rezonant serie cu comandă defazată a ramurilor punții inverteoare poate fi reprezentat de către circuitul echivalent din figura 5.2.

Se aleg ca variabile de stare curentul prin inductor  $i_0(t)$  și tensiunea pe condensatorul rezonant  $u_C(t)$ . Ca variabile de ieșire vom alege înfășurătoarele curentului prin inductor și a tensiunii pe condensator.

### 5.2.1. Modelarea inverteoarelor rezonante folosind prima componentă Fourier

La inverteoarele rezonante selectivitatea circuitului de sarcină face ca formele de undă implicate să se apropie mult de forma sinusoidală. De aceea la aceste circuite este suficient de obicei să considerăm numai prima componentă a seriei Fourier ( $k = \pm 1$ ) dacă funcționarea invertorului rezonant are loc aproape de frecvența de rezonanță.

Alegând curentul prin inductor și tensiunea pe condensator ca variabile de stare se obține următorul vector al variabilelor de stare:

$$\mathbf{x}(t) = [i_0(t), u_C(t)]^T \quad (5.29)$$

Pornind de la circuitul din figura 5.2 putem scrie următoare ecuații între variabilele de stare:

$$\begin{aligned} \frac{di_0(t)}{dt} &= -\frac{R}{L}i_0(t) - \frac{1}{L}u_C(t) + \frac{1}{L}u_{AB}(t) \\ \frac{du_C(t)}{dt} &= \frac{1}{C}i_0(t) \end{aligned} \quad (5.30)$$

unde tensiunea de intrare poate fi exprimată în cazul inverteoarelor rezonante serie cu comandă prin defazarea ramurilor punții inverteoare sub forma

$$u_{AB}(t) = \frac{4}{n} U_d \cdot \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \cdot \text{sgn}(\sin\omega t).$$

Folosind seria Fourier așa cum s-a arătat în prima secțiune și considerând numai termenii de ordinul întâi modelul de stare (5.30) se transformă astfel:

$$\begin{aligned}\frac{d\langle i_0 \rangle_1(t)}{dt} &= \left(-j\omega_0 - \frac{R}{L}\right)\langle i_0 \rangle_1(t) - \frac{1}{L}\langle u_C \rangle_1(t) - j\frac{2}{n}\frac{U_d}{L}\cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \\ \frac{d\langle u_C \rangle_1(t)}{dt} &= \frac{1}{C}\langle i_0 \rangle_1(t) - j\omega_0\langle u_C \rangle_1(t)\end{aligned}\quad (5.31)$$

în care se definesc noile variabile de stare astfel:

$$\langle x \rangle_1 = [\langle i_0 \rangle_1, \langle u_C \rangle_1]^T \quad (5.32)$$

Dacă sistemul de ecuații (5.31) este scris în domeniul real fiecărei ecuații complexe îi corespund două ecuații în domeniul real. Variabilele de stare din (5.32) au forma:

$$\begin{aligned}\langle \underline{i_0} \rangle_1(t) &= \langle i_0 \rangle_{1\_r}(t) + j \cdot \langle i_0 \rangle_{1\_i}(t) \\ \langle \underline{u_C} \rangle_1(t) &= \langle u_C \rangle_{1\_r}(t) + j \cdot \langle u_C \rangle_{1\_i}(t)\end{aligned}\quad (5.33)$$

Astfel vectorul variabilelor de stare are forma:

$$\langle x \rangle_1 = [\langle i_0 \rangle_{1\_r}, \langle i_0 \rangle_{1\_i}, \langle u_C \rangle_{1\_r}, \langle u_C \rangle_{1\_i}]^T \quad (5.34)$$

Cu aceste noi variabile de stare sistemul de ecuații (5.31) se transformă astfel:

$$\begin{aligned}\frac{d\langle i_0 \rangle_{1\_r}(t)}{dt} &= -\frac{R}{L}\langle i_0 \rangle_{1\_r}(t) - \omega_C\langle i_0 \rangle_{1\_i} - \frac{1}{L}\langle u_C \rangle_{1\_r}(t) \\ \frac{d\langle i_0 \rangle_{1\_i}(t)}{dt} &= -\omega_C\langle i_0 \rangle_{1\_r} - \frac{R}{L}\langle i_0 \rangle_{1\_i}(t) - \frac{1}{L}\langle u_C \rangle_{1\_i}(t) - \frac{2}{n}\frac{U_d}{L}\cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \\ \frac{d\langle u_C \rangle_{1\_r}(t)}{dt} &= \frac{1}{C}\langle i_0 \rangle_{1\_r}(t) + \omega_C\langle u_C \rangle_{1\_i}(t) \\ \frac{d\langle u_C \rangle_{1\_i}(t)}{dt} &= \frac{1}{C}\langle i_0 \rangle_{1\_i}(t) - \omega_C\langle u_C \rangle_{1\_r}(t) \\ y(t) &= f(\langle i_0 \rangle_{1\_r}, \langle i_0 \rangle_{1\_i}, \langle u_C \rangle_{1\_r}, \langle u_C \rangle_{1\_i})\end{aligned}\quad (5.35)$$

Modelul de semnal mare dat de (5.35) poate fi scris și sub formă matriceală astfel:

$$\begin{aligned}\frac{d\langle x \rangle_1(t)}{dt} &= A_1 \cdot \langle x \rangle_1(t) + B_1 \cdot \langle u_{AB} \rangle_1(t) \\ y(t) &= f(\langle i_0 \rangle_{1\_r}, \langle i_0 \rangle_{1\_i}, \langle u_C \rangle_{1\_r}, \langle u_C \rangle_{1\_i}, \langle u_{AB} \rangle_1)\end{aligned}\quad (5.36)$$

$$\text{în care: } A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_C & -\frac{1}{L} & 0 \\ -\omega_C & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & -\omega_C \\ 0 & \frac{1}{C} & \omega_C & 0 \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \\ -\frac{n \cdot L}{0} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

Variabilele de ieșire considerate sunt valorile de vârf ale curentului prin inductor, respectiv a tensiunii pe condensator. Aceste variabile de ieșire pot fi calculate astfel:

$$y_1(t) = 2\|\langle i_0 \rangle_1(t)\| = 2\sqrt{\left(\langle i_0 \rangle_{1_r}(t)\right)^2 + \left(\langle i_0 \rangle_{1_i}(t)\right)^2} \quad (5.38)$$

$$y_2(t) = 2\|\langle u_C \rangle_1(t)\| = 2\sqrt{\left(\langle u_C \rangle_{1_r}(t)\right)^2 + \left(\langle u_C \rangle_{1_i}(t)\right)^2} \quad (5.39)$$

Ecuatiile (5.35) + (5.39) reprezintă modelul de semnal mare al inverterului rezonant. Urmărind metodologia expusă în secțiunea anterioară se pot obține soluția de regim staționar și modelul de semnal mic al inverterului rezonant. Pentru a obține modelul de semnal mic este necesar să se determine punctul static de funcționare (PSF) întrucât în jurul acestuia are loc liniarizarea circuitului. Pentru aceasta se anulează toate derivatele mărimilor de stare din modelul de semnal mare obținându-se sistemul:

$$\begin{aligned} -\frac{R}{L}I_{0_{1_r}} + \Omega_c I_{0_{1_i}} - \frac{1}{L}U_{C_{1_r}} + 0 &= 0 \\ -\Omega_c I_{0_{1_r}} - \frac{R}{L}I_{0_{1_i}} + 0 - \frac{1}{L}U_{C_{1_i}} &= \frac{2}{\pi L}U_d \cdot \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \\ \frac{1}{C}I_{0_{1_r}} + 0 + 0 + \Omega_c \cdot U_{C_{1_i}} &= 0 \\ 0 + \frac{1}{C}I_{0_{1_i}} - \Omega_c \cdot U_{C_{1_r}} + 0 &= 0 \end{aligned} \quad (5.40)$$

Valorile în regim staționar ale variabilelor de stare  $[I_{0_{1_r}} \ I_{0_{1_i}} \ U_{C_{1_r}} \ U_{C_{1_i}}]$  sunt date de soluția sistemului (5.40) și sunt:

$$\begin{aligned} I_{0_{1_r}} &= \frac{4}{\pi}U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \cdot \frac{\Omega_c \cdot C \cdot R \cdot (1 - \Omega_c^2 \cdot L \cdot C)}{\left(\Omega_c^2 LC - 1\right)^2 + \Omega_c^2 R^2 C^2} \\ I_{0_{1_i}} &= \frac{4}{\pi}U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \cdot \frac{\Omega_c^2 \cdot C^2 \cdot R^2}{\left(\Omega_c^2 LC - 1\right)^2 + \Omega_c^2 R^2 C^2} \\ U_{C_{1_r}} &= \frac{4}{\pi}U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \cdot \frac{\Omega_c \cdot C \cdot R}{\left(\Omega_c^2 LC - 1\right)^2 + \Omega_c^2 R^2 C^2} \\ U_{C_{1_i}} &= \frac{4}{\pi}U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \cdot \frac{(1 - \Omega_c^2 \cdot L \cdot C)}{\left(\Omega_c^2 LC - 1\right)^2 + \Omega_c^2 R^2 C^2} \end{aligned} \quad (5.41)$$

în care  $U_d$  este tensiunea sursei de alimentare de la intrare,  $\Delta$  este valoarea de regim staționar a unghiului de comandă a decalării de fază și  $\Omega_c$  este frecvența unghiulară de comandă, în punctul de operare.

Folosind relația (5.19) soluția de regim staționar poate fi scrisă și astfel:

$$\langle i_0 \rangle_{1_0} = \frac{2U_d}{\pi} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{-\Omega_c C}{\Omega_c^2 LC - j\Omega_c RC + 1}$$



$$\langle u_C \rangle_{1\_0} = \frac{2U_d}{n} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{j}{\Omega_C^2 LC - j\Omega_C RC + 1} \quad (5.42)$$

Soluția de regim staționar finală se obține luând în considerare relația dintre coeficienții Fourier complecși și mărimile reale:

$$I_{01} = 2j \langle i_0 \rangle_{1\_0} = \frac{4U_d}{n} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{-j\Omega_C C}{\Omega_C^2 LC - j\omega_0 RC + 1} \quad (5.43)$$

$$U_{C1} = 2j \langle u_C \rangle_{1\_0} = \frac{4U_d}{n} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{-1}{\Omega_C^2 LC - j\Omega_C RC + 1}$$

Așa cum era de așteptat se obțin rezultate foarte asemănătoare cu cele obținute la modelarea prin metoda descompunerii în serii trigonometrice prezentate în capitolul cinci.

Modelul de semnal mic se obține introducând perturbații mici asupra variabilelor de stare, mărimilor de intrare și a variabilelor de ieșire în modelul de semnal mare și liniarizând în jurul punctului static de funcționare (soluția de regim staționar). Perturbațiile introduse sunt:

$$\begin{aligned} \omega &= \Omega_C + \hat{\omega}_C; & \langle u_d \rangle_1 &= U_d + \langle \hat{u}_d \rangle_1; & \delta &= \Delta + \hat{\delta}; \\ \langle i_0 \rangle_{1\_r}(t) &= I_{01\_r} + \langle \hat{i}_0 \rangle_{1\_r}(t); & \langle i_0 \rangle_{1\_i}(t) &= I_{01\_i} + \langle \hat{i}_0 \rangle_{1\_i}(t); \\ \langle u_C \rangle_{1\_r}(t) &= U_{C1\_r} + \langle \hat{u}_C \rangle_{1\_r}(t); & \langle u_C \rangle_{1\_i}(t) &= U_{C1\_i} + \langle \hat{u}_C \rangle_{1\_i}(t); \\ y_1(t) &= Y_1 + \hat{y}_1(t); & y_2(t) &= Y_2 + \hat{y}_2(t); \end{aligned} \quad (5.44)$$

în care fiecare variabilă este compusă din valoarea corespunzătoare punctului static de funcționare peste care se suprapune o perturbație de nivel mic.

Folosind rezultatele prezentate în (5.25) și (5.28) se obține următorul model de semnal mic al invertoarelor rezonante prezentat în figura 5.1:

$$\begin{aligned} \frac{d\langle \hat{i}_0 \rangle_{1\_r}(t)}{dt} &= -\frac{R}{L} \langle \hat{i}_0 \rangle_{1\_r}(t) - \Omega_C \langle \hat{i}_0 \rangle_{1\_i} - \frac{1}{L} \langle \hat{u}_C \rangle_{1\_r}(t) + I_{01\_r} \hat{\omega}_C(t) \\ \frac{d\langle \hat{i}_0 \rangle_{1\_i}(t)}{dt} &= -\frac{R}{L} \langle \hat{i}_0 \rangle_{1\_i}(t) - \Omega_C \langle \hat{i}_0 \rangle_{1\_r} - \frac{1}{L} \langle \hat{u}_C \rangle_{1\_i}(t) + I_{01\_i} \hat{\omega}_C(t) \\ \frac{d\langle \hat{u}_C \rangle_{1\_r}(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \langle \hat{i}_0 \rangle_{1\_r}(t) + \Omega_C \langle \hat{u}_C \rangle_{1\_i}(t) + U_{C1\_i} \hat{\omega}_C(t) \\ \frac{d\langle \hat{u}_C \rangle_{1\_i}(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \langle \hat{i}_0 \rangle_{1\_i}(t) - \Omega_C \langle \hat{u}_C \rangle_{1\_r}(t) - U_{C1\_r} \hat{\omega}_C(t) \\ \hat{y}_1(t) &= \frac{2}{\sqrt{I_{01\_r}^2 + I_{01\_i}^2}} \left( I_{01\_r} \langle \hat{i}_0 \rangle_{1\_r} + I_{01\_i} \langle \hat{i}_0 \rangle_{1\_i} \right) \\ \hat{y}_2(t) &= \frac{2}{\sqrt{U_{C1\_r}^2 + U_{C1\_i}^2}} \left( U_{C1\_r} \langle \hat{u}_C \rangle_{1\_r} + U_{C1\_i} \langle \hat{u}_C \rangle_{1\_i} \right) \end{aligned} \quad (5.45)$$

Modelul de semnal mic reprezentat de ecuațiile (5.45) poate fi scris și sub formă matriceală:

$$\frac{d\langle\hat{x}\rangle_1(t)}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \Omega_c & -\frac{1}{L} & 0 \\ -\Omega_c & -\frac{R}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 & -\Omega_c \\ 0 & -\frac{1}{C} & \Omega_c & 0 \end{bmatrix} \cdot \langle\hat{x}\rangle_1(t) + \begin{bmatrix} I_{01\_i} \\ -I_{01\_r} \\ U_{C1\_i} \\ -U_{C1\_r} \end{bmatrix} \hat{\omega}_C(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{2}{n \cdot L} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \langle\hat{u}_d\rangle_1(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_d}{nL} \sin\left(\frac{\Delta}{2}\right) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{\delta}(t) \quad (5.46)$$

$$\hat{y}_1(t) = \frac{2}{\sqrt{I_{01\_r}^2 + I_{01\_i}^2}} \begin{bmatrix} I_{01\_r} & I_{01\_i} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \langle\hat{x}\rangle_1(t)$$

$$\hat{y}_2(t) = \frac{2}{\sqrt{U_{C1\_r}^2 + U_{C1\_i}^2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & U_{C1\_r} & U_{C1\_i} \end{bmatrix} \cdot \langle\hat{x}\rangle_1(t)$$

în care  $\langle\hat{x}\rangle_1 = \left[ \langle\hat{b}\rangle_{1\_r} \quad \langle\hat{b}\rangle_{1\_i} \quad \langle\hat{u}_C\rangle_{1\_r} \quad \langle\hat{u}_C\rangle_{1\_i} \right]^T$  este vectorul de stare perturbat care include variabilele de stare perturbate.

### 5.2.2. Modelarea invertoarelor rezonante folosind mai multe componente Fourier

Pentru a vedea care este influența creșterii numărului componentelor Fourier asupra preciziei modelelor obținute se vor determina modelele invertorului rezonant luând în considerare mai multe componente Fourier. Funcția care reprezintă tensiunea de intrare  $u_{AB}(t)$  este o funcție impară. De aceea coeficienții Fourier  $a_k = 0$  oricare ar fi  $k$  și  $b_k = 0$  pentru  $k$  par. De aceea se va considera  $k = \pm 3$  întrucât pentru  $k = \pm 2$  componentele corespunzătoare ale curenților vor fi zero.

Și de această dată se alege tot curentul prin inductor și tensiunea pe condensator ca variabile de stare. Ecuațiile (5.29) și (5.30) sunt adevărate și în acest caz. De această dată tensiunea aplicată circuitului rezonant se aproximează prin relația:

$$u_{AB}(t) = \frac{4}{n} U_d \cdot \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \cdot \text{sgn}(\sin\omega t) + \frac{4}{3n} U_d \cdot \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \cdot \text{sgn}(\sin 3\omega t) \quad (5.47)$$

Folosind seria Fourier așa cum s-a arătat în prima secțiune și considerând termenii de ordinul întâi și trei modelul de stare (5.30) se transformă astfel:

$$\frac{d\langle i_0 \rangle_1(t)}{dt} = \left( -j\omega_0 - \frac{R}{L} \right) \langle i_0 \rangle_1(t) - \frac{1}{L} \langle u_C \rangle_1(t) - j \frac{2}{n} \frac{U_d}{L} \cos\left(\frac{\delta}{2}\right)$$

$$\frac{d\langle i_0 \rangle_3(t)}{dt} = \left( -j \cdot 3\omega_0 - \frac{R}{L} \right) \langle i_0 \rangle_3(t) - \frac{1}{L} \langle u_C \rangle_3(t) - j \frac{2}{3n} \frac{U_d}{L} \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (5.48)$$

$$\frac{d\langle u_C \rangle_1(t)}{dt} = \frac{1}{C} \langle i_0 \rangle_1(t) - j\omega_0 \langle u_C \rangle_1(t) \quad (5.49)$$

$$\frac{d\langle u_C \rangle_3(t)}{dt} = \frac{1}{C} \langle i_0 \rangle_3(t) - j\omega_0 \langle u_C \rangle_3(t)$$

În care se definesc noile variabile de stare astfel:

$$\langle x \rangle_1 = [\langle i_0 \rangle_1, \langle i_0 \rangle_3, \langle u_C \rangle_1, \langle u_C \rangle_3]^T \quad (5.50)$$

Dacă sistemul de ecuații (5.49) este scris în domeniul real fiecărei ecuații complexe îi corespund două ecuații în domeniul real. Variabilele de stare din (5.49) au forma:

$$\begin{aligned} \langle i_0 \rangle_1(t) &= \langle i_0 \rangle_{1_r}(t) + j \cdot \langle i_0 \rangle_{1_i}(t) \\ \langle i_0 \rangle_3(t) &= \langle i_0 \rangle_{3_r}(t) + j \cdot \langle i_0 \rangle_{3_i}(t) \\ \langle u_C \rangle_1(t) &= \langle u_C \rangle_{1_r}(t) + j \cdot \langle u_C \rangle_{1_i}(t) \\ \langle u_C \rangle_3(t) &= \langle u_C \rangle_{3_r}(t) + j \cdot \langle u_C \rangle_{3_i}(t) \end{aligned} \quad (5.51)$$

Astfel vectorul variabilelor de stare are forma:

$$\langle x \rangle_{1,3} = [\langle i_0 \rangle_{1_r}, \langle i_0 \rangle_{1_i}, \langle i_0 \rangle_{3_r}, \langle i_0 \rangle_{3_i}, \langle u_C \rangle_{1_r}, \langle u_C \rangle_{1_i}, \langle u_C \rangle_{3_r}, \langle u_C \rangle_{3_i}]^T \quad (5.52)$$

Cu aceste noi variabile de stare sistemul de ecuații (5.49) se transformă astfel:

$$\begin{aligned} \frac{d\langle i_0 \rangle_{1_r}(t)}{dt} &= -\frac{R}{L} \langle i_0 \rangle_{1_r}(t) - \omega_C \langle i_0 \rangle_{1_i} - \frac{1}{L} \langle u_C \rangle_{1_r}(t) \\ \frac{d\langle i_0 \rangle_{1_i}(t)}{dt} &= -\omega_C \langle i_0 \rangle_{1_r} - \frac{R}{L} \langle i_0 \rangle_{1_i}(t) - \frac{1}{L} \langle u_C \rangle_{1_i}(t) - \frac{2}{n} \frac{U_d}{L} \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \\ \frac{d\langle i_0 \rangle_{3_r}(t)}{dt} &= -\frac{R}{L} \langle i_0 \rangle_{3_r}(t) - 3 \cdot \omega_C \langle i_0 \rangle_{3_i} - \frac{1}{L} \langle u_C \rangle_{3_r}(t) \\ \frac{d\langle i_0 \rangle_{3_i}(t)}{dt} &= -3 \cdot \omega_C \langle i_0 \rangle_{3_r} - \frac{R}{L} \langle i_0 \rangle_{3_i}(t) - \frac{1}{L} \langle u_C \rangle_{3_i}(t) - \frac{2}{3n} \frac{U_d}{L} \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \\ \frac{d\langle u_C \rangle_{1_r}(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \langle i_0 \rangle_{1_r}(t) + \omega_C \langle u_C \rangle_{1_i}(t) \\ \frac{d\langle u_C \rangle_{1_i}(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \langle i_0 \rangle_{1_i}(t) - \omega_C \langle u_C \rangle_{1_r}(t) \\ \frac{d\langle u_C \rangle_{3_r}(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \langle i_0 \rangle_{3_r}(t) + 3 \cdot \omega_C \langle u_C \rangle_{3_i}(t) \\ \frac{d\langle u_C \rangle_{3_i}(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \langle i_0 \rangle_{3_i}(t) - 3 \cdot \omega_C \langle u_C \rangle_{3_r}(t) \end{aligned} \quad (5.53)$$

$$y(t) = f\left(\langle i_0 \rangle_{1_r}, \langle i_0 \rangle_{1_i}, \langle i_0 \rangle_{3_r}, \langle i_0 \rangle_{3_i}, \langle u_C \rangle_{1_r}, \langle u_C \rangle_{1_i}, \langle u_C \rangle_{3_r}, \langle u_C \rangle_{3_i}\right)$$

Modelul de semnal mare dat de (5.53) poate fi scris și sub formă matriceală astfel:

$$\frac{d\langle x \rangle_{1,3}(t)}{dt} = A_2 \cdot \langle x \rangle_{1,3}(t) + B_2 \cdot \langle u_{AB} \rangle_{1,3}(t) \quad (5.54)$$

$$y(t) = f(\langle i \rangle_{1_r}, \langle i \rangle_{1_i}, \langle i \rangle_{3_r}, \langle i \rangle_{3_i}, \langle u_C \rangle_{1_r}, \langle u_C \rangle_{1_i}, \langle u_C \rangle_{3_r}, \langle u_C \rangle_{3_i}, \langle u_{AB} \rangle_{1,3})$$

în care:  $A_2 = 0 \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_c & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_c & -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & 3\omega_c & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -3\omega_c & -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_c & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & -\omega_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 3\omega_c \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & -3\omega_c & 0 \end{bmatrix}$   $B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{2}{\pi \cdot L} \\ 0 \\ \frac{2}{3 \cdot \pi \cdot L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$  (5.55)

Variabilele de ieșire considerate sunt valorile de vârf ale curentului prin inductor, respectiv a tensiunii pe condensator. Aceste variabile de ieșire pot fi calculate astfel:

$$y_1(t) = 2 \sqrt{\langle i \rangle_{1,3}(t)} = 2 \sqrt{(\langle i \rangle_{1_r}(t))^2 + (\langle i \rangle_{1_i}(t))^2 + (\langle i \rangle_{3_r}(t))^2 + (\langle i \rangle_{3_i}(t))^2} \quad (5.56)$$

$$y_2(t) = 2 \sqrt{\langle u_C \rangle_{1,3}(t)} = 2 \sqrt{(\langle u_C \rangle_{1_r}(t))^2 + (\langle u_C \rangle_{1_i}(t))^2 + (\langle u_C \rangle_{3_r}(t))^2 + (\langle u_C \rangle_{3_i}(t))^2} \quad (5.57)$$

Ecuțiile (5.53) și (5.54) reprezintă modelul de semnal mare al inverterului rezonant. Urmărind metodologia expusă în secțiunea anterioară se pot obține soluția de regim staționar și modelul de semnal mic al inverterului staționar. Pentru a obține modelul de semnal mic al circuitului de putere este necesar să se determine punctul static de funcționare (PSF) întrucât în jurul acestuia are loc liniarizarea circuitului. Pentru aceasta se anulează toate derivatele mărimilor de stare din modelul de semnal mare obținându-se sistemul:

$$\begin{aligned} -\frac{R}{L} I_{0_{1_r}} + \Omega_c I_{0_{1_i}} - \frac{1}{L} U_{C_{1_r}} &= 0 \\ -\Omega_c I_{0_{1_r}} - \frac{R}{L} I_{0_{1_i}} - \frac{1}{L} U_{C_{1_i}} &= \frac{2}{\pi L} U_d \cdot \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \\ -\frac{R}{L} I_{0_{3_r}} + 3 \cdot \Omega_c I_{0_{3_i}} - \frac{1}{L} U_{C_{3_r}} &= 0 \\ -3 \cdot \Omega_c I_{0_{3_r}} - \frac{R}{L} I_{0_{3_i}} - \frac{1}{L} U_{C_{3_i}} &= \frac{2}{3\pi} \frac{U_d}{L} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \\ \frac{1}{C} I_{0_{1_r}} + \Omega_c \cdot U_{C_{1_i}} &= 0 \\ \frac{1}{C} I_{0_{1_i}} - \Omega_c \cdot U_{C_{1_r}} &= 0 \end{aligned} \quad (5.58)$$

$$\frac{1}{C} I_{03\_r} + 3 \cdot \Omega_C U_{C3\_i} = 0$$

$$\frac{1}{C} I_{03\_i} + 3 \cdot \Omega_C U_{C3\_r} = 0$$

Valorile  $[I_{01\_r} \ I_{01\_i} \ I_{03\_r} \ I_{03\_i} \ U_{C1\_r} \ U_{C1\_i} \ U_{C3\_r} \ U_{C3\_i}]$  în regim staționar ale variabilelor de stare sunt date de soluția sistemului (5.58) și sunt:

$$\begin{aligned} I_{01\_r} &= \frac{4}{\pi} U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \cdot \frac{\Omega_C \cdot C \cdot R \cdot (1 - \Omega_C^2 \cdot L \cdot C)}{(\Omega_C^2 LC - 1)^2 + \Omega_C^2 R^2 C^2} \\ I_{01\_i} &= \frac{4}{\pi} U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{\Omega_C^2 \cdot C^2 \cdot R^2}{(\Omega_C^2 LC - 1)^2 + \Omega_C^2 R^2 C^2} \\ I_{03\_r} &= \frac{4}{3\pi} U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \cdot \frac{3 \cdot \Omega_C \cdot C \cdot R \cdot (1 - 9 \cdot \Omega_C^2 \cdot L \cdot C)}{(9 \cdot \Omega_C^2 LC - 1)^2 + 9 \cdot \Omega_C^2 R^2 C^2} \\ I_{03\_i} &= \frac{4}{3\pi} U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{9 \cdot \Omega_C^2 \cdot C^2 \cdot R^2}{(9 \cdot \Omega_C^2 LC - 1)^2 + 9 \cdot \Omega_C^2 R^2 C^2} \\ U_{C1\_r} &= \frac{4}{\pi} U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{\Omega_C \cdot C \cdot R}{(\Omega_C^2 LC - 1)^2 + \Omega_C^2 R^2 C^2} \\ U_{C1\_i} &= \frac{4}{\pi} U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{(1 - \Omega_C^2 \cdot L \cdot C)}{(\Omega_C^2 LC - 1)^2 + \Omega_C^2 R^2 C^2} \\ U_{C3\_r} &= \frac{4}{3\pi} U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{3 \cdot \Omega_C \cdot C \cdot R}{(9 \cdot \Omega_C^2 LC - 1)^2 + 9 \cdot \Omega_C^2 R^2 C^2} \\ U_{C3\_i} &= \frac{4}{3\pi} U_d \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{(1 - 9 \cdot \Omega_C^2 \cdot L \cdot C)}{(9 \cdot \Omega_C^2 LC - 1)^2 + 9 \cdot \Omega_C^2 R^2 C^2} \end{aligned} \quad (5.59)$$

în care  $U_d$  este tensiunea sursei de alimentare de la intrare,  $\Phi$  este unghiul de comandă și  $\Omega_C$  este frecvența unghiulară de comandă, în punctul de operare.

Folosind relația (5.19) soluția de regim staționar poate fi scrisă și astfel:

$$\langle \underline{i_0} \rangle_{1\_0} = \frac{2U_d}{\pi} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{-\Omega_C C}{\Omega_C^2 LC - j\Omega_C RC + 1}$$

$$\langle \underline{i_0} \rangle_{3\_0} = \frac{2U_d}{3\pi} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{-3 \cdot \Omega_C C}{9 \cdot \Omega_C^2 LC - j \cdot 3 \cdot \Omega_C RC + 1}$$

$$\langle u_C \rangle_{1_0} = \frac{2U_d}{n} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{j}{\Omega_C^2 LC - j\Omega_C RC + 1} \quad (5.60)$$

$$\langle u_C \rangle_{3_0} = \frac{2U_d}{3n} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{j}{9 \cdot \Omega_C^2 LC - j \cdot 3 \cdot \Omega_C RC + 1}$$

Soluția de regim staționar finală se obține luând în considerare relația dintre coeficienții Fourier complecși și mărimile reale:

$$I_{01} = 2j\langle i_0 \rangle_{1_0} = \frac{4U_d}{n} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{-j\Omega_C C}{\Omega_C^2 LC - j\omega_0 RC + 1}$$

$$I_{03} = 2j\langle i_0 \rangle_{3_0} = \frac{4U_d}{3n} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{-j \cdot 3 \cdot \Omega_C C}{9 \cdot \Omega_C^2 LC - j \cdot 3 \cdot \omega_0 RC + 1}$$

$$U_{C1} = 2j\langle u_C \rangle_{1_0} = \frac{4U_d}{n} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{-1}{\Omega_C^2 LC - j\Omega_C RC + 1} \quad (5.61)$$

$$U_{C3} = 2j\langle u_C \rangle_{3_0} = \frac{4U_d}{3n} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \frac{-1}{9 \cdot \Omega_C^2 LC - j \cdot 3 \cdot \Omega_C RC + 1}$$

Modelul de semnal mic se obține introducând perturbații mici asupra variabilelor de stare, mărimilor de intrare și a variabilelor de ieșire în modelul de semnal mare și liniarizând în jurul punctului static de funcționare (soluția de regim staționar). Perturbațiile introduse sunt:

$$\begin{aligned} \omega &= \Omega_C + \hat{\omega}_C; & \langle u_d \rangle_1 &= U_d + \langle \hat{u}_d \rangle_1; & \delta &= \Delta + \hat{\delta}; \\ \langle i_0 \rangle_{1_r}(t) &= I_{01_r} + \langle \hat{i}_0 \rangle_{1_r}(t); & \langle i_0 \rangle_{1_i}(t) &= I_{01_i} + \langle \hat{i}_0 \rangle_{1_i}(t); \\ \langle i_0 \rangle_{3_r}(t) &= I_{03_r} + \langle \hat{i}_0 \rangle_{3_r}(t); & \langle i_0 \rangle_{3_i}(t) &= I_{03_i} + \langle \hat{i}_0 \rangle_{3_i}(t); \\ \langle u_C \rangle_{1_r}(t) &= U_{C1_r} + \langle \hat{u}_C \rangle_{1_r}(t); & \langle u_C \rangle_{1_i}(t) &= U_{C1_i} + \langle \hat{u}_C \rangle_{1_i}(t); \\ \langle u_C \rangle_{3_r}(t) &= U_{C3_r} + \langle \hat{u}_C \rangle_{3_r}(t); & \langle u_C \rangle_{3_i}(t) &= U_{C3_i} + \langle \hat{u}_C \rangle_{3_i}(t); \\ y_1(t) &= Y_1 + \hat{y}_1(t); & y_2(t) &= Y_2 + \hat{y}_2(t); \end{aligned} \quad (5.62)$$

în care fiecare variabilă este compusă din valoarea corespunzătoare în punctul static de funcționare peste care se suprapune o perturbație de nivel mic.

Folosind rezultatele prezentate în (5.25) și (5.28) se obține următorul model de semnal mic al invertorului rezonant prezentat în figura 1:

$$\begin{aligned} \frac{d\langle \hat{i}_0 \rangle_{1_r}(t)}{dt} &= -\frac{R}{L} \langle \hat{i}_0 \rangle_{1_r}(t) - \Omega_C \langle \hat{i}_0 \rangle_{1_i} - \frac{1}{L} \langle \hat{u}_C \rangle_{1_r}(t) + I_{01_r} \hat{\omega}_C(t) \\ \frac{d\langle \hat{i}_0 \rangle_{1_i}(t)}{dt} &= -\Omega_C \langle \hat{i}_0 \rangle_{1_r}(t) - \frac{R}{L} \langle \hat{i}_0 \rangle_{1_i}(t) - \frac{1}{L} \langle \hat{u}_C \rangle_{1_i}(t) - I_{01_r} \hat{\omega}_C(t) - \\ &\quad - \frac{2}{nL} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \langle \hat{u}_d \rangle_1(t) + \frac{U_d}{nL} \sin\left(\frac{\Delta}{2}\right) \langle \hat{\delta} \rangle_1(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d\langle \hat{b} \rangle_{3\_r}(t)}{dt} &= -\frac{R}{L} \langle \hat{b} \rangle_{3\_r}(t) - \Omega_c \langle \hat{b} \rangle_{3\_i} - \frac{1}{L} \langle \hat{u}_C \rangle_{3\_r}(t) + 3 \cdot I_{03\_r} \hat{\omega}_c(t) \\ \frac{d\langle \hat{b} \rangle_{3\_i}(t)}{dt} &= -3 \cdot \Omega_c \langle \hat{b} \rangle_{3\_r}(t) - \frac{R}{L} \langle \hat{b} \rangle_{3\_i}(t) - \frac{1}{L} \langle \hat{u}_C \rangle_{3\_i}(t) - 3 \cdot I_{03\_r} \hat{\omega}_c(t) - \\ &\quad - \frac{2}{3nL} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \langle \hat{u}_d \rangle_3(t) + \frac{U_d}{3nL} \sin\left(\frac{\Delta}{2}\right) \langle \hat{\delta} \rangle_3(t) \\ \frac{d\langle \hat{u}_C \rangle_{1\_r}(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \langle \hat{b} \rangle_{1\_r}(t) + \Omega_c \langle \hat{u}_C \rangle_{1\_i}(t) + U_{C1\_i} \hat{\omega}_c(t) \\ \frac{d\langle \hat{u}_C \rangle_{1\_i}(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \langle \hat{b} \rangle_{1\_i}(t) - \Omega_c \langle \hat{u}_C \rangle_{1\_r}(t) - U_{C1\_r} \hat{\omega}_c \\ \frac{d\langle \hat{u}_C \rangle_{3\_r}(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \langle \hat{b} \rangle_{3\_r}(t) + 3 \cdot \Omega_c \langle \hat{u}_C \rangle_{3\_i}(t) + 3 \cdot U_{C3\_i} \hat{\omega}_c(t) \\ \frac{d\langle \hat{u}_C \rangle_{3\_i}(t)}{dt} &= \frac{1}{C} \langle \hat{b} \rangle_{3\_i}(t) - 3 \cdot \Omega_c \langle \hat{u}_C \rangle_{3\_r}(t) - 3 \cdot U_{C3\_r} \hat{\omega}_c \\ \hat{y}_1(t) &= \frac{2}{\sqrt{I_{01\_r}^2 + I_{01\_i}^2 + I_{03\_r}^2 + I_{03\_i}^2}} \left( I_{01\_r} \langle \hat{b} \rangle_{1\_r} + I_{01\_i} \langle \hat{b} \rangle_{1\_i} + I_{03\_r} \langle \hat{b} \rangle_{3\_r} + I_{03\_i} \langle \hat{b} \rangle_{3\_i} \right) \\ \hat{y}_2(t) &= \frac{2}{\sqrt{U_{C1\_r}^2 + U_{C1\_i}^2 + U_{C3\_r}^2 + U_{C3\_i}^2}} \left( U_{C1\_r} \langle \hat{u}_C \rangle_{1\_r} + U_{C1\_i} \langle \hat{u}_C \rangle_{1\_i} + U_{C3\_r} \langle \hat{u}_C \rangle_{3\_r} + U_{C3\_i} \langle \hat{u}_C \rangle_{3\_i} \right) \end{aligned} \quad (5.63)$$

Modelul de semnal mic reprezentat de ecuațiile (5.63) poate fi scris și sub formă matriceală astfel:

$$\frac{d\langle \hat{x} \rangle_{1,3}(t)}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \Omega_c & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ -\Omega_c & -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} & 3\Omega_c & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -3\Omega_c & -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & \Omega_c & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & -\Omega_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 3\Omega_c \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & -3\Omega_c & 0 \end{bmatrix} \cdot \langle \hat{x} \rangle_{1,3}(t) +$$

$$+ \begin{bmatrix} I_{01\_i} \\ -I_{01\_r} \\ I_{03\_i} \\ -I_{03\_r} \\ U_{C1\_i} \\ -U_{C1\_r} \\ U_{C3\_i} \\ -U_{C3\_r} \end{bmatrix} \hat{\omega}_C(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{2}{n \cdot L} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \\ 0 \\ -\frac{2}{3 \cdot n \cdot L} \cos\left(\frac{\Delta}{2}\right) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \langle \hat{u}_d \rangle_{1,3}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_d}{nL} \sin\left(\frac{\Delta}{2}\right) \\ 0 \\ 3 \frac{U_d}{nL} \sin\left(\frac{\Delta}{2}\right) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \langle \hat{\delta} \rangle_{1,3}(t) \quad (5.64)$$

$$\hat{y}_1(t) = \frac{2}{\sqrt{I_{01\_r}^2 + I_{01\_i}^2 + I_{03\_r}^2 + I_{03\_i}^2}} [I_{01\_r} \ I_{01\_i} \ 0 \ 0 \ I_{03\_r} \ I_{03\_i} \ 0 \ 0] \cdot \langle \hat{x} \rangle_{1,3}(t)$$

$$\hat{y}_2(t) = \frac{2}{\sqrt{U_{C1\_r}^2 + U_{C1\_i}^2 + U_{C3\_r}^2 + U_{C3\_i}^2}} [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ U_{C1\_r} \ U_{C1\_i} \ U_{C3\_r} \ U_{C3\_i}] \cdot \langle \hat{x} \rangle_{1,3}(t)$$

în care  $\langle \hat{x} \rangle_{1,3} = [\langle \hat{i} \rangle_{1\_r} \ \langle \hat{i} \rangle_{1\_i} \ \langle \hat{i} \rangle_{3\_r} \ \langle \hat{i} \rangle_{3\_i} \ \langle \hat{u}_C \rangle_{1\_r} \ \langle \hat{u}_C \rangle_{1\_i} \ \langle \hat{u}_C \rangle_{3\_r} \ \langle \hat{u}_C \rangle_{3\_i}]^T$  este vectorul de stare perturbat care include variabilele de stare perturbate.

### 5.3. Simularea și analiza comparativă a modelelor obținute prin metoda generală de mediere

Pentru simularea și analiza inverterului rezonant serie folosind modelele obținute prin metoda generală de mediere s-a utilizat mediul de programare MathCAD datorită ușurinței cu care acesta permite rezolvarea ecuațiilor diferențiale și vizualizarea rezultatelor. Programele corespunzătoare sunt prezentate în Anexele 22 ÷ 25. Simulările s-au realizat pentru următoarele valori ale parametrilor:

$R=0,6 \ \Omega$  ;  $L=19,4\mu\text{H}$ ;  $C=880 \ \text{nF}$ ;  $Q=7,88$ ;  $U_d=30\text{V}$  și  $P_{\max}=1,5\text{KW}$ , aceleași care s-au folosit și pentru modelul din capitolul patru.

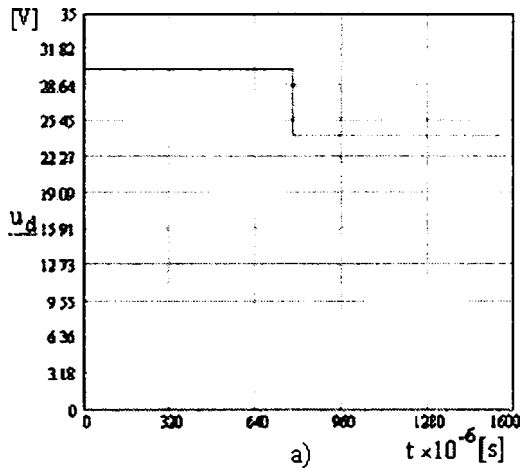
#### 5.3.1. Simularea inverterului rezonant folosind modelele de semnal mare

##### A. Simularea modelului de semnal mare cu o componentă Fourier (Anexa 22)

În figurile 5.3 ÷ 5.5 sunt prezentate rezultatele simulărilor modelului de semnal mare cu o componentă Fourier în diverse condiții de funcționare. În aceste figuri apar evoluțiile în domeniul timp a variabilelor de ieșire și de stare ale inverterului rezonant serie la modificarea cu 20 % a tensiunii de intrare, atât în sens descrescător cât și în sens crescător, pentru două nivele de putere diferite. Alegerea unor condiții de funcționare cât mai diverse s-a făcut cu scopul de-a obține concluzii cât mai generale, care să poată fi utilizate în proiectarea inverterului. Din aceste reprezentări se pot determina timpul de răspuns al inverterului la modificarea tensiunii de intrare și supracreșterile care apar.



Semnificația variabilelor prezentate în figurile 5.3 ÷ 5.5 este următoarea:



- $u_d$  – variația tensiunii de alimentare;
- $x_1$  – componenta reală a curentului  $\langle i_0 \rangle_{1_r}$ ;
- $x_2$  – componenta imaginară a curentului  $\langle i_0 \rangle_{1_i}$ ;
- $x_3$  – componenta reală a tensiunii  $\langle u_C \rangle_{1_r}$ ;
- $x_4$  – componenta imaginară a tensiunii  $\langle u_C \rangle_{1_i}$ ;
- $y_1$  – valoarea de vârf a curentul de ieșire  $i_0$ ;
- $y_2$  – valoarea de vârf a tensiunii pe condensator  $u_C$ .

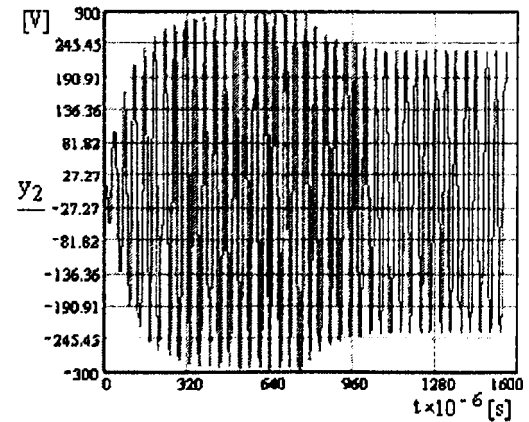
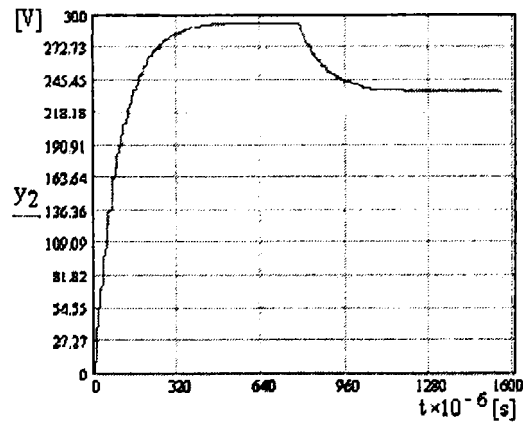
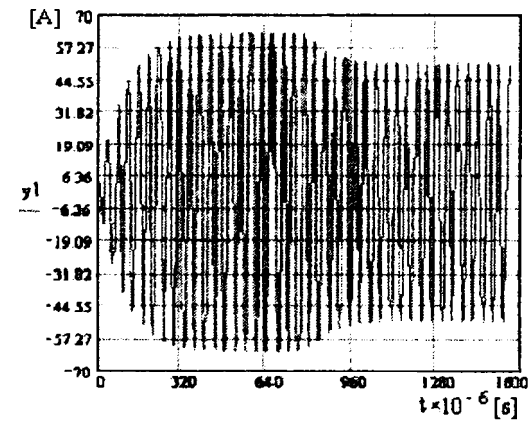
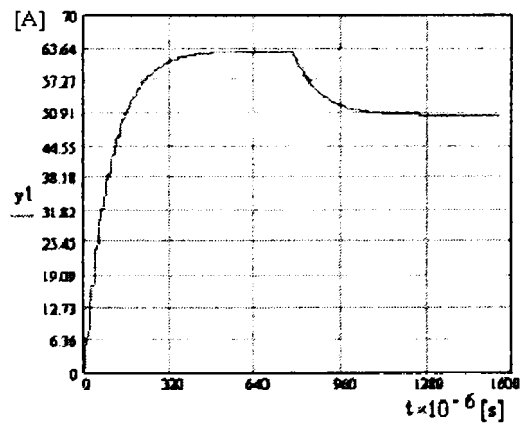
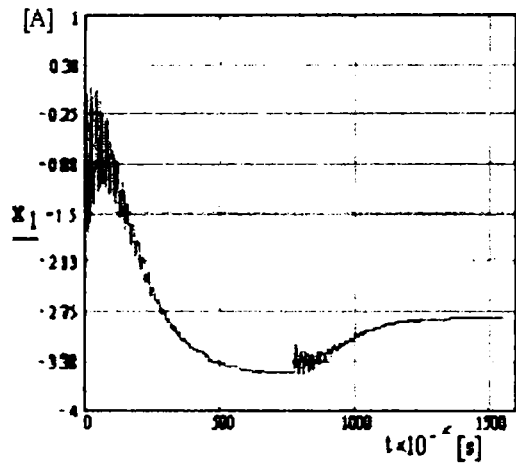
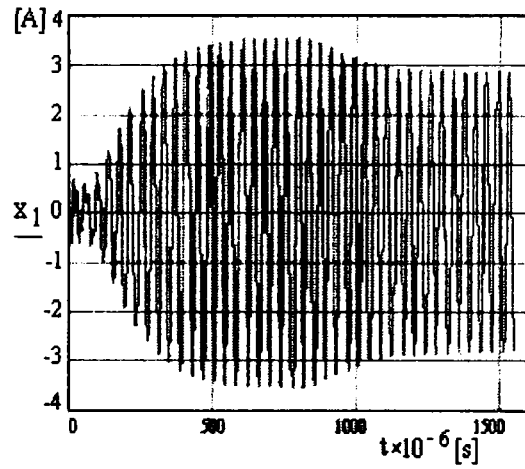


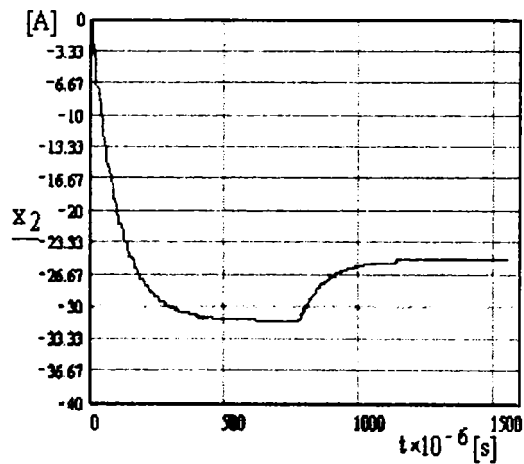
Fig. 5.3. (Continuă pe pagina următoare).



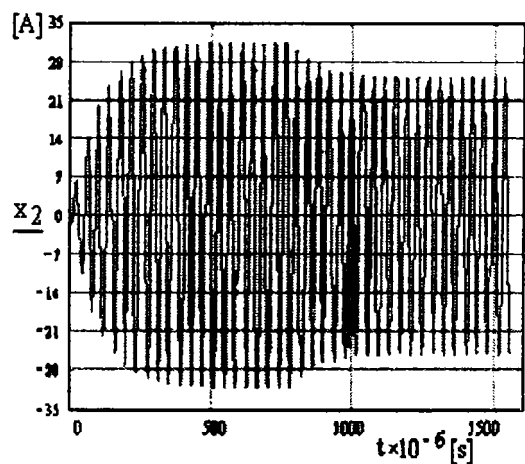
f)



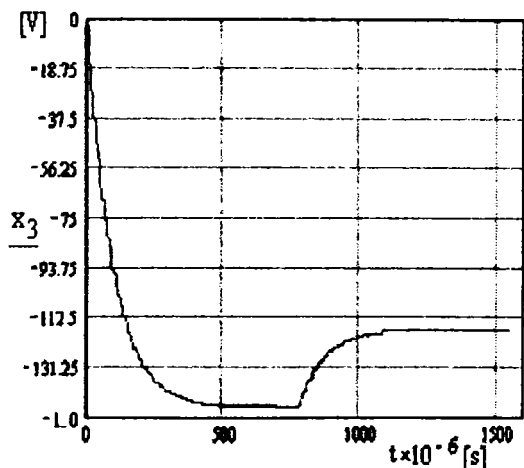
g)



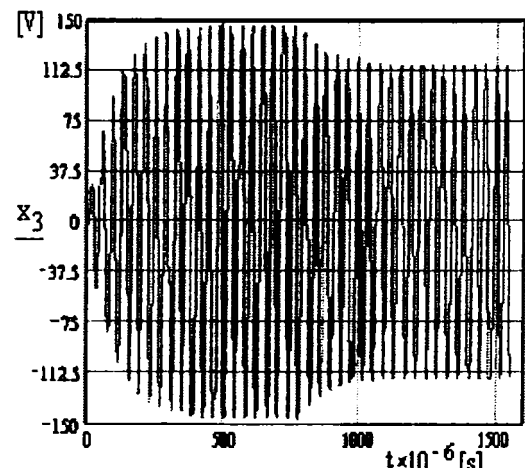
h)



i)



j)



k)

Fig. 5.3. (Continuă pe pagina următoare).

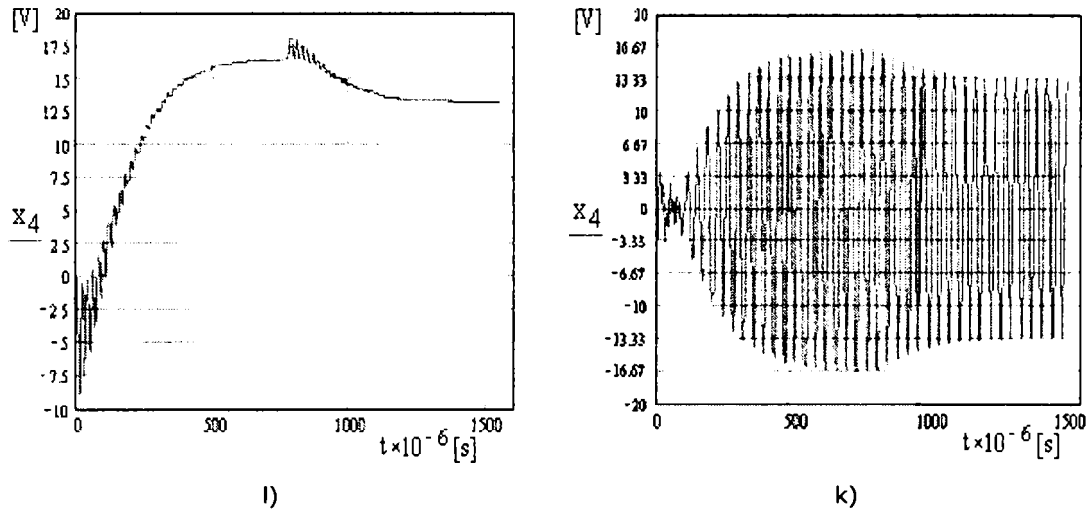


Fig. 5.3. Răspunsul modelului de semnal mare cu o componentă Fourier la descreșterea tensiunii de alimentare cu 20 % față de valoarea inițială. Simulările au fost efectuate pentru valoarea unghiului de comandă  $\delta = 9^\circ$  (putere mare).

În figura 5.3 este prezentat răspunsul modelului de semnal mare cu o componentă Fourier la descreșterea tensiunii de alimentare cu 20% față de valoarea inițială pentru un nivel mare de putere a inverterului ( $\delta = 9^\circ$ ). În această figură variabilele de intrare, de stare și de ieșire sunt prezentate atât în ce privește evoluția lor ca funcții armonice cât și anvelopa lor. Răspunsul inverterului este cu supracreșteri mici, iar timpul de răspuns este aproximativ  $200\mu\text{s}$  care reprezintă aproximativ 8 perioade de comutație.

În figura 5.4 este prezentat răspunsul modelului de semnal mare cu o componentă Fourier la creșterea tensiunii de alimentare cu 20 % față de valoarea inițială pentru un nivel mare de putere a inverterului ( $\delta = 9^\circ$ ). În această figură variabilele de intrare, de stare și de ieșire sunt prezentate numai prin anvelopa lor deoarece este mai sugestivă. Concluziile care se desprind sunt asemănătoare cu cele de la figura anterioară și arată răspunsul corect al modelului.

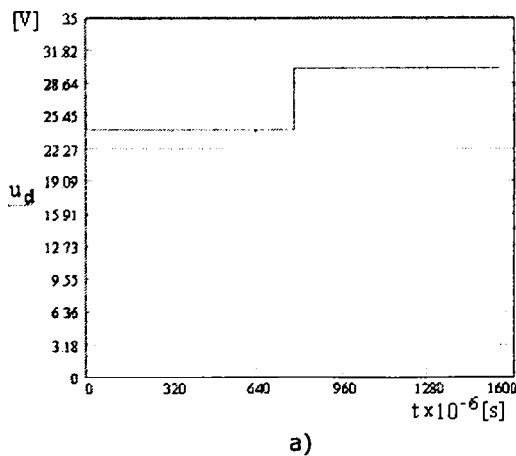
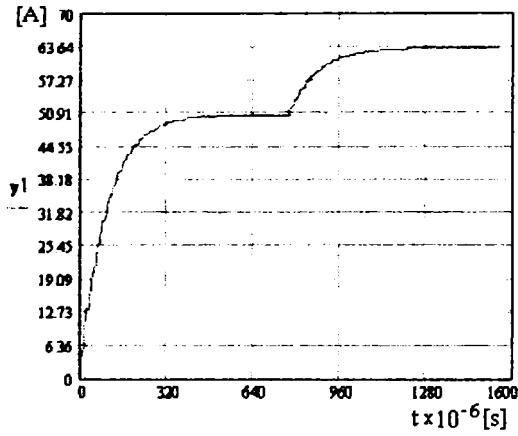
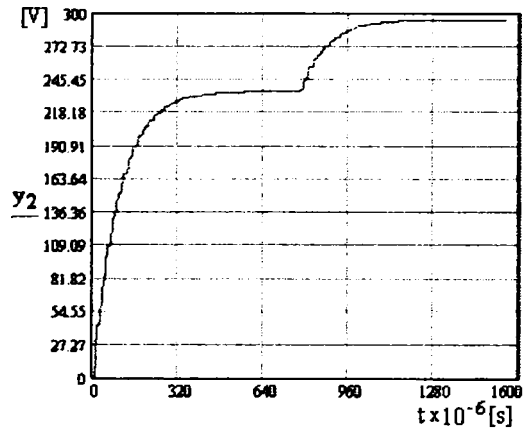


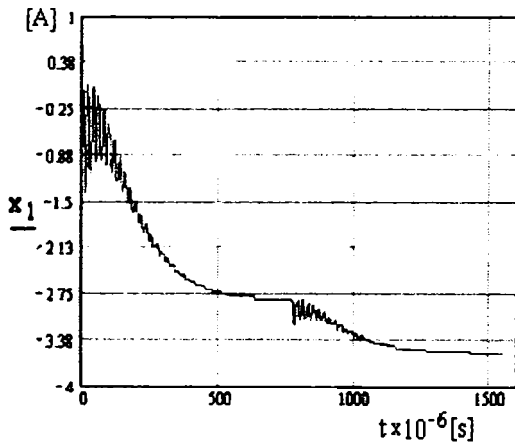
Fig. 5.4. (Continuă pe pagina următoare).



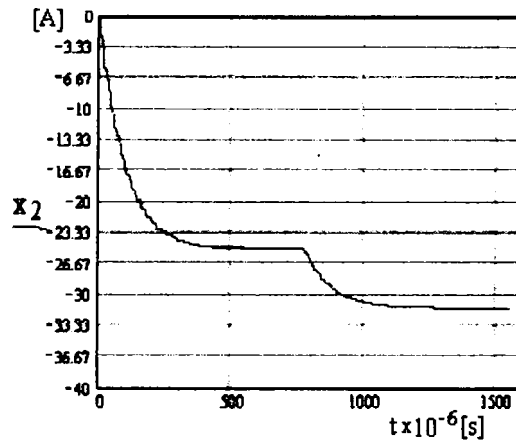
b)



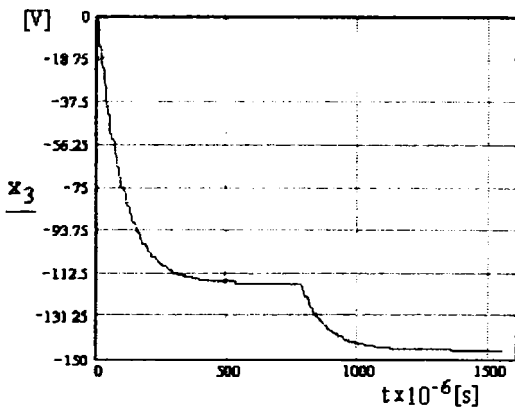
c)



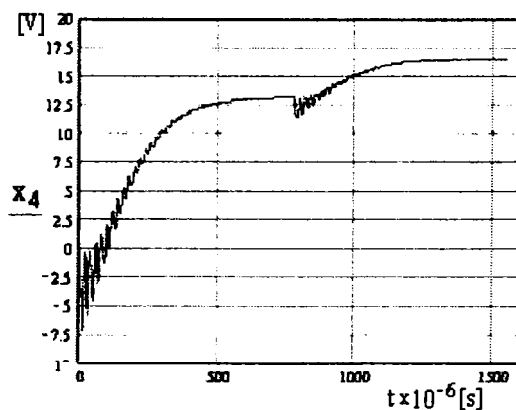
d)



e)



f)



g)

Fig. 5.4. Răspunsul modelului de semnal mare cu o componentă Fourier la creșterea tensiunii de alimentare cu 20 % față de valoarea inițială. Simulările au fost efectuate pentru valoarea unghiului de comandă  $\delta = 9^\circ$  (putere mare).

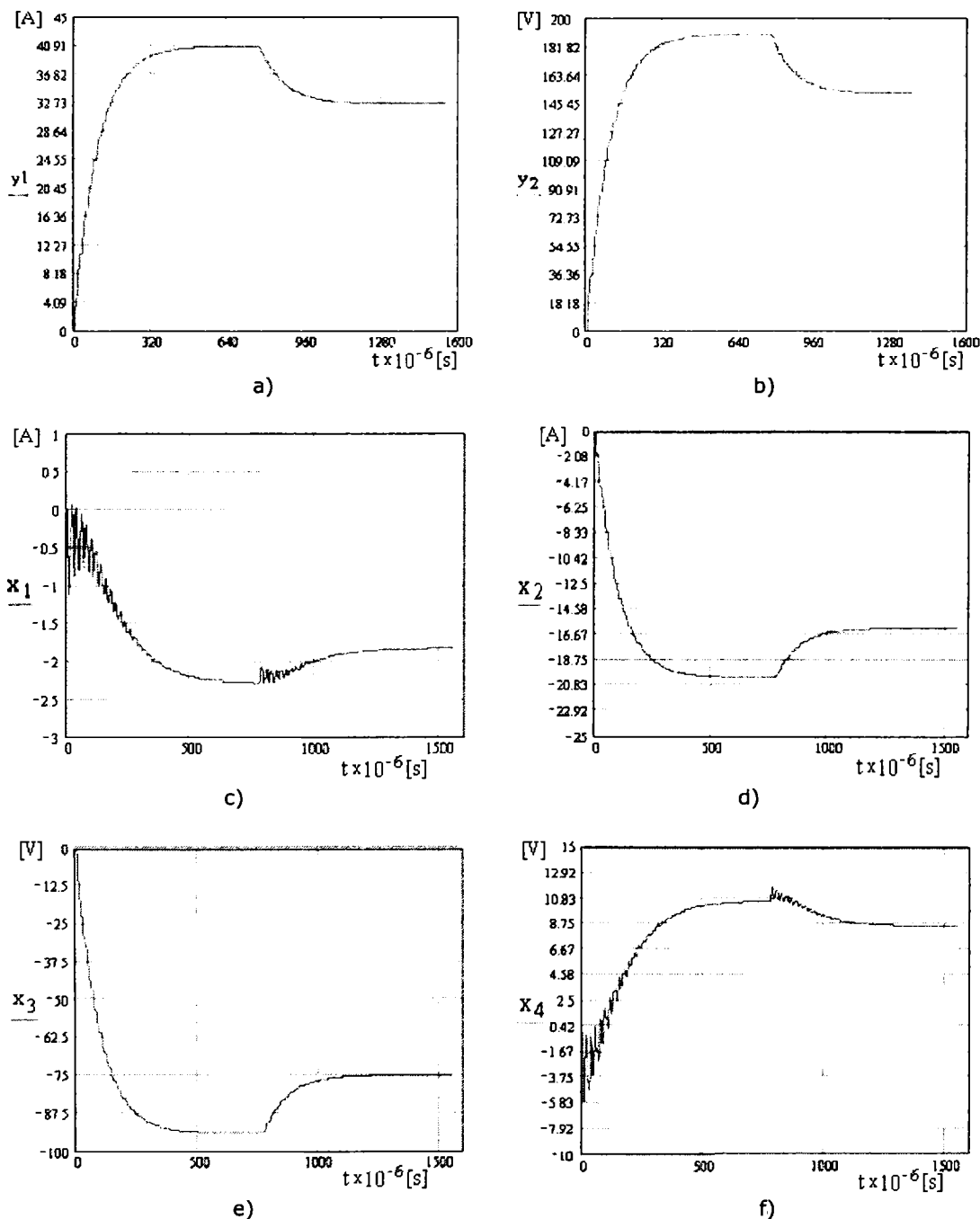


Fig. 5.5. Răspunsul modelului de semnal mare cu o componentă Fourier la descreșterea tensiunii de alimentare cu 20 % față de valoarea inițială. Simulările au fost efectuate pentru valoarea unghiului de comandă  $\delta = 100^\circ$  (putere mică).

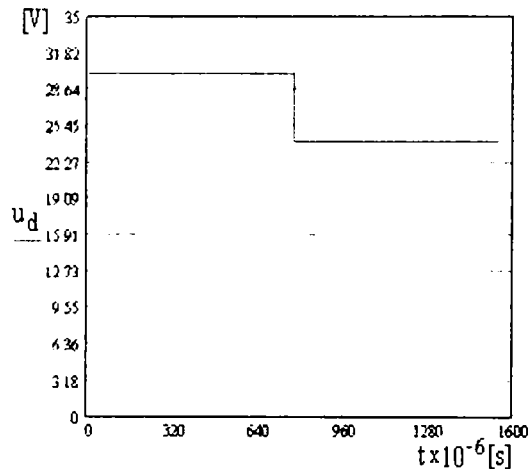
În figura 5.5 sunt prezentate anvelopele variabilelor de stare și de ieșire la descreșterea tensiunii de alimentare cu 20 % față de valoarea inițială, dar luând în considerare de această dată un nivel mic de putere. Se observă că valorile

variabilelor sunt semnificativ mai mici decât în cazul unui nivel mare de putere, dar formele anvelopelor variabilelor sunt asemănătoare cu cele din figura 5.3 conducând la aceleași concluzii în ce privește supracreșterile și timpul de răspuns.

### B. Simularea modelului de semnal mare cu mai multe componente Fourier (Anexa 23)

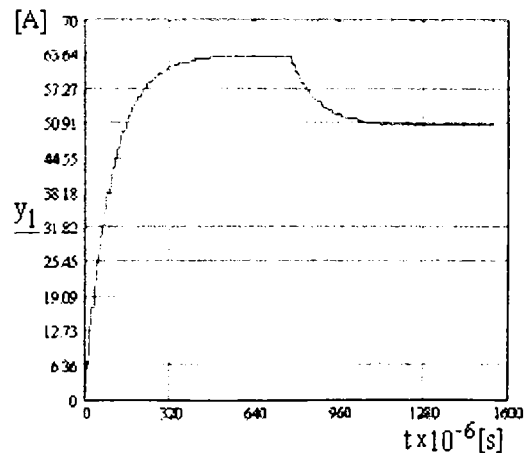
În continuare sunt prezentate rezultatele simulărilor evoluțiilor în domeniul timp ale variabilelor de ieșire și de stare ale inverterului rezonant serie la modificarea cu 20 % a tensiunii de intrare, atât în sens descrescător cât și în sens crescător, folosind modelul de semnal mare obținut prin luarea în considerare a mai multor componente Fourier. Programul cu ajutorul căruia au fost realizate simulările este prezentat în Anexa 23.

Semnificația variabilelor din figurile 5.6 ÷ 5.6 este prezentată în continuare.

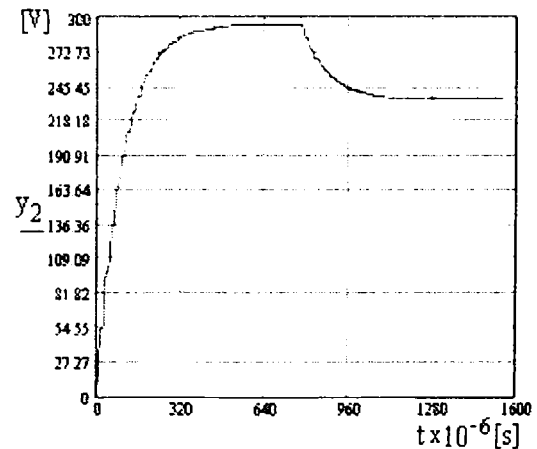


a)

- $x_1$  – componenta reală a curentului  $\langle i_0 \rangle_{1\_r}$ ;
- $x_2$  – componenta imaginară a curentului  $\langle i_0 \rangle_{1\_i}$ ;
- $x_3$  – componenta reală a tensiunii  $\langle u_0 \rangle_{3\_r}$ ;
- $x_4$  – componenta imaginară a tensiunii  $\langle u_0 \rangle_{3\_i}$ ;
- $x_5$  – componenta reală a curentului;  $\langle u_C \rangle_{1\_r}$ ;
- $x_6$  – componenta reală a curentului;  $\langle u_C \rangle_{1\_i}$ ;
- $x_7$  – componenta reală a curentului  $\langle u_C \rangle_{3\_r}$ ;
- $x_8$  – componenta reală a curentului  $\langle u_C \rangle_{3\_i}$ ;
- $y_1$  – valoarea de vârf a curentul de ieșire  $i_0$ ;
- $y_2$  – valoarea de vârf a tensiunii pe condensator  $u_C$ .

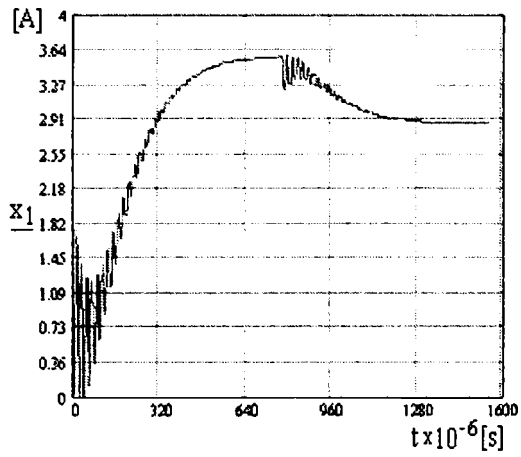


b)

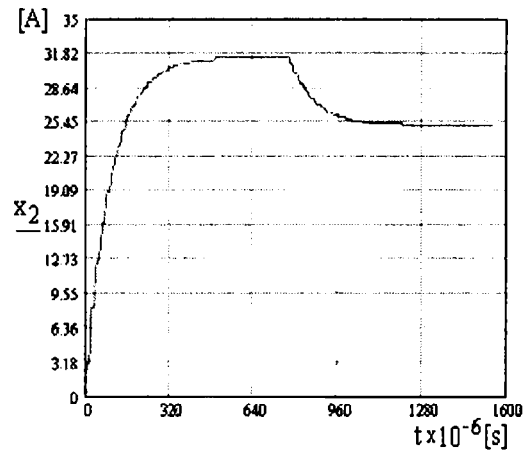


c)

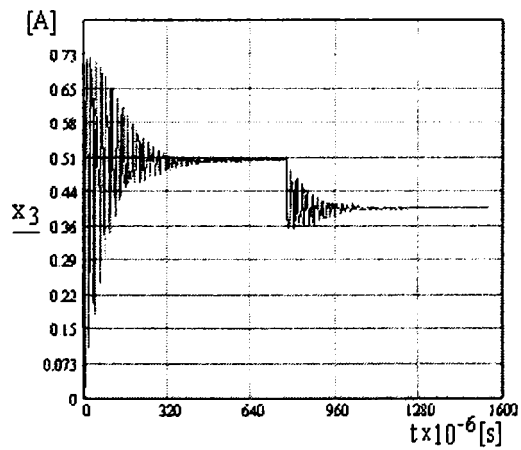
Fig. 5.6. (Continuă pe pagina următoare).



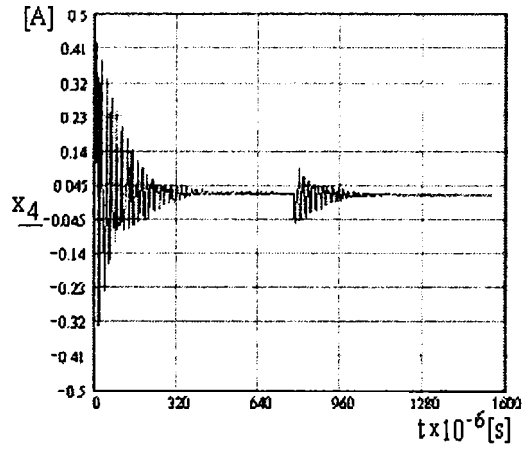
d)



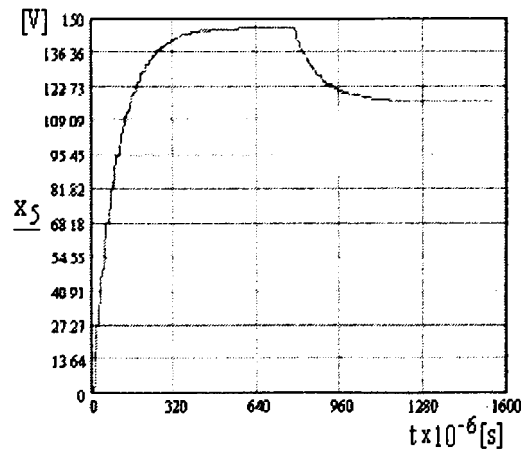
e)



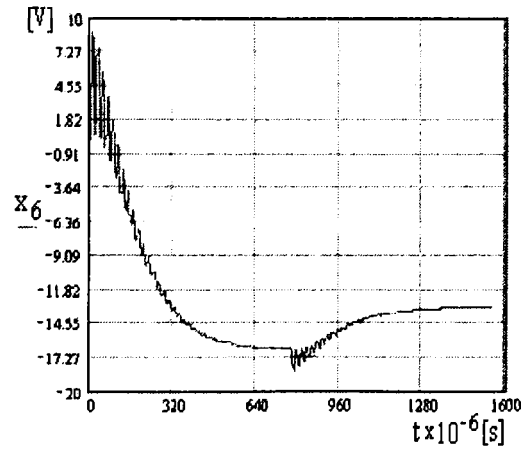
f)



g)



h)



i)

Fig. 5.6. (Continuă pe pagina următoare).

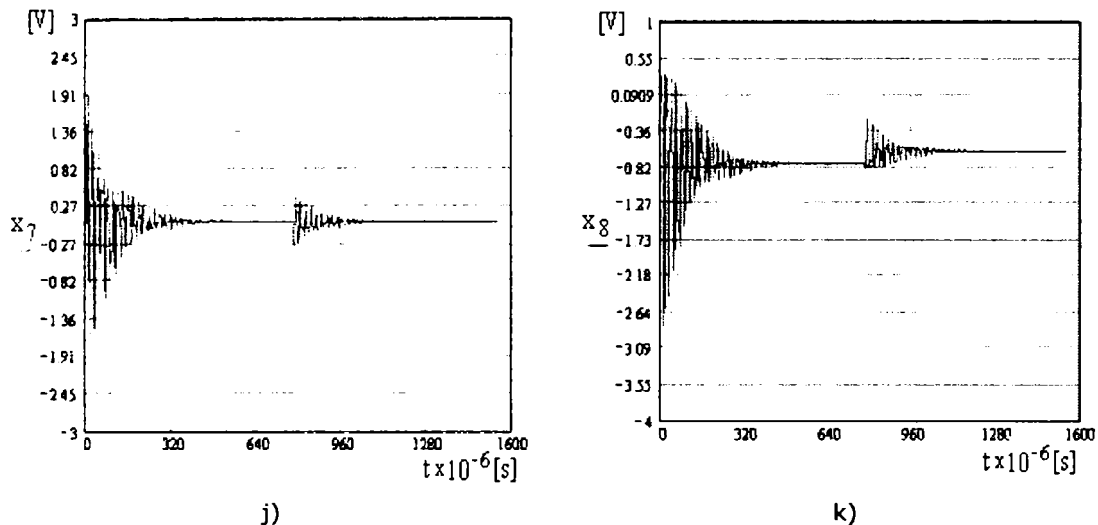


Fig. 5.6. Răspunsul modelului de semnal mare cu mai multe componente Fourier la descreșterea tensiunii de alimentare cu 20 % față de valoarea inițială. Simulările au fost efectuate pentru valoarea unghiului de comandă  $\delta = 9^\circ$  (putere mare).

În figura 5.6 este prezentat răspunsul modelului de semnal mare cu mai multe componente Fourier la descreșterea tensiunii de alimentare cu 20 % față de valoarea inițială, pentru un nivel mare de putere a invertorului ( $\delta = 9^\circ$ ). Diferențele față de figura 5.3 pentru variabilele de ieșire  $y_1$  și  $y_2$  este greu de observat și va fi pusă în evidență în paragraful următor prin reprezentarea la o scară mai mică, care să arate aceste diferențe. Variabilele de stare corespunzătoare armonicilor curentului de sarcină ( $x_3$  și  $x_4$ ) și tensiunii pe condensator ( $x_7$  și  $x_8$ ) au valori mult mai mici decât variabilele corespunzătoare componentelor fundamentale ale curentului de sarcină ( $x_1$  și  $x_2$ ) și tensiunii pe condensator ( $x_5$  și  $x_6$ ). Aceasta arată că ponderea acestor componente armonice asupra ieșirii invertorului este mult mai mică decât ponderea componentelor fundamentale.

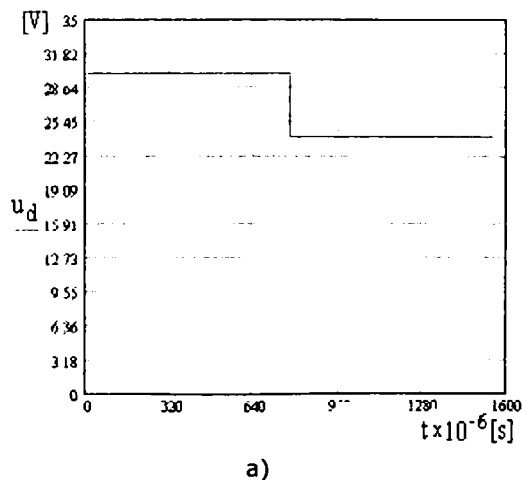
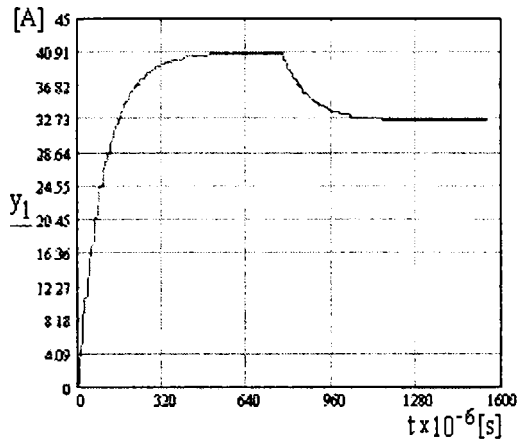
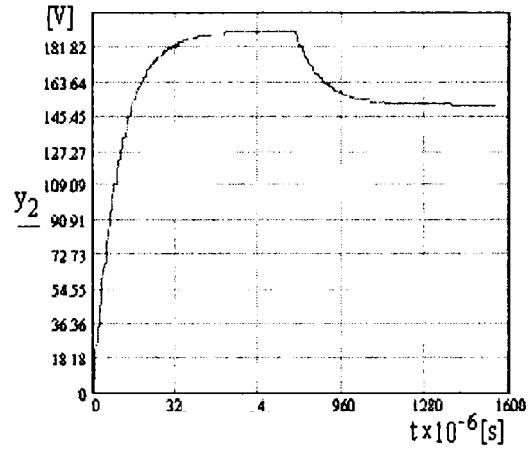


Fig. 5.7. (Continuă pe pagina următoare).

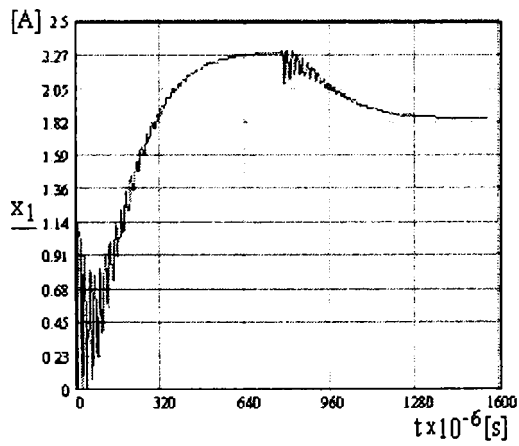




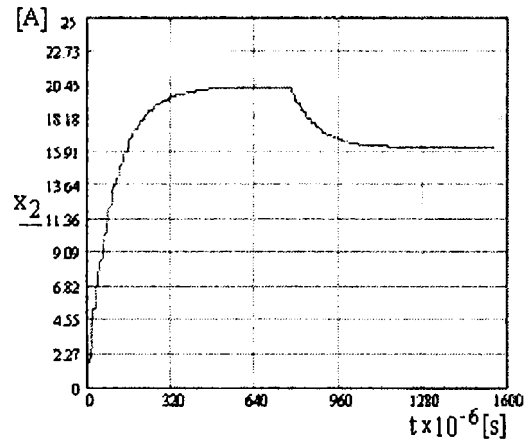
b)



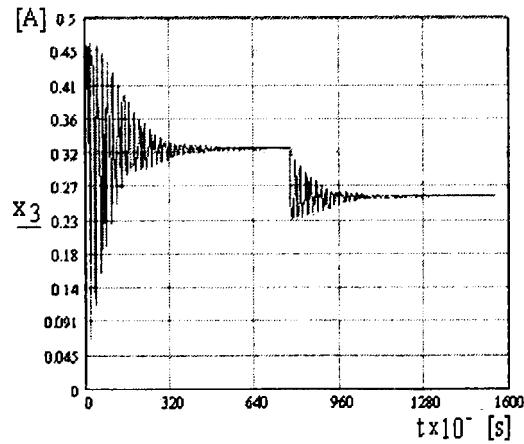
c)



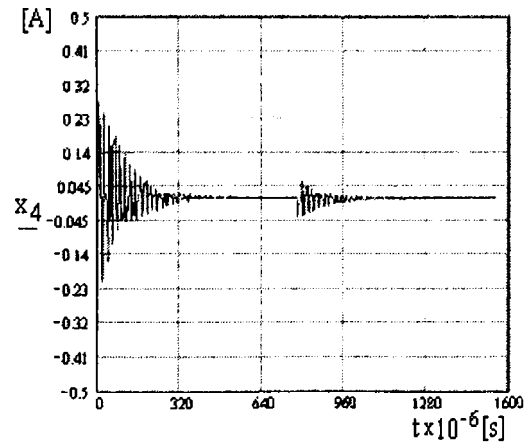
d)



e)

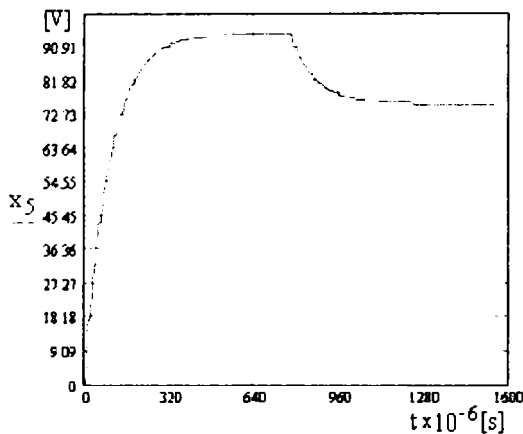


f)

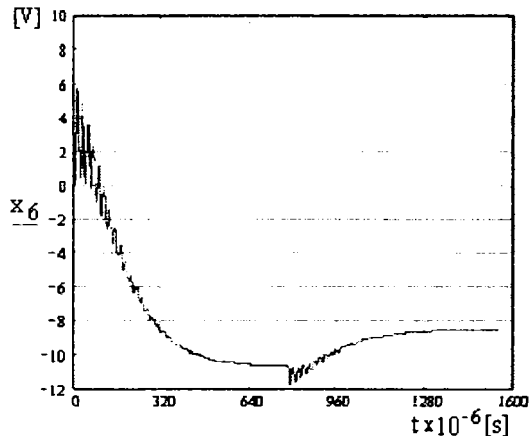


g)

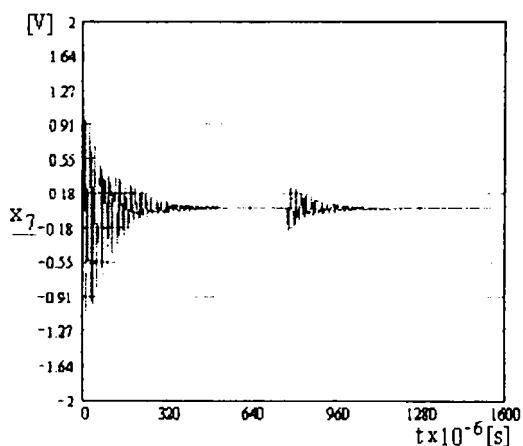
Fig. 5.7. (Continuă pe pagina următoare).



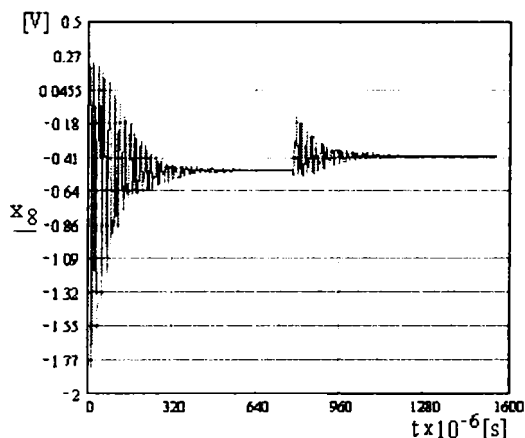
h)



i)



j)



k)

Fig. 5.7. Răspunsul modelului de semnal mare cu mai multe componente Fourier la creșterea tensiunii de alimentare cu 20 % față de valoarea inițială. Simulările au fost efectuate pentru valoarea unghiului de comandă  $\delta = 9^\circ$  (putere mare).

În figura 5.7 este prezentat răspunsul modelului de semnal mare cu mai multe componente Fourier la creșterea tensiunii de alimentare cu 20% față de valoarea inițială, pentru un nivel mare de putere a invertorului ( $\delta = 9^\circ$ ). Diferențele față de figura 5.4 pentru variabilele de ieșire  $y_1$  și  $y_2$  este mică și va pusă în evidență mai clar în paragraful următor. Componentele Fourier de ordinul trei ale variabilelor de stare și de ieșire au valori mult mai mici decât cele ale componentelor de ordinul întâi. Întrucât în relațiile pentru determinarea valorilor efective ale variabilelor intervine pătratul acestor componente Fourier, ponderea componentelor de ordinul trei este mică și pentru valori ale factorului de calitate suficient de mari acestea pot fi neglijate. Aceste concluzii au fost verificate prin simulare și pentru alte valori ale unghiului de comandă și pentru alte valori ale parametrilor invertorului, dar întrucât sunt asemănătoare celor de mai sus nu mai sunt prezentate în lucrare.

### C. Comparație între modelul de semnal mare cu o componentă și cel cu mai multe componente Fourier

În figurile 5.8 și 5.9 sunt prezentate pentru comparație variațiile variabilelor de ieșire obținute atât cu modelul care folosește prima componentă Fourier (numit **model 1**) cât și cu modelul care folosește mai multe componente Fourier (numit **model 2**).

Cum se observă în figura 5.8 a) și d) diferența între cele două modele nu se vede dacă nu se folosește o scară de reprezentare corespunzătoare. Folosind o scară de reprezentare mai mică aceste diferențe pot fi puse în evidență și măsurate așa cum se arată în figura 5.8 b), c), e) și f).

Graficele din figura 5.9 sunt asemănătoare celor prezentate în figura 5.8, dar au fost obținute pentru un nivel mic de putere a inverterului. Detaliile au fost alese pentru a pune în evidență cele mai mari diferențe care apar între modele. Pentru modelele de semnal mare analizate diferența maximă care rezultă din figurile 5.8 și 5.9 este de aproximativ 2%.

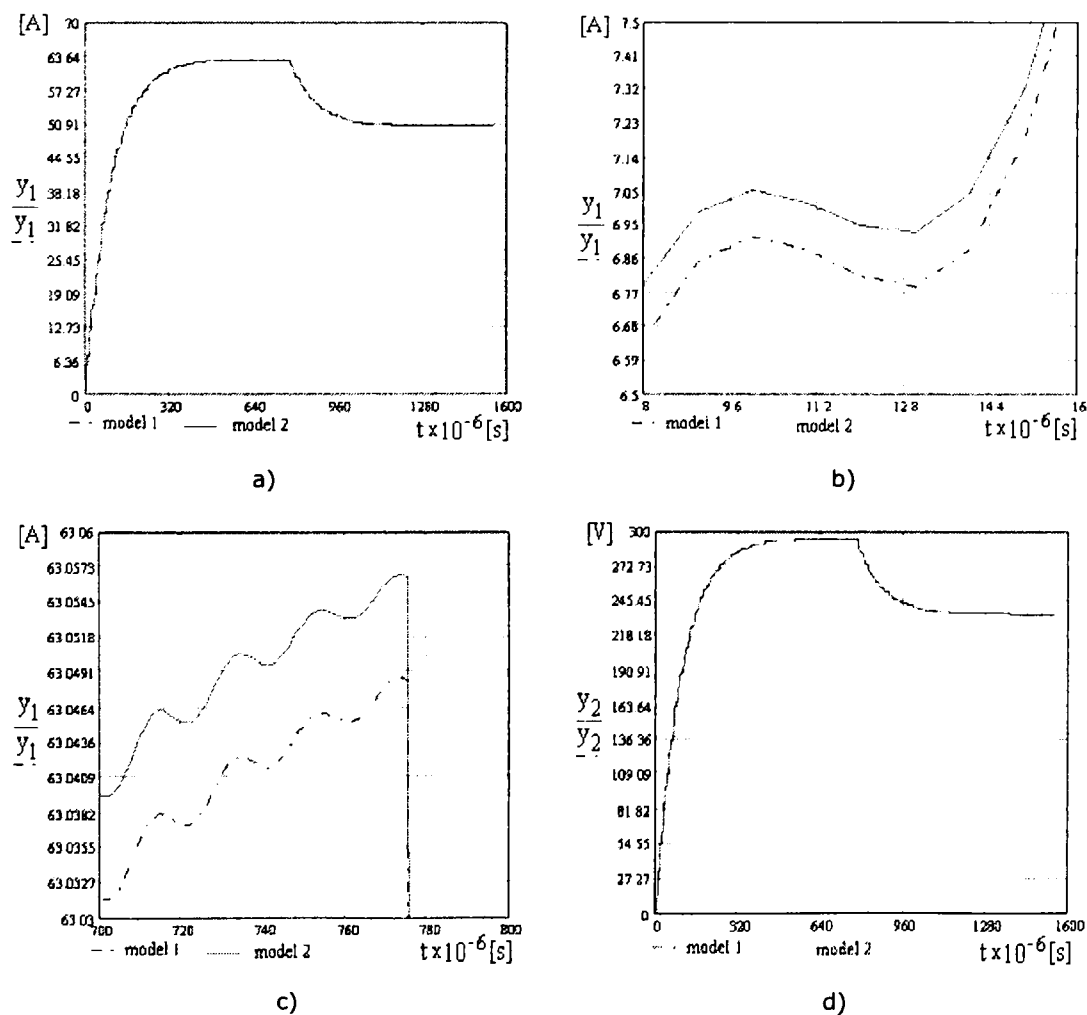


Fig. 5.8. (Continuă pe pagina următoare).

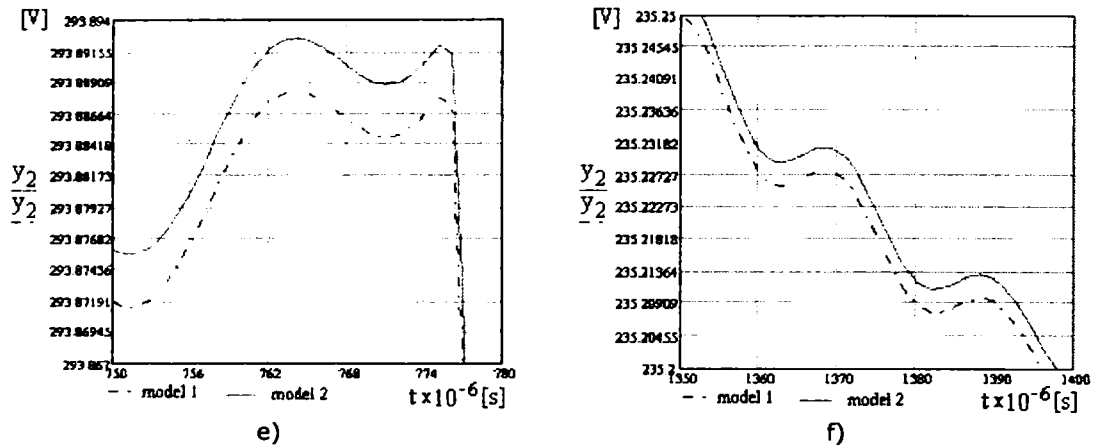
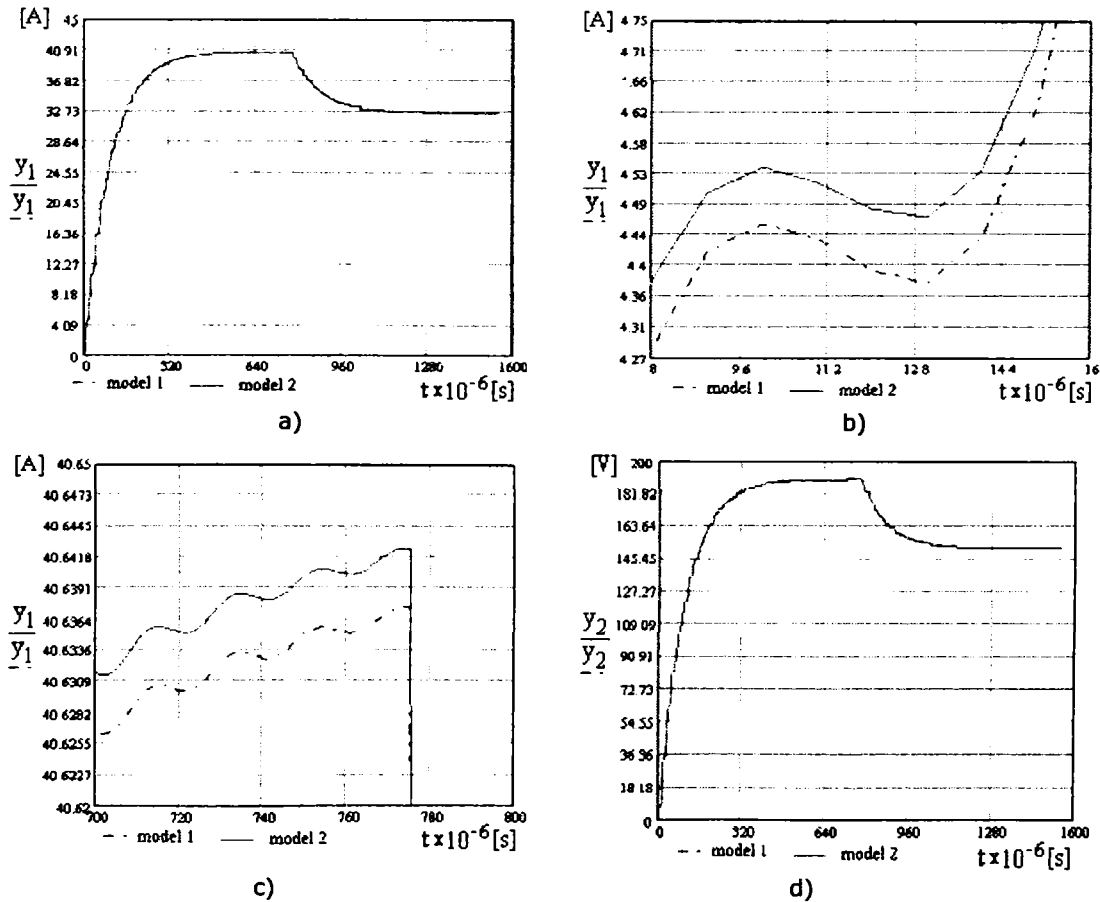


Fig. 5.8. Comparație între cele două modele privind răspunsul la descreșterea tensiunii de intrare  $u_d$  cu 20 % față de valoarea inițială: a) anvelopa curentului de ieșire  $i_o$ ; b) detaliul 1 al variației curentului de ieșire; c) detaliul 2 al variației curentului de ieșire; d) anvelopa tensiunii pe condensator  $u_C$ ; e) detaliul 1 al variației tensiunii pe condensator; f) detaliul 2 al variației tensiunii pe condensator. Simulările au fost efectuate pentru valoarea unghiului de comandă  $\delta = 9^\circ$  (putere mare)



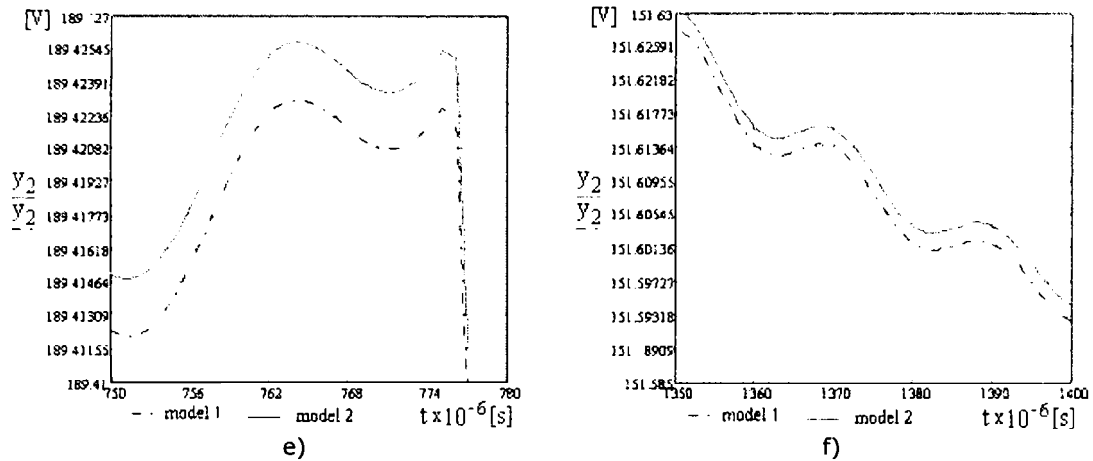


Fig. 5.9. Comparație între cele două modele privind răspunsul la descreșterea tensiunii de intrare  $u_d$  cu 20 % față de valoarea inițială: a) anvelopa curentului de ieșire  $i_o$ ; b) detaliul 1 al variației curentului de ieșire; c) detaliul 2 al variației curentului de ieșire; d) anvelopa tensiunii pe condensator  $u_C$ ; e) detaliul 1 al variației tensiunii pe condensator; f) detaliul 2 al variației tensiunii pe condensator. Simulările au fost efectuate pentru valoarea unghiului de comandă  $\delta = 100^\circ$  (putere mică).

Aceste diferențe relativ mici între modele se explică prin factorul de calitate destul de mare ( $Q \approx 8$ ) pe care îl are inverterul analizat, ai cărui parametri sunt foarte apropiați de cei ai inverterului analizat experimental. Autorul a realizat simulări și pentru alți parametri ai inverterului și pentru valori mai mici ale factorului de calitate. Din aceste simulări, care nu sunt prezentate pentru a nu încălca excesiv acest capitol, a rezultat că diferențele dintre modelele de semnal mare cu o componentă Fourier și cu mai multe componente Fourier sunt mai mici de 4 ÷ 5 % pentru factori de calitate mai mari decât 4. Întrucât la cele mai multe instalații de încălzire prin inducție factorul de calitate este mai mare decât 4, diferențele relativ mici dintre rezultatele obținute cu cele două modele arată că nu se justifică luarea în considerare a mai multor componente Fourier întrucât complexitatea mare a modelului obținut nu este compensată de o creștere semnificativă a preciziei rezultatelor obținute.

### 5.3.2. Simularea invertorului rezonant folosind modelele de semnal mic

#### A. Simularea modelului de semnal mic cu o componentă Fourier (Anexa 24)

În figurile 5.10 ÷ 5.13 sunt prezentate caracteristicile de frecvență ale invertorului rezonant obținute cu ajutorul modelului de semnal mic cu o componentă Fourier.

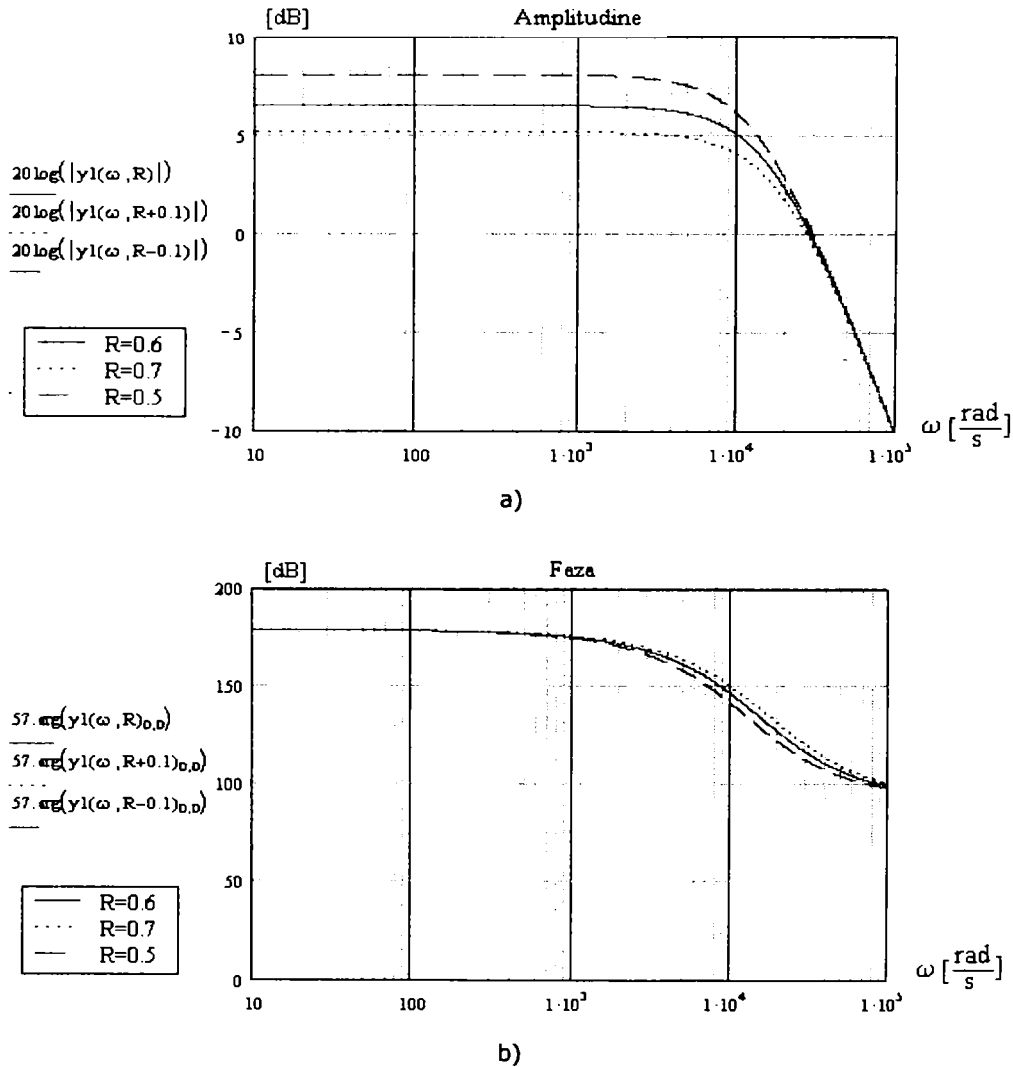


Fig. 5.10. Răspunsul în frecvență al modelului de semnal mic cu o componentă Fourier considerând ca mărime de ieșire curentul prin inductor  $i_0$ : a) caracteristica amplitudine - frecvență unghiulară; b) caracteristica fază - frecvență unghiulară.

Simulările au fost efectuate pentru valoarea unghiului de comandă  $\delta = 9^\circ$  (putere mare).

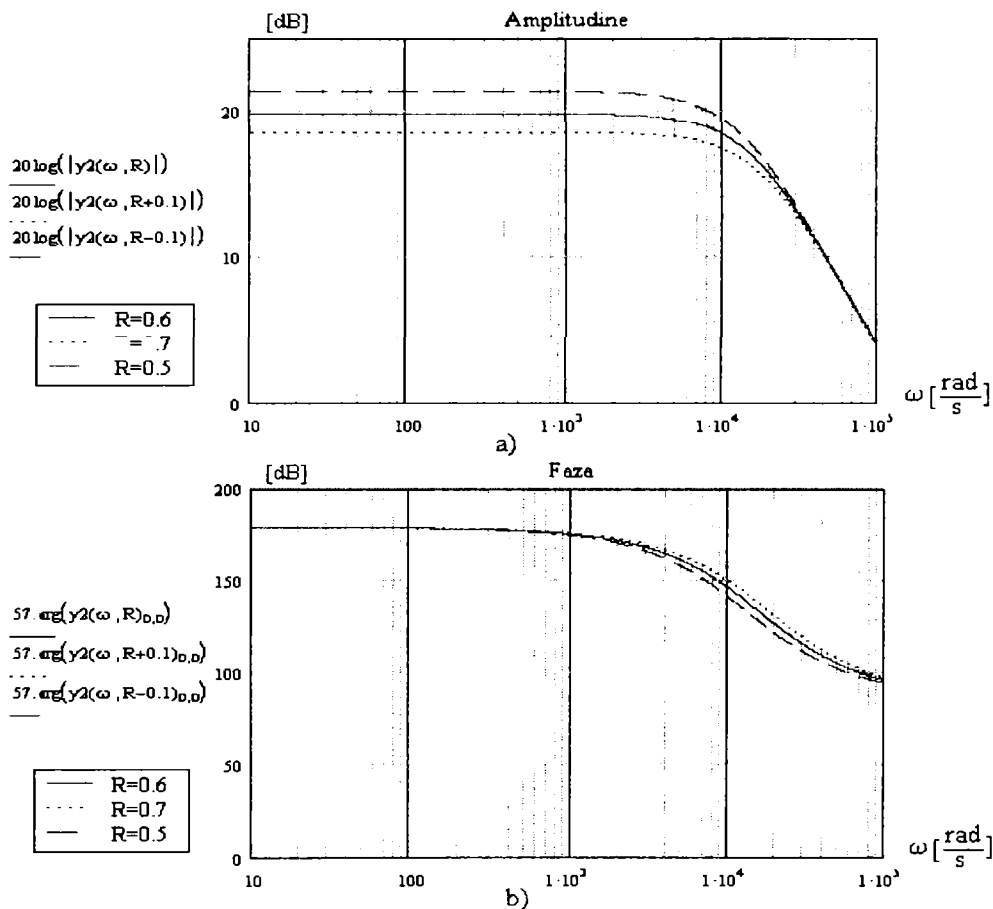


Fig. 5.11. Răspunsul în frecvență al modelului de semnal mic cu o componentă Fourier considerând ca mărime de ieșire tensiunea pe condensatorul rezonant  $u_C$ : a) caracteristica amplitudină-frecvență unghiulară; b) caracteristica fază-frecvență unghiulară. Simulările au fost efectuate pentru valoarea unghiului de comandă  $\delta = 9^\circ$  (putere mare).

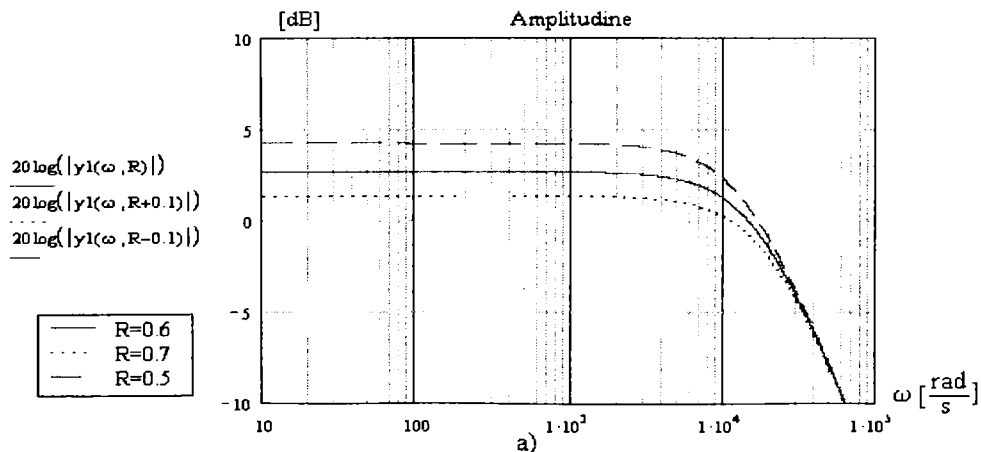


Fig.5.12. (Continuă pe pagina următoare).

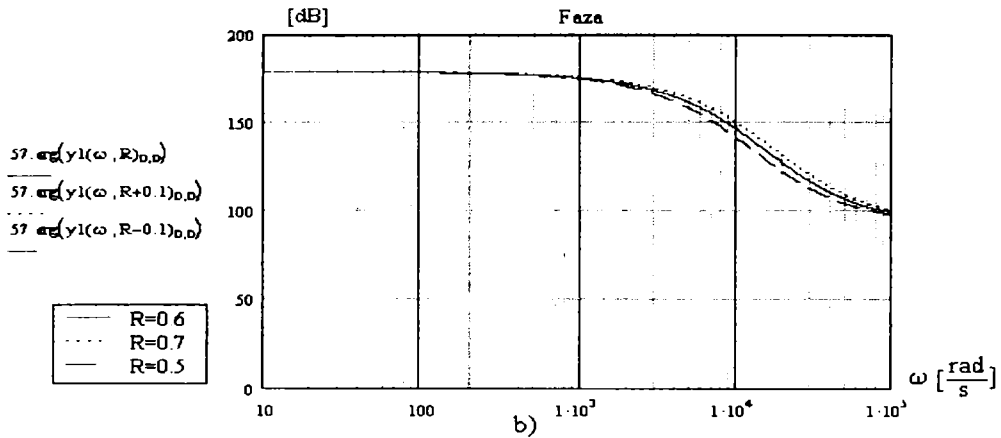


Fig. 5.12. Răspunsul în frecvență al modelului de semnal mic cu o componentă Fourier considerând ca mărime de ieșire curentul prin inductor  $i_0$ : a) caracteristica amplitudine – frecvență unghiulară; b) caracteristica fază – frecvență unghiulară. Simulările au fost efectuate pentru  $\delta = 100^\circ$  (putere mică).

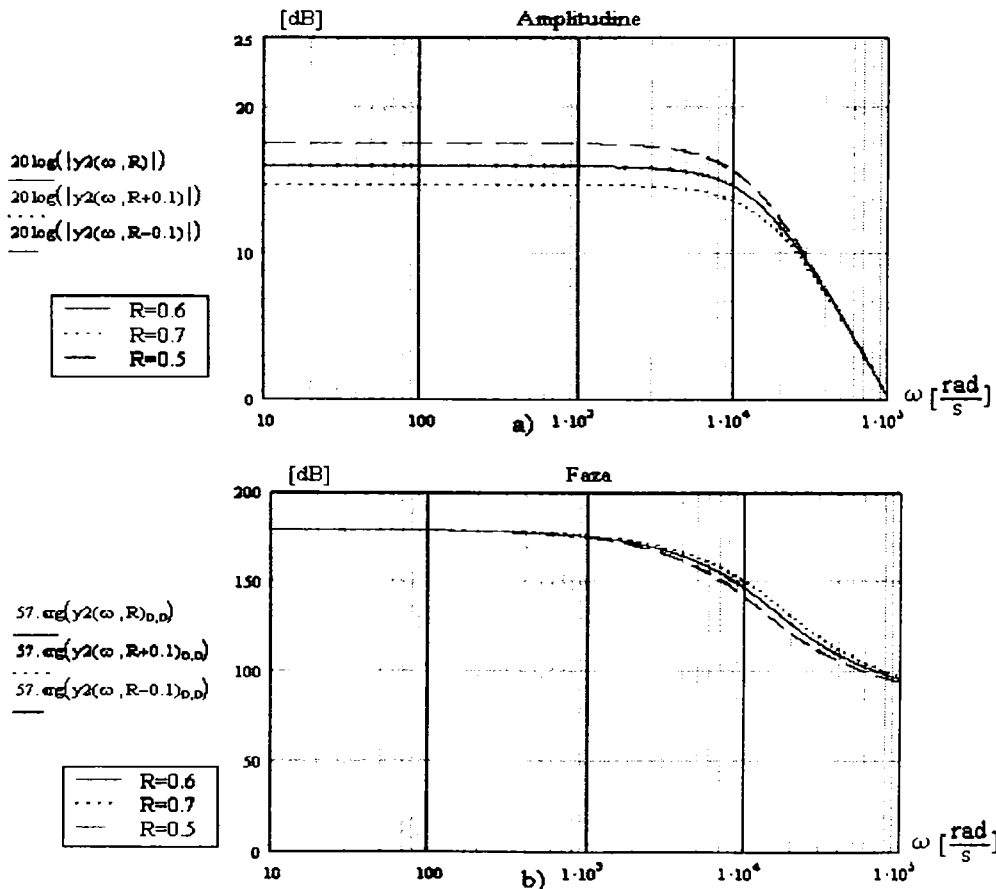


Fig. 5.13. Răspunsul în frecvență al modelului de semnal mic cu o componentă Fourier considerând ca mărime de ieșire tensiunea pe condensatorul rezonant  $u_C$ : a) caracteristica amplitudine–frecvență unghiulară; b) caracteristica fază–frecvență unghiulară. Simulările au fost efectuate pentru  $\delta = 100^\circ$ .



În aceste figuri apare răspunsul în frecvență al modelului considerând ca mărime de intrare tensiunea de alimentare  $u_d$ , iar ca mărime de ieșire curentul prin inductor  $i_0$  (variabila de ieșire  $y_1$ ), respectiv tensiunea pe condensatorul rezonant  $u_C$  (variabila de ieșire  $y_2$ ). Simulările au fost făcute pentru mai multe nivele de putere ale inverterului, deoarece parametrii modelului de semnal mic depind de punctul static de funcționare al inverterului și s-a urmărit obținerea unor concluzii cât mai generale, care să poată fi utilizate în proiectarea inverterului. Pentru exemplificare sunt prezentate rezultatele obținute pentru două nivele de putere diferite. De asemenea s-a considerat rezistența inductorului ca parametru, pentru a arăta care este influența modificării acestei rezistențe asupra caracteristicilor inverterului.

Din graficele prezentate în figurile 5.10 ÷ 5.13 se poate observa că circuitul de putere al inverterului rezonant este stabil având o rezerva de fază suficient de mare. De asemenea se observă că modificările parametrilor sarcinii duc la modificarea caracteristicilor de frecvență ale modelului de semnal mic al inverterului rezonant. Creșterea rezistenței de sarcină  $R$  duce la scăderea câștigului inverterului. De aceea, concluzia care se desprinde este că se recomandă proiectarea reguletoarelor din bucla de reglare a frecvenței și din bucla de reglare a puterii luând în considerare parametrii inverterului pentru cea mai mare temperatură de lucru. Aceste concluzii sunt identice cu cele obținute în capitolul patru pe baza analizei modelului obținut în acel capitol.

### B. Simularea modelului de semnal mic cu mai multe componente Fourier

În figurile 5.14 ÷ 5.15 sunt prezentate caracteristicile de frecvență ale inverterului rezonant obținute cu ajutorul modelului de semnal mic cu mai multe componente Fourier (Anexa 25). Semnificația graficelor este asemănătoare cu cea de la modelul cu o componentă Fourier. Simulările au fost făcute pentru mai multe nivele de putere ale inverterului, dar de această dată s-au prezentat pentru exemplificare rezultatele pentru un singur nivel al puterii inverterului. Din nou s-a considerat ca parametru rezistența inductorului.

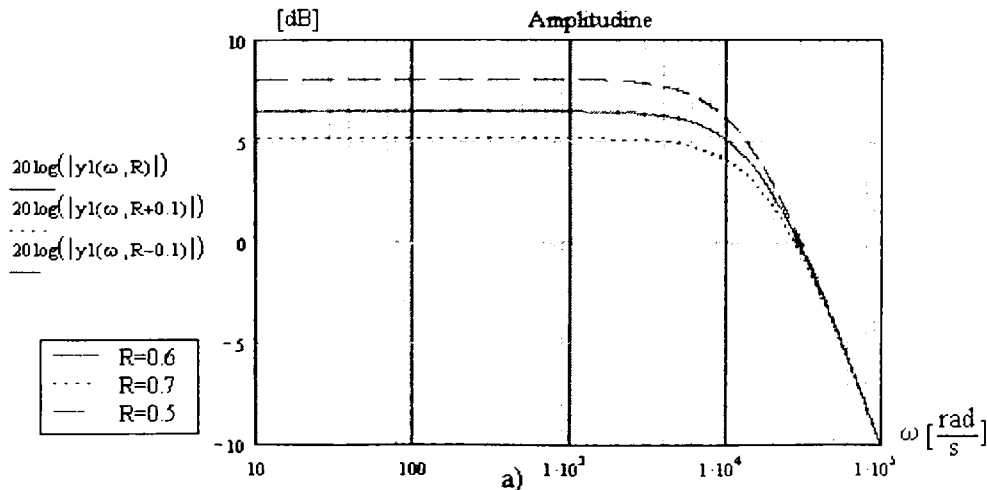


Fig. 5.14. (Continuă pe pagina următoare)

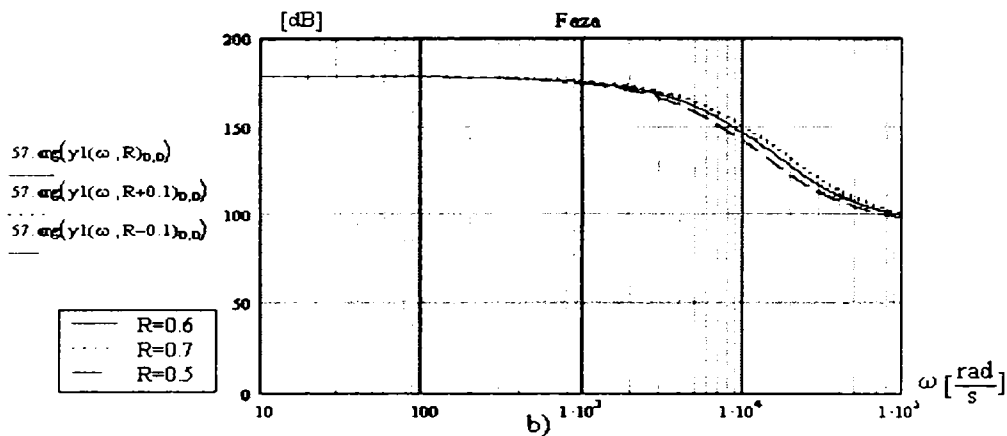


Fig. 5.14. Răspunsul în frecvență al modelului de semnal mic cu mai multe componente Fourier considerând ca mărime de ieșire curentul prin inductor  $i_0$ : a) caracteristica amplitudine – frecvență unghiulară; b) caracteristica fază – frecvență unghiulară. Simulările au fost efectuate pentru valoarea unghiului de comandă  $\delta = 9^\circ$  (putere mare).

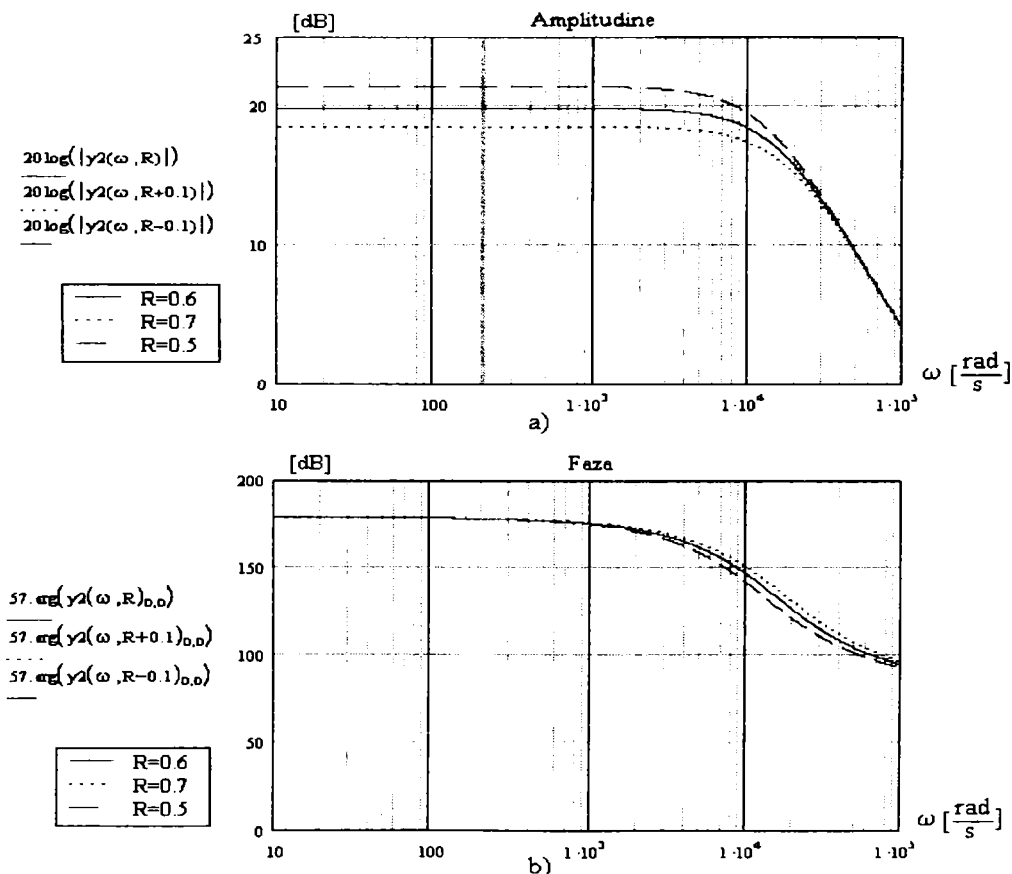


Fig. 5.15. Răspunsul în frecvență al modelului de semnal mic cu mai multe componente Fourier considerând ca mărime de ieșire tensiunea pe condensatorul rezonant  $u_c$ : a) caracteristica amplitudine–frecvență unghiulară; b) caracteristica fază–frecvență unghiulară. Simulările au fost efectuate pentru valoarea unghiului de comandă  $\delta = 9^\circ$  (putere mare).

Concluziile care se desprind pe baza rezultatelor prezentate în figurile 5.14 și 5.15 sunt identice cu cele obținute cu ajutorul modelului de semnal mic care folosește numai prima componentă Fourier. Comparând rezultatele obținute cu cele două modele se observă că diferența dintre ele este foarte mică.

### C. Comparație între modelul de semnal mic cu o componentă și cel cu mai multe componente Fourier

Pentru a se putea face o comparație mai ușoară între modelul de semnal mic care folosește o singură componentă Fourier și cel care folosește mai multe componente Fourier în figura 5.16 și 5.17 au fost prezentate suprapuse caracteristicile de frecvență obținute cu cele două modele de semnal mic. În reprezentările următoare **modelul 1** se referă la modelul care folosește o singură componentă Fourier, iar **modelul 2** la cel care folosește mai multe componente Fourier. Deosebirile dintre cele două modele sunt atât de mici încât la scara folosită pentru reprezentare practic nu se observă diferențe între cele două modele (figura 5.16 a) și figura 5.17 a).

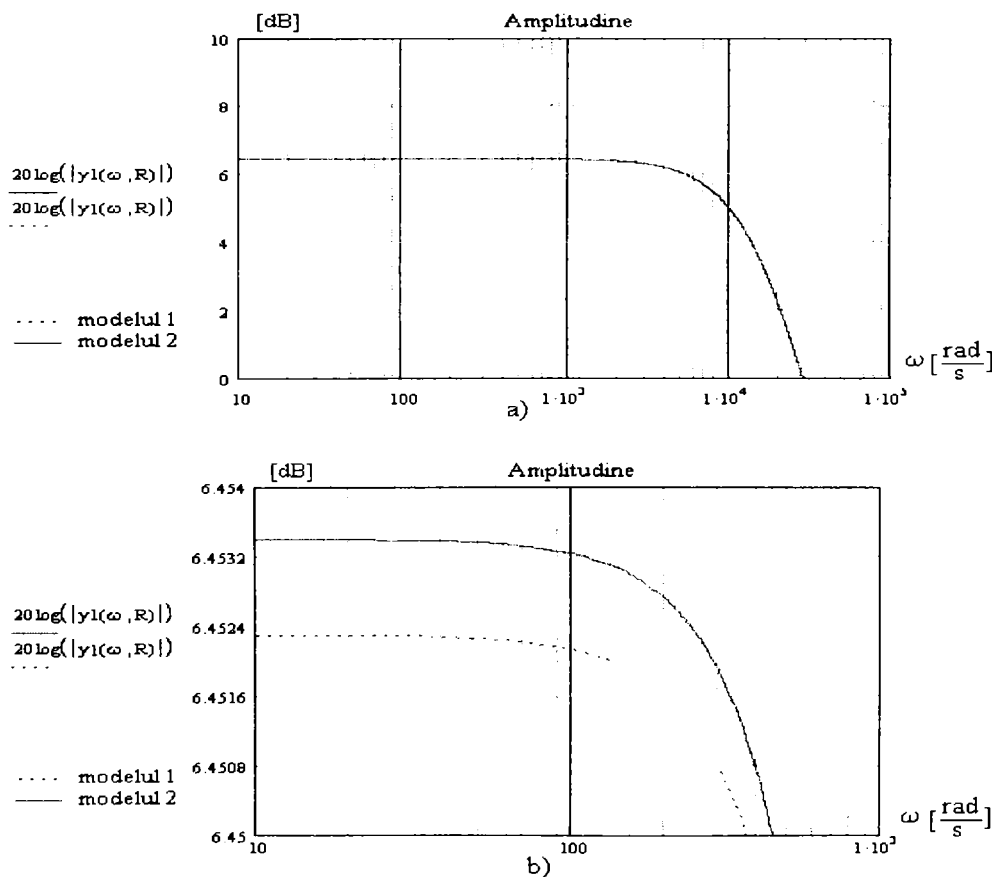


Fig. 5.16. Comparație între cele două modele privind răspunsul în frecvență considerând ca mărime de ieșire curentul prin inductor  $i_0$ : a) caracteristica amplitudine – frecvență unghiulară; b) detaliu al caracteristicii amplitudine – frecvență unghiulară;

Simulările au fost efectuate pentru  $\delta = 9^\circ$  (putere mare).

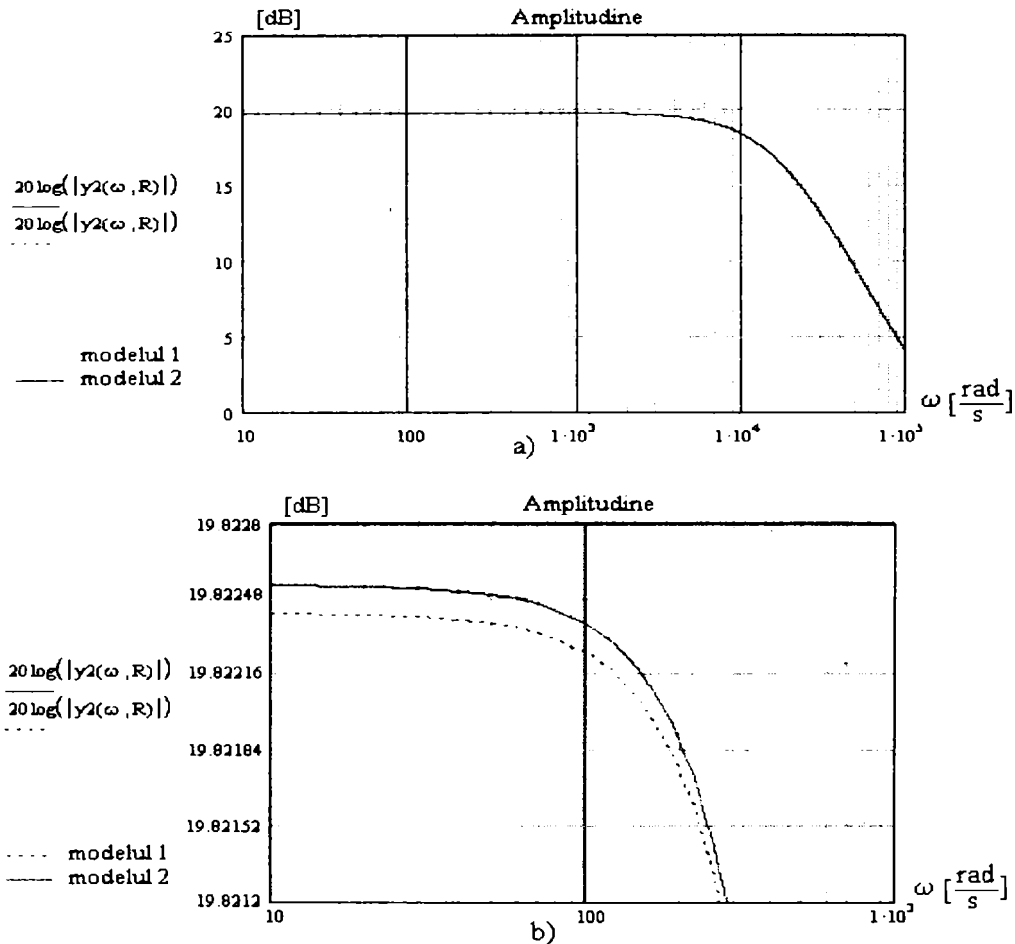


Fig. 5.17. Comparație între cele două modele privind răspunsul în frecvență considerând ca mărime de ieșire tensiunea pe condensatorul rezonant  $u_C$ : a) caracteristica amplitudine – frecvență unghiulară; b) detaliu al caracteristicii amplitudine – frecvență unghiulară;

Simulările au fost efectuate pentru  $\delta = 9^\circ$  (putere mare).

Dacă se modifică scara de reprezentare se observă că diferențele între caracteristicile obținute cu cele două modele sunt mai mici de 0,02 % (figurile 5.16 b) și 5.17 b)). Aceste diferențe mici între modele se explică prin factorul de calitate relativ mare al inverterului ( $\approx 8$ ). Făcând comparația pentru mai multe valori ale parametrilor inverterului (la care factorul de calitate să fie mai mic) și pentru diverse nivele de putere, diferențele constatate sunt mai mici decât 0,1÷0,2 % pentru factori de calitate mai mari sau egali cu patru.

Aceste diferențe mici dintre rezultatele obținute cu cele două categorii de modele arată că pentru cele mai multe aplicații (la care factorul de calitate al sarcinii este mai mare decât 4) nu se justifică luarea în considerare a mai multor componente Fourier întrucât complexitatea mare a modelului obținut nu este compensată de o creștere semnificativă a preciziei modelului.

## 5.4. CONCLUZII

În cadrul acestui capitol sunt prezentate contribuțiile autorului privind modul de obținere al modelelor de semnal mare și al modelelor de semnal mic al invertoarelor rezonante folosind metoda generală de mediere, care se mai numește și metoda de mediere multi-frecvență sau a componentelor Fourier. La această metodă variabilele de stare sunt înlocuite prin componentele lor Fourier. Dacă se folosesc mai multe componente Fourier pentru fiecare variabilă de stare acuratețea modelelor crește, dar într-o măsură mai mare crește și complexitatea modelelor obținute.

Autorul a obținut modelele de semnal mare și de semnal mic sub formă analitică pentru un inverter rezonant serie cu comandă defazată a ramurilor punții invertoare, atât pentru cazul în care se folosește o singură componentă Fourier cât și pentru cazul în care se folosesc mai multe componente Fourier. Modelele care folosesc mai multe componente Fourier sunt mult mai complexe, necesitând rezolvarea unui număr mult mai mare de ecuații decât modelul cu un singur coeficient Fourier. Pentru analiza inverterului rezonant serie folosind modelele obținute s-a utilizat mediul de programare MathCAD datorită ușurinței cu care acesta permite rezolvarea ecuațiilor diferențiale și vizualizarea rezultatelor. Programele corespunzătoare realizate de către autor sunt prezentate în Anexele 22 ÷ 25. Simulările au fost realizate pentru mai multe nivele de putere și pentru mai multe valori ale parametrilor sarcinii, astfel încât să fie acoperite o mare varietate de situații care pot să apară în practică. Rezultatele obținute în urma simulărilor conduc la concluzii foarte asemănătoare cu cele obținute în capitolul patru privind modul de proiectare al inverterului.

Analizând rezultatele prezentate în figurile 5.3 ÷ 5.17 se constată că diferențele dintre modelele care folosesc o singură componentă Fourier și modelele care folosesc mai multe componente Fourier sunt mici. **Autorul a arătat că pentru invertoarele rezonante cu un factor de calitate relativ mare (mai mare decât 4) folosirea mai multor coeficienți Fourier nu este justificată întrucât complexitatea modelelor este mare fără ca precizia modelului să crească cu mai mult de 4÷5 % decât în cazul folosirii numai a primei componente Fourier.** Pentru invertoare rezonante cu factor de calitate mare aceste diferențe sunt și mai mici.

**Rezultatele obținute în cadrul acestui capitol au fost valorificate prin publicarea unor lucrări științifice la conferințe naționale [124] și internaționale [128] și a unui articol într-o revistă internațională [126].**

## 6. VERIFICĂRI EXPERIMENTALE

*În acest capitol sunt prezentate verificările experimentale care confirmă o parte dintre contribuțiile teoretice ale autorului. Verificările experimentale au fost efectuate pe un stand experimental de mică putere realizat în cadrul societății AAGES Ltd. din Târgu Mureș. Sunt prezentate formele de undă și rezultatele măsurătorilor care confirmă analiza efectuată în capitolul trei referitor la regimul de comutație ZVS al invertoarelor rezonante serie comandate prin defazarea ramurilor punții invertoare. De asemenea au fost determinate caracteristicile amplitudine – frecvență ale buclelor de reglare ale frecvenței și puterii pentru două valori diferite ale unghiului de comandă și pentru cazul în care rezistența de sarcină crește, caracteristici care sunt comparate cu cele obținute cu ajutorul modelului prezentat în capitolul patru. Având în vedere că modelele obținute în capitolul patru oferă rezultate foarte apropiate cu modelele obținute în capitolul cinci, prin verificarea modelului din capitolul patru sunt verificate implicit și modelele din capitolul cinci.*

### 6.1. Prezentarea instalației experimentale

Verificările experimentale au fost efectuate la societatea comercială AAGES Ltd. din Târgu Mureș, care este cel mai important producător de instalații de încălzire prin inducție din România. Prin amabilitatea conducerii acelei societăți și cu ajutorul specialiștilor de acolo, cărora autorul le mulțumește și pe această cale, verificările experimentale au putut fi efectuate atât pe sursele de încălzire prin inducție fabricate la acea societate cât și pe un stand experimental realizat în cadrul societății. Poze ale instalațiilor folosite de către autor sunt prezentate în Anexa 27.

Schema de principiu a instalației experimentale, care reprezintă un inverter rezonant serie cu comandă defazată a ramurilor punții invertoare de mică putere, este prezentată în figura 6.1. Sursa de alimentare este o sursă de tensiune continuă care poate asigura un curent mare de ieșire (100A). Ca întrerupătoare de putere au fost utilizate IGBT-uri Semikron de tipul SKM 100GB 123D sub forma unor module conținând două IGBT-uri și diodele în antiparalel ale acestora. Valorile limită ale mărimilor caracteristice ale IGBT-urilor și ale diodelor inverse ale acestora sunt prezentate în Anexa 26.

Regulatorul de frecvență poate funcționa în două moduri de lucru:

- cu urmărirea frecvenței de rezonanță prin măsurarea sarcinii transportate de către curentul de sarcină (care folosește schema de principiu pentru bucla de frecvență prezentată în capitolul cinci);
- cu frecvența de comutație impusă din exterior, care permite studiul regimurilor de funcționare non-ZVS).

În modul de lucru cu urmărirea frecvenței de rezonanță se folosește ca mărime de reacție curentul de ieșire, cules printr-un transformator de curent .

Regulatorul de putere poate funcționa de asemenea în două moduri de lucru:

- cu puterea de ieșire impusă, caz în care unghiul de comandă rezultă din condiția de satisfacere a puterii impuse;
- cu reglarea manuală a unghiului de comandă, pentru posibilitatea studiului funcționării inverterului rezonant la diverse unghiuri de comandă.

Această buclă folosește ca mărimi de reacție tensiunea și curentul de sarcină, pe baza cărora calculează puterea medie la ieșire, adică puterea activă.

Aceste regulatoare sunt realizate de către AAGES Ltd. sub forma unor module care pot fi conectate la o placă de dezvoltare, care conectată la un calculator poate furniza valorile mărimilor de reacție, a mărimilor intermediare și a mărimilor reglate.

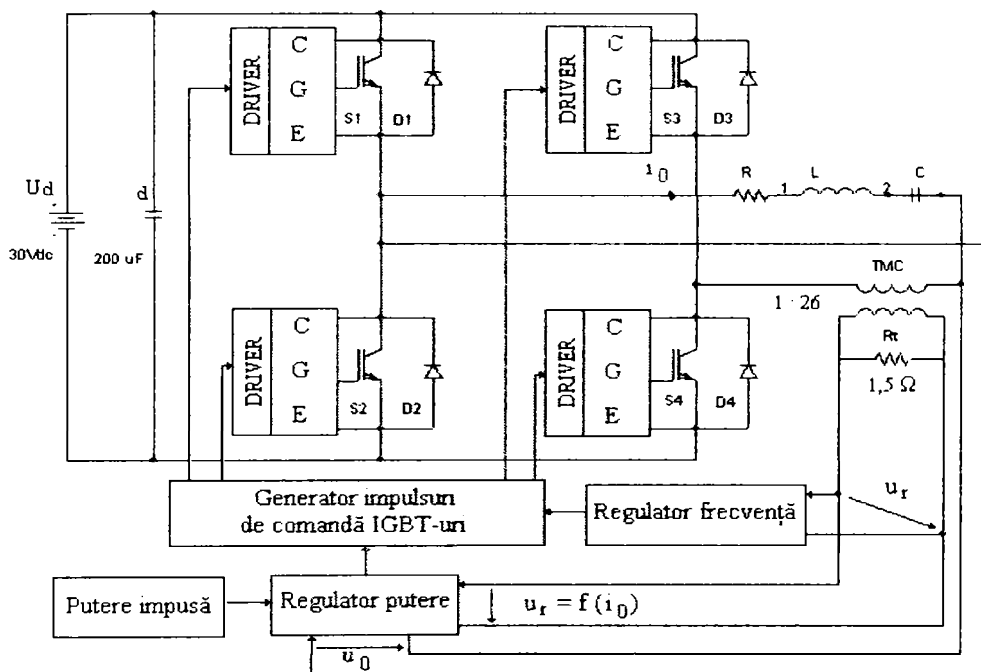


Fig.6.1. Schema bloc a standului experimental

Circuitele driver pentru IGBT-uri sunt importate de la o firmă din Slovacia. Toate elementele prezentate pot fi identificate cu ușurință în pozele prezentate în Anexa 27.

Pentru determinarea valorilor parametrilor sarcinii s-a studiat răspunsul oscilant amortizat al invertorului rezonant prezentat în figura 6.2.

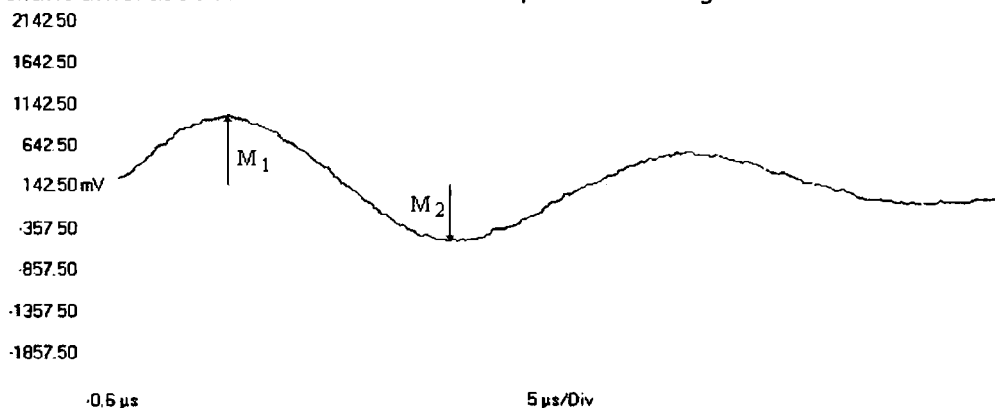


Fig.6.2. Răspunsul amortizat al invertorului rezonant

Valoarea capacității rezonante a fost determinată cu o punte RLC numerică, iar valoarea frecvenței oscilațiilor obținute și valorile a două maxime succesive au fost determinate cu ajutorul osciloscopului numeric. S-au obținut următoarele valori:

$$C = 0,88 \cdot 10^{-6} \text{ [F]}; \quad f_1 = 38,46 \text{ KHz}; \quad M_1 = 1,65 \text{ [div]}; \quad M_2 = 1,35 \text{ [div]};$$

Pe baza acestor valori se pot determina ceilalți parametri ai sarcinii rezonante:

$$\alpha = 2f_1 \cdot \ln \left| \frac{M_1}{M_2} \right| = 2 \cdot 38460 \ln \frac{1,65}{1,35} = 15435,6 \quad [\text{s}^{-1}] \quad (6.1)$$

$$L = \left[ C \cdot (4\pi^2 \cdot f_1^2 + \alpha^2) \right]^{-1} \cong 19,38 \cdot 10^{-6} \text{ [H]} \quad (6.2)$$

$$R = 2 \cdot \alpha \cdot L \cong 0,598 \text{ [\Omega]} \quad (6.3)$$

$$f_0 = (2\pi\sqrt{L \cdot C})^{-1} \cong 38539 \text{ [Hz]} \quad (6.4)$$

$$Q = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} = 7,88 \quad (6.5)$$

În care semnificația mărimilor este următoarea:  $\alpha$  - factorul de amortizare,  $L$  - inductivitatea inductorului și a firelor de legătură,  $R$  - rezistența inductorului și a firelor de legătură,  $f_0$  - frecvența de rezonanță,  $f_1$  - frecvența oscilațiilor libere,  $Q$  - factorul de calitate al sarcinii. Valori foarte apropiate pentru  $L$  s-au obținut pe baza calculului teoretic al inductivității unei bobine și prin măsurare cu puntea RLC numerică.

## 6.2. Verificarea rezultatelor obținute în paragraful 3.1

După cum s-a precizat în paragraful 3.1 există două moduri de defazare a impulsurilor de comandă la metoda de comandă cu defazarea ramurilor punții invertoare. Autorul a folosit modul 1 de defazare al impulsurilor de comandă și a studiat factorii care influențează regimul de comutație al IGBT-urilor. În figurile 6.3 ÷ 6.6 sunt prezentate formele de undă ale inverterului rezonant serie memorate cu ajutorul osciloscopului numeric.

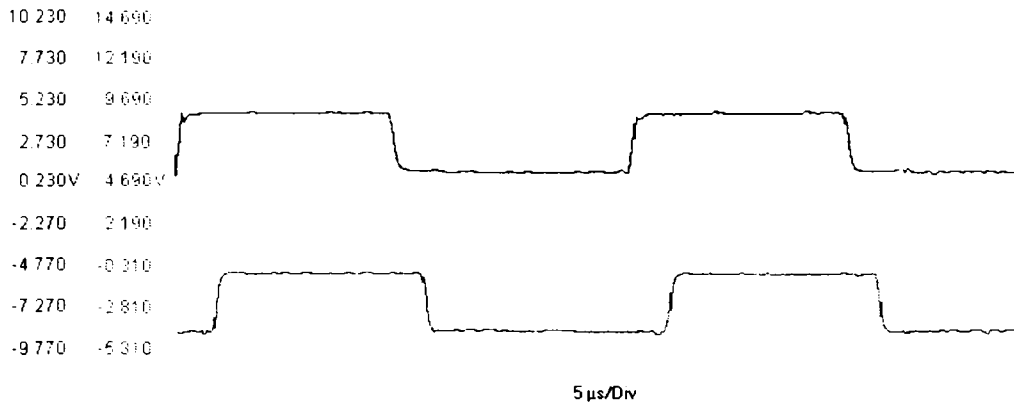
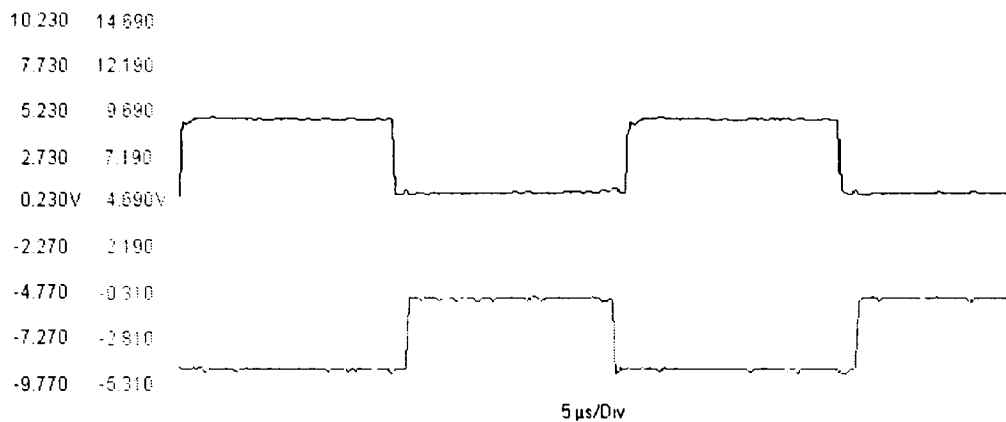
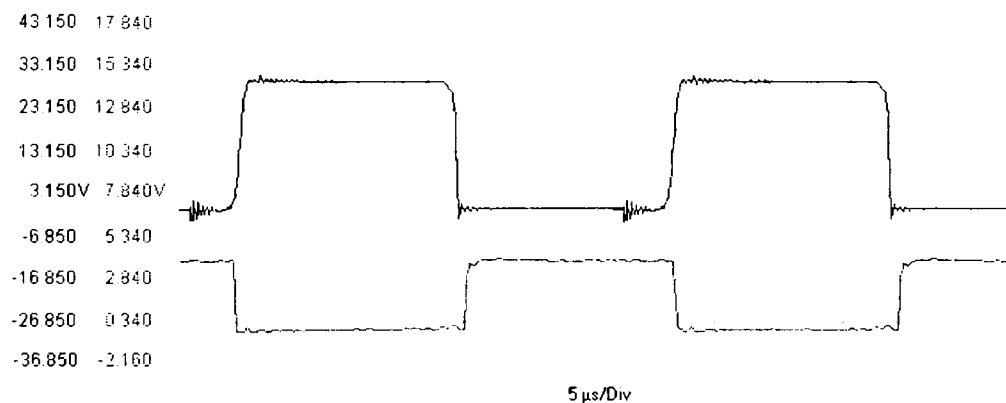
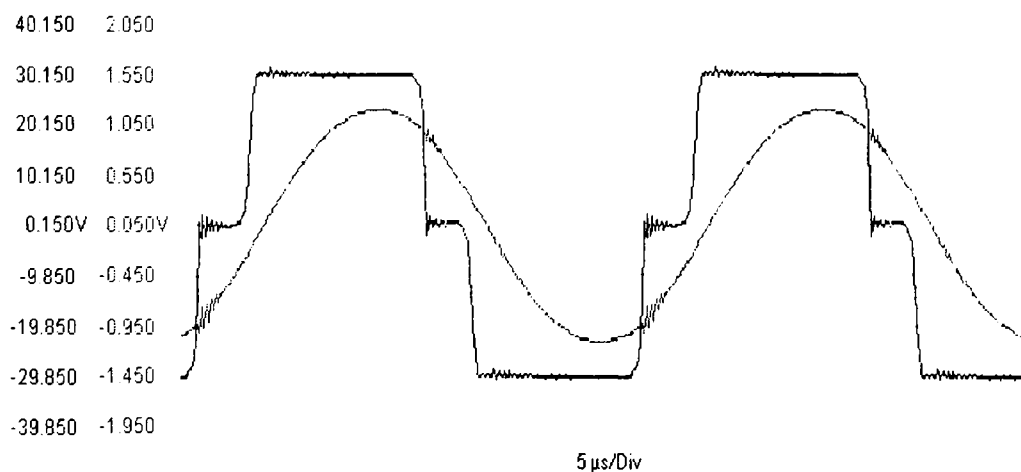


Fig.6.3. Formele de undă ale tensiunilor de comandă pe grilă  $u_{g1}$  și  $u_{g4}$ .

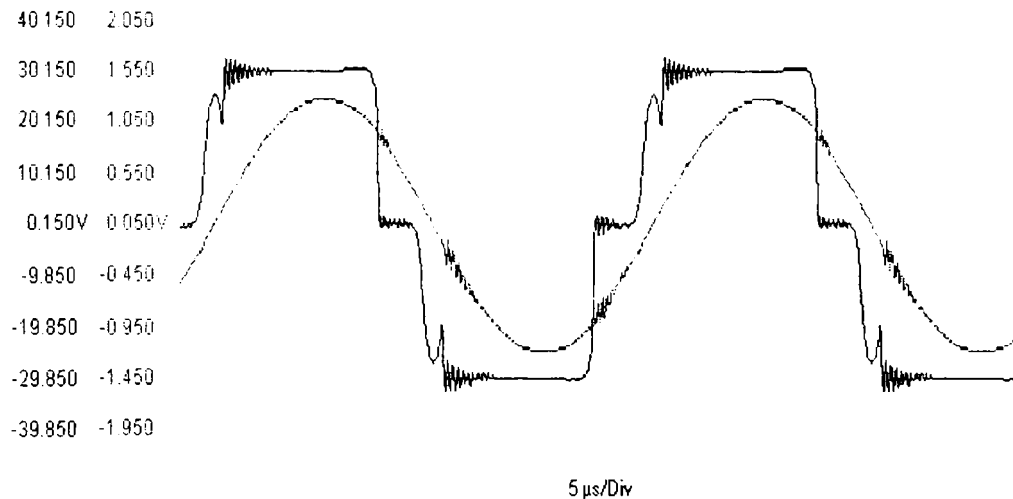


Fig.6.4. Formele de undă ale tensiunilor de comandă pe grilă  $u_{g1}$  și  $u_{g2}$ .Fig.6.5. Formele de undă ale tensiunii pe  $S_1$  și tensiunii de comandă pe grilă  $u_{g1}$ .Fig.6.6. Formele de undă ale tensiunii ( $u_0$ ) și curentului de sarcină ( $i_0$ ) în regim ZVS. (Unghiul de comandă  $\delta = 20^\circ$ )

Tabelul 6.2. Valorile limită, determinate experimental, ale perioadei și frecvenței de comutație care caracterizează regimul de comutație al IGBT-urilor.

$\delta$	[°]	10	20	40	60	80	100
$T_c$ lim simulare	[ $\mu$ s]	25,83	25,78	25,73	25,58	25,43	25,27
$T_c$ lim experimental	[ $\mu$ s]	25,78	25,73	25,66	25,49	25,32	25,19
$f_c$ lim simulare	[Hz]	38710	38790	38870	39100	39320	39510
$f_c$ lim experimental	[Hz]	38790	38860	38970	39220	39480	39690
$E_r$ frecvență	[%]	0,21	0,18	0,27	0,31	0,41	0,46

Pentru a putea efectua aceste determinări regulatorul de putere funcționează în modul de lucru cu reglarea manuală a unghiului de comandă, iar bucla de reglare a frecvenței funcționează în modul de reglare manuală a frecvenței. Prin reglarea fină a frecvenței s-a determinat valoarea care separă regimul de comutație ZVS de regimul de comutație non-ZVS. Valoarea frecvenței (implicit valoarea perioadei de comutație) a fost măsurată cu osciloscopul numeric. Se observă că erorile obținute sunt relativ mici și pot fi explicate prin erorile de măsurare mult mai mici în cazul măsurării frecvenței decât în cazul măsurării altor mărimi. Regimul de comutație non-ZVS se poate recunoaște ușor cu ajutorul osciloscopului urmărind formele de undă ale tensiunii și ale curentului de ieșire. Într-un regim de comutație non-ZVS pe ecran apare o imagine de forma celei prezentate în figura 6.7 și care seamănă cu formele tensiunii și curentului de sarcină obținute prin simulare și prezentate în figura 3.5.

Fig.6.7. Formele de undă ale tensiunii ( $u_0$ ) și curentului de sarcină ( $i_0$ ) în regim non-ZVS.

Valorile limită determinate experimental, care au fost prezentate în tabelul 6.2 pot fi prezentate și sub formă grafică, așa cum se observă în figura 6.8.

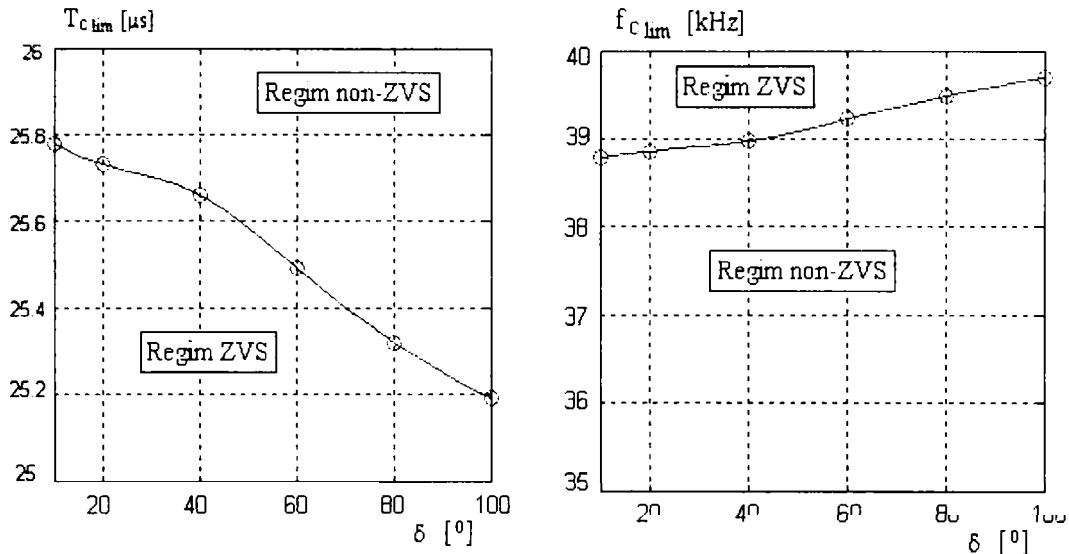


Fig.6.8. Valorile limită ale perioadei și frecvenței de comutație care despart regimul ZVS de regimul non-ZVS determinate pe cale experimentală. (Comparație cu figura 3.9).

Din datele prezentate mai sus se poate observa o bună concordanță între rezultatele teoretice obținute prin simulare în ORCAD și cele experimentale, ceea ce confirmă corectitudinea rezultatelor prezentate în subcapitolul 3.1.

### 6.3. Verificarea rezultatelor obținute în capitolul patru

Pentru verificarea modelului de semnal mic obținut în cadrul capitolului patru autorul a efectuat determinări experimentale asupra invertorului rezonant serie de mică putere prezentat în paragraful 6.1. La determinarea modelului din capitolul patru au fost folosiți parametrii determinați experimental, care cu mici rotunjiri ale valorilor din relațiile (6.2) și (6.3), au fost aleși astfel:

$$R=0,6 \ \Omega ; \quad L=19,4\mu\text{H}; \quad C=880 \ \text{nF}; \quad Q=7,88; \quad U_d=30\text{V};$$

Simulările prezentate în capitolul patru au folosit valorile parametrilor invertorului rezonant serie prezentați mai sus. Caracteristicile experimentale amplitudine – frecvență ale buclor de reglare ale frecvenței și puterii au fost obținute prin determinarea unor puncte ale acestora și trasarea lor prin interpolare. Pentru aceasta regulatorul de putere funcționează în modul de lucru cu putere impusă (unghiul de comandă se modifică astfel încât puterea de ieșire să fie egală cu puterea impusă), iar regulatorul de frecvență funcționează în modul de lucru cu urmărirea automată a frecvenței de rezonanță.

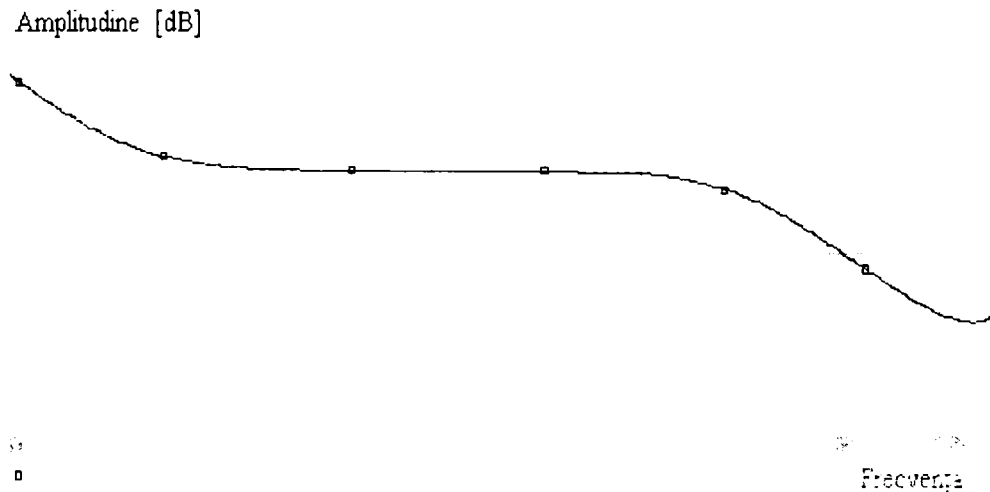
În tabelul 6.3 sunt prezentate rezultatele experimentale obținute pentru bucla de reglare a frecvenței, pentru un unghi de comandă  $\delta \cong 9^\circ$ , cu eroare pozitivă (frecvența de comutație mai mare decât frecvența de rezonanță acesta fiind

modul normal de funcționare), iar în figura 6.9 sunt prezentate comparativ caracteristicile amplitudine – frecvență obținute prin simulare, respectiv determinate experimental și desenate prin interpolare liniară. Indicele **e** se referă la valorile determinate experimental, iar indicele **s** se referă la valorile obținute prin simulare folosind ORCAD, preluate din capitolul cinci, figura 4.16. Erorile relative au fost calculate pentru valorile absolute ale amplificării obținute experimental și prin simulare.

Tabelul 6.3. Valorile teoretice și experimentale determinate pentru bucla de reglare a frecvenței, la un unghi de comandă  $\delta \cong 9^\circ$ .

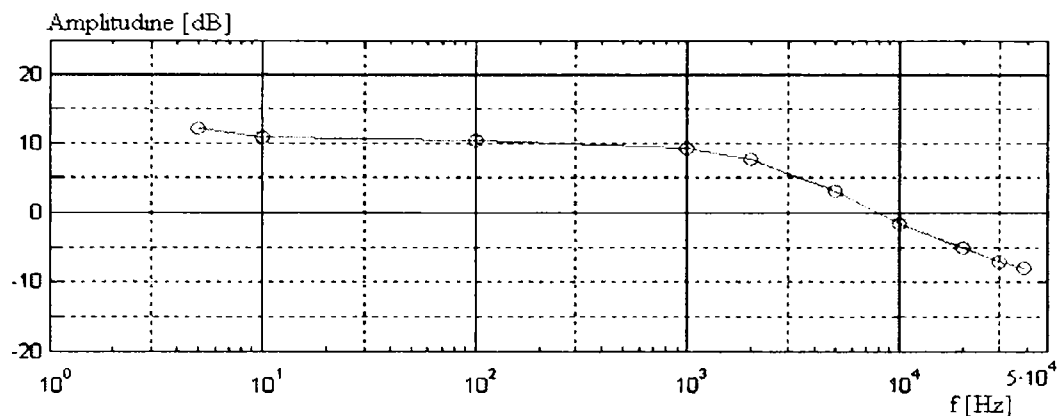
f [Hz]	5	10	100	1000	2000	5000	10000	20000	30000	38700
$A_e$ [dB]	12,30	11,00	10,37	9,31	7,78	3,10	-1,51	-5,03	-7,13	-7,96
$A_s$ [dB]	11,86	10,54	10,01	9,57	8,41	4,30	-0,63	-5,82	-8,03	-8,55
$E_r$ [%]	5,10	5,65	3,12	-2,99	-7,19	-12,8	-9,67	9,8	10	8,1

Din tabelul 6.3 și din figura 6.9 se observă că rezultatele obținute în urma simulărilor aproximează destul de bine (erori relative mai mici decât 13 %) caracteristicile determinate experimental. Diferențele care apar se explică atât prin idealizările care au fost făcute la obținerea modelelor (idealizarea întrerupătoarelor de putere, aproximări în alegerea parametrilor inverterului, ale buclilor de reglare, neglijarea armonicilor, etc.) cât și prin prezența erorilor de măsurare care la nivele mici de semnal pot fi destul de mari. În plus pentru măsurarea tensiunilor și frecvenței s-a utilizat osciloscopul numeric, care asigură de obicei o precizie de ordinul procentelor.



a) Rezultate obținute prin simulare (preluate din figura 4.16).

Fig.6.9. (Continuă pe pagina următoare).



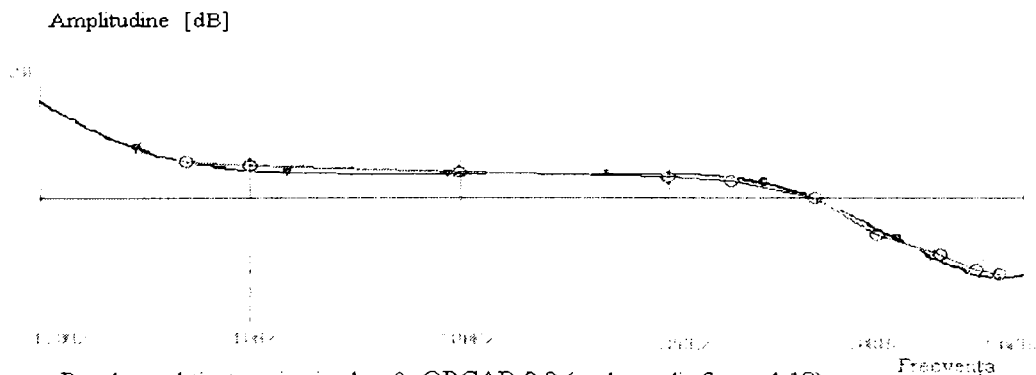
b) Rezultate experimentale prezentate prin interpolare

Fig.6.9. Caracteristica amplitudine - frecvență a buclei de reglare a frecvenței pentru un unghi de defazare  $\delta = 9^\circ$  obținută: a) - prin simulare; b) - experimental.

În tabelul 6.4 sunt prezentate rezultatele experimentale obținute pentru bucla de reglare a frecvenței, pentru un unghi de comandă  $\delta \cong 100^\circ$ , iar în figura 6.10 sunt prezentate comparativ caracteristicile amplitudine - frecvență obținute prin simulare (preluate din figura 4.18), respectiv determinate experimental și desenate prin interpolare liniară.

Tabelul 6.4. Valorile teoretice și experimentale determinate pentru bucla de reglare a frecvenței, la un unghi de comandă  $\delta \cong 100^\circ$ .

f [Hz]	5	10	100	1000	2000	5000	10000	20000	30000	38700
$A_e$ [dB]	6,15	5,48	4,35	3,4	2,79	0,17	-6,02	-9,11	-11,37	-12,04
$A_s$ [dB]	5,68	4,39	3,87	3,71	3,11	-0,30	-5,10	-10,09	-12,35	-12,92
$E_r$ [%]	5,73	6,81	5,77	-3,27	-3,49	5,15	-9,09	12,90	12,5	13,64



- ▽ Rezultate obținute prin simulare în ORCAD 9.2 (preluate din figura 4.18)
- Rezultate experimentale prezentate prin interpolare

Fig.6.10. Caracteristica amplitudine - frecvență a buclei de reglare a frecvenței pentru un unghi de defazare  $\delta \cong 100^\circ$ .

Și în acest caz există o suficient de bună potrivire între rezultatele teoretice și cele experimentale (erori relative mai mici decât 14 %). Precizările referitoare la semnificația mărimilor și la modul de calcul al erorii relative sunt la fel cu cele de la tabelul 6.3.

În tabelul 6.5 sunt prezentate rezultatele experimentale obținute pentru bucla de reglare a frecvenței, pentru cazul în care rezistența de sarcină se modifică luând valoarea  $R=0,7\Omega$ ; iar în figura 6.11 sunt prezentate comparativ caracteristicile amplitudine - frecvență obținute prin simulare, respectiv determinate experimental și desenate prin interpolare liniară.

Tabelul 6.5. Valorile teoretice și experimentale determinate pentru bucla de reglare a frecvenței pentru o valoare a rezistenței de sarcină  $R = 0,7 \Omega$ .

f [Hz]	5	10	100	1000	2000	5000	10000	20000	30000	38700
$A_e$ [dB]	11,09	9,80	8,97	8,30	7,64	2,21	-1,41	-6,19	-8,40	-8,87
$A_s$ [dB]	10,40	9,12	8,56	8,16	7,03	2,75	-2,16	-7,25	-9,41	-9,98
$E_r$ [%]	7,85	8,04	4,85	1,56	6,66	-5,94	8,97	13,95	11,76	12,5

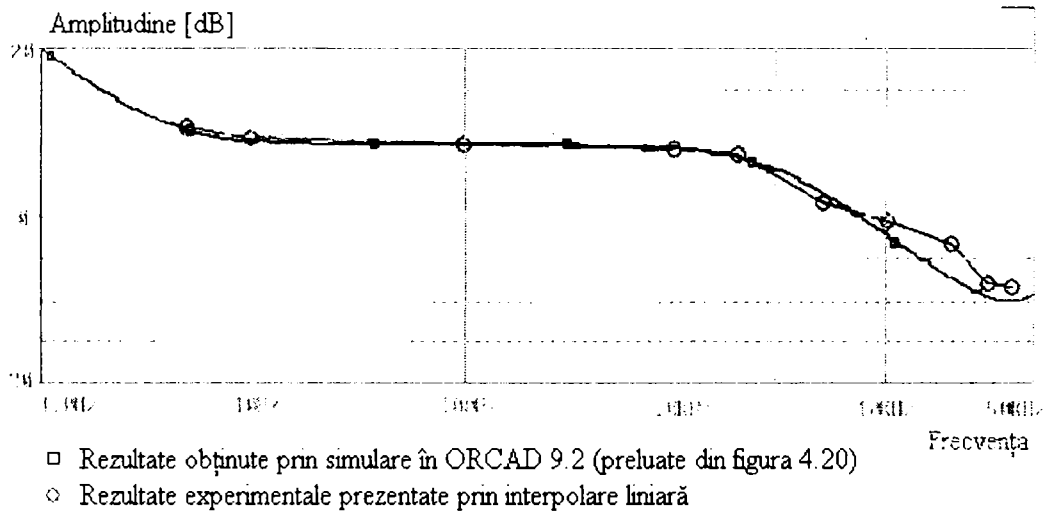


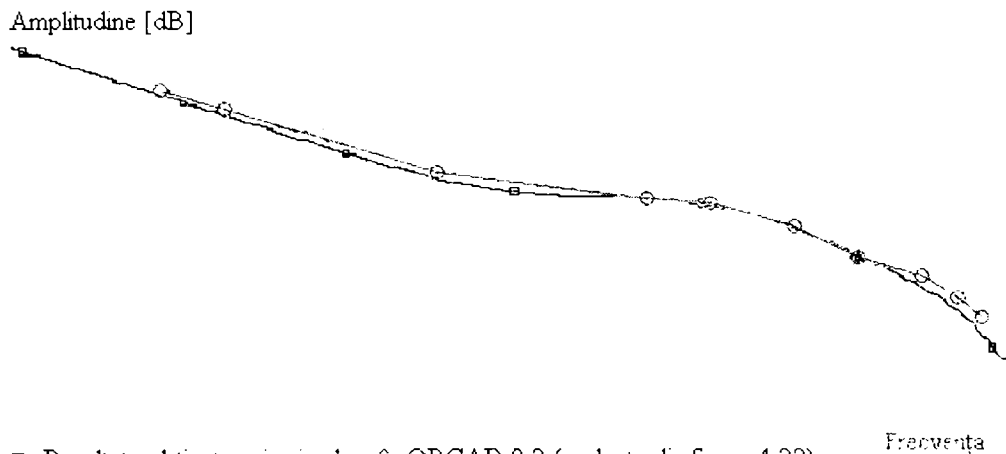
Fig.6.11. Caracteristica amplitudine - frecvență a buclei de reglare a frecvenței pentru valoarea rezistenței de sarcină:  $R = 0,7 \Omega$ : a) - prin simulare; b) - experimental.

În tabelul 6.6 sunt prezentate rezultatele experimentale obținute pentru bucla de reglare a puterii, pentru un unghi de comandă  $\delta \cong 9^\circ$ , iar în figura 6.12 sunt prezentate comparativ caracteristicile amplitudine - frecvență obținute prin simulare, respectiv determinate experimental și desenate prin interpolare liniară.

Și în cazul buclei de reglare a puterii rezultatele experimentale și cele simulate sunt într-o bună concordanță (erori relative mai mici decât 13 %), ceea ce dovedește că modelele prezentate sunt corecte. Erorile care apar între rezultatele teoretice și cele experimentale sunt în limite obișnuite pentru astfel de determinări și au valori comparabile cu cele prezentate în articolele care prezintă rezultate experimentale.

Tabelul 6.6. Valorile teoretice și experimentale determinate pentru bucla de reglare a puterii, la un unghi de comandă  $\delta \cong 9^\circ$ .

f [Hz]	5	10	100	1000	2000	5000	10000	20000	30000	38700
$A_e$ [dB]	37,19	31,49	12,99	5,53	3,52	-3,22	-11,76	-19,17	-27,02	-35,24
$A_s$ [dB]	37,00	31,00	12,50	6,30	4,26	-2,48	-10,80	-21,16	-29,20	-36,3
$E_r$ [%]	2,16	5,52	5,38	-8,99	-8,66	-8,71	-11,63	12,62	12,86	13,1



- Rezultate obținute prin simulare în ORCAD 9.2 (preluate din figura 4.22)
- Rezultate experimentale prezentate prin interpolare liniară

Fig.6.12. Caracteristica amplitudine - frecvență a buclei de reglare a puterii pentru un unghi de defazare  $\delta = 9^\circ$  obținute: a) - prin simulare; b) - experimental.

Modelele de semnal mare și de semnal mic prezentate în capitolul patru sunt obținute prin luarea în considerare numai a componentei fundamentale a variabilelor de intrare, de stare și de ieșire. În capitolul cinci au fost obținute modelele de semnal mare și de semnal mic care țin cont de mai multe componente ale seriei Fourier, cu scopul de a arăta care este eroarea datorată neglijării armonicilor variabilelor invertoare. După cum s-a arătat în capitolul cinci, pentru invertoarele rezonante cu factor de calitate mai mare decât patru, erorile care rezultă din neglijarea armonicilor sunt relativ mici.

## 6.4. CONCLUZII

**Verificările experimentale efectuate de către autor** pe un stand experimental realizat la Târgu-Mureș împreună cu specialiștii de la societatea AAGES Ltd. confirmă o parte dintre rezultatele teoretice prezentate în capitolele anterioare. Astfel **a fost confirmată analiza factorilor care influențează funcționarea întrerupătoarelor de putere în regim ZVS sau non-ZVS** pentru un invertoare rezonant serie cu comandă prin defazarea ramurilor punții invertoare. De asemenea **caracteristicile amplitudine-frecvență ale buclelor de reglare a frecvenței,**

**respectiv puterii, determinate experimental prezintă o bună asemănare cu cele obținute prin simularea modelului obținut în capitolul patru.** Erorile care apar sunt rezonabile pentru astfel de determinări și se explică prin neglijările care au fost făcute la stabilirea modelului (idealizarea întrerupătoarelor de putere, a diodelor, aproximarea parametrilor sarcinii inverterului, ale elementelor componente ale buclilor de reglare ale frecvenței și puterii, neglijarea armonicilor, etc.) și prin erorile de măsurare care au apărut în timpul determinărilor experimentale.



## 7. CONCLUZII GENERALE. CONTRIBUȚII

### 7.1. Concluzii generale

Obiectivul acestei teze de doctorat a fost de a contribui la studiul teoretic și experimental al surselor de alimentare pentru cuptoarele de încălzire prin inducție electromagnetică.

Cunoașterea problemelor teoretice și practice care însoțesc fenomenul de încălzire prin inducție electromagnetică reprezintă un prim pas care trebuie avut în vedere la îndeplinirea acestui obiectiv. Pentru aceasta autorul a realizat în capitolul doi o sinteză a principalele caracteristici electrice ale instalațiilor de încălzire prin inducție electromagnetică, care constituie un punct de plecare în vederea proiectării surselor de alimentare ale acestor instalații. S-a analizat puterea transmisă corpului de încălzit pentru cele mai utilizate configurații ale ansamblului inductor - corp de încălzit și au fost precizate limitările care apar asupra valorii maxime a puterii transmise. Parametrii electrice ai ansamblului inductor - corp de încălzit fiind foarte importanți pentru proiectarea și analiza surselor de alimentare sunt prezentați prin relațiile analitice care îi definesc. Instalațiile de încălzire prin inducție electromagnetică fiind mari consumatoare de energie electrică randamentul electric și factorul de putere al acestora prezintă un interes deosebit. Sunt analizate efectele dimensiunilor geometrice ale inductorului și ale corpului de încălzit, ale permeabilității magnetice relative, ale rezistivității electrice și ale frecvenței asupra randamentului electric și asupra factorului de putere. Sunt prezentate corelațiile frecvență - randament și frecvență - factor de putere pentru topire, încălzirea în volum și tratarea termică prin inducție electromagnetică. Din analiza efectuată rezultă că factorul de putere al instalațiilor de încălzire prin inducție este diferit de unu (cuprins între 0,1 și 0,7) de aceea puterea reactivă trebuie compensată, astfel încât sursa de alimentare să acopere numai puterea activă necesară. Deoarece parametrii electrice echivalenți ai ansamblului inductor - corp de încălzit se modifică pe durata procesului de încălzire, schemele de compensare a puterii reactive trebuie să asigure urmărirea puterii reactive pe toată durata procesului de încălzire.

Sursele de alimentare care respectă cel mai bine cerințele instalațiilor de încălzire inductivă sunt cele realizate pe baza invertoarelor rezonante. Dintre acestea, invertoarele rezonante serie sunt reconsiderate tot mai mult, odată cu perfecționarea și diversificarea dispozitivelor semiconductoare de putere, având posibilități de comandă mai mari decât a invertoarelor rezonante paralel. În capitolul trei sunt prezentate contribuțiile autorului la studierea metodelor de comandă ale invertoarelor rezonante serie. O atenție deosebită a fost acordată metodei de comandă defazată a ramurilor punții invertoare, care este cea mai importantă metodă clasică de comandă pentru domeniul încălzirii prin inducție electromagnetică. Pentru această metodă de comandă autorul a realizat un studiu amănunțit privind condițiile în care comutațiile întrerupătoarelor de putere au loc la tensiune zero (regim ZVS). Au fost identificate mărimile care influențează regimul de comutație al întrerupătoarelor de putere și pe baza simulărilor în ORCAD au fost determinate valorile limită ale acestor mărimi, valori care despart regimul de comutație non-ZVS de regimul ZVS. O altă metodă de comandă abordată de autor în cadrul capitolului trei este metoda de comanda fuzzy, care are avantajul că nu

presupune o modelare matematică precisă și nici nu cere calcule complicate, ci numai înțelegerea calitativă a funcționării sistemului și capacitatea de a extrage reguli care să caracterizeze funcționarea lui. Autorul a conceput mai multe variante de regulator fuzzy, pe care le-a analizat prin simulare în MATLAB folosind editorul grafic FUZZY și toolbox-ul SIMULINK. De asemenea a stabilit criteriile de reglare pentru un invertor rezonant serie și pe baza acestora a scris regulile fuzzy care guvernează funcționarea acestor regulatoare. A fost studiată comportarea acestor regulatoare la perturbații ale puterii impuse și ale tensiunii de alimentare, rezultând comportări bune ale regulatoarelor fuzzy pentru astfel de situații. În urma simulărilor au rezultat concluzii utile privind proiectarea unui astfel de regulator. Totodată, a fost stabilită regula de alegere a valorilor optime pentru coeficienții de scalare ai regulatorului.

În etapa de proiectare a surselor de alimentare pentru cuptoarele de încălzire prin inducție electromagnetică este necesar să se stabilească un model pentru invertorul rezonant care să aproximeze cât mai bine funcționarea acestuia. Cel mai exact model dinamic poate fi obținut folosind ecuațiile diferențiale care descriu funcționarea invertoarelor rezonante. Datorită fenomenelor de comutație care apar, aceste ecuații își modifică forma, ceea ce le face dificil de rezolvat. Pe rezolvarea numerică aproximativă a acestor ecuații diferențiale se bazează simulatoarele de circuite. Cu toate că simulatoarele de circuite sunt aproape un etalon în stabilirea gradului de precizie al modelelor, atât la semnal mare cât și la semnal mic, au dezavantajul că nu oferă modele analitice care să poată fi utilizate pentru analize ulterioare. De aceea se caută elaborarea de modele mai ușor de folosit, în timp continuu sau în timp discret, bazate pe anumite simplificări.

În capitolul patru au fost obținute sub formă analitică modelele de semnal mare și de semnal mic, complete al unui invertor rezonant serie conținând toate buclele de reglare ale invertorului. Modelul de semnal mic obținut sub formă analitică poate fi simulat folosind programe care pot rezolva ecuații diferențiale (cum sunt MATLAB sau MathCAD), dar a fost transformat într-un model de circuit pentru a putea fi studiat cu ajutorul unor programe specializate în simularea circuitelor, cum sunt PSPICE sau ORCAD. Autorul a simulat funcționarea acestor modele cu ajutorul unor programe pe care le-a scris în MathCAD, MATLAB și ORCAD / PSPICE. Cu ajutorul modelului de semnal mic, autorul a analizat bucla de control a frecvenței pentru diferite nivele ale puterii de sarcină și urmărind influența modificării parametrilor sarcinii în timpul încălzirii asupra performanțelor acestei bucle. Pentru toate situațiile analizate au fost calculați parametrii modelului de semnal mic pentru acele situații și au fost prezentați sub forma unor tabele. Această buclă de reglare a frecvenței, care este foarte importantă în funcționarea sigură a invertorului, trebuie să păstreze frecvența de comandă cât mai aproape de frecvența de rezonanță a circuitului de sarcină fără însă a pierde comutația la tensiune zero chiar dacă au loc modificări ale parametrilor invertorului. Din rezultatele obținute autorul a prezentat o serie de concluzii utile în ce privește proiectarea acestei bucle. De asemenea, autorul a analizat și bucla de reglare a puterii pentru diferite puncte statice de funcționare, corespunzătoare unor puteri de sarcină diferite. Chiar dacă parametrii buclei de reglare a puterii suferă mai puține modificări decât cei ai buclei de reglare a frecvenței, totuși prin interacțiunile care apar între aceste bucle, comportarea buclei de reglare a puterii se modifică la schimbarea punctului static de funcționare. S-a arătat că stabilitatea buclei de reglare a puterii se îmbunătățesc pe măsură ce puterea de ieșire scade, ceea ce duce la ideea proiectării acestei bucle astfel încât să fie asigurată stabilitatea ei pentru punctul de funcționare corespunzător puterii maxime de ieșire. La finalul capitolului patru autorul a prezentat rezultatele analizei

comportării inverterului la perturbații care pot să apară în timpul funcționării acestuia. Din analiza simulărilor efectuate s-a arătat că modelul de semnal mic răspunde corect în toate situațiile prezentate.

Întrucât, modelele din capitolul patru au fost obținute considerând numai componentele fundamentale ale variabilele de intrare, de stare și de ieșire, autorul a dorit să arate care este influența neglijării armonicilor asupra preciziei acestor modele. Pentru aceasta, în capitolul cinci Autorul a obținut modelele de semnal mare și de semnal mic, sub formă analitică, pentru un inverter rezonant serie cu comandă prin defazarea ramurilor punții inverteoare, atât pentru cazul în care se folosește o singură componentă Fourier cât și pentru cazul în care se folosesc mai multe componente Fourier. Dacă se folosesc mai multe componente Fourier pentru fiecare variabilă de stare acuratețea modelelor crește, dar într-o măsură mai mare crește și complexitatea modelelor obținute. Pentru analiza comparativă a celor două categorii de modele au fost scrise programe în MathCAD care permit simularea pentru mai multe nivele de putere și pentru mai multe valori ale parametrilor sarcinii, astfel încât să fie acoperite o mare varietate de situații care pot să apară în practică. Rezultatele obținute în urma simulărilor conduc la concluzii foarte asemănătoare cu cele obținute în capitolul patru privind modul de proiectare al inverterului. De asemenea se constată că diferențele dintre modelele care folosesc o singură componentă Fourier și modelele care folosesc mai multe componente Fourier sunt mici. Autorul a arătat că pentru invertoarele rezonante cu un factor de calitate relativ mare (mai mare decât 4) folosirea mai multor coeficienți Fourier nu este justificată întrucât complexitatea modelelor este mare fără ca precizia modelului să crească cu mai mult de 4÷5 % decât în cazul folosirii numai a primei componente Fourier. Pentru invertoare rezonante cu factor de calitate mare aceste diferențe sunt și mai mici.

Aceste rezultate teoretice au fost verificate în capitolul șase pe un stand experimental realizat la Târgu-Mureș împreună cu specialiștii de la societatea AAGES Ltd. Astfel, a fost confirmată analiza factorilor care influențează funcționarea întrerupătoarelor de putere în regim ZVS sau non-ZVS, pentru un inverter rezonant serie cu comandă prin defazarea ramurilor punții inverteoare, prezentată în capitolul trei. De asemenea caracteristicile amplitudine-frecvență ale buclilor de reglare a frecvenței, respectiv puterii, determinate experimental prezintă o bună asemănare cu cele obținute prin simularea modelului obținut în capitolul patru. Erorile care apar sunt rezonabile pentru astfel de determinări și se explică prin neglijările care au fost făcute la stabilirea modelului (idealizarea întrerupătoarelor de putere, a diodelor, aproximarea parametrilor sarcinii inverterului, ale elementelor componente ale buclilor de reglare ale frecvenței și puterii, neglijarea armonicilor, etc.) și prin erorile de măsurare care au apărut în timpul determinărilor experimentale. Întrucât s-a arătat că modelul prezentat în capitolul cinci furnizează rezultate apropiate de modelul obținut în capitolul patru, rezultă că validarea modelului din capitolul cinci reprezintă și o validare a modelului din capitolul șase.

## 7.2. Contribuțiile autorului

Principalele contribuții ale autorului la studiul teoretic și experimental al surselor de alimentare pentru cuptoarele de încălzire inductivă sunt:

- A realizat un studiu teoretic, bazat pe simulări numerice în MATLAB, pentru determinarea influenței dimensiunilor geometrice ale inductorului și ale corpului de încălzit, ale permeabilității magnetice relative, ale rezistivității

- electrice și ale frecvenței asupra valorilor randamentului electric și ale factorului de putere, pentru aplicațiile de bază ale încălzirii prin inducție.
- Pentru metoda de comandă a invertoarelor rezonante serie prin defazarea ramurilor punții invertoare a studiat condițiile în care comutațiile întrerupătoarelor de putere au loc la tensiune zero (regim ZVS). Au fost identificate mărimile care influențează regimul de comutație al întrerupătoarelor și pe baza simulărilor efectuate în ORCAD au fost determinate valorile limită ale acestor mărimi, valori care despart regimul de comutație non-ZVS de regimul ZVS.
- A stabilit criteriile de reglare pentru un inverter rezonant serie și pe baza acestora a scris regulile fuzzy care guvernează funcționarea acestor regulatoare. În urma simulărilor, s-au stabilit performanțele celor patru regulatoare fuzzy, rezultând concluzii utile privind proiectarea unui astfel de regulator.
- A determinat modelul de semnal mare al unui inverter rezonant serie cu comandă prin defazarea ramurilor punții invertoare, utilizând metoda descompunerii funcțiilor periodice în serii trigonometrice, cu ajutorul căruia a realizat simulări în MathCAD.
- A determinat modelul de semnal mic al unui inverter rezonant serie conținând toate bucele de reglare ale inverterului, utilizând metoda descompunerii funcțiilor periodice în serii trigonometrice. Acest model, obținut inițial sub formă analitică, pentru studierea în PSPICE sau ORCAD, a fost transformat într-un model de semnal mic sub formă de circuit echivalent.
- A realizat un program în MATLAB / SIMULINK pentru calcularea parametrilor modelului de semnal mic al inverterului, care sunt exprimați prin relații destul de complicate.
- A realizat programe ORCAD / PSPICE care au permis analiza buclei de reglare a frecvenței și a buclei de reglare a puterii, pentru puncte statice de funcționare corespunzătoare unor puteri de sarcină diferite.
- A realizat programe ORCAD / PSPICE care au permis analiza comportării inverterului la perturbații care pot să apară în timpul funcționării acestuia.
- A determinat modelele de semnal mare ale unui inverter rezonant serie cu comandă prin defazarea ramurilor punții invertoare, utilizând metoda generală de mediere, atât pentru cazul în care se folosește o singură componentă Fourier cât și pentru cazul în care se folosesc mai multe componente Fourier. Pentru simularea numerică a modelelor de semnal mare obținute au fost scrise programe în MathCAD.
- A determinat modelele de semnal mic ale unui inverter rezonant serie cu comandă prin defazarea ramurilor punții invertoare, utilizând metoda generală de mediere, atât pentru cazul în care se folosește o singură componentă Fourier cât și pentru cazul în care se folosesc mai multe componente Fourier. Pentru simularea numerică a modelelor de semnal mic obținute au fost scrise programe în MathCAD.
- A determinat experimental valorile limită ale mărimilor care influențează regimul de comutație al întrerupătoarelor de putere la invertoarelor rezonante cu defazarea ramurilor punții invertoare, valori care confirmă analiza efectuată în capitolul trei.
- A determinat experimental caracteristicile amplitudine-frecvență ale buclelor de reglare ale frecvenței, respectiv puterii, confirmând modelul prezentat în capitolul patru.

- Rezultatele obținute în cadrul acestei teze de doctorat au fost valorificate prin publicarea unui număr de șapte articole în conferințe naționale [119], [121], [122], [123], [124] și internaționale [125], [128] și a unui articol într-o revistă internațională [126].

### **Sugestii pentru continuarea cercetărilor**

Autorul dorește să indice câteva posibilități de continuare a cercetărilor asupra sursele de alimentare pentru cuptoarele de încălzire inductivă. În cadrul acestei teze s-a insistat pe obținerea unor modele matematice, care să descrie cât mai bine funcționarea acestor surse de alimentare, având în vedere ajutorul pe care-l oferă aceste modele în etapele de proiectare și analiză .

Modelele prezentate sunt modele obținute prin mediere. Întrucât medierea presupune ipoteza unor variații lente ale mărimilor de stare pe durata unei perioade de comutație, modelul mediat are valabilitate limitată în frecvență. Aceste modele nu pot explica apariția oscilațiilor parazite în invertoarele rezonante serie datorită elementelor parazite ale întrerupătoarelor de putere și ale celorlalte componente ale invertorului. Aceste oscilații sunt generatoare de supratensiuni care pot afecta întrerupătoarele de putere și duc la apariția unor perturbații electromagnetice. De aceea, o sugestie pe care o face autorul este de a se studia cauzele care duc la apariția acestor oscilații parazite, inclusiv legătura lor cu regimul de comutație al întrerupătoarelor de putere, pentru a putea fi minimizate..

O altă sugestie este să se încerce obținerea unor modele discrete (sau modele eșantionate) pentru invertoarele rezonante, care descriu evoluția variabilelor de stare prin ecuații în timp discret. Modelele discrete aproximează răspunsul în domeniul timp al invertoarelor rezonante (determinarea formelor de undă ale variabilelor de stare) prin legarea stărilor topologice între ele, oferind rezultate mai precise decât modelele care folosesc medierea. Din păcate, nici aceste modele nu pot furniza informații despre fenomenele care apar între momentele de comutare.

Cu toate că în cadrul acestei teze s-au analizat sursele de alimentare ale cuptoarelor de încălzire inductivă care sunt comandate de către regulatoare analogice, folosite încă pe scară largă în industrie, autorul sugerează orientarea cercetărilor viitoare spre analiza surselor de alimentare ale cuptoarelor de încălzire inductivă care sunt comandate de către regulatoare numerice, mult mai flexibile în ce privește posibilitățile de comandă decât regulatoarele analogice și beneficiind de dezvoltarea foarte mare a procesoarelor numerice de semnal.

Pentru analiza fenomenelor deosebit de complexe care apar în sistemul inductor – corp de încălzit în timpul încălzirii inductive, există softuri comerciale (cum sunt FLUX2D, FLUX3D, ANSYS, etc.) care permit rezolvarea corectă a cuplajului câmpului electromagnetic cu cel termic, dar aceste programe suferă destul de mult în ce privește modelarea sursei de alimentare, aceasta fiind considerată având tensiunea și frecvența constante, sau curentul și frecvența constate. Aceasta este o aproximație de multe ori nesatisfăcătoare a unei surse de alimentare reale, la care se modifică tensiunea (sau curentul de alimentare) și frecvența, datorită modificării parametrilor sistemului inductor – corp de încălzit la modificarea temperaturii. De aceea, o idee interesantă ar fi realizarea cuplajului ecuațiilor Maxwell, care descriu câmpurile electromagnetic și termic, cu ecuațiile circuitului electric al sursei de alimentare. Realizarea cuplajului s-ar putea realiza fie dezvoltând un program de sine stătător, fie prin interconectarea unuia dintre programele comerciale amintite mai sus cu un program care pe baza modelului sursei de alimentare rezolvă ecuațiile circuitului electric.

# BIBLIOGRAFIE

- [1] Alexa, D., Ionescu, F., Gâțlan, L., Lazăr, A., *Convertoare de putere cu circuite rezonante*, Ed. Tehnică, București, 1998.
- [2] Alonso, J. M., "Resonant Inverter Modeling for Closed-Loop Electronic Ballasts", Comisión Interministerial de Ciencia y Tecnología (CICYT), Research grant number TIC-1999-0884, Universidad de Oviedo, Spain, 1999.
- [3] Ambrosy, U., Rettich, T., Steuber, M., Wiedemuth, P., "A Modern Concept for Induction Heating Generators", Proceedings of the International Seminar on Heating by Internal Sources, Padua, September 2001, pp. 105-112.
- [4] Auro, J., Alonso, R., Burdio, J. M., Barragán, L. A., Puyal, D., "Frequency-Dependent Resistance in Litz-Wire Planar Windings for Domestic Induction Heating Appliances", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 21, no. 4, July. 2006, pp. 856 - 867.
- [5] Bellar, M. D., Wu, T. S., Tchamdjou, A., Mahdavi, J., Eshani, M., "A Review of Soft-Switched DC-AC Converters", IEEE Trans. Industry Applications, vol.34, no.4, July/August 1998.
- [6] Bendre, A., "A Current Source PWM Inverter With Actively Commutated SCRs", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 17, no. 4, April 2002.
- [7] Blinov, Y., Kachanov, V., Bondarenko, D., Poltavsen, A., "Resonant transistor inverters for induction heating", Proceeding of the International Seminar on Heating by Internal Sources, Padua, September, 2001, pp. 85 - 90.
- [8] Bojoi, R., Griva, G., Profumo, F., Cesano, M., Natale, L., "Shunt Active Power Filter Implementation for Induction Heating Applications", Proceedings of the International Seminar on Electromagnetic Sources, Padua, June 2007, pp. 131-138.
- [9] Bondarenko, D., Dzliv, S., Ershov, D., Pantanov, D., Tihomirov, I., Chernetsov, P., "High Frequency Transistor Converters for Induction Heating", Proceedings of the International Symposium on Heating by Electromagnetic Sources, Padua, June, 2004, pp. 655 - 659.
- [10] Borisavljevic, A. Iravani, M. R., Dewan, S. B., "Modeling and Analysis of a Digitally Controlled High Power Switch-Mode Rectifier", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 20, no. 2, March 2005, pp. 378 - 394.
- [11] Bukanin, V., "Electromagnetic Safety Problems for Induction Heating Installations", Proceeding of the International Seminar on Heating by Internal Sources, Padua, September, 2001, pp. 617 - 624.
- [12] Burdio, J. M., Monterde, F., Garcia, J. R., Barragan, L. A., Martinez, A., "A Two-Output Series-Resonant Inverter for Induction-Heating Cooking Appliances", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 20, no. 4, July 2005, pp. 815 - 823.
- [13] Cesano, M., Stra, M., "Resonant Loading Converter Using Adaptive Controller Optimised for Thermal Treatments Having Large Range of Working Frequencies", Proceedings of the International Induction Heating Seminar, Padua, May 1998.
- [14] Chindriș, M., "Convertoare în punte cu tiristoare pentru alimentarea în medie frecvență a sarcinilor inductive monofazate", lucrare de doctorat, Cluj - Napoca, 1986.

- [15] Chindris, M., Stefanescu, S., Sudria, A., Vadan, I., "Series-Resonant Inverter Structure Suitable for Induction Heating Applications", Proceedings of the International Induction Heating Seminar, HIS-98, Padua, May 1998, pp.47-53.
- [16] Chen, M. P., Chen, J. K., Murata, K., Nakahara, M., Harada, K., "On the Switching Surge in the Current Resonant Inverter for the Induction Furnaces Applications", Trans. IEE Japan, Vol. 121 -D, no. 5, 2001, pp. 658-668.
- [17] Choi, B., Kim, J., Cho, B. H., Choi, S., Wildrick, C.M., "Designing Control Loop for DC-to-DC Converters Loaded With Unknown AC Dynamics", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 49, no. 4, August 2002.
- [18] Chudnovsky, V., Axelrod, B., Shenkman, A. L., "An Approximate Analysis of a Starting Process of a Current Source Parallel Inverter With a High-Q Induction Heating Load", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 12, nr. 2, 1997.
- [19] Comşa, D., "Instalații electrotermice industriale", vol. 1 și 2, Ed. Tehnică, București, 1986.
- [20] Conrad, H., Blinov, Y., Dzljev, S., "Modern Solid-State Power Supplies for Induction Heating", Proceedings of the International Seminar on Heating by Internal Sources, Padua, September 2001, pp. 91-98.
- [21] Dede, E.J., Esteve, V., Jordan, J., Sanchis, E., Garcia, R., "Practical Considerations for Current - Feed Resonant Inverters for Induction Heating Applications", Proceedings of the International Induction Heating Seminar, Padua, May 1998.
- [22] Dede, E.J., Esteve, V., Jordan, J., Sanchis, E., Garcia, R., "State-of-Art and Future Trends in Solid Power Supplies for Induction Heating", Proceedings of the International Induction Heating Seminar, Padua, May 1998.
- [23] Dede, E.J., Esteve, V., Jordan, J., Sanchis, E., Garcia, R., "Transistorized inverters for induction heating application state-of-the-art and future trends", Hangzhou, China, IPEMC'97, p.p.746-751, 1997.
- [24] Dede, E. J., "Medium and High-frequency Power System for Industrial induction", Proceedings of the International Seminar on Electromagnetic Sources, Padua, June 2007, pp. 411-420.
- [25] Detjen, D., Schröder, S., De Doncker, R.W., "Embedding DSP Control Algorithms in PSPICE", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 1, January 2003, pp. 294-300.
- [26] Di Barba, P., Dughiero, F., Lupi, S., Savini, A., "Optimal shape design of devices and system for induction heating: methodologies and applications", Compel, vol.22, no. 1, 2003, pp.111 - 122.
- [27] Dranga, O., Buti, B., Nagy, I., "Stability Analysis of a Feedback-Controlled Resonant DC-DC Converter", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 50, no.1, February 2003.
- [28] Dughiero, F., Guarnieri, M., Lupi, S., Tittoel, E., "Numerical analysis and experimental validation of an inductive heating system", Proceedings of CEFC 2002, Perugia, Italy, June 2002, pp. 281 - 290.
- [29] Dzljev, S. V., Chashin, V. N., Bondarenko, D. N., Poltavtsev, A. V., "Fuzzy Control of Transistor Converter for Induction Heating", Proceedings of the International Seminar on Heating by Internal Sources, Padua, September 2001, pp. 79-83.
- [30] Electricite de France, "De nouveaux generateurs pour de nouvelles applications du chauffage par induction", Electricite de France. 1998.
- [31] Er, M.J., Sun, Y.L., "Hybrid Fuzzy Proportional-Integral Plus Conventional Derivative Control of Linear and Nonlinear Systems", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 48, no. 6, December 2001.

- [32] Esteve, V., Jordan, J., Dede, E. J., Cases, C., Magraner, J. M., "A Comparative Study Of the Efficiency of IGBT Inverters for Induction Heating Applications", Proceedings of the International Seminar on Electromagnetic Sources, Padua, June 2007, pp. 131-138.
- [33] Firețeanu, V., Leuca, T., "Procesarea electromagnetică a materialelor", Ed. MEDIAMIRA, Cluj-Napoca, 1996.
- [34] Fujita, H., Akagi, H., "A 2 –MHz 2-kW Voltage-Source Inverter for Low-Temperature Plasma Generators: Implementation of Fast Switching with a Third-Order Resonant Circuit", IEEE Transaction on Industry Applications, vol.35, no. 1, pp.21-27, January 1999.
- [35] Fujita, H., Akagi, H., "Pulse-Density-Modulated Power Control of a 4 kW, 450 kHz Voltage-Source Inverter for Induction Melting Applications", IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 32, no. 2, pp.279-286, 1996.
- [36] Golovanov, N., Șora, I., Chindriș, M., "Electrotermie și electrotehnologii", vol.I, Ed. Tehnică, București, 1997.
- [37] Gordan, M., **Tomșe, M.**, "A Method to Design a Power Inductor Tester", International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Slovakia, oct.1-3, 1996, pp. 329 – 335.
- [38] Grajales, L., Lee, F. C., "Control System Design and Small-Signal Analysis of a Series-Resonant Inverter for Induction Heating", Proc. of Industry Applications Society, Canada, 1995, pp. 450-456.
- [39] Hattrup, C., van der Broeck, H.W., Ossmann, M., "Fast Estimation Techniques for Digital Control of Resonant Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 1, January 2003, p.p. 365- 372.
- [40] Hinov, N. L., Kraev, G. V., Gilev, B. N., Vakovsky, D. I., Parallel Inverter Analysis Using Mathematical Software, FACTA UNIVERSITATIS, Ser: Elec. Energ. vol. 19, no. 1, April 2006, pp. 99-107.
- [41] Hui, S.Y.R., Gogani, E. S., Zhang, J., "Analysis of a Quasi-Resonant Circuit for Soft-Switched Inverters", IEEE Transactions on Power electronics, vol.11, no.1, January 1996, pp. 106-114.
- [42] Hu, A. P., Covic, G. A., Boys, J. T., "Direct ZVS Startup of a Current Fed Resonant Inverter", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 21, no. 3, May 2006, pp. 809 - 813.
- [43] Iannello, C., Luo, S., Batarseh, I., "Small-Signal and Transient Analysis of a Full-Bridge, Zero-Current-Switched PWM Converter Using an Average Model", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 3, May 2003.
- [44] Izaki, K., Hirota, Yamashita, H., Kamli, M., Omori, H., Nakaoka, M., "New Constant-Frequency Variable Powered Quasi-Resonant Inverter Topology Using Soft-Switched Type IGBTs for Induction-Heated Cooking Appliance with Active Power Filter", EPE Sevilla, 1995, pp.129-134.
- [45] Jain, P. K., Espinoza, J. R., Dewan, S.B., "Self-Started Voltage-Source Series-Resonant Converter for High-Power Induction Heating and Melting Applications", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, no. 3, pp.518-525, May/June 1998.
- [46] Johnen, W., "Progress in single-Billet Induction Heaters for light-Metal Extrusion Works", Proceedings of the International Symposium on Heating by Electromagnetic Sources, Padua, June, 2004, pp. 277 – 284.
- [47] Kamli, M., Yamamoto, S., Abe, M., "A 50-150 kHz Half – Bridge Inverter for Induction Heating Applications", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 43, nr.1, pp. 163-172, 1996.
- [48] Kassakian, J.G., Schlecht, M.F., Verghese, G.C., "Principles of Power



- Electronics", Addison – Wisley Publishing Co., 1991.
- [49] Karabag, Y., Altinay, M., Erfidan, T., Abut, N., "Fuzzy Logic Controller for Single-Phase TELECOM Inverter", IJCI Proceedings of Intl. XII. Turkish Symposium on Artificial Intelligence and Neural Networks, vol.1, No.1, July 2003, pp. 400-403.
- [50] Karaka, H., Kilingç, S., "Nonlinear Modeling and Analysis of Resonant Inverter Tuning Loops With Voltage-Pump Phase-Frequency Detector", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 20, no. 5, September. 2005, pp. 1100 - 1109.
- [51] Koertzen, H.W., "Design of the Half-Bridge, Series Resonant Converter for Induction Cooking", IEEE Trans. Industry Applications, 1995.
- [52] Kurokawa, M., "Latest Development of Voltage-Fed Resonant High-Frequency Inverter with Load Resonant Frequency Tracking Scheme for Induction Heating", Proceedings of Heat Treat Society International Conference on Induction Heat Treating, pp.657-664, September, 1998.
- [53] Kurtz, E. J., "Extending The Life of an RF Generator", Proceeding of the International Seminar on Heating by Internal Sources, Padua, September 2001, pp. 113 - 120.
- [54] Lay, R.S., Hgo, K., "A PWM Method for Reduction of Switching Loss in a Full Bridge Inverter", IEEE Trans. Power Electronics, May 1995.
- [55] Leonowicz, Z., Lobos, T., Rezmer, J., "Advanced Spectrum Estimation Methods for Signal Analysis in Power Electronics", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 50, no. 3, June 2003, p.p. 514- 519.
- [56] Leuca, T., Maghiar, T., "Contribuții privind optimizarea inductoarelor utilizate la încălzirea în volum a semifabricatelor", Analele Universității din Oradea, 1998, pag. 349-356.
- [57] Leyva-Ramos, J. Morales-Saldana, J.A. Martinez-Cruz, M., "Robust Stability Analysis for Current-Programmed Regulators", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 49, no. 5, October 2002.
- [58] Liu, C., Yu, H., Smith, C., J.S. Lai, Black, J., "A High Performance Amplitude/Phase Modulated Digital-To-Synchrony Switching Power Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 2, March 2003, pp. 509 - 516.
- [59] Luzgin, V. I., Sarapulov, F. N., Petrov Y., Shipitsin, V. V., Chernykh, I. V., "Dual-Output Induction Power melting System Using Double Frequency Magnetic Field", Proceedings of the International Symposium on Heating by Electromagnetic Sources, Padua, June, 2004, pp.71- 77.
- [60] Lupi, S., "Electromagnetic processing of materials: research developments and industrial applications", UIE International Conference, Duran, South Africa, January 2004, pp. 1-15.
- [61] Lupi, S., "Modeling for research and industrial development in induction heating", Proceeding of EPM 2003 – Electromagnetic Processing of Materials International Conference, Lyon, France, October 2003.
- [62] Lysehevski, S.E., "Resonant Converters: Nonlinear Analysis and Control", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 47, no. 4, August 2000.
- [63] Mathworks Inc., "MATLAB OPTIMIZATION TOOLBOX", User's Guide, MATHWORKS Inc., 2000.
- [64] Mathsoft Inc. "MATHCAD 2000 PROFESSIONAL", User's Guide, MATHSOFT Inc., 1999.
- [65] Morita, S., Kanbe, A., Nakaota, M., Kato, Y., Terasaki, H., Uchihori, Y., Kosan, S., "Innovative Development of Electromagnetic Induction-Based Fluid-Heating

- Resonant PWM Inverter with Power Factor Correction Scheme”, Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp.546-551, September 1996.
- [66] Mühlbauer, A., “Historical overview on Induction Melting and Heating”, Proceedings of the International Symposium on Heating by Electromagnetic Sources, Padua, June, 2004, pp. 3 – 15.
- [67] Muntean, N., “Convertoare statice”, Ed. Politehnica, București, 1998.
- [68] Mureșan, T., Stefan, G., Draghici, I., Barbu, E., “Circuite integrate digitale”, Ed. Didactică și Pedagogică, Bucuresti, 1983.
- [69] Mureșan, T., Gontean, A., Băbăiță, M., Demian, P., “Circuite integrate digitale”. Aplicații, Ed. de Vest, Timișoara, 1998.
- [70] Nagy, I., Dranga, O., Masada, E., “Study of Subharmonic Generation in a High Frequency Time-Sharing Inverter”, Trans. IEE of Japan, Vol. 120-D, No.4, pp. 574 – 580, 2000.
- [71] Nakamizo, T., Kaneda, M., Hishikawa, S., Guo, B., “New Generation Electromagnetic Induction-based Fluid Heating Energy Processing Appliance using Voltage-Fed PWM Resonant Inverter”, Proceedings of International Power Conversion and High-Frequency Power Conversion Conference, pp.597-607, April, 1998.
- [72] Nsieh, G., “A Study of Series – Resonant DC/AC Inverter”, IEEE Trans. Power Electronics, vol. 11, nr. 4, 1996.
- [73] Ochiai, M., Matsuo, H., “An AD-DC Converter With High Power Factor”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 50, no. 2, April 2003.
- [74] Okudaira, S., Matsuse, K., “Dual Frequency Output Quasi-resonant Inverter for Induction Heating”, Transactions of IEE Japan, Vol.D-121, No.5, 2001.
- [75] Okuno, A., Kawano, H., Kojina, A., M. Sun, J., Nakaoka, M., “Industrial Induction-Heating Power Appliance using Voltage-Fed Zero Current Switching High-Frequency Inverter with Phase-Locked Loop Control Scheme”, Proceedings of IEEE International Appliance Technical Conference, pp.381-387, May, 1996.
- [76] Okuno, A, Shirakawa, S., “ Latest development of voltage-fed resonant high frequency inverter with load resonant frequency tracking scheme for induction heating”, Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, London, IEEE, 1998, pp.152-157.
- [77] Orfeu, M., “*Electric Process Heating*”, Ed. Dunod, Paris, 1987.
- [78] Pașca, S., **Tomșe, M.**, “ Aspecte specifice analizei numerice a cuptorului de inducție cu creuzet”, Proceedingul de la Sesiunea Națională de Comunicări Științifice, Brașov, 2004, pag. 145 - 154.
- [79] Pașca, S. D., “Cuptorul de inducție cu creuzet. Modelarea numerică a proceselor electrotermice”, Ed. Universității din Oradea, 2004.
- [80] Patrick, A., Covic, G. A., Boys, J. T., “Direct ZVS Start-Up of a Current-Fed Resonant Inverter”, IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 21, no. 3, May 2006, pp. 809 - 812.
- [81] Pinheiro, H., Jain, K., Joós, G., “Self-Sustained Oscillating Resonant Converters Operating Above the Resonant Frequency”, IEEE Transactions on Power electronics, vol. 14, no. 5, September 1999.
- [82] Po, W., Komatsu, W., “A Simple and Reliable Class E Inverter for Induction Heating Applications”, Int. J. Electronics, vol. 84, no. 2, 1998.
- [83] Pop, E., Naforniță, I., Tiponuț, V., Toma, L., “Metode în prelucrarea numerică a semnalelor”, Ed. Facla, Timișoara, 1986.
- [84] Popescu, V., “Electronică de putere”, Ed. de Vest, Timișoara, 1998.

- [85] Popescu, V., Lascu, D., Negoitescu, D., "Convertoare de putere în comutație", Ed. de Vest, Timișoara, 1999.
- [86] Popescu, V., Lascu, D., Negoitescu, D., "Surse de alimentare în telecomunicații", Editura de Vest, Timișoara, 2002.
- [87] Popovici, P., Cira, O., "Rezolvarea numerică a ecuațiilor neliniare", Ed. Signata, Timișoara, 1992.
- [88] Preitl, Ș., Precup, R.E., "Introducere în conducerea fuzzy a proceselor", Ed. Tehnică, București, 1997.
- [89] Puyal, D., Bernal, C., Burdio, J. M., Acero, J., Millán, I., "Class D Inverter for Wideband Induction Heating Load Characterization", Proceedings of the International Seminar on Electromagnetic Sources, Padua, June 2007, pp. 131-138.
- [90] Rasmussen, C.B., Alvsen, B., Dahl, J., "Hybrid Resonant Converter for Induction Heating", Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, October 1994.
- [91] Sanders, S.R., Noworolski, J.M., Liu, X.Z., Verghese, G.C., "Generalized Averaging Method for Power Conversion Circuits", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, no. 2, April 1991.
- [92] Sadhu, P.K., Chakrabarti, R.N., Nath, N.L., Kumari, S., Rimjhim, K., "Analysis of a Series Resonant Superimposed Inverter Applied to Induction Heating", Journal of The Institution of Engineer (India), Pt EL, vol. 84, March 2004, pp. 214-217.
- [93] Sanchis, P., Ursaea, A., Gubia, E., Marroyo, L., "Boost DC-AC Inverter: A New Control Strategy", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 20, no. 2, March. 2005, pp. 343 - 354.
- [94] Senini, S., Wolfs, P.J., "Analysis and Design of a Multiple-Loop Control System for a Hybrid Active Filter", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 49, no. 6, December 2002.
- [95] Sewell, H. I., Stone, D. A., Bingham, C. M., "Dynamic Load Impedance Matching for Induction Heater Systems", Proceeding of the International Seminar on Heating by Internal Sources, Padua, September, 2001, pp. 121 - 128.
- [96] Shenkman, A., Axelrod, B., Chudnovsky, V., "A New Model of the Dynamics of the Current-Fed Parallel Resonant Inverter", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 47, no. 2, 2000.
- [97] Shenkman, A., Axelrod, B., Chudnovsky, V., "Assuring Continuous Input Current Using a Smoothing Reactor in a Thiristor Frequency Converter for Induction Metal Melting and Heating Applications", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 48, no. 6, 2001, pp. 1290-1292.
- [98] Silva, A.R.J., Martins, D.C., "Numerical Simulations of Power Static Converters: Digitalization Method of Dynamical Matrix", Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1996.
- [99] Simeonov, M., Dankov, D., "High Frequency Multi - Unit Resonant Inverter for Induction Heating", PCIM Conference, may 1996, Nurnberg, Germany.
- [100] Sluhoțkii, A.E., Rîskin, I., "Inductoare pentru încălzirea electrică", Ed. Tehnică, București, 1982.
- [101] So, W.C., Tse, C.K., Lee, Y.S., "Development of a Fuzzy Logic Controller for DC/DC Converters: Design, Computer Simulation and Experimental Evaluation", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, no.1, January 1996.
- [102] Șora, C., "Bazele electrotehnicii", Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1982.

- [103] Șora, I., "Utilizări ale energiei electrice", Ed. Facla, Timișoara, 1983.
- [104] Șora, I., Iagăr, A., Radu, D., "Numerical modeling of the induction heating process", Analele Universității din Oradea, Fasc. Electrotehnică, 2003.
- [105] Șchiop, A., Tomșe, M., "PSPICE Simulation of Induction Machines Using Vector Control", International Workshop of Control and Information Technologies 2005, Cehia, 2005, pp. 56–60.
- [106] Terlop, W., Casagrande, S., "Application and Selection of Transformers for Induction Heating", Proceeding of the International Seminar on Heating by Internal Sources, Padua, September, 2001, pp. 269 – 276.
- [107] Tyimerski, R., "Frequency Analysis of Time-Interval-Modulated Switches Networks", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, no. 2, April 1991.
- [108] Todorov, T., Madjarov, N., "New Type of Inverter Power Supplies for Induction Heating", Proceedings of the International Induction Heating Seminar, Padua, 1998.
- [109] Todorov, T., Ivanov, P., Milichevich, M., "Specialized High Frequency Power Supplies for Induction Heating Applications", Proceeding of the International Seminar on Heating by Internal Sources, Padua, Sept., 2001, pp. 67 – 70.
- [110] Todorov, T., Ivanov, P., Madzharov, N., Iliev, D., Alexeiev, D., Alexeiev, S., "Transistor Induction Heating Generators With Enhanced Control and Matching Possibilities", Proceedings of the International Symposium on Heating by Electromagnetic Sources, Padua, June, 2004, pp. 623 - 628.
- [111] Toma, L., "Sisteme de achiziție și prelucrare numerică a semnalelor", Ed. de Vest, Timișoara, 1999.
- [112] **Tomșe, M.**, Gordan, M., "The Design of a Processing Inverter Sistem", Proceedingul de la ICATE Craiova 1996, pag. 130 – 134.
- [113] **Tomșe, M.**, "O metodă de realizare a formelor de undă PWM cu ajutorul microcontrolerelor", Analele Universității Oradea, 1997, pag. 258 – 264.
- [114] **Tomșe, M.**, Gordan, M., "Analiza unui invertor rezonant serie utilizat în domeniul încălzirii inductive", Proceedingul de la SIELMEC'97 Chișinău, 1997, pag. 313 – 316.
- [115] **Tomșe, M.**, Gordan, M., "Harmonic Current Compensation with Active Filters", International Conference on Signal Processing IV, Military Technical Academy, Liptovsky Miculas, Slovakia, 1998, pag. 199 – 202.
- [116] **Tomșe, M.**, "Analysis of an Active Power Filter Used for Nonlinear Loads Compensation, International Conference on Applied and Theoretical electricity", vol. II, iunie 4-6, Craiova, 1998, pag. 313-316.
- [117] **Tomșe, M.**, Gordan, M., "Resonant inverter for induction Heating", Applications International Conference on Signal Processing IV, Military Technical Academy, Liptovsky Miculas, Slovakia, May 2000, pp. 37 – 42.
- [118] **Tomșe, M.**, Gordan, M., "Resonant Inverter with Serial-Parallel Compensation for Inductive Heating Applications", International Conference on Applied and Theoretical electricity, vol II, Craiova, 2000, pag. 451 – 455.
- [119] **Tomșe, M.**, "Small-Signal Analysis of a Series-Resonant Inverter for Induction Heating", Analele Universității Oradea, 2000.
- [120] **Tomșe, M.**, Gordan, M., "Quadratic State-Space Modeling Technique for Simulation of a Resonant Inverter", International Conference on Signal Processing IV, Military Technical Academy, Liptovsky Miculas, 2002, pp. 84 – 90, Slovakia.
- [121] **Tomșe, M.**, Pașca, S.D., "Series-Resonant Inverter Modeling for Induction Heating", Analele Universității din Oradea, RSEE 2004, pag. 88–91, Oradea, 2004.

- [122] **Tomșe, M.**, Popescu, V., Pașca, S., "Resonant Inverter Modeling for Induction Heating", Symposium of Electronics and Telecommunications "ETC 2004", Timișoara, 2004, pag. 53-58.
- [123] **Tomșe, M.**, Pașca, S.D., "Analysis of the Switching Surge in the Resonant Inverter for the Induction Heating Applications", EMES 2005, Analele Universității Oradea, 2005, pag. 122-126.
- [124] **Tomșe, M.**, Popescu, V., Pașca, S., "The Generalized Averaging Method Used to Model Resonant Inverter for Induction Heating", RSEE 2006, Analele Universității Oradea, 2006, pag. 120 - 124.
- [125] **Tomșe, M.**, Trip, N. D., Șchiop, A., Gordan, C., "Modeling and Simulation of a Series Resonant Inverter", EUROCON 2007, Warsaw, Poland, 2007, pp. 1512-1517.
- [126] **Tomșe, M.**, Trip, D., Gordan, M., Silaghi, M., " Methods for Series Resonant Inverter Design", Proceedings of Riga Technical University "Power and Electrical Engineering ", Series 4, Vol. 19, Lituania 2007, pp. 74-86.
- [127] **Tomșe, M.**, Pașca S.D., "A Control Technique for Resonant Inverter", Analele Universității din Oradea, Secțiunea Electrotehnică, ISSN 1223-2106, Oradea, 2007, pag. 161-164.
- [128] **Tomșe, M.**, Pașca S.D., "Fuzzy Control of Resonant Inverter for Induction Heating", 11th International Conference on Microwave and High Frequency Heating, Editura Universității din Oradea, 3-6 September, ISBN 978-973-759-333-7, Oradea, 2007, pp. 136-139.
- [129] **Tomșe, M.**, " Stadiul actual al realizării surselor pentru sisteme de încălzire inductivă ", Referat pentru doctorat nr. 1, Facultatea de Electronică și Telecomunicații, Timișoara, 2005.
- [130] **Tomșe, M.**, "Metode de simulare a circuitelor electronice de putere", Referat pentru doctorat nr. 2, Facultatea de Electronică și Telecomunicații, Timișoara, 2005.
- [131] **Tomșe, M.**, "Realizări proprii privind optimizarea surselor de încălzire inductivă", Referat pentru doctorat nr. 3, Facultatea de Electronică și Telecomunicații, Timișoara, 2006.
- [132] Tse, K.K., Chung, H., Hui, S.Y.R., "Stepwise Quadratic State-Space Modeling Technique for Simulation of Power Electronics Circuits", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 46, no. 1, February 1999, pp. 91-99.
- [133] Tymerski, R., Li, D., Ninomiya, T., "Chebyshev Series Integration Method for Transient Simulation of Switched Networks", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 47, no. 2, April 2000.
- [134] Ungureanu, M., Roman, I., "Harmonic Regime of The Induction Heating Systems. Modeling and Simulation", Proceeding of the International Seminar on Heating by Internal Sources, Padua, September 2001, pp. 473 - 478.
- [135] Viriya, P., Yongyuth, N., Miki, I., Matsuse, K., "Analysis of Circuit Operation under ZVS and NON-ZVS Conditions in Phase-Shift Inverter for Induction Heating", IEEJ Trans. IA, Vol. 126, No. 5, pp.560-567, 2006.
- [136] Wang, C.M., Hsieh, G.C., "Nonlinear-Control Strategy for the Half-Bridge Series-Resonant Inverter", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 50, no. 2, April 2003.
- [137] Wang, F.H., Lee, C. Q., "Comparison of Fuzzy logic and Current-Mode Control Techniques in Buck, Boost and Buck/Boost converters", IEEE Transactions on Power electronics, 1995, pp. 1079-1085.
- [138] Wang, S.P., Kanbe, A., Watanabe, S., Uchihori, Y., Nakaoka, M., "New Generation Electromagnetic Induction - Heated Boiler & Evaporator Systems

- Using Factor Corrected Series Load Resonant PWM IGBT Inverter", PCIM Conference, May, 1996, Nurnberg, Germany.
- [139] Wang, S.P., Jasni, M., Nakaoka, M., "Soft-Switching PWM High-Frequency Load Resonant Inverter for Induction Heating Appliance", Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 1, pp.169-173, may, 1997.
- [140] Wasynczuk, O., "A Voltage Control Strategy for Current - Regulated PWM Inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, no. 1, January 1996.
- [141] Weber, A., Carroll, E., Frecker, M., "IGCTs for Induction Heating", PCIM Nuremberg, May 2002.
- [142] Whittington, H.W., Flynn, B.W., McPherson, D.E., "Switched Mode Power Supplies - Design and Construction", Second Edition, Research Studies Press Ltd., 2001.
- [143] Xi, Y., Jain, P.K., "Employing a Resonant Auxiliary Circuit to Achieve Soft Switching and Power Transformer Resetting", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 50, no. 1, February 2003.
- [144] Yin, Y., Zane, R., Erickson, R., Glaser, J., "Direct Modeling of Envelope Dynamics in Resonant Inverters", IEEE Trans. on Industry Applications, 2003, vol. 3.
- [145] Youssef, M. Z., Pinheiro, P., Jain, P. K., "Self-Sustained Phase-Shift Modulated Resonant Converters: Modeling, Design and Performance", IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 21, no. 2, March 2006, pp. 401 - 415.
- [146] Zgraja, J., Bereza, J., "Computer Simulation of Induction heating System with Transistor Inverter", Proceedings of the International Seminar on Heating by Internal Sources, Padua, September 2001, pp. 131-138.

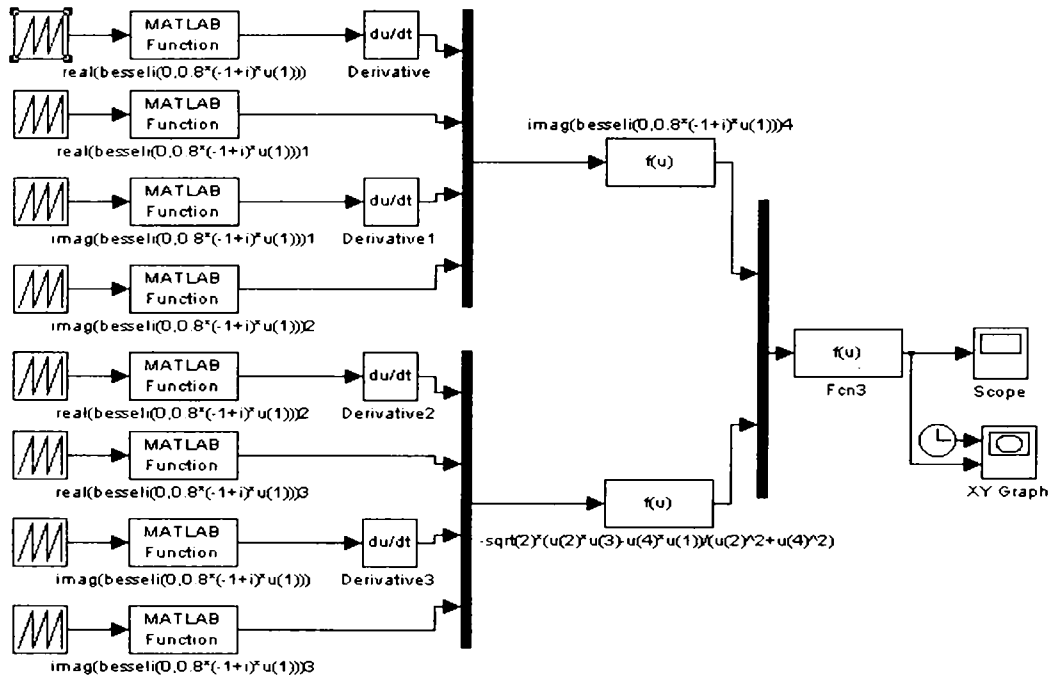
Adrese de Internet consultate (mai reprezentative):

1. Mutsuo Nakaoka, -"Soft-Switching PWM High-Frequency Load Resonant Inverter For Induction Heating Appliance"  
[www.eee.yamaguchi-u.ac.jp/jp2/research/11.htm](http://www.eee.yamaguchi-u.ac.jp/jp2/research/11.htm)
2. Axel Mertens, - "Operation and Control Requirements for a GTO Used in a Parallel Resonant Inverter for Induction Heating", EPE, Aachen.  
[www.isea.rwth-aachen.de/Ww/deutsch/assis/mertens.html](http://www.isea.rwth-aachen.de/Ww/deutsch/assis/mertens.html)
3. Jun-Koo, - Resonant Inverter Design for Induction Heating Application: 150 kW, 100kHz  
[www.eepel.snu.ac.kr/~junkoo/resume.htm](http://www.eepel.snu.ac.kr/~junkoo/resume.htm)
4. Sanjay Lakshminarayanan , - Modeling, Simulation and Design of a Single Switch Resonant Inverter for Induction Heating , November 1995.  
[www.minchu.ee.iisc.ernet.in/people/faculty/vram/pegthese.htm](http://www.minchu.ee.iisc.ernet.in/people/faculty/vram/pegthese.htm)
5. New Generation Electromagnetic Induction Heating Appliance using Series Resonant PWM Inverter with Auto-Tuning PID Control-based  
<http://www.eee.yamaguchi-u.ac.jp/jp2/research/11.htm>
6. Inverter for Induction Heating Applications, IEEE/IAS and ...  
<http://www.power.elec.okayama-u.ac.jp/~hide/conf.html>
7. Variable-Voltage High-Frequency Resonant Inverter Using Static Induction High-Power Transistors for Industrial Induction Heating Plants, Proceedings of PEMC '94  
[http://www.lea.et-inf.uni-siegen.de/Seite12\\_2.htm](http://www.lea.et-inf.uni-siegen.de/Seite12_2.htm)

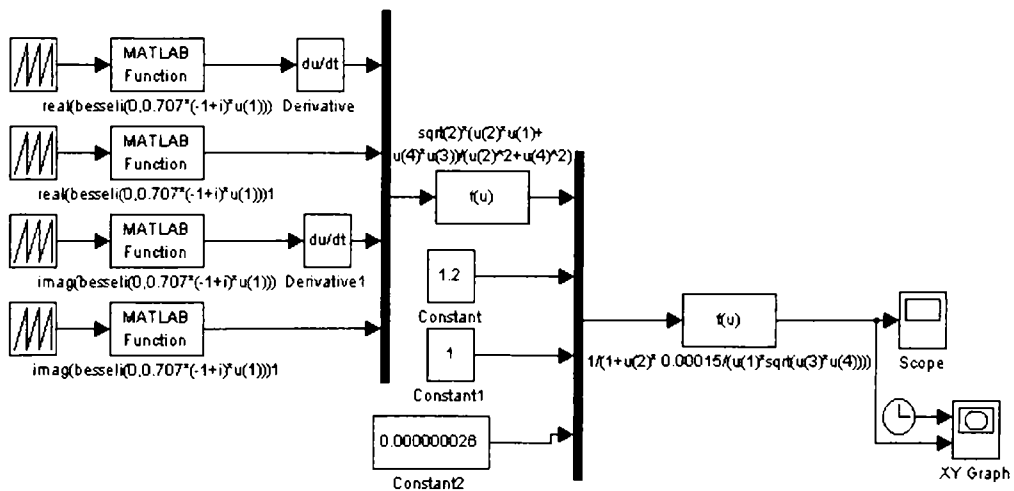
8. Induction Heating System Topology Review  
<http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-9012.pdf>
9. Operation and control requirements for a GTO used in a parallel resonant inverter for induction heating  
<http://www.bth.rwth-aachen.de/ama/bd27/alma6.html>
10. Inverter for Induction Heating  
<http://www.kouku-k.ac.jp/~okudaira/>
11. Dual Frequency Output Quasi-Resonant Inverter for Induction Heating  
[http://www.iee.or.jp/honbu/back\\_number/journal/index\\_back\\_number/2001/des2001.htm](http://www.iee.or.jp/honbu/back_number/journal/index_back_number/2001/des2001.htm)
12. Systems for Induction Heating and Melting Applications  
<http://www.ece.concordia.ca/~jain/publications.html>

# ANEXE

## Anexa 1. Fișierul MATLAB/SIMULINK pentru calcularea funcțiilor F și G

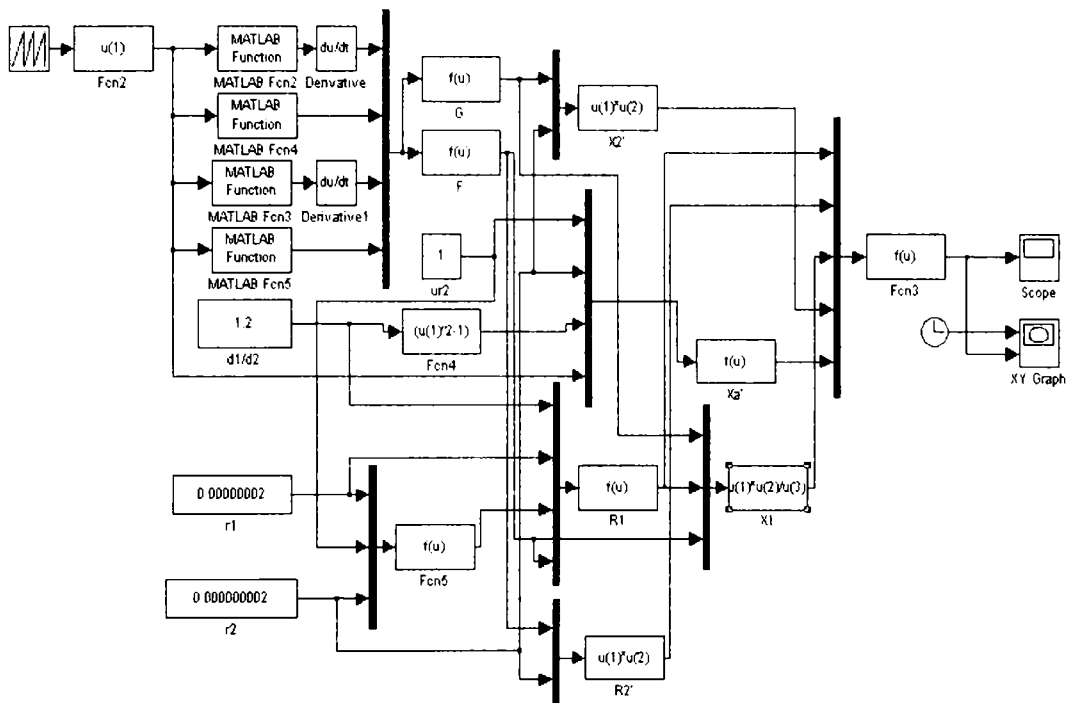


## Anexa 2. Fișierul MATLAB/SIMULINK pentru calcularea randamentului instalațiilor de încălzire inductivă

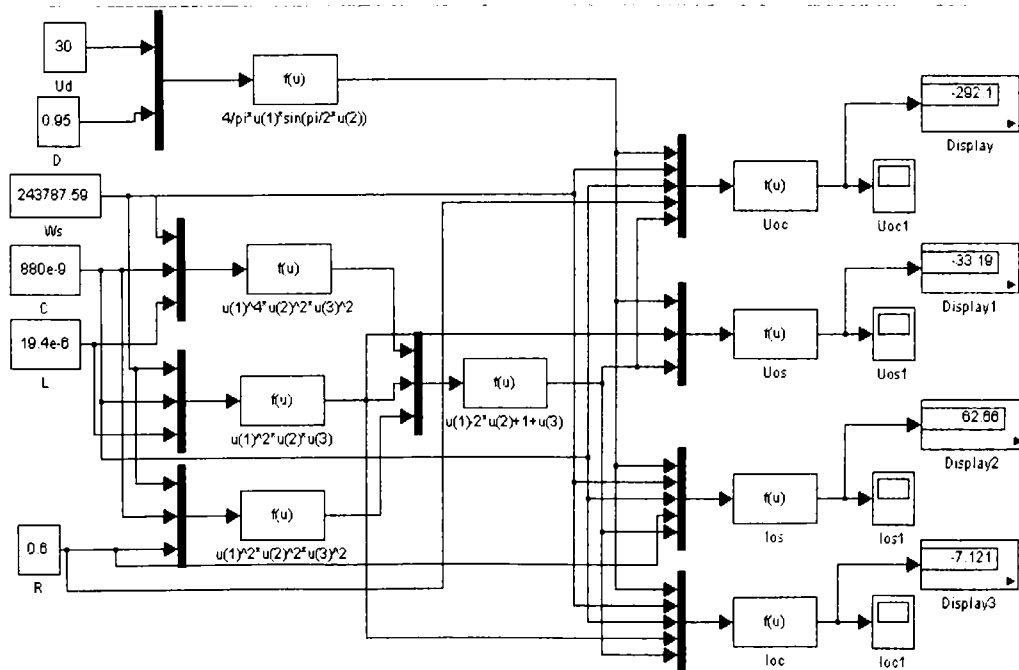




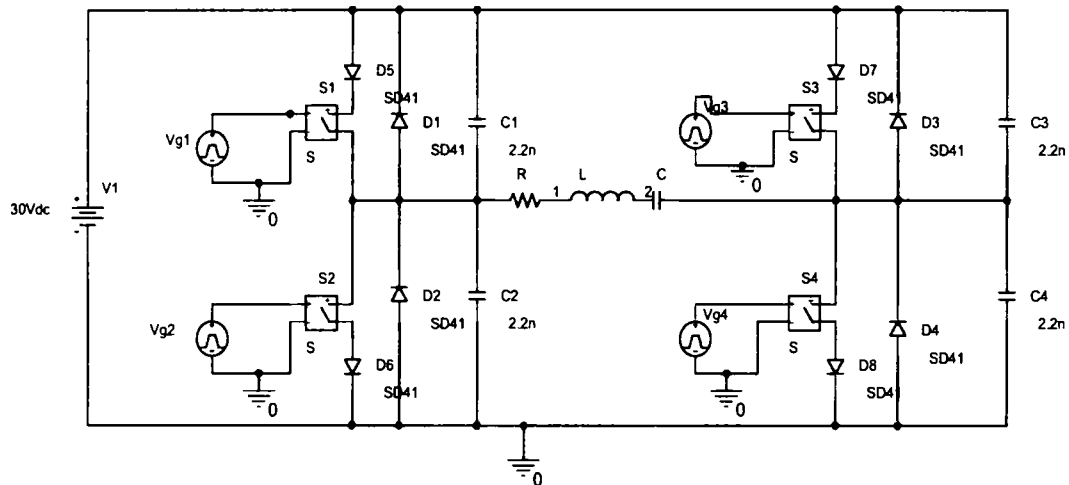
### Anexa 3. Fișierul MATLAB/SIMULINK pentru calcularea factorului de putere al instalațiilor de încălzire inductivă



### Anexa 4. Calcularea PSF-ului pentru modelul inverterului rezonant serie folosind MATLAB/SIMULINK



### Anexa 5. Modelul ORCAD al inverterului rezonant serie cu comandă prin defazarea ramurilor punții inverteoare (trei variante de comandă).



\*Modelul unui inverter rezonant serie cu decalare de fază

\*Libraries:

.lib "nom.lib"

\*Analysis directives:

.TRAN 0 380us 353u 20n SKIPBP

.PROBE V(\*) I(\*) W(\*) D(\*) NOISE(\*)

.INC ".\marin1-SCHEMATIC1.net"

```
C_C3 N26091 N26067 2.2n
D_D6 N53342 0 SD41
C_C4 0 N26091 2.2n
L_L N263070 N35264 214uH
D_D3 N26091 N26067 SD41
V_Vg3 N26339 0 DC 0 AC 0 PULSE 0 5 10e-6 0 0 8.2e-6 18.8e-6
D_D7 N26067 N57884 SD41
V_Vg2 N26255 0 DC 0 AC 0 PULSE 0 5 10u 0 0 8.2e-6 18.8e-6
C_C N35264 N26091 49n
D_D8 N53703 0 SD41
D_D4 0 N26091 SD41
X_S2 N26255 0 N16931 N53342 SCHEMATIC1_S2
V_Vg1 N26479 0 DC 0 AC 0 PULSE 0 5 0.6e-6 0 0 8.2e-6 18.8e-6
D_D5 N26067 N53425 SD41
X_S3 N26339 0 N57884 N26091 SCHEMATIC1_S3
V_Vg4 N40642 0 DC 0 AC 0 PULSE 0 5 0.6e-6 0 0 10.6e-6 18.8e-6
C_C1 N16931 N26067 2.2n
R_R N16931 N263070 12
X_S4 N40642 0 N26091 N53703 SCHEMATIC1_S4
D_D2 0 N16931 SD41
X_S1 N26479 0 N53425 N16931 SCHEMATIC1_S1
V_V1 N26067 0 30Vdc
```

```

C_C2 0 N16931 2.2n
D_D1 N16931 N26067 SD41
.subckt SCHEMATIC1_S2 1 2 3 4
S_S2 3 4 1 2 _S2
RS_S2 1 2 1G
.MODEL S2 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.00001 Voff=0.0V Von=1.0V
.ends SCHEMATIC1_S2

.subckt SCHEMATIC1_S3 1 2 3 4
S_S3 3 4 1 2 _S3
RS_S3 1 2 1G
.MODEL S3 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.00001 Voff=0.0V Von=1.0V
.ends SCHEMATIC1_S3

.subckt SCHEMATIC1_S4 1 2 3 4
S_S4 3 4 1 2 _S4
RS_S4 1 2 1G
.MODEL S4 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.00001 Voff=0.0V Von=1.0V
.ends SCHEMATIC1_S4

.subckt SCHEMATIC1_S1 1 2 3 4
S_S1 3 4 1 2 _S1
RS_S1 1 2 1G
.MODEL S1 VSWITCH Roff=1e6 Ron=0.00001 Voff=0.0V Von=1.0V
.ends SCHEMATIC1_S1
.END

```

\* Varianta 2 de comandă

```

V_Vg3 N26339 0 DC 0 AC 0 PULSE 5 0 1.7e-6 0 0 10e-6 18.8e-6
V_Vg2 N26255 0 DC 0 AC 0 PULSE 0 5 9.7u 0 0 8.8e-6 18.8e-6
V_Vg1 N26479 0 DC 0 AC 0 PULSE 0 5 0.3e-6 0 0 8.8e-6 18.8e-6
V_Vg4 N40642 0 DC 0 AC 0 PULSE 0 5 2.3e-6 0 0 8.8e-6 18.8e-6

```

\* Varianta 3 de comandă

```

V_Vg3 N26339 0 DC 0 AC 0 PULSE 0 5 7.9e-6 0 0 8.4e-6 18.8e-6
V_Vg2 N26255 0 DC 0 AC 0 PULSE 0 5 9.9u 0 0 8.4e-6 18.8e-6
V_Vg1 N26479 0 DC 0 AC 0 PULSE 0 5 0.5e-6 0 0 8.4e-6 18.8e-6
V_Vg4 N40642 0 DC 0 AC 0 PULSE 5 0 6.9e-6 0 0 10.4e-6 18.8e-6

```

## Anexa 6. Variante de reglatoare fuzzy.

### Regulatorul 1

```

Name='FUZZY1'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=2
NumOutputs=1
NumRules=25
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'

```

```

DefuzzMethod='centroid'
[Input1]
Name='E'
Range=[-1 1]
NumMFs=5
MF1='NB': 'trimf', [-1.5 -1 -0.5]
MF2='NS': 'trimf', [-1 -0.5 0]
MF3='Z': 'trimf', [-0.5 0 0.5]
MF4='PS': 'trimf', [0 0.5 1]
MF5='PB': 'trimf', [0.5 1 1.5]
[Input2]
Name='ΔE'
Range=[-1 1]
NumMFs=5
MF1='NB': 'trimf', [-1.5 -1 -0.5]
MF2='NS': 'trimf', [-1 -0.5 0]
MF3='Z': 'trimf', [-0.5 0 0.5]
MF4='PS': 'trimf', [0.00529 0.505 1.01]
MF5='PB': 'trimf', [0.5 1 1.5]
[Output1]
Name='Δδ'
Range=[-1.19 1.19]
NumMFs=5
MF1='NB': 'trimf', [-1.785 -1.19 -0.595]
MF2='NS': 'trimf', [-1.19 -0.595 0]
MF3='Z': 'trimf', [-0.595 0 0.595]
MF4='PS': 'trimf', [0 0.595 1.19]
MF5='PB': 'trimf', [0.6021 1.19 1.785]
[Rules]
1 1, 1 (1) : 1    1 2, 1 (1) : 11 3, 1 (1) : 1    1 4, 2 (1) : 1    1 5, 2 (1) : 1
2 1, 1 (1) : 1    2 2, 2 (1) : 12 3, 2 (1) : 1    2 4, 2 (1) : 1    2 5, 4 (1) : 1
3 1, 1 (1) : 1    3 2, 2 (1) : 13 3, 3 (1) : 1    3 4, 4 (1) : 1    3 5, 5 (1) : 1
4 1, 2 (1) : 1    4 2, 4 (1) : 14 3, 4 (1) : 1    4 4, 4 (1) : 1    4 5, 5 (1) : 1
5 1, 4 (1) : 1    5 2, 4 (1) : 15 3, 5 (1) : 1    5 4, 5 (1) : 1    5 5, 5 (1) : 1

```

## Regulatorul 2

```

Name='FUZZY2'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=2
NumOutputs=1
NumRules=15
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'
[Input1]
Name='E'
Range=[-1 1]

```

```

NumMFs=5
MF1='NB':'trimf',[-1.5 -1 -0.5]
MF2='NS':'trimf',[-1 -0.5 0]
MF3='Z':'trimf',[-0.5 0 0.5]
MF4='PS':'trimf',[0 0.5 1]
MF5='PB':'trimf',[0.5 1 1.5]

[Input2]
Name='ΔE'
Range=[-1 1]
NumMFs=3
MF1='N':'trimf',[-1.5 -1 0]
MF2='Z':'trimf',[-0.5 0 0.5]
MF3='P':'trimf',[0 1 1.5]

[Output1]
Name='Δδ'
Range=[-1 1]
NumMFs=5
MF1='NB':'trimf',[-1.5 -1 -0.33]
MF2='NS':'trimf',[-1 -0.33 0]
MF3='Z':'trimf',[-0.33 0 0.33]
MF4='PS':'trimf',[0 0.33 1]
MF5='PB':'trimf',[0.33 1 1.5]

[Rules]
1 1, 1 (1) : 1          1 2, 1 (1) : 1          1 3, 1 (1) : 1
2 1, 1 (1) : 1          2 2, 2 (1) : 1          2 3, 2 (1) : 1
3 1, 2 (1) : 1          3 2, 3 (1) : 1          3 3, 4 (1) : 1
4 1, 4 (1) : 1          4 2, 4 (1) : 1          4 3, 5 (1) : 1
5 1, 5 (1) : 1          5 2, 5 (1) : 1          5 3, 5 (1) : 1

```

### Regulatorul 3

```

Name='FUZZY3'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=2
NumOutputs=1
NumRules=25
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='E'
Range=[-1 1]
NumMFs=5
MF1='NB':'trimf',[-1.5 -1 -0.5]
MF2='NS':'trimf',[-1 -0.5 0]
MF3='Z':'trimf',[-0.5 0 0.5]
MF4='PS':'trimf',[0 0.5 1]
MF5='PB':'trimf',[0.5 1 1.5]

```

```

[Input2]
Name='ΔE'
Range=[-1 1]
NumMFs=5
MF1='NB':'trimf',[-1.5 -1 -0.5]
MF2='NS':'trimf',[-1 -0.5 0]
MF3='Z':'trimf',[-0.5 0 0.5]
MF4='PS':'trimf',[0.00529 0.505 1.01]
MF5='PB':'trimf',[0.5 1 1.5]

[Output1]
Name='Δδ'
Range=[-1 1]
NumMFs=19
MF1='-1':'trimf',[-1.25 -1 -0.85]
MF2='-0.7':'trimf',[-0.85 -0.7 -0.6]
MF3='-0.55':'trimf',[-0.6 -0.5 -0.45]
MF4='-0.4':'trimf',[-0.45 -0.4 -0.35]
MF5='-0.3':'trimf',[-0.35 -0.3 -0.25]
MF6='-0.2':'trimf',[-0.25 -0.2 -0.15]
MF7='-0.2':'trimf',[-0.25 -0.2 -0.15]
MF8='-0.2':'trimf',[-0.25 -0.2 -0.15]
MF9='0':'trimf',[-0.025 0 0.025]
MF10='0.05':'trimf',[0.05 0.05 0.075]
MF11='0.1':'trimf',[0.075 0.1 0.15]
MF12='0.2':'trimf',[0.15 0.2 0.25]
MF13='0.3':'trimf',[0.25 0.3 0.35]
MF14='0.4':'trimf',[0.35 0.4 0.45]
MF15='0.55':'trimf',[0.47 0.5 0.6]
MF16='0.7':'trimf',[0.6 0.7 0.85]
MF17='1':'trimf',[0.85 1 1.286]
MF18='-0.1':'trimf',[-0.15 -0.1 -0.075]
MF19='-0.05':'trimf',[-0.075 -0.05 -0.025]

[Rules]
1 1, 1 (1) : 1      1 2, 2 (1) : 1      1 3, 4 (1) : 1      1 4, 5 (1) : 1      1 5, 7 (1) : 1
2 1, 3 (1) : 1      2 2, 5(1) : 1      2 3,18 (1) : 1      2 4, 19 (1) : 1      2 5, 9 (1) : 1
3 1,18 (1):1        3 2, 19(1) : 1      3 3, 9 (1) : 1      3 4, 10 (1) : 1      3 5, 11(1) : 1
4 1, 9 (1) : 1      4 2, 10 (1) : 1      4 3, 11 (1) : 1      4 4, 13 (1) : 1      4 5, 15(1) : 1
5 1, 12 (1) : 1      5 2, 13 (1) : 1      5 3, 14 (1) : 1      5 4, 16 (1) : 1      5 5, 17(1) : 1

```

#### Regulatorul 4

```

Name='FUZZY4'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=2
NumOutputs=1
NumRules=49
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'

```

```
DefuzzMethod='centroid'
```

```
[Input1]
```

```
Name='E'
```

```
Range=[-1 1]
```

```
NumMFs=7
```

```
MF1='NB': 'trimf', [-1.5 -1 -0.66]
```

```
MF2='NM': 'trimf', [-1 -0.66 -0.33]
```

```
MF3='Z': 'trimf', [-0.33 0 0.33]
```

```
MF4='PM': 'trimf', [0.33 0.66 1]
```

```
MF5='PB': 'trimf', [0.66 1 1.5]
```

```
MF6='NS': 'trimf', [-0.66 -0.33 0]
```

```
MF7='PS': 'trimf', [0 0.33 0.66]
```

```
[Input2]
```

```
Name='ΔE'
```

```
Range=[-1 1]
```

```
NumMFs=7
```

```
MF1='NB': 'trimf', [-1.5 -1 -0.66]
```

```
MF2='NS': 'trimf', [-0.66 -0.33 0]
```

```
MF3='Z': 'trimf', [-0.33 0 0.33]
```

```
MF4='PS': 'trimf', [0 0.33 0.66]
```

```
MF5='PB': 'trimf', [0.66 1 1.5]
```

```
MF6='NM': 'trimf', [-1 -0.66 -0.33]
```

```
MF7='PM': 'trimf', [0.33 0.66 1]
```

```
[Output1]
```

```
Name='Δδ'
```

```
Range=[-1 1]
```

```
NumMFs=7
```

```
MF1='NB': 'trimf', [-1.33 -1 -0.66]
```

```
MF2='NS': 'trimf', [-0.66 -0.33 0]
```

```
MF3='Z': 'trimf', [-0.33 0 0.33]
```

```
MF4='PS': 'trimf', [0 0.33 0.66]
```

```
MF5='PB': 'trimf', [0.66 1 1.33]
```

```
MF6='NM': 'trimf', [-1 -0.66 -0.33]
```

```
MF7='PM': 'trimf', [0.33 0.66 1]
```

```
[Rules]
```

```
1 1, 1 (1) : 1    1 2, 1 (1) : 1    1 3, 1 (1) : 1    1 4, 6 (1) : 1    1 5, 3 (1) : 1
1 6, 1 (1) : 1    1 7, 2 (1) : 1
2 1, 1 (1) : 1    2 2, 1 (1) : 1    2 3, 6 (1) : 1    2 4, 2 (1) : 1    2 5, 4 (1) : 1
2 6, 1 (1) : 1    2 7, 3 (1) : 1
3 1, 1 (1) : 1    3 2, 2 (1) : 1    3 3, 3 (1) : 1    3 4, 4 (1) : 1    3 5, 5 (1) : 1
3 6, 6 (1) : 1    3 7, 7 (1) : 1
4 1, 2 (1) : 1    4 2, 4 (1) : 1    4 3, 7 (1) : 1    4 4, 5 (1) : 1    4 5, 5 (1) : 1
4 6, 3 (1) : 1    4 7, 5 (1) : 1
5 1, 3 (1) : 1    5 2, 4 (1) : 1    5 3, 5 (1) : 1    5 4, 5 (1) : 1    5 5, 5 (1) : 1
5 6, 7 (1) : 1    5 7, 5 (1) : 1
6 1, 1 (1) : 1    6 2, 6 (1) : 1    6 3, 2 (1) : 1    6 4, 3 (1) : 1    6 5, 7 (1) : 1
6 6, 1 (1) : 1    6 7, 4 (1) : 1
7 1, 6 (1) : 1    7 2, 3 (1) : 1    7 3, 4 (1) : 1    7 4, 7 (1) : 1    7 5, 5 (1) : 1
7 6, 2 (1) : 1    7 7, 5 (1) : 1
```

### Anexa 7. Programul MathCAD pentru modelul de semnal mare al inverterului rezonant serie cu comandă prin defazarea ramurilor punții invertoare obținut folosind metoda aproximării armonice.

Frecvența și perioada de comutare:      Tensiunea de alimentare:

$$f_c := 38800$$

$$T_c := \frac{1}{f_c}$$

$$\omega_c := 2 \cdot \pi \cdot f_c$$

$$U_d := 30$$

Elementele rezonante:

Pasul de simulare și intervalul de simulare:

$$L := 19.4 \cdot 10^{-6}$$

$$t_{\max} := 40T_c$$

$$C := 880 \cdot 10^{-9}$$

$$\Delta t := \frac{T_c}{50}$$

$$R := 0.6$$

Unghiul de comandă:

$$\delta := 0.15$$

Matricele de stare:

$$A := \begin{pmatrix} 0 & -\omega_c & \frac{1}{C} & 0 \\ \omega_c & 0 & 0 & \frac{1}{C} \\ \frac{-1}{L} & 0 & \frac{-R}{L} & -\omega_c \\ 0 & \frac{-1}{L} & \omega_c & \frac{-R}{L} \end{pmatrix} \quad B := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{4 \cos\left(\frac{\phi}{2}\right)}{\pi \cdot L} \end{pmatrix}$$

$$MN := \left( \text{identity}(4) - \frac{1}{2} \cdot \Delta t \cdot A \right)^{-1}$$

$$M := MN \cdot \left( \text{identity}(4) + \frac{1}{2} \cdot \Delta t \cdot A \right)$$

$$N := MN \cdot \frac{1}{2} \cdot \Delta t \cdot B$$

Indicele pasului de integrare:

$$k := 1.. \frac{t_{\max}}{\Delta t}$$

Condițiile inițiale:

$$x_{1_0} := 0 \quad x_{2_0} := 0 \quad x_{3_0} := 0 \quad x_{4_0} := 0$$

Variația tensiunii de intrare:

$$ud_k := \text{if} \left( k < \frac{t_{\max}}{2 \cdot \Delta t}, U_d, 0.8 \cdot U_d \right)$$



Calculul variabilelor de stare:

$$\begin{pmatrix} x1_k \\ x2_k \\ x3_k \\ x4_k \end{pmatrix} := M \cdot \begin{pmatrix} x1_{k-1} \\ x2_{k-1} \\ x3_{k-1} \\ x4_{k-1} \end{pmatrix} + N \cdot (ud_{k-1} + ud_k)$$

Variabilele de ieșire:

$$y1_k := \sqrt{(x1_k)^2 + (x2_k)^2}$$

$$y2_k := \sqrt{(x3_k)^2 + (x4_k)^2}$$

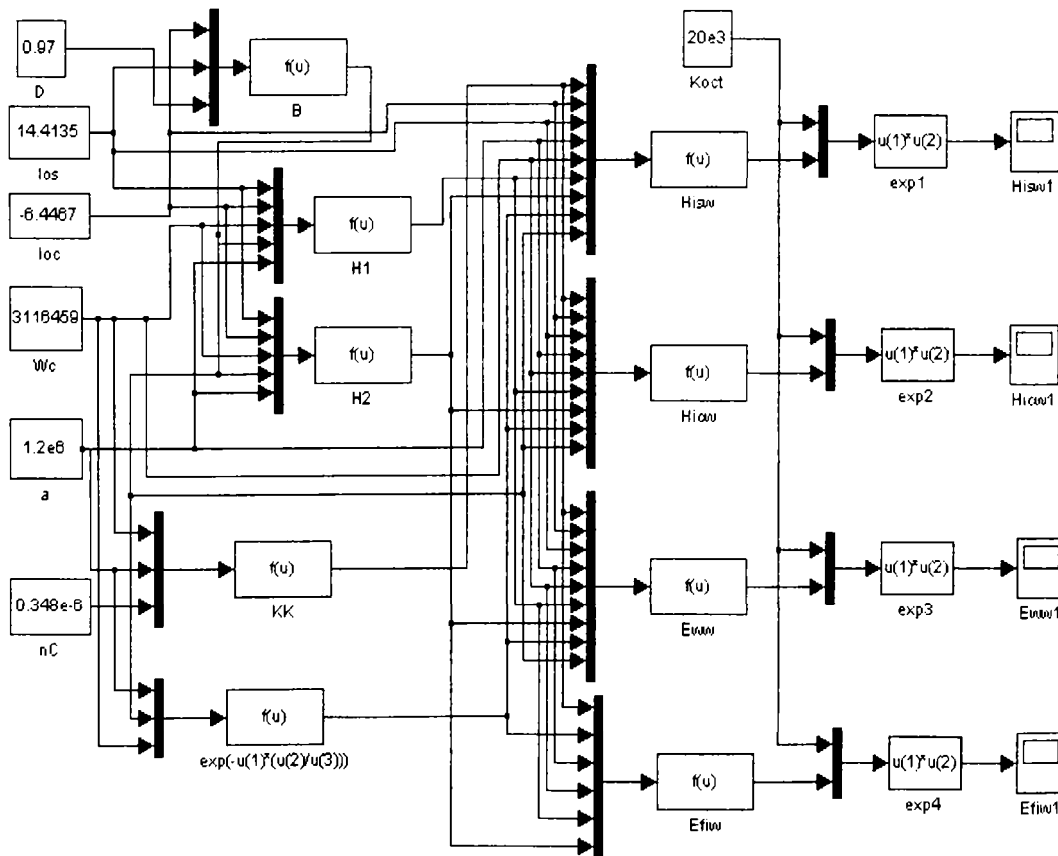
Valorile de vârf ale variabilelor de ieșire:

$$Y1 := \sqrt{(XO_{0,0})^2 + (XO_{1,0})^2} \quad Y2 := \sqrt{(XO_{2,0})^2 + (XO_{3,0})^2}$$

Soluția de regim staționar:

$$XO := A^{-1} \cdot B \cdot ud_{100}$$

### Anexa 8. Calcularea parametrilor buclei de reglare a frecvenței pentru modelul de semnal mic al inverterului rezonant serie folosind SIMULINK



## Anexa 9. Analiza stabilității buclei de reglare a frecvenței din modelul de semnal mic al invertorului rezonant serie pentru un nivel mare de putere

\*Modelul de semnal mic al invertorului rezonant serie pentru un nivel mare de putere

\*Partea superioară corespunzătoare modelului circuitului de putere

eLIoc 1 0 21 0 -0.13847m

eEui 2 1 23 0 1.2693

eEfi 3 2 29 0 -1.49846

vIos 3 4 dc 0

hLWc 5 4 vIoc 4.74776

Rs 5 6 0.7

Ls 6 7 19.4u

Cs 7 0 880n

gCWc 0 7 8 0 0.2145

gCUcc 0 7 21 0 -0.257m

\*Partea inferioară corespunzătoare modelului circuitului de putere

eLIos 0 12 21 0 1.2156m

vIoc 12 11 dc 0

h1LWc 11 10 vIos 4.7295

Rc 10 9 0.7

Lc 9 8 19.4u

Cc 8 0 880n

g1CWc 8 0 7 0 0.2145

g1CUcs 8 0 21 0 -29.2072u

\*Buclea de reglare a frecvenței

eww 13 0 21 0 -2.085m

efw 14 13 29 0 8316

hIos\_w 15 14 vIos -28.7

hIoc\_w 16 15 vIoc -1862

\*Semnalul injectat în buclă

vw 17 16 ac 1

rvw 17 0 1000k

eHw 18 0 LAPLACE {v(17)}={2.01\*s/((exp(s\*1.289e-5)-1)\*(s+1.909e6))}

R6 18 19 6.5k

R7 19 20 40k

\*R8 19 21 112k

C6 20 21 1.1u

eopw 21 0 0 19 1000k

ropw 21 0 1000k

\*Buclea de reglare a puterii

vfi 29 0 ac 0

rfi 29 0 1k

\*Tensiunea de intrare perturbată

vd 23 0 ac 0

rd 23 0 1k

.PRINT AC vdb(17) vdb(16) vp(17) vp(16)

```
.AC dec 250 1 50k
.PROBE
.end
```

### Anexa 10. Analiza stabilității buclei de reglare a frecvenței din modelul de semnal mic al invertorului rezonant serie pentru un nivel mediu de putere

\*Modelul de semnal mic al invertorului rezonant pentru un nivel mediu de putere

\*Partea superioară corespunzătoare modelului circuitului de putere

```
eLIoc 1 0 21 0 -0.192758m
```

```
eEui 2 1 23 0 1.1763
```

```
eEfi 3 2 29 0 -7.3087
```

```
vIos 3 4 dc 0
```

```
hLWc 5 4 vIoc 4.74776
```

```
Rs 5 6 0.7
```

```
Ls 6 7 19.4u
```

```
Cs 7 0 880n
```

```
gCWc 0 7 8 0 0.2145
```

```
gCUcc 0 7 21 0 -0.2333m
```

\*Partea inferioară corespunzătoare modelului circuitului de putere

```
eLIos 0 12 21 0 1.10755m
```

```
vIoc 12 11 dc 0
```

```
h1LWc 11 10 vIos 4.74776
```

```
Rc 10 9 0.7
```

```
Lc 9 8 19.4u
```

```
Cc 8 0 880n
```

```
g1CWc 8 0 7 0 0.21536
```

```
g1CUcs 8 0 21 0 -40.6032u
```

\*Bucă de reglare a frecvenței

```
eww 13 0 21 0 6.24m
```

```
efw 14 13 29 0 -2923
```

```
hIos_w 15 14 vIos 65.77
```

```
hIoc_w 16 15 vIoc -1982
```

\*Semnalul injectat în buclă

```
vw 17 16 ac 1
```

```
rvw 17 0 1000k
```

```
eHw 18 0 LAPLACE {v(17)}={2.01*s/((exp(s*1.289e-5)-1)*(s+1.909e6))}
```

```
R6 18 19 6.5k
```

```
R7 19 20 40k
```

```
*R8 19 21 112k
```

```
C6 20 21 1.1u
```

```
eopw 21 0 0 19 1000k
```

```
ropw 21 0 1000k
```

\*Bucă de reglare a puterii

```
vfi 29 0 ac 0
```

```
rfi 29 0 1k
```

\*Tensiunea de intrare perturbată

```
vd 23 0 ac 0
rd 23 0 1k
.PRINT AC vdb(17) vdb(16) vp(17) vp(16)
.AC dec 250 1 50k
.PROBE
.end
```

### **Anexa 11. Analiza stabilității buclei de reglare a frecvenței din modelul de semnal mic al invertorului rezonant serie pentru un nivel mic de putere**

```
*Modelul de semnal mic al invertorului rezonant serie pentru un nivel
*mic de putere
*Partea superioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIoc 1 0 21 0 -0.18537m
eEui 2 1 23 0 0.8184
eEfi 3 2 29 0 -14.6304
vIos 3 4 dc 0
hLWc 5 4 vIoc 4,82333
Rs 5 6 0.7
Ls 6 7 19.4u
Cs 7 0 880n
gCWc 0 7 8 0 0,2187905
gCUcc 0 7 21 0 -0.15426m
*Partea inferioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIos 0 12 21 0 0.7366m
vIoc 12 11 dc 0
h1LWc 11 10 vIos 4,82333
Rc 10 9 0.7
Lc 9 8 19.4u
Cc 8 0 880n
g1CWc 8 0 7 0 0,2187905
g1CUcs 8 0 21 0 -40.45362u
*Bucla de reglare a frecvenței
eww 13 0 21 0 -21.11m
efw 14 13 29 0 -17.99e3
hIos_w 15 14 vIos 653.1
hIoc_w 16 15 vIoc -2009
*Semnalul injectat în buclă
vw 17 16 ac 1
rvw 17 0 1000k
eHw 18 0 LAPLACE {v(17)}={1.9987*s/((exp(s*1.2765e-5)-1)*(s+1.909e6))}
R6 18 19 6.5k
R7 19 20 40k
*R8 19 21 112k
C6 20 21 1.1u
eopw 21 0 0 19 1000k
ropw 21 0 1000k
```

```

*Bucla de reglare a puterii
vfi 29 0 ac 0
rfi 29 0 1k
*Tensiunea de intrare perturbată
vd 23 0 ac 0
rd 23 0 1k
.PRINT AC vdb(17) vdb(16) vp(17) vp(16)
.AC dec 250 1 50k
.PROBE
.end

```

## **Anexa 12. Analiza stabilității buclei de reglare a frecvenței din modelul de semnal mic al inverterului pentru cazul în care rezistența de sarcină scade**

```

*Modelul de semnal mic al inverterului rezonant serie pentru cazul în
*care rezistența de sarcină scade
*Partea superioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIoc 1 0 21 0 -0.193146m
eEui 2 1 23 0 1.2693
eEfi 3 2 29 0 -1.49846
vIos 3 4 dc 0
hLWc 5 4 vIoc 4.74776
Rs 5 6 0.5
Ls 6 7 19.4u
Cs 7 0 880n
gCWc 0 7 8 0 0.2145
gCUcc 0 7 21 0 -0.30668m
*Partea inferioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIos 0 12 21 0 1.4505m
vIoc 12 11 dc 0
h1LWc 11 10 vIos 4.7295
Rc 10 9 0.5
Lc 9 8 19.4u
Cc 8 0 880n
g1CWc 8 0 7 0 0.2145
g1CUcs 8 0 21 0 -41.4384u
*Bucla de reglare a frecvenței
eww 13 0 21 0 -5.081m
efw 14 13 29 0 12750
hIos_w 15 14 vIos -42.78
hIoc_w 16 15 vIoc -1895
*Semnalul injectat în buclă
vw 17 16 ac 1
rvw 17 0 1000k
eHw 18 0 LAPLACE {v(17)}={2.01*s/((exp(s*1.289e-5)-1)*(s+1.909e6))}
R6 18 19 6.5k

```

```
R7 19 20 40k
*R8 19 21 112k
C6 20 21 1.1u
eopw 21 0 0 19 1000k
ropw 21 0 1000k
*Bucla de reglare a puterii
vfi 29 0 ac 0
rfi 29 0 1k
*Tensiunea de intrare perturbată
vd 23 0 ac 0
rd 23 0 1k
.PRINT AC vdb(17) vdb(16) vp(17) vp(16)
.AC dec 250 1 50k
.PROBE
.end
```

### **Anexa 13. Analiza stabilității buclei de reglare a frecvenței din modelul de semnal mic al inverterului pentru cazul în care rezistența de sarcină crește**

```
*Modelul de semnal mic al inverterului rezonant serie pentru cazul în
*care rezistența de sarcină crește
*Partea superioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIoc 1 0 21 0 -0.10185m
eEui 2 1 23 0 1.2693
eEfi 3 2 29 0 -1.49846
vIos 3 4 dc 0
hLWc 5 4 vIoc 4.74776
Rs 5 6 0.7
Ls 6 7 19.4u
Cs 7 0 880n
gCWc 0 7 8 0 0.2145
gCUcc 0 7 21 0 -0.221056m
*Partea inferioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIos 0 12 21 0 1.045466m
vIoc 12 11 dc 0
h1LWc 11 10 vIos 4.7295
Rc 10 9 0.7
Lc 9 8 19.4u
Cc 8 0 880n
g1CWc 8 0 7 0 0.2145
g1CUcs 8 0 21 0 -21.5336u
*Bucla de reglare a frecvenței
eww 13 0 21 0 -0.7925m
efw 14 13 29 0 5655
hIos_w 15 14 vIos -19.94
hIoc_w 16 15 vIoc -1837
```

```

*Semnalul injectat în buclă
vw 17 16 ac 1
rvw 17 0 1000k
eHw 18 0 LAPLACE {v(17)}={2.01*s/((exp(s*1.289e-5)-1)*(s+1.909e6))}
R6 18 19 6.5k
R7 19 20 40k
*R8 19 21 112k
C6 20 21 1.1u
eopw 21 0 0 19 1000k
ropw 21 0 1000k
*Bucla de reglare a puterii
vfi 29 0 ac 0
rfi 29 0 1k
*Tensiunea de intrare perturbată
vd 23 0 ac 0
rd 23 0 1k
.PRINT AC vdb(17) vdb(16) vp(17) vp(16)
.AC dec 250 1 50k
.PROBE
.end

```

#### **Anexa 14. Analiza stabilității buclei de reglare a frecvenței din modelul de semnal mic al inverterului pentru cazul în care inductanța de sarcină scade**

```

*Modelul de semnal mic al inverterului rezonant serie pentru cazul în
*care inductanța de sarcină scade
*Partea superioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIoc 1 0 21 0 -0.13711m
eEui 2 1 23 0 1.2693
eEfi 3 2 29 0 -1.49846
vIos 3 4 dc 0
hLWc 5 4 vIoc 4.44972
Rs 5 6 0.6
Ls 6 7 17.5u
Cs 7 0 880n
gCWc 0 7 8 0 0.222615
gCUcc 0 7 21 0 -0.235224m
*Partea inferioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIos 0 12 21 0 1.0934m
vIoc 12 11 dc 0
h1LWc 11 10 vIos 4.4972
Rc 10 9 0.6
Lc 9 8 17.5u
Cc 8 0 880n
g1CWc 8 0 7 0 0.222615
g1CUcs 8 0 21 0 -30.492u
*Bucla de reglare a frecvenței

```

```
eww 13 0 21 0 -2.813m
efw 14 13 29 0 9048
hIos_w 15 14 vIos -33.94
hIoc_w 16 15 vIoc -1747
*Semnalul injectat în buclă
vw 17 16 ac 1
rvw 17 0 1000k
eHw 18 0 LAPLACE {v(17)}={1.906*s/((exp(s*1.222e-5)-1)*(s+1.909e6))}
R6 18 19 6.5k
R7 19 20 40k
*R8 19 21 112k
C6 20 21 1.1u
eopw 21 0 0 19 1000k
ropw 21 0 1000k
*Bucla de reglare a puterii
vfi 29 0 ac 0
rfi 29 0 1k
*Tensiunea de intrare perturbată
vd 23 0 ac 0
rd 23 0 1k
.PRINT AC vdb(17) vdb(16) vp(17) vp(16)
.AC dec 250 1 50k
.PROBE
.end
```

### **Anexa 15. Analiza stabilității buclei de reglare a frecvenței din modelul de semnal mic al inverterului pentru cazul în care inductanța de sarcină crește**

```
*Modelul de semnal mic al inverterului rezonant serie pentru cazul în
*care inductanța de sarcină crește
*Partea superioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIoc 1 0 21 0 -0.06421m
eEui 2 1 23 0 1.2693
eEfi 3 2 29 0 -9.9897
vIos 3 4 dc 0
hLWc 5 4 vIoc 38.7295
Rs 5 6 16
Ls 6 7 13.4u
Cs 7 0 12.76n
gCWc 0 7 8 0 0.033525
gCUcc 0 7 21 0 -5.426u
*Partea inferioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIos 0 12 21 0 0.1910m
vIoc 12 11 dc 0
h1LWc 11 10 vIos 38.7295
Rc 10 9 16
```



```

Lc 9 8 13.4u
Cc 8 0 12.76n
g1CWc 8 0 7 0 0.033525
g1CUcs 8 0 21 0 -1.823u
*Bucula de reglare a frecvenței
eww 13 0 21 0 -0.0118
efw 14 13 29 0 79.491e3
hIos_w 15 14 vIos -2.75739e3
hIoc_w 16 15 vIoc -21.331e3
*Semnalul injectat în buclă
vw 17 16 ac 1
rvw 17 0 1000k
eHw 18 0 LAPLACE {v(17)}={13.29*s/((exp(s*1.07e-6)-1)*(s+11.957e6))}
R6 18 19 5.2k
R7 19 20 26k
*R8 19 21 112k
C6 20 21 0.1u
eopw 21 0 0 19 1000k
ropw 21 0 1000k
*Bucula de reglare a puterii
vfi 29 0 ac 0
rfi 29 0 1k
*Tensiunea de intrare perturbată
vd 23 0 ac 0
rd 23 0 1k
.PRINT AC vdb(17) vdb(16) vp(17) vp(16)
.AC dec 250 10 1000k
.PROBE
.end

```

### **Anexa 16. Analiza stabilității buclei de reglare a puterii din modelul de semnal mic al invertorului rezonant pentru un nivel mare de putere**

```

*Modelul de semnal mic al invertorului rezonant serie pentru un nivel
*mare de putere
*Partea superioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIoc 1 0 21 0 -0.13847m
eEui 2 1 23 0 1.2693
eEfi 3 2 29 0 -1.49846
vIos 3 4 dc 0
hLWc 5 4 vIoc 4.7295
Rs 5 6 0.6
Ls 6 7 19.4u
Cs 7 0 880n
gCWc 0 7 8 0 0.2145
gCUcc 0 7 21 0 -0.257m

```

\*Partea inferioară corespunzătoare modelului circuitului de putere

eLIos 0 12 21 0 1.2156m

vIoc 12 11 dc 0

h1LWc 11 10 vIos 4.7295

Rc 10 9 0.6

Lc 9 8 19.4u

Cc 8 0 880n

g1CWc 8 0 7 0 0.2145

g1CUcs 8 0 21 0 -29.2072u

\*Bucla de reglare a frecvenței

eww 13 0 21 0 -2.085m

efw 14 13 29 0 8316

hIos\_w 15 14 vIos -28.7

hIoc\_w 16 15 vIoc -1862

\*Semnalul injectat în buclă

vw 17 16 ac 1

rvw 17 0 1000k

eHw 18 0 LAPLACE {v(17)}={2.01\*s/((exp(s\*1.289e-5)-1)\*(s+1.909e6))}

R8 18 19 6.5k

R7 19 20 40k

\*R8 19 21 112k

C6 20 21 1.1u

eopw 21 0 0 19 1000k

ropw 21 0 1000k

\*Bucla de reglare a puterii

eKp 24 0 22 0 0.0001

vf 25 24 ac 1

rvf 25 0 1000k

eHf 26 0 LAPLACE {v(25)}={5e6\*exp(-s\*2e-7)/(s+3e4)}

R2 26 27 0.6k

R3 27 28 1k

C2 28 29 1u

C3 27 29 0.12n

eopf 29 0 27 0 1000k

ropf 29 0 1000k

\*Determinarea puterii de ieșire perturbate

fIos 0 22 vIos 62.66

fIoc 0 22 vIoc -7.121

ip 0 22 ac 0m

R 22 0 0.6

\*Tensiunea de intrare perturbată

vd 23 0 ac 0

rd 23 0 1k

.PRINT AC vdb(17) vdb(16) vp(17) vp(16) vdb(25) vdb(24) vp(25) vp(24)

.AC dec 250 1 50k

.PROBE

.end

**Anexa 17. Analiza stabilității buclei de reglare a puterii din modelul de semnal mic al invertorului rezonant serie pentru un nivel mediu de putere**

\*Modelul de semnal mic al invertorului rezonant serie pentru un nivel \*mediu de putere

\*Partea superioară corespunzătoare modelului circuitului de putere

eLIoc 1 0 21 0 -0.192758m

eEui 2 1 23 0 1.2693

eEfi 3 2 29 0 -1.49846

vIos 3 4 dc 0

hLWc 5 4 vIoc 4.74776

Rs 5 6 0.6

Ls 6 7 19.4u

Cs 7 0 880n

gCWc 0 7 8 0 0.21536

gCUcc 0 7 21 0 -0.23328m

\*Partea inferioară corespunzătoare modelului circuitului de putere

eLIos 0 12 21 0 1.10755m

vIoc 12 11 dc 0

h1LWc 11 10 vIos 4.74776

Rc 10 9 0.6

Lc 9 8 19.4u

Cc 8 0 880n

g1CWc 8 0 7 0 0.21536

g1CUcs 8 0 21 0 -40.6032u

\*Bucula de reglare a frecvenței

eww 13 0 21 0 6.24m

efw 14 13 29 0 -2923

hIos\_w 15 14 vIos 65.77

hIoc\_w 16 15 vIoc -1982

\*Semnalul injectat în buclă

vw 17 16 ac 1

rvw 17 0 1000k

eHw 18 0 LAPLACE {v(17)}={2\*s/((exp(s\*1.2837e-5)-1)\*(s+1.909e6))}

R6 18 19 6.5k

R7 19 20 40k

\*R8 19 21 112k

C6 20 21 1.1u

eopw 21 0 0 19 1000k

ropw 21 0 1000k

\*Bucula de reglare a puterii

eKp 24 0 22 0 0.0001

vf 25 24 ac 1

rvf 25 0 1000k

eHf 26 0 LAPLACE {v(25)}={5e6\*exp(-s\*2e-7)/(s+3e4)}

R2 26 27 0.6k

R3 27 28 1k

C2 28 29 1u

```
C3 27 29 0.12n
eopf 29 0 27 0 1000k
ropf 29 0 1000k
*Determinarea puterii de ieşire perturbate
fIos 0 22 vIos 57.09
fIoc 0 22 vIoc -9.936
ip 0 22 ac 0m
R 22 0 0.6
*Tensiunea de intrare perturbată
vd 23 0 ac 0
rd 23 0 1k
.PRINT AC vdb(17) vdb(16) vp(17) vp(16) vdb(25) vdb(24) vp(25) vp(24)
.AC dec 250 1 50k
.PROBE
.end
```

### **Anexa 18. Analiza stabilităţii buclei de reglare a puterii din modelul de semnal mic al invertorului rezonant serie pentru un nivel mic de putere**

```
*Modelul de semnal mic al invertorului rezonant serie pentru un nivel
*mic de putere
*Partea superioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIoc 1 0 21 0 -0.19314m
eEui 2 1 23 0 1.2693
eEfi 3 2 29 0 -1.49846
vIos 3 4 dc 0
hLWc 5 4 vIoc 4.77458
Rs 5 6 0.6
Ls 6 7 19.4u
Cs 7 0 880n
gCWc 0 7 8 0 0.2165789
gCUcc 0 7 21 0 -0.15426m
*Partea inferioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIos 0 12 21 0 0.7366m
vIoc 12 11 dc 0
h1LWc 11 10 vIos 4.77458
Rc 10 9 0.6
Lc 9 8 19.4u
Cc 8 0 880n
g1CWc 8 0 7 0 0.2165789
g1CUcs 8 0 21 0 -40.40536u
*Buclea de reglare a frecvenţei
eww 13 0 21 0 -21.11m
efw 14 13 29 0 -17990
hIos_w 15 14 vIos 653.1
hIoc_w 16 15 vIoc -2009
```

```

*Semnalul injectat în buclă
vw 17 16 ac 1
rvw 17 0 1000k
eHw 18 0 LAPLACE {v(17)}={1.9887*s/((exp(s*1.2765e-5)-1)*(s+1.909e6))}
R6 18 19 6.5k
R7 19 20 40k
*R8 19 21 112k
C6 20 21 1.1u
eopw 21 0 0 19 1000k
ropw 21 0 1000k
*Bucla de reglare a puterii
eKp 24 0 22 0 0.0001
vf 25 24 ac 1
rvf 25 0 1000k
eHf 26 0 LAPLACE {v(25)}={5e6*exp(-s*2e-7)/(s+5e4)}
R2 26 27 0.6k
R3 27 28 1k
C2 28 29 1u
C3 27 29 0.12n
eopf 29 0 27 0 1000k
ropf 29 0 1000k
*Determinarea puterii de iesire perturbate
fIos 0 22 vIos 37.97
fIoc 0 22 vIoc -9.956
ip 0 22 ac 0m
R 22 0 0.6
*Tensiunea de intrare perturbată
vd 23 0 ac 0
rd 23 0 1k
.PRINT AC vdb(17) vdb(16) vp(17) vp(16) vdb(25) vdb(24) vp(25) vp(24)
.AC dec 250 1 50k
.PROBE
.end

```

**Anexa 19. Analiza răspunsului modelul de semnal mic al inverterului la semnal treaptă pentru un nivel mare de putere la creșterea tensiunii de alimentare**

```

*Modelul de semnal mic al inverterului rezonant serie pentru analiza *răspunsului la
semnal treaptă la nivel mare de putere la creșterea *tensiunii de alimentare
*Partea superioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIoc 1 0 21 0 -0.13847m
eEui 2 1 23 0 1.2693
eEfi 3 2 29 0 1.49846
vIos 3 4 dc 0
hLWc 5 4 vIoc 4.74776
Rs 5 6 0.6
Ls 6 7 19.4u

```

```
Cs 7 0 880n
gCWc 0 7 8 0 0.2145
gCUcc 0 7 21 0 -0.257m
*Partea inferioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIos 0 12 21 0 1.2156m
vIoc 12 11 dc 0
h1LWc 11 10 vIos 4.7295
Rc 10 9 0.6
Lc 9 8 19.4u
Cc 8 0 880n
g1CWc 8 0 7 0 0.2145
g1CUcs 8 0 21 0 -29.2072u
*Bucula de reglare a frecvenței
eww 13 0 21 0 -2.085m
efw 14 13 29 0 8316
hIos_w 15 14 vIos -28.7
hIoc_w 16 15 vIoc -1862
*Semnalul injectat în buclă
vw 17 16 ac 1
rvw 17 0 1000k
eHw 18 0 LAPLACE {v(17)}={2.01*s/((exp(s*1.289e-5)-1)*(s+1.909e6))}
R6 18 19 6.5k
R7 19 20 40k
*R8 19 21 112k
C6 20 21 1.1u
eopw 21 0 0 19 1000k
ropw 21 0 1000k
*Bucula de reglare a puterii
eKp 24 0 22 0 0.0001
vf 25 24 ac 1
rvf 25 0 1000k
eHf 26 0 LAPLACE {v(25)}={5e6*exp(-s*2e-7)/(s+3e4)}
R2 26 27 0.6k
R3 27 28 1k
C2 28 29 1u
C3 27 29 0.12n
eopf 29 0 27 0 1000k
ropf 29 0 1000k
*Determinarea puterii de ieșire perturbate
fIos 0 22 vIos 62.66
fIoc 0 22 vIoc -7.121
ip 0 22 ac 0m
R 22 0 0.6
*Tensiunea de intrare perturbată
vd 23 0 pulse(0 0.1 1m 10u 10u 10m 10m)
rd 23 0 1k
.TRAN 10ms 11ms
.PROBE
.end
```

**Anexa 20. Analiza răspunsului modelul de semnal mic al invertorului  
la semnal treaptă pentru un nivel mare de putere la  
scăderea tensiunii de alimentare**

\*Modelul de semnal mic al invertorului rezonant serie pentru analiza \*răspunsului la semnal treaptă la nivel mare de putere la scăderea \*tensiunii de alimentare

\*Partea superioară corespunzătoare modelului circuitului de putere

eLIoc 1 0 21 0 -0.13847m

eEui 2 1 23 0 1.2693

eEfi 3 2 29 0 1.49846

vIos 3 4 dc 0

hLWc 5 4 vIoc 4.74776

Rs 5 6 0.6

Ls 6 7 19.4u

Cs 7 0 880n

gCWc 0 7 8 0 0.2145

gCUcc 0 7 21 0 -0.257m

\*Partea inferioară corespunzătoare modelului circuitului de putere

eLIos 0 12 21 0 1.2156m

vIoc 12 11 dc 0

h1LWc 11 10 vIos 4.7295

Rc 10 9 0.6

Lc 9 8 19.4u

Cc 8 0 880n

g1CWc 8 0 7 0 0.2145

g1CUcs 8 0 21 0 -29.2072u

\*Bucla de reglare a frecvenței

eww 13 0 21 0 -2.085m

efw 14 13 29 0 8316

hIos\_w 15 14 vIos -28.7

hIoc\_w 16 15 vIoc -1862

\*Semnalul injectat în buclă

vw 17 16 ac 1

rvw 17 0 1000k

eHw 18 0 LAPLACE {v(17)}={2.01\*s/((exp(s\*1.289e-5)-1)\*(s+1.909e6))}

R6 18 19 6.5k

R7 19 20 40k

\*R8 19 21 112k

C6 20 21 1.1u

eopw 21 0 0 19 1000k

ropw 21 0 1000k

\*Bucla de reglare a puterii

eKp 24 0 22 0 0.0001

vf 25 24 ac 1

rvf 25 0 1000k

eHf 26 0 LAPLACE {v(25)}={5e6\*exp(-s\*2e-7)/(s+3e4)}

R2 26 27 0.6k

R3 27 28 1k

C2 28 29 1u

```
C3 27 29 0.12n
eopf 29 0 27 0 1000k
ropf 29 0 1000k
*Determinarea puterii de ieşire perturbate
fIos 0 22 vIos 62.66
fIoc 0 22 vIoc -7.121
ip 0 22 ac 0m
R 22 0 0.6
*Tensiunea de intrare perturbată
vd 23 0 pulse(0 -0.1 1m 10u 10u 10m 10m)
rd 23 0 1k
.TRAN 10ms 11ms
.PROBE
.end
```

### **Anexa 21. Analiza răspunsului modelul de semnal mic al invertorului la semnal treaptă pentru un nivel mediu de putere la scăderea rezistenței de intrare**

```
*Modelul de semnal mic al invertorului rezonant serie pentru analiza răspunsului
* la semnal treaptă la nivel mare de putere la scăderea rezistenței de sarcină
*Partea superioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIoc 1 0 21 0 -0.13847m
eEui 2 1 23 0 1.2693
eEfi 3 2 29 0 1.49846
vIos 3 4 dc 0
hLWc 5 4 vIoc 4.74776
Rs 5 6 0.6
S1 5 34 31 0 SMOD1
R11 34 6 3
Ls 6 7 19.4u
S4 6 36 31 0 SMOD1
L11 36 7 168u
Cs 7 0 880n
gCWc 0 7 8 0 0.2145
gCUcc 0 7 21 0 -0.257m
*Partea inferioară corespunzătoare modelului circuitului de putere
eLIos 0 12 21 0 1.2156m
vIoc 12 11 dc 0
h1LWc 11 10 vIos 4.7295
Rc 10 9 0.6
S2 10 35 31 0 SMOD1
R12 35 9 3
Lc 9 8 19.4u
S5 9 37 31 0 SMOD1
L12 37 8 168u
Cc 8 0 880n
g1CWc 8 0 7 0 0.2145
```



```
g1CUcs 8 0 21 0 -29.2072u
*Bucula de reglare a frecvenței
eww 13 0 21 0 -2.085m
efw 14 13 29 0 8316
hIos_w 15 14 vIos -28.7
hIoc_w 16 15 vIoc -1862
*Semnalul injectat în buclă
vw 17 16 ac 1
rvw 17 0 1000k
eHw 18 0 LAPLACE {v(17)}={2.01*s/((exp(s*1.289e-5)-1)*(s+1.909e6))}
R6 18 19 6.5k
R7 19 20 40k
R8 19 21 112k
C6 20 21 1.1u
eopw 21 0 0 19 1000k
ropw 21 0 1000k
*Bucula de reglare a puterii
eKp 24 0 22 0 0.0001
vf 25 24 ac 1
rvf 25 0 1000k
eHf 26 0 LAPLACE {v(25)}={5e6*exp(-s*2e-7)/(s+3e4)}
R2 26 27 0.6k
R3 27 28 1k
C2 28 29 1u
C3 27 29 0.12n
eopf 29 0 27 0 1000k
ropf 29 0 1000k
*Determinarea puterii de ieșire perturbate
fIos 0 22 vIos 62.66
fIoc 0 22 vIoc -7.121
ip 0 22 ac 0m
R 22 0 0.6
S3 0 33 31 0 SMOD1
R10 33 22 3
*Tensiune comandă întrerupătoare
vg 31 0 pulse(0 1 1m 1u 1u 10m 10m)
Rg 31 0 1k
*Tensiunea de intrare perturbată
vd 23 0 pulse(30 30 1m 10u 10u 10m 10m)
rd 23 0 1k
.MODEL SMOD1 VSWITCH
.PRINT AC vdb(17) vdb(16) vp(17) vp(16) vdb(25) vdb(24) vp(25) vp(24)
.TRAN 10m 10m
.PROBE
.end
```

## Anexa 22. Programul MathCAD pentru modelul de semnal mare al invertorului rezonant serie cu reținerea primei componente Fourier.

*Frecvența și perioada de comutare:*

$$f_c := 38800$$

$$T_c := \frac{1}{f_c}$$

$$\omega_c := 2 \cdot \pi \cdot f_c$$

*Tensiunea de alimentare:*

$$U_d := 30$$

*Elementele rezonante:*

$$L := 19.4 \cdot 10^{-6}$$

$$C := 880 \cdot 10^{-9}$$

$$R := 0.6$$

*Pasul de simulare și intervalul de simulare:*

$$t_{\max} := 40T_c$$

$$\Delta t := \frac{T_c}{50}$$

*Indicele pasului de integrare:*

$$k := 1.. \frac{t_{\max}}{\Delta t}$$

*Condițiile inițiale:*

$$x1_0 := 0 \quad x2_0 := 0 \quad x3_0 := 0 \quad x4_0 := 0$$

*Matricele de stare:*

$$A := \begin{pmatrix} \frac{-R}{L} & \omega_c & \frac{-1}{L} & 0 \\ -\omega_c & \frac{-R}{L} & 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & \omega_c \\ 0 & \frac{1}{C} & -\omega_c & 0 \end{pmatrix} \quad B := \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{-2 \cos(\delta)}{\pi \cdot L} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$MN := \left( \text{identity}(4) - \frac{1}{2} \cdot \Delta t \cdot A \right)^{-1}$$

$$M := MN \cdot \left( \text{identity}(4) + \frac{1}{2} \cdot \Delta t \cdot A \right)$$

$$N := MN \cdot \frac{1}{2} \cdot \Delta t \cdot B$$

Variația tensiunii de intrare:

$$ud_k := \text{if} \left( k < \frac{t_{\max}}{2 \cdot \Delta t}, Ud, 0.8 \cdot Ud \right)$$

Calculul variabilelor de stare:

$$\begin{pmatrix} x1_k \\ x2_k \\ x3_k \\ x4_k \end{pmatrix} := M \cdot \begin{pmatrix} x1_{k-1} \\ x2_{k-1} \\ x3_{k-1} \\ x4_{k-1} \end{pmatrix} + N \cdot (ud_{k-1} + ud_k)$$

Variabilele de ieșire:

$$y1_k := 2 \cdot \sqrt{(x1_k)^2 + (x2_k)^2}$$

$$y2_k := 2 \cdot \sqrt{(x3_k)^2 + (x4_k)^2}$$

Soluția de regim staționar:

$$XO := A^{-1} \cdot B \cdot ud_{100}$$

Valorile de vârf ale variabilelor de ieșire:

$$Y1 := 2 \cdot \sqrt{(XO_{0,0})^2 + (XO_{1,0})^2} \quad Y1 = 207.668 \quad Y2 = 963.035$$

$$Y2 := 2 \cdot \sqrt{(XO_{2,0})^2 + (XO_{3,0})^2}$$

### **Anexa 23. Programul MathCAD pentru modelul de semnal mare al inverterului rezonant serie cu reținerea mai multor componente ale seriei Fourier.**

*Frecvența și perioada de comutare:*

$$fc := 38800$$

$$Tc := \frac{1}{fc}$$

$$\omega c := 2 \cdot \pi \cdot fc$$

*Tensiunea de alimentare:*

$$Ud := 30$$

*Elementele rezonante:*

$$L := 19.4 \cdot 10^{-6}$$

$$C := 880 \cdot 10^{-9}$$

$$R := 0.6$$

*Pasul de simulare și intervalul de simulare:*

$$t_{\max} := 40Tc$$

$$\Delta t := \frac{Tc}{50}$$

**Unghiul de comandă:**

$$\delta := 0.079$$

**Indicele pasului de integrare:**

$$k := 1.. \frac{t_{\max}}{\Delta t}$$

**Condițiile inițiale:**

$$x_{1_0} := 0 \quad x_{2_0} := 0 \quad x_{3_0} := 0 \quad x_{4_0} := 0$$

$$x_{5_0} := 0 \quad x_{6_0} := 0 \quad x_{7_0} := 0 \quad x_{8_0} := 0$$

**Matricele de stare:**

$$A := \begin{pmatrix} \frac{-R}{L} & \omega c & 0 & 0 & \frac{-1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega c & \frac{-R}{\tau} & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} & 3 \cdot \omega c & 0 & 0 & \frac{-1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -3 \cdot \omega c & \frac{-R}{L} & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega c & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & -\omega c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 \cdot \omega c \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & -3 \cdot \omega c & 0 \end{pmatrix} \quad B := \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{2 \cdot \cos(\delta)}{\pi \cdot L} \\ 0 \\ \frac{2 \cdot \cos(\delta)}{3\pi \cdot L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$MN := \left( \text{identity}(8) - \frac{1}{2} \cdot \Delta t \cdot A \right)^{-1}$$

$$M := MN \cdot \left( \text{identity}(8) + \frac{1}{2} \cdot \Delta t \cdot A \right)$$

$$N := MN \cdot \frac{1}{2} \cdot \Delta t \cdot B$$

**Variația tensiunii de intrare:**

$$ud_k := \text{if} \left( k < \frac{t_{\max}}{2 \cdot \Delta t}, Ud, 0.8 \cdot Ud \right)$$

**Calculul variabilelor de stare:**

$$\begin{pmatrix} x_{1_k} \\ x_{2_k} \\ x_{3_k} \\ x_{4_k} \\ x_{5_k} \\ x_{6_k} \\ x_{7_k} \\ x_{8_k} \end{pmatrix} := M \cdot \begin{pmatrix} x_{1_{k-1}} \\ x_{2_{k-1}} \\ x_{3_{k-1}} \\ x_{4_{k-1}} \\ x_{5_{k-1}} \\ x_{6_{k-1}} \\ x_{7_{k-1}} \\ x_{8_{k-1}} \end{pmatrix} + N \cdot (ud_{k-1} + ud_k)$$

*Variabilele de ieșire:*

$$y1_k := 2 \cdot \sqrt{(x1_k)^2 + (x2_k)^2 + (x3_k)^2 + (x4_k)^2}$$

$$y2_k := 2 \cdot \sqrt{(x5_k)^2 + (x6_k)^2 + (x7_k)^2 + (x8_k)^2}$$

$$y3_k := 2 \cdot \sqrt{|x1_k|^2 + |x2_k|^2 + |x3_k|^2 + |x4_k|^2}$$

$$y4_k := 2 \cdot \sqrt{|x5_k|^2 + |x6_k|^2 + |x7_k|^2 + |x8_k|^2}$$

$$y5_k := 2 \cdot \sqrt{(x1_k)^2 + (x2_k)^2}$$

$$y6_k := 2 \cdot \sqrt{(x5_k)^2 + (x6_k)^2}$$

*Soluția de regim staționar și valorile de vârf ale variabilelor de ieșire:*

$$XO := A^{-1} \cdot B \cdot ud_{100}$$

$$Y1 := 2 \cdot \sqrt{(XO_{0,0})^2 + (XO_{1,0})^2 + (XO_{2,0})^2 + (XO_{3,0})^2}$$

$$Y2 := 2 \cdot \sqrt{(XO_{4,0})^2 + (XO_{5,0})^2 + (XO_{6,0})^2 + (XO_{7,0})^2}$$

$$Y1 = 207.695$$

$$Y2 = 963.049$$

### **Anexa 24. Programul MathCAD pentru modelul de semnal mic al invertorului rezonant serie cu reținerea primei componente Fourier.**

*Frecvența și perioada de comutare:*

$$fc := 38800$$

$$\omega := 0, 10.. 100000$$

$$Tc := \frac{1}{fc}$$

$$\omega c := 2 \cdot \pi \cdot fc$$

*Elementele rezonante:*

$$L := 19.4 \cdot 10^{-6}$$

$$C := 880 \cdot 10^{-9}$$

$$R := 0.6$$

*Tensiunea de alimentare:*

$$Ud := 30$$

*Unghiul de comandă:*

$$\hat{\delta} := 0.873$$

*Soluția de regim staționar:*

$$j := i$$

$$i1(R) := 2 \cdot \frac{-U_d \cdot \omega_c \cdot C}{\pi \cdot (\omega_c^2 \cdot L \cdot C - j \cdot \omega_c \cdot R \cdot C - 1)}$$

$$uc1(R) := 2 \cdot \frac{U_d}{\pi} \cdot \frac{j}{\omega_c^2 \cdot L \cdot C - j \cdot \omega_c \cdot R \cdot C - 1}$$

*Variabilele de stare:*

$$x1(R) := \text{Re}(i1(R)) \quad x3(R) := \text{Re}(uc1(R))$$

$$x2(R) := \text{Im}(i1(R)) \quad x4(R) := \text{Im}(uc1(R))$$

*Matricele răspunsului dinamic al invertorului:*

$$M(\omega, R) := \begin{pmatrix} j \cdot \omega + \frac{R}{L} & -\omega_c & \frac{1}{L} & 0 \\ \omega_c & j \cdot \omega + \frac{R}{L} & 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 & j \cdot \omega & -\omega_c \\ 0 & -\frac{1}{C} & \omega_c & j \cdot \omega \end{pmatrix} \quad N := \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{2 \cdot \cos(\delta)}{\pi \cdot L} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$X(\omega, R) := M(\omega, R)^{-1} \cdot N$$

$$Xt(\omega, R) := X(\omega, R)^T$$

*Variabilele de ieșire:*

$$y1(\omega, R) := \frac{2 \cdot (x1(R) \cdot Xt(\omega, R)^{\langle 0 \rangle} + x2(R) \cdot Xt(\omega, R)^{\langle 1 \rangle})}{|i1(R)|}$$

$$y2(\omega, R) := \frac{2 \cdot (x3(R) \cdot Xt(\omega, R)^{\langle 2 \rangle} + x4(R) \cdot Xt(\omega, R)^{\langle 3 \rangle})}{|uc1(R)|}$$

### **Anexa 25. Programul MathCAD pentru modelul de semnal mic al invertorului rezonant serie cu reținerea mai multor componente ale seriei Fourier.**

*Frecvența și perioada de comutare:*

$$f_c := 38800$$

$$\omega := 0, 10.. 100000$$

$$T_c := \frac{1}{f_c}$$

$$\omega_c := 2 \cdot \pi \cdot f_c$$

*Elementele rezonante:*

$$L := 19.4 \cdot 10^{-6}$$

$$C := 880 \cdot 10^{-9}$$

$$R := 0.6$$

Tensiunea de alimentare:

$$U_d := 30$$

Soluția de regim staționar:

$$j := i$$

$$i_1(R) := 2 \cdot \frac{-U_d \cdot \omega C}{\pi \cdot (\omega^2 \cdot L \cdot C - j \cdot \omega C \cdot R \cdot C - 1)}$$

$$u_{c1}(R) := 2 \cdot \frac{U_d}{\pi} \cdot \frac{j}{\omega^2 \cdot L \cdot C - j \cdot \omega C \cdot R \cdot C - 1}$$

$$i_3(R) := 2 \cdot \frac{-U_d \cdot 3\omega C}{3\pi \cdot (9\omega^2 \cdot L \cdot C - j \cdot 3\omega C \cdot R \cdot C - 1)}$$

$$u_{c3}(R) := 2 \cdot \frac{U_d}{3\pi} \cdot \frac{j}{(3\omega)^2 \cdot L \cdot C - j \cdot 3\omega C \cdot R \cdot C - 1}$$

Variabilele de stare:

$$x_1(R) := \text{Re}(i_1(R)) \quad x_5(R) := \text{Re}(u_{c1}(R))$$

$$x_2(R) := \text{Im}(i_1(R)) \quad x_6(R) := \text{Im}(u_{c1}(R))$$

$$x_3(R) := \text{Re}(i_3(R)) \quad x_7(R) := \text{Re}(u_{c3}(R))$$

$$x_4(R) := \text{Im}(i_3(R)) \quad x_8(R) := \text{Im}(u_{c3}(R))$$

Matricele răspunsului dinamic al invertorului:

$$M(\omega, R) := \begin{pmatrix} j \cdot \omega + \frac{R}{L} & -\omega C & 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ \omega C & j \cdot \omega + \frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & j \cdot \omega + \frac{R}{L} & -3\omega C & 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 3\omega C & j \cdot \omega + \frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & j \cdot \omega & -\omega C & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{C} & 0 & 0 & \omega C & j \cdot \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C} & 0 & 0 & 0 & j \cdot \omega & -3\omega C \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{C} & 0 & 0 & 3\omega C & j \cdot \omega \end{pmatrix} \quad N = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{2 \cdot \cos(\delta)}{\pi \cdot L} \\ 0 \\ \frac{2 \cdot \cos(\delta)}{3\pi \cdot L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$X(\omega, R) := M(\omega, R)^{-1} \cdot N$$

$$Xt(\omega, R) := X(\omega, R)^T$$

Variabilele de ieșire:

$$y1(\omega, R) := \frac{2 \cdot (x1(R) \cdot Xt(\omega, R)^{(0)} + x2(R) \cdot Xt(\omega, R)^{(1)}) + 2 \cdot (x3(R) \cdot Xt(\omega, R)^{(2)} + x4(R) \cdot Xt(\omega, R)^{(3)})}{\sqrt{(|i1(R)|)^2 + (|i3(R)|)^2}}$$

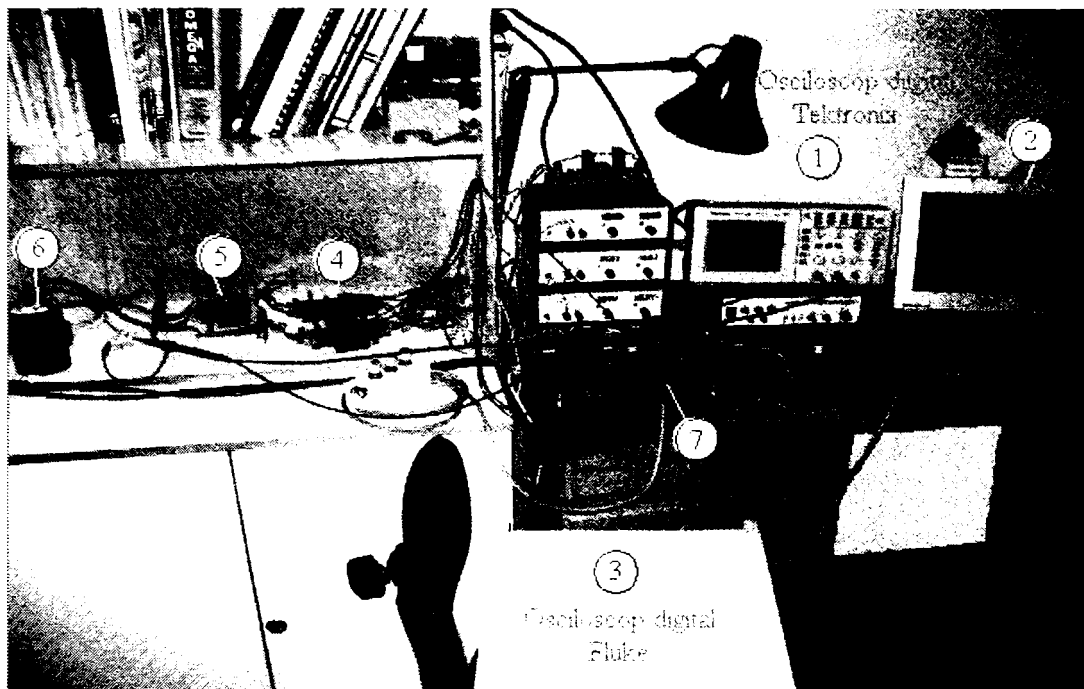
$$y2(\omega, R) := \frac{2 \cdot (x5(R) \cdot Xt(\omega, R)^{(4)} + x6(R) \cdot Xt(\omega, R)^{(5)}) + 2 \cdot (x7(R) \cdot Xt(\omega, R)^{(6)} + x8(R) \cdot Xt(\omega, R)^{(7)})}{\sqrt{(|uc1(R)|)^2 + (|uc3(R)|)^2}}$$

**Anexa 26. Valori limită pentru IGBT-urile Semikron de tipul SKM 100GB 123D sub forma unor module conținând două IGBT-uri și diodele în antiparalel.**

IGBT	Tensiunea colector – emitor maximă ( $U_{CE\ max}$ )		1200 [V]
	Tensiunea grilă – emitor maximă ( $U_{GE\ max}$ )		20 [V]
	Curentul de colector maxim ( $I_{C\ max}$ )	DC	100 [A]
		1 ms	150 [A]
	Valoarea maximă a rezistenței colector – emitor ( $r_{CE\ max}$ )	25° C	18,6 [mΩ]
		125° C	25,3 [mΩ]
Tensiunea de străpungere maximă ( $U_{izol\ max}$ ) (AC, 1 min)		2500 [V]	
Temperatura maximă a joncțiunilor ( $T_{j\ max}$ )		150 °C	
Dioda inversă	Curentul maxim în conducție directă ( $I_{F\ max}$ )	DC	95 [A]
		1 ms	150 [A]
	Valoarea maximă a rezistenței în conducție directă ( $r_{d\ max}$ )		15 [mΩ]



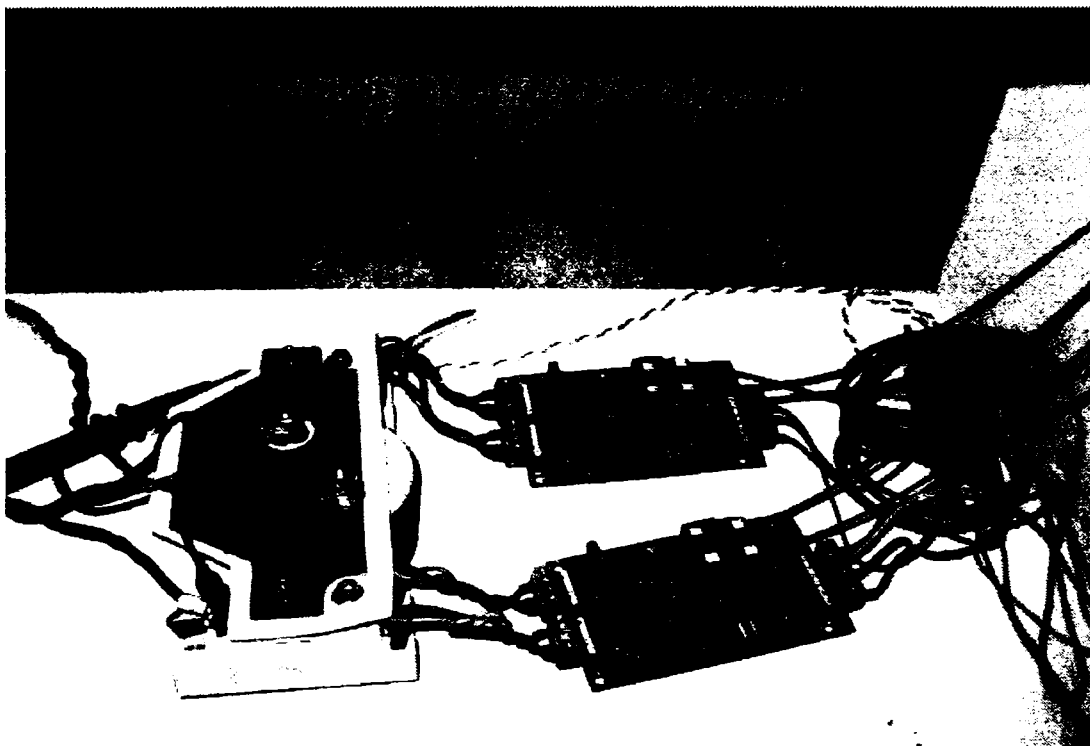
## Anexa 27. Poze ale instalațiilor folosite pentru verificări experimentale



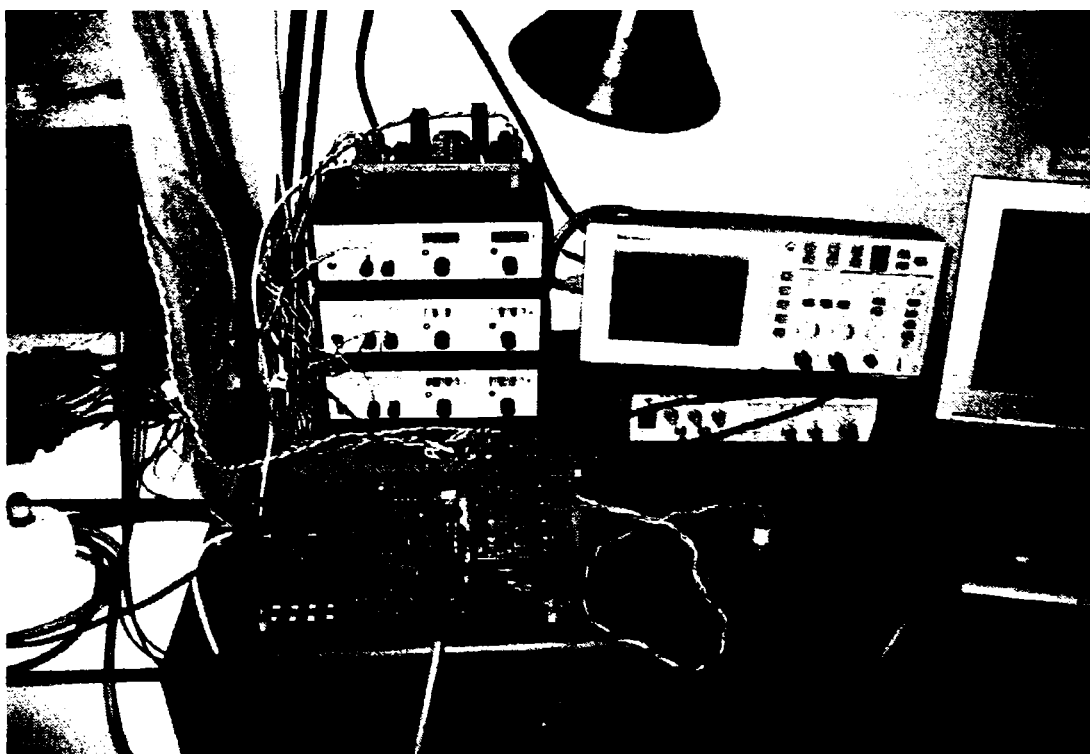
Poza 1. Imaginea de ansamblu a prototipului experimental



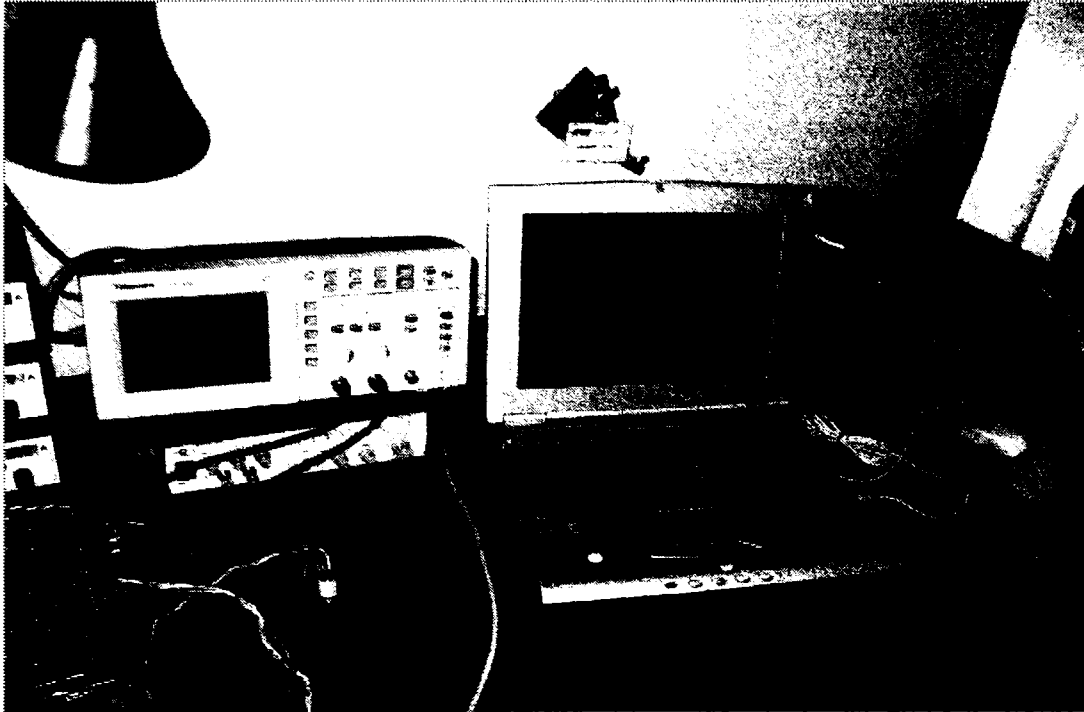
Poza 2. Sursa de alimentare cu tensiune continuă



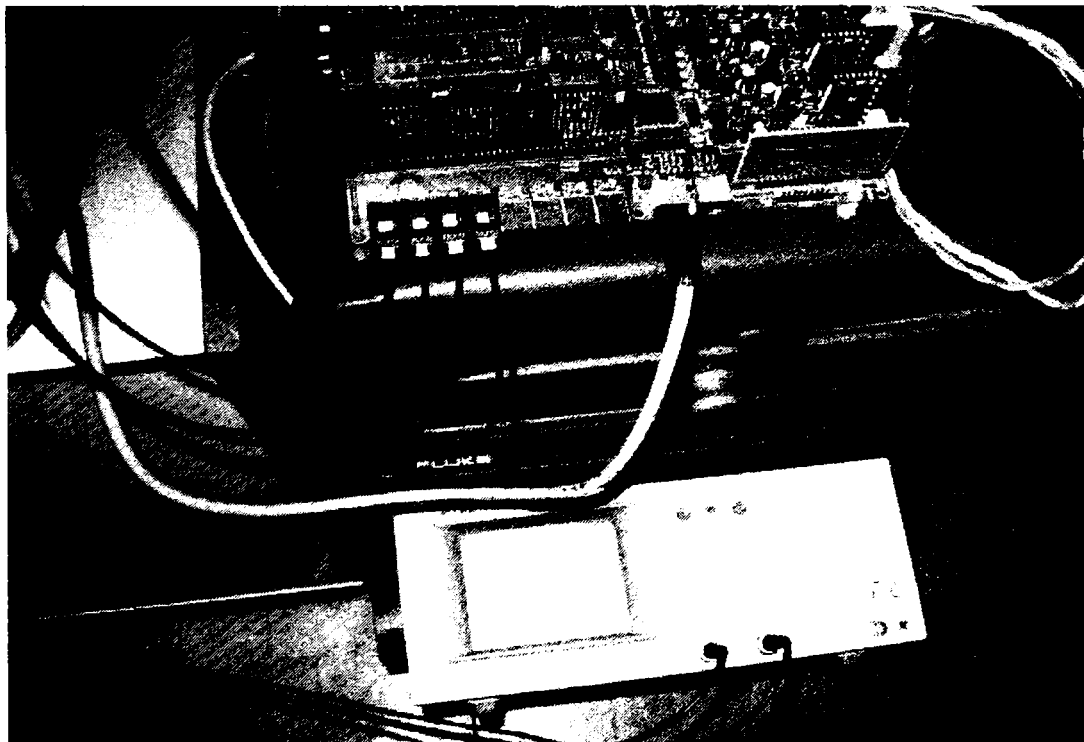
Poza 3. Puntea invertoare cu IGBT-uri și driverele pentru IGBT-uri



Poza 4. Placa cu reglatoare



Poza 5. Instrumente de vizualizare și măsurare



Poza 6. Osciloscop digital FLUKE cu ajutorul căruia au fost memorate formele de undă



Poza 7. Verificări experimentale asupra sursei CTC 100K12 concepută pentru laboratoare



Poza 8. Variantă de inductor pentru încălzirea unei bare cilindrice